



CONTROL DE ORDIN FRAȚIONAR PENTRU UN SISTEM AERODINAMIC CU DOUĂ ROTOARE

PROIECT DE DIPLOMĂ

Autor: **Magdalena SÂNGEORZA**

Conducător științific: **Prof.dr.ing. Eva Henrietta
DULF**

2021



UNIVERSITATEA TEHNICĂ
DIN CLUJ-NAPOCA

FACULTATEA DE AUTOMATICĂ ȘI CALCULATOARE

Vizat,

DECAN
Prof.dr.ing. Liviu MICLEA

DIRECTOR DEPARTAMENT AUTOMATICĂ
Prof.dr.ing. Honoriu VĂLEAN

Autor: **Magdalena SÂNGEORZAN**

Control de ordin fracționar pentru un sistem aerodinamic cu două rotoare

1. **Enunțul temei:** *O scurtă descriere a temei proiectului de diplomă*
2. **Conținutul proiectului:** *Pagina de prezentare, Declarație privind autenticitatea proiectului, Sinteza proiectului, Cuprins, Introducere, Studiu Bibliografic, Analiză, proiectare, implementare, Concluzii, Bibliografie.*
3. **Locul documentației:** *Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, alte locuri dacă este cazul*
4. **Consultanți:** *ing. Prenume Nume (dacă este cazul)*
5. **Data emiterii temei:**
6. **Data predării:**

Semnătura autorului

Semnătura conducătorului științific

**UNIVERSITATEA TEHNICĂ**

DIN CLUJ-NAPOCA

FACULTATEA DE AUTOMATICĂ ȘI CALCULATOARE

**Declarație pe proprie răspundere privind
autenticitatea proiectului de diplomă**

Subsemnatul(a) Magdalena SÂNGEORZAN, legitimat(ă) cu CI/BI
seria XB nr. 520574, CNP 2980729060597,
autorul lucrării:

elaborată în vederea susținerii examenului de finalizare a studiilor de licență la **Facultatea de Automatică și Calculatoare**, specializarea Choose an item., din cadrul Universității Tehnice din Cluj-Napoca, sesiunea Choose an item. a anului universitar 2019-2020, declar pe proprie răspundere, că această lucrare este rezultatul propriei activități intelectuale, pe baza cercetărilor mele și pe baza informațiilor obținute din surse care au fost citate, în textul lucrării, și în bibliografie.

Declar, că această lucrare nu conține porțiuni plagiate, iar sursele bibliografice au fost folosite cu respectarea legislației române și a convențiilor internaționale privind drepturile de autor.

Declar, de asemenea, că această lucrare nu a mai fost prezentată în fața unei alte comisii de examen de licență.

În cazul constatării ulterioare a unor declarații false, voi suporta sancțiunile administrative, respectiv, *anularea examenului de licență*.

Data

Prenume NUME

Magdalena SÂNGEORZAN

(semnătura)



UNIVERSITATEA TEHNICĂ
DIN CLUJ-NAPOCA

FACULTATEA DE AUTOMATICĂ ȘI CALCULATOARE

SINTEZA

proiectului de diplomă cu titlul:

Titlul lucrării

Autor: **Magdalena SÂNGEORZAN**

Conducător științific: **Prof.dr.ing. Eva Henrietta DULF**

1. Cerințele temei:
2. Soluții alese:
3. Rezultate obținute:
4. Testări și verificări:
5. Contribuții personale:
6. Surse de documentare:

Semnătura autorului

Semnătura conducătorului științific

Cuprins

1	INTRODUCERE	4
1.1	CONTEXT GENERAL.....	4
1.2	OBIECTIVE.....	5
1.3	SPECIFICAȚII	6
2	STUDIU BIBLIOGRAPHIC.....	7
3	ANALIZĂ, PROIECTARE, IMPLEMENTARE.....	17
3.1	DESCRIEREA PROCESULUI	17
3.2	IDENTIFICAREA EXPERIMENTALĂ A FUNCȚIILOR DE TRANSFER	19
3.3	PROIECTAREA REGULATOARELOR DE ORDIN FRAȚIONAR	24
3.4	TESTARE, VERIFICARE ȘI COMPARAȚIE ÎNTRE CELE DOUĂ TIPURI DE CONTROLERE PROIECTATE	33
3.5	IMPLEMENTARE	47
4	CONCLUZII.....	50
4.1	REZULTATE OBȚINUTE	50
4.2	DIRECȚII DE DEZVOLTARE.....	51
5	BIBLIOGRAFIE	53

Lista cu figurile:

Figura 3.1. Two Rotor Aero-dynamical System	17
Figura 3.2. Intrările și ieșirile sistemului	18
Figura 3.3. Simulatorul modelului 2_DOF.....	19
Figura 3.4. Ieșirea sistemului reprezintă viteza de rotație a motorului azimuth având intrarea de tip treaptă.....	21
Figura 3.5. Identificarea experimentală a funcției de transfer H_{12}	22
Figura 3.6. Identificarea experimentală a funcției de transfer H_{21}	23
Figura 3.7. Ieșirea sistemului reprezintă viteza de rotație a motorului pitch având intrarea de tip treaptă.....	23
Figura 3.8. Dependența ieșirilor ω_h și ω_v față de intrările Uh și Uv	24
Figura 3.9. Viteza de rotație ω_h a motorului azimuth și funcția de transfer identificată H_{11}	25
Figura 3.10. Viteza de rotație ω_v a motorului pitch și funcția de transfer identificată H_{22}	26
Figura 3.11. Viteza de rotație ω_h a motorului azimuth și funcția de transfer identificată H_{11} cu și fără timp mort	27
Figura 3.12. Viteza de rotație ω_v a motorului pitch și funcția de transfer identificată H_{22} cu și fără timp mort.....	27
Figura 3.13. Diagrama Bode a funcției de transfer H_{11}	28
Figura 3.14. Diagrama Bode a funcției de transfer H_{22}	30
Figura 3.15. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth.....	33
Figura 3.16. Semnalul de comandă dat procesului	34
Figura 3.17. Viteza de rotație controlată a motorului pitch	34
Figura 3.18. Semnalul de comandă dat procesului	35
Figura 3.19. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth.....	35
Figura 3.20. Semnalul de comandă dat procesului	36
Figura 3.21. Viteza de rotație controlată a motorului pitch	36
Figura 3.22. Semnalul de comandă dat procesului	37
Figura 3.23. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth aplicându-se o perturbație pe ieșirea sistemului	39
Figura 3.24. Viteza de rotație controlată a motorului pitch aplicându-se o perturbație pe ieșirea sistemului	40
Figura 3.25. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth aplicându-se o perturbație pe comanda sistemului	40
Figura 3.26. Viteza de rotație controlată a motorului pitch aplicându-se o perturbație pe comanda sistemului	41
Figura 3.27. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth aplicându-se o perturbație pe ieșirea sistemului	41
Figura 3.28. Viteza de rotație controlată a motorului pitch aplicându-se o perturbație pe ieșirea sistemului	42
Figura 3.29. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth aplicându-se o perturbație pe comanda sistemului	42
Figura 3.30. Viteza de rotație controlată a motorului pitch aplicându-se o perturbație pe comanda sistemului	43

Figura 3.31. Vitezele de rotație controlate pe baza primei metode inovative a celor două motoare de curent continuu	44
Figura 3.32. Vitezele de rotație controlate a celor două motoare după aplicarea unei perturbații întregului sistem	44
Figura 3.33. Vitezele de rotație controlate prin cea de-a doua metodă inovativă de proiectare a unui regulator de ordin fracționar pentru cele două motoare	45
Figura 3.34. Vitezele de rotație controlate a celor două motoare după aplicarea unei perturbații întregului sistem	46
Figura 3.35. Poziția motorului azimuth, respective pitch.....	46
Figura 3.36. Schema de simulare a sistemului de reglare	47
Figura 3.37. Schema de simulare a sistemului de reglare aplicându-se pe fiecare ieșire o perturbație.....	48
Figura 3.38. Modelul în timp real al sarcinii de control 2-DOF	49
Figura 3.39. Schema de reglare a celor două viteze de rotație corespunzătoare celor două motoare de curent continuu	49
Figura 4.1. Structura de reglare în cascadă.....	51

Lista cu tabelele:

Tabelul 3.1. Intrările și ieșirile echipamentului TRAS.....	18
Tabelul 3.2. Comparatie între cele două controlere de ordin fracționar proiectate.....	37

1 Introducere

1.1 Context general

În controlul proceselor de astăzi, mai mult de 95% din buclele de control sunt de tip PID. Datorită faptului că mi-am dorit să realizez un control mult mai eficient, dar mai complicat din punct de vedere al procedurii de proiectare și implementare decât un regulator PID conventional, am ales controlerul de ordin fracționar $PI^\lambda D^\mu$. Regulatorile de ordin fracționar au atras multă atenție în ultimele două decenii, așadar calculul de ordin fracționar fiind utilizat pentru analiza, modelarea și controlul sistemelor dinamice. Performanțele și flexibilitatea controlerului de ordin fracționar sunt superioare PID clasic, datorită creșterii parametrilor de reglare (de la 3 la 5 parametrii reglabili), oferind totodată un control dinamic mai bun.

Pentru a demonstra aplicabilitatea și performanțele impresionante ale regulatorilor de ordin fracționar, am ales un sistem neliniar, cu două intrări și patru ieșiri, fiecare dintre cele patru ieșiri fiind influențate mai mult sau mai puțin de fiecare dintre cele două intrări. Acest proces se numește Two Rotor Aero-dynamical System. TRAS este un echipamentul de laborator creat de INTECO, alcătuit dintr-o bară lungă de metal, echilibrată pe o bază. În cele două capete ale acestei bare sunt amplasate motoare de curent continuu. Fiecare dintre aceste motoare deplasează elicele unui rotor. Un alt criteriu important care a influențat alegerea acestui echipament pe care urmează să-l controlez folosind regulatoare de ordin fracționar a fost comportamentul acestuia, asemănător cu cel al unui elicopter.

Această lucrare este organizată după cum urmează: primul capitol conține partea introductivă care cuprinde motivația alegerii acestei teme, importanța sa și obiectivele pe care le doresc să le săvârșesc. În cel de-al doilea capitol sunt prezentate pe scurt nouăsprezece articole științifice despre calcul fracționar, respectiv despre controlerele de ordin fracționar. Capitolul trei este cel mai elocvent, fiind împărțit în mai multe subcapitole în care sunt prezentate următoarele: modelarea sistemului TRAS, descrierea modului de proiectare a celor două seturi de regulatoare de ordin fracționar folosind două metode inovative. Pentru regulatoarele de tip $PI^\lambda D^\mu$ sunt prezentate performanțele în urma testării acestora în buclă închisă. Rezultatele obținute în timpul testării controlerelor pe echipamentul real din laborator și rezultatele simulării folosind simulatorul echipamentului TRAS în mediul de dezvoltare MATLAB/Simulink sunt prezentate tot în acest capitol. Pentru a avea evidenția performanțele deosebite ale fiecărei metodă de proiectare am realizat o comparație între acestea care se găsește tot în acest capitol. Ultimul subcapitol prezintă modul de implementarea a celor două seturi de controlere atât pe echipamentul real TRAS, cât și realizarea modelelor Simulink. În capitolul patru sunt expuse rezultatele obținute din care sunt trase concluziile și sunt prezentate pe scurt două direcții de dezvoltare pentru o viitoare cercetare.

1.2 Obiective

Scopul acestei lucrări este de a determina modelul matematic al sistemului TRAS, de a proiecta două seturi de controlere prin două metode inovative pentru controlul vitezei de rotație a celor două motoare de curent continuu și de a realiza implementarea acestora pe echipamentul real din laborator.

Un prim obiectiv este determinarea modelului matematic al sistemului TRAS. Aceasta este important deoarece metodele de proiectare a controlului procesului se bazează pe modelul acestuia. Așadar modelul matematic trebuie să descrie cât mai bine dinamica echipamentului real din laborator. TRAS este un sistem multi-variabil, având ca intrări cele două tensiuni aplicate celor două motoare de curent continuu care fac posibilă mișcarea rotorului elicelor și patru ieșiri: vitezele unghiulare de rotație, respectiv pozițiile unghiulare ale celor două motoare DC.

Al doilea obiectiv este aplicarea tehnicii de decuplare completă pentru a putea elimina influența pe care o are tensiunea aplicată pe un motor de curent continuu asupra ieșirii celui alt motor. Acest procedeu se va realiza datorită faptului că sistemul TRAS este cu cuplaje transversale semnificative.

Al treilea obiectiv este de a controla mișcarea rotorului principal numit pitch și a rotorului secundar numit azimuth, folosind regulatoare de ordin fracționar. Pentru reglarea vitezelor unghiulare corespunzătoare celor două motoare de curent continuu cu acest tip de controler am decis să aleg două metode inovative de proiectare. Două controlere sunt proiectate pentru reglarea vitezei de rotație a motorului azimuth, respectiv două controlere pentru viteza de rotație a motorului pitch. Regulatoarele de ordin fracționar proiectate ar trebui să asigure că ieșirile procesului controlat să urmărească cu exactitate semnalele de referință impuse, durata regimului tranzitoriu să fie cât mai scurtă, iar suprareglajul să fie de valoare cât mai mică, de preferat zero. Robustețea sistemului și rejectarea perturbațiilor într-un timp destul de mic sunt alte obiective semnificative pe care le dorim să le obținem prin tehnica de proiectare propusă. De o deosebită importanță este alegerea celor două metode de proiectare a regulatoarelor de ordin fracționar. Primul procedeu de ajustare a parametrilor unui controler va fi ales astfel încât să poată fi aplicat pe o funcție de transfer de ordin I care descrie dinamica unui motor de curent continuu. Cel de-al doilea mod de reglare va fi ales astfel încât să poată fi pus în practică pe un sistem de ordin I cu timp mort.

Al patrulea obiectiv este aproximarea funcției de transfer de ordin fracționar rezultată după proiectare cu o funcție de transfer de ordin întreg astfel încât performanțele regulatorului de ordin fracționar să nu se schimbe.

Al cincilea obiectiv este realizarea implementării celor două seturi de controlere de ordin fracționar cu scopul de a putea evidenția performanțele fiecăruia. Testarea acestora dorind a fi făcută folosind atât simulatorul echipamentului TRAS în mediul de dezvoltare MATLAB/Simulink, cât și pe echipamentul real din laborator.

Al șaselea obiectiv este evidențierea performanțelor regimului tranzitoriu cât și a regimului staționar pentru fiecare metodă de proiectare a regulatoarelor de ordin fracționar prin realizarea unei comparație între acestea.

În concluzie toate cele șase obiective menționate trebuie îndeplinite deoarece duc la realizarea sistemului de control avansat pentru echipamentul TRAS.

1.3 Specificații

Prin acest studiu intenționez să realizez controlul vitezelor de rotație a rotoarelor pentru cele două motoare de curent continuu care intră în structura echipamentului TRAS. Pentru controlul acestui sistem propun două controlere pentru viteza de rotație a motorului pitch, respectiv două controlere pentru viteza de rotație a motorului azimuth. Calculul parametrilor unui regulator de ordin fracționar se vor determina prin două metode inovative, rezultând două seturi de controlere și având astfel posibilitatea de a realiza și o comparație între acestea. Am ales această tehnică de proiectare datorită faptului că regulatoarele de ordin fracționar prezintă proprietăți încântătoare de robustețe și de respingere a perturbațiilor.

De asemenea intenționez ca în urma aplicării sistemului de reglare în buclă închisă, procesul să fie unul performant cu valoarea suprareglajului și a timpului de răspuns cât este mai mică, iar abaterea staționară la poziție este nulă. De o deosebită importanță în practică este și domeniul de variație a semnalului de comandă generat de controler (valoarea minimă, respectiv maximă a acestuia) pentru a se putea aplica elementului de execuție fără a defecta buna funcționare a acestuia.

Un alt pas remarcabil, dorit a fi realizat este implementarea algoritmilor de control pe echipamentul real TRAS din laborator. Pentru ca regulatoarele de ordin fracționar să poată fi implementate hardware trebuie utilizată o aproximare de cu un număr mare de poli și zerouri, astfel încât răspunsul sistemului să își păstreze performanțele.

2 Studiu bibliographic

Regulatele de ordin fracționar sunt din ce în ce mai folosite în zilele noastre. Există numeroase aplicații care au demonstrat superioritatea controlului fracționar față de controlul PID clasic.

Scopul lucrării [1] constă în proiectarea unui controler de ordin fracționar PD^μ și ajustarea prefiltrului fracționar pentru a asigura controlul sistemelor MIMO (sisteme multi-variabile). Această lucrare științifică propune proiectarea unui regulator bazat pe tehnica MIMO QFT ("Teoria Feedback-ului Calitativ"), care are ca principiu divizarea problemei MIMO inițiale într-un set de subsisteme echivalente. Abordare MIMO QFT permite controlul sistemelor în care perturbațiile pot apărea oricând, bazându-se pe două grade de libertate (controler și prefiltru fracționar). Controlerul permite reducerea efectului perturbațiilor, în timp ce prefiltrul are scopul de a plasa răspunsul sistemului în domeniul dorit. Prefiltrele fracționale și-au confirmat utilizarea în combinație cu tehnica QFT pentru rezolvarea problemelor în ceea ce constă urmărirea traiectoriei pentru sistemele MIMO. După aflarea parametrilor controlerului, un prefiltru fracționar este proiectat și optimizat pentru satisfacerea performanțelor râvnite. Rentabilitatea tehnicii propuse este testată și evaluată prin intermediul unui robot real.

Controlul funcțional predictiv (PFC) este una dintre tehnologiile moderne de proiectare a unor regulate. Datorită faptului că nivelul de calcul este mai redus, a robusteții și a unui efect de control bun, acest algoritm a fost aplicat pe scară largă pentru sistemele de cercetare și de asemenea este utilizat în practică. În lucrarea [2] este discutată problema controlului funcțional predictiv pentru un sistem de ordin fracționar. Algoritmii de control tradiționali utilizați în proiectarea regulatelelor nu sunt disponibili direct pentru sistemele de ordin fracționar, prima problemă este transformarea modelului matematic de comandă fracționară într-un model matematic de ordin întreg. În acest articol științific, pentru a ajunge la expresia dorită a modelului procesului, se va utiliza aproximarea Oustaloup. Pentru verificarea caracteristicilor deosebite ale FPFC ("Fractional Order Predictive Functional Control") nominalizat, FPFC este comparat cu algoritmul PFC de ordin întreg, testarea făcându-se pe un cuptor de încălzit. Se observă faptul că rezultatele sunt mai satisfăcătoare pentru controlerul propus cu metoda FPFC.

În lucrarea [3], controlerele PID au fost utilizate pentru stabilizarea sistemului MIP (Abstract-Mobile Pendul). MIP este un sistem instabil cu patru grade de libertate. Controlerele PID de ordin fracționar au fost folosite pentru a oferi un comportament robust regulatelelor în stabilizarea sistemului MIP. În structura sistemului MIP constă în patru parametri de ieșire care trebuie controlați folosind două intrări. Astfel s-a folosit controlul cu bucla de feedback pentru stabilizarea sistemului MIP. În acest studiu au fost folosite regulatele PID clasice și PID de ordin fracționar pentru stabilizarea sistemului MIP. Rezultatele obținute în urma simulării ambelor controlere sunt

prezentate în lucrare și comparate. S-a pus în practică o schemă de control cu două bucle. Primul regulator este folosit pentru a controla unghiul de pitch, iar al doilea controler este utilizat pentru ca sistemul să urmărească traiectoria.

Conceptul de calcul fracționar este pus în practică pe scară largă în diverse domenii ingineresti. Controlerele cu comandă fracționară reprezintă un caz particular al reguletoarelor convenționale și au propus o performanță de control mai optimă și mai precisă. Reguletoarele PID de ordin fracționar (FOPID) prezintă o performanță excelentă pentru sistemele cu variabile neliniare sau variabile care se modifică în timp. În orice situație complexitatea calculului parametrilor FOPID este mai mare datorită creșterii parametrilor de reglare (de la 3 la 5 parametri care trebuie determinați). Acest tip de controler era mult mai flexibil decât omologul său de ordin întreg și este în stare să ofere un control dinamic avansat.

Parametrii regulatorului FOPID din articolul științific [4] sunt calculați printr-o procedură de optimizare stocastică: Ant Colony Optimization (ACO). ACO este una dintre cele mai inteligente tehnici care se preocupă cu metode de optimizare inspirate din natură.

Controlerul Logic Fuzzy (FLC) este o metodă de proiectare bine cunoscută pentru controlul proceselor dinamice neliniare și liniare. Regulatorul Ant Colony Fractional Fuzzy PID (AFrFPID) încorporează caracteristicile tehnicilor Sistem Ant Colony și Control Fuzzy pentru a aduce o mai bună performanță în controlul sistemelor de ordin fracționar.

Tot în această lucrare controlerul AFrFPID este implementat atât pe un motor de curent continuu care are modelul matematic o funcție de transfer de ordin doi, cât și pe o centrală ale cărei funcție de transfer este de ordin fracționar și ne este cunoscută. După cum se poate observa, în acest studiu științific, ieșirea sistemului controlat cu tehnica AFrFPID depășește ieșirea sistemului reglat cu regulatorul FOPID. Deopotrivă, în cazul în care se ivesc perturbații în sistem, ieșirea sistemului controlat cu controlerului AFrFPID urmărește cu exactitate mai mare semnalul de referință decât în cazul ieșirii sistemului controlate cu controlerul FOPID.

În ultimele decenii, mulți cercetători s-au preocupat cu introducerea calculului fracționar în controlul adaptiv și în special pe MRAC (Model Reference Adaptive Control). Specificații precum sensibilitatea maximă, respingerea perturbațiilor și derivata fazei să fie egală cu zero (eng: "iso-damping") sunt folosite în proiectarea reguletoarelor de ordin fracționar FOPID. Scopul lucrării [5] este de a dobândi robustețea calculului fracționar pentru a spori performanțele sistemului de control și rejectarea perturbațiilor și a zgomotului. În această lucrare științifică regulatorul de ordin fracționar folosit pentru controlul vitezei unui motor de curent continuu este proiectat pe baza modelului adaptiv (MRAC), folosind regula MIT și impunându-se o funcție de tranfer în buclă închisă pentru întregul sistem. De fiecare dată când semnalul de referință (y_m) și răspunsul sistemului de control (y_p) diferă, eroarea se va tot intensifica iar regula de ajustare MRAC actualizează valoarea parametrului de adaptare prin minimizarea a unei funcții convexe de cost cu ajutorul reguli MIT. Schema de control adaptiv este construită pe principiul de a forța sistemul în buclă închisă să urmărească modelul de referință de ordin fracționar bazat pe o funcție de transfer ideală Bode.

Lucrarea științifică [6] prezintă o aplicație a metodei Model Reference Adaptive Control (MRAC), inspirată din regula MIT pentru controlul sistemelor în buclă închisă. Esențialmente conține două bucle de reglare, acestea sunt: bucla interioară pentru reglarea sistemului folosind un regulator PID (FOPID) de ordin fracționar și bucla exterioară implementează regula MIT pentru controlul adaptiv de referință al modelului. Abordările MRAC sunt considerate procedee fundamentale în proiectarea sistemele de control inteligente. Calculului fracționar garantează o bună modelare a sistemelor din realitate și drept urmare, contribuie la multe domenii de știință și inginerie. Principale avantajele ale reglatoarelor ordin fracționar rezultă în principiu din oportunitatea de reglare a comenzilor raționale ale componentelor derivate și de integrare care intră în componența controlerului PID. Potrivit articolului [6] regula MIT este folosită strict pentru a modela introducerea sistemului de control în buclă închisă. Această tehnică de ajustare care se bazează pe modelarea intrărilor în mai multe bucle poate diminua riscurile cauzate de reglarea controlului sau de reconfigurare în cadrul operației de control. Dacă bucla internă de reglare se ocupă de controlul și stabilitatea sistemului, bucla exterioară are rolul de a adapta sistemului de control la posibile perturbații parametrice ale sistemului care pot apăreadin cauza unei defecțiuni sau din cauza îmbătrânirii sistemului.

Unul dintre cei mai cunoscuți algoritmi de proiectare pentru reglatoarele de ordin fracționar prevede îndeplinirea unor restricții în domeniul frecvenței, cum ar fi frecvența de tăiere, marginea de fază și proprietățile de amortizare. Potrivit articolului [7] calculul fracționar care este un instrument convenabil în controlul sistemelor cu întârziere, având performanțe mai satisfăcătoare decât abordările de ordin întreg.

În partea de introducere autorii articolului științific [7] prezintă diferite metode care vizează proiectarea reglatoarelor de ordin fracționar pentru procesele cu timp mort de ordin neîntreg. Prin urmare pentru a controla procesele haotice, incerte de ordin fracționar este prezentată tehnica "adaptive fuzzy sliding mode control. Studiul actual extinde metodologia de reglare a domeniului frecvențial la o gamă largă de procese de ordin fracționar, cu funcții de transfer de ordinul doi cu întârziere în timp. Noutatea acestui studiu constă în dezvoltarea metodei de reglare pentru acest tip de procese, precum și implementarea practică a controlerului rezultat. Studiul este argumentat cu date reale obținute dintr-un proces extrem de neliniar, slab amortizat, cu întârziere în timp.

Noua procedură de modelare presupune determinarea unui model de ordin întreg care să funcționeze ca punct de lansare în căutarea unui model FO cu aceeași structură. Tehnica propusă poate fi ușor generalizată pentru oricare ordin (întreg/fracționar), dar potrivit studiului prezent va fi reprezentată doar dezvoltarea modelului FO bazat pe funcția de transfer de ordinul doi cu timp mort.

În continuare sunt prezentate cele trei ecuații fundamentale ale controlului fracționar în domeniul frecvenței. Prima și a doua ecuație ale sistemului asigură un sistem stabil în buclă închisă, precum și un timp de răspuns mic, în timp ce ultima ecuație asigură un anumit grad de robustețe la incertitudini. Secțiunea IV din studiul curent descrie echipamentul pe care s-a realizat experimentul în sine. Se identifică o funcție de tranfer

de ordin doi cu timp mort, iar pe urmă, cu ajutorul mediului de dezvoltare Matlab, mai exact a funcției "fmincon" se realizează optimizarea. Rezultatul final fiind o funcție de transfer de ordin fracționar cu timp mort, care este o alternativă mai acceptabilă, care caracterizează mult mai bine dinamica oscilatorie. Se proiectează un regulator PI cu metoda frecvențială, impunându-se anumite performanțe atât în regim tranzitoriu, cât și în staționar.

Tehnicile de reglare ale modelului intern (IMC) au fost puse în practică la scară mare pentru procesele chimice ca metodologie de control convenabilă pe o perioadă îndelungată de timp, grație structurilor simple și a reglării lipsite de probleme. Această lucrare [8] se axează pe proiectarea unui controler IMC calculat pe baza unui filtru de ordin fracționar pentru reglarea nivelului de lichid într-un bazin, iar examinarea performanțelor acestuia s-au realizat în comparație cu regulatoarele PID și IMC convenționale.

În acest studiu științific autorii au conceput un filtru de ordin fracționar pentru un regulator IMC-PID cu un scop clar, acela de a îmbunătăți răspunsul sistemului în buclă închisă. Performanțele schemei propuse sunt dezvăluite printr-o testare folosind simulatorul unui proces pentru reglarea nivelului apei într-un bazin, care are funcția de transfer de ordin I cu întârziere în timp. Schema IMC este utilizată pentru determinarea parametrilor de reglare pentru un controler PI / PID. Proiectarea controlerului IMC bazat pe filtru fracționar implică următorii cinci pași. Primul pas implică aplicarea tehnicii de aproximare Padé. Al doilea pas include factorizarea modelului sistemului. Al treilea pas include adăugarea unui filtru trecere jos. Al patrulea pas este obținerea structurii finale pentru controlerul PID bazat pe IMC, iar al cincilea pas îl reprezintă o simplificarea a structurii regulatorului în buclă închisă. Performanța regulatorului pentru reglarea nivelului de apă este testată folosind mediul de simulare Simulink cu metode de reglare clasice, controler IMC și regulatorul IMC de ordin fracționar. Rezultatele dobândite ca urmare a procesului de testare sunt analizate cu privire la anumiți indici de performanță, cum ar fi Integral Time Absolute Error (ITAE) și Integral of Absolute value of Error (IAE).

Articolul științific [9] propune o nouă metodă de reglarea de ordin fracționar PI^λ , utilizând criterii de sensibilitate și stabilitate maximă pentru procesele de tip First Order With Time Delay, pentru a asigura robustețea sistemului. Procesele First Order Plus Time Delay (FOPDT), sunt sisteme cu dimensiuni mari și sunt mai complexe în ceea ce privește reglarea lor în comparație cu sistemele fără timp mort. Sensibilitatea maximă este utilizată în proiectarea controlerului pentru a deduce valorile parametrilor care fluctuează, ale instalației reale datorită condițiilor de funcționare variate și să determine anumite aspecte asupra robusteții sistemului împotriva perturbațiilor.

Sistemele de ordin fracționar și aplicațiile lor au devenit una dintre principalele domenii de cercetare, datorită perspectivei puternice a calculului fracționar. Cei doi parametri suplimentari trebuie să fie proiectați cu atenție și cu precizie pentru a obține răspunsul dorit, potrivit cu [9].

Outstoup a dezvoltat una dintre cele mai folosite aproximări, pentru a transforma o funcție de transfer de ordin fracționar într-o funcție de transfer care poate fi pusă ușor în practică. Prima parte a secțiunii III descrie funcția de transfer de ordin întâi cu timp

mort și funcția de transfer a unui regulator de ordin fracțional PI^λ . În consecință după amplasarea sistemului în buclă închisă rezultă cei doi parametri ai regulatorului, iar partea doua a aceleiași secțiuni descrie sensibilitatea maximă folosită pentru determinarea parametrului de ordin fracționar λ . Totodată ecuațiile obținute pentru cunoașterea valorilor ale celor doi parametri ai controlerului de ordin fracționar sunt neliniare. De asemenea, ecuațiile derivate folosind criterii de sensibilitate maximă pentru ordinul fracțional a integratorului sunt neliniare, potrivit studiului [9]. Pentru a scăpa de aceste neliniarități, folosim funcția "lsqnonlin" din Matlab.

Pentru controlul sistemelor industriale multi-variabile cu întârzieri în timp, a fost propusă o nouă structură de control predictiv Smith cu două grade de libertate, baz pe decuplarea completă inversată. Garrido et al. a formulat o tehnică sigură care să asigure decuplarea inversată, putând fi aplicată proceselor MIMO multi-variabile. Conform teoriei decuplării inversate, autorii au realizat matricea de decuplare pentru ca sistemul să fie complet decuplat.

În articolul [10] a fost formulat controlul predictiv Smith cu două grade de libertate, care are ca temelie decuplarea inversată și au fost proiectate prin diferite metode controlerelor de ordin fracționar pentru procesele MIMO. Drept urmare, regulatorul pentru urmărirea unei traiectorii și pentru respingere a perturbațiilor sunt proiectate prin algoritmul Dahlin și metoda de control al modelului de ordin fracționar. Calculul direct al decuplatorului inversat poate duce la elemente cu poli de predicție sau în jumătatea dreaptă pentru procesele cu întârzieri de timp sau zerouri de fază non-minime. Comparativ cu alte tehnici de decuplare convenționale, decuplarea inversată poate realiza decuplarea completă.

Autorii acestui studiu compară metoda propusă cu metoda Liu's și metoda Lei's pentru a face remarcabile rezultatele superioare ale conceptului propus de ei în ceea ce privește decuplarea și răspunsul sistemului controlat. Se observă clar că metoda are o performanță mai bună în ceea ce privește decuplare, deși nu reușește să respingă perturbările atât de bine față de metoda Lei's, dar calculul parametrilor controlerului este mai simplu și mai convenabil decât la metoda Lei's.

Regulatele PID fac parte din clasa sistemelor de control, având o stabilitate ridicată deoarece sunt simple, robuste, efective și ușor de reglat. Metoda de control Ziegler Nichols a fost îmbunătățită pentru a asigura un set de reguli optime în reglare prin optimizarea rejectării perturbațiilor, cu o constrângere asupra sensibilității de vârf, întâlnită cu numele de reguli MIGO. Cei doi parametri de ordin fracționar se pot aplica de obicei în toate zonele ingineresti, datorită capacității lor de modelare și control superior pentru procesele dinamice. Un alt avantaj important al derivatorului fracționar este abilitatea de a descrie istoria și natura ereditară a proceselor. Abordarea FOPTD este cea mai des utilizată pentru a descrie dinamica proceselor industriale.

Controlerelor cu funcții de transfer de ordin fracționar ar trebui approximate cu o funcție de transfer de ordin întreg care să satisfacă aceleași performanțe ca și controlerul original. Scopul acestor aproximări fiind posibilitatea acestor controlere de ordin fracționar de a fi implementate în aplicațiile hardware. Această aproximare se realizează cu ajutorul filtrului Oustaloup, care depinde de numărul de poli și zerouri (N).

Procedura de realizare a regulatorului și a regulilor corespunzătoare acestuia sunt prezentate după cum urmează: Metoda Ziegler-Nichols este cea mai convenabilă tehnică de reglare pentru controlerelor PID sau metoda de acordare a câștigului final. Această abordare presupune identificarea câștigului final K_{cu} și perioada finală P_u , prin monitorizarea oscilațiilor susținute a răspunsului în buclă închisă. Simplitatea acestui studiu [11] include determinarea comenzilor fracționate λ și μ bazate pe iterații care minimizează integrala erorii pătrate (ISE) și integrala erorii absolute (IAE).

În următoarea secțiune sunt prezentate regulile de control pentru proiectarea controlerului fracționar PI, acestea bazându-se pe principiile metodei F-MIGO. Parametrii regulatorului PI sunt determinați cu ajutorul unui set de formule în funcție de time delay și normalized dead time, potrivit lucrării [11]. Eficiențele controlerului proiectat sunt ilustrate prin două exemple. Rezultatele simulării se pot observa în secțiunea V al acestui studiu. Prin urmare controlerul FOPID propus cu filtru de referință a îmbunătățit performanța sistemului de control în buclă închisă în comparație cu controlerul FOPID de F. M. Bayat și controlerul FOPI proiectat prin metode F-MIGO. De o deosebită importanță este faptul că valorile indicilor de performanță ISE și IAE au scăzut datorită tehnicii propuse. Atât în proiectarea regulatorului FOPID de F. M. Bayat cât și FOPI prin metode F-MIGO, regulile de proiectare sunt dependente de timpul mort normalizat. Pe de altă parte regulile pentru proiectarea FOPID de F. M. Bayat pot fi utilizate numai pentru sistemele a căror τ este cuprinsă în intervalul $[0.1, 3.5]$. Această constrângere nu se aplică și în cazul controlerul FOPID propus cu filtru, deoarece regulile de reglare sunt dezvoltate independent de timpul mort normalizat. Din toate cele menționate mai sus rezultă faptul că metoda propusă poate fi o posibilă alegere atunci când sunt necesare performanțe deosebite ale sistemului de control în buclă închisă atât în ceea ce privește urmărirea referinței, cât și rejectarea perturbațiilor.

Articolul științific [12] prezintă o nouă metodă de reglare referință pentru un sistem de ordin fracționar cu întârziere în timp, astfel încât ieșirea sistemului controlat să urmărească. Parametrii regulatorului sunt calculați atât în funcționare normală, cât și defectuoasă, în cazul în care variabilele de stare sunt disponibile și indisponibile pentru măsurare. Potrivit studiului [12], tehnicile controlului toleranței la erori (FTC) se pot clasifica în două categorii: metode pasive, respectiv metode active de control tolerant la erori. Sunt utilizate regulatoarele cu parametrii constanți deoarece obținem un sistem în buclă închisă, insensibil la anumite defecțiuni.

Regulatorul este reconfigurat în abordările active, utilizând informații în timp real furnizate de structura de detectare și izolare a defecțiunilor (FDI) (Fault Detection and Isolation). Principala idee este de a controla un sistem astfel încât a obține aceleași performanțe ca ale unui model de referință fracționară cu întârziere în timp în funcționare normală și defectuoasă. Odată cu apariția unei defecțiuni, se vor calcula noii parametri, rezultând două scenarii de cercetate. Primul scenariu presupune că starea sistemului este disponibilă pentru măsurare, drept urmare, valorile parametrilor controlerelor pot fi calculate direct. Al doilea scenariu presupune că nu se pot efectua măsurători asupra stărilor. În secțiunea a III-a sunt propuse cele două scheme de control: așadar, când vectorul de stare este accesibil pentru măsurare, respectiv când nu este accesibil. În cazul în care sistemul operează normal, parametrii regulatorului sunt calculați folosind metoda

pseudo-inversă, potrivit lucrării [12]. În cazul în care nu se pot realiza măsurători asupra stărilor sistemului, metoda propusă de către autori poate fi pusă în practică numai dacă procesul și modelul de referință au aceeași ordin fracționar α , aceeași întârziere în timp τ și dimensiunile matricelor calculate sunt egale.

Mai mult de 95% din aplicațiile pentru controlul proceselor sunt proiectate cu ajutorul regulatoarelor PID. Controlerul FOPID a dovedit un răspuns al procesului controlat mult mai bun în comparație cu controlerul PID clasic, demonstrând astfel că regulatorul FOPID este mult mai eficient, dar mai greu de determinat parametrii acestuia decât în cazul controlorului PID de ordin întreg.

În lucrarea [13], "The flower pollination algorithm" FPA se utilizează pentru proiectarea în mod optim a unui controler FOPID pentru reglarea unui proces compus dintr-o instalație greu de controlat, cu întârziere în timp. În continuare este descris în ansamblu calculul fracționar și controlerul FOPID de ordin fracționar. De asemenea tot în acel capitol este descrisă o structură în buclă închisă a sistemului controlat, cu funcția de tranșă a procesului de ordin I cu timp mort. Pentru constanta de timp a procesului se poate alege o valoare dintr-un interval specificat. Autorul a ales $T=0.5$; În următorul capitol sunt prezentați pași esențiali care trebuie realizați pentru determinarea parametrilor regulatorului de ordin fracționar FOPID. Potrivit studiului științific [13], algoritmul FPA este unul metaheuristic creat pentru o rapidă convergență globală și aplicat cu succes la multe probleme de inginerie din întreaga lume. Tot în acest studiu este descrisă formula pentru algoritmul FPA și explicați parametrii care intră în compoziția sa.

Eficiența metodei propuse se poate evidenția prin realizarea unei comparații între regulatorul FOPID bazat pe FPA și regulatorul PID clasic. Ambele tipuri de algoritmi sunt aplicați pe același proces, cât și fără regulator. S-a utilizat mediul de dezvoltare MATLAB și toolbox-ul FOMCON pentru a calcula parametrii celor două regulatoare.

Întârzierile de timp pentru sistemele industriale precum schimbătoare de căldură, unități de distilare, procese miniere, fabricarea oțelului sunt frecvent întâlnite. Din perspectiva domeniului frecvențial, prezența întârzierii introduce un decalaj suplimentar în faza procesului. Rezultatele cercetărilor efectuate pe procesele cu întârzieri de ordinul microsecundelor, presupune faptul că folosirea controlerelor de ordin fracționar ar putea duce la îmbunătățirea robusteții sistemului și a răspunsului în buclă închisă a proceselor cu timp mort.

Obiectivul lucrării [14] este de a furniza o mulțime de informații care pot fi utilizate cu ușurință ca bază pentru familiarizarea cititorului cu strategiile de reglare fracționară pentru procesele cu întârzieri în timp. Articolul [14] prezintă o celebră metodă de reglare și anume o tehnică de proiectare bazată pe o abordare al domeniului frecvențial. Așadar, determinarea parametrilor controlerului prin soluționarea unui sistem de ecuații neliniare care exprimă specificații legate de marginea de fază, frecvența de tăiere, funcția de sensibilitate și robustețe pentru a putea obține modificări într-un interval limitat.

Metodele de reglare pentru regulatoarele FOPID, sunt bazate pe minimizarea unor funcții de cost al domeniului timp, cum ar fi Integral of Square Error (ISE), Integral of Time Absolute Error (ITAE), Integral of Absolute Error (IAE), potrivit lucrării [14].

Reglarea controlerelor FOPID utilizând o expansiune a tehnicii populare Ms Constrained Integral Optimization (MIGO), desemnată aici F-MIGO.

Teoremele Pontryagin și Hermite-Biehler utilizate în reglarea controlerelor FOPID.

Diferite tehnici de reglare sunt menționate în acest capitol. Toate aceste metode de acordare a reglatoarelor necesită modelul procesului care trebuie controlat.

Tehnica de reglare în buclă închisă este des întâlnită în strategiile de control. Chiar și așa și alte scheme de control pot fi puse în practică pentru controlul proceselor cu întârzieri, precum strategia modelului intern (IMC) sau Smith Predictor (SP).

Lucrare științifică [15] prezintă o analiză matematică pentru ecuațiile caracteristice care determină un sistem de ordin fracționar cu timp mort. Ecuațiile diferențiale de ordin fracționar și-au evidențiat rostul în modelarea a mai multor tipuri de clase de sisteme precum: termice, electrochimice, nucleare sau biologice.

Verificarea stabilității pentru sistemele de ordin fracționar cu întârzieri în timp a fost realizată prin intermediul unui regulator de ordin fracționar de tip PI. Această analiză contă pe o expansiune a teoremei Hermite-Biehler care este utilizată în analiza clasică pentru a decide criteriul de stabilitate al funcțiilor polinomiale și cvasipolinomiale definite în mulțimea numerelor complexe. Un pas important în aplicarea teoremei Hermite-Biehler necesită verificarea că partea reală și imaginară a ecuației caracteristice nu are decât rădăcini reale. În consecință acest tip de proprietate poate fi garantată utilizând teorema Pontryagin. În rubrica a III-a este prezentat intervalul valorilor parametrilor (K_p , K_i) care satisfac ambele criterii Hermite-Biehler. Astfel se poate observa că K_p poate lua valori între $[-0.4:2.4]$ pe abscisă, iar K_i între $[0.1:1.7]$ pe ordonată, însă regiunea de stabilitate are forma unui triunghi dreptunghic, cu unghiul de nouăzeci de grade în punctul $(-0.4, 0.1)$. În secțiunea a IV-a este expusă o funcție de transfer de ordin I cu timp mort, pentru care se va concepe un regulator PI de ordin fracționar cu abordarea specificată mai sus. Intervalul valorilor parametrilor K_p și K_i care satisfac ambele criterii Hermite-Biehler constituie setul în întregime al parametrilor de stabilizare PI^λ , cu $\lambda = 0,5$.

Examinarea sistemelor de ordin fracționar a devenit în ultimii ani aprofundată, datorită creșterii puterii de calcul al procesoarelor, ceea ce permite o calitate mai bună a simulării. Principalul avantaj al sistemelor de ordin neîntreg este acela că se poate aplica ori de câte ori atunci când metodele matematice clasice eșuează. În teoria sistemelor de control există multe posibilități de aplicare a sistemului de ordin fracționar. Pentru sistemele cu timp mort o posibilă analiză a acestora se bazează pe aproximări Pade, Smith Predictor sau pe un sistem de ordin I.

În articolul [16] regiunea de stabilitate și performanța de urmărire a referinței a unui controler de ordin fracționar de tip PI (FOPI) pentru monitorizarea unui proces a cărui modelare dinamică este o funcție de transfer de ordin doi cu întârziere de timp sunt examinate pe baza unei comparații teoretice și experimentale. Autorii acestui studiu produc o comparație între regulatorul clasic PI și regulatorul de ordin fracționar PI^λ , cu scopul de a evidenția nemulțumirile avantajele regulatorului fracționar. Modelul care descrie dinamica procesului care necesită a fi controlat cu ajutorul unui PI de ordin fracționar este descris printr-o funcție de transfer de ordinul doi timp mort. Acest studiu

se axează pe eficacitatea sistemului controlat ce prevede urmărirea referinței și descrie intervalul parametrilor controlerului K_p , K_i care mențin stabilitatea sistemului în buclă închisă.

Pe cvasi-polinomul care descrie ecuația caracteristică cu buclă închisă a sistemului, se aplică cele două teoreme, și anume HermiteBiehler și Pontryagin pentru a se asigura că rădăcinile sunt reale și intercalate, potrivit studiului [16].

Eficiența ieșirii procesului controlat care necesită să urmărească semnalul de referință se calculează cu ajutorul a doi indicatori de calitate: primul este Integral of Absolute Error (IAE), iar al doilea este Integral of Squared Error (ISE).

Secțiunea V din lucrare prezintă rezultatele simulărilor, efectuate în mediul de dezvoltare MATLAB, mai exact în toolbox-ul FOMCON. Tot în această secțiune se remarcă stabilitatea sistemului în buclă închisă dacă se vor modifica cei doi parametri K_p și K_i iar $\lambda = \frac{1}{3}$, în funcție de cele două metode de măsurare a erorii.

Verna *et al.* au conceput un controler proporțional, integral și derivativ (FOPID) optimizat, pentru a controla sistemele cu fază neminimă (NMP) cu timp. Sistemul NMP este sistemul care are poziționate zerourile în sistemul cartezian în jumătatea dreaptă. Datorită complexității crescute al algoritmilor de proiectare, regulatoarele $PI^\lambda D^\mu$, oferă o flexibilitate ridicată, performanțe grozave și robustețe mai mare decât în cazul controlerelor PID convenționale. Cele cinci grade de libertate ale regulatorului FOPID sunt optimizate utilizând algoritmul Nelder-Mead bazat pe "minimum integral absolute error (IAE)", acest lucru fiind precizat de către autorii studiului [17]. Performanțele sistemului reglat sunt analizate cu ajutorul unei funcții de transfer cu timp mort care descrie dinamica procesului NMP. Mai întâi, funcția de transfer a procesului NMP este aproximată cu aproximarea Pade de ordinul I, acest lucru realizându-se în mediului de dezvoltare MATLAB. Pe urmă se determină controlabilitatea și observabilitatea sistemului cu ajutorul formulelor întâlnite în lucrare. În continuare sunt descrise tehnicile de proiectare a unui regulator PID clasic cu metoda Ziegler-Nichols și a unui $PI^\lambda D^\mu$, ai cărui parametri sunt determinați utilizând un algoritm de optimizare. Acest algoritm de proiectare se poate aplica proceselor de ordin I, respectiv proceselor de ordin mai mare.

Parametrii unui controler de ordin fracționar se stabilesc de obicei prin rezolvarea unui sistem de ecuații neliniare rezultate din specificațiile domeniului frecvențial, cum ar fi marginea de fază, frecvența de tăiere, robustețea sistemului și multe altele.

Lucrarea [18] prezintă un studiu complex care cuprinde o mulțime de exemple și poate fi aplicată pentru procesele de ordin întreg dar și pe procesele de ordin fracționar. Acest articol propune o nou algoritm generalizat de optimizare pentru calculul parametrilor controlerului în domeniul frecvenței. Procedurile de reglare sunt inspirate din principiile simetriei optime ale lui Kessler. Prin inserarea ordinului fracționar, obținem un rang suplimentar de libertate în algoritmul de proiectare, care aduce sistemului în buclă închisă o performanță deosebită. Algoritmul propus pentru proiectare are avantajul că ține cont atât de robustețea sistemului de control, cât și de caracteristicile dorite ale acesutia în buclă închisă, utilizând simple ecuații de ajustare. În plus, cu cât

crește numărul de parametri care trebuie determinați, cu atât răspunsul tranzitoriu al sistemului cu buclă închisă este mai fantastic.

Autorii lucrării expun o multitudine de grafice pentru a sprijini cititorul în alegerea anumitor valori pentru coeficienții unui controler. Se recurge la mediul de dezvoltare MATLAB pentru determinarea coeficienților sistemului în buclă directă, și mai exact se utilizează funcția: `fmincon`. Pentru a demonstra eficiența metodei propuse, se simulează atât regulatorul de ordin fracționar cât și cel de ordin întreg pe motorul de curent continuu este un sistem de variație cu parametri liniari.

Actualmente calculul de ordin fracționar este folosit într-o multitudine de aplicații pentru reglarea proceselor, fiind utilizat pentru studierea, modelarea și controlul proceselor dinamice. Pentru îmbunătățirea robusteții sistemului de reglare în buclă închisă fost propus controlerul FO-PID, denumit de obicei $PI^\lambda D^\mu$, care este un caz particular al reglatoarelor PID clasice, în care componenta integrală este înlocuit cu o integrală fracționară de ordinul λ iar componeta derivativă cu o derivată de ordin fracționar μ .

Studiul [19] prezintă o metodă de proiectare diferită de cele întâlnite până în prezent, a controlerului de ordin fracționar, bazată din principiile simetriei optime ale lui Kessler. De asemenea, principalul avantaj al acestui algoritm este faptul că ține cont atât de robustețea sistemului de control, cât și de caracteristicile solicitate al controlui în buclă închisă, utilizând ecuații simple de ajustare.

Scopul metodei propuse a fost utilizarea integratorului fracționar ca și controler. Algoritmul de proiectare ne este prezentat pentru un sistem de ordin I cu timp mort și se bazează pe răspunsul în frecvență. Pentru a evidenția performanțele metodei propuse, rezultatele experimentale sunt realizate pe un motorul de curent continuu cu și fără elemente neliniare. Rezultatele simulării folosind mediul de dezvoltare MATLAB/Simulink și rezultatele experimentelor practice folosind echipamentul real sunt destul de asemănătoare.

3 Analiză, proiectare, implementare

3.1 Descrierea procesului

Two Rotor Aero-dynamical System (TRAS) este un echipament creat de INTECO, utilizat pentru verificarea sistemelor de control din cadrul laboratoarelor. Acesta este construit dintr-o bară metalică, având amplasate la ambele capete ale barei metalice motoare de curent continuu care fac posibilă deplasarea elicelor unui rotor.

Astfel motorul de curent continuu principal se mai numește și motor de pitch, care prin rotire deplasează bara de metal în sus și în jos în plan vertical, iar rotorul acestuia exercită rotirea a trei elice. La celălalt capăt al barei metalice este amplasat motorul cozii, numit și azimuth, care determină în funcție de semnul tensiunii aplicate, mișcarea barei metalice la stânga sau la dreapta, având două elice acționate de rotor [20].



Figura 3.1. Two Rotor Aero-dynamical System

Starea echipamentului este descrisă de patru variabile de ieșire: două unghiuri măsurate cu ajutorul senzorilor de poziție montați pe pivot și două viteze unghiulare măsurate de asemenea cu ajutorul tachogeneratoarelor cuplate pe motoarele de curent continuu.

Acest echipament de laborator este un sistem multi-variabil, care are două intrări și patru ieșiri, precum se poate observa și în imaginea 3.2.



Figura 3.2. Intrările și ieșirile sistemului

Tabelul 3.1. Intrările și ieșirile echipamentului TRAS

Simbol	Nume	Unitatea de măsură	Tipul
U_h	Tensiunea de intrare aplicată motorului DC azimuth	[V]	Intrare
U_v	Tensiunea de intrare aplicată motorului DC pitch	[V]	Intrare
ω_h	Viteza unghiulară a rotorului azimuth	[rad/s]	Ieșire
ω_v	Viteza unghiulară a rotorului pitch	[rad/s]	Ieșire
α_h	Poziția unghiulară a barei metalice în plan orizontal	[rad]	Ieșire
α_v	Poziția unghiulară a barei metalice în plan vertical	[rad]	Ieșire

TRAS nu are o poziție inițială stabilită. De fiecare dată când se efectuează un experiment pe acest echipament, encoderele sunt resetate, deci poziția unghiulară inițială fiind zero.

Există trei modele de simulare disponibile pentru sistemul TRAS. Aceste modele pot fi utilizate chiar și atunci când echipamentul nu este conectat la computer, deoarece sunt modele pentru simulare create în software-ul MATLAB/Simulink. Primele două modele (1-DOF azimuth și 1-DOF pitch) sunt doar cu unul grad de libertate, iar al treilea model (2-DOF) este mai complex având două grade de libertate.

În acest fel, cu ajutorul acestor modele pentru simulare se protejează echipamentul, în sensul că regulatoarele calculate pot fi testa și numai dacă sistemul de reglare funcționează corect este aplicat pe echipamentul în sine.

Toolbox-ul echipamentului TRAS a fost creat pentru a oferi utilizatorilor o varietate de instrumente software care să permită dezvoltarea, simularea și aplicarea algoritmilor de control proiectați de către utilizatori, precum și schimbul de fluxuri de date între proces și mediul MATLAB. Experimentele pentru controlul sistemului sunt programate și executate în timp real în mediul de programare MATLAB / Simulink.

3.2 Identificarea experimentală a funcțiilor de transfer

Scopul acestui capitol este de a determina modelul matematic al echipamentului TRAS din laborator. Sunt determinate relațiile dintre intrările și ieșirile sistemului.

Modelele matematice ale regimurilor staționare și dinamice se utilizează pentru: determinarea mecanismelor de desfășurare ale proceselor, simularea comportării ale acestora, stabilirea structurilor de reglare, acordarea reglatoarelor, stabilirea unor strategii de conducere.

Modelul 2-DOF este utilizat pentru a determina influențele celor două intrări pe fiecare dintre cele patru ieșiri fără a utiliza echipamentul din laborator. După ce am determinat experimental modelul matematic al echipamentului TRAS, ar trebui să-i verificăm acuratețea pe echipamentul real din laborator.

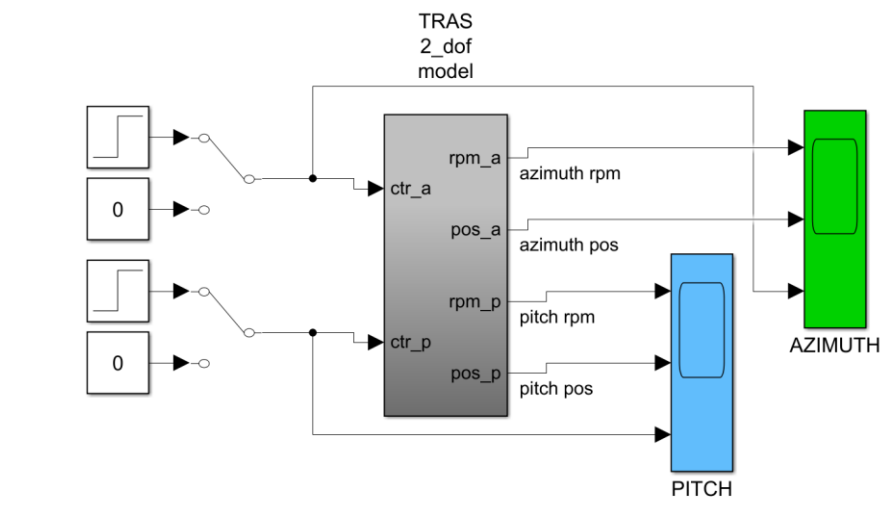


Figura 3.3. Simulatorul modelului 2_DOF

Ecuția matricială (3.1) reprezintă relația dintre viteza de rotație a motorului principal, numit pitch, viteza de rotație a motorului poziționat la coada echipamentului, numit azimuth și semnalele tensiunilor de intrare aplicate pe motoarele de current continuu. Cele două semnale de ieșire sunt scrise în funcție de cele două semnale de intrare.

$$\begin{pmatrix} \omega_h \\ \omega_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_h \\ U_v \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Ecuția (3.2) prezintă relația matematică între semnalul de comandă PWM a motorului DC azimuth și viteza de rotație a acestuia. Analog pentru motorul pitch, ecuația (3.4) stabilește relația dintre tensiunea de intrare și viteza de rotație a acestuia. Cele două ecuații (3.3) și (3.5) definesc relațiile dintre tensiunea de control a unui motor și viteza de rotație a celuilalt motor. Aceste relații există doar în simulare, în realitate, tensiunea pentru comanda unui motor nu poate influența valoarea turației a celuilalt motor.

$$H_{11}(s) = \frac{\omega_h(s)}{U_h(s)} \quad (3.2)$$

$$H_{12}(s) = \frac{\omega_h(s)}{U_v(s)} \quad (3.3)$$

$$H_{21}(s) = \frac{\omega_v(s)}{U_h(s)} \quad (3.4)$$

$$H_{22}(s) = \frac{\omega_v(s)}{U_v(s)} \quad (3.5)$$

Ambele ecuații de mai jos reprezintă vitezele de rotație a celor două motoare de curent continuu (pitch și azimuth), în funcție de cele două tensiuni de intrare.

$$\omega_h(s) = H_{11}(s) * U_h(s) + H_{12}(s) * U_v(s) \quad (3.6)$$

$$\omega_v(s) = H_{21}(s) * U_h(s) + H_{22}(s) * U_v(s) \quad (3.7)$$

Cele două semnale de comandă pot lua valori în intervalul $[-24, +24]$ V, scalat în intervalul $[-1; +1]$. Valoarea normalizată a tensiunii de intrare aleasă U_h este de 0.3 deoarece în cazul motorului pitch când valoarea normalizată a tensiunii este mai mare de 0.5, grinda metalică se mișcă rapid și începe să-și lovească marginile, datorită faptului că nu poate face o rotație completă în plan vertical, iar pentru valori normalizate mai mici a tensiunii de intrare de 0.15 elicele rotorului abia se pot mișca.

În continuare voi descrie modelul matematic a unui motor de curent continuu deoarece la capetele barei metalice a echipamentului TRAS sunt amplasate acest tip de motoare care face posibilă mișcarea rotorului și inclusiv al elicelor. Astfel, motorul de curent continuu este descris matematic prin două ecuații: o ecuație pentru partea electrică și una pentru partea mecanică.

$$\text{Ecuația părții electrice: } v(t) = Ri(t) + K_e \omega(t) \quad (3.8)$$

$$\text{Ecuația părții mecanice: } J\dot{\omega}(t) = K_m i(t) - \beta \omega(t) \quad (3.9)$$

unde: $v(t)$ – tensiunea de alimentare a motorului, $i(t)$ – curentul din armătură, $\omega(t)$ – viteza unghiulară a rotorului, R – rezistența înfășurării armăturii, J – momentul de inerție, β – coeficientul de amortizare, $K_e \omega(t)$ – forța electromotoare inversă, $\tau = K_m i(t)$ – cuplul dezvoltat de motor.

Combinând cele două ecuații obținem următorul model:

$$\dot{\omega}(t) = \left(\frac{K_e \cdot K_m}{R \cdot J} - \frac{\beta}{J} \right) \omega(t) + \frac{K_m}{R \cdot J} v(t) \quad (3.10)$$

Aplicând transformata Laplace ecuației de mai sus obținem funcția de transfer având următoarea formă:

$$H_f(s) = \frac{\omega(s)}{v(s)} = \frac{k}{Ts + 1} \quad (3.11)$$

Identificarea funcțiilor de transfer H_{11} , H_{12} , H_{21} , H_{22} se realizează prin simulare. În funcție de valoarea semnalelor de intrare, U_h și U_v , funcțiile de transfer H_{11} , H_{12} , H_{21} , H_{22} au

valori diferite, atât pentru factorul de proporționalitate K , cât și pentru constanta de timp T .

Simulările sunt efectuate în timp real, existând totuși un mic delay, cu ajutorul mediului de programare MATLAB / Simulink. Pentru identificarea funcțiilor de transfer H_{11} și H_{12} , se aplică un semnal de comandă pe motorul azimuth de tip treaptă, și nu se aplică semnal de comandă pe motorul pitch. Valorile normalizate ale tensiunilor de intrare sunt:

$$\begin{cases} U_h = 0.3 \\ U_v = 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

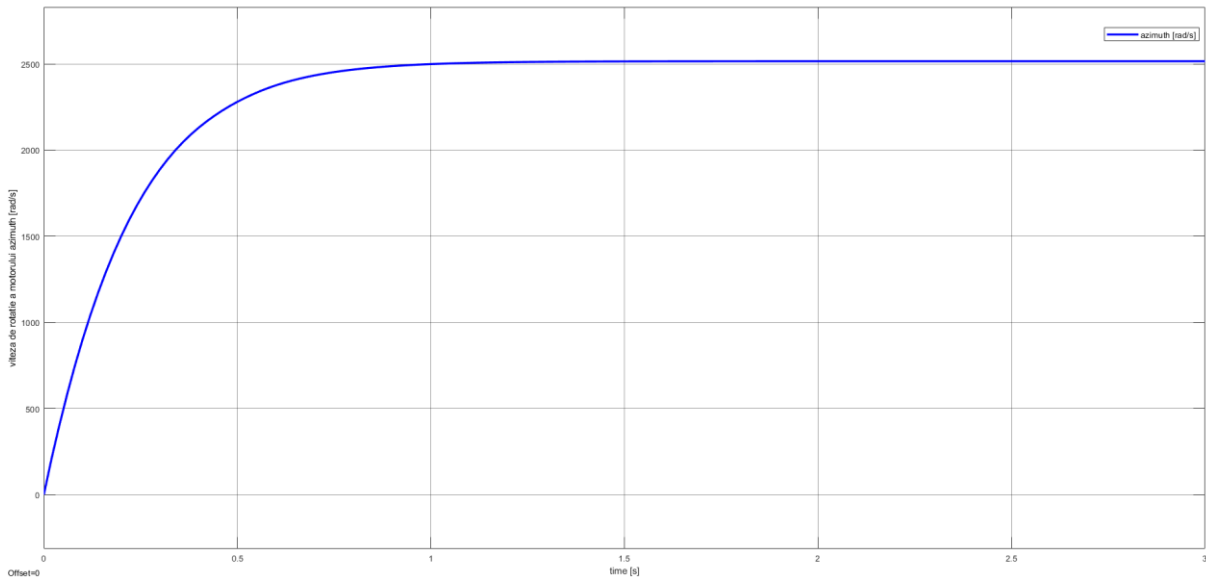


Figura 3.4. Ieșirea sistemului reprezintă viteza de rotație a motorului azimuth având intrarea de tip treaptă

Determinarea parametrilor (factorul de proporționalitate k_{11} și costanta de timp T_{11}) s-au efectuat prin aplicarea metodei de identificare a unui sistem de ordin I la intrare de tip treaptă ($u_0=0$ și $u_{st}=0.3$ saltul de la u_0 la u_{st}). De pe graficul din figura 3.4, făcând o medie obținem $y_0 = 0$ și $y_{st} = 2518$ saltul de la y_0 la y_{st} .

$$k_{11} = \frac{y_{st}-y_0}{u_{st}-u_0} \quad (3.13)$$

$$k_{11} = 8393 \quad (3.14)$$

Constanta de timp reprezintă timpul din momentul când s-a dat treaptă până când semnalul a ajuns la 63% din saltul de la y_0 la y_{st} .

$$0,63 \cdot y_{st} + y_0 \quad (3.15)$$

$$T_{11}=0.22 \quad (3.16)$$

Funcția de transfer identificată experimental este prezentată în ecuația (3.17).

$$H_{11} = \frac{8393}{0.22s + 1} \quad (3.17)$$

În același mod se determină și funcția de transfer H_{12} , diferența fiind valoarea negativă a factorului de proporționalitate.

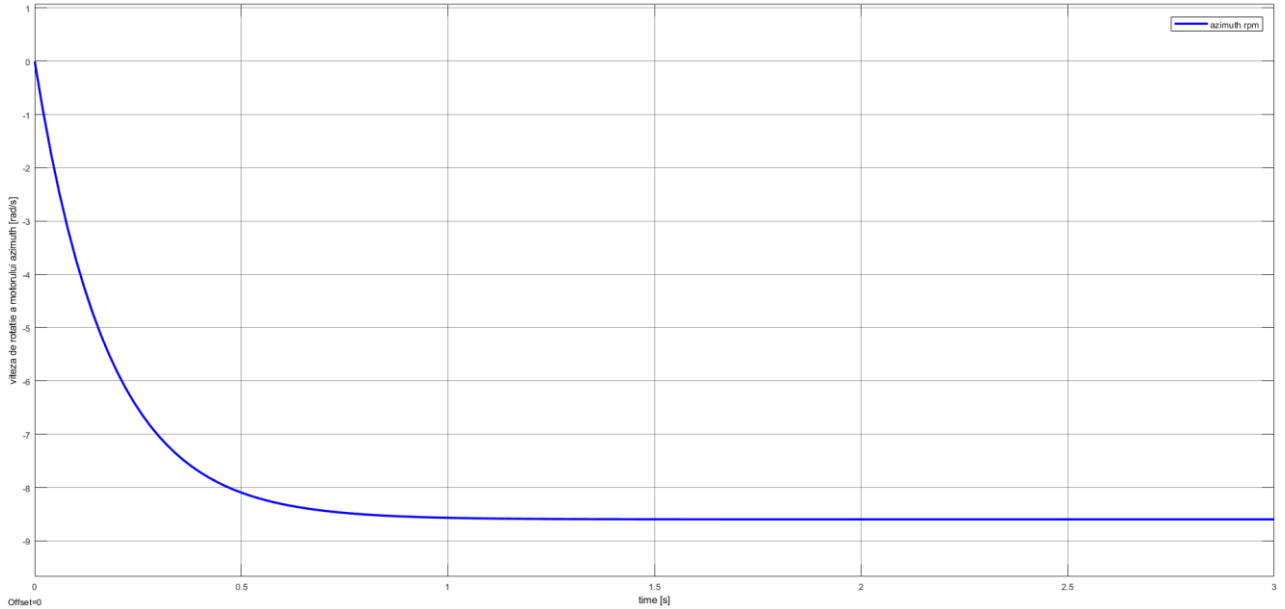


Figura 3.5. Identificarea experimentală a funcției de transfer H_{12}

Factorul de proporționalitate și constanta de timp sunt calculate cu ajutorul ecuațiilor de mai jos:

$$k_{12} = \frac{y_{st}-y_0}{u_{st}-u_0} = \frac{-8.6-0}{0.3-0} \quad (3.18)$$

$$k_{12} = -28.66 \quad (3.19)$$

$$0.63 \cdot y_{st} + y_0 = 0.63 \cdot (-8.6) = -5.418 \quad (3.20)$$

$$T_{11} = 0.17 \quad (3.21)$$

Funcția de transfer identificată este prezentată în ecuația (3.22)

$$H_{12} = \frac{-28.66}{0.17s + 1} \quad (3.22)$$

Identificarea experimentală anterioară a fost repetată, dar de această dată pentru aflarea funcțiilor de transfer H_{21} și H_{22} , dându-se un semnalul de tip treaptă pe intrarea motorului pitch, iar intrarea motorului azimutului fiind nulă.

$$\begin{cases} U_h = 0 \\ U_v = 0.3 \end{cases} \quad (3.23)$$

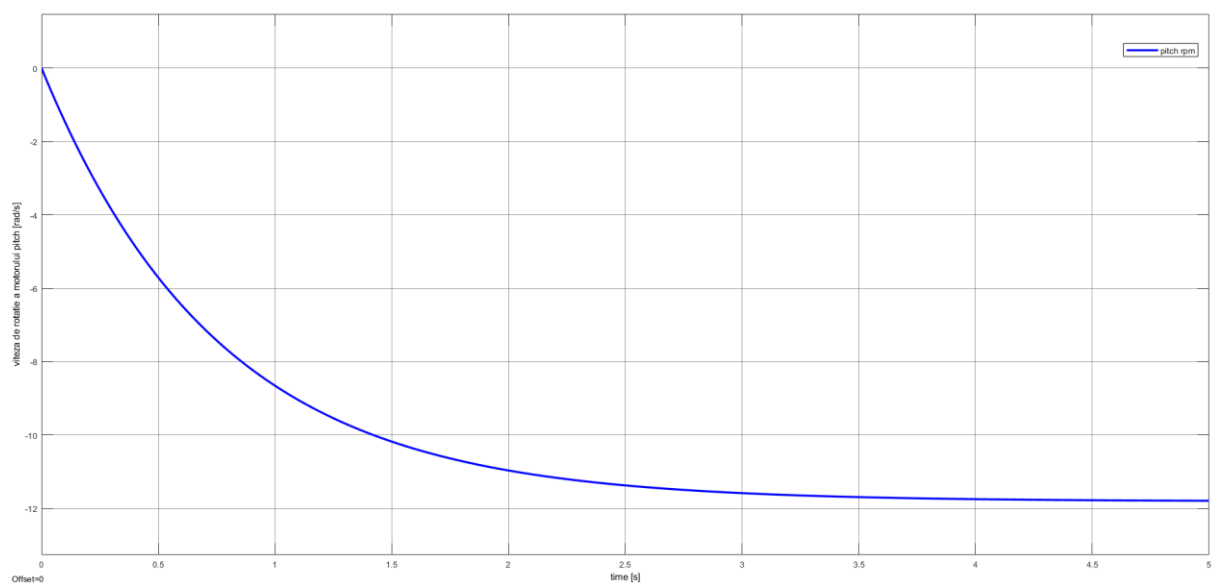


Figura 3.6. Identificarea experimentală a funcției de transfer H_{21}

$$k_{21} = \frac{y_{st}-y_0}{u_{st}-u_0} = \frac{-11.8-0}{0.3-0} \quad (3.24)$$

$$k_{21} = -39.33 \quad (3.25)$$

$$0.63*y_{st} + y_0 = 0.63 * (-11.8) \quad (3.26)$$

$$T_{21}=0.75 \quad (3.27)$$

Funcția de transfer identificată este prezentată în ecuația (3.28).

$$H_{21} = \frac{-39.33}{0.75s + 1} \quad (3.28)$$

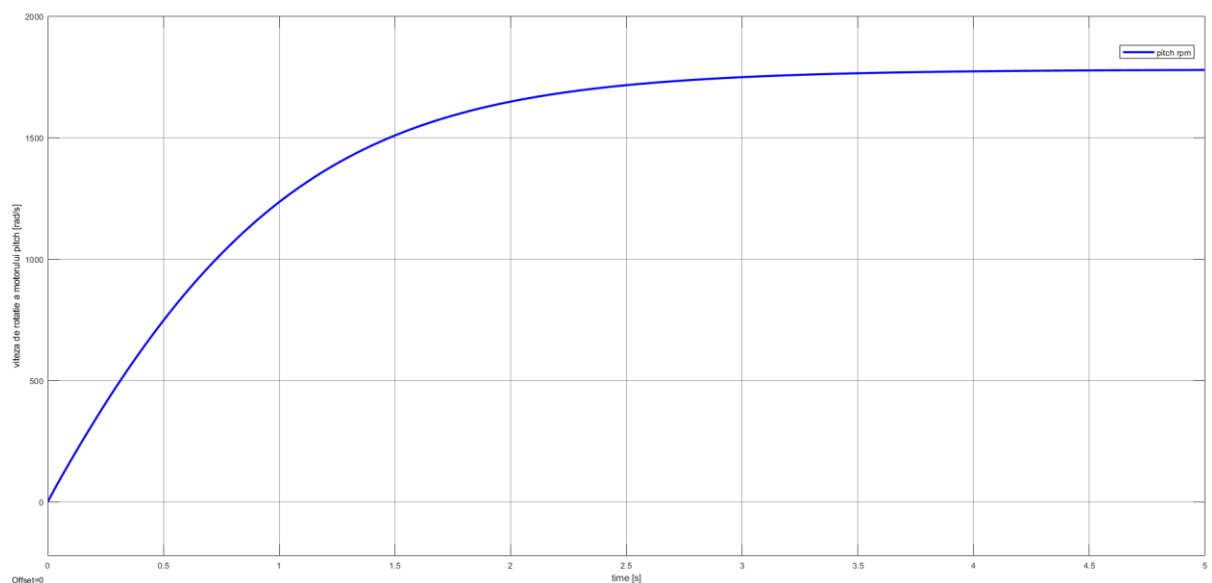


Figura 3.7. ieșirea sistemului reprezintă viteza de rotație a motorului pitch având intrarea de tip treaptă

$$k_{22} = \frac{y_{st}-y_0}{u_{st}-u_0} = \frac{1780-0}{0.3-0} \quad (3.29)$$

$$k_{22} = 5965 \quad (3.30)$$

$$0.63*y_{st} + y_0 = 0.63 * 1780 \quad (3.31)$$

$$T_{22}=0.83 \quad (3.32)$$

Funcția de transfer identificată este prezentată în ecuația (3.33).

$$H_{22} = \frac{5965}{0.83s + 1} \quad (3.33)$$

În continuare rescriem ecuația (3.1) prin înlocuirea formei generale cu funcțiile de transfer identificate experimental, rezultând matricea de transfer (3.34).

$$\begin{pmatrix} \omega_h \\ \omega_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{8393}{0.22s + 1} & \frac{-28.66}{0.17s + 1} \\ -39.33 & \frac{5965}{0.83s + 1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_h \\ U_v \end{pmatrix} \quad (3.34)$$

3.3 Proiectarea reguletoarelor de ordin fracționar

Există patru variabile de ieșire care ar trebui controlate : două dintre ieșiri sunt vitezele de rotație a elicelor, iar celelalte două ieșiri sunt pozițiile unghiulare a barei metalice atât în plan orizontal cât și vertical.

În această lucrare voi proiecta doar două reguletoare de ordin fracționar pentru vitezele de rotație a celor două motoare de curent continuu. Motivul acestei alegeri se datorează faptului că $\int \omega dt = \theta$, astfel modelul matematic de la viteză la poziție este reprezentat de un integrator.

Two Rotor Aero-dynamical System este un sistem cuplat încrucișat, iar imaginea 3.8 prezintă relația dintre intrările și ieșirile procesului. Astfel fiecare dintre ieșirile sistemului reprezentate de vitezele de rotație sunt determinate în funcție de ambele intrări (tensiunile aplicate celor două motoare de curent continuu) ale echipamentului.

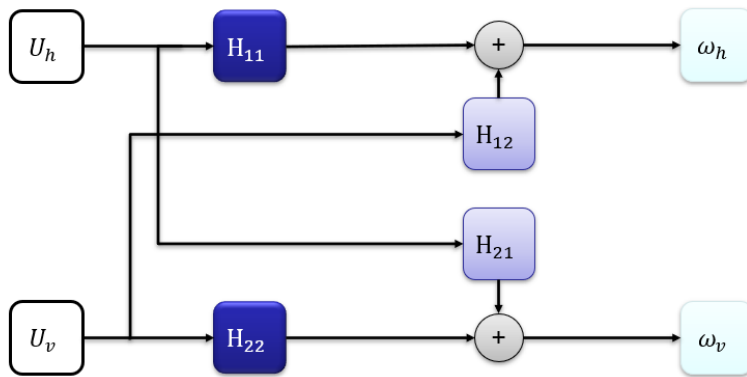


Figura 3.8. Dependența ieșirilor ω_h și ω_v față de intrările U_h și U_v

Datorită faptului că fiecare ieșire a sistemului este influențată de ambele intrări, reprezentate de tensiunile aplicate celor două motoare de curent continuu, ar trebuie să aplicăm tehnica de decuplare.

Tehnica decuplării este adesea utilizată pentru sistemele MIMO pentru a controla ieșirile individuale prin referințe individuale în timp ce are loc efectul de decuplare. Procedul de decuplare oferă subsistemelor un grad înalt de independență în ceea ce înseamnă controlul lor, însă cu un anumit cost, și anume putere de calcul mai mare în ceea ce constă metoda de decuplare.

Prin urmare, proiectarea celor două regulatoare de ordin fracționar pentru controlul unui astfel de proces se bazează pe decuplare.

Matricea de decuplare se calculează după formula (3.35).

$$D(s) = G^{-1}(s) * H(s) \quad (3.35)$$

unde $G^{-1}(s)$ este inversa matricei de transfer obținută din identificarea experimentală realizată în subcapitolul 3.2, iar $H(s)$ este matricea diagonală a funcțiilor de transfer dorite, obținută în urma unei decuplări complete.

$$G = \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{8393}{0.22s+1} & \frac{-28.66}{0.17s+1} \\ \frac{-39.33}{0.75s+1} & \frac{5965}{0.83s+1} \end{pmatrix} \quad (3.36)$$

Datorită faptului că se doresc elemente de decuplare strict adecvate, o posibilă alegere care descrie dinamica procesului este:

$$H_{11}(s) = \frac{8390}{0.22s+1} \quad H_{22}(s) = \frac{5930}{0.825s+1} \quad (3.37)$$

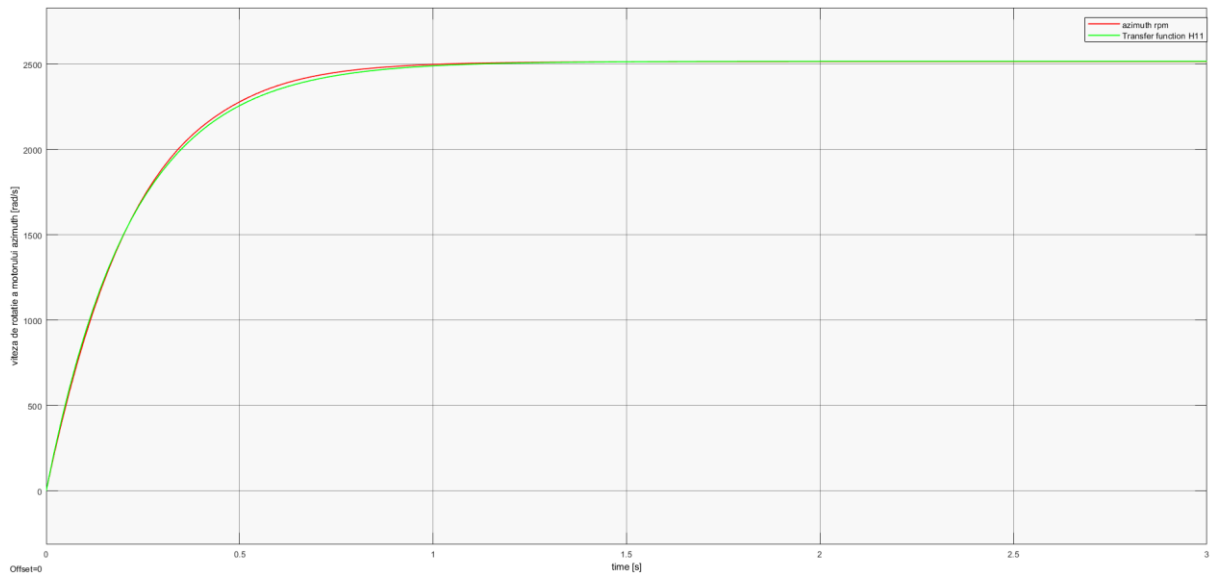


Figura 3.9. Viteza de rotație ω_h

a motorului azimut și funcția de transfer identificată H_{11}

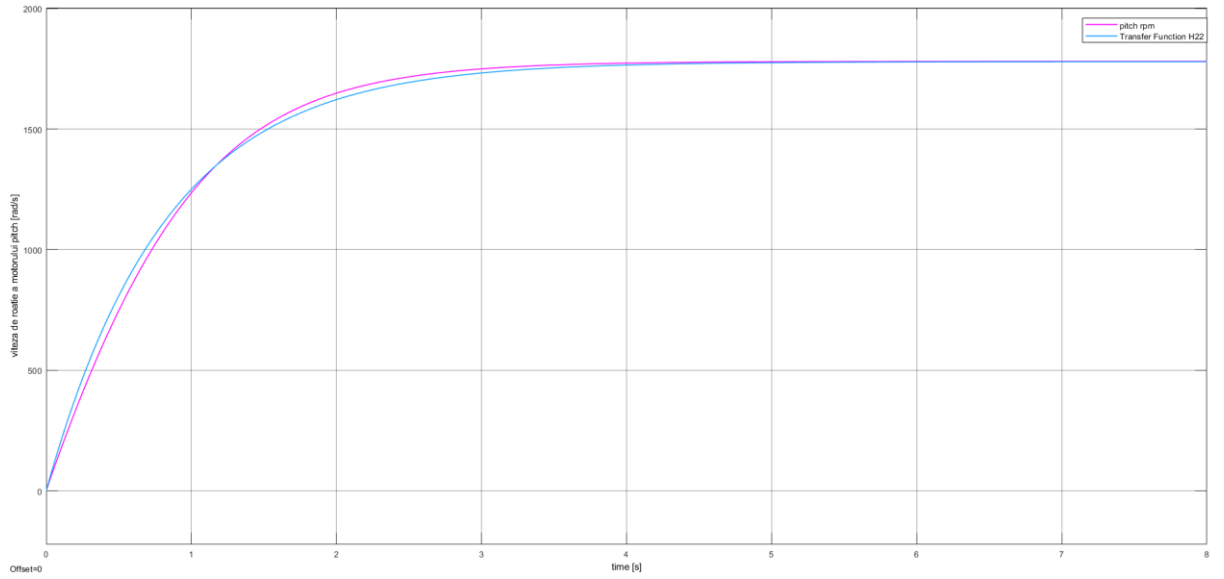


Figura 3.10. Viteza de rotație ω_v
a motorului pitch și funcția de transfer identificată H_{22}

Astfel matricea de decuplare este:

$$D = \begin{pmatrix} \frac{s^2 + 7.213s + 7.841}{s^2 + 7.216s + 7.843} & \frac{0.007294s^2 + 0.0517s + 0.0517}{s^2 + 7.216s + 7.843} \\ \frac{0.00442s^3 + 0.03131s^2 + 0.05809s + 0.03227}{s^3 + 8.428s^2 + 16.59s + 9.507} & \frac{s^3 + 8.422s^2 + 16.54s + 9.451}{s^3 + 8.428s^2 + 16.59s + 9.507} \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

cu condiția că toate elementele matricei D trebuie să fie stabile și implementabile.

Ecuția (3.39) prezintă modelul liniarizat care descrie relația dintre tensiunile aplicate pe cele două motoare de curent continuu și vitezele de rotație a elicelor.

$$\begin{pmatrix} \omega_h \\ \omega_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{8390}{0.22s + 1} & 0 \\ 0 & \frac{5930}{0.825s + 1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_h \\ U_v \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

Timpul mort este destul de greu de identificat deoarece senzorul nu este atât de sensibil pe cât de mică este valoarea timpului mort. De aceea nu se pot observa mari modificări pe grafic datorită senzorului, nu știm dacă senzorul a întârziat sau chiar procesul a avut această întârziere. Motiv pentru care se justifică această comparație.

Deși greu de surprins fizic, totuși a fost introdus și timpul mort cu care cele două grafice arată ca și în figurile de mai jos.

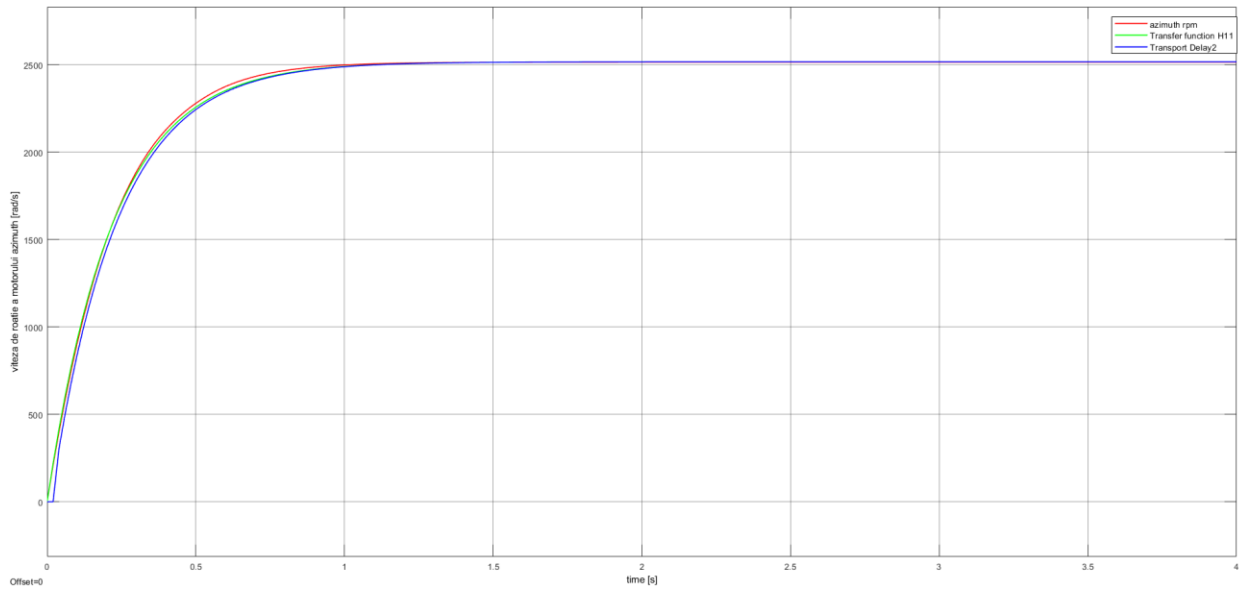


Figura 3.11. Viteza de rotație ω_h a motorului azimut și funcția de transfer identificată H_{11} cu și fără timp mort

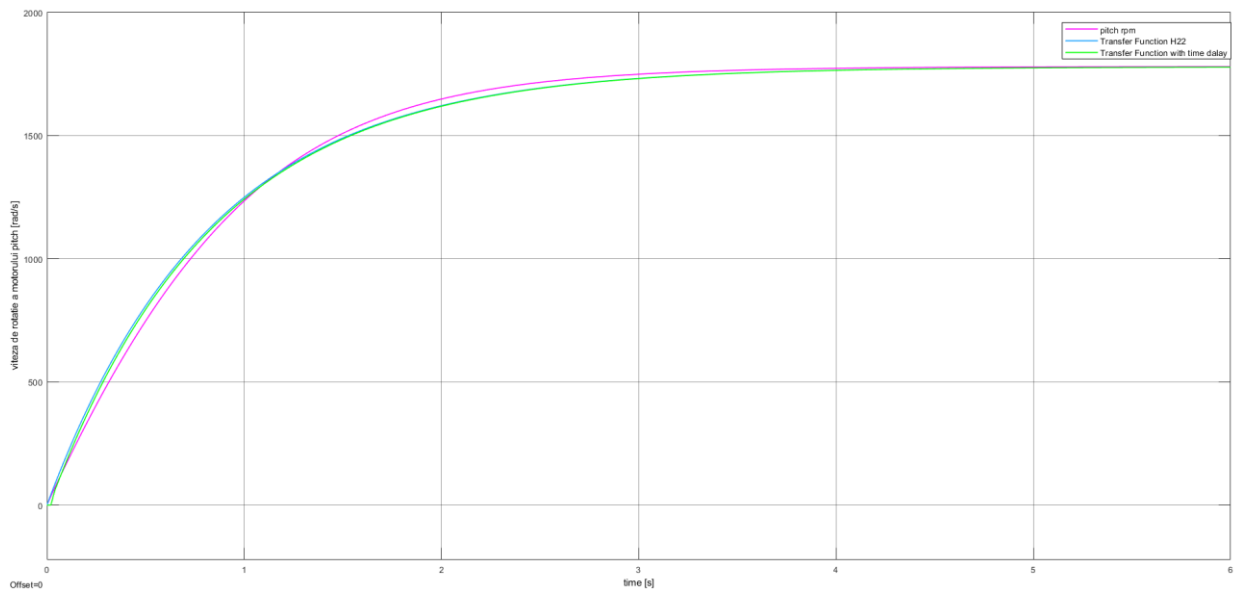


Figura 3.12. Viteza de rotație ω_v a motorului pitch și funcția de transfer identificată H_{22} cu și fără timp mort

În acest capitol este detaliată proiectarea mai multor controlere pentru Two Rotor Aerodynamical System. Metoda de proiectare aleasă pentru cele două viteze de rotații ale motoarelor echipamentului TRAS este descrisă în articolul științific [21]. Astfel, lucrarea de față propune un nou algoritm de ajustare a parametrilor controlerului, o generalizare a metodei lui Kessler de optimizare a magnitudinii, folosind calculul de ordin fracționar. Odată cu introducerea ordinului fracționar apare încă un grad de libertate, conducând la performanțe mai bune. Autorii acestui studiu științific au indicat o metodologie simplă, dar eficientă, bazată pe reprezentarea vectorială a reguletoarelor de ordin fracționar, care simplifică imens calculele, iar parametrii regulatorului de ordin fracționar sunt mai ușor

de obținut. Principiu folosit pentru proiectare se bazează pe ideea modulului lui Kessler, care menține faptul că $|H_d|=1$. Tehnica de proiectare al unui regulator de ordin fracționar se bazează pe extensii ale teoriei clasice de control PID, punând un mare accent pe flexibilitatea extinsă a strategiei de acordare, ducând astfel la o modalitate mai ușoară de îndeplinire a cerințelor în ceea ce constă reglarea în comparație cu metodele clasice de control.

Drept urmare ecuațiile complexe din procedura clasică de proiectare a unui regulator de ordin fracționar incluse prin derivarea, respectiv integrarea de ordin fracționar sunt mult simplificate.

Funcția de transfer aleasă, care descrie dinamica motorului azimuth este :

$$H_{11}(s) = \frac{8390}{0.22s + 1} \quad (3.40)$$

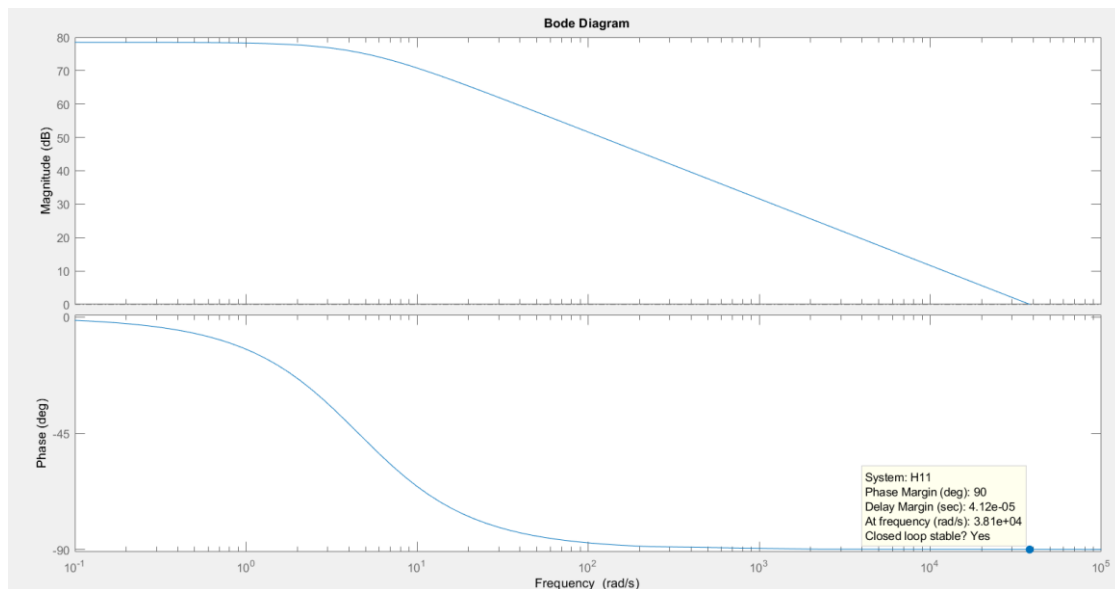


Figura 3.13. Diagrama Bode a funcției de transfer H_{11}

Din diagrama Bode (Figura 3.13) se observă că frecvența de tăiere $\omega_t = 38100$, iar marginea de fază $\gamma_k = 90^\circ$.

Algoritmul de proiectare a controlerului poate fi descris în următoarele etape:

- 1) În funcție de performanțele dorite se alege frecvența de tăiere ω_t (în acest caz am ales $\omega_t = 100$);
- 2) Coeficientul α determină ordinul fracționar și reiese din următoarea formulă:

$$\angle H_{R_{11}}(j\omega_t) = -\frac{\pi}{2} - \angle H_{11}(j\omega_t) \quad (3.41)$$

În acest caz am determinat $\alpha = -0.0454 < 0$ (regulator de tip PD de ordin fracționar)

- 3) Determinarea coeficientului K_I :

$$K_I = \frac{k_1 * \frac{1}{|H_{11}(j\omega_t)|} * \cos \angle H_{11}(j\omega_t)}{\omega_t^{-\alpha} * \sin \frac{\alpha\pi}{2}} = -1.083 * 10^{-5} \quad (3.42)$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{k^2}{1-k^2}} * \frac{1}{|H_{11}(j\omega_t)|} = 0.007986 \quad (3.43)$$

unde coeficientul k indică cât de mult se apropie sistemul buclă închisă de magnitudinea unității (pentru studiul de caz curent $k = 0,95$).

4) Determinarea coeficientului K_P :

$$K_P = \frac{S + \sqrt{S^2 - 4P}}{2} = 0.008 \quad (3.44)$$

$$S = 2 * K_I * \omega_t^{-\alpha} * \cos \frac{\alpha\pi}{2} = -2.6635 * 10^{-5} \quad (3.45)$$

$$P = K_I^2 * \omega_t^{-2\alpha} - k_1^2 = -6.3776 * 10^{-5} \quad (3.46)$$

Forma controlerului PI^λ de ordin fracționar propusă în acest articol științific este:

$$H_R = K_P + \frac{K_I}{s^\alpha} \quad (3.47)$$

Așadar funcția de transfer a controlerului calculată în ecuația (3.48) și este de tip PD^α deoarece α are valoare negativă. Regulatele de ordin fracționar sunt mai flexibile și oferă o oportunitate de ajustare mai bună a proprietăților dinamice ale unui sistem pentru controlul de ordin fracționar.

$$H_{R_{11}} = 0.008 + \frac{-1.083 * 10^{-5}}{s^{-0.0454}} \quad (3.48)$$

Regulatele cu funcția de transfer de ordin fracționar ar fi necesar să fie approximate cu o funcție de transfer de ordin întreg care să îndeplinească aceleași performanțe, astfel încât aceste controlere să poată fi utilizate în simulări și aplicații hardware. Pentru studiul curent am utilizat algoritmul recursiv de aproximare Oustaloup folosind funcția CRONE.

Toolbox-ul CRONE, dezvoltat treptat încă din anii nouăzeci (Oustaloup și colab., 2000) [21] este un toolbox executat de mediul de dezvoltare Matlab și este dedicat aplicațiilor care includ derivate de ordin fracționar (sau neîntregi).

Reprezentarea aproximativă recursivă Oustaloup a unui diferențiator de ordin fracționar s^α poate fi scrisă ca:

$$C_I(s) = k * \prod_{n=1}^N \frac{1 + (\frac{s}{\omega_{z,n}})}{1 + (\frac{s}{\omega_{p,n}})} \quad (3.49)$$

Prin urmare, aproximările pot fi obținute cu un număr infinit sau finit ($N=3$) de poli și zerouri, iar valabilitatea lui $C_I(s)$ este limitată la gama de frecvențe $[10^{-2}: 10^2]$.

$$H_{R_{11}} = \frac{0.007958 s^3 + 1.928 s^2 + 20.68 s + 9.816}{s^3 + 242.2 s^2 + 2597 s + 1233} \quad (3.50)$$

Algoritmul de proiectare a controlerului de ordin fracționar anterior a fost repetată, dar de această dată pentru funcțiilor de transfer H_{22} .

$$H_{22}(s) = \frac{5930}{0.825s + 1} \quad (3.51)$$

Din diagrama Bode de mai jos se observă că frecvența de tăiere $\omega_t = 7910$, iar marginea de fază $\gamma_k = 90^\circ$.

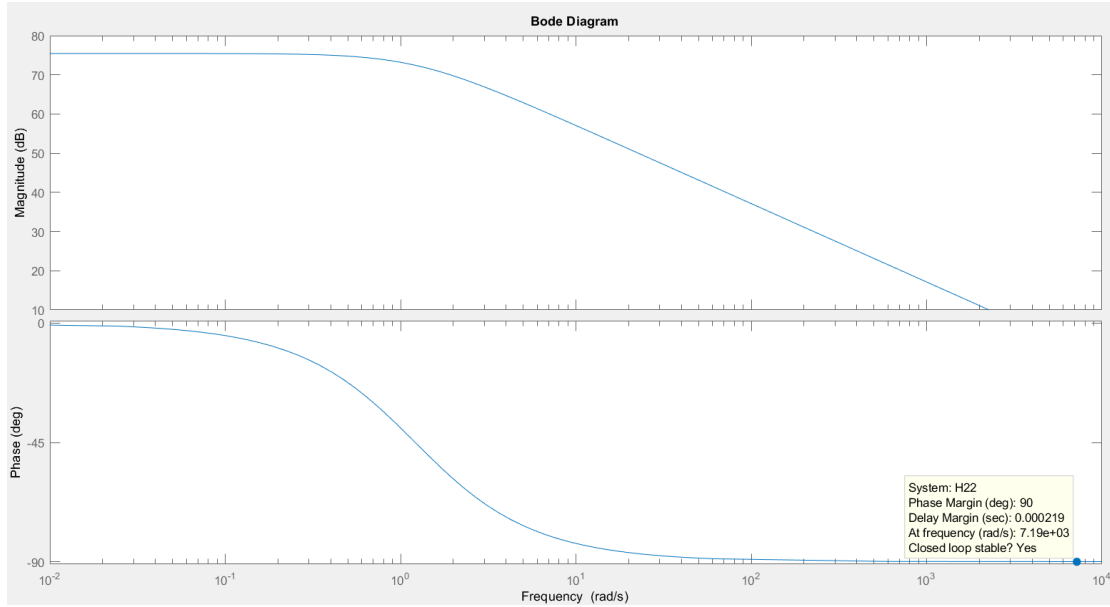


Figura 3.14. Diagrama Bode a funcției de transfer H_{22}

- 1) În funcție de performanțele dorite se alege frecvența de tăiere ω_t (în acest caz am ales $\omega_t = 100$);
- 2) Coeficientul α determină ordinul fracționar și reiese din următoarea formulă:

$$\angle H_{R_{22}}(j\omega_t) = -\frac{\pi}{2} - \angle H_{22}(j\omega_t) \quad (3.52)$$

În acest caz am determinat $\alpha = -0.0121 < 0$ (regulator de tip PD de ordin fracționar)

- 3) Determinarea coeficientului K_I :

$$K_I = \frac{k_1 * \frac{1}{|H_{22}(j\omega_t)|} * \cos \angle H_{22}(j\omega_t)}{\omega_t^{-\alpha} * \sin \frac{\alpha\pi}{2}} = -3.546 * 10^{-4} \quad (3.53)$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{k^2}{1-k^2}} * \frac{1}{|H_{22}(j\omega_t)|} = 0.0423 \quad (3.54)$$

- 4) Determinarea coeficientului K_P :

$$K_P = \frac{S + \sqrt{S^2 - 4P}}{2} = 0.042 \quad (3.55)$$

$$S = 2 * K_I * \omega_t^{-\alpha} * \cos \frac{\alpha\pi}{2} = -7.45 * 10^{-4} \quad (3.56)$$

$$P = K_I^2 * \omega_t^{-2\alpha} - k_1^2 = -0.0018 \quad (3.57)$$

Funcția de transfer a controlerului este calculată în ecuația (3.58). Aceasta fiind un regulator de tip PD^α deoarece α are valoare negativă.

$$H_{R_22} = 0.042 + \frac{-3.546 \cdot 10^{-4}}{s^{-0.0121}} \quad (3.58)$$

Pentru acest studiu am utilizat algoritmul recursiv de aproximare Oustaloup, care se bazează pe aproximarea sistemului de ordin fracționar în domeniul frecvențial dorit.

Această aproximare înlocuiește sistemul de ordin neîntreg α cu unul de ordinul întreg cu un număr mare de poli și zerouri. Odată cu creșterea coeficientului N , crește și precizia controlerului obținut după aproximare. Prin urmare, aproximările pot fi obținute cu un număr infinit sau finit de termeni, unde $N=3$ reprezintă numărul total de poli și zerouri, iar valabilitatea lui $C_I(s)$ este limitată la gama de frecvențe $[10^{-2}: 10^2]$.

$$H_{R_22} = \frac{0.04157 s^3 + 9.571 s^2 + 97.54 s + 44}{s^3 + 230.2 + 2345 s + 1057} \quad (3.59)$$

Tehnica Controlul Modelului Intern (IMC) este una dintre cele mai populare scheme de control și este folosit în proiectarea controlerelor pentru procese cu întârziere în timp. Această abordare reprezintă o mulțime de caracteristici deosebite pe care le utilizează acest algoritm de proiectare, cum ar fi structura simplă, flexibilitatea în reglare și capacitatea de a funcționa în diferite condiții de operare. Controlerul PID de ordin fracționar utilizează mai multe grade de libertate în comparație cu regulatorul PID clasic și prezintă proprietăți fantastice de robustete și de rejectare a perturbațiilor. Cunoscând avantajele schemei IMC, precum și ale controlerelor FOPID și luând în calcul prezența inevitabilă a întârzierii în numeroase sisteme de control din viața reală, în această lucrare științifică [22] a fost propusă o nouă schemă de reglare care combină atât controlul fracționar al comenzii, cât și schema IMC pentru sisteme cu întârziere de fază minimă și non-minimă. Alegerea filtrului de ordin fracționar în schema IMC se face prin principiul CRONE. Principiul CRONE, formulat de Oustaloup definește un controler robust care oferă o fază constantă pentru funcția de transfer în buclă deschisă într-o gamă utilă de bandă de frecvență, potrivit articolului [22]. Prin urmare parametrii filtrului din schema de control fracționară a modelului intern propus sunt calculați în funcție de alegerea frecvenței dorite a marginii de câștig și respectiv a caracteristicilor marginii de fază dorite.

În acest caz se ia în considerare un sistem generalizat de ordin fracționar având o întârziere, care poate fi exprimat ca:

$$G(s) = \frac{k(1 - T_1 s^\beta)}{1 + T s^\alpha} * e^{-\psi s} \quad (3.60)$$

Abordarea propusă generalizată pentru determinarea controlerului este clasificată în patru etape, rezultând expresia finală din ecuația (3.61).

$$Q_{fb} = \frac{1}{K\zeta s^n + K T_1 s^{\beta-1}} (\psi + \frac{1}{s} + T s^{\alpha-1} + \psi s^\alpha) \quad (3.61)$$

În acest fel forma finală a controlerului, conceput pentru reglarea sistemului generalizat de ordin fracționar este o cascadă între un filtrul fracționar ($H(s)$) și un regulator PID de tip fracționar sau întreg ($C_p(s)$). Parametrii filtrului fracționar $H(s)$ din schema de control propusă al modelului intern sunt reglați în funcție de alegerea pulsației de tăiere și respectiv a marginea de fază dorită.

Acest tip de acordare propus în acest articol științific este aplicat pe ambele funcții de transfer care descriu dinamica procesului.

Partea fixată a procesului pentru valoarea normalizată a tensiunii de intare de 0.3 dată motorului azimuth este :

$$H_{11} = \frac{8390}{0.22s+1} * e^{-0.012s} \quad (3.62)$$

Pe baza ecuației prezentate mai sus se pot identifica următorii parametri: $K=8390$, $\psi=0.012$, $T=0.22$, $\alpha=1$, $T_1=0$.

Pentru a putea calcula regulatorul am impus pulsația de tăiere $\omega_t=10$ și marginea de fază $\gamma_k=80^\circ$ a procesului în buclă închisă.

Regulatorul de ordin fracționar se obtine dintr-un filtru de ordin fracționar și un controler PID.

$$Q_{fb} = \frac{1}{8390*0.0774*s^{0.111}}(0.232 + \frac{1}{s} + 0.00263s) \quad (3.63)$$

Astfel, $H(s) = \frac{1}{649.6*s^{0.111}}$ care este un filtru de ordin fracționar iar $C(s) = 0.232 + \frac{1}{s} + 0.00263s$ este un regulatorul PID conventional.

Controlerul cu funcția de transfer de ordin fracționar este aproximat cu o funcție de transfer de ordin întreg cu valabilitatea limitată în interiorul intervalului de frecvențe $[10^{-2}: 10^2]$.

Relația (3.64) reprezintă ecuația filtrului de ordin fracționar convertit la ordin întreg.

$$H(s) = \frac{0.0007147 s^4 + 0.2854 s^3 + 10.35 s^2 + 36.86 s + 11.92}{s^4 + 309.1 s^3 + 8680 s^2 + 2.394 * 10^4 s + 5995} \quad (3.64)$$

Partea fixă care descrie dinamica motorului pitch este prezentată în ecuația (3.65):

$$H_{22} = \frac{5930}{0.825s+1} * e^{-0.012s} \quad (3.65)$$

Pe baza ecuației prezentate mai sus se pot identifica următorii parametri: $K=5930$, $\psi=0.012$, $T=0.825$, $\alpha=1$, $T_1=0$.

Pentru a putea calcula regulatorul am impus pulsația de tăiere $\omega_t=10$ și marginea de fază $\gamma_k=89^\circ$ a procesului în buclă închisă.

$$Q_{fb} = \frac{1}{5930*0.0975*s^{0.0111}}(0.837 + \frac{1}{s} + 0.0099s) \quad (3.66)$$

Astfel, $H(s) = \frac{1}{578 * s^{0.0111}}$ care este un filtru de ordin fracționar iar $C(s) = 0.837 + \frac{1}{s} + 0.0099s$ este un regulatorul PID conventional.

Aproximările din fracționar în întreg pot fi obținute cu ajutorul funcției $\text{crone1}(k, v, \omega_l, \omega_h, n)$, unde k reprezintă coeficientul ordinului fracționar, v este ordinul neîntreg, $[\omega_l: \omega_h]$ este intervalul în care aproximarea este valabilă, N reprezintă ordinul aproximării, rulată în mediul de dezvoltare Matlab, iar valabilitatea regulatorului este limitată la gama de frecvențe $[10^{-2}: 10^2]$.

Ecuția (3.67) reprezintă aproximarea filtrului de ordin fracționar.

$$H(s) = \frac{0.001607 s^3 + 0.3692 s^2 + 3.756 s + 1.691}{s^3 + 222.1 s^2 + 2183 s + 950.1} \quad (3.67)$$

3.4 Testare, verificare și comparație între cele două tipuri de controlere proiectate

Scopul acestui studiu de proiectare a fost îmbunătățirea performanțelor sistemului de reglare, astfel încât să poată urmări o referință și să satisfacă performanțele regimului tranzitoriu. Astfel o primă constrângere a fost ca semnalul de ieșire să urmărească semnalul de referință constant, aspirând ca eroare staționară la poziție să fie nulă sau de valoare foarte mică. Cealalt scop fiind obținerea unui sistem mult mai rapid, adică de a reduce timpul regimului tranzitoriu.

În figura 3.15 constatăm că viteza de rotație a motorului azimuth este controlată cu ajutorul unui regulator de ordin fracționar având performanțe satisfăcătoare precum: suprareglajul nu există, timpul de răspuns de 0.95 [s], iar comanda aferentă este reprezentată în figura 3.16, având amplitudinea în gama $[3.53 * 10^{-5}; 2.387 * 10^{-3}]$.

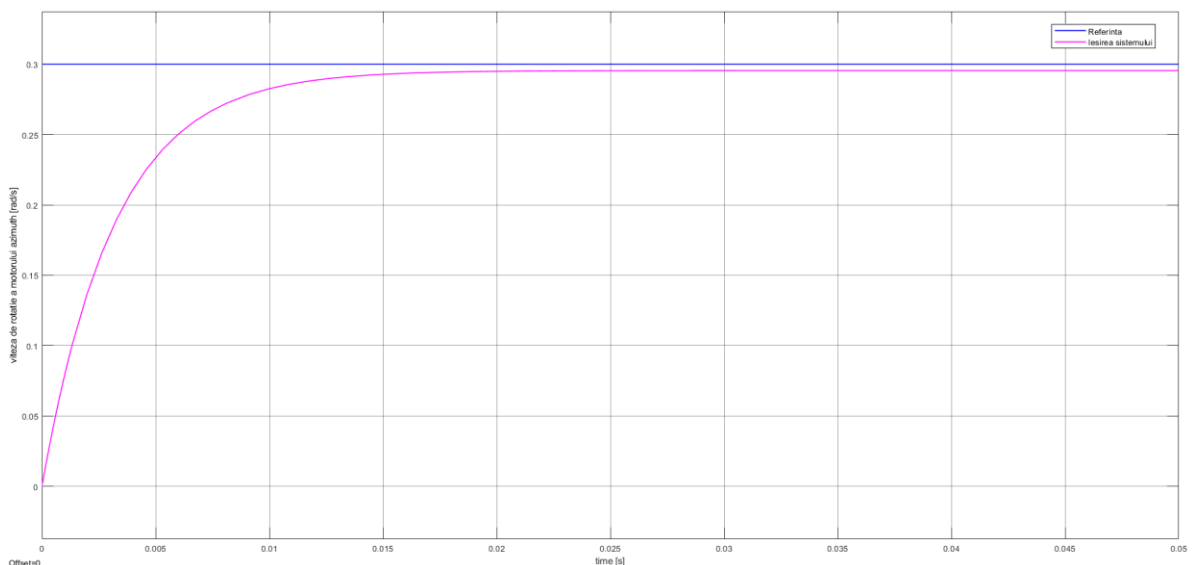


Figura 3.15. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth

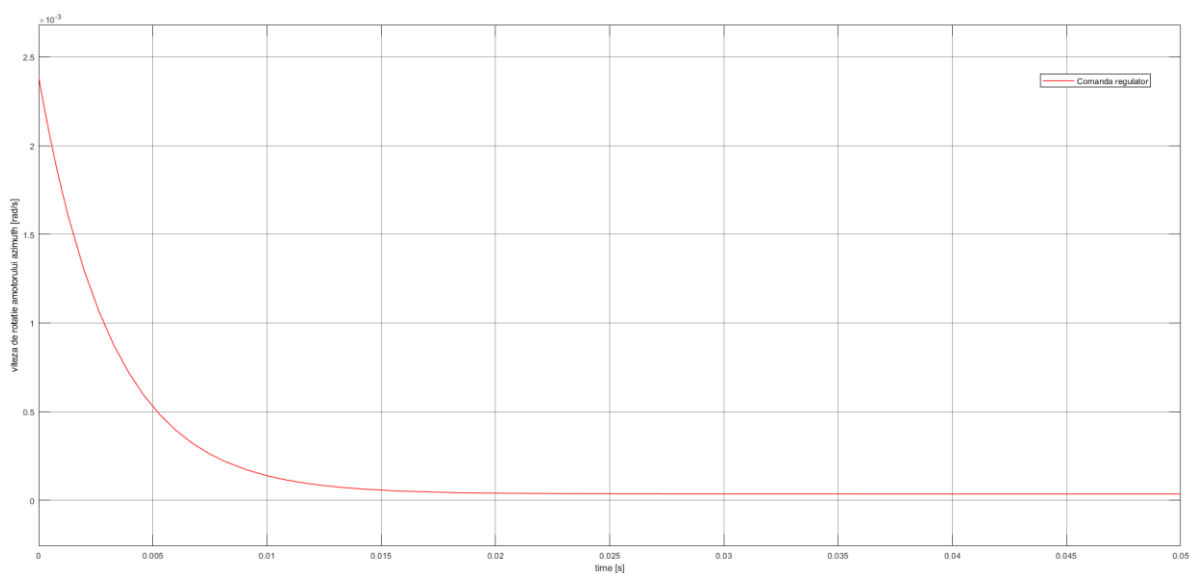


Figura 3.16. Semnalul de comandă dat procesului

În figura 3.17 observăm că viteza de rotație a motorului pitch este controlată cu ajutorul unui regulator de ordin fracționar având următoarele performanțe: suprareglajul nu apare, timp de răspuns de 0.00935 [s], iar comanda aferentă este reprezentată în figura 3.18, având domeniul de variație în intervalul $[5.012 \cdot 10^{-5}; 1.247 \cdot 10^{-2}]$.

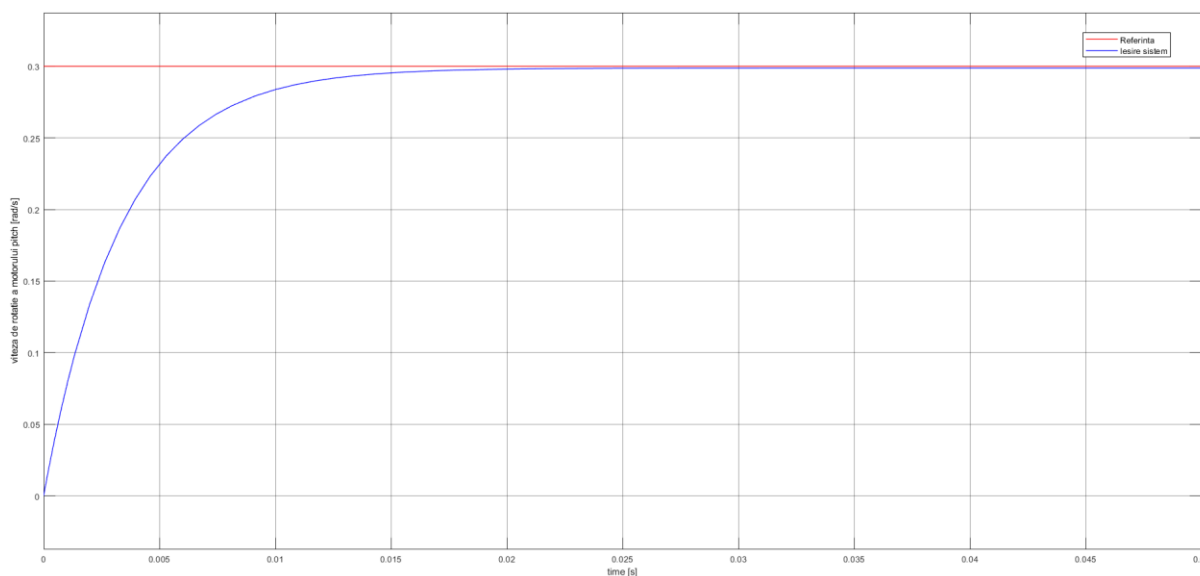


Figura 3.17. Viteza de rotație controlată a motorului pitch

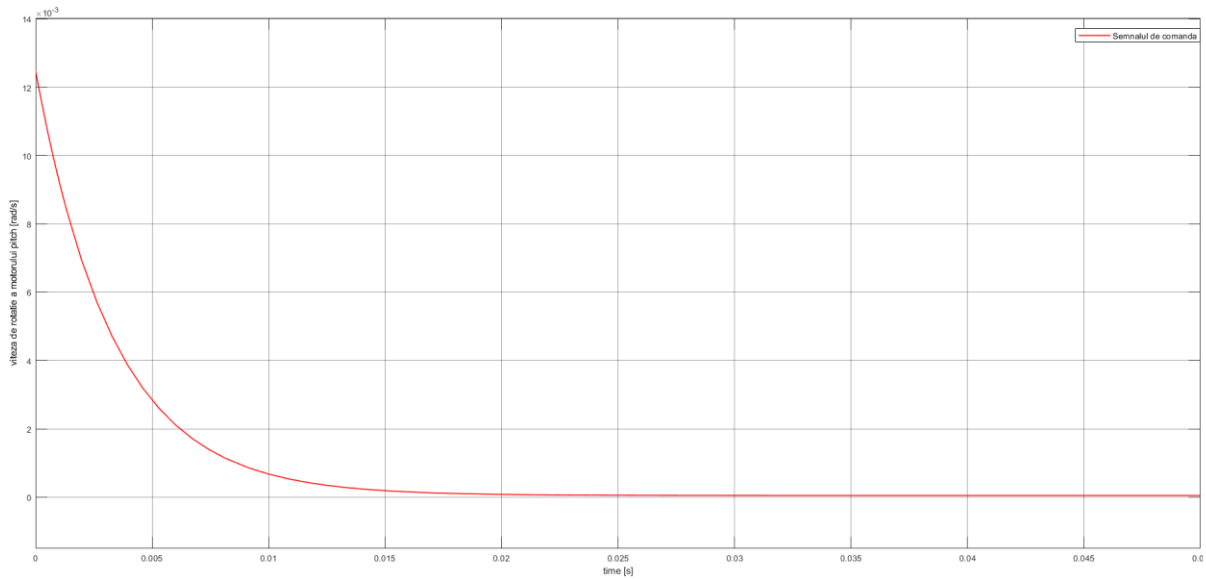


Figura 3.18. Semnalul de comandă dat procesului

În figura 3.19 constatăm că viteza de rotație a motorului azimuth este controlată cu ajutorul unui regulator format dintr-un filtru de ordin fracționar și un PID clasic, având performanțe satisfăcătoare precum: suprareglajul de 0.88% , timp de răspuns de 0.2 [s], iar comanda aferentă este reprezentată în figura 3.20, amplitudinea semnalului fiind în intervalul $[3.58 \cdot 10^{-5}; 6.16 \cdot 10^{-4}]$.

Se observă că în ambele figuri (3.15 și 3.17) eroarea staționară la poziție nu este nulă deoarece controlerul de ordin fracționar este de tip PD .

Figurile (3.19 și 3.21) ilustrează evoluția în timp a vitezei de rotație a motorului azimuth, respectiv pitch când se aplică un semnal de tip treaptă. În ambele cazuri suprareglajul este zero, deoarece semnalul de ieșire nu depășește lățimea de bandă de 2%.

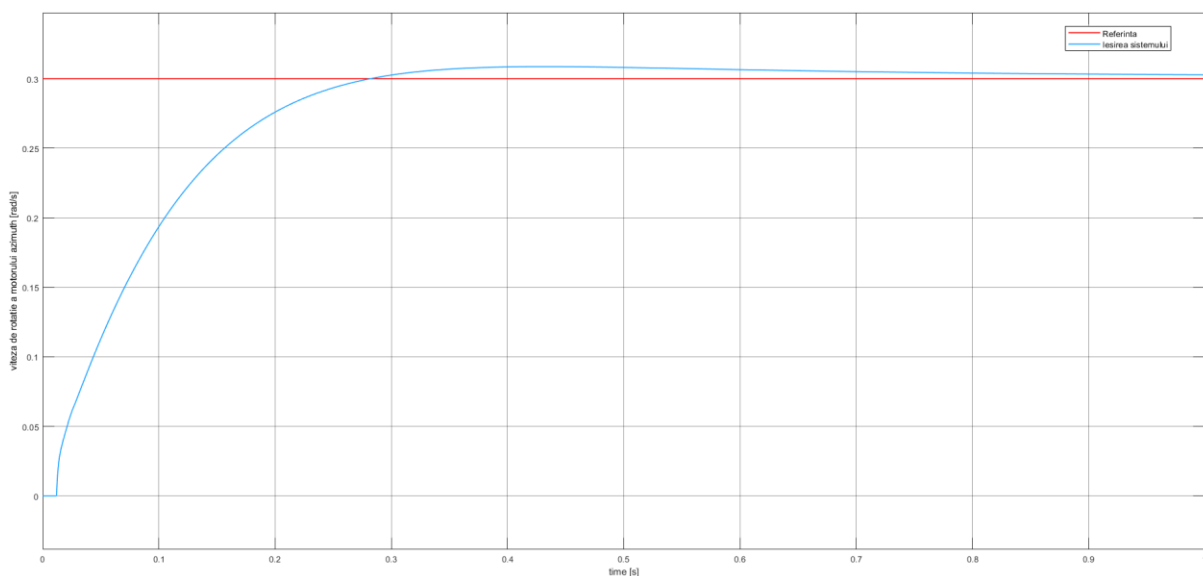


Figura 3.19. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth

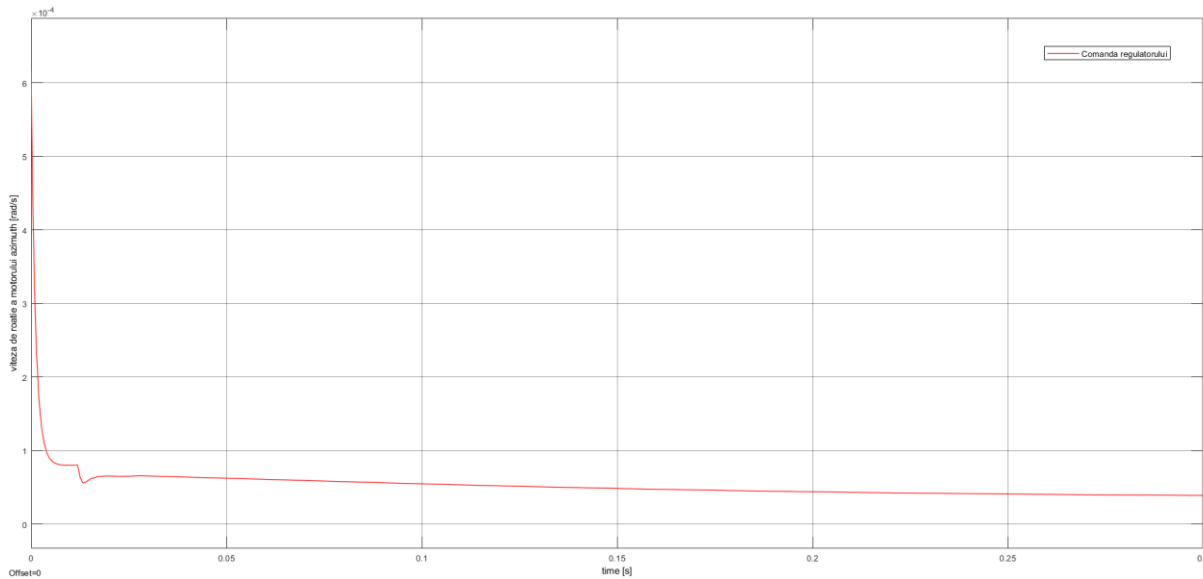


Figura 3.20. Semnalul de comandă dat procesului

În figura 3.21 constatăm că viteza de rotație a motorului pitch este controlată cu ajutorul unui regulator format dintr-un filtru de ordin fracționar și un PID clasic, având performanțe satisfăcătoare precum: suprareglajul de 0.04% , timp de răspuns de 0.262 [s], iar comanda aferentă este reprezentată în figura 3.22, având amplitudinea în gama $[5.055 \cdot 10^{-5}; 5.146 \cdot 10^{-3}]$. Se poate constata că eroarea staționară la poziție este nulă ambele figuri (3.19 și 3.21) deoarece regulatorul este compus dintr-un filtru de ordin fracționar și un PID de ordin întreg.

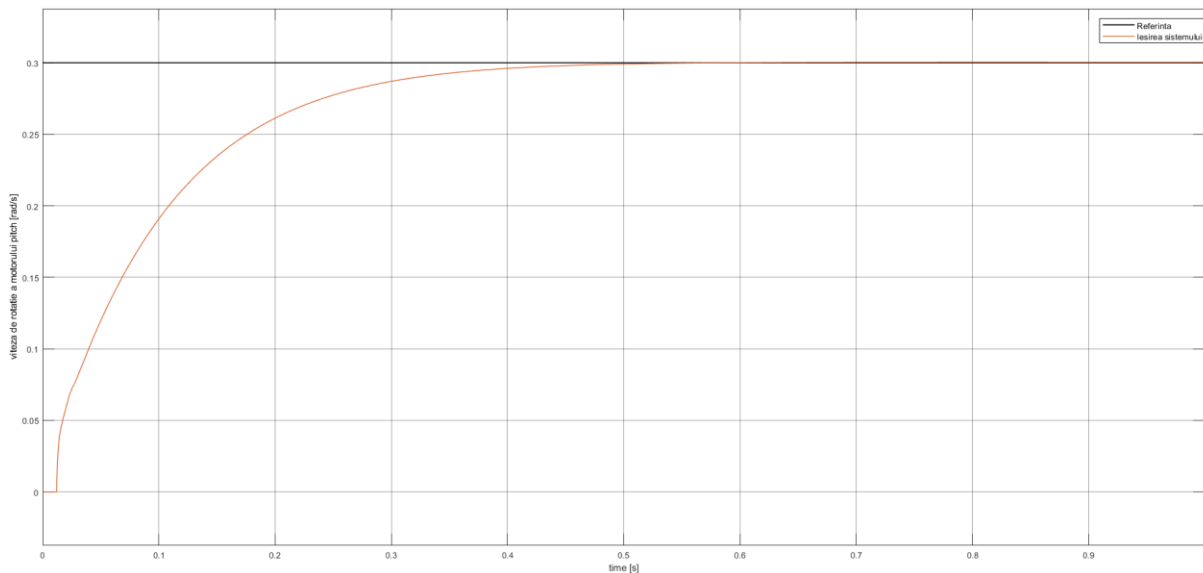


Figura 3.21. Viteza de rotație controlată a motorului pitch

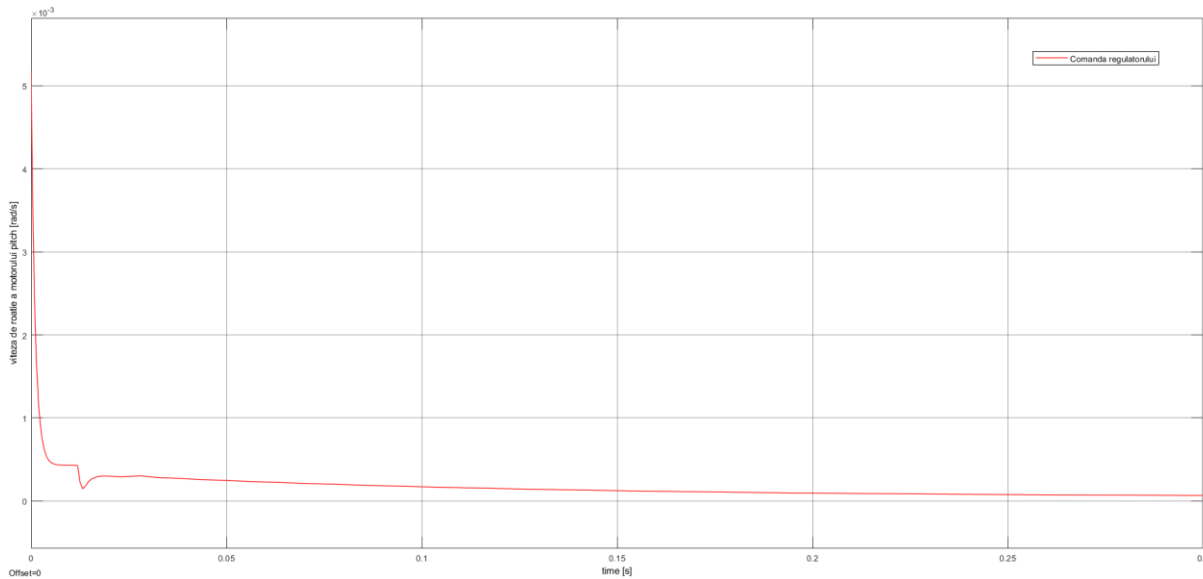


Figura 3.22. Semnalul de comandă dat procesului

În tabelul de mai jos am realizat o comparație între cele două controlere de ordin fracționar proiectate folosind două metode inovative. Acest paralelism se bazează pe performanțele sistemului în buclă închisă, atât în regim tranzitoriu cât și staționar.

Mărimile de performanță ale regimului tranzitoriu menționate în acest tabel sunt:

- Timpul de răspuns sau durata regimului tranzitoriu reprezintă perioada de timp de la începutul simulării până la momentul în care răspunsul sistemului rămâne în banda de staționaritate de $\pm 2\%$ față de valoarea staționară a ieșirii;
- Suprareglajul

$$\sigma = \frac{y_{max} - y_{st}}{y_{st}} * 100[\%] \quad (4.68)$$

unde y_{max} este valoarea maximă a ieșirii sistemului, iar y_{st} este valoarea staționară a acestuia;

Mărimile de performanță ale regimului staționar menționate în acest tabel sunt:

- Eroarea staționară la poziție care reprezintă diferența dintre semnalul de referință și semnalul de reacție în regim staționar.

De o deosebită importanță în practică este și domeniul de variație a semnalului de comandă generat de regulator (valoarea minimă și maximă a acestuia) pentru a se putea realiza analiza posibilității aplicării acestuia echipamentului fizic.

Tabelul 3.2. Comparație între cele două controlere de ordin fracționar proiectate

Nr.crt.	Criteriul de acordare și regulatorul obținut	Abaterea staționară la poziție ε_{stp}	Supra-reglajul σ [%]	Timpul de răspuns t_r [s]	Domeniul de variație a comenzii

1	Regulator de ordin fracționar PD^α pentru controlul vitezei de rotație a motorului azimuth	$\varepsilon_{stp} = 0.0044$	$\sigma = 0$	$t_r = 0.95$	$c_{max} = 0.002387$ $c_{min} = 0.0000353$
2	Regulatorul de ordin fracționar obținut dintr-un filtru de ordin fracționar și un controler PID clasic pentru controlul vitezei de rotație a motorului azimuth	$\varepsilon_{stp} = 0$	$\sigma = 0,88$	$t_r = 0.2$	$c_{max} = 0.000616$ $c_{min} = 0.0000358$
3	Regulator de ordin fracționar PD^α pentru controlul vitezei de rotație a motorului pitch	$\varepsilon_{stp} = 0.0012$	$\sigma = 0$	$t_r = 0.00935$	$c_{max} = 0.01247$ $c_{min} = 0.00005012$
4	Regulatorul de ordin fracționar obținut dintr-un filtru de ordin fracționar și un controler PID clasic pentru controlul vitezei de rotație a motorului pitch	$\varepsilon_{stp} = 0$	$\sigma = 0.04$	$t_r = 0.262$	$c_{max} = 0.005146$ $c_{min} = 0.00005055$

Reglatoarele proiectate pentru controlul vitezei motorului azimuth și a motorului pitch sunt testate folosind simulatorul echipamentului TRAS în mediul de dezvoltare MATLAB/Simulink.

Pentru procesul de testare se aplică un semnal de referință $U_h=0.3$, regulatorul având sarcina de a controla viteza de rotație a motorului azimuth astfel încât ieșirea procesului să urmărească referința. La momentul $t=1[s]$ se poate observa o perturbație datorită faptului că referința azimuthului se schimbă în acest moment. Astfel se aplică o perturbație pe ieșirea procesului de valoare mică (0.009 rad), eroarea staționară la poziție păstrându-se, iar acest lucru se observă în figura 3.23.

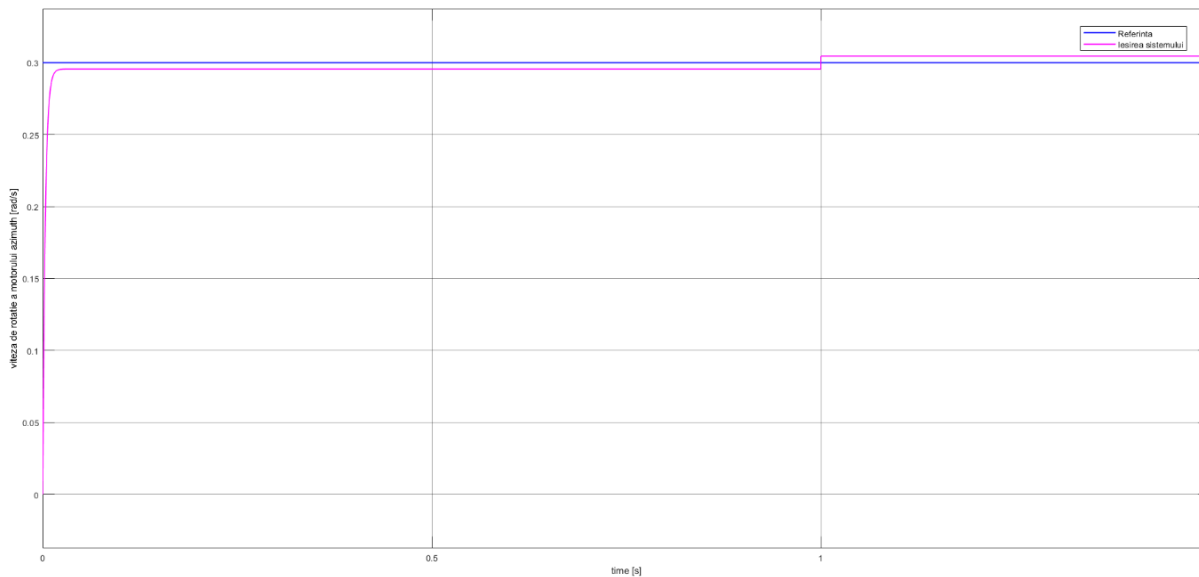


Figura 3.23. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth aplicându-se o perturbație pe ieșirea sistemului

Semnalul de referință pentru cel de-al doilea controler este similar cu cazul anterior. Diferența este că perturbația pe ieșire se aplică la momentul $t=0.5 [s]$, dându-se un semnal traptă de valoare mică (0.006 rad), acest fenomen fiind prezentat în figura 3.24.

Fiecare dintre cele două regulatoare fiind obligatoriu să regleze viteza de rotație a motoarelor de curent continuu astfel încât acesta să urmărească semnalul de referință. În momentul în care se schimbă valoarea semnalului de referință, valoarea comenzii semnalul se modifică rapid.

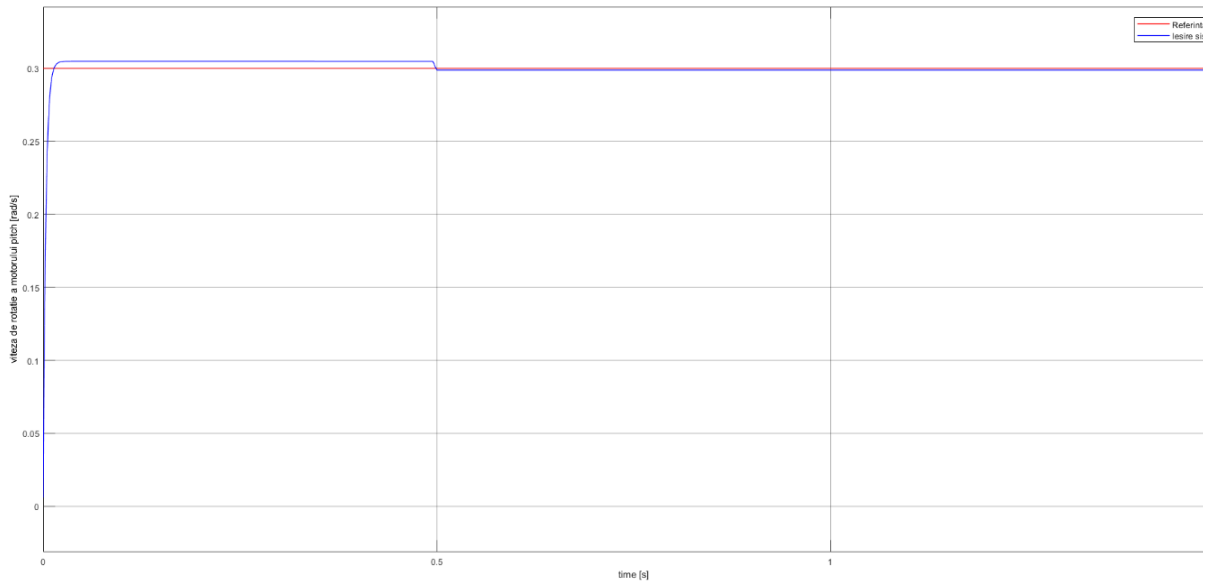


Figura 3.24. Viteza de rotație controlată a motorului pitch aplicându-se o perturbație pe ieșirea sistemului

Figura 3.25 descrie viteza de rotație a motorului azimuth în timp, unde la momentul $t=1$ [s] se aplică o perturbație de tip treaptă de valoare mică (0.0001 rad) pe semnalul de comandă. Se remarcă faptul că ieșirea sistemului nu mai ajunge la valoarea staționară, eroarea la poziție menținându-se datorită tipului de regulator proiectat.

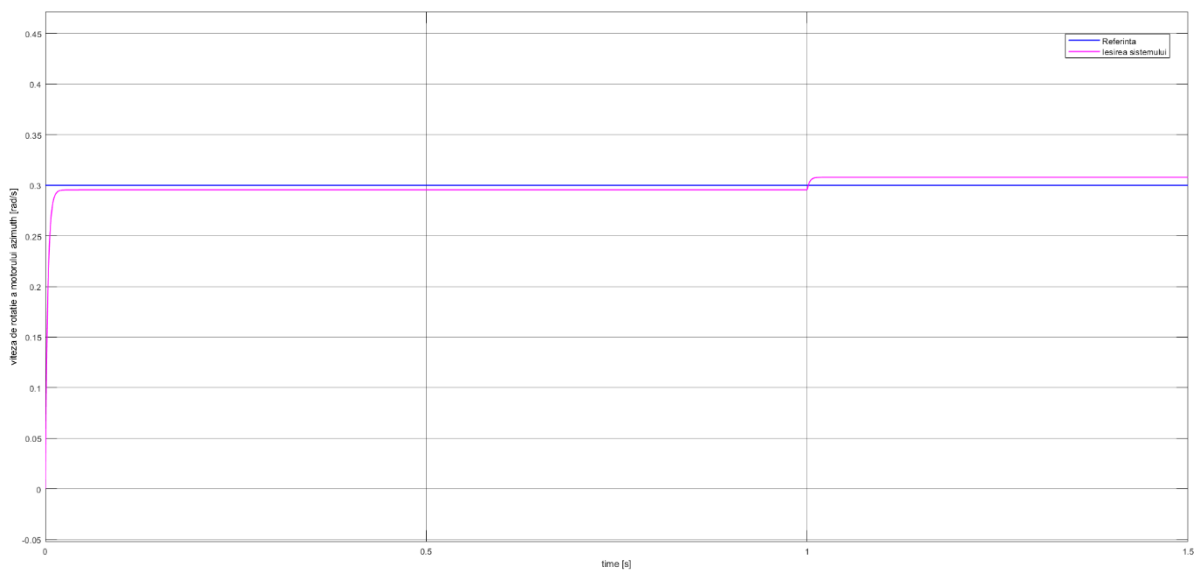


Figura 3.25. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth aplicându-se o perturbație pe comanda sistemului

Următoarea figură (Figura 3.26) schițează viteza de rotație a motorului pitch, unde se remarcă faptul că se aplică o perturbație pe comanda regulatorului de ordin fracționar la momentul de timp $t=1$ [s]. Deși valoarea perturbației pe comanda controlerului este mică, efectul acesteia este mai greu de rejectat.

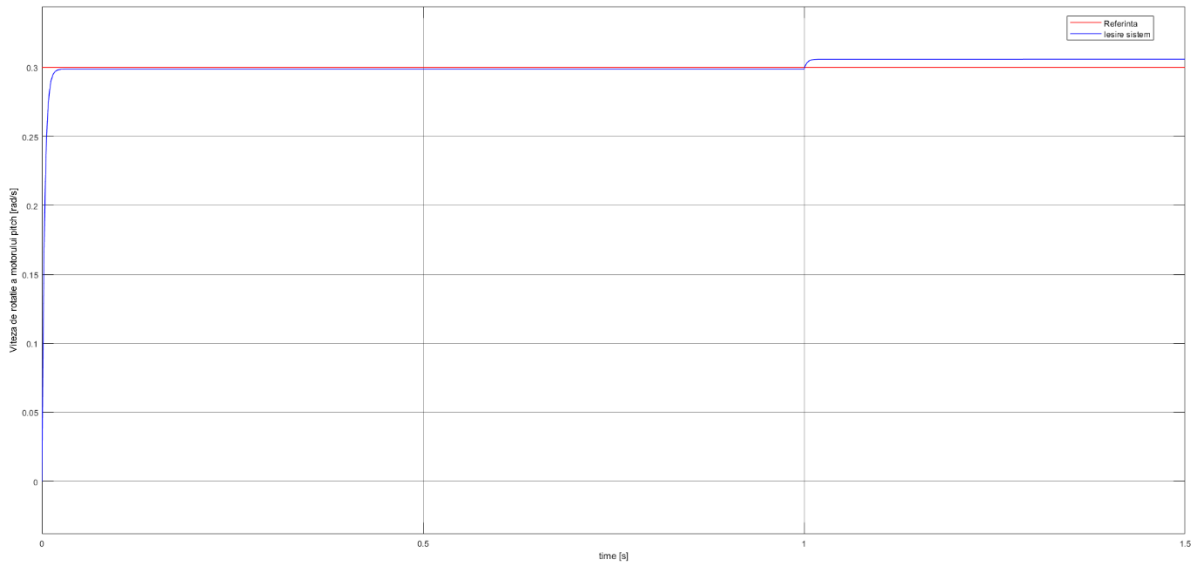


Figura 3.26. Viteza de rotație controlată a motorului pitch aplicându-se o perturbație pe comanda sistemului

Pentru testarea controlerului de ordin fracționar proiectat pentru procesul cu funcția de transfer de ordin I cu timp mort se aplică un semnal de referință $U_h=0.3$ regulatorului care controlează viteza de rotație a amotorului azimuth, iar la momentul $t=1[s]$ se atribuie o perturbație pe ieșirea procesului de valoare mică (0.009 rad), acest lucru se observă în figura 3.27. Se remarcă că semnalul de ieșire se stabilizează destul de repede, reușind să urmărească referința dată.

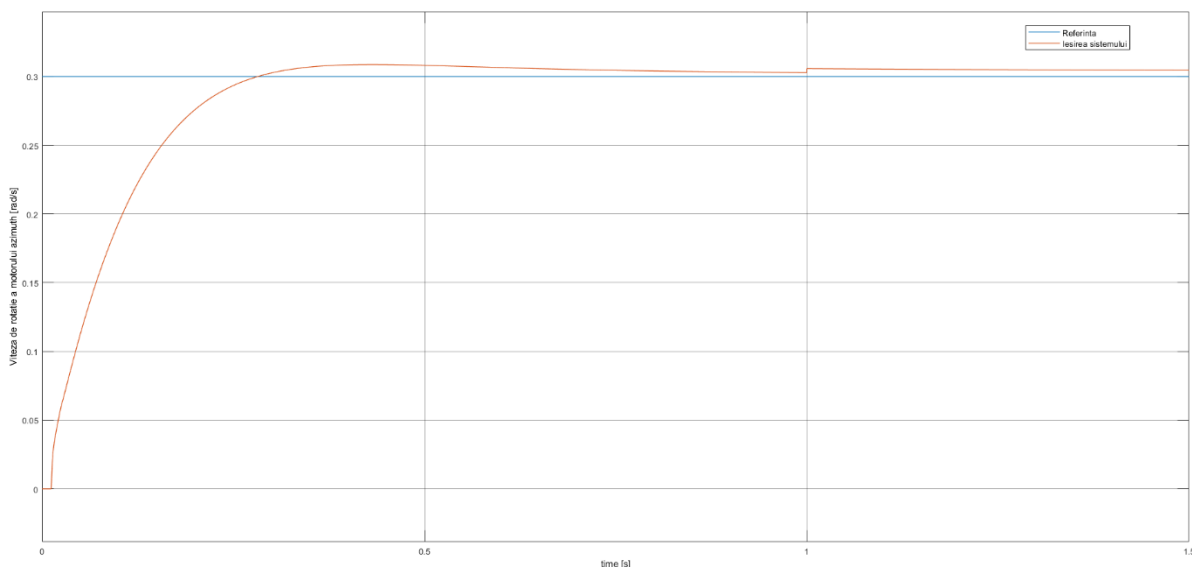


Figura 3.27. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth aplicându-se o perturbație pe ieșirea sistemului

În imaginea 3.28 se remarcă faptul că se aplică o perturbație de valoare mică controlerului de ordin fracționar care reglează viteza de rotație a motorului pitch, la momentul de timp $t=1 [s]$. Într-un timp destul de scurt sistemul se va stabili, ieșirea sistemului urmărind cu perfecțiune referința dată $U_v=0.3$.

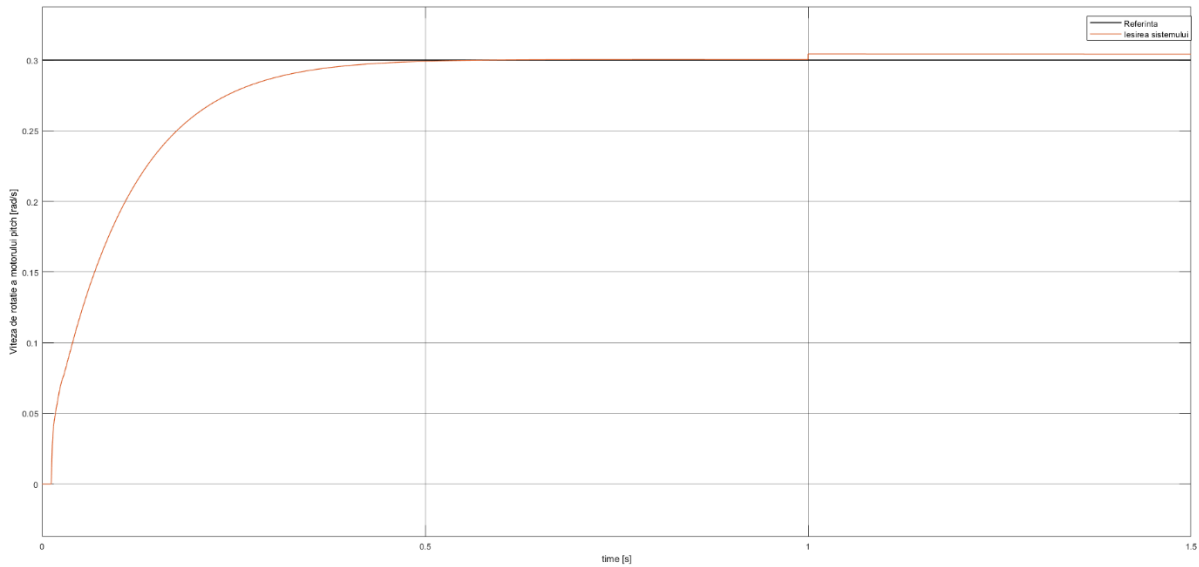


Figura 3.28. Viteza de rotație controlată a motorului pitch aplicându-se o perturbație pe ieșirea sistemului

Figura 3.29 descrie viteza de rotație a motorului azimuth în timp, unde la momentul $t=1$ [s] se aplică o perturbație de tip treaptă de valoare foarte mică (0.000009 rad) pe semnalul de comandă. Se remarcă faptul că ieșirea sistemului reinjectează perturbația aplicată foarte bine, reușind să ajungă din nou la valoarea de referință aplicată motorului de curent continuu într-un timp scurt, de aproximativ $0,7$ sec. Suprareglajul are o valoare destul de mare deoarece controlerul forțează imediat după apariția perturbației rejectarea efectului acesteia.

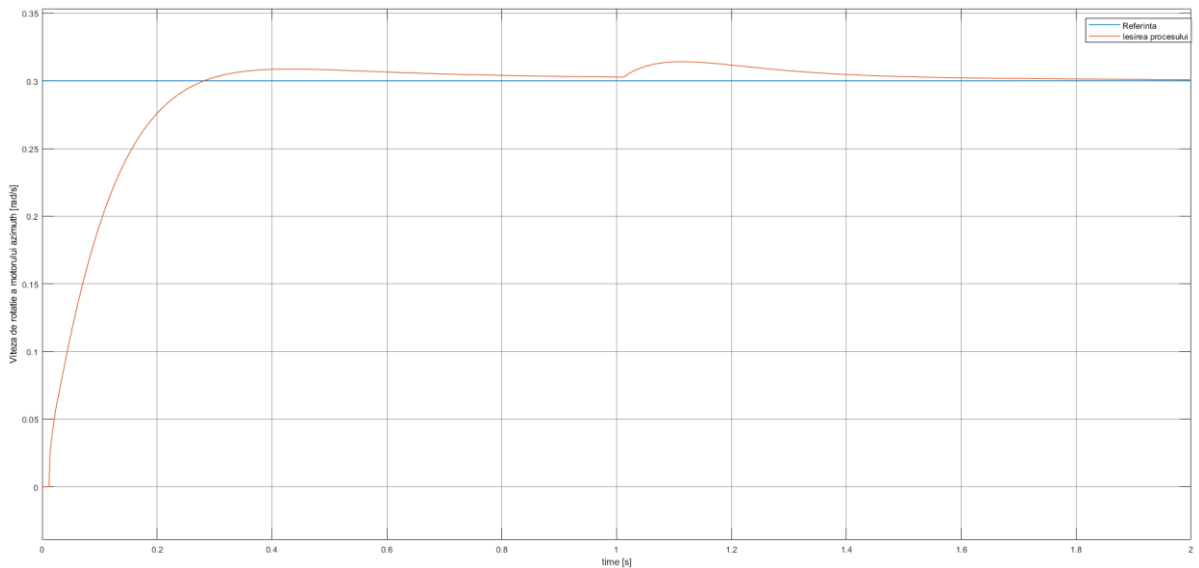


Figura 3.29. Viteza de rotație controlată a motorului azimuth aplicându-se o perturbație pe comanda sistemului

Figura 3.30 este schițată evoluția în timp a vitezei de rotație a motorului pitch, unde perturbația pe comanda controlerului apare după 1 secundă de la începutul simulării.

Efectul perturbației a fost rejectat eficient, astfel rezultatele obținute pot fi considerate foarte bune (eroarea staționară la poziție este nulă iar timpul de răspuns este de 1.5 [s]).

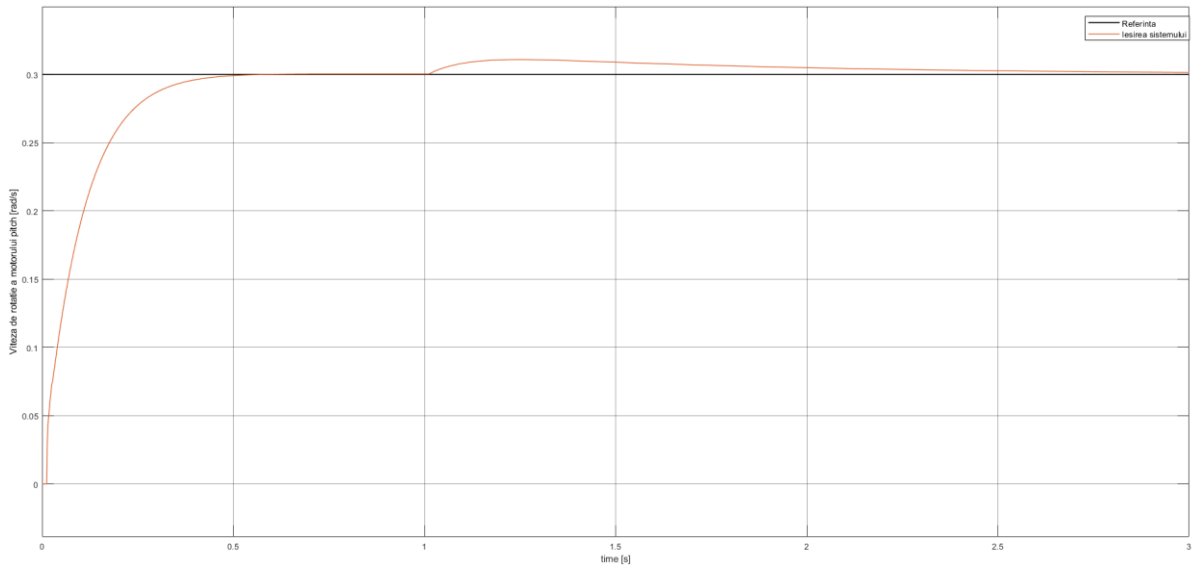


Figura 3.30. Viteza de rotație controlată a motorului pitch aplicându-se o perturbație pe comanda sistemului

Controlerele de ordin fracționar sunt destinate corectării mărimii de abatere, astfel încât mărimea de comandă obținută să asigure comportarea impusă pentru mărimea de ieșire atât în regim staționar cât și în regim tranzitoriu, în prezența perturbației.

Având acces la echipamentul TRAS din laborator, am reușit să testez cele două seturi de controlere de ordin fracționar proiectate. Astfel, în următoarele fotografii sunt prezentate rezultatele experimentului.

Se aplică ca și semnale de referință la intrarea motorului azimuth un semnal treaptă de amplitudine 500 și de frecvență 0.25Hz, iar pentru motorul pitch un semnal sinusoidal de amplitudine 500 și frecvență de $\frac{1}{30}$ Hz. Imaginea 3.31 prezintă evoluția în timp a vitezei de rotație a motorului azimuth, respectiv pitch, dacă testarea controlerelor a fost făcută pe echipamentul fizic din laborator. Se remarcă faptul că cele două regulatoare proiectate prin metode inovative urmăresc referințele date, valoarea suprareglajului în ambele cazuri fiind nulă.

După 20 de secunde, când referința semnalul scade, motorul azimuth se oprește din mișcare pentru o perioadă scurtă de timp, în timp ce motorul pitch își modifică sensul de mișcare după referința sinusoidală.

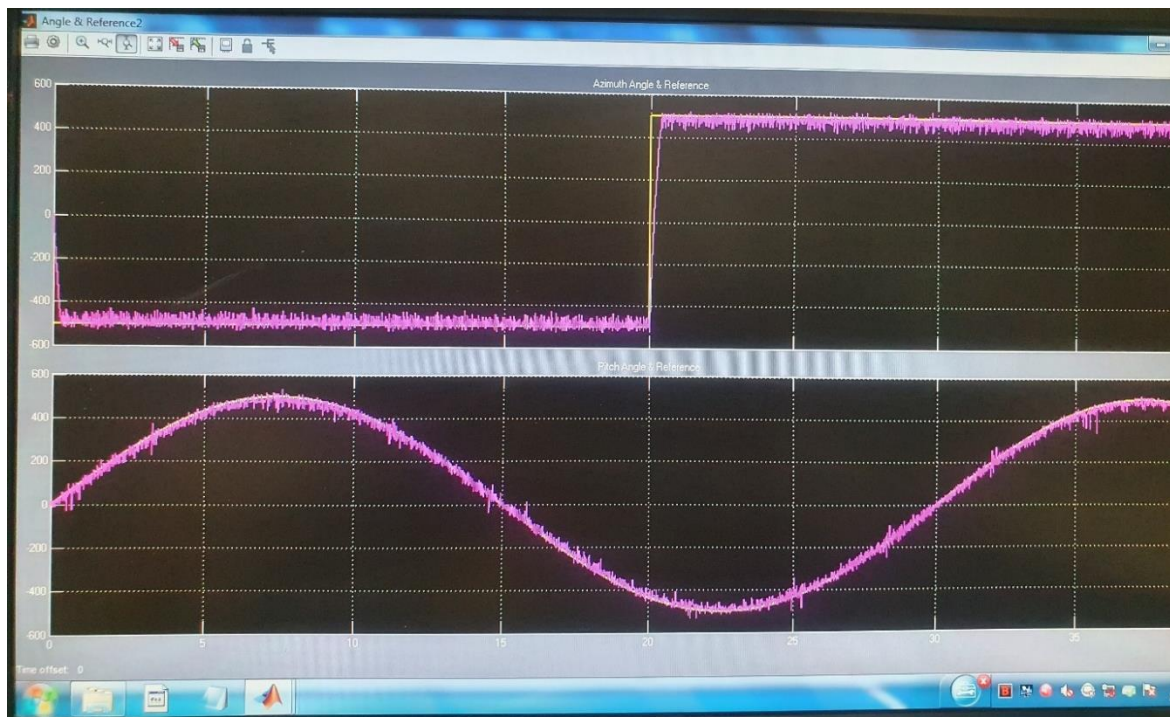


Figura 3.31. Vitezele de rotație controlate pe baza primei metode inovative a celor două motoare de curent continuu

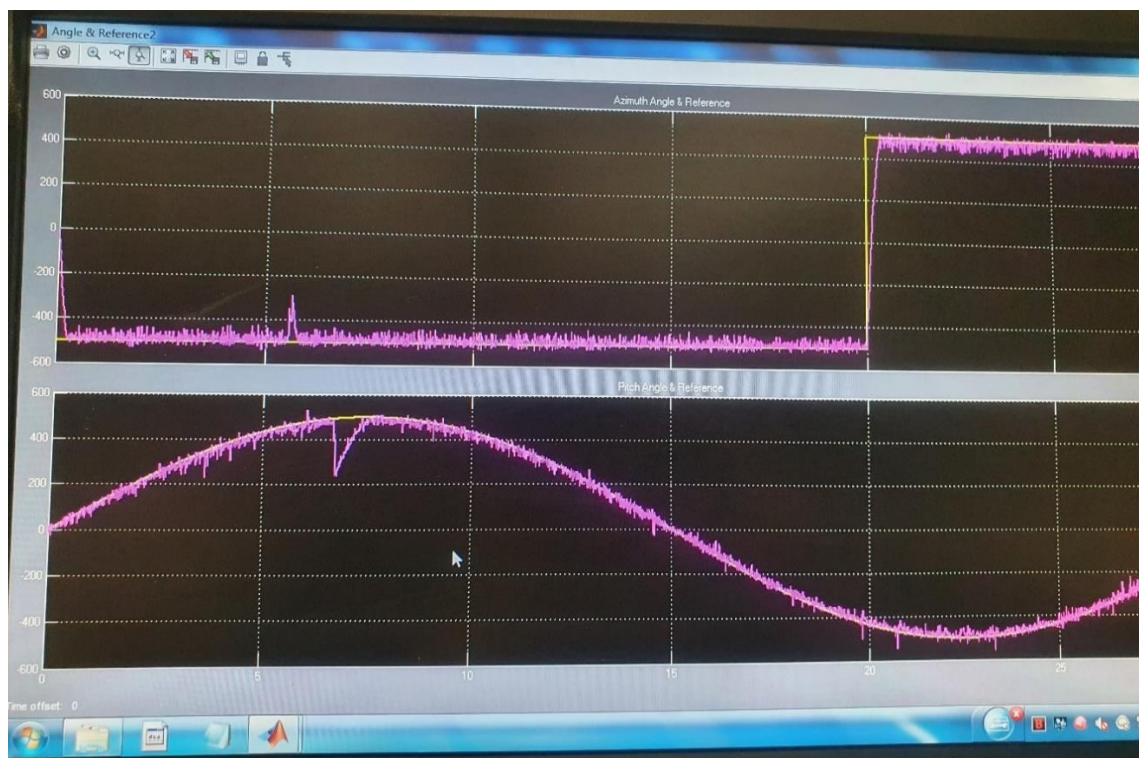


Figura 3.32. Vitezele de rotație controlate a celor două motoare după aplicarea unei perturbații întregului sistem

În imaginea 3.32 se observă faptul că efectul perturbațiilor este rejectat într-un timp destul de scurt, dar care depinde totuși de intensitatea perturbației aplicate. Deoarece acest experiment s-a realizat pe echipamentul real din laborator, perturbația a fost dată manual prin atingerea elicelor sau a rotoarelor. Experimentul durează 30 secunde.

Imaginea 3.33 prezintă evoluția în timp a celor două ieșiri ale echipamentului real din laborator, dacă se aplică un semnal de referință de tip treaptă celor două motoare de curent continuu. Vitezele de rotație ale celor două motoare sunt controlate cu ajutorul reguletoarelor proiectate pe baza metodei inovative prezentată în articolul științific [22]. Primul grafic reprezintă viteza de rotație controlată a motorului azimuth, iar în al doilea grafic este prezentată viteza de rotație a motorului pitch. După cum se poate observa, viteza de rotație dorită pentru motorul azimuth este de 910 [rad/s], iar viteza de rotație solicitată pentru motorul pitch este de aproximativ 1700 [rad/s].

Astfel, se remarcă faptul că performanțele regimului tranzitoriu determinate în urma experimentelor realizate pe echipamentul real pentru cele patru reguletoare nu sunt identice cu cele rezultate din urma simulării controlerelor în mediul de dezvoltare Matlab/Simulink. Experimentul durează 20 [s].

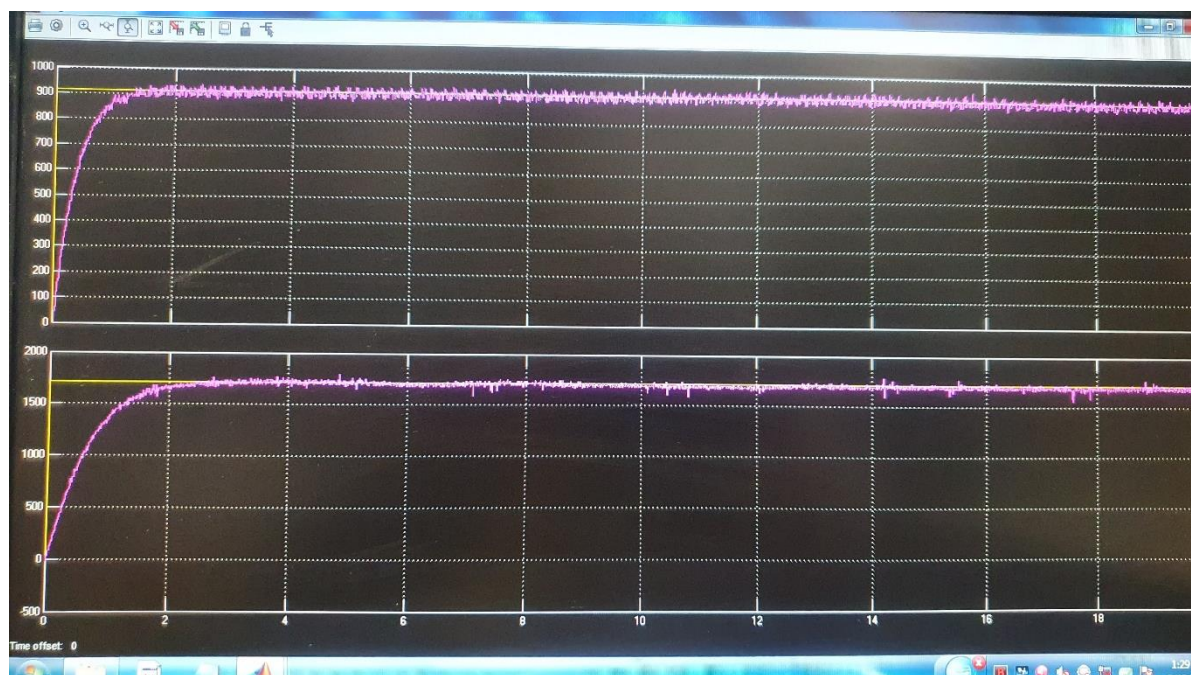


Figura 3.33. Vitezele de rotație controlate prin cea de-a doua metodă inovativă de proiectare a unui regulator de ordin fracționar pentru cele două motoare

În figura 3.34 se constată faptul că perturbațiile de intensitate mare date manual sunt rejectate în câteva zeci de secunde. Întregul experiment durează 90 secunde.

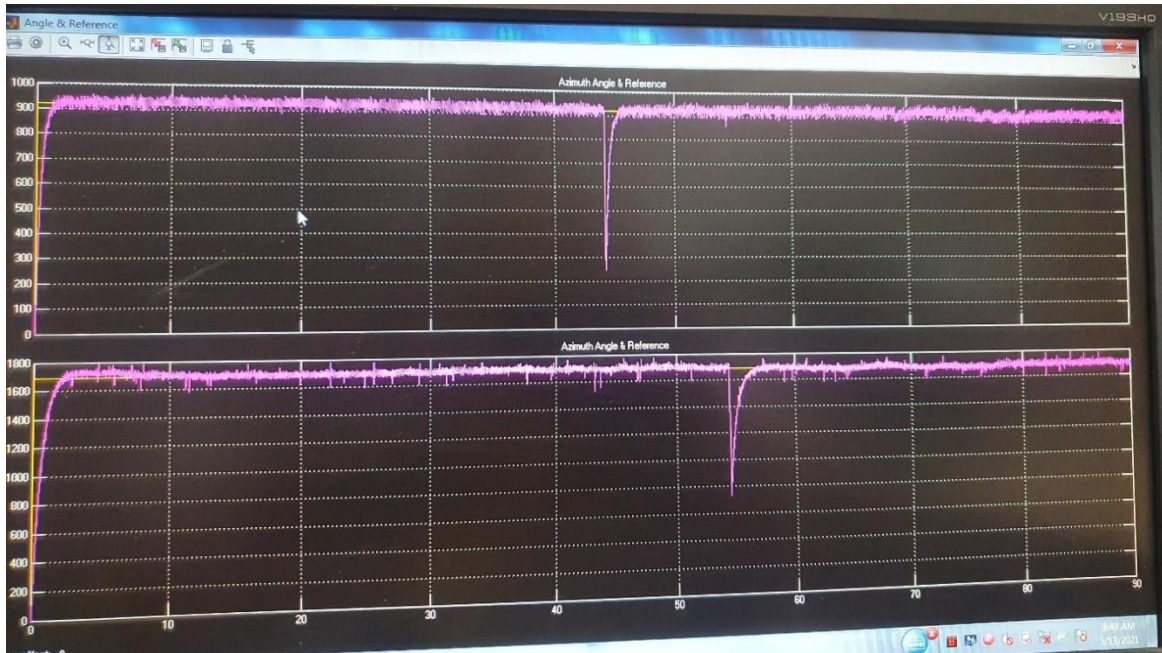


Figura 3.34. Vitezele de rotație controlate a celor două motoare după aplicarea unei perturbații întregului sistem

Imaginea 3.35 ilustrează poziția celor două motoare dacă controlăm vitezele de rotație ale acestora. Pe parcursul acestui experiment, fasciculul menține o poziție orizontală. La începutul unui experiment, codificatoarele sunt resetate, astfel încât valorile unghiurilor devin 0. Sistemul intră în starea de echilibru (regim staționar) după aproximativ 14 de secunde. Am aplicat un semnal de referință având valoare normalizată de 0.3. Eroarea staționară la poziție în cazul motorului azimuth este de 0.13 rad, iar în cazul motorului de pitch de 0.08 rad. Oscilația se datorează faptului că viteza de rotație a celor două motoare de curent continuu trebuie să urmeze un semnal de referință, făcând astfel ca cele două rotoare să se miște. Experimentul durează 90 secunde.

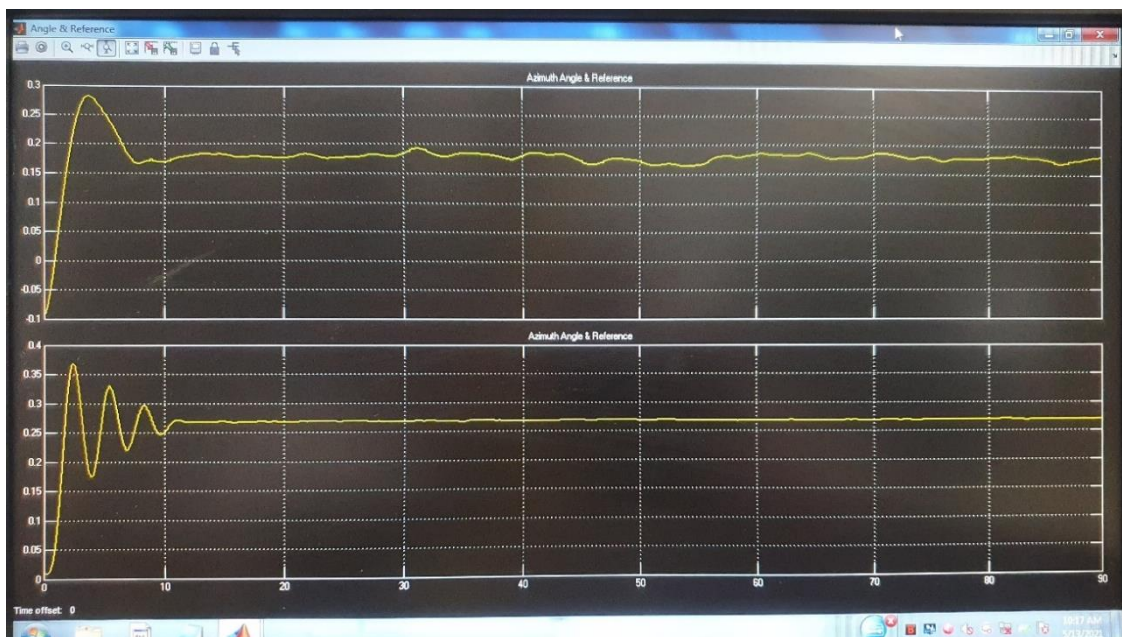


Figura 3.35. Poziția motorului azimuth, respective pitch

3.5 Implementare

Pentru testarea controlerelor de ordin fracționar proiectate am realizat un model de simulare al sistemului în buclă închisă, în mediul de dezvoltare Simulink. Cel mai simplu mod de a crea un model Simulink pentru a putea verifica comportamentul procesului controlat este de a utiliza unul dintre modele deja existente în Tras Control Window ca șablon.

Reacția negativă sau feedback-ul care transmite informații asupra evoluției mărimii de ieșire și are sensul de la procesul condus la echipamentul de automatizare (regulator), are o influență esențială asupra performanțelor globale ale sistemului: precizie în regim staționar; stabilitate în regim tranzitoriu; robustețe la variația parametrilor procesului

Figurile 3.36 și 3.37 prezintă schemele de simulare a sistemelor de reglare, implementată în mediul Simulink, fiind luate în considerare regulatoarele calculate în subcapitolul 3.3 prezentat mai sus. Schema Simulink este alcătuită din modelul 2-DOF al echipamentului TRAS pentru simulare, cele patru funcții de transfer care realizează tehnica de decuplare, două funcții de transfer cu scopul de a controla vitezele de rotație ale motoarelor, două blocuri de intrare de tip traptă cu funcția de a pune în mișcare cele două motoare de curent continuu, respective două blocuri scop pentru a putea vizualiza ieșirile sistemului.

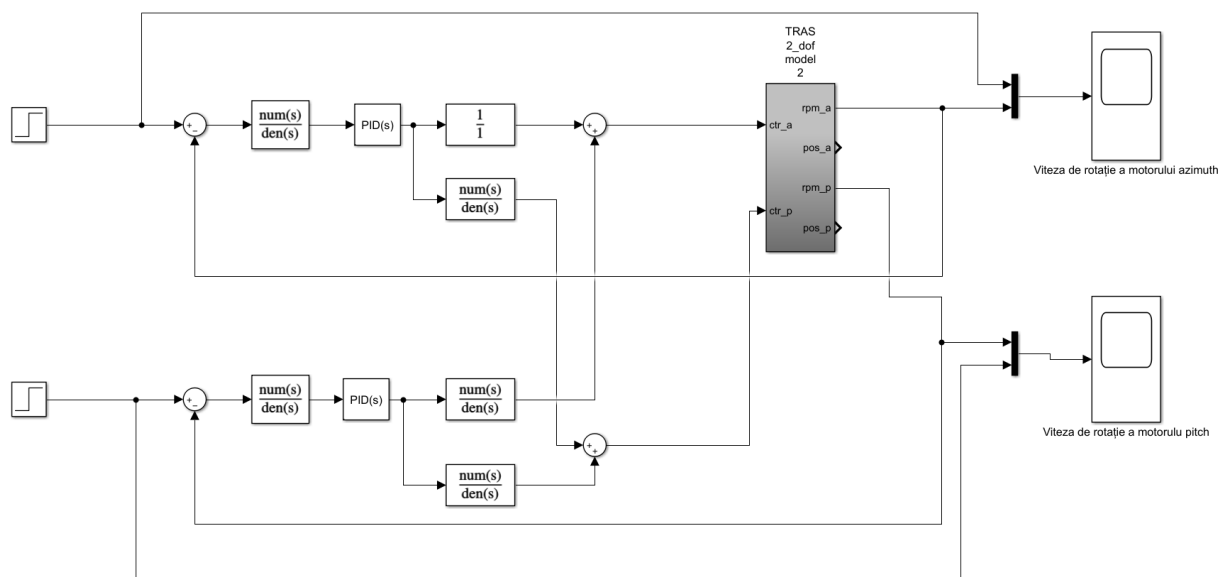


Figura 3.36. Schema de simulare a sistemului de reglare

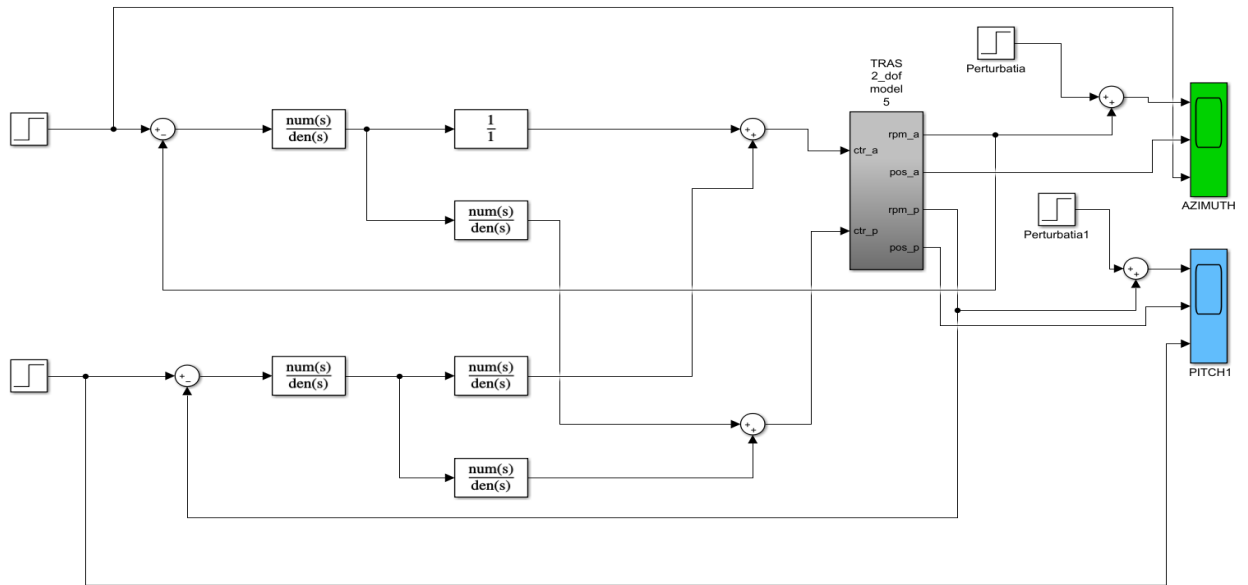


Figura 3.37. Schema de simulare a sistemului de reglare aplicându-se pe fiecare ieșire o perturbație

Cele două modele Simulink prezentate în figurile 3.36 și 3.37 sunt aproximativ identice, diferența fiind modul de implementare a sistemului de control și faptul că în figura 3.37 se aplică o perturbație de tip treaptă.

Schema utilizată pentru testarea controlerului de tip PD de ordin fracționar pe echipamentul TRAS din laborator este prezentată în imaginea 3.38. Schema Simulink pentru realizarea experimentului real este mult mai complexă față de schemele realizate pentru simulare. Astfel, această schemă cuprinde următoarele componente: modelul 2-DOF al echipamentului TRAS real, două blocuri de saturație a comenzii dată de regulator, un bloc pentru a putea reseta encoderul, cele patru funcții de transfer care realizează decuplarea, două blocuri pentru implementarea sistemului de control, un bloc care generează semnal dreptunghiular ca referință pentru motorul azimuth, respective un bloc care generează semnal sinusoidal pentru motorul pitch. Pe lângă toate aceste elemente esențiale am mai adăugat două filtre pentru filtrarea semnalului de ieșire care se poate vedea pe display-urile inserate. Figura 3.39 descrie schema utilizată pentru realizarea experimentului în sine pe echipamentul TRAS dacă sistemul de control este alcătuit dintr-un filtru de ordin fracționar în serie cu un regulator de tip PID.

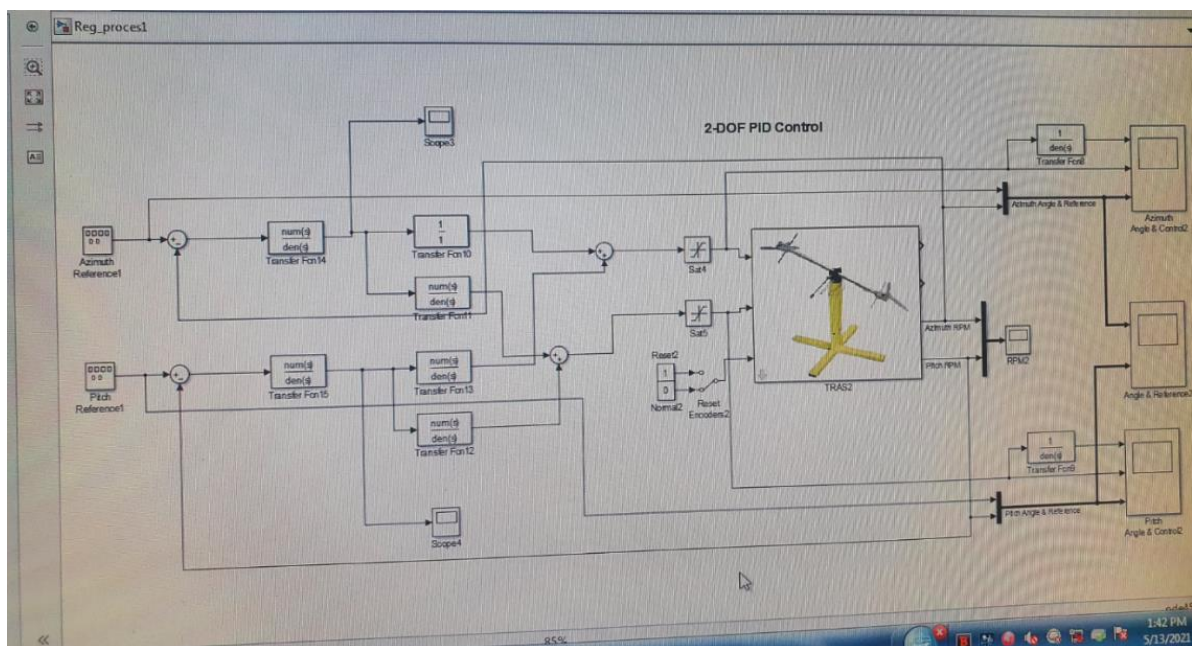


Figura 3.38. Modelul în timp real al sarcinii de control 2-DOF

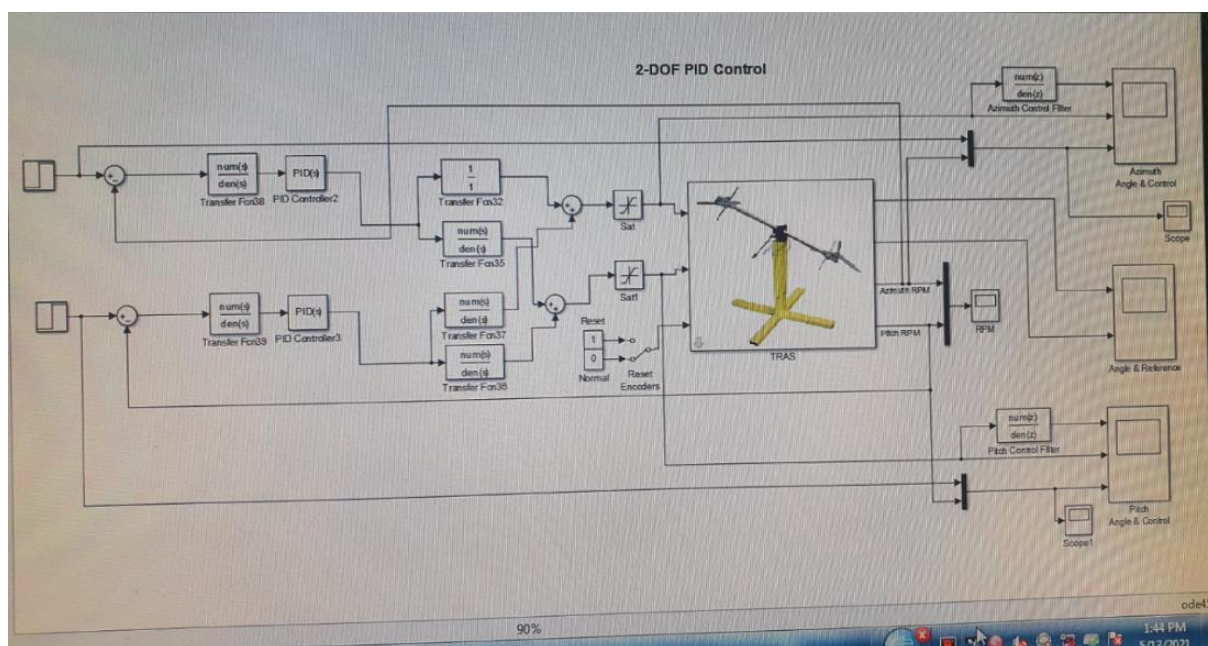


Figura 3.39. Schema de reglare a celor două viteze de rotație corespunzătoare celor două motoare de curent continuu

4 Concluzii

4.1 Rezultate obținute

Primul obiectiv indeplinit a fost determinarea modelului matematic al echipamentului TRAS, sub forma unei matrici de transfer. Modelul matematic constă în scrierea fiecărei ieșiri în funcție de intrare. Cele două intrări ale sistemului sunt tensiunile normalizate aplicate celor două motoare de curent continuu iar ieșirile controlate sunt vitezele de rotație ale acestora. Funcțiile de transfer identificate experimental prin aplicarea unui semnal de comandă de tip treaptă motoarelor pitch și azimuth sunt de ordin I.

Al doilea obiectiv realizat a fost aplicarea tehnicii de decuplare completă pentru a putea controla ieșirile individuale prin referințe individuale, oferind astfel subsistemelor un grad înalt de independență pentru realizarea controlului.

Cel mai semnificativ obiectiv a fost proiectarea reguletoarelor de ordin fracționar folosind domeniului frecvențial, pentru controlul vitezelor de rotație a celor două motoare de curent continuu. Controlerul de ordin fracționar $PI^\lambda D^\mu$ este un caz particular al regulatorului PID clasic, care conține o parte integratoare de ordin fracționar λ și o parte derivativă de ordin fracționar μ . Tehnicile de proiectare pentru controlerile de ordin fracționar sunt bazate pe extensii ale teoriei clasice privind reguletoarele PID, punând accent pe flexibilitatea crescută a strategiei de control, ducând la îndeplinirea cerințelor de control într-un mod mai ușor, în comparație cu metodele clasice de reglare.

Două controlere sunt proiectate pentru reglarea vitezei de rotație a motorului azimuth, respectiv două controlere pentru viteza de rotație a motorului pitch. Parametrii reguletoarelor sunt aflați prin intermediul a două metode inovative. Am ales această metodă de proiectare a reguletoarelor de comandă fracționară datorită creșterii numărului parametrilor de reglare și totodată prezintă proprietăți mai bune de robustețe și de rejectare a perturbațiilor.

După aplicarea primei metode inovative de proiectare a unui regulator pe o funcție de transfer de ordin I a rezultat un controler de ordin fracționar de tip PD^α . Performanțele sistemului de control se evidențiază prin următoarele: ieșirea sistemului controlat are mici diferențe față de semnalul de referință, ceea ce înseamnă că valoarea erorii staționare la poziție este diferită de zero, timp de răspuns mic, suprareglaj zero, iar semnalul de comandă aferent ieșirii este de valori mici.

A doua procedură de reglare a fost aplicată pe un sistem de ordin I cu timp mort, conducând la o structură în cascadă compusă dintr-un controler PID convențional și un filtru de ordin fracționar. Performanțele regimului tranzitoriu cât și regimului staționar sunt foarte satisfăcătoare. Astfel, răspunsul sistemului de control în buclă închisă se apropie de un răspuns dorit într-un timp foarte scurt, care este descris de modelul de referință, rezultând eroare staționară la poziție nulă, suprareglaj de valoare foarte mică, iar semnalul de comandă având valori mici.

Un alt obiectiv important a fost aproximarea funcțiilor de transfer de ordin fracționar al reguletoarelor cu o funcție de transfer de ordin întreg care să îndeplinească aceleași performanțe, astfel încât aceste controlere să poată fi utilizate în simulări și aplicații hardware.

Cele două seturi de regatoare sunt implementate și testate folosind atât simulatorul echipamentului TRAS în mediul de dezvoltare MATLAB/Simulink, cât și pe echipamentul fizic în laborator, în ambele cazuri evidențindu-se performanțele metodelor propuse pentru realizarea controlului.

4.2 Direcții de dezvoltare

O idee pentru o viitoare cercetare este utilizarea a două bucle de reglare în cascadă separate. Utilizarea acestei tehnici este posibilă doar în cazul în care un proces complex poate fi descompus în două sau mai multe subprocese. Astfel, interdependența dintre subprocese fiind realizată prin intermediul unor variabile intermediare care trebuie să fie măsurabile. De asemenea utilizarea acestei structuri în cascadă este condiționată de faptul că subprocese mai rapide să fie plasate în bucla interioară, iar subprocese mai lente în bucla exterioară.

În cazul echipamentului TRAS, întregul proces poate fi divizat în două părți: motorul pitch și motorul azimuth. Pentru fiecare motor de curent continuu se poate distinge două mișcări: viteza de rotație, respectiv poziția unghiulară a acestuia. Așadar, partea electrică a unui motor DC reprezintă subprocesul mai rapid, iar partea mecanică unul mai lent.

Buclo internă realizează controlul vitezei de rotație a rotorului elicelor, iar bucla externă cuprinde subprocesul mai lent și realizează controlul poziției unghiulare. Procesul de reglare cuprinde $2 \times 2 = 4$ controlere. În figura 4.1 este prezentată structura de reglare în cascadă prin intermediul unui model reprezentativ creat în mediul de dezvoltare Simulink.

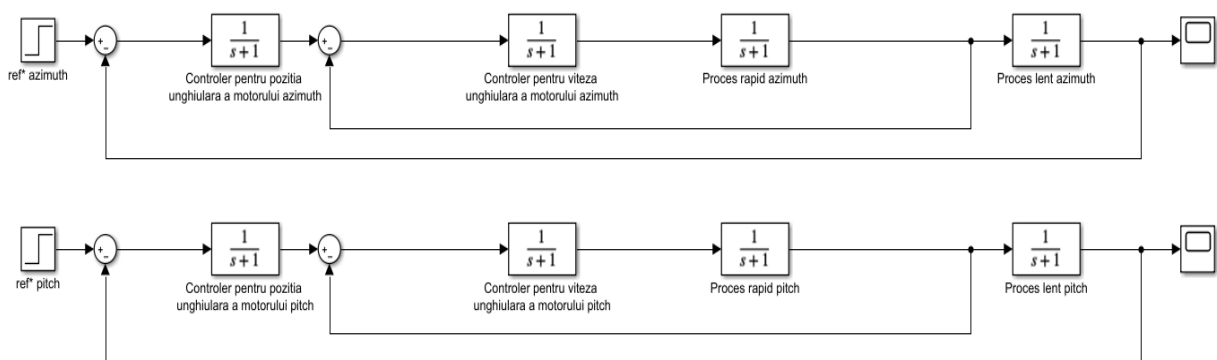


Figura 4.1. Structura de reglare în cascadă

Controlerul principal este poziționat în bucla exterioară a procesului, care este mai lentă, iar controlerul secundar este amplasat în bucla interioară a procesului, care este mai rapidă. Astfel, dacă apare o perturbare în bucla interioară, controlerul secundar o va rejecta într-un timp scurt, astfel încât consecințele aplicării perturbației în bucla internă nu se vor resimți în bucla externă. Referința pentru primul regulator reprezintă valoarea dorită a poziției unghiulare a barei metalice. Diferența dintre valoare semnalului de referință și ieșirea sistemului este semnalul de eroare, care este intrarea în controlerul primar, din bucla exterioară. Diferența dintre semnalul de control al primului regulatorului și ieșirea subprocesului mai rapid este semnalul de referință pentru bucla interioară. Semnalul de ieșire a bucle interioare este reprezentată de viteza de rotație și se înmulțește cu partea fixă a buclei exterioare. Ieșirea buclei exterioare este poziția unghiulară a barei metalice, care este, de asemenea, ieșirea întregului sistem.

O altă idee pentru o viitoare cercetare este dea implementa strategii complexe pentru controlul poziției unghiulare a celor două motoare de curent continuu pentru obținerea performanțelor dorite.

5 Bibliografie

- [1] M. Allagui, N. Yousfi, N. Derbel și P. Melchior, „Robust Fractional Order Controller and Prefilter Tuning in MIMO Motion Control,” în *15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, Yasmine Hammamet, Tunisia, 2018.
- [2] Q. Zou, J. Zhang, R. Lu și R. Zhang, „Design of fractional order control using predictive functional control structure,” în *35th Chinese Control Conference (CCC)*, Chengdu, China, 2016.
- [3] S. Paliwal, „Stabilization of Mobile Inverted Pendulum Using Fractional Order PID Controllers,” în *International Conference on Innovations in Control, Communication and Information Systems (ICICCI)*, Greater Noida, India, 2017.
- [4] R. Singh, A. Kumar și R. Sharma, „Fractional Order PID Control using Ant Colony Optimization,” în *IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, Delhi, India, 2016.
- [5] B. Keziz, S. Ladaci și A. Djouambi, „Design of a MRAC-Based Fractional order PI λ D μ Regulator for DC Motor Speed Control,” în *International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Algiers, Algeria, 2018.
- [6] B. B. Alagoz, A. Tepljakov, E. Petlenkov și C. Yeroglu, „Multi-Loop model reference adaptive control of fractional-order PID control systems,” în *40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, Barcelona, Spain, 2017.
- [7] I. Birs, C. Muresan, D. Copot, I. Nascu și C. Ionescu, „Design and Practical Implementation of a Fractional Order Proportional Integral Controller (FOPI) for a Poorly Damped Fractional Order Process with Time Delay,” în *7th International Conference on Control, Mechatronics and Automation (ICCMA)*, Delft, Netherlands, 2019.
- [8] S. Sen, C. Dey și U. Mondal, „IMC based Fractional-order Controller for a Level Process,” în *International Conference on Opto-Electronics and Applied Optics (Optronix)*, Kolkata, India, 2019.
- [9] R. Trivedi, B. Verma, S. Sharma și P. K. Padhy, „Maximum Sensitivity Based PI λ Controller for FOPDT Processes,” în *International Conference on*

- Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)*, Greater Noida, India, 2018.
- [10] X. Na și Z. Zhicheng, „Modified two-degree-of freedom fractional order Smith predictive control for MIMO processes with time-delays,” în *Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, Shenyang, China, 2018.
- [11] R. Ranganayakulu și G. U. B. Babu, „Control performance enhancement using fractional $PI\lambda D\mu$ controller for first order time delay systems,” în *IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, Delhi, India, 2016.
- [12] H. Atitallah, A. Aribi și M. Aoun, „Tracking Control Design for Fractional Systems with Time Delay,” în *19th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Sousse, Tunisia, 2019.
- [13] B. Chipipop, C. Pratoomsuvan, J. Sinthuwanichsaid, P. Chupun, S. Hirundage și B. Suechoe, „Designing of Fractional Order PID Controller for Hard-To-Be-Control Plant with Time Delay,” în *Joint International Conference on Digital Arts, Media and Technology with ECTI Northern Section Conference on Electrical, Electronics, Computer and Telecommunications Engineering (ECTI DAMT-NCON)*, Nan, Thailand, 2019.
- [14] I. Birs, C. Muresan, I. Nascu și C. Ionescu, „A Survey of Recent Advances in Fractional Order Control for Time Delay Systems,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 30951 - 30965, 2019.
- [15] S. Gharab, S. Hafsi și K. Laabidi, „Synthesis of PI fractional controller for fractional systems with time delay,” în *4th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, Barcelona, Spain, 2017.
- [16] T. Sadalla, D. Horla, W. Giernacki și P. Kozierski, „Stability analysis and tracking performance of fractional-order PI controller for a second-order oscillatory system with time-delay,” în *21st International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*, Miedzyzdroje, Poland, 2016.
- [17] S. K. Verma, S. Yadav și S. K. Nagar, „Optimized fractional order PID controller for non-minimum phase system with time delay,” în *International Conference on Emerging Trends in Electrical Electronics & Sustainable Energy Systems (ICETEESES)*, Sultanpur, India, 2016.
- [18] E.-H. Dulf, „Simplified Fractional Order Controller Design Algorithm,” *Mathematics*, vol. 7, p. 12, 2019.
- [19] V. Mihaly și E. Dulf, „Novel Fractional Order Controller Design for First Order Systems with Time Delay,” în *IEEE International Conference on*

Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR), Cluj-Napoca, Romania, 2020.

- [20] INTECO, „Two Rotor Aerodynamical System,” în *Two Rotor Aerodynamical System User's Manual*, p. 70.
- [21] Eva-H.Dulf, M. Şuşcă şi L. Kovács, „Novel Optimum Magnitude Based Fractional Order Controller Design Method,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, nr. 4, pp. 912-917, 2018.
- [22] A. Kumari şi I. Gupta, „Design of Fractional order controller via CRONE Principle for Time Delayed systems,” în *9th Annual Information Technology, Electromechanical Engineering and Microelectronics Conference (IEMECON)*, Jaipur, India, 2019.