

*Raport științific*  
*privind implementarea proiectului*

## **Contract TE 143/2020**

**Regulatoare de ordin fracționat cu  
autoacordare pentru sisteme slab  
amortizate pentru a asigura  
confortul sporit și siguranța  
utilizatorului**

**ETAPA 2**

**Rezumat:** 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 autoacordarea reguletoarelor de ordin fracționat (Activitatea 2.2). Cele mai eficiente și cele mai populare metode de reglare de ordin întreg au fost testate pe sisteme slab amortizate (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 urmării referinței și rejecția perturbațiilor. Activitatea 2.4 este similară cu 2.3, cu diferența că s-au testat strategiile de ordin fracționat 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 fracționat 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 VTOL cu dinamici SSA. Ultima activitate, 2.7, prezintă rezultate experimentale ale implementărilor reguletoarelor de ordin fracționat acordate prin metodele cu performanțe superioare identificate în cadrul activităților precedente. S-au implementat reguletoare de ordin întreg și reguletoare de ordin fracționat pe standuri experimentale VTOL și smart-beam.

### **Activitatea 2.1. Studiu legat de stadiul actual al cunoașterii în domeniul metodelor de autoacordare (reguletoare de ordin întreg) pentru SSA**

În 1984, o versiune inițială a conceptului de autotuner este introdusă de [1] cu scopul de a facilita procesul de calcul al parametrilor PID printr-un efort minim. Scopul a fost acela de a crea un controler care este auto-ajustat, care poate fi utilizat cu ușurință de către persoane care nu au cunoștințe complexe de inginerie de control, așa cum este prezentat de [2]. De-a lungul anilor, lucrări multiple precum [3-7] au contribuit la dezvoltarea conceptului de autotuner transformându-l într-un instrument de încredere în ingineria reglării automate. Utilitatea autotunerelor se întinde de la procese simple, cum ar fi cele prezente în industrie [8,9], procese neliniare [10] sau bucle instabile de ordinul doi [11]. Controlerile PID cu autoacordare au în vedere stabilitatea în buclă închisă și îndeplinirea mai multor cerințe de reglare. Majoritatea tehnicilor de autotuning disponibile se bazează pe răspunsul procesului atunci când este alimentat cu o intrare sinusoidală. Frecvența undei sinusoidale este determinată printr-un test de releu. Metode precum popularul Ziegler-Nichols (ZN) caută o frecvență critică în care defazajul este  $-180^\circ$ . Abordarea pentru

determinarea parametrilor PID constă în utilizarea datelor citite din răspunsul sinusoidal, procesarea și calcularea parametrilor pe baza formulelor matematice furnizate [12-14].

Alte metode populare se bazează pe plasarea directă a polilor sistemului, internal model control (IMC) și metodele bazate pe optimizare, cum ar fi cea dată de Argelaguet [10]. Aici se pune accent pe metode referitoare la răspunsul în frecvență, în care se folosesc informații despre răspunsul sistemului la anumite frecvențe. Alte exemple de metode frecvențiale includ impunerea unui suprareglaj zero, suprareglaj mic [15], regula integratorului Pessen [16], și Ziegler-Nichols modificat [17]. Aceste reguli folosesc valori măsurate pentru amplificarea critică și perioada unui proces dat. Acestea sunt legate de oscilația constantă sau ciclul limită care este produs atunci când sistemul este adus experimental la limita de stabilitate. Cu toate acestea, amplificarea și perioada finală oferă doar o perspectivă limitată asupra comportamentului procesului. Un astfel de exemplu este că regula de acordare Ziegler-Nichols este optimizată pentru a oferi un răspuns bun la rejecția perturbației, cu un răspuns slab în regimul tranzitoriu. Alte reguli de autoacordare a unor regulatoare PID pentru procese dinamice au fost introduse de [17] sau metode folosind teste de tip releu [18] și optimizarea parametrilor la fiecare pas [19]. Există o serie de beneficii în utilizarea releului pentru autoacordare, cel mai notabil fiind că (a) metoda nu introduce un risc de instabilitate a buclei, cum ar fi metoda de ciclizare Ziegler-Nichols, (b) sunt necesare puține cunoștințe despre proces și (c) ieșirea buclei poate fi menținută aproape de punctul de referință pe tot parcursul testului, cu selectarea corectă a parametrilor releului. Această metodă introduce un releu în bucla de control care poate avea ca rezultat o ieșire a sistemului oscilator, prin urmare automatizează metoda Ziegler-Nichols. Se efectuează un test de feedback al releului și se măsoară frecvența, amplitudinea și, prin urmare, amplificarea procesului. Metode folosind testul releului și impunerea unei margini de fază/caștig au fost propuse de [21].

Studii recente legate de autoacordare precum Dormido și Morilla [22] impun specificații bazate pe margini de sensibilitate, care se consideră un indicator al stabilității relative, în timp ce Liu și Daley [23] și Tan [24] oferă metode de reglare referitoare la un criteriu de performanță combinat. Evoluțiile mai recente includ metode care se bazează pe identificarea a două puncte de frecvență pentru a obține un reglaj mai robust al controlerului, așa cum este prezentat de Wang și Shao [25].

Studii recente prezintă diverse modificări privind utilizarea unui releu simplu pentru a crește acuratețea estimării prin reducerea efectelor termenilor armonici de ordin superior. [26] utilizează o combinație liniară sub-releu de semnale cu frecvențe sau câștiguri diferite, iar Je et al. [27] în care se utilizează o serie combinată optim de 10 impulsuri pentru a genera o perioadă a

semnalului releului. În plus, există metode care urmăresc să contracareze dificultățile care pot fi întâlnite, cum ar fi zgomotul, neliniaritățile și perturbațiile de sarcină [28].

O nouă procedură de reglare PID numită KC Autotuner este introdusă în [29]. Metoda se bazează pe un singur test sinus aplicat ca intrare a procesului din care sunt calculați parametrii controlerului. O regiune interzisă este definită pe diagrama Nyquist care include punctul -1. Parametri regulatorului PID sunt determinați astfel încât răspunsul frecvențial în bucla deschisă să fie tangent la cercul regiunii interzise.

## **Activitatea 2.2. Studiu legat de stadiul actual al cunoașterii în domeniul metodelor de autoacordare pentru regulatoare de ordin fracționar**

Necesitatea unui control superior cu robustețe ridicată a condus la mai multe modificări ale controllerului 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 [30,31]. Funcția de transfer PID de ordin fracționar este dată astfel:

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

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.

De-a lungul ultimelor două decenii, au apărut câteva metode de autotuning FO-PID (regulator PID de ordin fracționar). Unele dintre acestea oferă reguli de reglare directe și indirecte pentru FO-PID în general sau pentru FO-PI. O metodă populară de autotuning indirect, potrivită numai pentru FO-PI, a fost dezvoltată prin extinderea abordării de proiectare a controlerului bazată pe Ms (constrained integral optimization - MIGO) [30]. Reglajul F-MIGO determină parametrii optimi ai controlerului FO-PI astfel încât respingerea perturbațiilor pe intrarea procesului să fie optimizată, cu o constrângere asupra sensibilității maxime. Metoda F-MIGO oferă regulile de reglare pentru controlerul FO-PI, cu condiția ca răspunsul treaptă al procesului să fie în formă de S. O altă metodă de reglare indirectă pentru astfel de procese este propusă în [32]. Metoda se bazează pe determinarea timpului mort al procesului L și a constantei de timp T, precum și a valorii la care sistemul ajunge la valoarea staționară k. Ecuațiile standard Ziegler-Nichols sunt utilizate apoi pentru a estima parametrii  $k_p$ ,  $T_i$  și  $T_d$  ai unui PID de ordin întreg. Apoi, ordinele fracționare de diferențiere și integrare sunt determinate de algoritmul de optimizare Nelder-Mead pentru a îndeplini anumite margini de fază și de câștig. O a doua abordare bazată pe metoda standard

Cohen-Coon este de asemenea utilizată în [32], pentru procesele care prezintă dinamici de ordinul întâi cu timp mort. Metoda de reglare Cohen-Coon este propusă ca alternativă la abordarea Ziegler-Nichols din exemplul anterior pentru a îmbunătăți timpul de răspuns. O metodă indirectă de autotuning pentru proiectarea numai a controlerelor FO-PI utilizând abordarea în buclă deschisă Ziegler-Nichols este descrisă în [33]. Parametrii controlerului PI de ordin întreg sunt mai întâi determinați folosind abordarea standard Ziegler-Nichols. Pentru a îmbunătăți răspunsul general în buclă închisă, studiul arată că performanța PI poate fi îmbunătățită mult prin ordine fracționare de integrare.

În [34], sunt revizuite două metode analitice existente pentru reglarea parametrilor FO-PID. Apoi, pentru două seturi specifice de criterii de performanță precum frecvența de tăiere, marginea de fază, robustețea (isodamping), senzitivitate și senzitivitate complementară, seturile corespunzătoare de reguli de reglare sunt dezvoltate pe baza unei metode de optimizare aplicată controlului FO-PID al unui proces cu dinamică în formă de S. Regulile de reglare nou dezvoltate pentru PID-uri sunt similare abordării Ziegler-Nichols standard pentru procese cu răspuns indical în formă de S, pentru a produce parametrii controlerului. Primul set de reguli dezvoltat funcționează dacă  $0,1 \leq T \leq 50$  și  $L \leq 2$ , în timp ce al doilea set de reguli poate fi aplicat pentru procese cu  $0,1 \leq T \leq 50$  și  $L \leq 0,5$ .

Majoritatea metodelor de autotuning direct se bazează pe utilizarea testului releului pentru a determina amplificarea critică a procesului și perioada critică a oscilațiilor, dar au fost dezvoltate alte metode [35]. Mai multe generalizări ale metodei “ultimate gain” Ziegler-Nichols au fost propuse de-a lungul anilor pentru reglarea FO-PID-urilor. Ideea se bazează pe obținerea frecvenței critice a procesului și a factorului de proportionalitate critic și apoi calcularea parametrilor  $k_p$  și  $T_i$  folosind metoda clasică Ziegler-Nichols. Pentru o margine de fază specificată, parametrii  $T_d$  sunt calculați folosind metoda Astrom și Hagglund. Se obțin două ecuații referitoare la părțile reale și imaginare ale controlerului. Reglarea fină a  $T_d$  este utilizată pentru a obține cea mai bună soluție numerică a ecuațiilor, pentru fiecare margine de fază specificată. Un model de optimizare Simulink este utilizat pentru a obține un răspuns bun la treaptă. În modelul de optimizare se utilizează metoda celor mai mici pătrate și se obțin parametrii FO-PID optimizați. Abordarea implică mulți pași și este dificilă.

În [36], este prezentată o extensie a regulilor de reglare Ziegler-Nichols modificate pentru controllere de ordine fracționare. Regulile de reglare sunt derivate în lipsa unui model al procesului, dar necesită frecvența critică  $\omega_{cr}$ , precum și amplificarea critică corespunzătoare  $k_{cr}$ . Pe baza acestor informații, obiectivul este de a determina parametrii regulatorului astfel încât răspunsul în frecvența al buclei să fie mutat într-un punct Nyquist în care un criteriu de performanță

este minimizat, conform unei constrângeri. Criteriul de performanță este exprimat matematic ca măsură a capacității sistemului de a gestiona perturbațiile de joasă frecvență ce pot apărea pe intrarea procesului. Constrângerea considerată este de robustețe referitoare la funcția de sensibilitate maximă a sistemului în buclă închisă. O altă modificare a metodei în buclă închisă Ziegler-Nichols este propusă în [37]. Metoda asigură o îmbunătățire a rezultatelor standard Ziegler-Nichols. Ideea se bazează pe faptul că un ordin fracționar poate ajuta la modelarea „direcției” răspunsului frecvențial al buclei într-un punct fix din diagrama Nyquist și, astfel, menține răspunsul în frecvență al buclei mai departe de punctul -1. Frecvența critică a procesului de oscilație, precum și aplicarea critică sunt obținute pe baza testului releului.

Testul releului este folosit și în [38], dar metoda include și un element de timp mort. Răspunsul în frecvență al procesului poate fi identificat folosind această schemă pentru orice frecvență. Se folosește o metodă iterativă [39] și sunt necesare două valori inițiale pentru timpul mort și frecvențele corespunzătoare acestora pentru a începe iterația. Metoda se bazează pe specificarea unei proprietăți de *isodamping*, a marginilor de fază și de câștig. Aceeași metodă este descrisă în [40], unde rezultatele experimentale cu FO-PID pe un servomotor similar sunt utilizate pentru a valida eficiența abordării. O perfecționare a testului de feedback al releului în [38] și [40] este introdusă în [41]. Îmbunătățirea se bazează pe adăugarea unui filtru de medie alunecătoare. O abordare similară este detaliată în [42] pentru proiectarea controlerelor FO-PID. Sunt furnizate două studii de caz numerice pentru un proces cu dublu integrator și pentru un proces integrator de ordin fracționar. Rezultatele simulării validează metoda de autotuning.

În loc de a utiliza testul releului pentru a determina magnitudinea procesului, faza și panta acesteia, în [43] este utilizat un singur test sinusoidal la frecvența de tăiere. Pentru a determina parametrii fie ai unui controler FO-PI, fie ai unui controler FO-PD, sunt folosite specificațiile de performanță privind marginea de fază, frecvența de tăiere și proprietatea *isodamping*. O abordare diferită este prezentată în [44], unde un cerc de regiune interzisă este definit pe baza proprietății de *isodamping* și a specificațiilor marginii de fază. Același test sinusoidal utilizat în [43] este necesar și aici, pentru a estima faza procesului, modulul și panta fazei. În loc să se utilizeze rutine de optimizare, parametrii controlerului PID de ordin fracționar optim sunt determinați prin minimizarea diferenței de pantă între marginea cercului și răspunsul frecvențial al buclei deschise.

**Activitatea 2.3. Proiectarea și implementarea celor mai eficiente metode de autoacordare ale reguletoarelor de ordin întreg (așa cum rezulta din Activitatea 2.1.) pentru SSA (simulare Matlab).**

Pentru implementare s-au ales cele mai populare metode întâlnite în Activitatea 2.1 alături de metodele care au raportat cele mai bune rezultate (Autotunerul KC). Pentru fiecare proces SSA de test, sunt folosite trei metode de proiectare PID utilizate în mod obișnuit și des întâlnite în comparații: regula de reglare AMIGO și metoda Skogestad-IMC (SIMC), precum și, acolo unde este cazul, fie răspunsul în trepte Ziegler-Nichols (ZN-SR) sau *ultimate gain* (ZN-UG). Regulile de reglare pentru aceste metode sunt indicate în Tabelul I. În toate exemplele, s-au folosit un semnal de referință treaptă unitară și o perturbație care apare la momentul inițial de simulare.

Tabelul 1. Calculul parametrilor PID folosind metode de autoacordare

Procesul	SIMC method		
$\frac{k}{(T_1s+1)(T_2s+1)}e^{-\tau s}$	$k_p = \frac{T_1}{k(T_c + \tau)}, T_c = \tau$	$T_i = \min(T_1, 4 \cdot (T_c + \tau))$ ,	$T_d = T_2$
$\frac{k}{s(Ts+1)}e^{-\tau s}$	$k_p = \frac{1}{k(T_c + \tau)}, T_c = \tau$	$T_i = 4 \cdot (T_c + \tau)$	$T_d = T$
<b>AMIGO method</b>			
$\frac{k}{Ts+1}e^{-\tau s}$	$k_p = \frac{1}{k} \left( 0.2 + 0.45 \frac{T}{\tau} \right)$	$T_i = \frac{0.4\tau + 0.8T}{\tau + 0.1T} \tau$	$T_d = \frac{0.5\tau T}{0.3\tau + T}$
$\frac{k_v}{s}e^{-\tau s}$	$k_p = \frac{0.45}{k_v}$	$T_i = 8\tau$	$T_d = 0.5\tau$
<b>Ziegler-Nichols step response method (ZN-SR)</b>			
$\frac{k}{Ts+1}e^{-\tau s}$	$k_p = 1.2 \frac{T}{\tau}$	$T_i = 2\tau$	$T_d = 0.5\tau$
<b>Ziegler-Nichols ultimate gain method (ZN-UG)</b>			
$k_{cr}$ – factor de amortizare critic, $T_{cr}$ – perioada oscilației	$k_p = 0.6k_{cr}$	$T_i = \frac{T_{cr}}{2}$	$T_d = \frac{T_{cr}}{8}$

Primul proces analizat este

$$P_1(s) = \frac{0.04}{(s+0.2)(s+0.1)} e^{-25s} \quad (2)$$

care este aproximat folosind o funcție de transfer de ordinul I

$$P_1'(s) = \frac{2}{11.6s+1} e^{-28.6s} \quad (3)$$

Parametrii controlerului PID calculați folosind metodele de proiectare propuse și comparative menționate mai sus sunt prezentați în Tabelul 2, în timp ce rezultatele simulării la semnale treaptă și rejecția perturbației sunt afișare în Fig. 1a) și b). Figura 2 prezintă graficul Nyquist al funcției de transfer al buclei cu controlerul PID proiectat conform metodei KC. Au fost

îndeplinite constrângerile de proiectare, diferența dintre panta marginii cercului și panta răspunsului în frecvența buclei fiind minimă.

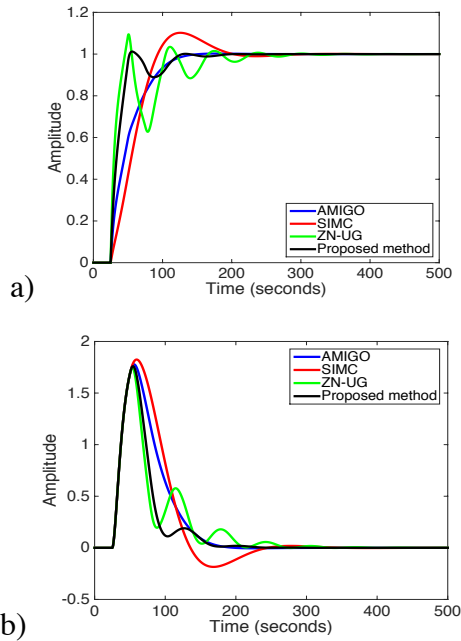


Fig. 1. Rezultatele obținute pentru P1

Tabelul 2. Parametrii PID pentru P1

	$k_p$	$T_i$	$T_d$
Proposed method	0.3517	27.7964	6.9491
AMIGO method	0.1913	19.9124	8.22
SIMC method	0.1	10	5
ZN-UG method	0.4205	38.1082	9.5271

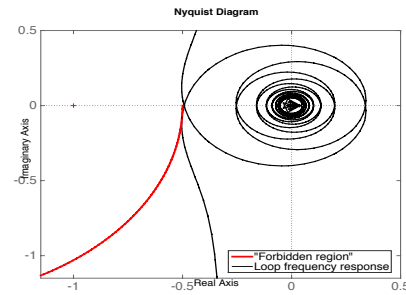


Fig. 2. Diagrama Nyquist, P1, folosind regulile de reglare propuse (negru) și „regiunea interzisă” (roșu)

Al doilea exemplu numeric considerat este descris de următoarea funcție de transfer:

$$P_2(s) = \frac{1}{(s+1)^6} \quad (4)$$

Parametrii controlerului PID calculați folosind metodele de proiectare propuse și comparative menționate mai sus sunt prezentați în Tabelul 3, iar rezultatele simulărilor în Fig. 3.

Pentru a regla controlerul utilizând metodele SIMC și AMIGO/ZN-SR, funcția de transfer din (4) a fost aproximată la un proces de ordinul doi și ordinul unu cu timp mort, folosind Matlab

$$P_{2SIMC}'(s) = \frac{1}{(1.7s+1)(2.2s+1)} e^{-2.2s} \quad (5)$$

$$P_{2AMIGO/ZN-SR}'(s) = \frac{1}{(2.85s+1)} e^{-3.4s} \quad (6)$$

Al treilea exemplu numeric considerat este descris de următoarea funcție de transfer:

$$P_3(s) = \frac{0.16406(s-0.3333)(s-0.2)}{(s+0.25)^2(s+0.1)} e^{-1.25s} \quad (7)$$

Parametrii controlerului PID calculați folosind metodele de proiectare propuse și comparative menționate mai sus sunt prezentați în Tabelul 4, iar rezultatele simulărilor în Fig. 4. O analiză a robusteții pentru variații ale modelului procesului este prezentată în Fig. 5.



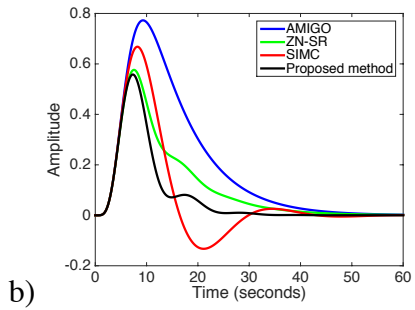
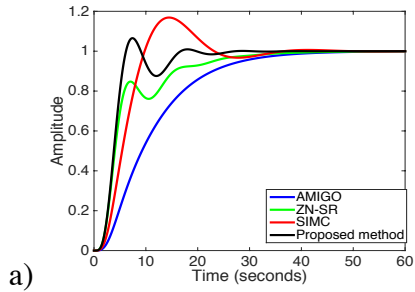


Fig. 3. Rezultatele obținute pentru P2

Tabelul 3. Parametrii PID pentru P2

	$k_p$	$T_i$	$T_d$
KC	1.2324	5.2973	1.3243
AMIGO	0.5772	3.3585	1.2519
SIMC	0.5	2.2	1.7
ZN-UG	1.006	6.8000	1.7

Tabelul 4. Parametrii PID pentru P3

	$k_p$	$T_i$	$T_d$
Proposed method	0.4907	17.9786	4.4947
AMIGO method	0.3183	14.3792	5.4421
SIMC method	0.2455	11.6	1.7
ZN-UG method	0.5830	22.5704	5.6426

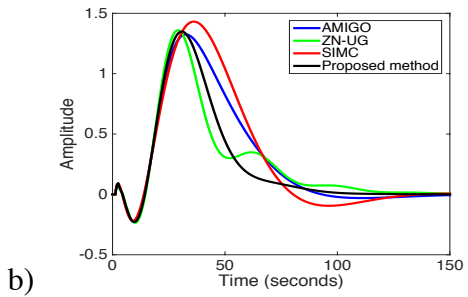
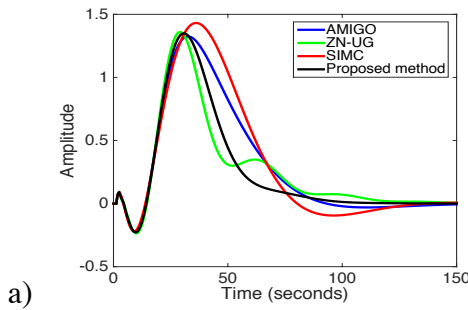


Fig. 4. Rezultatele obținute pentru P3

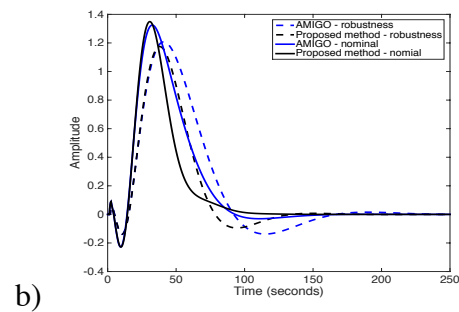
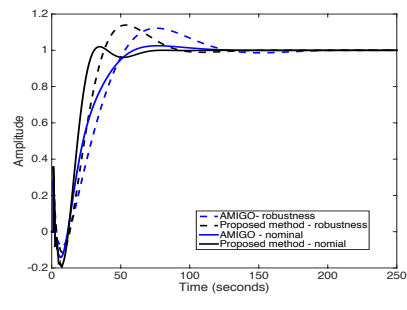


Fig. 5. Analiza robusteții pentru P3

După cum se poate observa în rezultatele simulărilor, metoda KC produce controlere PID care realizează o respingere excelentă a perturbațiilor, menținând în același timp o performanță bună de urmărire a referinței. Metoda de autotuning KC obține rezultate bune pentru toate exemplele numerice prezentate. În plus, deși metodele existente ar putea produce o compensare

similară a perturbațiilor de sarcină, ele se comportă mai slab în ceea ce privește urmărirea de referință în comparație cu metoda propusă. În cazul primului și al celui de-al treilea exemplu numeric, regula de reglare AMIGO produce rezultate similare ca regulatorul KC.

Pentru procesul VTOL descris de

$$P(s) = \frac{22.24}{s^2 + 0.6934s + 5.244} e^{-0.8s} \quad (8)$$

s-au acordat regulatoare de ordin întreg folosind metodele Ziegler-Nichols (ZN), Wang-Shao (WS) și KC. Regulatele obținute sunt: ZN -  $K_p=0.029$ ,  $T_i=1.21$  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. 6 a și b. Regulatorul ZN a fost acordat pentru  $\omega = 2.59$  rad/s, iar KC pentru  $\omega = 2$  rad/s folosind exclusiv teste experimentale ale platformei VTOL. După cum se poate vedea în Fig 6 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 6 b), WS este cea mai bună alegere, urmat de KC.

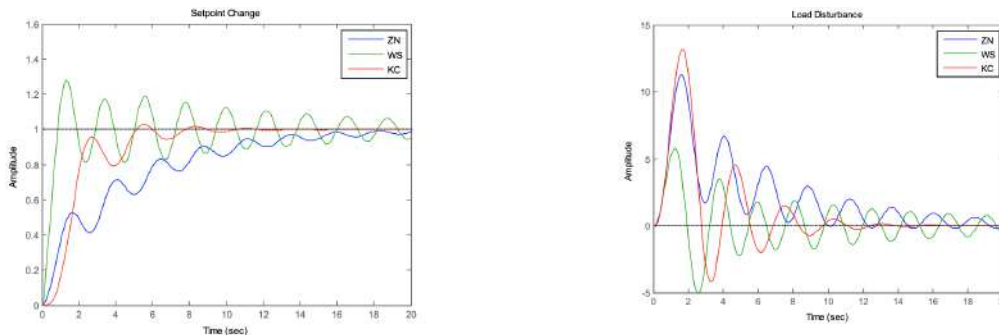


Fig 6. Validarea reguletoarelor ZN, WS și KC pe procesul VTOL a) urmărirea referinței, b) rejecția perturbației

#### **Activitatea 2.4. Proiectarea și implementarea celor mai eficiente metode de autoacordare ale reguletoarelor de ordin fracționar (așa cum rezulta din Activitatea 2.2.) pentru SSA (simulare Matlab).**

Un proces cu dinamici slab amortizate este luat în considerare reprezentând o platformă de decolare și aterizare verticală (Vertical Take Off an Landing – VTOL). Standul VTOL este folosit ulterior pentru validările experimentale din Activitatea 2.6.

Metodele de autoacordare indirecte bazate pe un răspuns în formă de S nu pot fi aplicate pentru (8). Un controler FO-PI acordat conform [36] este comparat cu un FO-PID obținut folosind metoda din [35] și un controler FO-PI determinat folosind [44]. 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 [36]. Totuși,

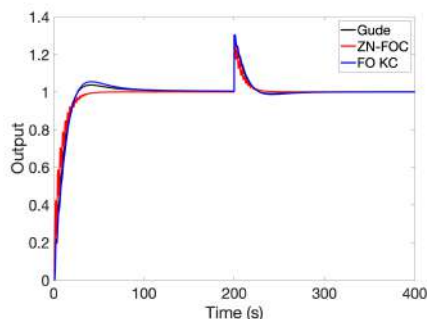
câștigul proporțional obținut în acest fel este negativ și destabiliza sistemul în buclă închisă. Astfel, designul nu este inclus în această comparație. Pentru a regla controlerul FO-PI [44], un test sinus este aplicat mai întâi procesului pentru a determina faza, modulul și panta fazei. Apoi, parametrii 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. Parametrii reguletoarelor de ordin fracționar sunt prezentați în Tabelul 5. Fig. 6 prezintă rezultatele în buclă închisă, precum și semnalele de intrare necesare. Măsurile de performanță sunt indicate în Tabelul 6.

Tabelul 5. Parametrii FOPI/FOPID pentru VTOL

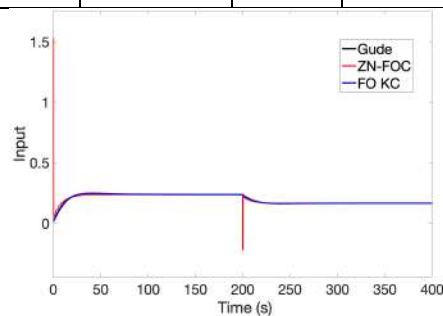
Regulator	$k_p$	$T_i$	$\lambda$	$T_d$	$\mu$
FO-PI Gude	0.0147	0.8348	1.1190	-	-
FO-PID ZN-FOC	0.0355	1.4904	0.9	0.2832	0.9
FO-PI FO KC	0.6573	0.3471	1.186	-	-

Tabelul 6. Performanțele obținute cu reguletoarele de ordin fracționar

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



a)



b)

Fig. 7. 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

Rezultatele simulării din Fig. 7 și Tabelul 6 arată că cel mai rapid timp de răspuns este obținut cu controlerul FO-PID, 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. Pentru procesele de ordinul doi slab amortizate, majoritatea metodelor de autotuning de ordin fracționar nu pot fi aplicate, cu mici excepții. Metoda de autoacordare directă din [40] conduce la un FO-PI în serie cu un controler FO-PD, în timp ce metoda din [44]

produce un controler FO-PI mai simplu. În mod similar cu rezultatele din Tabelul 6, un timp de răspuns mai rapid și o mai bună respingere a perturbațiilor sunt obținute folosind controlerul de ordine fracționar din [36], datorită componentei FO-PD.

Un alt proces pentru testarea algoritmilor de autoacordare ales este

$$P(s) = \frac{0.55}{s(0.6s+1)} e^{-0.05s} \quad (9)$$

Alte patru metode directe de autoacordare sunt utilizate. În primul rând, pe baza testului releului, se obțin  $k_{cr}=36,88$  și  $T_{cr}=1,1043$ . Parametrii reguletoarelor sunt indicați în Tabelul 7. Primul și al treilea set de reguli de reglare din [34] sunt utilizate pentru a estima parametrii controlerului FO-PID, deoarece al doilea set nu poate fi aplicat pentru procesul din (9). Regulile de reglare din [34] au fost dezvoltate pentru procesele integrative fără întârzieri de timp (al treilea set) și pentru procesele FOPDT (primul și al doilea set). Pentru procesul din (9), al treilea set de reguli de reglare [34] conduce la un controler instabil. Fig. 8 prezintă rezultatele simulării. Rezultatele cantitative de performanță sunt indicate în Tabelul 8.

Tabelul 7. Parametrii FO-PID pentru (9)

Regulator	$k_p$	$T_i$	$\lambda$	$T_d$	$\mu$
FO-PID ZN-FOC [43]	5.9002	2.6760	0.4	1.5242	0.4
FO-PID [34] primul set	1.0342	1.0606	1.0827	0.8148	0.7855
FO-PID [34] al treilea set	0.4616	0.0919	0.5929	-2.7379	0.9360
FO-PI FO KC [44]	0.3812	2.7988	0.71	-	-

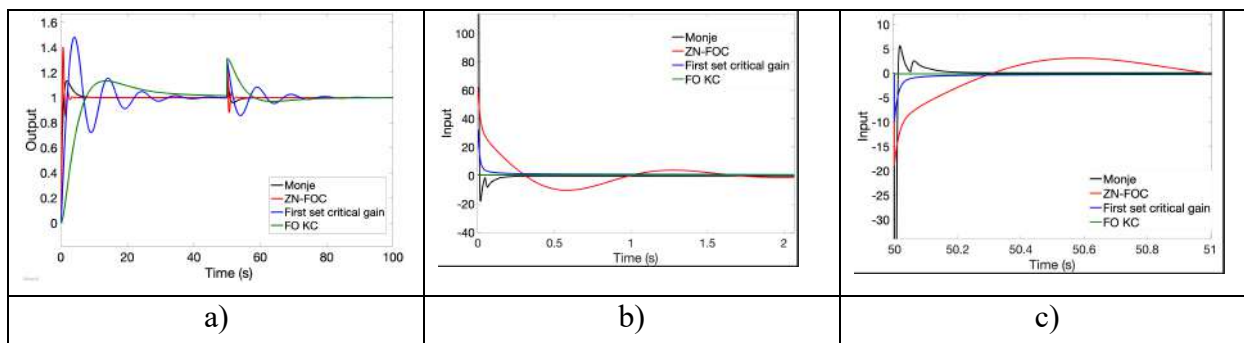


Fig. 8. a) Răspunsul în buclă închisă al procesului (9) b) Semnale de intrare necesare pentru urmărirea referinței c) Semnale de intrare pentru rejecția perturbației

Suprareglaje similare sunt obținute pentru regulatorul proiectat folosind [40] și pentru controlerul FO-PI [44], în ciuda faptului că acesta din urmă are un timp de răspuns mare. Cea mai slabă performanță în buclă închisă se obține cu FO-PID. O comparație a efortului de control necesar pe baza Fig. 8 b) și c) arată că amplitudinile crescute ale semnalelor de intrare sunt necesare pentru reguletoarele FO-PID. Cel mai mic efort de control este obținut de controlerul FO-PI din [44], care prezintă, de asemenea, cel mai mare timp de răspuns și un timp semnificativ de

respingere a perturbațiilor. Cu toate acestea, acest regulator este și cel mai simplu, fără efect derivator. Un alt regulator obținut folosind [40] și componente înseriate care nu este inclus în tabel este

$$C_{MONJE}(s) = \left(\frac{0.4348s+1}{s}\right)^{1.1803} \left(\frac{3.7282s+1}{0.0037s+1}\right)^{1.1580} \quad (10)$$

Tabelul 8. Rezultatele în buclă închisă pentru procesul (9)

Regulator	Suprareglaj (%)	Timp de răspuns (s)	Timp de rejecție al perturbației (s)
FO-PID ZN-FOC [43]	40%	2.3	1.7
FO-PID [34] critical first set	48.5%	30.7	20.5
FO-PI FO KC [44]	13%	42	20.1
FO-PID Monje [40]	13.5%	5.3	3.5

### Activitatea 2.5. Dezvoltarea unei metode noi de autoacordare a reguletoarelor de ordin fracționar utilizând date de răspuns indicial

Metoda propusă pentru autoacordarea reguletoarelor fracționare constă în doi pași: identificarea unui proces slab amortizat ca fiind o funcție de transfer de ordinul II respectând modelul clasic:

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11)$$

Procedura generală de obținere a unui model SOPDT 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  $0 \dots T_m$ , unde  $T_m$  este timpul de răspuns al sistemului. Ieșirea este o serie de date de tipul  $y(k)$ , unde  $k = 0 \dots N_s - 1$ , cu  $T_m = N_s T_s$  și  $N_s$  este numărul de eșantioane. A doua intrare pentru algoritm constă dintr-o estimare a factorului static  $K$  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 (12) pentru parametrul de timp mort,  $\tau_d$ .  $\tau_{dmin}$  și  $\tau_{dmax}$  trebuie să fie numere întregi. Se caută  $d = d_{min} : d_{max}$  într-o manieră iterativă.

$$\tau_{dmin} = d_{min} T_s \quad \tau_{dmax} = d_{max} T_s \quad (12)$$

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:

$$s(k-d) = y(k), \quad k = d \dots N_s - 1 \quad (13)$$

Următorul pas necesită utilizarea noilor date  $s(k)$  pentru a estima parametrii  $\omega_n$  și  $\zeta$ , folosind una dintre cele două metode furnizate de algoritm. Prima metodă este aplicată pentru răspunsurile în trepte supraamortite, în timp ce a doua este aplicată pentru răspunsurile subamortizate. 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  $\tau_d = dT_s$ , se calculează răspunsul la treaptă al lui  $\hat{y}$  calculat folosind (14). Al patrulea pas implică calcularea Sumei erorilor pătrate (SSE). Acest lucru se face folosind ecuația (15).

$$\hat{y} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-\tau_d s} \quad (14)$$

$$SSE = \sum_{k=0}^{N_s-1} [y(k) - \hat{y}(k)]^2 \quad (15)$$

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

$$\tau_d^* = \arg \min_{\tau_d} SSE(\tau_d) \quad (16)$$

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. 9.

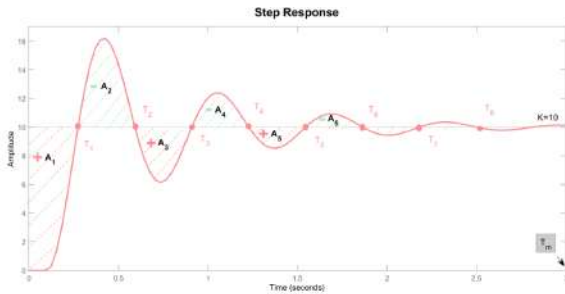


Fig. 9. Dinamica unui proces SSA

Aria secțiunilor marcate în Fig. 15 se poate calcula folosind

$$A = \int_0^{T_m} [K - y(t)] dt$$

$$A \cong T_s \sum_{k=0}^{N_s-1} [K - y(k)] \quad (17)$$

Ecuația (17) se rescrie ca  $A = A_1 - A_2 + A_3 - A_4 \dots$

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 poli conjugăți complecși ai sistemului de ordinul doi (18). A treia variabilă este  $T_1$ , definită în ecuația (19).

$$p = -\zeta\omega_n + j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}, \quad \omega_n = \frac{2\pi}{T_p\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (18)$$

$$T_1 = \frac{\arcsin(\zeta) + \frac{\pi}{2}}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (19)$$

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

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

$$F(\zeta) = |A - 2K \operatorname{Re}\{f(\zeta)\}| \quad (20)$$

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

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

$$H_{FOPI}(s) = K_p \left( 1 + K_i \frac{1}{s} \frac{1}{s^{1-\lambda}} \right) \quad (21)$$

Forma trigonometrică a regulatorului din (21) este

$$H_{FOPI}(j\omega) = K_p (1 + K_i (j\omega)^{-\lambda}) \quad (22)$$

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

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

de unde se pot scrie faza și modulul ca

$$\angle H_{FOPI}(j\omega) = -\arctan \left( \frac{K_i \omega^{-\lambda} \sin \frac{\lambda\pi}{2}}{1 + K_i \omega^{-\lambda} \cos \frac{\lambda\pi}{2}} \right) \quad |H_{FOPI}(j\omega)| = K_p \sqrt{1 + 2K_i \omega^{-\lambda} \cos \frac{\lambda\pi}{2} + K_i^2 \omega^{-2\lambda}} \quad (23)$$

Faza și modulul procesului sunt cunoscute

$$\angle G(j\omega) = -\arctan(\tau_1\omega) - \arctan(\tau_2\omega) - \tau_d\omega \quad (24)$$

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

K 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:  $p_{1,2} = a_j \pm b$ , 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  $H_{ol}(s) = G(s)H_{FOPI}(s)$ , rezultând marginea de fază definită ca  $\varphi = \angle H_{ol}(j\omega_c) + 180^\circ$ . Frecvența de tăiere  $\omega_{gc}$  și  $\varphi$  sunt impuse, iar polii sunt cunoscuți. Cele două necunoscute  $K_i$  și  $\lambda$  se pot determina folosind

$$-\arctan \left( \frac{K_i \omega_c^{-\lambda} \sin \frac{\lambda\pi}{2}}{1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos \frac{\lambda\pi}{2}} \right) = -180^\circ + \varphi - \arctan \left( \frac{(p_1 + p_2)\omega_c}{p_1 p_2 - \omega_c^2} \right) + \tau_d \omega_c \quad (25)$$

$$K_i(\lambda) = \frac{X}{\omega_c^{-\lambda} (\sin \frac{\lambda\pi}{2} - X \cos \frac{\lambda\pi}{2})}, \text{ unde } X = \tan(180^\circ - \varphi - \arctan \left( \frac{(p_1 + p_2)\omega_c}{p_1 p_2 - \omega_c^2} \right) - \tau_d \omega_c)$$

rezultând

$$K_p(\lambda) = \frac{1}{|G(j\omega_c)|} \frac{1}{\sqrt{1 + 2K_i\omega^{-\lambda} \cos \frac{\lambda\pi}{2} + K_i^2\omega^{-2\lambda}}} \quad (26)$$

Pentru a obține un regulator bun, prima parte a algoritmului se va repeta pentru fiecare  $\lambda$  de la 0,01 până la 1,5. Procedura începe prin a calcula  $K_p$  și  $K_i$  folosind relațiile corespunzătoare (25, 26). Valorile obținute sunt apoi substituite în forma generală a controlerului din (21), 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.

**Activitatea 2.6. Implementarea metodei nou dezvoltate (in Activitatea 2.5), testarea si validarea acesteia pe SSA (simulare Matlab). Ajustarea si corectarea algoritmului proiectat, daca este necesar.**

Regulatorul obținut folosind metodologia propusă în Activitatea 2.5 pentru procesul VTOL este

$$H_{FO-PI}(s) = 0.0025239 (1 + 38.377 s^{-0.932}) \quad (27)$$

iar modelul de ordinul II identificat automat este

$$G_{VTOL}(s) = \frac{4.27}{0.1817s^2 + 0.1449s + 1} e^{-0.8s} \quad (28)$$

Datele experimentale au fost obținute prin alimentarea platformei VTOL cu 6.3V, mișcând brațul mobil de la  $-26^\circ$  la  $0^\circ$ . Performanțele necesare pentru proiectarea controlerului FOPI au fost alese ca marginea de fază  $75^\circ$  și o frecvență de tăiere de 0.4 rad/s.

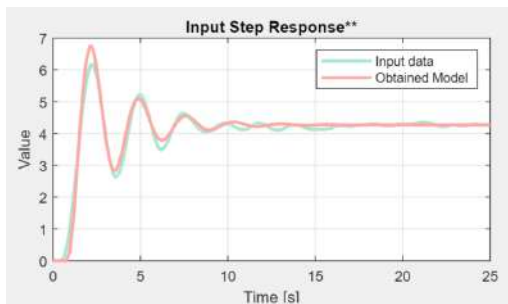


Fig. 10. Validarea modelului obținut automat pe datele experimentale

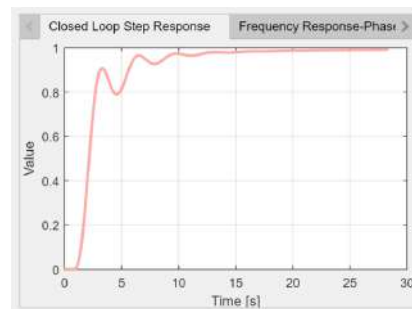


Fig. 11. Răspunsul la treaptă al sistemului VTOL cu regulatorul FOPI



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. 10, iar răspunsul la treaptă este prezentat în Fig. 11.

**Activitatea 2.7. Validarea experimentală pe diferite SSA (VTOL, smart beam, mass-spring-damper, etc) a metodelor selectate de autoacordare a reguletoarelor de ordin întreg și fracționar (din Activitățile 2.3 și 2.4).**

Reguletoarele de ordin întreg prezentate în exemplul 4 pentru procesul VTOL în cadrul Activității 2.3 au fost testate pe platforma VTOL. Rezultatele sunt prezentate în Fig. 12 pentru zona de funcționare de 0-10° și pentru 20-30°.

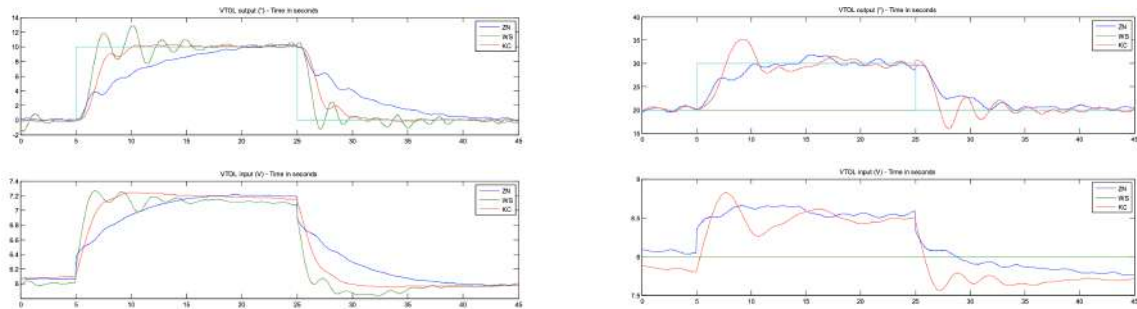


Fig. 12. Validarea reguletoarelor de ordin întreg pe platforma VTOL a) 0-10° b) 20-30°  
 Rezultatele experimentale sunt similare cu simulările de la Activitatea 2.3, WS are cea mai slabă performanță pentru 0-10°, iar pentru 20-20° acesta este instabil. Regulatorul KC obține cel mai bun timp de răspuns pentru ambele cazuri, urmat de ZN. În testele experimentale, regulatorul KC obține cea mai bună performanță și pentru rejecția perturbației din Fig. 13.

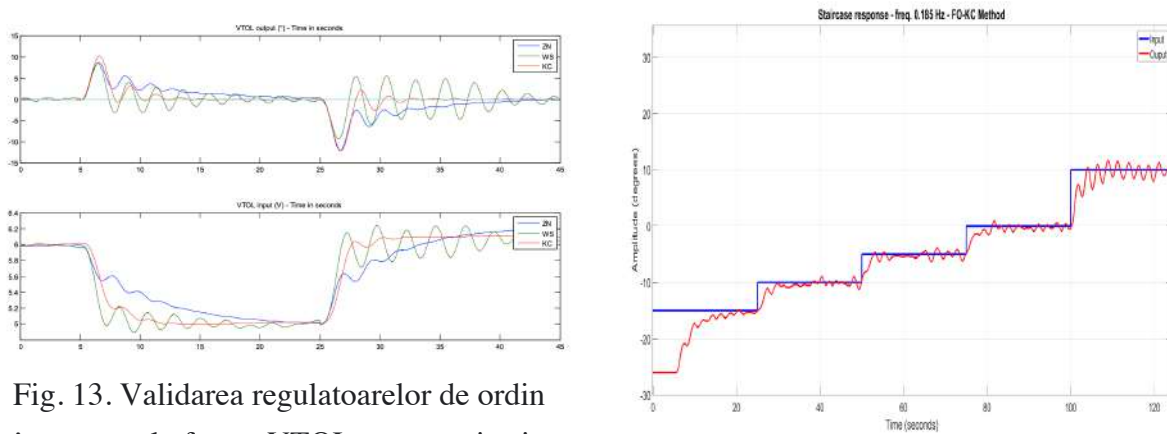


Fig. 13. Validarea reguletoarelor de ordin întreg pe platforma VTOL pentru rejecția perturbației

Fig. 14. Validarea FOPI de ordin fracționar acordat folosind KC pe platforma VTOL

Cea mai bună performanță dintre regulatoarele de ordin fracționar acordate pentru VTOL a fost obținută pentru regulatorul FOPI acordat folosind KC în Activitatea 2.4. Validarea acestuia pe standul experimental este ilustrată în Fig. 14.

O altă validare a metodei KC este realizată pe un sistem slab amortizat de tip smart beam, ilustrată în Fig. 15. Răspunsul procesului fără regulator la un semnal sinus cu frecvență variabilă între 10-20Hz este ilustrat în Fig. 15 a), iar în Fig. 15 b) este prezentat răspunsul folosind un regulator PD fracționar.

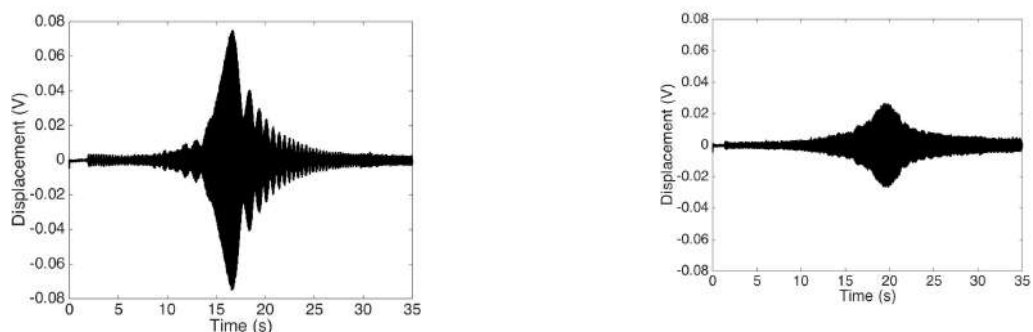


Fig. 15 a) Răspunsul sistemului smart-beam fără regulator b) Răspunsul sistemului smart-beam cu regulator PD fracționar autoacordat folosind KC

### Diseminarea rezultatelor

Toate activitățile menționate în planul de realizare pentru întreg proiectul au fost realizate în proporție de 100%.

Rezultate estimate (menționate pentru anul 2021)	Rezultate realizate în anul 2021
<ul style="list-style-type: none"> <li>• 2 lucrări trimise pentru publicare la reviste ISI</li> <li>• 3 lucrări acceptate în cadrul unor conferințe internaționale</li> <li>• mobilitati de cercetare</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 3 lucrări publicate în reviste ISI (factor de impact cumulativ <b>16.734</b>)</li> <li>• 1 lucrare în evaluare la revista ISA Transactions (factor de impact <b>3.576</b>)</li> <li>• 2 lucrări prezentate și publicate în proceedings-urile unor conferințe indexate ISI</li> <li>• 2 lucrări prezentate și publicate în proceedings-urile unor conferințe în curs de indexare ISI</li> </ul>

### Lucrări publicate, în recenzie și în curs de publicare

1. C.I. Muresan, I. Birs, R. De Keyser (10.4972021) An alternative design approach for Fractional Order Internal Model Controllers for time delay systems, Journal of Advanced Research, vol 31, pp. 177-189, DOI:10.1016/j.jare.2021.01.004 (**ISI impact factor 10.479**)

2. Copot, Cosmin, Cristina I. Muresan, Manuel Beschi, and Clara 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**)
3. Muresan, Cristina I., Isabela R. Birs, Eva H. Dulf, Dana Copot, and Liviu 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**)
4. Muresan, Cristina I., De Keyser, R. (2021), Revisiting Ziegler-Nichols. A fractional order approach, *ISA Transactions*, under review (**ISI Impact factor 5.468**)
5. 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 (**IEEEExplore**)
6. Birs, I., Ionescu, C., Nascu, I., Muresan, C. (2021) A comparison between FOIMC and FOPI controllers for a submerged robot, Proceedings of the 25th International Conference on System Theory, Control and Computing, 20-23 October 2021, Iasi, Romania
7. 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, DOI: 10.34658/9788366741201, pp.55-57, 6-9 December 2021, online
8. 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, DOI: 10.34658/9788366741201, pp.60-62, 6-9 December 2021, online

## Referințe bibliografice

- [1] K. J. Astrom and T. Hagglund, “Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins”. *Automatica*, Vol. 20(5), 1984, pp. 645–651.
- [2] K. J. Astrom, T. Hagglund, C. Hang, and W. Ho, (1992). “Automatic tuning and adaptation for pid controllers - a survey”. *IFAC Proceedings Volumes*, Vol. 25(14), 1992, pp. 371 – 376.
- [3] S. H. Shen and C. C. Yu, “Use of relay-feedback test for automatic tuning of multivariable systems” . *AIChE Journal*, Vol. 40(4), 1994, pp. 627-646.
- [4] Y. G. Wang, Z. G. Shi and W. J. Cai, “PID auto-tuner and its application in HVAC systems” *Proceedings of the American Control Conference*, 2001.
- [5] I. Birs, D. Copot, C. I. Muresan, R. De Keyser, C. M. Ionescu, ”Robust Fractional Order PI Control for Cardiac Output Stabilisation” , *IFAC-PapersOnLine*, Vol. 52(1), 2019, pp.994-999.
- [6] J. Berner, K. J. Astrom and T. Hagglund, “Towards a new generation of relay autotuners”, *IFAC-PapersOnline*, 2014.
- [7] I. Nascu, R. De Keyser, S. Folea and T. Buzdugan, “Development and evaluation of a PID auto-tuning controller”. 2006 *IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics, AQTR*. doi:10.1109/AQTR.2006.254510, 2006.
- [8] M. Gregoire, A. Desbiens, E. and Richard, “Development of an Auto-tuning PID and Applications to the Pulp and Paper Industry”, *Third International Conference on Industrial Automation*, 1999.
- [9] Y. Lim, R. Venugopal and A. Ulsoy, “Auto-tuning and adaptive control of sheet metal forming”, *Control Engineering Practice*, Vol. 20, 2012, pp. 156–164.
- [10] M. Cetin, S. and Iplikci, “A novel auto-tuning PID control mechanism for nonlinear systems”, *ISA Transactions*, Vol. 58, 2015, pp. 292-308.
- [11] H. P. Huang, and C. C. Chen, “Autotuning of pid controllers for second order unstable process having dead time”, *Journal of Chemical Engineering of Japan*, Vol. 32, 1999, pp. 486–497.
- [12] H. Rasmussen, *Automatic Tuning of PID- regulators*. Aalborg University, Dept. of Control Engineering, 2002.
- [13] 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.
- [14] C. C. Hang, K. J. Astrom, and Q. G. Wang, “Relay feedback auto- tuning of process controllers - A tutorial review”, *Journal of Process Control*, Vol. 12, 2002, pp. 143-162.
- [15] Seborg, D. E., T. F. Edgar and D. A. Mellichamp (1989), *Process Dynamics and Control*, New York: Wiley

- [16] Pessen, D. W. (1994), 'A new look at PID-controller tuning', Transactions of the American Society of Mechanical Engineers, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 116, 553-57
- [17] Hang, C. C., K. J. Åström and W. K. Ho (1993), 'Relay auto-tuning in the presence of static load disturbance', Automatica, 29, 563-64
- [18] Bristol, E. H. (1977), 'Pattern recognition: an alternative to parameter identification in adaptive control' Automatica, 13, 179-202
- [19] Åström, K. J. and T. Häggglund (1995), PID Controllers: Theory, design, and tuning, Research Triangle Park, N.C.: International Society for Measurement and Control
- [20] Radke, F. and R. Isermann (1987), 'A parameter-adaptive PID controller with stepwise parameter optimisation', Automatica, 23, 449-57
- [21] Dormido, S. and F. Morilla (2000), 'Methodologies for the tuning of PID controllers in the frequency domain', Proceedings of IFAC workshop on digital control, pp. 155-160
- [22] Dormido, S. and F. Morilla (2004), 'Tuning of PID controllers based on sensitivity margin specification', in Proceedings of 5th Asian Control Conference, Melbourne, Australia, 1, 486-491
- [23] Liu, G. P. and S. Daley (2001), 'Optimal-tuning PID controller design in the frequency domain with application to a rotary hydraulic system', Control Engineering Practice, 7.
- [24] Tan, K. K. et al., (2006), 'Improved critical point estimation using a preload relay', Journal of Process Control, 16(5), 445-55
- [25] Wang, Y. and H. Shao (2000), 'PID auto-tuner based on sensitivity specification', Transactions of the Institute of Chemical Engineers, 78(A), 312-16
- [26] Jeon, C. H. et al., (2010), 'Relay feedback methods combining sub-relays to reduce harmonics', Journal of Process Control, 20(1), 228-34
- [27] Je, C. H., J. Lee S. W. Sung and D. H. Lee (2009), 'Enhanced process activation method to remove harmonics and input nonlinearity', Journal of Process Control, 19(2), 53-57
- [28] Sung, S. W. and J. Lee (2006), 'Relay feedback method under large static disturbances', Automatica, 42, 353-56
- [29] S. Zhao, et al., A Robust PID Autotuning Method Applied to the Benchmark PID18, IFAC-PapersOnLine, 51(4), 2018.
- [30] Monje CA, Chen YQ, Vinagre B, Xue D, Feliu V. Fractional order Systems and Controls: Fundamentals and Applications. Berlin: Springer Verlag; 2010.
- [31] 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.
- [32] Tepljakov A., Petlenkov E., and Belikov J., Development of analytical tuning methods for fractional-order controllers, Conference: Proc. of the Sixth IKTDK Information and Communication technology Doctoral School Conf., 2012.
- [33] Tajjudin M, Rahiman MHF, Arshad NM, Adnan R. Robust fractional-order PI controller with Ziegler-Nichols rules. International Journal of Electrical and Computer Engineering 2013; 7:1034-1041
- [34] Valério D, Sá da Costa J. Tuning of fractional PID controllers with Ziegler–Nichols-type rules. Signal Processing 2006; 86: 2771-2784.
- [35] De Keyser R, Muresan CI, Ionescu C. A Novel Auto-tuning Method for Fractional Order PI/PD Controllers. ISA Transactions 2016; 62: 268-275.
- [36] Gude JJ, Kahoraho E. Comparison between Ziegler-Nichols type tuning rules for PI and fractional PI controllers. Proceedings of the 3rd Seminar for Advanced Industrial Control Applications – SAICA 2009; 165- 180.
- [37] Gude JJ, Kahoraho E. Comparison between Ziegler-Nichols type tuning rules for PI and fractional PI controllers – Part 2. Proceedings of the 3rd Seminar for Advanced Industrial Control Applications – SAICA 2009; 181-194.
- [38] 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.
- [39] Chen, Y. Q., & Moore, K. L. (2005). Relay feedback tuning of robust PID controllers with iso-damping property. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B, 35(1), 23–31
- [40] C. A. Monje, B. M. Vinagre, G. E. Santamaría and I. Tejado, "Auto-tuning of fractional order PI-D controllers using a PLC," 2009 IEEE Conference on Emerging Technologies & Factory Automation, 2009, pp. 1-7, doi: 10.1109/ETFA.2009.5347104.
- [41] Santamaria, G. E., Tejado, I., Vinagre, B. M., & Monje, C. A. (2009). Fully Automated Tuning and Implementation of Fractional PID Controllers. Volume 4: 7th International Conference on Multibody Systems, Nonlinear Dynamics, and Control, Parts A, B and C. doi:10.1115/detc2009-87399
- [42] Caponetto, R., Dongola G., Pappalardo F., Tomasello V., Autotuning method for  $PI\lambda D\mu$  controllers design, International journal of innovative computing, information & control: IJICIC9(10):4043-4055, 2013.
- [43] De Keyser R, Muresan CI, Ionescu C. A Novel Auto-tuning Method for Fractional Order PI/PD Controllers. ISA Transactions 2016; 62: 268-275.
- [44] De Keyser R, Muresan CI, Ionescu CM. Autotuning of a Robust Fractional Order PID Controller. IFAC Papers Online 2018; 51: 466-471.

Conf. Dr. Ing. Cristina Muresan