RAPORT ȘTIINȚIFIC FINAL TE 143/2020 Regulatoare de ordin fracționar cu autoacordare pentru sisteme slab amortizate pentru a asigura confortul sporit și siguranța utilizatorului

Obiectivele prevăzute/realizate;

<u>Principalul obiectiv</u> general al grantului de cercetare este de a dezvolta algoritmi de control robusti și eficienți, printr-o idee nouă de îmbinare a mai multor concepte din ingineria de control: metode de auto-acordare, identificarea automată a caracteristicilor procesului și calcul fracțional (FC), ca instrument emergent în aplicațiile de control. Proiectul vizează experimentarea, testarea și validarea metodelor originale care să fie aplicate proceselor și sistemelor slab amortizate (SSA). Accentul major al proiectului este astfel îndreptat către îmbunătățirea siguranței și confortului, prin oferirea unor soluții noi pentru un comportament robust al acestor sisteme de control în buclă închisă, în ciuda condițiilor și perturbațiilor de mediu în schimbare, care ar putea destabiliza cu ușurință întregul sistem. <u>Obiectivele specifice</u> ale proiectului sunt următoarele:

<u>Obiectivul 1</u>: Dezvoltarea unui studiu complet și actualizat al stadiului tehnicii privind abordările software moderne pentru exploatarea datelor de răspuns indicial și răspuns în frecvență ale SSA, precum și a metodelor de auto-acordare a regulatoarelor standard de ordin întreg pentru controlul acestor sisteme și metode generale de auto-acordare pentru regulatoarele de ordin fracționar (FOC- fractional order control);

<u>Obiectivul 2</u>: Proiectarea și implementarea autotunerelor de ordin întreg (IO)/fracționar existente pe SSA, ca bază de comparație;

<u>Obiectivul 3</u>: Dezvoltarea de noi metode de auto-acordare de ordin fracționar (FO) pentru SSA bazate pe identificarea automată a caracteristicilor procesului folosind doar datele de răspuns indicial/răspuns în frecvență;

<u>Obiectivul 4</u>: Evidențierea avantajelor autotunerelor FO propuse pentru SSA, în ceea ce privește robustețea buclei închise, precum și avantajele față de metodele existente (atât IO, cât și FO).

Toate obiectivele proiectului au fost realizate in proportie de 100%. Mai jos se prezintă succinct rezultatele obținute în cadrul proiectului, în urma activităților realizate.

• Prezentarea rezultatelor obținute, a indicatorilor de rezultat realizați; a nerealizărilor înregistrate față de rezultatele estimate prin cererea de finanțare (dacă este cazul), cu justificarea acestora;

În cadrul <u>Etapei 1</u> s-au realizat următoarele: analiza existenței utilitarelor software dedicate pentru exploatarea datelor bazate pe răspunsul indicial și domeniul frecvențial pentru procesele slab amortizate, cu scopul de a le utiliza în acordarea regulatoarelor automate. Activitățile din Etapa 1 de implementare au fost efectuate în proporție de 100%. O descriere detaliată a rezultatelor obținute este inclusă în raportul științific anterior.

Activitatea 1.1 vizează utilitarele software dedicate exploatării datelor în domeniul timp. La ora actuală sunt prezentate o varietate de soluții software care folosesc diferite tehnici de identificare. Activitatea 1.2 analizează existența toolbox-urilor care exploatează date în domeniul frecvențial. Spre deosebire de prima activitate, numărul de utilitare strict frecvențiale este restrâns. System Identification, EzyFit și DSI Toolbox prezintă opțiuni de interpretare pentru ambele domenii. În concluzie, la ora actuală nu există un toolbox dedicat analizării datelor achiziționate de la procese slab amortizate. Literatura de specialitate prezintă doar soluții software generalizate care oferă o soluție largă, fără a ține cont de particularitățile procesului controlat. O comparație între utilitarele incluse în acest studiu este prezentată în tabelul de mai jos.

Nume	Domeniul timp	Domeniul frecvențial	Interfață grafică	Personalizarea metodelor folosite	Cost (2020)
IE, Das	x				0
LSQCURVEFIT/ Curve Fitting Methods	х		x		1000 euro - Curve Fitting Toolbox Matlab
PSO	х				1125 euro - Deep Learning Toolbox Matlab
Monte Carlo Methods	x			x	0
EzyFit	x	x	x		0
DIS Toolbox	x	x	x	x	0
IDTool	x				0
System Identification	x	x	x	x	1075 euro - System Identification Toolbox Matlab
FDIDENT		x	x	x	1100 euro - FDIDENT standalone addon

În cadrul Etapei 2 de implementare a grantului de cercetare au fost efectuate studii legate de stadiul actual al cunoașterii din punct de vedere al strategiilor de autoacordare de ordin întreg (Activitatea 2.1) și ultimele tendințe în autoacordare a regulatoarelor de ordin fracționar (Activitatea 2.2). Cele mai eficiente și cele mai populare metode de reglare de ordin întreg au fost testate pe SSA folosind simulări Matlab în Activitatea 2.3. Rezultatele numerice obținute au fost analizate și cele mai eficiente metode au fost selectate din punct de vedere al urmăririi referinței și rejecția perturbațiilor. Activitatea 2.4 este similară cu 2.3, cu diferența că s-au testat strategiile de ordin fracționar pe sisteme SSA. În cadrul Activității 2.5 a fost propusă o metodă nouă de autoacordare a proceselor SSA folosind o metodă de identificare automată a răspunsului experimental ca model de ordinul doi cu timp mort, apoi identificând parametrii unui regulator fracționar impunând o margine de câștig maximă. Deși metodologia este dedicată sistemelor SSA, aceasta poate fi utilizată cu succes și în cazul proceselor puternic amortizate. Metodologia propusă este validată cu succes în cadrul Activității 2.6 folosind un stand experimental de tip vertical take off and landing (VTOL) cu dinamică similară SSA. Ultima activitate, 2.7, prezintă rezultate experimentale ale implementărilor regulatoarelor de ordin fracționar acordate prin metodele cu performanțe superioare identificate în cadrul activităților precedente. S-au implementat regulatoare de ordin întreg și regulatoare de ordin fracționar pe standuri experimentale VTOL și smartbeam.

Rezultatele obținute în etapa 2 au fost descrise pe larg în raportul științific anterior. În cele ce urmează se prezintă rezultatele cele mai importante doar.

Necesitatea unui control superior cu robustețe ridicată a condus la mai multe modificări ale regultorului PID standard, rezultând o generalizare de ordin fracționar. Această generalizare permite o mai mare flexibilitate în proiectare, datorită celor doi parametri de acordare suplimentari, ordinele fracționare de integrare și diferențiere. Printre principalele avantaje se numără performanță mai bună în buclă închisă, capabilități de respingere a perturbațiilor, control îmbunătățit al sistemelor cu timp mort și robustețe crescută [1,2]. Funcția de transfer PID de ordin fracționar este dată astfel:

$$C_{FO-PID}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s^{\lambda}} + T_d s^{\mu} \right)$$
(1)

unde $0 < \lambda < 1$ și $0 < \mu < 1$ sunt ordine fracționare de integrare și respectiv diferențiere, iar k_p este factorul proporțional, T_i și T_d sunt constantele de timp de integrare și derivare.

Ulterior studiului realizat în Activitatea 2.1, legat de metodele de auto-acordare de ordin întreg- pentru implementare s-au ales cele mai populare metode care au raportat cele mai bune rezultate (Autotunerul KC [3]). Pentru procesul VTOL descris de

$$P(s) = \frac{22.24}{s^2 + 0.6934s + 5.244} e^{-0.8s}$$
(2)

s-au acordat regulatoare de ordin întreg folosind metodele Ziegler-Nichols (ZN-UG) [4], Wang-Shao (WS) [5] și KC [3]. Regulatoarele obținute sunt: ZN-UG - K_p=0.029, T_i=1.21 și T_d=0.3; WS: K_p=0.055, T_i=0.19 și T_d=1.05; KC - K_p=0.027, T_i=0.054 și T_d=0.013. Validările prin simulare sunt prezentate în Fig. 1 a și b. Regulatorul ZN a fost acordat pentru ω = 2.59 rad/s, iar KC pentru ω = 2 rad/s folosind exclusiv teste experimentale ale platformei VTOL. După cum se poate vedea în Fig 1 a), cel mai bun regulator pentru urmărirea referinței este KC obținând cel mai bun timp de răspuns și suprareglaj nul, pe când WS obține cea mai slabă performanță. Pentru rejecția perturbației din Fig 1 b), WS este cea mai bună alegere, urmat de KC.



Fig 1. Validarea regulatoarelor ZN, WS și KC pe procesul VTOL a) urmărirea referinței, b) rejecția perturbației – validare prin simulare Activitatea 2.3

Ulterior studiului realizat în Activitatea 2.2, s-au implementat diferite tipuri de metode de auto-acordare pentru FOC descris de (1). Metodele de autoacordare indirecte bazate pe un răspuns în formă de S nu pot fi aplicate pentru (2). Un controler FO-PI acordat conform [6] este comparat cu un FO-PID obținut folosind metoda din [7] și un controler FO-PI determinat folosind [8]. În primul rând, metoda releului este utilizată pentru a estima factorul critic k_{cr}=0.0709 și timpul critic T_{cr}=2.8. Acestea permit proiectarea unui controler FO-PID conform primului set de reguli de reglare din [9]. Totuși, parametrul k_p obținut în acest fel este negativ și destabiliza sistemul în buclă închisă. Astfel, designul nu este inclus în această comparație. Pentru a regla controlerul FO-PI [8], un test sinus este aplicat mai întâi procesului pentru a determina faza, modulul și panta fazei. Apoi, parametrii controlerului FO-PI sunt determinați astfel încât sistemul în buclă deschisă să îndeplinească o frecvență de tăiere de 0.09 rad/s și o margine de fază de 75°, împreună cu proprietatea de isodamping legată de robustețe. Pentru procesele de ordinul doi slab amortizate, majoritatea metodelor de autotuning de ordin fracționar nu pot fi aplicate, cu mici excepții [10], [11]. Metoda de autoacordare directă din [10] conduce la un FO-PI în serie cu un controler FO-PD, iar metoda din [11] duce la un FO-PI. În mod similar cu rezultatele din Tabelul 2, un timp de răspuns mai rapid și o mai bună respingere a perturbațiilor sunt obținute folosind controlerul de ordine fracționar din [10], datorită componentei FO-PD. Regulatorul FO-PI din [11] va produce rezultate identice cu cel din [8]. Din motive de spațiu, rezultatele comparative sunt prezentate ulterior în acest raport, în cadrul Activității 3.4, alături de metodele noi dezvoltate în cadrul proiectului.

Metoda propusă pentru autoacordarea regulatoarelor fracționare utilizând date ale răspunsului indicial (Activitatea 2.5) constă în doi pași: identificarea unui proces slab amortizat ca fiind o funcție de transfer de ordinul II respectând modelul clasic:

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{3}$$

Procedura generală de obținere a unui model SOPDT (sistem de ordinul 2 cu timp mort) are patru etape majore și câteva date de intrare necesare. Primele date de intrare sunt răspunsul la treaptă măsurat experimental, eșantionat cu perioada T_s într-un interval de timp de 0...T_m, unde T_m este timpul de răspuns al sistemului. Ieșirea este o serie de date de tipul y(k), unde k = 0...N_s-1, cu T_m = N_sT_s și N_s este numărul de eșantioane. A doua intrare pentru algoritm constă dintr-o estimare a factorului de amplificare K și a perioadei de oscilație T_p. A treia și ultima cerință de intrare este de a oferi algoritmului un minim și o valoare maximă conform ecuației (4) pentru parametrul de timp mort, τ_d . τ_{dmin} și τ_{dmax} trebuie să fie numere întregi. Se caută d = d_{min} : d_{max} într-o maniera iterativă.

$$\tau_{dmin} = d_{min}T_s \qquad \qquad \tau_{dmax} = d_{max}T_s \tag{4}$$

Primul pas implică înlocuirea răspunsului măsurat y(k) cu s(k), care va avea toate informațiile lui y(k), cu excepția timpului mort. Prin urmare, rezultă următorul set nou de date:

$$s(k-d) = y(k), \quad k = d...N_s - 1$$
 (5)

Următorul pas necesită utilizarea noilor date s(k) pentru a estima parametrii ω_n și ζ , folosind una dintre cele două metode furnizate de algoritm. Prima metodă este aplicată pentru procesele amortizate, în timp ce a doua este aplicată pentru procesele slab amortizate. Pentru a decide cu ce metodă ar trebui să continue algoritmul, acesta examinează parametrul de intrare T_p, care, dacă este egal cu 0, denotă prezența unui sistem supraamortizat, în caz contrar sistemul este considerat subamortizat.

În cea de-a treia etapă a metodei, folosind τ_{d} = dT_s, se calculează răspunsul la treaptă al lui \hat{y} calculat folosind (6). Al patrulea pas implică calcularea Sumei erorilor pătrate (SSE). Acest lucru se face folosind ecuația (7).

$$\hat{y} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-\tau_d s}$$

$$SSE = \sum_{k=0}^{N_s - 1} [y(k) - \hat{y}(k)]^2$$
(6)
(7)

10

Ultimul și al cincilea pas al metodei începe după ce au fost calculate toate modelele potențiale pentru fiecare dintre valorile lui τ_{d} . Folosind valorile SSE, acest pas rezolvă problema de optimizare descrisă de

$$\tau_d^* = \arg\min_{\tau_d} SSE(\tau_d)$$

Metoda dezvoltată de identificare poate fi folosită pentru procese subamortizate sau procese slab amortizate. În continuare se va detalia metodologia propusă pentru un proces slab amortizat având dinamica ilustrată în Fig. 2. Aria secțiunilor marcate în Fig. 2 se poate calcula folosind







Ecuația (8) se rescrie ca A = A₁-A₂+A₃-A₄...Explicația din spatele acestei decizii este că zonele cu indici impari aduc o contribuție pozitivă, în timp ce zonele cu indici pari aduc o contribuție negativă. Primul pas al algoritmului începe prin introducerea a trei variabile noi. Primele două sunt p și \bar{p} , reprezintă polii conjugați complecși ai sistemului de ordinul doi (9). A treia variabilă este T₁, definită în ecuația (10).

$$p = -\zeta \omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}, \quad \omega_n = \frac{2\pi}{T_p \sqrt{1 - \zeta^2}}$$
(9)

$$T_1 = \frac{\arcsin(\zeta) + \frac{\pi}{2}}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \tag{10}$$

Pentru pasul doi menționat anterior, este necesară rezolvarea problemei de optimizare dată de

$$f(\zeta) = \frac{\bar{p}/p}{\bar{p} - p} \left(-1 + 2 \frac{e^{p_1^T}}{1 + e^{0.5pT_p}} \right)$$

$$F(\zeta) = |A - 2KRe\{f(\zeta)\}|$$
(11)

$$\begin{cases} \zeta^* = \arg\min_{\zeta} F(\zeta) \\ \omega_n^* = \frac{2\pi}{T_p \sqrt{1-\zeta^2}} \end{cases}$$

În continuare, se va acorda regulatorul de ordin fracționar dat de ecuația

$$H_{FOPI}(s) = K_p (1 + K_i \frac{1}{s} \frac{1}{s^{1-\lambda}})$$
(12)

Forma trigonometrică a regulatorului din (12) este

$$H_{FOPI}(j\omega) = K_p (1 + K_i (j\omega)^{-\lambda})$$

$$= K_p \left[1 + K_i \omega^{-\lambda} (\cos \frac{\lambda \pi}{2} - j \sin \frac{\lambda \pi}{2}) \right]$$

$$= K_p \left(1 + K_i \omega^{-\lambda} \cos \frac{\lambda \pi}{2} - j K_i \omega^{-\lambda} \sin \frac{\lambda \pi}{2} \right)$$
(13)

de unde se pot scrie faza și modulul ca

$$\underline{/H_{FOPI(j\omega)}} = -\arctan\left(\frac{K_i\omega^{-\lambda}\sin\frac{\lambda\pi}{2}}{1+K_i\omega^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}}\right) \quad |H_{FOPI}(j\omega)| = K_p\sqrt{1+2K_i\omega^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}+K_i^2\omega^{-2\lambda}}$$
(14)

Faza și modulul procesului sunt cunoscute

(8)

$$\frac{/G(j\omega)}{d\omega} = -\arctan(\tau_1\omega) - \arctan(\tau_2\omega) - \tau_d\omega \qquad (15)$$
$$= -\arctan\left(\frac{(p_1 + p_2)\omega}{p_1p_2 - \omega^2}\right) - \tau_d\omega \qquad |G(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{\tau_1^2\omega^2 + 1}\sqrt{\tau_2^2\omega^2 + 1}}$$

unde K este factorul de proporționalitate al sistemului, $\tau_{1,2}$ sunt constantele de timp și $p_{1,2}$ sunt polii sistemului. Dacă $p_{1,2}$ sunt complex conjugați, ei vor avea structura: $p_{1,2}$ = aj ± b, altfel pot fi calculați direct ca $p_{1,2}$ = 1/ $\tau_{1,2}$. Faptul că polii pot fi conjugați nu afectează formula fazei, deoarece sunt folosite doar părțile reale.

Se definește funcția în buclă deschisă ca $H_{ol}(s)=G(s)H_{FOPl}(s)$, rezultând marginea de fază φ . Frecvența de tăiere ω_c și φ sunt impuse, iar polii sunt cunoscuți. Cele două necunoscute K_i și λ se pot determina folosind:

$$-\arctan\left(\frac{K_{i}\omega_{c}^{-\lambda}\sin\frac{\lambda\pi}{2}}{1+K_{i}\omega_{c}^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2}}\right) = -180^{\circ} + \varphi - \arctan\left(\frac{(p_{1}+p_{2})\omega_{c}}{p_{1}p_{2}-\omega_{c}^{2}}\right) + \tau_{d}\omega_{c}$$

$$K_{i}(\lambda) = \frac{X}{\omega_{c}^{-\lambda}(\sin\frac{\lambda\pi}{2}-X\cos\frac{\lambda\pi}{2})}$$

$$X = \tan(180^{\circ} - \varphi - \arctan\left(\frac{(p_{1}+p_{2})\omega_{c}}{p_{1}p_{2}-\omega_{c}^{2}}\right) - \tau_{d}\omega_{c})$$
(16)

rezultând

$$K_p(\lambda) = \frac{1}{|G(j\omega_c)|} \frac{1}{\sqrt{1 + 2K_i\omega^{-\lambda}\cos\frac{\lambda\pi}{2} + K_i^2\omega^{-2\lambda}}}$$
(17)

Pentru a obține un regulator cu performanțe bune, prima parte a algoritmului se va repeta pentru fiecare λ de la 0,01 până la 1,5. Procedura începe prin a calcula K_p și K_i folosind relațiile corespunzătoare (16, 17). Valorile obținute sunt apoi substituite în forma generală a controlerului din (12), deci se obține un model potențial pentru controlerul FOPI. Sistemul în buclă deschisă este calculat la pasul următor. Performanțele sistemului în buclă deschisă sunt apoi analizate și este stocată o variabilă, și anume marginea de câștig G_m. În a doua parte a algoritmului, este selectat G_m maxim. Parametrii respectivi K_p și K_i și controlerul sunt apoi recalculați. Pentru aproximarea termenului fracționar se folosește metoda de aproximare recursiva a lui Oustaloup.

Regulatorul obținut în cadrul Activității 2.6 folosind metodologia propusă pentru procesul VTOL din (2) este:

$$H_{FO-PI}(s) = 0.0025239 \left(1 + 38.377 \, s^{-0.932}\right) \tag{18}$$

iar modelul de ordinul II identificat automat este

$$G_{VTOL}(s) = \frac{4.27}{0.1817s^2 + 0.1449s + 1}e^{-0.8s}$$
(19)

Datele experimentale au fost obținute prin alimentarea platformei VTOL cu 6.3V, mișcând brațul mobil de la -26° la 0°. Performanțele necesare pentru proiectarea controlerului FOPI au fost alese ca marginea de fază 75° și o frecvență de tăiere de 0.4 rad/s. Procesul de identificare automată a obținut un index MSE de 0.02981, validând procedura de identificare propusă. Marginea de câștig rezultată pentru sistemul în buclă deschisă este de 6.7 dB, în timp ce frecvența și marginea de fază rezultate sunt 0.404rad/s și 74.7572°. Validarea modelului este realizată în Fig. 3, iar răspunsul la treaptă este prezentat în Fig. 4.

Regulatoarele de ordin întreg, dar și de ordin fracționar, analizate în cadrul activităților anterioare (2.1, 2.2, 2.3 și 2.4) au fost validate experimental pe platforma VTOL

în cadrul Activității 2.7. Rezultatele sunt prezentate în Fig. 5 pentru zona de funcționare de 0-10° și pentru 20-30°. Rezultatele experimentale sunt similare cu simulările de la Activitatea 2.3, WS are cea mai slabă performanță pentru 0-10°, iar pentru 20-20° acesta este instabil. Regulatorul KC obține cel mai bun timp de răspuns pentru ambele cazuri, urmat de ZN. În testele experimentale, regulatorul KC obține cea mai bună performanță și pentru rejecția perturbației din Fig. 6.

Cea mai bună performanță dintre regulatoarele de ordin fracționar acordate pentru VTOL a fost obținută pentru regulatorul FOPI acordat folosind metoda extinsă KC în Activitatea 2.4. Validarea acestuia pe standul experimental este ilustrată în Fig. 7.



Fig. 3. Validarea modelului obținut automat pe datele experimentale



Fig. 4. Răspunsul la treaptă al sistemului VTOL cu regulatorul FOPI - simulare



Fig. 5. Validarea regulatoarelor de ordin întreg pe platforma VTOL a) 0-10° b) 20-30°



Fig. 6. Validarea regulatoarelor de ordin întreg pe platforma VTOL pentru rejecția perturbației

O altă validare a metodei KC este realizată pe un sistem slab amortizat de tip smart beam, ilustrată în Fig. 8. Răspunsul procesului fără regulator la un semnal sinus cu frecvență variabilă între 10-20Hz este ilustrat în Fig. 8 a), iar în Fig. 8 b) este prezentat răspunsul folosind un regulator PD fracționar.



Fig. 7. Validarea FOPI de ordin fracționar acordat folosind KC pe platforma VTOL



Fig. 8 a) Răspunsul sistemului smart-beam fără regulator b) Răspunsul sistemului smart-beam cu regulator PD fracționar autoacordat folosind KC

În cadrul <u>Etapei 3</u> de implementare a grantului de cercetare s-a dezvoltat o nouă metodă de auto-acordare a regulatoarelor de ordin fracționar utilizând răspunsul frecvențial al procesului (Activitatea 3.1). Această metodă a fost apoi implementată și validată prin simulare Matlab, testele presupunând un proces cu dinamică de tip SSA (Activitatea 3.2). Validarea experimentală a celor două metode de auto-acordare dezvoltate în cadrul proiectului și rezultate în urma Activităților 2.5, respectiv 3.1, s-a realizat ulterior folosind procesele de tip SSA (Activitatea 3.3). Compararea rezultatelor obținute cu cele două metode dezvoltate și cele existente și analizate în Etapa 2 s-a realizat în cadrul Activității 3.4. Ultima etapa a proiectului a presupus și proiectarea și implementarea unui program software pentrua determina automat regulatorul folosind metodele dezvoltate în proiect (Activitatea 3.5). Rezultatele acestei etape se prezintă succinct în cele ce urmează.

În cadrul Activității 3.1, s-a dezvoltat o metoda de auto-acordare pornind de la metoda clasica Ziegler-Nichols. Ideea de bază constă în modificarea direcției buclei deschise într-un punct fix al diagramei Nyquist care corespunde frecvenței critice. Frecvența critică a procesului și amplificarea asociată sunt determinate folosind testul releului. Un FO-PID simplificat este de preferat având același ordin de integrare și diferențiere. Raportul dintre cele două constante de timp ale regulatorului PID este r=4, dar procedura de proiectare este prezentată pentru orice valori posibile. Sunt determinate reguli de reglare similare abordării Ziegler-Nichols. Pentru un anumit ordin fracționar al controlerului FO-PID, parametrii acestuia pot fi apoi calculați cu ușurință. Metoda nu necesită proceduri complexe de optimizare. Funcția de tarsnefr a FO-PID este data în acest caz de:

$$C_{FO-PID}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s^{\lambda}} + T_d s^{\lambda} \right)$$
(20)

unde ordinul fracționr este $\lambda \in (0,1)$. Dacă $\lambda=1$, se obține regulatorul PID standard. Ordinul fracționar λ poate schimba modulul și faza controlerului FO-PID. Răspunsul în frecvență al controlerului FO-PID este:

$$C_{FO-PID}(j\omega) = R_c(\omega) + jI_c(\omega)$$
⁽²¹⁾

Derivata ecuației (21) este:

$$\frac{dC(j\omega)}{d\omega} = \frac{dR_c(\omega)}{d\omega} + j\frac{dI_c(\omega)}{d\omega}$$
(22)

Panta răspunsului frecvențial S_c al FO-PID este:

$$S_c = \frac{dI_c(\omega)}{dR_c(\omega)}$$
(23)

Aşadar, panta S_c poate fi modificată prin λ , așa cums e arată în Fig. 9.



Fig. 9. Diagrama Nyquist pentru diferite tipuri de regulatoare FO-PID

Obiectivul abordării de autotuning propuse este de a obține o direcție mai bună a răspunsului frecvențial al buclei deschisa în punctul ZN. Metoda se bazează pe:

- 1. calculul k_p , T_i and T_d , care asigură că răspunsul frecvențial al buclei deschise trece prin punctul ZN la frecvența critică ω_c : $L(j\omega_c) = -0.6 0.28j$.
- 2. selectarea lui λ pentru a modifica panta răspunsului frecvențial al buclei deschise.

Algoritmul detaliat este prezentat in lucrarea [7] și din motive de spațiu nu este inclus aici. În continuare se prezintă succint descrierea acestuia. O abordare pas cu pas a algoritmului este prezentată în continuare.

<u>Pasul 1</u>. Efectuați un test de releu asupra procesului care trebuie controlat și determinați amplificarea critică a procesului k_c și perioada critică de oscilație T_c. Frecvența critică este astfel $\omega_c = \frac{2\pi}{T_c}$. Răspunsul în frecvență al procesului la această frecvență va fi $P(j\omega_c) = -\frac{1}{k_c}$. <u>Step 2.</u> Selectați r și $\lambda > \lambda_{min}$, potrivit *Teoremei 3* din [7]. <u>Step 3.</u> Calculați $C = \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)$, $S = sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)$ and $R = r^{\lambda}$.

<u>Step 4.</u> Răspunsul frecvențial impus penrtu bucla deschisă va fi $L(j\omega_c) = -0.6 - 0.28j$. Se

determină ulterior parametri a și b. Pentru o valoare standard r=4, parametrii $a = 0.6k_c$ și b=0.467a.

Step 5. Calculați X utilizând ecuația pătratică descrisă de *Teorema 1* din [7].

Step 6. Calculați
$$\alpha = \frac{0.6}{\left[1 + C\left(\frac{X}{R} + \frac{1}{X}\right)\right]}, \beta = \frac{X}{(2\pi)^{\lambda}}$$
 și $\gamma = \frac{1}{R}$.

<u>Step 7.</u> Calculați parametri regulatorului $k_p = \frac{0.6k_c}{\left[1+C\left(\frac{X}{R}+\frac{1}{X}\right)\right]} = \alpha k_c, T_i = \beta T_c^{\lambda}$ și $T_d = \frac{T_i}{R} = \gamma T_i.$

Tabelul 1 prezintă parametrii k_p , T_i și T_d rezultați pentru diferite valori ale λ și r=4. Parametrii PID standard ai abordării ZN sunt obținuți pentru λ =1.

Validarea metodei propuse s-a realizat în Activitatea 3.2, fiind utilizat ca și studiu de caz procesul dat de (2). Metoda releului este utilizată inițial pentru a determina k_c =0.0709 și P_c =2.8. Folosind aceste valori, se determină răspunsul frecvențial al procesului și ulterior FO-PID de forma:

$$C_{FO-PID}(s) = 0.0355 \left(1 + \frac{1}{1.49s^{0.9}} + 0.28s^{0.9} \right)$$
(24)

Din lipsă de spațiu nu se prezintă separat simulările în buclă închisă, acestea fiind redate mai jos alături de rezultatele simulărilor realizate cu alte metode existente.

Tabelul 1. Parametrii FO-PID calculați pentru diferite valori de ordin fracționar λ conform metodei propuse

λ	k _p	Ti	T _d
0.4	0.16k _c	$2.57T_c^{0.4}$	0.57T _i
0.5	0.23k _c	$1.55T_c^{0.5}$	0.50T _i
0.6	0.29k _c	$1.12T_{c}^{0.6}$	0.44T _i
0.7	0.36k _c	$0.87T_{c}^{0.7}$	0.38T _i
0.8	0.42k _c	$0.71T_c^{0.8}$	0.33T _i
0.9	0.50k _c	$0.59T_c^{0.9}$	0.29T _i
1	0.6k _c	$0.5T_{c}^{1.0}$	0.25T _i

Validarea experimentală (Activitatea 3.3) a metodei de auto-acordare pe baza răspunsului indicial presupune implementarea regulatorului obținut (18) pe standul experimental VTOL. Aproximarea discretă a controlerului FOPI din (18) proiectat conform metodei propuse în Activitatea 2.5 a fost apoi obținută automat folosind metoda Oustaloup implementată în algoritmulde auto-acordare, iar rezultatele experimentale sunt prezentate în Fig. 10. Cea mai bună soluție pentru aproximarea controlerului în timp discret a fost obținută cu un ordin 8 și o perioadă de eșantionare Ts=0,0065s, care a dus la o eroare minima MSE =4.2510⁻⁴. Pe baza functiei de tarsnfer discrete a regulatorului FOPI din (10), s-a determinat relația de recurență pentru semnalul de comandă. Acesta a fost folosită pentru a implementa controlerul FOPI pe unitatea VTOL. Sistemului i se dau apoi diferite referințe variind de la -26° la 10°. Rezultatele experimentale sunt date în Fig. 10a), pentru unghiul VTOL și Fig. 10b), pentru semnalul de tensiune. Rezultatele arată că metoda propusă poate fi utilizată cu succes pentru a proiecta automat controlere FOPI care produc răspunsuri stabile în buclă închisă, chiar și pentru sistemele neliniare slab amortizate, cum ar fi unitatea VTOL. Rezultate detaliate sunt cuprinse în lucrarea [12].

Metoda de auto-acordare bazată pe răspunsul frecvențial al procesului dezvoltată în cadrul Activității 3.1. a fost de asemenea validată experimental pe același stand, slab amortizat, de tip VTOL (vertical take off and landing). Rezultatele sunt detaliate în lucrarea [14] și din motive de spațiu sunt prezentate alături de rezultatele comparative obținute în cadrul Activității 3.4.



Fig. 10. Rezultate experimentale obținute pe unitatea VTOL folosind metoda propusă bazată pe răspunsul indicial a) unghiul VTOL b) semnalul de tensiune

Activitatea 3.4 a presupus compararea rezultatelor obținute în buclă închisă cu metodele propuse de reglare cu cele existente la ora actuală. Numeroase exemple sunt incluse în lucrările [12]-[14]. Se prezintă mai jos parțial rezultatele acestor comparații. O astfel de comparație a fost realizată între regulatoare de tip FO-PID ai căror paremetri au fost estimați folosind metode existente, precum cele descrise de [6] sau [8]. Parametrii regulatoarelor de ordin fracționar sunt prezentați în Tabelul 2. Fig. 11 prezintă rezultatele în buclă închisă, precum și semnalele de intrare necesare. Mărimile de performanță sunt indicate în Tabelul 3.

<i>i</i> 1						
Regulator		k _p	Ti	λ	T _d	μ
FO-PI Gude [6]		0.0147	0.8348	1.1190	-	-
FO-PID [7]	ZN-FOC	0.0355	1.4904	0.9	0.2832	0.9
FO-PI FO KC [8]		0.6573	0.3471	1.186	-	-

Tabelul 2. Parametrii FOPI/FOPID pentru VTOL



Fig. 11. a) Semnale de ieșire pentru controlul FO-PID al procesului slab amortizat VTOL b) Semnale de intrare pentru controlul FO-PID al procesului slab amortizat VTOL

Regulator	Suprareglaj	Timp	Timp de
		de	rejecție al
		răspuns	perturbației
FO-PI	4%	68	21.5
Gude			
FO-PID	0%	33.5	22.5
ZN-FOC			
FO-PI FO	5%	79.5	22
KC			

Tabelul 3. Performanțele obținute cu regulatoarele de ordin fracționar

Metoda de auto-acordare folosită pentru comparație este cea dezvoltată în cadrul acestui proiect în Activitatea 3.1, metoda bazată pe răspunsul frecvențial. Rezultatele simulării din Fig. 11 și Tabelul 3 arată că cel mai rapid timp de răspuns este obținut cu controlerul FO-PID propus [7], cu suprareglaj zero. Cu toate acestea, în acest caz, efortul de control necesar este cel mai mare. Cele două controlere FO-PI determinate au timp de răspuns la respingerea perturbațiilor similare, precum și efortul de control. Pentru acestea din urmă, timpul de răspuns este mai mare.

O comparație similară este realizată și experimental. Două regulatoare de tip FO-PI sunt determinate folosind metode existente și descrise în [11], respectiv [8]. Funcțiile de transfer rezultate sunt date în Tabelul 4. Metoda dezvoltată în cadrul Activității 3.1. a acestui proiect este folosită pentru a determina parametri unui regulator de tip FO-PID a cărui funcție de transfer este de asemenea inclusă în Tabelul 4. Aceleași specificații de performanță au fost impuse în determinarea parametrilor regulatarelor.

Tabelul 4. Funcțiile de transfer ale regulatoarelor fracționare folosite pentru compararea rezultatelor în buclă închisă

Metoda sine test [11]	$0.0267\left(1+\frac{2.0942}{c^{0.9572}}\right)$
	$(s^{0.9572})$

Metoda FO-KC [8]	$0.031\left(1+\frac{2.6048}{s^{0.9651}}\right)$
Metoda propusă FO-ZN [7]	$0.0381 \left(1 + \frac{1}{1.272^{0.95}} + 0.3408^{0.95} \right)$

Figura 12 prezintă rezultatele testelor experimentale pentru diferite zone de operare. În Fig. 12a), referința ia pe rând valorile sunt $[-20, -15, -20, -26]^{\circ}$. Valoarea -26° reprezintă starea inițială a sistemului VTOL, unde brațul mobil se află pe platforma de bază. După cum se poate vedea, toate cele trei controlere oferă un sistem în buclă închisă care este stabil și atinge punctul de referință dorit cu eroare staționară constantă zero. Pentru prima încercare $[-26, -20]^{\circ}$, regulatorul FO-KC are un timp răspuns de 20s, urmat de regulatorul Sine-Test cu 30s și FO-ZN cu un timp de răspuns de aprox. anii 40. Totuși, pentru celelalte valori de treaptă, timpul de răspuns este aproape similar, cu o ușoară îmbunătățire observată pentru controlerul FO-KC. În plus, suprareglajul este nul pentru toate controlerele. Din punct de vedere al semnalului de control, valorile variază între [0 4,8]V pentru controlerele FO-KC și FO-ZN, în timp ce controlerul FO-ZN prezintă unele vârfuri atunci când amplitudinea semnalului de referință se modifică. Fără îndoială că regulatorul FO-KC este cea mai bună alegere pentru această zonă de operare.

Un al doilea test, pentru validarea robusteții regulatoarelor, este prezentat în Fig. 11b), unde referința variază între [0, 15, 30, 15]°. Din nou, sistemul VTOL este în poziția sa inițială la începutul experimentului, plecând din poziția -26°. FO-KC este cel mai slab performant în această zonă de operare, dovedindu-se instabil. Pentru primii doi pași între [-26 0]° și [0 15]° controlerul Sine-Test obține cel mai bun timp de răspuns. Cu toate acestea, pentru o zonă de operare mai largă, controlerul Sine-Test devine instabil atunci când valorile de referință merg de la 15° la 30°. Semnalul de control este similar cu scenariul de testare anterior, cu câteva vârfuri observate pe semnalul de control calculat cu regulatorul FO-ZN. Până acum, cel mai bun controler pentru acest caz de testare este FO-ZN, deoarece oferă un sistem stabil în buclă închisă pentru toate valorile de referință.

Un alt scenariu de testare implică performanța de rejectare a perturbațiilor pe ieșire prezentată în Fig. 12. Brațul robotizat este stabilizat la –10°, între 0 și 35 de secunde (cel mai bun timp de răspuns se obține cu controlerul FO-KC). O perturbație de 7° se aplică la t=35s. După cum se poate vedea, toate cele trei controlere resping cu succes perturbația. La t=50s, perturbația este eliminată și sistemul revine la poziția de referință. Amplitudinea maximă este mai mare pentru controlerul FO-KC (–2°), care depășește amplitudinea perturbației, în timp ce celelalte controlere au o amplitudine maximă de –9°, mai puțin decât semnalul de perturbație. Timpi de răspuns similari sunt obținuți de toate cele trei controlere. Cu toate acestea, se poate observa că cregulatoarele FO-KC și Sine-Test provoacă oscilații de ieșire mai mari, în timp ce FO-ZN (dezvoltat în proiect) asigură o tranziție mai lină.

Ultimul experiment vizează evaluarea robusteții pentru incertitudinile sistemului (Fig. 13). Prin urmare, procesul este modificat prin adăugarea unei greutăți de 20 g la brațul mobil deasupra ventilatorului. Un alt test este efectuat pentru zona de operare [-26 0]°, unde toate controlerele s-au dovedit stabile în testele anterioare. Valorile semnalului de referință de [-17, -10, 0]° sunt aplicate la timpii [0, 40, 65]s. Controlerul FO-KC este considerabil mai rapid între [-26 – 17]°, urmat de controlerul Sine-Test și FO-ZN. Pentru intervalul [-17 10]°, toate cele trei controlere sunt similare, în timp ce pentru [-10 0]° controlerul FO-KC este

instabil. Pentru ultimul interval, regulatorul determinat folosind metoda Sine-Test oferă o ușoară îmbunătățire a timpului de răspuns. Este clar că stabilitatea și timpul de așezare îmbunătățit justifică faptul că regulatorul Sine-Test este cel mai robust. Standul experimental utilizat este redat în Figura 14, iar detaliile legate de funcționarea acestuia sunt incluse în [14].



Fig. 11. Validarea experimentală a metodei propuse în comparație cu metode existente – urmărirea referinței





Fig. 12. Validarea experimentală a metodei propuse în comparație cu metode existente – rejectarea perturbațiilor

Fig. 13. Validarea experimentală a metodei propuse în comparație cu metode existente – robustețe



Fig. 14. Standul experimental VTOL folosit în proiect

În cadrul Activității 3.5 s-a dezvoltat o aplicație ce conține două componente care implementează cele două metode noi dezvoltate în cadrul proiectului: varianta cu autoacordare folosind date frecvențiale, respectiv varianta cu auto-acordare indirectă folosind raspunsul indicial al procesului. Din lipsa de spațiu, se prezintă în cele ce urmează componenta aplicației ce utilizeaza răspunsul indicial al procesului prezentată și în lucrarea [12].

Aplicația numită AFOPI (Automatic FOPI) a fost dezvoltată ca o aplicație Matlab și încorporează întreaga procedură de identificare automată a sistemului, urmată de proiectarea și discretizarea FOPI pentru a returna în final o relație de recurență care să poată fi implementată direct pe dispozitive dedicate. Aplicația este gândită să ofere rezultate treptate pe parcursul procedurii, prin urmare afișează un rezultat pentru fiecare subproces al aplicației. Interfața programului este prezentată în Fig. 15. Aplicația a fost proiectată folosind Matlab App Designer și poate fi adăugată la orice bibliotecă Matlab Apps.



Fig. 15. AFOPI toolbox

Aplicația AFOPI a fost împărțită în trei secțiuni bine delimitate. Toate secțiunile conțin titlul în partea de sus și câteva note de declinare a răspunderii în partea de jos. Secțiunea cea mai din stânga a aplicației încorporează procesul de identificare (Fig. 16). Intrarea pentru această parte va fi inserată în subsecțiunea S1 și constă dintr-o structură de date cu următoarele câmpuri: v(k) vector care conține răspunsul indicial măsurat al procesului, T_s perioada de eșantionare și u(k) semnalul de intrare. Subsecțiunea S2 oferă rezultate grafice pentru utilizator, conținând analiza răspunsului indicial atât pentru datele experimentale, cât și pentru sistemul identificat. Butonul Identificare date (Identify Data) pornește procesul de identificare automată. Ultima subsecțiune, S3, afișează utilizatorului date numerice, și anume perioada de eșantionare T_s, MSE dintre datele experimentale și cele obținute pe baza modelului identificat și modelul mathematic rezultat pentru sistem.

A doua secțiune a interfeței este prezentată în Fig. 17. În prima subsecțiune S1, utilizatorului i se cere să introducă valorile dorite pentru frecvența de tăiere și marginea de fază. Butonul Control declanșează funcțiile automate de proiectare a controlerului FOPI. Ultima parte a acestei subsecțiuni afișează controlerul continuu FOPI rezultat. A doua subsecțiune S2, prezintă un carusel de grafice cu numeroase analize de date. Prima este

analiza răspunsului indicial în buclă închisă, a doua conține analiza frecvențială în fază a sistemului în buclă deschisă printr-o diagramă Bode, a treia diagrama de modul a funcției de transfer în buclă deschisă, iar al patrulea grafic reprezintă evoluția semnalului de control, la o referință treaptă unitară.

A treia și ultima secțiune se găsește în Fig. 18. Prima subsecțiune, S1, a acestei părți afișează multiple rezultate grafice care compară performanța controlerului continuu cu cele ale controlerului discret. Datele afișate sunt răspunsul indicial al sistemului în buclă închisă și analiza răspunsului frecvențial al sistemelului în buclă deschisă printr-o diagramă Bode. Butonul Discretizare (Discretize) începe calculul controlerului discret. A doua subsecțiune, S2, furnizează utilizatorului valoarea MSE calculată între răspunsul indicial a sistemului în buclă închisă cu controlerul continuu și cel cu controlerul discret. De asemenea, arată perioada de eșantionare pentru discretizare. Ultimul element al acestei subsecțiuni oferă utilizatorului relația finală de recurență. A treia subsecțiune S3 este activă în toate cele trei secțiuni și indică facptul că aplicația rulează (culoarea roșie).





Fig. 17. Secțiunea de proiectare a regulatorului FOPI

Fig. 18. Secțiunea de discretizare si generare a relației de recurență

Impactul estimat al rezultatelor obținute, cu sublinierea celui mai semnificativ rezultat obținut.

Toate activitățile menționate în planul de realizare pentru întreg proiectul au fost realizate în proporție de 100%. Cel mai semnificativ rezultat obținut constă în numărul ridicat de publicații, atât în reviste ISI Q1 sau Q2, cât și în cadrul unor conferințe de prestigiu în domeniul ingineriei sistemelor. Mai jos se prezintă un tabel detaliat ce compara rezultatele estimate și menționate în propunerea de grant de cercetare, cât și rezultatele realizate efectiv.

Rezultate estimate					Rezult	ate realizate
•	4 put	lucrări blicare la r	trimise eviste ISI	pentru	•	 7 lucrări publicate în reviste ISI Q1 (factor de impact cumulat 34.173) 1 lucrare publicată în revistă ISI Q2 (factor de impact 2.679) 2 lucrări în evaluare la reviste ISI Q1 (factor de impact cumulat 16.39)

 6 lucrări acceptate în cadrul unor conferințe internaționale 	 6 lucrări prezentate sau acceptate în cadrul unor conferințe indexate ISI 2 lucrări prezentate și publicate în proceedings-urile unor conferințe internaționale
mobilitati de cercetare	 4 mobilități de cercetare (Ghent University, University of Antwerp)

Lucrări publicate, în recenzie și în curs de publicare

- C.I. Muresan, I. Birs, R. De Keyser (2021) An alternative design approach for Fractional Order Internal Model Controllers for time delay systems, *Journal of Advanced Research*, Vol. 31, Pages 177-189, DOI:10.1016/j.jare.2021.01.004 (ISI impact factor 10.479)
- Copot, C., C.I. Muresan, M. Beschi, C.M. Ionescu (2021), A 6DOF Virtual Environment Space Docking Operation with Human Supervision, *Applied Sciences* 11, no. 8: 3658. https://doi.org/10.3390/app11083658 (ISI impact factor 2.679)
- Muresan, C. I., I.R. Birs, E. H. Dulf, D. Copot, L. Miclea (2021), "A Review of Recent Advances in Fractional-Order Sensing and Filtering Techniques" *Sensors* 21, no. 17: 5920. https://doi.org/10.3390/s21175920 (ISI impact factor 3.576)
- Muresan, C.I., De Keyser, R. (2022), Revisiting Ziegler-Nichols. A fractional order approach, ISA Transactions, DOI: 10.1016/j.isatra.2022.01.017 (ISI Impact factor 5.911)
- I. Birs, C. Muresan, M. Mihai, E. Dulf and R. De Keyser (2022), "Tuning Guidelines and Experimental Comparisons of Sine Based Auto-Tuning Methods for Fractional Order Controllers," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 86671-86683, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3198943 (ISI impact factor 3.476)
- Muresan, C.I.; Birs, I.; Ionescu, C.; Dulf, E.H.; De Keyser, R. (2022) A Review of Recent Developments in Autotuning Methods for Fractional-Order Controllers. *Fractal Fract*.2022, *6*, 37. https://doi.org/10.3390/fractalfract6010037 (ISI impact factor 3.577)
- Muresan, C.I.; Birs, I.R.; Copot, D.; Dulf, E.H.; Ionescu, C.M. (2022) Fractional-Order PI Controller Design Based on Reference–to–Disturbance Ratio. *Fractal Fract.* 2022, 6, 224. https://doi.org/10.3390/fractalfract6040224 (ISI impact factor 3.577)
- 8. Timis, D.D.; Muresan, C.I.; Dulf, E.-H. (2022) Design and Experimental Results of an Adaptive Fractional-Order Controller for a Quadrotor. *Fractal Fract.* **2022**, *6*, 204. https://doi.org/10.3390/fractalfract6040204 (**ISI impact factor 3.577**)
- 9. C. I. Muresan, I. Bunescu, I. Birs, R. De Keyser (2022), Design of Fractional Order PI Controllers based on Automatic System Identification from Step Response Data, Journal of Advanced Research, under review (**ISI impact factor 10.479**)
- 10. C.I. Muresan, I.R. Birs (2022), Fractional order control for unstable first order processes with time delays, ISA Transactions, under review (**ISI Impact factor 5.911**)
- Birs, I., Muresan, C., Nascu, I, De Keyser, R. (2021) Experimental comparison between discrete time and event-based PID controllers on a nonlinear process, Proceedings of the 2021 International Conference on Electrical, Computer, Communications and Mechatronics Engineering (ICECCME), pp. 1-5, DOI:

10.1109/ICECCME52200.2021.9590879, 7-8 October 2021, Mauritius (**ISI PROCEEDINGS**)

- I. Birs, C. Ionescu, I. Nascu and C. Muresan, "A comparison between FOIMC and FOPI controllers for a submerged robot," 2021 25th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), 2021, pp. 166-171, doi: 10.1109/ICSTCC52150.2021.9607189 (ISI PROCEEDINGS)
- 13. Bunescu, I., Birs, I., De Keyser, R., Muresan, C. (2021) A Novel Toolbox for Automatic Design of Fractional Order PI Controllers based on Automatic System Identification from Step Response Data, 16th INTERNATIONAL CONFERENCE Dynamical Systems Theory and Applications, 6-9 December 2021, online
- 14. Mihai, M.D., Birs, I., Muresan, C., Dulf, E., De Keyser, R. (2021), Comparisons and Experimental Validation of Several Autotuning Methods for Fractional Order Controllers, 16th INTERNATIONAL CONFERENCE Dynamical Systems Theory and Applications, 6-9 December 2021, online
- 15. I. R. Birs, C.I. Muresan, M. Ghita, C. Ionescu, R. De Keyser (2022), A low-order approximation method for fractional order PID controllers, 61st IEEE Conference on Decision and Control Dec. 6-9, 2022, Cancún, Mexic, accepted (in curs de indexare **ISI PROCEEDINGS**)
- I. R. Birs, C.M. Ionescu, R. De Keyser, C. Copot, C.I. Muresan, B. Muresan, C. Caruntu (2022) "Control of Nonlinear Mechatronic Systems with Context-Dependent Varying Dynamics," 2022 13th Asian Control Conference (ASCC), 2022, pp. 1296-1301, doi: 10.23919/ASCC56756.2022.9828218 (ISI PROCEEDINGS)
- M. Ghita, D. Copot, M. Ghita, I. Birs, C. Muresan, R. De Keyser, C. Ionescu (2022), "A robust self-tuning PID-type control for time-varying process in the pharmaceutical industry," 2022 13th Asian Control Conference (ASCC), 2022, pp. 637-642, doi: 10.23919/ASCC56756.2022.9828229 (ISI PROCEEDINGS)
- E. Hegedus, I. Birs, M. Ghita, C. Ionescu, R. De Keyser, C. Muresan, M. Ghita, I. Nascu (2022), Optimal Fractional Order PID based on a Modified Ziegler-Nichols method, The International Conference on Electrical, Computer, Communications and Mechatronics Engineering (ICECCME) 16-18 November 2022, Maldives, accepted (in curs de indexare ISI PROCEEDINGS)

Referințe bibliografice

[1] Monje CA, Chen YQ, Vinagre B, Xue D, Feliu V. Fractional order Systems and Controls: Fundamentals and Applications. Berlin: Springer Verlag; 2010.

[2] Muresan CI, Folea S, Mois G, Dulf EH. Development and Implementation of an FPGA Based Fractional Order Controller for a DC Motor. Mechatronics 2013; 23: 798-804.

[3] De Keyser, R., Muresan, C.I. Validation of the KC Autotuning Principle on a Multi-Tank Pilot Process, IFAC-PapersOnLine, Vol. 52(1), pp. 178-183, 2019

[4] J. G. Ziegler, N. B. Nichols, and N. Y. Rochester, "Optimum settings for automatic controllers" Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 115, 1993 pp. 220-222.

[5] Wang, Y. and H. Shao (2000), 'PID auto-tuner based on sensitivity specification', Transactions of the Institute of Chemical Engineers, 78(A), 312-16

[6] Gude, J.J., Kahoraho, E. Modified Ziegler-Nichols method for fractional PI controllers. *IEEE* 15th Conference on Emerging Technologies & Factory Automation, 2010, 1-5.

[7] Muresan, C.I., De Keyser, R. (2022), Revisiting Ziegler-Nichols. A fractional order approach, ISA Transactions, DOI: 10.1016/j.isatra.2022.01.017

[8] De Keyser R, Muresan CI, Ionescu CM. Autotuning of a Robust Fractional Order PID Controller. IFAC Papers Online 2018; 51: 466-471.

[9] Valério, D.; Sá da Costa, J. Tuning rules for fractional PID controllers. *IFAC Proceedings Volumes* 2006, 39, 28-33.

[10] Monje CA, Vinagre BM, Feliu V, Chen YQ. Tuning and auto-tuning of fractional order controllers for industry applications. Control Eng Pract 2008; 16: 798–812.

[11] De Keyser R, Muresan CI, Ionescu C. A Novel Auto-tuning Method for Fractional Order PI/PD Controllers. ISA Transactions 2016; 62: 268-275.

[12] C. I. Muresan, I. Bunescu, I. Birs, R. De Keyser (2022), Design of Fractional Order PI Controllers based on Automatic System Identification from Step Response Data, Journal of Advanced Research, under review

[13] Muresan, C.I.; Birs, I.; Ionescu, C.; Dulf, E.H.; De Keyser, R. (2022) A Review of Recent Developments in Autotuning Methods for Fractional-Order Controllers. *Fractal Fract*. 2022, *6*, 37. https://doi.org/10.3390/fractalfract6010037

[14] I. Birs, C. Muresan, M. Mihai, E. Dulf and R. De Keyser (2022), "Tuning Guidelines and Experimental Comparisons of Sine Based Auto-Tuning Methods for Fractional Order Controllers," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 86671-86683, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3198943

Link proiect: http://cristina-muresan.com/research/te1432020/

Director Proiect, Prof.Dr.Ing. Mureșan, Cristina Ioana