



Universiteti Politeknik-Tiranë
Fakulteti i Inxhinierisë Mekanike

Punim Doktorature

Optimizimi i rrugës së instrumentit me teknika të inteligjencës artificiale te makina frezuese vertikale me CNC

Udhëheqës: Akademik Jorgaq KAÇANI

Doktoranti: M.Sc Ferit IDRIZI

Tiranë

Korrik 2012





UNIVERSITETI POLITEKNIK-TIRANE
FAKULTETI I INXHINIERISË MEKANIKE

PUNIM DOKTORATURE

TEMA: Optimizimi i rrugës së instrumentit me teknika të
inteligjencës artificiale te makina frezuese vertikale me CNC

Udhëheqës: *Akademik Jorgaq Kaçani*
Doktoranti: *M.Sc. Ferit Idrizi*

JURIA E MIRATUAR:

- 1. Prof.Dr. Petrika Marango (Kryetar)*
- 2. Prof.Dr. Adriana Gjonaj*
- 3. Prof. Asoc. Artan Dersha*
- 4. Dr. Bashkim Baholli*
- 5. Dr. Fatos Miraçi*

TIRANE, KORRIK 2012

ABSTRACT

Titulli i Disertacionit:

**OPTIMIZIMI I RRUGËS SË INSTRUMENTIT ME TEKNIKA TË
INTELIGJENCËS ARTIFICIALE TE MAKINA FREZUESE
VERTIKALE ME CNC**

Msc.Ferit Idrizi, Fakulteti i Inxhinierisë Mekanike-Prishtinë

Udhëheqës i Disertacionit:

Akademik Jorgaq Kaçani
Fakulteti i Inxhinierisë Mekanike-Tiranë

Ky disertacion paraqet një përballje multidisciplinare të përpjekjeve për të bërë një implementim të suksesshëm në lëminë e kontrollit dhe rritjes së saktësisë të lëvizjes te makinat me Kontroll Numerik Kompjuterik, në kushte të reja të zhvillimeve tekniko teknologjike. Rritja e cilësisë dhe produktivitetit të punimit mekanik është e lidhur në mënyrë të drejtpërdrejtë me kontrollin e mirëfillt të lëvizjes relative në mes të pjesës së punës dhe instrumentit prerës. Prandaj si model trajtimi është zgjedhur mekanizmi i lëvizjes së ushqimit te makina frezuese vertikale me tre akse të lira të lëvizjes. Kontributet kërkimore në këtë temë janë orjentuar në këto drejtime:

- Definimi i problemeve të ndjekjes së konturës së lëvizjes gjatë procesit të frezimit. Janë studjuar të gjitha format e lëvizjeve dhe gabimeve dhe nevoja e përdorimit të qarkut të mbyllur të kontrollit te procesi i frezimit, pas kontrollit numerik kompjuterik.
- Modelimi strukturor i mekanizmit të ushqimit. Kemi bërë modelimin e pjesërishëm të mekanizmit, duke marrë vetëm faktorët që janë objekt i korrektimit nga ana e rregullatorit të destinuar për punime të shpejta në CNC. Me tendencë të rruajtjes së thjeshtësisë së modelit kemi zgjedhur vetëm faktorët që vështirë parashikohen dhe që shkaktojnë gabimin e rastit te makinat CNC.
- Projektimi i qarkut të mbyllur të kontrollit. Kemi dizajnuar një rregullator PID i cili bën korrektimin e gabimit te qarku i projektuar me lidhje të kundërt i krejt sistemit të lëvizjes së ushqimit. Pastaj me metoda të ndryshme kemi bërë edhe përshtatjen e koefficientëve të PID rregullatorit për të gjetur përgjigjen më të mirë kalimtare.
- Kërkimi i rregullatorit hybrid. Për të eliminuar dobësitë e paraqitura konform kërkesave të lëvizjes së ushqimit, kemi bërë studimin variantave të ndryshme të rregullatorit dhe kemi gjetur një zgjidhje te rregullatori PD.
- Ndërtimi i sistemit Fuzzy të kontrollit. Kemi futur metodat fizyzy të kontrollit në kombinim me rregullatorin PD dhe kemi përmirësuar performancat e sistemit të kontrollit. Rezultatet kërkimore janë shumë të qarta.
- Optimizimi i rregullatorit FLC. Modalitetet e vendosjes së rregullave të kontrollit i kemi trajtuar me qëllim të futjes së përvojës njerëzore te rregullatori. Forma e funksioneve të antarësisë është trajtuar për të gjetur zgjidhjen optimale. Përpos me algoritëm gjenetik,

kemi zhvilluar edhe dy forma konvencionale për të gjetur shtrirjen më të mirë të funksioneve të anëtarësisë.

- Pjesa e fundit paraqet tendencën për të arsyetuar nevojën e implementimit të këtij rregullatori të rij në kontrollin e lëvizjes së ushqimit. Përmes simulimit në MatLab, kemi krijuar kushte të tilla punuese që janë të ngjajshme me procesin e frezimit. Kemi simuluar ndryshime të shpesht të ngarkesave dhe variantat e ndryshme të vendosjes së vlerës së komanduar për të parë reagimin e rregullatorit.

Rezultatet e kërkimeve në të gjitha fazat e punës janë të konsiderueshme dhe janë prezentuar në secilën pjesë. Megjithatë, përmirsimi i performancave të sistemit me implementim të rregullatorit optimal fuzzy janë shumë të mira dhe përputhen me interesin e studimit tonë, dmth, shkurtimi sa më i math i kohës së stabilizimit dhe ngritjes së sistemit në mënyrë që të përdoret ky rregullator te punimet e shpejta te makinat CNC. Kjo na motivon që të rrijim përpjekjet për implementim praktik të këtij rregullatori dhe për optimizime të tjera të mundëshme.

Përmbajtja:

Lista e figurave:	Error! Bookmark not defined.
Qëllimi dhe Motivimi	8
Definimi i problemit dhe trajtimet bashkëkohore	11
KAPITULLI I.....	14
1. Njohuri të përgjithshme	14
1.1 Kontrolli Në Kërkimet nga aspekti i gabimeve të punimit dhe origjinës së tyre merik Kompjuterik dhe Makinat	14
1.2 Kërkimet nga aspekti i gabimeve të punimit dhe origjinës së tyre	20
1.3 Saktësia e pozicionimit	22
KAPITULLI II	25
2. Analiza e lëvizjes së ushqimit te freza vertikale me kontroll numerik	25
2.1 Sistemi i ngasjes me Motor me hap	26
2.2 Sistemi i Kontrollit të Lëvizjes	28
2.3 Gjenerimi i lëvizjes përmes kontrollit CNC.....	32
2.4 Kontrolli i lëvizjes së ushqimit	35
KAPITULLI III	39
3. Zgjedhja e modelit	39
3.1 Arsyetim.....	39
Një Qendër e përpunimit CNC Vertikale.....	39
3.2 Analiza e mekanizmit për realizimin e lëvizjes së ushqimit MLU	40
3.3 Analiza e ngarkesave te MLU.....	42
3.4 Dizajnimi i një sistemi mekatronik për lëvizjen e ushqimit.....	47
3.5 Analiza e modelit dinamik	47
KAPITULLI IV	53
4. Projektimi i sistemit të kontrollit me PID regullator	53
4.1 Në përgjithësi për elementet e qarkut të kontrollit.....	53
4.1.2 Funkcioni transmetues	55
4.1.3 Konverterët Analog-Digjital dhe anasjelltas.....	55
4.1.4 Amplifikatori.....	56

4.2 Analiza e servomekanizmit për lëvizjen e ushqimit	57
4.2.1 Përformancat e qarkut rregullues.....	61
4.3 Kontrolli me rregullator PID.....	65
4.4 Analiza e ndikimi i elementeve të PID-së.....	70
KAPITULLI V	75
5. Aplikimi i logjikës fuzzy për kontrollin e lëvizjes së ushqimit.....	75
5.1 Hyrje	75
5.1.1 Vendosjet klasike dhe fuzzy vendosjet	77
5.1.2 Variablat linguistike (gjuhësore) dhe vlerat linguistike	78
5.1.3 Funksionet e antarësisë	78
5.2 Aplikimi i fuzzy kontrollit në përcjelljen e rrugës së instrumentit prerës.....	83
I. Përshkrimi analitik.....	83
II.Zgjedhja me softverin Matlab	104
Kapitulli VI.....	116
6.Dizajnimi i rregullatorit fazi-logjik.....	116
6.1 Optimizimi i Parë i FLC-së.....	116
6.1.2 Ndikimi i llojit dhe formës së funksionit shoqëruese.....	124
6.2 Optimizimi i dytë	126
KAPITULLI VII	135
7. Projektimi i qarkut të kontrollit të SLU	135
7.1 Qarku i Kontrollit.....	135
7.2 Qarku i mbyllur me PID	138
7.3.2 Ndikimi i pjesës proporcionale:	144
7.3.3 Ndikimi i pjesës derivative:	145
7.3.4 Ndikimi i pjesës integruese:.....	146
7.3. 5 PID rregullimi	148
7.4 Disajnimi i qarkut të SLU me PID.....	152
7.5 Kërkimi i rregullatorit hibrid.....	161
KAPITULLI VI.....	172
8. Dizajnimi i qarkut të SLU-së me rregullatorin Fuzzy.....	172
8.1 Analiza e sinjaleve brenda rregullatorit	177

8.2 Qarku me rregullatorin Fuzzy Logjik Optimal	187
KAPITULLI VI.....	194
9. Krahاسimi i rezultateve	194
9.1 Krahاسimi i Performancave të përgjigjeve dinamike	194
9.2 Krahاسimi i gabimeve të forcës së aktuatorit në sistem	199
9.3 Aplikimi i motorit me shkallë më të ulët të shuarjes	210
9.4 Krahاسimi me motor të ri.....	215
KAPITULLI VI.....	218
10. Arsyeshmëria e implementimit të FLC-së	218
10.1 Krahاسimi i sinjaleve.....	218
10.2 .Ndikimi i forcës së prerjes të rregullatorit PID	222
10.3 Analiza e gabimit	228
10.4 Rikomandimi dhe gabimi.....	230
10.5 .Ndikimi i rezistencave të prerjes në kushte të riprogramimit	235
10. 6.Veprimi me forca rezistuese jokonstante	240
10.7 .Punë në kushte të ndryshueshme	244
10.8. Ndikimi i rezistencave jo kontinuale	250

-Punimi përmban rreth 335 figura.

Qëllimi dhe Motivimi

Viteve të fundit shikojmë një interes të veçantë në drejtim të rritjes së saktësisë së punimit në makinat metalprerëse. Kjo ka bërë që të zgjohet interesi për qendra të përpunimit ose makina CNC që ofrojnë shpejtësi të lartë punimi, rendiment optimal, saktësi të lartë dhe synim uljen e kostos. Shpejtësia e lartë e punimit nënkupton sisteme të shpejta të mekanizmit të ushqimit dhe shpejtësi të lartë në shpindel. Termi “i lartë” ka kuptim relativ dhe ndryshon me kohën dhe varet edhe nga fusha e aplikimit të tij. Shpejtësia në shpindel për punime të shpejta sillet në rangun mbi 600 m/min dhe ultra të shpejta mbi 18000 m/min [1]. Përpunimi me shpejtësi të lartë dhe saktësi të madhe kërkohet nga interesi për të rritur produktivitetin e makinave CNC, të shkurtohet koha e hapit punues dhe kohet përgaditore, të punohen pjesë të komplikuar, etj. Kur punohet me shpejtësi të lartë, atëherë, kemi edhe kushte të nxitimeve të larta të pjesëve lëvizëse, gjë që bën të kërkohet nga sistemet e kontrollit të makinave CNC që ti zvoglojnë deri në zero gabimet statike e dinamike në tërë zinxhirin kinematik të transmetimit të lëvizjes [2].

Kryesisht, mekanizmi i lëvizjes së ushqimit është ai që duhet të ofrojë precizitetin dhe saktësinë e punimit. Më shpesh prezantohet si kombinim i një servomotori rrotullues dhe një çifti vidë e pafund me sfera qarkulluese dhe sistemit të transmisionit, por te punimet që cilësohen si punime të shpejta nuk përdoren transmetuesit por merret lidhja direkte e motorit me vidën. Shpejtësi e lartë e lëvizjes së ushqimit deri 60 m/min fitohet me kombinimin e një servomotori me fuqi të madhe dhe një vide me me sfera qarkulluese me hap të madh [3]. Problemi kryesor i këtyre tipeve të komandave të ushqimit është vibrimi, gjë që kërkon përdorimin e udhëzuesve linear me rula ose kushineta me sfera në vend të udhëzuesve rëshqitës tradicional, duke ulur kështu aftësinë shuarëse-kueficientin e fërkimit viskoz. Nisur nga kushtet e punës së sistemit të lëvizjes së ushqimit që trajtojmë mbetet detyra jonë që:

- të eliminojmë shkakun, burimin e problemit, ose
- të përmirsojmë formën e korrektimit.

Gjatë përpunimeve me saktësi të lartë me makina CNC paraqiten gabime të ndryshme që dalin nga lëvizjet relative të pjesëve që përbëjnë mekanizmin e lëvizjes së ushqimit. Elementet e ndryshme lëvizëse të këtij mekanizmi si vida, udhëzueset, etj, për shkak të kontakteve reciproke japin karakteristika të fërkimit dhe të fërkimit viskoz që janë shumë vështirë të parashikohen dhe modelohen plotësisht. Ato janë jolineare dhe modelimi i tyre është i vështirë. Të dyja këto rezistenca kanë natyrë shumë jolineare dhe varen nga momenti i ngarkimit të makinës.

Ngarkesa e momentit në vidë reflektohet si ngarkesë në motor përmes mekanizmit transmetues që përdoret. Te gjitha këto elemente që veprojnë në mekanizëm: forca rezistuese e prerjes, pesha dhe si pasoje e sajë-ferkimi, reacioni në kushineta, etj, japin ngarkesë që reflektohet në vidën me sfera qarkulluese. Motori prodhon një moment të rrotullimit i cili shkon për të arritur nxitimet e nevojshme për të mbizotëruar inercinë që vjen në boshtin e motorit, të mbizotërojë fërkimin në kushineta dhe në udhëzues dhe gjithashtu duhet tu rezistojë forcave të prerjes. Momenti punues tentohet të mbahet konstant, por për shkak të johomogjenitetit të

ngarkesave ky shpesh ky ka rritje të madhe deri në vlera të larta për periudha të shkurtërta por kjo nuk duhet ta ndikojë procesin e prerjes. Për ta bërë këtë makina duhet të ketë kapacitet që për një periudhë të vogël të pranojë sasi të konsiderueshme të mbikalimit të momentit. Zgjedhja e motorit të lëvizjes së ushqimit bëhet në përputhje me specifikat e llojit të punimit që bëhet në makinë.

Përpos ngarkesave motori duhet të ketë një rang të lartë të shpërndarjes së vazhdueshme të momentit si dhe një moment fillestar të lartë në një periudhë të shkurtër me shpërndarje për 2-3 sekondash[4]. Një mundësi të tillë e ofrojnë motorët e rrymës së vazhduar, të cilët në kushte të shpejtësive të ndryshme, mund të realizojnë këtë mundësi të shpërndarjes së momentit.

Makinat CNC të teknologjisë së vjetër për lëvizjen e ushqimit përdorin motorin me hap për të kontrolluar sistemin e pozicionimit. Mirëpo ata mund ta humbin gjendjen faktike për faktin se motori me hap e realizon lëvizjen përmes krijimit të hapit që fitohet si rezultat i shfrytëzimit të bobinave magnetike, për kalim të magnetit nga një pozitë në tjetrën. Kështu, nëse duam të lëvizim në 1000 pozicione në të njëjtin drejtim, qarku i kontrollit duhet të udhëzojë motorin të bëjë njëmijë hapa, por asnjëherë nuk do ta dijë gjendjen reale të instrumentit. Kjo bën që makina të humb pozicionin dhe të ketë efekte drastike në cilësinë e produktit final.

Motorët me hap kanë edhe një dobësi tjetër e cila është se momenti i motorit bie me rritjen e shpejtësisë që do të thotë se motori e humb saktësinë e tij të ngasë me saktësi në rastet e shpejtësive të larta ashtu që edhe makina do të humb pozicionin në këto raste.

Ndërkaq, te DC servomotori shfrytëzohet një rotor magnetik i fuqishëm i cili lidhet me një sensor të pozicionit—enkodues i cili vazhdimisht dërgon sinjal në rregullator (me mijëra herë për një sekond) dhe tregon pozicionin. Rregullatori e llogarit fuqinë e nevojshme të kërkuar për ta mbajtur motorin brenda kursit të lëvizjes. Ky servomotor nuk e humb pozitën.

Për të përmirësuar formën e korrektimit të variablës na duhet një sistem autorregullues i cili do ta mbajë variablën e kontrolluar në kufijtë e tolerancave të lejuara. Kur jepet një komandë për shpejtësi të lartë dhe nxitime të larta, atëherë servosistemi jep një përgjigje e cila ndikohet nga vibrimet mekanike që lajmërohen në këtë moment dhe shkaktojnë valëzimin e rrugës së instrumentit, duke prishur precizitetin e ndjekjes së trajektore. Studimet kanë treguar se të gjitha format e rregullatorëve adaptiv dhe rregullatorëve jolinear, që janë zbatuar në robotikë, te makinat CNC, sidomos te ndjekja e konturës gjatë punimit, janë treguar joshumë të suksesshëm pikërisht për shkak pamundësisë së modelimit të saktë të pjesës mekanike.

Korrektimi i gabimit të pozicionit me PID rregullator bëhet me kombinim të komponentëve proporcional, derivativ dhe integruar. Me pjesën Integruar eliminohet gabimi, sidomos kur ngacmimi i sistemit është i formës së pjerët. Me pjesën derivuese e rregullohet forma e përgjigjes dinamike të sistemit, por, që të dyja kërkojnë pjesën proporcionale që bën multiplikim direkt të sinjalit të gabimit.

Tendenca kryesore e kërkimit të teknikave të avansuara të kontrollit motivohet pikërisht te nevoja e gjetjes së rrugëve të shpejta të modelimit në mënyrë që tu largohemi trajtimeve të vështira matematikore të përshkrimit të procesit por edhe matematikës së lartë gjatë kalkulimit të biasit që stabilizon variablën e kontrolluar. PID rregullatori përmban një teori të komplikur të

kontrollit të lëvizjes. Përshkrimi i sistemit të lëvizjes me ekuacione diferenciale, shpesh herë është i vështirë për tu realizuar, por edhe i pamjaftueshëm, për faktin se bëhen aproksimime të shumta në momentet e përshkrimit skematik të sistemit dhe kalimit në model dinamik.

Gjatë lëvizjeve me shpejtësi të lartë të instrumentit e sidomos tavolinës punuese te makinat CNC, problemi i pozicionimit kalon limitet e kontrollit numeriki kompjuterik dhe paraqet një nga problematikat kryesore për tu trajtuar . Kjo për faktin se lëvizja e tavolinës punuese për realizimin e lëvizjes së ushqimit kërkon precizitet dhe saktësi të lartë, ndërkaq, kontrolli i lëvizjes që bën kontrolli numerik nuk merr parasysh forcat e inercionit gjatë fazës së nxitimit dhe ngadalsimit të lëvizjes. Për shkak të masave të pjesëve të zinxhirit kinematik që transmeton energjinë dhe lëvizjen, por edhe si rezultat i bashëveprimit të këtyre masave mes vete, rritet jolineariteti i sistemit të shqyrtuar. Nga ana tjetër edhe forcat e rrezistencave të prerjes, kanë natyrë shumë jolineare dhe të vështirë për tu përshkruar dhe për tu kontrolluar.

Nga ana tjetër përpos vibrimeve të detyruara që vijnë si rezultat i forcave periodike siç janë forcat që dalin nga transmetuesit me dhëmbë, pabalansimet e komponentëve të makinave, motorët dhe pompat, te frezimi dhe tornimi këto vibrime dalin edhe nga kontakti direkt i pjesës së punës dhe instrumentit [1]. Reduktimi i këtyre amplitudave të vibrimeve të detyruara mund të bëhet me rritjen e ngurtësisë së pjesëve dhe aftësisë amortizuese të materialit të tyre që kërkon zavendësimin me pjesë nga giza dhe materiale kompozite të cilët kanë aftësi më të mira amortizuese se metalet dhe qeramika. Sipas [1], parametrat e prerjes nuk bëjnë ndonjë zvoglim të dukshëm të këtyre amplitudave por ndryshimi i gjeometrisë dhe shpejtësisë së instrumentit mund të përmirsojë pak gjendjen.

Nga këto vëzhgime që trajtuam këtu, si aspekte teknologjike, nxjerrim në dukje problematikën e përdorimit të një ligji linear në kontroll si dhe pamundësitë që ai sjell. Pra, kur sistemet janë mjaftë komplekse për tu përshkruar analitikisht, atëherë tentohen të gjinden rrugë për aproksimim të tyre me humbje sa më të vogla të saktësisë së rezultateve të kontrollit. Përmirësime të dukshme kanë bërë metodat adaptive por edhe te ata kërkohet përshkrim matematikor i modelit.

Nga ana tjetër është dëshmuar se aftësitë e njeriut për të kontrolluar raste të tilla të komplikuar kanë dalë të suksesshme dhe më e frytshme, sidomos kur ato vendime mbështeten në përvojën e operatorëve të problemit konkret. Aplikimi i teknikave të inteligjencës artificiale e sidomos të Sistemeve Eksperte të vendimmarrjes, ka mundur që këto përvoja të barten në algoritmin e kontrollit. Këto janë teknika kompjuterike të cilët tentojnë ta bartin te makina mënyrën njerzore të të menduarit dhe vendimmarrjes. Për procesin e vendimmarrjes ato nuk ndjekin procedura të zakonshme të programimit konvencional, por, rezonojnë bazuar në përvojë, tamam si një ekspert njerëzor i cili ka përvojë me atë sistem. Në shumicën e rasteve këta teknika nuk i zavendësojnë plotësisht teknikat konvencionale të kontrollit por i përmirsojnë rezultatet duke u zbatuar paralelisht ose të integruar në ato.

Një teknikë shumë e suksesshme e Sistemeve Eksperte është Fazi Logjika. Elementi kryesor që sjell aplikimi i Fazi Logjikës është se qasja fazi logjike arrin që të implementojë te logjika e kontrollit atë përvojën që ka operatori i kontrollit e cila shprehet përmes vlerave gjuhësore joshumë precize, duke e kthyer atë në një algoritëm numerik. Të gjitha ato panjohuri dhe paqartësi në lidhje me sistemit e kontrollit të lëvizjes së ushqimit FLC ja arrin të eliminojë shpejt dhe qartë dhe është e frytshme sidomos për rastet e devijimeve ekstreme, duke shkurtuar kohen e stabilizimit të sistemit. Njëri nga problemet kryesore të kontrollit fazi logjik është përshtatja e koefficientëve të tyre sepse nuk ka ndonjë rregullore si rrugërfim për mënyrën e zgjedhjes dhe përshtatjes së tyre.

Përcaktimi i problemit dhe trajtimet bashkëkohore

Rruajtja e cilësisë së sipërfaqes së punuar dhe tolerancave të pjesës është e lidhur me vibrimet relative strukturore në mes të instrumentit dhe pjesës së punës [37]. Burrimi i këtyre vibreimeve gjindet te elementet e pabalansuara në spindel, fërkimi, forcat e prerjes, etj dhe te rregullatori mund të trajtohen si ngacmime të brendëshme dhe të jashtme.

-Ngacmimet e brendëshme Altintas [37] i ndan në tre grupe:

- *variabla e qëllimit*: diskontinuiteti dhe frekuenca e ndryshimit. Diskontinuiteti i algoritmit të trajektores së lëvizjes i cili e gjeneron shpejtësinë dhe nxitimin nxit frekuenca natyrore-vetanake të strukturës së makinës.
- *jolinearitetet*: pabalansimi i masave, fërkimi me karakteristika progresive, gabimet e hapsirave mes sferave dhe kanaleve në vidë, saturimi i motorit, gabimet histerike, etj
- *liqjet e kontrollit*: aplifikimi joadekuat, vonesa e madhe fazore, rregullatori jo i dizajnuar në mënyrë adekuate

- Ngacmimet e jashtme lidhen me procesin e prerjes, ndikimin e akseve të tjera, vibrimet e bazamentit, etj.

Pra, nëse, komandat e trajektorjes referente të lëvizjes dmth pozicioni, shpejtësia, nxitimi, kanë diskontinuitet në intervale kohore diskrete, atëherë lajmërohen vibrimet [37]. Poashtu, problemet e stabilitetit të sistemit lidhen kryesisht me ndërveprimin e përgjigjes kalimtare të elementit mekanik, qarkut konkret dhe servokontrollit digjital.

Te procesi i frezimit edhe thellësia e prerjes është faktori kryesor që varet në mënyrë të drejtpërdrejtë nga vibrimet në mes pjesës së punës dhe instrumentit [41]. Reduktimi i vibreimeve të strukturës mekanike mund të bëhet me rritjen e ngurtësisë së pjesëve dhe efektit amortizues të tyre, duke përdorur materiale të reja të cilët i posedojnë këta aftësi. Rritja e ngurtësisë shkakton rritjen e masave të lëvizëshme e cila pastaj e ul aftësinë e punimeve të shpejta. Ndryshimi i shpeshtë i nxitimeve shkakton vibreime shtesë.

Strategjitë e rritjes së stabilitetit të procesit të punimit janë zhvilluar në drejtime të ndryshme. Sipas Quintana-s [39], kërkimet kryesisht përqëndrohen në *detektimin*, *identifikimin*, *eliminimin*, *parandalimin*, *reduktimin*, *kontrollin* dhe *amortizimin* e dridhjeve. Ato strategji zhvillohen në dy drejtime:

-Drejtimi i parë: trajton procesin e prerjes

- strategjia jashtë procesit- tenton të rrit stabilitetin e procesit të prerjes përmes zgjedhjes adekuate të parametrave të prerjes.
- Strategjia brenda procesit-detektohet dridhja dhe lejohet ndryshimi i parametrave që të dilet nga zona jostabile e prerjes, psh ndryshimi i thellësisë së prerjes.

-Drejtimi i dytë: ndryshimi i sjelljes së sistemit

- Reduktimi pasiv: Përmirësimi i elementeve të makinës për vendosja e amortizuesve të fërkimit ose masës
- Reduktimi aktiv i vibrimeve përmes vendosjes së elementeve të monitorimit, diagnostifikimit dhe elementeve të ekzekutimit si: kompjutorët, sensorët dhe aktuatorët.

-Disa autorë janë marrë me efektin e rritjes së elementit amortizues në drejtim të veprimit të komponentës rezistuese të forcës së prerjes duke propozuar një element amortizues jashtë qarkut të kontrollit [42]. Të tjerë autorë kanë propozuar amortizues aktiv përmes aktuatorëve elektromagnetik, piezoelektrik dhe hidraulik, për të ulur efektin oscilues të forcave të jashtme. Chiou [43] ka propozuar një algoritëm për kontroll të punimit ndryshimin e funksionit të përgjigjes së strukturës duke përdorur kushineta hidrostatike dhe piezoelektrike. Wang et al. [59] shfrytëzon një amortizues jolinear të masës për të shuar vibrimet. Tomoya Fujit dhe ba më 2009 [44] bëjnë një model për kontroll shumë të saktë të lëvizjes të mekanizmit të ushqimit përmes një aktuatori piezoelektrik.

Për modelim të karakteristikave të lëvizjes që në vitin 1995, D. Spath[45], dhe më 1999 [46] H. Weule, kanë studjuar kinematikën dhe tribosistemin e vidës me sfera qarkulluese dhe ka dhënë specifikat dhe përparsitë e saj në rritjen e shpejtësisë së lëvizjes së tavolinës. Y. Zhou me ba , më 2011 [47], kanë bërë një modelim të detajuar të mekanizmit të ushqimit ku mirren parasysh masat dhe ngurtësitë e të gjitha elementeve të sistemit të ushqimit me vidë me sfera qarkulluese, për tu përdorur për analizën e vibrimeve me metodën e elementeve të fundme. D. Prevost dhe ba, më 2011 [48], për simulimin e gabimeve të konturës, kanë bërë modelimin e lëvizjes së ushqimit bazuar në qendrën për frezim pesë aksiale për punime me shpejtësi të lartë, dhe kanë marrë parasysh faktorët që influencojnë më së tepërmi sjelljen dinamike të akseve: inercionin, fërkimin dhe kompensimin në kontrollin me kontur të hapur.

Për kontrollin e lëvizjes së ushqimit duhet të meren në konsideratë të gjitha elementet. Dugas [48], ka propozuar ndarjen e procesit të kontrollit në tre nivele: *niveli numerik*-interpretimin në kohë reale të sekuencave programore të CL-file të dhënave, për të gjeneruar komandat e akseve. Në këtë nivel njësia e kontrollit numerik kalkulon pozicionin dhe shpejtësinë bazuar në limitet kinematike të secilit aks. Niveli i dytë *mekanizmi i ushqimit*-përfshin kartelat dhe elementet që realizojnë komandat aksiale, pas konvertimit të të dhënave analoge në digjitale. Niveli i tretë-*niveli kinematik*, konsiston në strukturën mekanike të makinës CNC, ku hy zinxhiri kinematik që krijon lëvizjen relative në mes të instrumentit dhe pjesës.

Disa autorë kanë bërë modelimin në secilin nivel (Altintas, 2005) [49], ndërsa disa të tjerë kanë preferuar modelimin e një pjese specifike. Modeli i parë i trajektores së lëvizjes është propozuar nga Lavernhe, 2008, [50]

Altintas dhe ba në vitin 2000 [51], kanë propozuar një rregullator të tipit adaptiv rrëshqitës (SMC-Sliding Mode Controller) për lëvizjen e ushqimit dhe kontroll të konturës së lëvizjes gjatë frezimit. Rregullatori është implementuar në sistemi me vidë me sfera qarkulluese

dhe ka treguar së është më i sofistikuar dhe më i përshtatshëm për kontroll të shpejtësive të larta se sa rregullatorët klasik kaskadë.

Një formë të integruar të kontrollit, kinematikës dhe dinamikës të servosistemit me vidë me sfera qarkulluese ka dhënë Min-Seok Kim [52] më 2006. Ai ka dizajnuar në mënyrë të detajuar kërkesat e stabilitetit të servomekanizmit, gabimeve gjeometrike, deformimet e strukturës, etj.

Kotaro Nagaoka dhe ba [3] kanë realizuar metodë të re me një qark të hapur për kontrollin e lëvizjes përgjat konturës së makinave CNC, në një model me dy shkallë lirie dhe një kompensator për shuarjen e vibrimeve mekanike.

Implementimi i teknikave të intelegjencës artificiale te kontrolli i lëvizjes së ushqimit ka dhënë rezultate të mira dhe kryesisht është vërejtur në kombinim me rregullatorin PID. Lacerda dhe ba [53], më 1999 për minimizimin e gabimeve të konturës ka propozuar një rregullator hybrid PID+Fuzzy që arrin ti reduktojë gabimet e konturës në raport 70:1.

Për të rritur saktësinë e konturës, në kushte të forcës së prerjes, fërkimit në sistemin e lëvizjes së ushqimit, Sungchul Jee dhe ba [54], në vitin 2003, kanë zhvilluar një rregullator fazzy me vetëpërshtatje.

S.R.Vaishnav, Z.J.Khan [33] më 2007 kanë dizajnuar një Fuzzy- PID rregullator për sistemet e niveleve të larta. Jin-Sung Kim dhe ba më 2008 [55], bëjnë përshtatjen e koefficientëve të PID me algoritëm gjenetik. Me 2009 Isayad Naimuddin dhe ba [56], kanë aplikuar FLC-në te qarku i mbyllur i motorit induktiv.

Ne mars 2011 F. Cus dhe ba [57], kanë publikuar një artikull ku paraqesin një rregullator intelegjent për kontroll të forcës së frezimit me kombinim me konturë të hapur dhe të mbyllur. Përmes konturës së mbyllur korrektohet forca nga ngacmimet e jashtme, kurse përmes qarkut të hapur me rrjeta neurale thjeshtësohet dinamika inverze e procesit të punimit. Ndërkaq, testime të ndryshme janë bërë edhe me varianta të implimentimit të teknikave. J. Gayathri me ba, më 2011 [58], kanë demonstruar efektin e formave të ndryshme të funksioneve të anëtarisë te kontrolli i motorit të rrymës së alternative, etj.

Prandaj, kemi vendosur që me qëllim të ruajtjes parimit të lehtësisë së modelimit të sistemit dhe ikjes nga përdorimi i matematikës së lartë, që të marim në menaxhim elementet më të rëndësishme që shkaktojnë prishjen e stabilitetit:

- Kontrollin e rritjes së inercionit nga lëvizja e masave
- Diskontinuitetet që lajmërohen gjatë vendosjes së pikës së qëllimit
- Jolinearitetet që dalin nga gabimet e rastit
- Ndryshimet e forcave rezistuese të procesit të prerjes

Përcaktimi për formën e modelimit të sistemit të lëvizjes së ushqimit do të shpjegohet më detajisht në kapitullin 3. Mbi bazën e këtij modeli do të bëhet simulimi i qarkut të mbyllur ku do të vendoset rregullatori PID dhe rregullatori i propozuar hybrid PD-FLC.

KAPITULLI I

1. Njohuri të përgjithshme

1.1 Kontrolli Numerik Kompjuterik dhe Makinat

Tradicionalisht lëvizja relative në mes të pjesës së punës dhe instrumentit prerës te makinat metalprerëse kryesisht ka qenë detyrë e mekanikut dhe është varur direkt nga aftësitë e tij, duke e bazuar edhe cilësinë e pjesës që punohet në varshmëri të tij. Por, me rritjen e serive të prodhimit dhe kërkesave për cilësi të pjesës, roli i mekanikut u relativizua ashtu që u zhvilluan sistemet NC për kontroll numerik ku kontrolli i komponentëve të makinave do të bëhej me konvertimin e instruksioneve të programit në sinjale dalëse përmes të cilëve do të kontrollohet procesi i punimit. Kontrolli numerik definohet si një sistem te i cili veprimet dhe lëvizjet e pjesëve të makinës kontrollohen me futje të drejtpërdrejtë të të dhënave numerike për të definuar një detyrë të caktuar. Sistemi duhet që automatikisht të interpretojë disa nga këto të dhëna pa marrë parasysh mënyrën e përpunimit të tyre, p.sh., edhe kur nuk ka kompjuter, sistemi i prezenton ato te dhëna edhe përmes shirit të perforuar, prej ku lexuesi i shiritit i merr të dhënat dhe gjeneron lëvizjen e pjesëve. Në kohët e sotme makinat nuk kanë nevojë për prezente të tilla sepse e kanë kontrollin tërësisht të kompjuterizuar. Kontrolli Numerik Kompjuterik solli një mundësi të re të kontrollit përmes futjes së një kompjuteri integral për ta mbuluar kontrollin e procesit. Për të kontrolluar funksionet e makinës si janë: rrotullimi i spindelit, lëvizjen e instrumentit prerës, lëvizjen e pjesës së punës, ndrimin e instrumenteve, etj., merren instruksionet nga programi në formë të programit të pjesës dhe përkthehen nga kontrolli i makinës në sinjale dalëse analoge.

Zhvillimet e fundit në lëminë e teknologjisë informative si dhe në lëminë e teorisë së makinave kanë bërë që të rritet me shpejtësi të lartë interesi i zbatimit të tyre në industrinë e punimit mekanik. Gjithashtu janë definuar edhe fushat e aplikimit që kërkojnë Kontroll Numerik Kompjuterik ku arsyetohet kostoja e lartë e blerjes dhe mirëmbajtjes së këtyre makinave. Kryesisht ato përdoren në rastet [11] kur:

- Pjesët përsëriten në seri të vogla
- Pjesët kanë gjeometri të komplikuar
- Kërkohen toleranca të ngushta
- Kemi shumë operacione te e njejta pjesë
- Punohen pjesë të shtrejta
- Kur dizajni i pjesës ndryshon shumë shpesh brenda një periudhe të caktuar

Nga aspekti i punimit, përdorimi i makinave CNC sjell avantazhe të shumta të manipulimit, nga të cilat do të veçonim:

- Mundësinë e futjes me dorë të programit të pjesës në bord kompjuterin e makinës
- Programi mund të aktivizohet nga memorja e kompjuterit
- Prodhohen pjesët e komplikua që kërkojnë makina multiaksiale
- Mund të bëhet kontrolli diagnostik i makinës
- Rruajtja dhe shfaqja e programit edhe gjatë kohës së punimit

Sikurse që shihet këtu grupohet faktori i kursimit të kohës përgaditore, gjeometria e komplikuar dhe ruajtja e tolerancave të ngushta. Këto elemente kanë ndikuar në rritjen e performancës së makinave CNC, dmth:

- Rritjen e fleksibilitetit, që realizohet përmes programit
- Rritjen e precizitetit të punimit, përmes servokontrollit
- Shkathtësi më të lartë programuese.

Rritja e produktivitetit përbën interesin kryesor të studimeve lidhur me makinat me kontroll numerik. Aplikimi i i makinave CNC arsyetohet me këto avantazhe:

- Reduktimi i i kohës përgaditore
- Ndrimi automatik i instrumentit
- Kohë e ulët e manipulimit me materialin
- Shfrytëzim optimal i materialit
- Reduktojnë fuqinë punëtore
- Reduktimi i kohës joproductive

Disavantazhi kryesor qëndron në faktin se operatorët duhet të kenë shkathtësi punuese të larta jo vetëm në operim por edhe në teknologjitë tjera të larta dhe në shkrim të programit, në koston e lartë dhe mirëmbajtjen etj

Të gjitha makinat fillojnë me programin e pjesës që është një sekuencë instruksionesh ose komandash të koduara që drejtojnë punimin e pjesës. Por për të kuptuar përgatitjen e programit duhet që të kemi njohuri për principet bazike të kontrollit numerik. Procesi i Punimit me makina CNC përfshin këtë faza kryesore:

Dizajni i pjesës- planifikimi dhe përgatitja vizatimit të pjesës

CAD-bartja në kompjuter e vizatimit

CAM- konvertimi në gjuhën e makinës

Kontrolli – përfshin drejtimin e lëvizjeve të makina

Përpunimi-punimi i pjesës sipas specifikacionit të përgatitur

E përbashkta e të gjitha makinave CNC është mundësia e kontrollit të saktë të lëvizjes dhe mundësia e përsëritjes së saktë të lëvizjes në drejtime të ndryshme. Secili nga këta drejtime të lëvizjes njihen me emrin akse të lëvizjes. Numri i akseve që mund të kontrollohen paralelisht sillet nga 2 deri në 5 akse për lloje të ndryshme të makinave dhe mund të jenë të formës lineare ose rrethore. Secili aks përmban elementin mekanik që lëviz nëpër rrëshqitës, një servomekanizëm që do të ofrojë fuqinë si dhe elementi që bën shëndrimin e fuqisë së motorit deri te elementi mekanik, në të shumtën e rasteve vida me sfera qarkulluese. Këto elemente lidhen me procesorin që i kontrollon dhe quhen sistemi i ngasjes aksiale.

Parametrat e kontrollit të makina CNC janë: shpejtësia e hapit (ushqimi), shpejtësia në spindël dhe thellësia e prerjes. Pra për këto nevojitet një precizitet i lartë i lëvizjes dhe kontrollit të pjesëve dhe përballimi i ngakesave të mëdhaja punuese. Prandaj, kur analizojmë një makinë CNC duhet të kemi parasysh elementet e saj të nevojshme që janë:

- Lëvizje rrethore - spindeli
- Lëvizje lineare –tavolina e punës
- Lëvizje rrotulluese-tavolina e punës
- Vida e me sfera qarkulluese
- Udhëzuesit

- Servomotorët: DC dhe AC motorët, Motorët me hap, motorët hidraulik
- Elementet e feedback-ut: Enkoduesi i boshtit, resolverët, potenciometrat.

Te gjitha makinat per perpunim me heqje ashkle, përbëhen prej pjesëve të cilat janë të grupuara në tre grupe kryesore: *Konstruksioni-struktura mekanike, Sistemi i ngasjes dhe Sistemi i Kontrollit*

Struktura mekanike, përbëhet nga pjesët e palëvizshme dhe pjesët e lëvizëshme. Te pjesët e palëvizshme hyjnë bazamentet, kolonat, kutitë e transmetimit, etj. Ndërsa te pjesët e lëvizëshme hyjnë: tavolinat lëvizëse, rrëshqitësit, shpindelët, transmetuesit me dhëmbë, kushineta, karocat, etj

Për të realizuar rolin e tyre konstruktiv, të gjitha këto pjesë duhet të zotërojnë aftësi të caktuara të ngurtësisë, stabilitetit termik dhe aftësi amortizuese. Gjatë projektimit të këtyre makinave, me qëllim që të minimizohen deformimet statike dhe dinamike gjatë procesit të përpunimit, zakonisht bëhet mbidimensionimi i elementeve të tyre.

Sistemi i ngasjes te makinat metalëprerëse përfshin:

- shpindelat(mandrinot) japin lëvizjen kryesore dhe fuqinë për realizimin e prerjes,
- mekanizmin e lëvizjes së ushqimit që realizojnë lëvizjet në drejtim të akseve.

Në shpindel realizohet shpejtësia e mjaftueshme këndore, moment i rrotullimit dhe fuqia e nevojshme në boshtin e shpindelit. Boshti gjendet në një kuti i vendosur në kushineta me rula ose kushineta magnetike. Te shpindelët me shpejtësi të ulta dhe mesatare zakonisht boshti lidhet me motorin elektrik përmes shiritave të tipit V dhe kanë një reduktor të tipit njëshkallësh. Ndërsa te shpejtësitë e mëdha të kërkuara ($n > 15000$ rrotullime për minut), për të reduktuar inercionin dhe fërkimin, zakonisht motori vendoset në vetë shpindel.

Mekanizmi i lëvizjes së ushqimit e realizon lëvizjen ndihmëse që quhet shpejtësia e hapit ose e ushqimit, përmes kombinimit të lëvizjes në të njëjtën kohë në drejtim të akseve të lëvizjes. Karakteristikat e lëvizjes realizohen përmes dy formave të lëvizjes, si:

- lëvizja pikë për pikë (te shpimi) dhe
- lëvizja konturore (te frezimi)

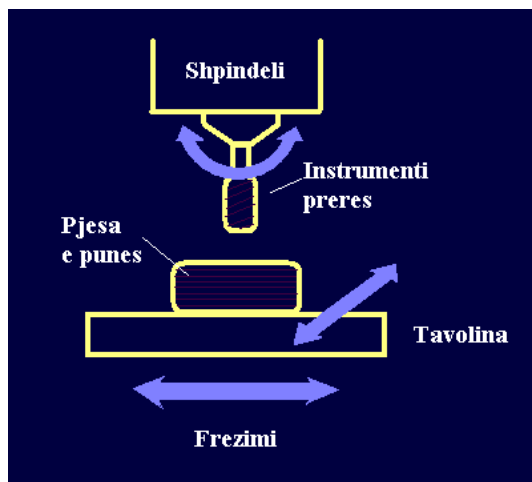


Figura 1. 1 Lëvizjet kryesore te freza vertikale treaksiale [11]

Sistemi i ngasjes ka një rol të rëndësishëm te kontrolli sepse për të qenë përgjigjia kalimtare e sistemit e mirë, kërkohet kontroll preciz i shpejtësisë dhe pozicionit në pikën punuese. Për këtë elementet e ngasjes duhet të ofrojnë mundësinë që të startojnë dhe të lëvizin në regjiimin e kërkuar, dhe, të ndalen në çastin e duhur. Kjo realizohet zakonisht me motor të rrymës së vazhduar në kombinim me regullatorët dhe sensorët. Me regullatorët dhe sensorët realizohen dy qarqeve të mbyllura të domosdoshme: *i pozicionit dhe i shpejtësisë*

Elementet e ushqimit mund të jenë servomotorë të ndryshëm [5]: të rrymës së vazhduar, të rrymës alternative, motorët me hap, motorët linearë, etj.

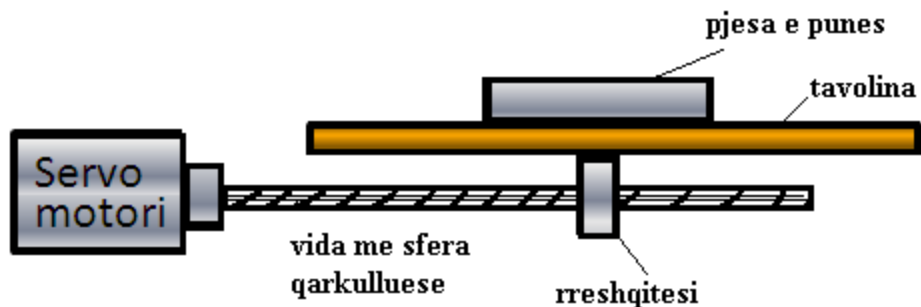


Figura 1. 2 Elementet e lëvizjes së ushqimit

Ndërsa, nga aspekti i llojit të qarkut të kontrollit, mund të jenë:

- Me qark te hapur, që përdorin motorët me hap sepse janë më të lirë ngase elektronika e ngasjes është e thjeshtë.
- Me qark të mbyllur, të cilët janë më të mirë dhe më të saktë. Motori i zakonshëm është DC, AC, me brusha ose hidraulik.

Kontrolli i lëvizjes, përfshin tërë sistemin nga Paneli CNC, kompjuteri për kontroll të lëvizjes, PLC-të, blloku i përforcimit dhe motorët e ngasjes së akseve dhe shpindelit.

Qëllimi i sistemit CNC është që të drejtojë makinën në drejtim të akseve të lëvizjes dhe të dyfishojë këto lëvizje përmes programimit të rrugës. Ky program i rrugës mund të krijohet në vetë makinën CNC ose të sillët nga jashtë.

Njësia e kontrollit përbëhet: nga njësia e procesimit të të dhënave dhe njësia e qarkut të mbyllur (fig. 1.3) Njësia e procesimit të të dhënave(*DPU-Digital Procesing Unit*), i mer të dhënat nga programi i pjesës, i interpreton dhe i enkodon ato në kode të brendshme të makinës. Interpoluesi i DPU-së bën kalkulimin e pozicioneve të ndërmjetme të lëvizjes bazuar në njësinë bazë të gjatësisë (BLU-Basic Unit Legth), e cila është gjatësia që mund të manovrohet nga rregullatori. Këto të dhëna të kalkuluara i barten njësisë së kontrollit me konturë të mbyllur (CLU-*Control Loop Unit*) e cila i konverton në sinjale elektrike për të kontrolluar sistemin e drejtimit për të realizuar lëvizjen. Edhe funksionet tjera si shpindeli ON/OFF, lubrifikuesi ON/OFF etj, kontrollohen nga kjo njësi.

Kontrollin CNC e bën një kompjuter personal. Njësia e procesimit digjital të sinjalit (DSP) ka një modul të kontrollit treaksial përmes të cilit bën kontrollin e pozitës në drejtim të tre akseve lineare. Në DSP ekzekutohen *real time* algoritmat për interpolim linear e rrethor, si dhe kontrolli i pozitës për të gjitha akset. Karta e kontrollit i ka edhe linjat e programueshme digjitale 24 bitëshe për input/output për kontroll të funksioneve logjike ndihmëse në makinë. Bordi I/O i mer komandat diskrete të pozitës, i konverton ato në sinjale analoge përmes shëndruesit 16 bitësh D/A, dhe ia dërgon ato sinjale servoamplifikatorit.

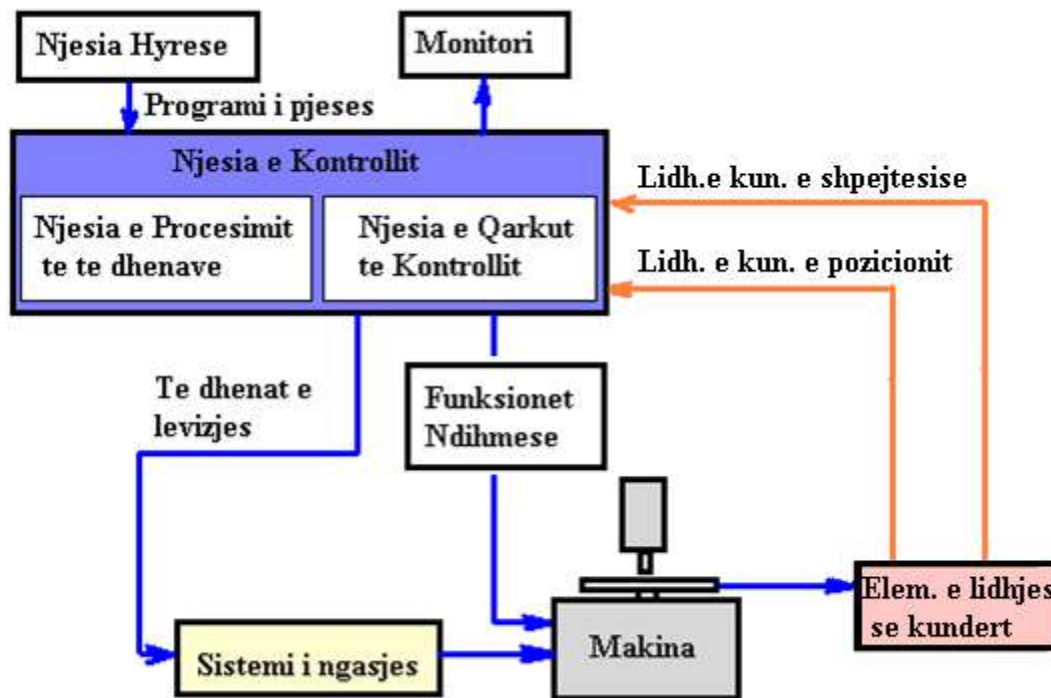


Figura 1. 3 Kontrolli Numeriko Kompjuterik i lëvizjes [6]

Servomotori i rrymës së vazhduar është tipi më i përshtatshëm që realizon lëvizjen e ushqimit të makinat CNC. Kontrolli i shpejtësisë së DC motorit realizohet përmes ndryshimit të tensionit të armaturës, kurse kontrolli i momentit arrihet me kontrollin e intenzitetit të rrymës së armaturës. Që të arrijë kërkesat dinamike të domosdoshme, motori operon në qark të mbyllur bashkë me sensorët që japin sinjalin kthyes të shpejtësisë dhe pozitës. Përdoren dy lloje të paisjeve të lidhjes së kundërt: sensorë të pozitës dhe të shpejtësisë. Sensorët e pozitës janë të tipit transducer linear për matje direkte të pozicionit dhe enkodues rrotullues për matje të këndit të çvendosjes. Transduceri linear montohet në tavolinën punuese dhe bën matjen e çvendosjes aktuale dhe ka saktësi të lartë. Ndërsa enkoduesi rrotullues vendoset në fund të boshtit të motorit ose vidës dhe bën matjen e çvendosjes këndore. Shpejtësia aktuale në motor matet në kuptimin e sinjaleve me tensionit të gjeneruar nga tahometri i vendosur në fund të boshtit të motorit. DC tahometri është një gjenerator i vogël që prodhon sinjal me tension dalës proporcional me shpejtësinë. Ky sinjal (tension) krahasohet me atë të shpejtësisë së dëshiruar. Diferenca e tensionit mes tyre paraqet veprimin e aktuatorit për të eliminuar gabimin.

Tendencat për të kaluar formë më të sofistikuar të kontrollit me soft rregullatorë që kanë fleksibilitet më të lartë, siguri më të madhe dhe diagnostifikim inteligjent të të gabimeve të makinës, kanë bërë lëvizje avansuese në linjën kontrolli logjik konvencional me rele-kontrolli logjik i programueshëm (PLC)-kontrolli numerik i kompjuterizuar [7]. Futja e PLC-ve të kontrollit të makinave ka bërë që të zvoglohet numri i komponentëve elektrik dhe telave duke ulur vëllimin e panelit elektrik, por duke e rritur fleksibilitetin e ndërrimit të sekuencave të makinës. PLC-ja mund të mer një numër të madh të inputeve nga ambienti dhe të gjenerojë shumë outpute. Mirëpo ajo nuk arriti që të plotësojë të gjitha kërkesat e automatizimit. Tendeca për të patur një kontroll automatik me precizitetin e domosdoshëm dhe të bazuar u zhvilluar kontrollin numerik kompjuterik. CNC vepron si master në PLC, ndërsa me një ndërfaqe lidhet me enkoduesin për të ofruar feedback-un e pozicionit (fig. 1.4).

Përmes një interfejsi CNC-ja lidhet me servodrajvat dhe servomotorët, për të kontrolluar pozicionimin e saktë, shpejtësinë e lëvizjes, ndërimet e shpeshta të kahjes së lëvizjes

Paisjet kryesore shoqëruese të njësies CNC janë Furnizuesi i rrymës, PLC-ja, servodrajvat dhe Monitori me tastaturën. Njësia e furnizimit ofron tension konstant prej 24V për DC motorin. PLC-ja programohet për të ndjekur sekuenat e makinës, ndërsa, servodrajvat lidhen direkt me servomotorët për të bërë kontrollin sa më të mirë të shpejtësisë me një përgjigje kohore sa më të shpejtë.

PLC-ja ka një ndërfaqe për I/O e cila i merr dhe jep informatat nga rrethina. Këtë lexohen, përpunohen, kalkulohen dhe egzekutohen te programi i pjesës nga njësia CNC. CNC-ja i ka të dhënat për hapin e vidës, numrin e pulseve të gjeneruar nga enkoduesi dhe rezolucionin e enkoduesit. Aty ka edhe një kartë të vendosur në një slot përmes të cilës i lexon sinjalet që vijnë nga enkoduesit e secilit aks dhe llogarit distancën:

$$L=(p/r)*ep$$

p-hapi i vidës, r-rezolucioni i enkoduesit, ep-numri i pulseve të gjeneruara

Kjo lidhje e kundërt e formon qarkun e mbyllur të pozicionit. Ndërkaq qarkun e shpejtësisë e formon enkoduesi ose tahogjeneratori i servomotorit që lidhen direkt me regullatorin.

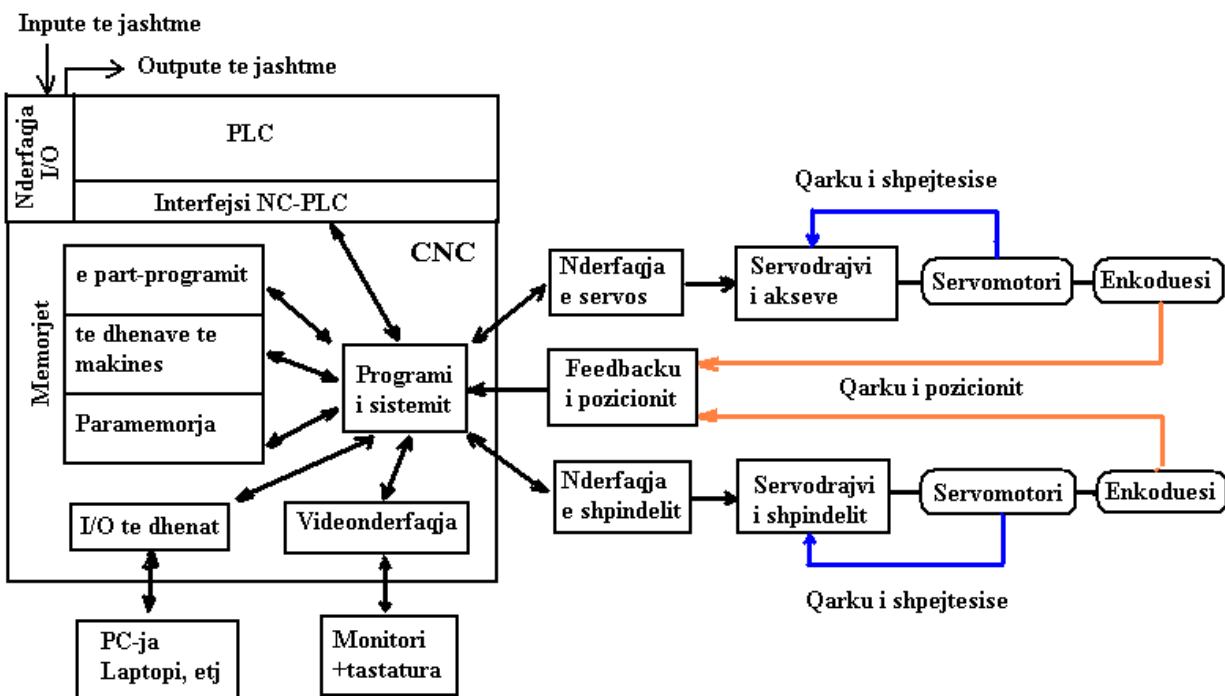


Figura 1. 4 CNC-kontrolli [7]

Në figurën 1.5 tregohet komunikimi në mes të CNC-së me servodrajvat. Sinjalet që dërgon CNC-ja te drajvi janë sinjale që kërkojnë që të ruajë pozicionin ku është deri në momentin e komandës së lëvizjes. Në momentin që drajvi pranon sinjal ushqimi, atij i dërgohet një tension referues që është proporcional me shpejtësinë e dëshiruar dhe që është i rangut $\pm 10 V$, ku shenja e përcakton kahjen e lëvizjes. Tensioni referues për vlerën e dhënë fizike llogaritet sipas [7] me formulën:

$$V_{referues} = (10/n)S$$

Ku janë:

n -shpejtësia maksimale dmth. e llogaritur, nominale e motorit (rrot/min),

S -shpejtësia e dëshiruar (rrot/min)

Regullatori i konturit (qarkut) të mbyllur e kalkulon shpejtësinë e komanduar nga tensioni referues dhe e llogarit shpejtësinë aktuale që e merr nga enkoduesi dhe diferencën e tyre e llogarit si gabim. Drajvi- regullatori tenton ta zvogëlojë këtë gabim duke ndryshuar tensionin e frekuencës ose tensionin e fazës që të arrijë shpejtësinë e dëshiruar. Nëse drajvi dhe motori janë të konfiguruar mirë, atëherë, kemi lëvizje të servomotorit për aq sa është kompensimi i shpejtësisë. Ky sinjal i lëvizjes që dërgohet nga drajvi quhet ready sinjal dhe i dërgohet PLC-së me çka jepet leja e lëvizjes në drejtim të akseve.

Por për tu arritur ky konfigurim dhe performansë e mirë e sistemit të kontrollit, duhet që të bëhet përshtatja e disa parametrave, siç janë: *ngurtësia*-e njohur shpesh si faktor proporcional, *amortizimi* ose *fërkimi viskoz*-që njihet si faktori derivativ dhe faktori i lidhjes së kundërt. Përmirsimi i përgjigjes kalimtare do të thotë zgjerimi i zonës së sistemit. Reduktimi i gabimit të stabilizimit-sse nënkupton rritjen e precizitetit të servosistemit.

Servo kontrolli përqëndrohet në dy forma të problemeve:

- Arritja e komandës, dmth se sa mirë e realizon lëvizjen ose sa i përshtatet lëvizja aktuale asaj të komanduar. Komandat tipike të kontrollit të lëvizjes rrotulluese janë: shpejtësia, pozicioni, shpejtimi dhe momenti. Te lëvizja lineare kemi forcën në vend të momentit.
- Korrigjimi i devijimit të madhësive që kontrollon.

Një komandë tensioni mund të tregojë edhe rrymën e dëshiruar (i-korentin). Momenti në bosht është i lidhur me korrentin I dhe konstantën e momentit K_t .

$$T \approx K_t I,$$

1.2 Kërkimet nga aspekti i gabimeve të punimit dhe origjinës së tyre

Performanca e makinave CNC në aspektin e saktësisë definohet nga gabimi i lëvizjes relative midis instrumentit prerës dhe pjesës ideale të punës. Pasaktësitë rrjedhin kryesisht nga pjesët mekanike të makinave dhe arsyet kryesore për këta gabime të lëvizjes janë gabimet gjeometrike, procesi i prerjes, mekanizmi i ngasjes dhe mjedisi. Ndërsa, ngarkesa statike e makinës CNC rezulton nga komponentët e makinës forca e procesit dhe nga vëllimi i punës.

Për të rritur saktësinë e makinës, mund të aplikohen dy qasje:

- njëra është që të rritet preciziteti mekanik i makinës
- nëpërmjet korrigjimit të gabimeve ekzistuese duke përdorur softwere kompjuterik në kontrollin e makinës.

Për të prodhuar një makinë me precizitet të lartë, duhen bërë më shumë përpjekje në dizajnimin, prodhimin dhe mirëmbajtjen e makinës për të siguruar precizitetin mekanik në krahasim me atë të korrigjimit të gabimeve në rrugë softverike. Korrigjimi i gabimeve ekzistuese ka gjithashtu përparësitë potenciale për të shmangur koston e blerjes së një makine të re. Poashtu për të rritur saktësinë me kosto të ulët mund të përdoren edhe metoda tjera të ndryshme, siç janë :

përmirësimi i komponenteve strukturore të makinës, përmirësimi i sistemeve me qark të mbyllur të kontrollit, parashikimi dhe kompenzimi i gabimeve sistematike të makinës, etj.

Sipas autorit Rahman [8], pasaktësia e CNC makinave vjen si rezultat i:

- Gabimeve gjeometrike të komponenteve të makinës dhe strukturave,
- Gabimeve të shkaktuara nga shpërndarja termike
- Fërkimi në sistemin e drejtimit
- Përkulja e shkaktuar nga forcat prerëse
- Sistemi i servokontrollit
- Vibrimet e rastit (fig.1.5)

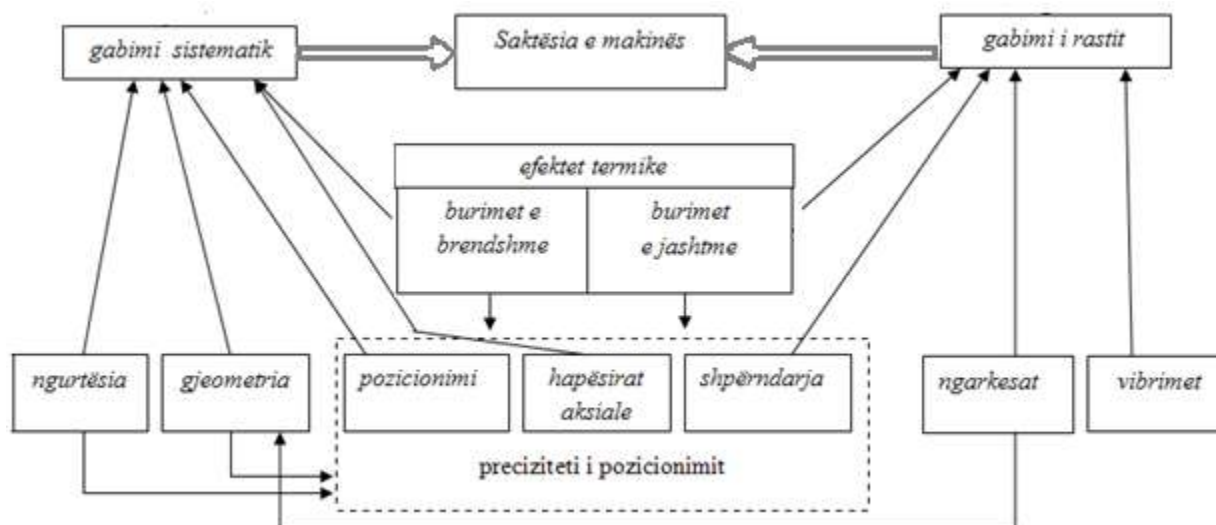


Figura 1. 5 Burrimet e gabimeve te makina [8]

Gabimet gjeometrike. Këto lloje gabimesh që rrjedhin kryesisht nga prodhimi ose nga grumbullimi i defekteve të prodhimit dhe montimit të pjesëve të ndryshme të makinës. Këto gabime përfshijnë: gabimin e sipërfaqes, paralelitetin e vijave dhe sipërfaqeve, perpendikularitet, devijimet këndore, devijimet e qendrave, etj. Goditjet e kohë pas kohëshme mund të shkatërrojnë pjesët e punës dhe të ndryshojnë gjeometrinë dhe elementet e sistemit ngasës.

Vida me sfera qarkulluese. Gabimet kinematike paraqiten gjatë matjes së pozicionit me enkodues rrethor ose resolver si dhe nga vida me sfera qarkulluese rezultojnë fillimisht nga gabimi i hapit të vides me sfera qarkulluese. Ky gabim në mënyrë direkte influencon rezultatin e matjes pasi që hapi i vides është përdorur si standard për matje lineare.

Udhëzuesit. Burimet më të shpeshta të gabimeve si rezultat i udhëzuesve janë: prodhimi i pasaktë i udhëzuesve, sipërfaqja kontaktuese e udhëzuesve, deformimi statik i shkaktuar nga pesha e komponentëve të makinës CNC dhe nga forca prerëse, deformimi termik i shkaktuar nga ndryshimet e temperaturës, etj.

Gabimet termike. Burimet më të shpeshta të nxehtësisë në makinat CNC (burime të brendshme/jashtme të nxehtësisë) janë: kushinetat, vaji nga ingranimet dhe vaji hidraulik, drajvat, pompat dhe motorët, udhëzuesit dhe vida me sfera qarkulluese, procesi i prerjes, burimet e jashtme të nxehtësisë, etj.

Vibrimet e rastit. Ngarkesa statike and the ato dinamike që lindin nga puna shkaktojnë deformime-shtrembërime, që rezultojnë në prodhimin e gabimeve gjeometrike në punë nga makinat CNC. Ngurtësia e papërshtatshme statike e makinës metalprerëse është arsyeja primare për gabimin në formën dhe cilësinë e pjesës së prodhuar. Çdo karakteristikë e papërshtatshme dinamike mund të rezultojë në gjenerimin e vibtimeve, efekti i të cilëve rezulton me një cilësi të dobët të sipërfaqes së fituar, rritje të sipërfaqes kontaktuese të makinës si dhe thyerje dhe prishje si të pjesës së punës ashtu edhe e makinës. Nën kushte punës kontinuale, paraqiten dy tipe të vibtimeve si rezultat i levizjes relative midis pjesës së punës dhe instrumentit.

-Vibrimet e ngacmuara nga jashtë. Vibrimet e jashtme paraqiten si rezultat i forcës interferente e transmetuar përmes fundamentit në makinë si rezultat i elementeve të dëmtuara të makinës në formë të masave së paekuilibruara, gabimeve të kushinetës, nga goditjet e dhëmbëve gjatë ingranimit, etj

-Vibrimet e vetanake. Nëse asnjë force e jashtme nuk vepron, sistemi i makinës në parim, oscilon në një ose më shumë frekuenca të natyrore. Sa herë që frekuenca e ekscitimit është në të njëjtin diapazon si frekuenca e prodhuar nga vibrimet e ekscituar nga jashtë, janë të mundshme të paraqiten efektet e dëmshme nga vibrimet e mëdha.

Gabimet për shkak të parametrave statik dhe dinamik. Ngarkesat statike të makinës rezultojnë nga forcat e procesit të prerjes dhe masat e pjesëve punuese, pesha e rrëshqitësve, komponentëve të makinës, etj. Ngarkesa statike dhe masa e materialit që prodhohet, mund të shkaktojnë deformime që çojnë në paraqitjen e gabimeve gjeometrike në punë nga makina CNC.

Gabimet për shkak të sistemit të kontrollit. Të dhënat hyrëse për përpunim transformohen nga CNC në kode specifike dalëse si tensione ose puls në second (PPS). Këto të dhëna të transformuara përdoren për të drejtuar motorët për realizim të rrotullimit të tabelës për të realizuar servodrejtimin. Sistemi servorregullues luan një rol të rëndësishëm në saktësinë e përpunimit. Termi *feed back* përdoret për të përshkruar metodat e ndryshme për transmetim të informacionit lidhur me pozicionin e tavolinës së punës ose pikes së referuar. Informacioni i kthyer shpesh mund të mos jetë i saktë, kjo për faktin e vonësve në të gjitha elementet e qarkut, gabimeve të elementeve, gabimeve në transformim të sinjaleve, etj.

Të gjitha këto gabime të përmendura më lartë shkaktojnë devijime të lëvizjeve të planifikuara duke ndikuar drejtëpërdrejtë cilësinë e sipërfaqes së punuar dhe cilësinë e lëvizjes së realizuar edhe nga aspekti i arritjes së shpejtësisë së dëshiruar edhe nga aspekti i saktësisë. Këto devijime mund të kompensohen në një masë të caktuar nëpërmjet të një rregullatori të përshtatur mire, i cili do të marrë parasysh gjendjen e çastit dhe do të reagojë përmes veprimit korrekues për të stabilizuar parametrat e lëvizjes.

1.3 Saktësia e pozicionimit

Saktësia dhe preciziteti i pozicionimit të mekanizmit të lëvizjes së ushqimit varet nga *gabimet e vetë sistemit* si dhe nga *gabimet e rastit*. Sipas Shoqatës së Prodhuesëve të Makinave në Amerikë, saktësia e pozicionimit shprehet përmes devijimit standard të gabimit sigma- σ [16]:

$$A = \Delta \pm 3\sigma \text{ ose } A = \Delta X \pm 3\sigma$$

A-saktësia e pozicionimit ose toleranca e gabimeve

Δ ose ΔX -diferenca mesatare në mes të pozicionit aktual dhe atij të dëshiruar (komanduar) .

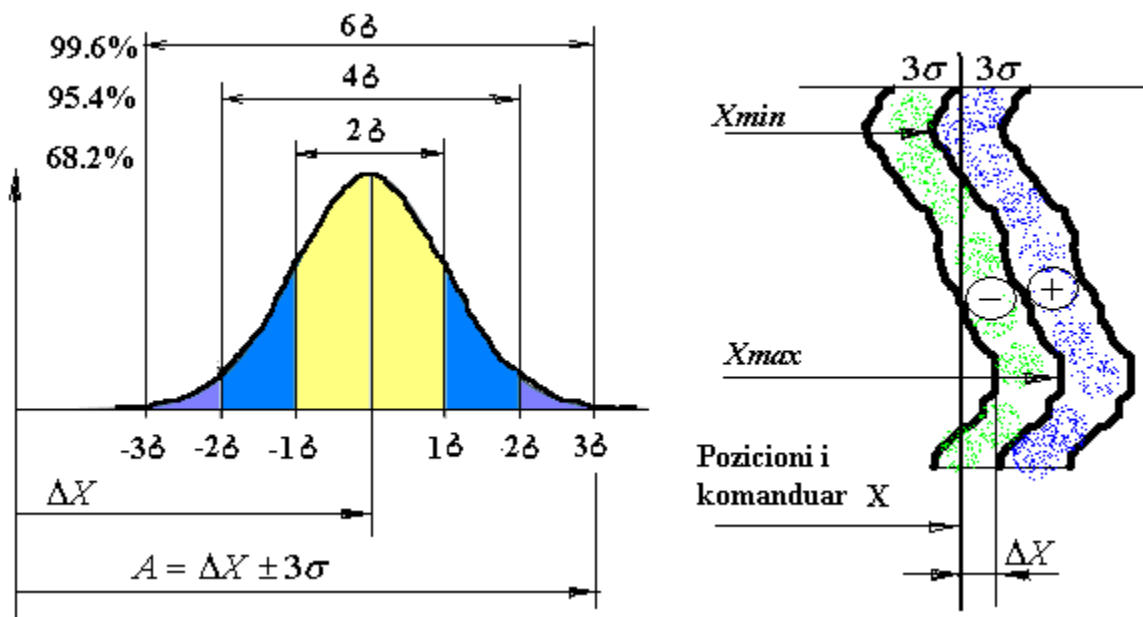


Figura 1. 6 Shpërndarja e gabimit [11]

Funksioni i Probabilitetit të Shpërndarjes së vlerave sipas Gausit jepet me relacionin:

$$FPSH_{\mu,\sigma}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

Ky funksion në fakt paraqet dendësinë e probabilitetit të ndodhjes së gabimit në zonën $\pm 3\sigma$ paraqet tolerancën punuese të pjesës. Shpërndarja e gabimit koncentrohet kryesisht në zonën $\pm \sigma$ me një probabilitet ndodhje rreth 68,2 % rreth pikës μ që paraqet mesataren e gabimit që gjatë punimit është zero sepse përmes rregullatorëve të ndryshëm vija e gabimit zero paraqet vlerën e komanduar. Këto gabimet që gjinden në sigmën e parë i trajtojmë si gabime të vogla dhe janë gabime që ekzistojnë gjithmonë gjatë punumit mekanik. Probabiliteti i ndodhjes së gabimit të mesëm ose të madh është shumë më i vogël dhe prezentohet në zonën e sigmës së dytë, përkatësisht të tretë (fig. 1.7).

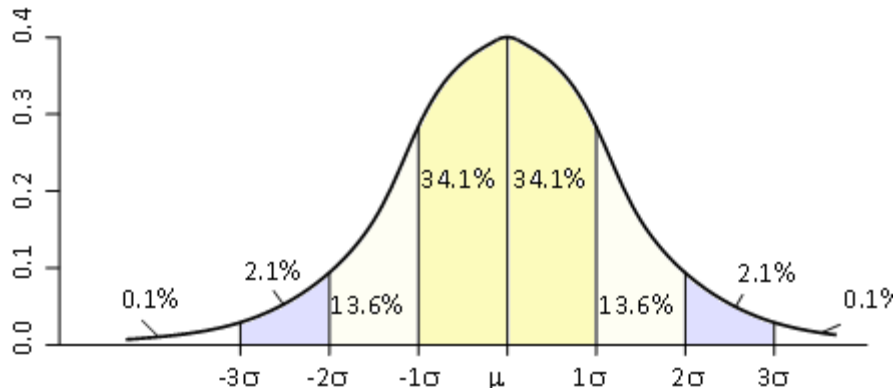


Figura 1. 7 Përqindja e prezantimit të gabimit (burimi:wikipedia)

Saktësia e pozicionimit varet nga shumë faktorë prandaj gabimet që vijnë prej tyre mund t'i ndajmë në dy grupe:

- Gabime sistematike
 - Devijimi i pozicionit
 - Devijimi i matjes
 - Rezolucioni
- Gabime të rastit
 - Shpërndarja e pozicionit
 - Shpërndarja e sistemit matës

Gabimet sistematike vijnë nga udhëzuesit, jolineariteti, ekscentriciteti, etj. Gabimet e rastit dalin nga hapsirat e mundëshme (backlash) në mes të ingranimeve të ndryshme, fërkimi, deformimet elastike gjatë ngarkimit, vibrimet dhe lëkundjet etj.

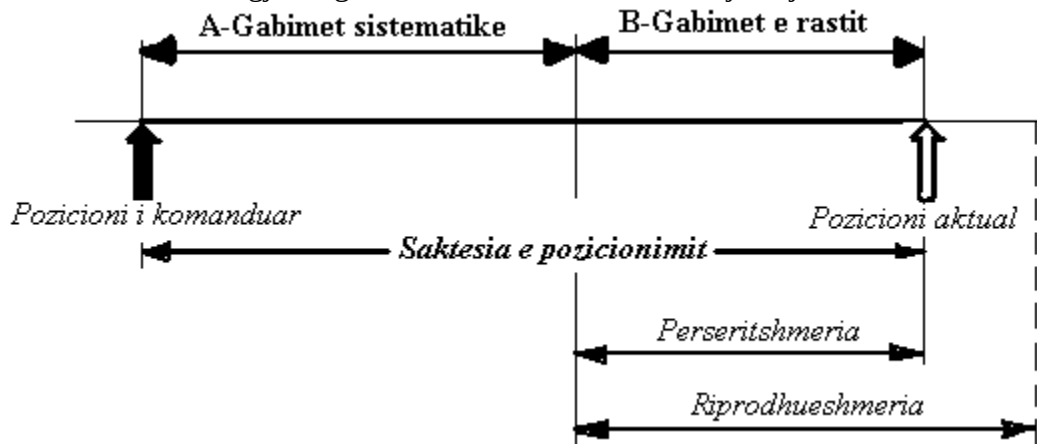


Figura 1. 8 Saktësia e pozicionimit [16]

Të gjithë faktorët që ndikojnë në saktësinë e procesit të punimit shpesh janë konstantë në kushte të përsëritshmërisë dhe prodhueshmërisë. Përsëritshmëria lidhet me gabimin e rastit (fig. 1.8)

Gabimet sistematike mund të përshkruhen dhe duke u bazuar në modele matematikore mund edhe të parashikohen. Ndërsa, gabimet e rastit është vështirë të modelohen dhe të kompensohen.

KAPITULLI II

2. Analiza e lëvizjes së ushqimit te freza vertikale me kontroll numerik

Gjenerimi sa më i saktë i trajektores së lëvizjes së dëshiruar të instrumentit metalprerës te makina frezuese me kontroll numerik luan rolin më të rëndësishëm në realizimin e precizitetit dhe saktësisë së punimit. Kryesisht te makinat CNC-të duhet të gjenerojmë dy loje të lëvizjeve:

- lëvizja në shpindël
- lëvizja e ushqimit, që është lëvizja e tavolinës e cila është lëvizje dy ose tredimensionale.

Meqë në shpindel jepet momenti kryesor i prerjes i cili duhet të përballojë ngarkesat që dalin nga heqja e materialit, këtu, duhet të bëhet vetëm kontrolli i shpejtësisë, dmth duhet të ruhet shpejtësia përkundër ngarkesave të sistemit.

Ndërkaq, preciziteti i makinës CNC është i lidhur ngushtë me lëvizjen relative në mes të pjesës së punës dhe instrumentit metalprerës. Kjo lëvizje quhet lëvizje e ushqimit dhe pikërisht kjo e mundëson saktësinë e pozicionimit të instrumentit metalprerës. Realizimi i rrugës së

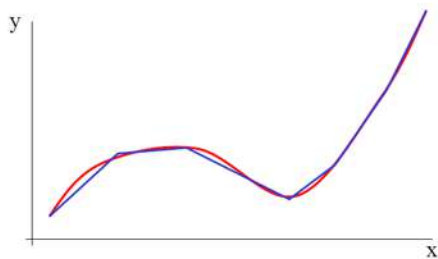


Figura 2. 1 Lakorja e dëshiruar dhe rruga e realizuar[8]

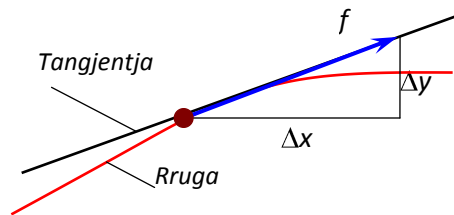
instrumentit metalprerës, përkatësisht gjenerimi i lakores bëhet përmes interpolimit në drejtim të dy akseve x dhe y. Fizikisht kjo realizohet përmes lëvizjes dydimensionale të tavolinës së punës së frezës që e mundësojnë dy sisteme të pavarura të ngasjes në drejtimet x dhe y. Nganjëherë edhe lëvizja në drejtim të dimensionit të tretë mund të realizohet si lëvizje e ushqimit por shumë më lehtë është që kjo të realizohet nga lëvizja vertikale në shpindel, ku edhe është i vendosur instrumenti-freza. Pra, lakorja realizohet duke e ndarë vijën në pjesë të vogla lineare , gjatësia e të cilave

tendon të zvogëlohet sa ma shumë (fig.2.1)

Në planin dydimensional lakorja realizohet me lakoren që fitohet me integrimin, duke u shtuar gradualisht inkrimenti në drejtimet x dhe y. Ndërsa vektori i shpejtësisë ka drejtimin e tangjentës së lakores.

$$\vec{f} = \vec{x} + \vec{y}$$

$$f_x = \frac{\Delta x}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}} f \quad f_y = \frac{\Delta y}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}} f$$



Ku *f*-shpejtësia e hapit përgjatë lakores

Figura 2. 2 Gjenerimi i rrugës

Aktuatori që realizon shëndrimin e shpejtësisë këndore me atë lineare realizohet është çifti me vidë pa fund me sfera qarkulluese. Çvendosja ose distanca që bën dadoja paralel me aksin gjatë një rrotullimi të vidës quhet hapi i vidës. Ndërsa numri i rrotullimeve caktohet:

$$n = \frac{V_f}{l} \left[\frac{\text{mm/min}}{\text{mm/rrot}} = \frac{\text{rrot}}{\text{min}} \right], \quad V_f \text{ -shpejtësia e hapit, } l \text{ -hapi}$$

Pozicionimi i drejtë dhe i saktë i instrumentit përkundër ngarkesave të fërkimit, ngurtësisë së pjesëve, inercionit, rezistencave të prerjes, etj, përbën problemin më të rëndësishëm gjatë analizës së lëvizjes së mekanizmit ngasës. Qarkullimi i sferave realizon rezolucionin pozicional

Rezolucioni pozicional:

Rezolucioni pozicional i vidës me sfera është çvendosja më e vogël aksiale u që i përgjigjet këndit më të vogël të motorit me hap [9]:

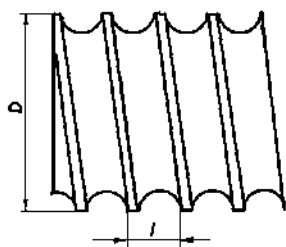


Figura 2.3 Vida

$$u = l * \theta * \left(\frac{1}{360}\right)$$

u =çvendosja aksiale me [mm]

l =hapi i vidës [—]

θ =këndi i rrotullimit [shkallë]

[—]-konvertton rrotullimet ne shkallë

Shembull: Nëse kërkohet të gjendet distanca që përshkruan dadoja (lëvizja e tabelës) nëse vida është rrotulluar për 15 [shkallë] dhe $l=3,175$ [mm /rrot] , atëherë llogarisim:

$$u = l * \theta * \frac{1}{360} = 3,175 * 15 * \frac{1}{360}$$

$$u=0,132 \text{ mm}$$

Zakonisht kur përdoren motorët me hap, rezolucioni pozicional i çiftit me vidë me sfera qarkulluese, është proporcional me këndin më të vogël që mund të japë motori. Psh për një hap të dhënë:

$$l = 0,005 \text{ mm}; \frac{u}{\theta} = l (1/360)$$

$$\frac{u}{\theta} = 0,005 (1/360) = 1,41; \frac{u}{\theta} = 1,41 [\text{mm} / \text{shkalle}]$$

2.1 Sistemi i ngasjes me Motor me hap

Paraqet një motor që ofron një kontroll në qark të hapur që mundëson kontrollin në mënyrën digjitale të pozitës së pjesës së punës të makinat me kontroll numerik .

Njësia e ngasjes pranon një të dhënë hyrëse për drejtimin e lëvizjes(në kahje të akrepave të osës ose në kahje të kundërt) si dhe një imput pulsiv . Për secilin impuls që pranon njësia e kontrollit manipulon tensionin dhe intenzitetin e rrymës duke bërë që motori të rrotullohet për një kënd të fiksuar që quhet *hap*. Motori më dominant në industri është ai me hap që ka hapin 1,8 shkallë. Vida me sferën qarkulluese e bën shëndrrimin e lëvizjes këndore në lëvizje lineare të pjesës së punës. Ky motor i ka 200 ndarje përrreth perimetrit [9] :

-Pozicionimi këndor realizohet si:

$$\Delta\theta = \frac{360}{N}; \quad \text{Ku } N\text{-numri i hapave për një rrotullim}$$

Shembull: për $N=200$

$$\Delta\theta = \frac{360}{200} = 1,8 \left[\frac{^\circ}{\text{hapa}} \right]$$

-Rezolucionin e pozicionimit:

$$\Delta u = \frac{l}{N}$$

l-gjatësia e hapit

$$\Delta\theta = \frac{360}{N} \quad \text{zav në formulën:}$$

$$u = l * \theta * \left(\frac{1}{360} \right) \quad \text{dhe fitojmë } \Delta u = \frac{l}{N}$$

Shembull : Për

$$\Delta u = 3.175/200 \quad (\text{mm} \backslash \text{rrot}) / (\text{hapa} \backslash \text{rrot})$$

-Për të rritur **Rezolucionin e pozicionimit** i vidës me sfera qarkulluese bëhet duke përdorë teknikën e mikrohapave. Pozicionimi i rotorit bëhet në hapa parcial përmes kontrollit të furnizimit me rrymë të statorit. Me mikrohapa $1/10, 1/16, 1/32$ dhe $1/25$ të hapit të plotë arrihet të mikrohapat.

$$\Delta\theta = \frac{360}{N m}$$

ku m = numri mikrohapave për hapin e plotë,
pra: $m=10, 16, 32, 25$

Rezolucioni i pozicionimit të vidës: $\Delta u = \frac{l}{N \circ m}$

l-gjatësia e hapit

$$\Delta\theta = \frac{360}{N \circ m} \text{ zav në formulën:}$$

$$u = l * \theta * \left(\frac{1}{360}\right) \text{ dhe fitojmë } \Delta u = \frac{l}{N \circ m}$$

Shembull:

$M=32$ mikrohapa /hap; $l=3.175$ mm/rot ; $N=200$ hapa /rot

$\Delta u = \text{———};$ Pra, $\Delta u = 0.0004961$ mm/mikrohapa

Pra, nga ajo që u pa më lartë ne mund të nxjerrim disa konkludime të nevojshme:

- Rezolucionimi i pozicionit të mekanizmave të vidës me sfera qarkulluese është proporcional në mënyrë direkte me këndin më të vogël që motori mund të japë.
- Këndi më i vogël kontrollohet përmes hapit të motorit .
- Mikrohapat mund të përdoren për të zvogluar hapin e motorit .
- Një makinë CNC tipike ka rezolucion prej 0,0001” ose 0,000254 mm.

Pra, $\Delta u = 0,000254$ mm

Motorët më të shpeshtë që përdoren për makinat e mëdhaja janë servo motorët me servo-kontrol. Distanca më e vogël e çvendosjes që makina mund ta realizojë, quhet Njësia Bazë e Gjatësisë (*BLU-Basic Length Unit*) përmes së cilës shprehet edhe preciziteti i vetë makinës. Kjo distancë shpreh edhe distancën më të vogël të lëvizjes së tavolinës që mund të programohet. Llogaritje e kësaj distance është e lidhur ngushtë me parametrat teknikë të elementeve të qarkut, ku më të rëndësishëm janë numri i pulseve që emiton sensorit brenda një rrotullimi dhe gjatësia e hapit të vidës. Për shembull, nëse enkoduesi jep *500 pulse / rrotullim* dhe nëse hapi i vidës është *1mm dmth 1 rrotullim = 1 mm* gjatësi, atëherë:

$$1 \text{ puls i enkoduesit} = 1/500 = 0.002 \text{ mm}$$

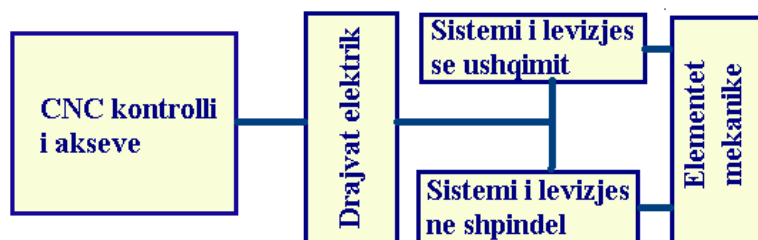
Dmth, njësia më e vogël e çvendosjes që mund ta realizojë makina është $BUL = 0.002$ mm.

Shpjegime më të detajuara për specifikat dhe kërkesat e mekanizmit të lëvizjes së ushqimit të freza vertikale do të trajtohen dhe shpjegohen në kapitullin e tretë.

2.2 Sistemi i Kontrollit të Lëvizjes

Kontrolli numerik definohet si një sistem te i cili veprimet kontrollohen me futjen drejtpërdrejtë të të dhënave numerike në një pikë të caktuar. Sistemi duhet që automatikisht të interpretojë disa nga këto të dhëna, psh, edhe nese nuk kemi kompjuter, sistemi i prezenton ato te

Kontrolli i lëvizjes te makina CNC bëhet nga nga kontrolli CNC përmes të cilit kontrollohet edhe lëvizja në shpinel edhe ajo e ushqimit. CNC kontrolleri i akseve është një bord i bazuar në mikroprocesor që lidhet me drajvat elektrik që ofrojnë furnizues të fuqisë me frekuenca dhe tensione të ndryshme. Ato pastaj lidhen përmes motorëve me pjesën mekanike të qarkut (fig 2.4).



Ekzistojnë dy lloje të konfigurimeve që përdoren te makinat CNC: sistemi me qark të hapur dhe sistemi me qark të mbyllur.

Sistemi me qark të hapur . Përdoret për sisteme të vogla me sa më pak ngarkesa. Detyra e sistemit të kontrollit është që të realizoj një dalje nga sistemi e cila do të jetë e njëjtë me pikën e qëllimit të variablës, pavarësisht nga ngacmimet e sistemit. Pra, rregullatori e ka për obligim që të arrijë në pikën e dëshiruar dhe ta ruajë atë pozicion. Kjo realizohet me lëvizje të pavarura në drejtimet x dhe y . Se cila do jetë forma e lëvizjes që do të realizohet, dmth cila do jetë shpejtësia në drejtimet x dhe y , jepen me të dhëna referente te sistemi i kontrollit dhe këto impulse vijnë nga interpoluesi (fig. 2. 5).

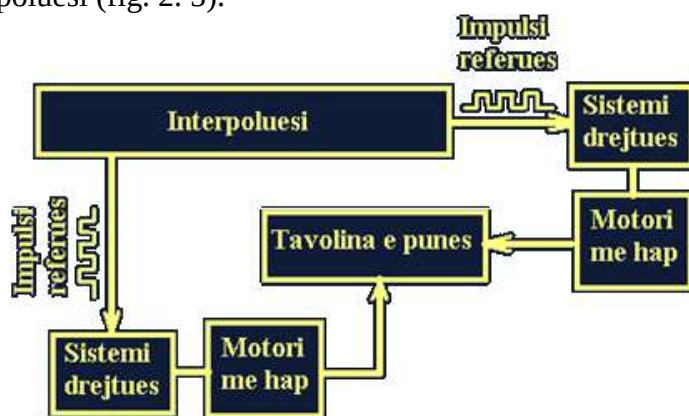


Figura 2. 5. Kontrolli dydimensional i lēvizjes sē tavolinēs

29

Sistemet me qark të mbyllur. Aplikohet lidhja kthyes e cila lëvizjen momentale që bën mekanizmi e regjistron përmes sensorit-enkoduesit dhe dërgon sinjal te regullatori. Poashtu kemi edhe një informacion kthyes nga motori për shpejtësinë e realizuar. Por edhe këtu përdoret interpoluesi sepse procesi i prerjes përbëhet nga sekuenca komandash të cilët i jep interpoluesi ngase ai duhet ta dijë nëse komanda është ekzekutuar apo jo, për të kaluar në komandën tjetër. Pra këtu kemi më shumë informacione kthyes prandaj dhe përdoret për rastet kur kërkohet precizitet i lëvizjes dhe lejojnë ngarkesa më të mëdha (fig. 2. 6).

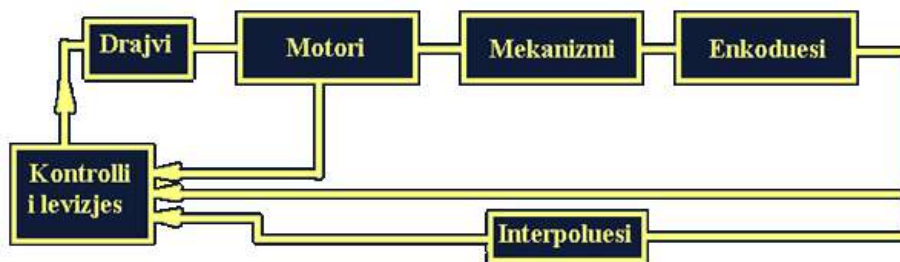


Figura 2. 6 Sistemi me qark të mbyllur të kontrollit

Të dhënat hyrëse në interpolues janë të gjitha të dhënat që jepen në programin e pjesës. Përmes parametrave specifikohet se çfarë lloji të prerjes do të bëjmë, dmth , ku përmes blloqeve jepen me kode të veçanta specifikimet për një set të operacioneve se cilët janë parametrat dhe se çka duhet të bëhet: sasia e hapit, lloji i instrumentit, cila formë e lëvizjes së akseve do të praktikohet, cila formë e interpolimit, etj. Ky kodi quhet G-kodi ku përshkruhet tipi i konturës dhe të gjitha parametrat që e përshkruajnë atë konturë, në cilin plan ose akse do të bëhet ky interpolim, formën e dimensionimit relativ ose absolut, kontrolli i shpejtësisë së ushqimit përmes nxitimit e ngadalësimit, llojin e kompensimit të instrumentit, etj. Poashtu interpoluesi jep edhe fjalën dimensionuese përmes të cilës specifikohen koordinatat për interpolim. Ndërsa fjala që jepet për lëvizjen e ushqimit tregon shpejtësinë e ushqimit përgjatë konturës.

Interpoluesi bazohet në parametrat e programit dhe ka për detyrë:

- të gjenerojë shpejtësinë dhe inkrimentin referues pozicional përgjatë gjithë segmentit
- të llogaris në mënyrë të përsëritshme këto referenca për secilin aks në mënyrë që të gjenerojë konturën.
- të përdor aproksimime përkatëse për ta mbajtur gabimin e konturës në kufijtë e caktuar.

Dalja e interpoluesit me të cilin ai e komandon dravjin mund të jetë dy llojesh:

-Pulsi referues një bitësh (0 ose 1), që imitohet në frekuencë të rastit përsëritëse te regullatori i lëvizjes dhe secili puls shkakton një çvendosje fikse në drejtim të aksit. Këto pulse dërgohen në drejtim të akseve të ndryshme, kurse frekuenca e tyre nvaret nga madhësia e lëvizjes së ushqimit (fig).

-Fjala referuese ku dërgohet e tërë koordinata te regullatori i lëvizjes, pozicioni ose shpejtësia e dhënë në drejtimet x ose y, dmth një numër shumëbitësh.

Dërgimi i inkrementit(shtesës) bëhet nga interpolatori deri sa të arrihet numri i kërkuar. Në momentin që inkrementi i radhës e kalon atë numër, atëherë dërgohet një komandë te sistemi i kontrollit të lëvizjes për ta ekzekutuar atë lëvizje [12]. Lakorja që gjenerohet është në fakt integrali i konstantës. Por për shkak të dërgimit të pulseve në intervale kohore, koha nga një puls në tjetrin Δt shkakton pasaktësinë përkatësisht mospërputhjen me lakoren e dëshiruar (fig. 2.7) :

$$z(t) = \int_0^t p dt \cong \sum_{i=1}^k p_i \Delta t, \quad z_k = \sum_{i=1}^{k-1} p_i \Delta t + p_k \Delta t$$

$$p_k = p_{k-1} \pm \Delta p_k$$

$$z_k = z_{k-1} + p_k \Delta t$$

$$\Delta z_k = \text{Quant}(2^{-n} z_k)$$

$$q_k = z_k - 2^n \Delta z_k$$

$$\sum_{i=1}^k \Delta z_i = 2^{-n} \sum_{i=1}^k p_i - q_i$$

Ku:

$$\sum_{i=1}^k \Delta z_i$$

-paraqet integralin e shkallëzuar
-ky dërgohet në sistemin e kontrollit

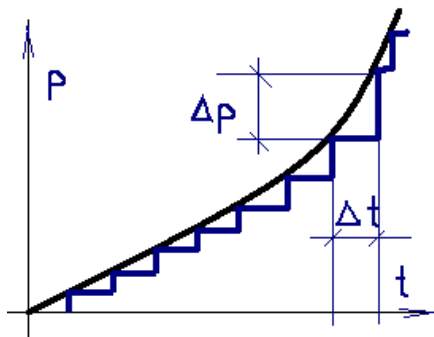
$$2^{-n} \sum_{i=1}^k p_i$$

-paraqet integralin real

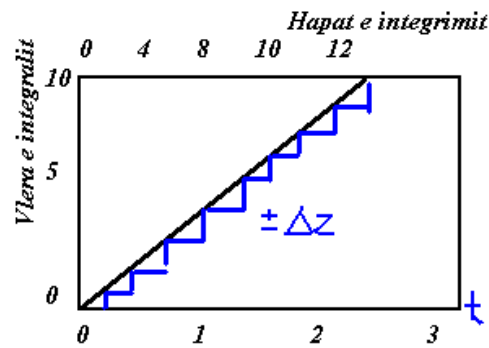
$$q_i$$

-paraqet gabimin ose dallimin në mes tyre

Që të reëlizohet kjo, duhet që për interpolim të kemi një regjistër me gjatësi fikse q dhe një regjistër p . Përmes inputeve $+\Delta p$ dhe $-\Delta p$ mund të rritet dhe zvoglohet vlera e p -së dhe këtë vlerë ia shtojmë q -së.



a) Integrimi



b) Interpolimi linear

Figura 2. 7 Si arrihet pjertësia pëmes pulseve në intervale diskrete[12]

Për rastin kur paraqitet teprica Δz (p.sh. rasti 2^n) atëherë këtë tepricë e nxjerrim jashtë dhe sa herë që lajmërohet kjo tepricë ne dërgojmë një puls për sistemin e kontrollit të lëvizjes. Kjo tregon se është arritur numri i kërkuar, prandaj duhet që motori të fillojë lëvizjen e mekanizmit. Shtimi i shtesave delta bëhet sipas kësaj skemës në fig.2.8.

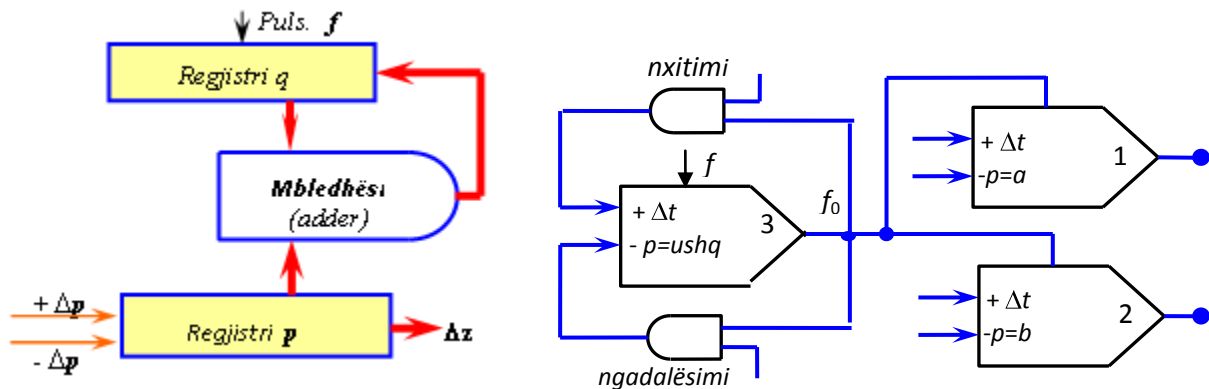


Figura 2. 8 Gjenerimi i shtesës së lëvizjes [12]. Figura 2. 9 Qarku i kordinimit x-y të lëvizjes [12]

Përsheptimi i dhe ngadalësimi realizohet përmes kontrollit të lëvizjes së ushqimit përmes kontrollit të frekuencës së dërgimit të impulseve të inkrimetit. Impulset i gjeneron pulsanti clock). Nëse duam përsheptim atëherë fusim 1 në qarkun e përsheptimit $1 \wedge 1 = 1$, ndërsa kur njëra nga hyrjet është zero atëherë edhe hyrja për ushqim bëhet zero sepse $1 \wedge 0 = 0$

2.3 Gjenerimi i lëvizjes përmes kontrollit CNC

Gjatë kontrollit CNC të lëvizjes, kompjuteri i merr urdhërat përmes blloqeve të programit të pjesës ku i ka të përshkruara formën e lëvizjes, koordinatat e pikave dhe vektorin e lëvizjes së ushqimit f . Nga programeri poashtu futen edhe vlerat për nxitimin A dhe ngadalësimin D , etj. Njësitë konvertohen në count në CNC, kurse rruga ndahet në N segmente të vogla në drejtim të akseve në intervale kohore të interpolimit nga koha T_i . Zakonisht softveri i CNC-së e përmban edhe kohën minimale të interpolimit T_{min} , ndërsa madhësia e hapit të interpolimit llogaritet me relacionin [4]: $\Delta u = f T_{min}$

Madhësia e hapit të interpolimit mbetet konstante derisa nuk ndryshon hapi f . Në atë moment bëhet edhe adaptimi i kohës së interpolimit:

$$T_i = \frac{\Delta u}{f}$$

Nëse dihet çvendosja totale L në drejtim të aksit, atëherë mund të caktohet numri i përsëritjeve të ciklit N në intervalin T_i me shprehjen $N = L/\Delta u$ dhe nëse nuk është numër i plotë rrumbullaksohet në vlerën e parë më të madhe [4].

Për shak të kufizimit të kohës minimale të interpolimit kur ekzekutohet algoritmi, kemi profilin trapezoidal të shpejtësisë dhe prandaj interpolimet e shpejtësisë dhe pozicionit janë të ndara. Kështu numri i përgjithshëm i hapave të interpolimit N ndahet në tre pjesë: përsheptimi N_1 , shpejtësia konstante N_2 dhe ngadalësimi N_3 . Gjatë procesit të prerje ka formë tjetër fig.b.

$$N = N_1 + N_2 + N_3$$

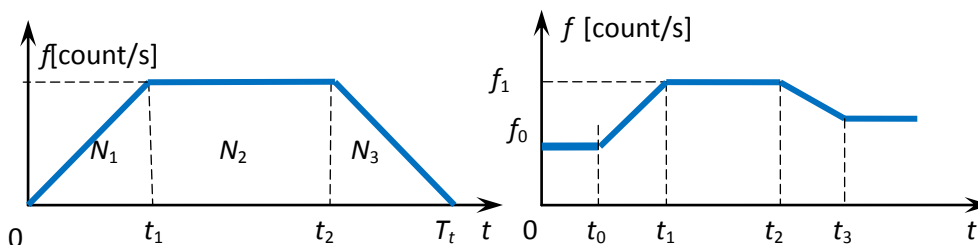


Figura 2. 10 Profili i shpejtësisë a) për ushqimin fillestar, b) gjatë prerjes (sipas [4])

Nëse supozojmë lëvizjen sipas interpolimit linear nga pika P_s e fillimit deri te pika P_e e fundit, atëherë ajo lëvizje është edhe lëvizje e ushqimit f . Pozicioni i tavolinës (pikës referuese) në një çast të kohës t do të jetë:

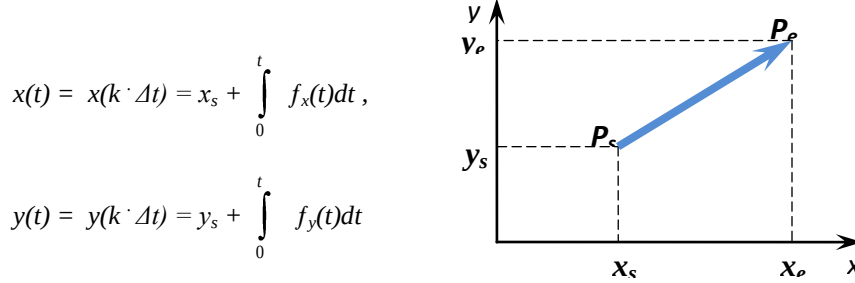


Figura 2. 11 Çvendosja nga pika në pikë

Ku shpejtësitë në drejtim të akseve f_x dhe f_y si dhe koha e interpolimit T_i do të ndryshojnë gjatë periudhave të nxitimit dhe ngadalësimit.

Meqenëse algoritmi i interpolimit ekzekutohet N -herë në intervalin kohor T_i , kordinatat mund ti shprehim edhe në formë diskrete:

$$x(k) = x_s + \sum_{j=1}^k f_x(j)T_i(j) = x_s + \sum_{j=1}^{k-1} f_x(j)T_i(j) + f_x(k)T_i(k),$$

$$y(k) = y_s + \sum_{j=1}^k f_y(j)T_i(j) = y_s + \sum_{j=1}^{k-1} f_y(j)T_i(j) + f_y(k)T_i(k),$$

ose për intervalin kohor k :

$$x(k) = x(k-1) + f_x(k)T_i(k),$$

$$y(k) = y(k-1) + f_y(k)T_i(k).$$

dhe shpejtësitë e akseve:

$$f_x(t) = \frac{\Delta x}{T_i(k)}, \quad f_y(t) = \frac{\Delta y}{T_i(k)}$$

kurse, çvendosjet inkriminale janë konstante dhe kalkuloen vetëm njëherë në fillim nga intrpoluesi:

$$\Delta x = \frac{x_e - x_s}{N}, \quad \Delta y = \frac{y_e - y_s}{N}$$

Me zëvendësimin e vlerave në ekuacion fitojmë:

$$x(k \cdot \Delta t) = x_s + k \cdot \Delta x = x(k-1) + \Delta x,$$

$$y(k \cdot \Delta t) = y_s + k \cdot \Delta y = y(k-1) + \Delta y.$$

sign(x)-Drejtimi x i lëvizjes

sign(y)-Drejtimi y i lëvizjes

N-numri i interpolimeve

dx , dy -madhësia e hapit për secilin aks

x_{rem}-gjatësia e hapit e mbajtur mend për x

y_{rem}- gjatësia e hapit e mbajtur mend për y

T_i-Perioda e interpolimit-koha

f-ushqimi i kërkuar

x_s , y_s -Pozita e fillimit

x_e , y_e-Pozita e mbarimit

δx-Distanca totale në drejtim x

δy- Distanca totale në drejtim y

Llogaritjet fillestare sipas [4] në CNC do të jenë:

$$\delta x = \text{abs}(x_e - x_s); \delta y = \text{abs}(y_e - y_s)$$

$$\text{sign}(x) = \text{sign}(x_e - x_s); \text{sign}(y) = \text{sign}(y_e - y_s)$$

$$\Delta u = f T_i; N = \sqrt{\delta x^2 + \delta y^2} / \Delta u$$

$$dx = \text{fix}(\delta x / N); dy = \text{fix}(\delta y / N)$$

$$x_{\text{rem}} = \delta x - (dx \cdot N); y_{\text{rem}} = \delta y - (dy \cdot N)$$

line(x_s , dx , x_{rem} , sign(x), N); të dërgohen te kontrolleri i aksit x

line(y_s , dy , y_{rem} , sign(y), N); të dërgohen te kontrolleri i aksit y

Sipas Altintas [4], në çdo periudhë kohore T_i do të kalkulohet algoritmi:

function line (x_s , dx , x_{rem} , sign(x), N)

x(1) = x_s

x_{error} = 0

for i = 2, N + 1

x(i) = x(i - 1) + sign(x) · dx

x_{error} = x_{error} + x_{rem}

if (x_{error} >= N)

x(i) = x(i) + sign(x)

x_{error} = x_{error} - N

end

end

Këto komanda të gjeneruara të pozitës, për secilën periudhë kohore T_i, dërgohen te servo algoritmi i servo kontrollit për secilin aks (X, Y, Z) të makinës CNC.

Shembull: Le të supozojmë se në CNC futet blloku:

N010 G01 G90 X50 Y32 F1000

Kordinatat e pikës së fundit $P_e(50, 32)$ dhe shpejtësia e hapit $f = 1000$ [counts/s]

Pika e fillimit është $P_s(35, 17)$.

Vlerat e nxitimit dhe ngadalsimit për CNC-në $A = D = 50,000$ [counts/s²] dhe është përdorur profili trapezoidal i shpejtësisë.

Koha e interpolimit minimale e CNC-së është $T_{\min} = 0.002$ s

$$\delta x = x_e - x_s = 16, \quad \delta y = y_e - y_s = 5, \quad L = \sqrt{\delta x^2 + \delta y^2} = 25$$

$$\Delta u = f T_{\min} = 2, \quad N = L / \Delta u = 12.5, \quad N_1 = N_3 = f^2 / (2A \Delta u) = 5,$$

$$\Delta x = \delta x / N = 1.1875, \quad \Delta y = \delta y / N = 1.625.$$

Dmth, meqë N nuk është numër i plotë ai duhet të rrumbullaksohet dhe të muret vlera 13. Kjo do të thotë se pas pulsit të 13-të tabela do të arrijë vlerën e gjatësisë 25, por, siç shihet, ajo vlerë do të jetë më e madhe se 25, duke dhënë një gabim pozitiv të lëvizjes ose mbikalim. Prandaj është i domosdoshëm futja e rregullatorit.

Pra, kur një komandë futet në kompjuter ai i dergon sistemit një vlerë numerike si hyrje për vlerën e x -it, në intervale kohore diskrete deri te sistemi fizik-servo amplifikatori i motorit i cili i paranon këto të dhëna në formë diskrete, ndërsa punon në formë kontinue. Një qark për konvertim Digital/Analog, bën kovertimin e sinjaleve.

2.4 Kontrolli i lëvizjes së ushqimit

Qarku i hapur i kontrollit

Përdoren motorët me hap edhe ate: për makina të vogla, shpejtësi të kufizuara, mjedis me momente konstante dhe kur trajektorja e lëvizjes s'është shumë me rëndësi por duhet pika e fillimit dhe mbarimit të lëvizjes. Këto motora janë të lira sepse kanë elektronikë të thjeshtë. Por kërkojnë domosdo qark ngadalësues për shkak të inercionit të motorit që të mos kemi mbikalime. Këtu një puls është i barabartë me një rezolucion përkatsisht një kënd fiks që e quajmë hap të motorit. Mirëpo duhet të kordinohet koha e dërgimit të pulseve me motorin sepse nëse pulset dërgohen më shpejtë atëherë ato mund të humben. Një problem tjetër është se lëvizja apo jo e motorit varet nga ngarkesa që ka, prandaj më tepër përdoren për kontrollin pikë-pikë të lëvizjes dhe nuk janë të përshtatshëm për kontrollin e konturës.



Figura 2.12 Qarku i hapur i kontrollit

Gjenerimi i lëvizjes bëhet sipas skemës në figurën 2.13. Nga interpoluesi meret fjala referente dhe bartet te gjeneratori i impulseve. Sinjali që prodhon gjeneratori i impulseve dërgohet edhe në drive me të cilin udhëzohet motorin që të lëviz dhe poashtu dërgohet edhe në numratorin zvogëlues që përmes zvogëlimit të numrit tregon se sa afër qëllimit ka arritur lëvizja në mënyrë që të të ngadalsohet frekuenca e sinjaleve që të ngadalësohet lëvizja. Nëse arrihet fundi atëherë numratori i terminalit nuk dërgon impuls, ashtu që elementi logjik “dhe” jep daljen 0 dhe ndalet lëvizja.

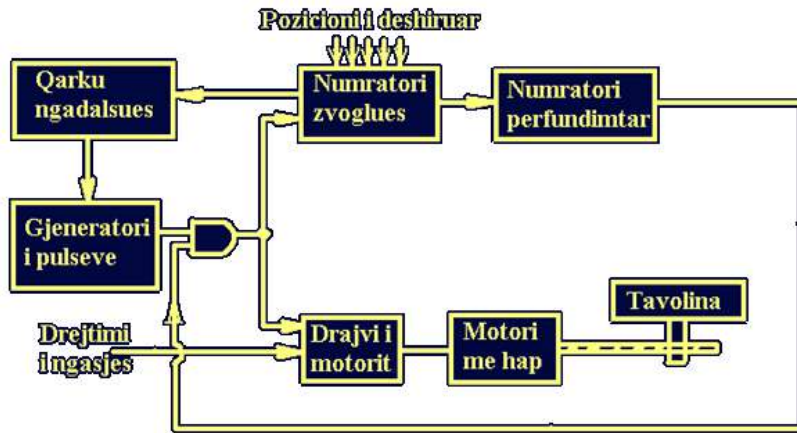


Figura 2. 13 Realizimi i lëvizjes së ushqimit [11]

Qarku i mbyllur me fjalë referuese

Ky qark i takon metodës konvencionale të kontrollit dhe ka përparësi nga metoda me puls referues sepse eliminohen elementet hardverike dhe më lehtë programohen. Te qarku i mbyllur procedura është e njëjtë por këtu numratori zvoglues e merr sinjalin direkt nga enkoduesi, dmth që nga sinjali i parë fillon lëvizja e tavolinës dhe pozicioni i saj determinon zvogëlimin apo përshtetimin përmes sinjalit që dërgon enkoduesi në numrator [11].

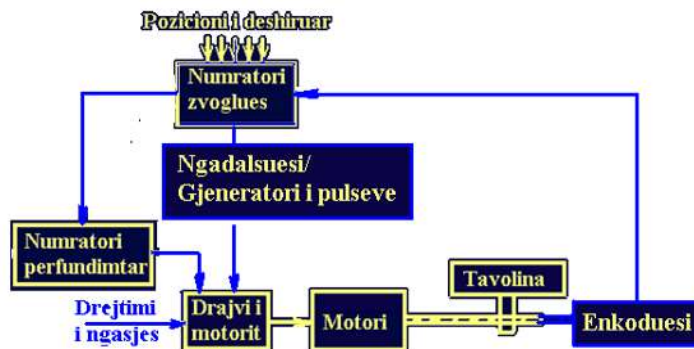


Figura 2. 14 Qarku i mbyllur me fjalë referente.

Qarku i mbyllur me puls referues i bazuar në DC servo motor

DC motori rrotullohet dhe jep shpejtësinë këndore, integrimi i së cilës na jep pozitën. Te DC motori përmes ndryshimit të tensionit ndryshojmë rrymën e qarkut me çka e përmirsojmë momentin. Kështu motori lëviz dhe jep informacion kthyes që në përgjithësi është shpejtësi. Enkoduesi përmes dërgimit të impulseve tregon pozicionin e arritur. Enkoduesi sa herë që lëviz jep një puls frekuenca e të cilëve është proporcionale me shpejtësinë.

Pulset referuese vijnë në numratorin rritës-zvogëlues i cili rritet kur pranohet puls referues dhe zvogëlohet kur motori lëviz. Vlera e numratorit na jep gabimin e pozitës.

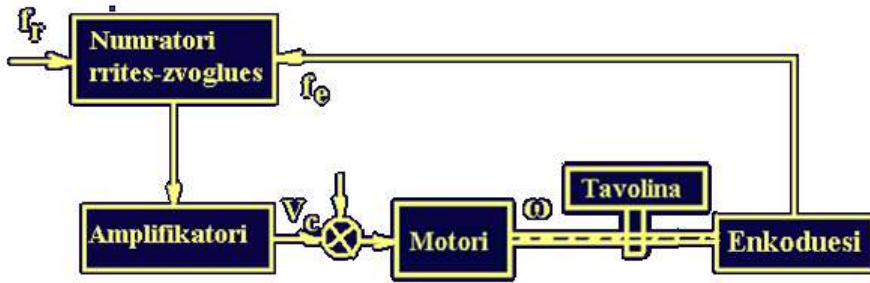


Figura 2. 15 Qarku i mbyllur me puls referues i bazuar në motor të rrymës së vazhduar [11]

Sistemi konvencional me fjalë referente shërben për kontroll të konturës dhe jep një feedback konvencional për pozicionin. Dizajnimi i tyre është shumë i rëndësishëm sepse përgjigjia e çastit është shumë me rëndësi, sidomos në rastet e kthesave të shpejta gjatë prerjes.psh prerja e këndeve.

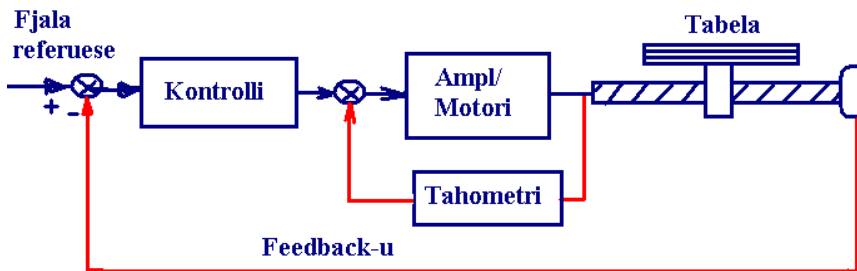


Figura 2. 16 Qarku i kontrollit për sistemin konturë [13]

Ky qark i mbyllur i kontrollit realizohet në mënyrë të panvarur për çdonjërin nga akset e kontrollit, përmes të cilës realizohet edhe lëvizja e kontrolluar e tavolinës punuese. Arqitektura për realizimin e lëvizjes dydimensionale të tavolinës është dhënë në figurën 2. 15. Këtu shihet qartë se gabimet e konturës vijnë si rezultat i mospërshtatjes së kanaleve x dhe y.

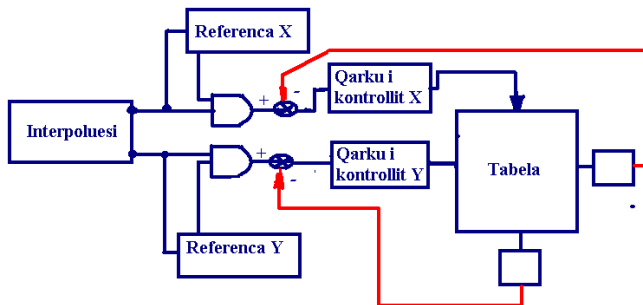


Figura 2. 17 Kontrolli i lëvizjes së tavolinës punuese

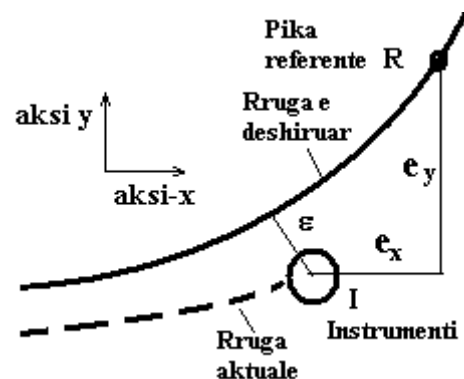


Figura 2. 18 Gabimi i konturës ϵ [14], [109]

Rruga e instrumentit është kompozicioni i lëvizjeve në drejtim x dhe y. Dmth sistemi i ngasjes që realizon lëvizjen në drejtim të akseve duhet ndërtohen me kujdes ashtu që interpoluesi të sigurojë përgjigje dinamike të njejta të çastit, sepse nëse ata nuk janë të njejta do të

lajmërohen gabimet e konturës (fig. 2.18). Kështu që këto qarqe duhet të jenë me përforsim të lartë të sinjalit dhe të përshtaten sa më shumë.

Përfundime:

-Metoda me puls referues është më e lehtë për faktin se ka më pak interfejs, vetëm një linjë na duhet për te motri me hap. Por disavantazhi qëndron në faktin se aty përherë gjendet një gabim.

-Metoda me fjalë referuese është shumë më e aplikuar sepse eliminon hardverin e elektronikën dhe janë shumë më të lehtë për ti programuar dhe ndërtuar. Kjo është sistem konvencional i kontrollit ku duhet të japim një fjalë ose një sinjal si referim.

-Sistemet e interpelimit *pikë për pikë* kërkojnë ngarkesa konstante dhe te ata nuk ka nevojë të kontrollohet shpejtësia sepse na intereson vetëm pika e fillimit dhe ajo e mbarimit, kontura nuk është me rëndësi. Gjatë gjithë lëvizjes së sistemit nëpër konturë makina bën prerjen e metalit, prandaj, është e rëndësishme çdo pikë e lëvizjes. Kjo e bën edhe më kompleks sistemin e konturës.

-Nga ana tjetër problemi i motorëve me hap është problemi i rezolucionit por kan qark të thjeshtë të kontrollit. Ndërsa, motorët e rrymës së vazhduar nuk e kanë problemin e rezolucionit, por, qarku i kontrollit të tyre është shumë i komplikuar.

KAPITULLI III

3. Zgjedhja e modelit

3.1 Arsyetim

Për të rritur cilësinë e punimit mekanik tentohet prodhimi industrial të orjentohet kah sistemet fleksibël të prodhimit. Kjo ka bërë që të zgjohet interesi për qendra të përpunimit ose makina CNC që ofrojnë shpejtësi të lartë punimi por edhe precizitet të lartë. Shpejtësia e lartë e punimit nënkupton sisteme të shpejta të mekanizmit të ushqimit dhe shpejtësi të lartë në shpindel. Kur jepet një komandë për shpejtësi të lartë dhe nxitime të larta, atëherë servosistemi jep një përgjigje e cila ndikohet nga vibrimet mekanike që lajmërohen në këtë moment dhe shkaktojnë valëzimin e rrugës së instrumentit, duke prishur precizitetin e ndjekjes së trajektore.

Shpejtësia e ushqimit (hapit punues) dhe preciziteti i pozicionimit të mekanizmit të ushqimit janë direkt të nvarur nga sasia e fuqisë dhe momentit të rrotullimit i shpërndarë nga sevomotori dhe nga algoritmi i servokontrollit të lëvizjes së ushqimit që e ekzekuton njësia e Kontrollit Numerik Kompjuterik (CNC) [4]

Preciziteti i pozicionimit të instrumentit në raport me pjesën e punës si dhe deformimet relative strukturore në mes tyre, janë përcaktuesit shumë të rëndësishëm të precizitetit të punës së makinave CNC. [4] Ashpersia e sipërfaqes varet pjesërisht nga shpejtësia e ushqimit dhe lehtësisht nga thellësia e prerjes [34].

Burimi i deformimeve relative në mes të pjesës së punës dhe instrumentit prerës në pikën e kontaktit e ka gjenezën nga ngarkesat e ndryshme termike, peshave të pjesëve dhe ngarkesave punuese që dalin si pasojë e rezistencave të prerjes. Të gjitha elementet rrotulluese ose lëvizëse të makinës CNC kanë një sipërfaqe të caktuar kontakti me boshtet ose me një element tjetër, gjë që nënkupton prezencën e përhershme të fërkimit, energjia e të cilit shëndrohet në nxehtësi. Rritja e temperaturës nuk është asnjëherë uniforme gjatë kalimit nëpër pjesët e makinës duke ndryshuar kuficientin e tyre termik dhe duke ndryshuar lokacionin e burimit të nxehtësisë. Nga ana tjetër edhe ngarkesat e lëvizjes dhe peshave e ndryshojnë ngurtësinë e pjesëve dhe çvendosjet relative në pikën e prerjes në mes të instrumentit dhe pjesës së punës. [4]

Një Qendër e përpunimit CNC Vertikale

Punimi mekanik i pjeseve mund të bëhet në qendra të ndryshme përpunuese dhe me metoda dhe operacine të llojllojshme, por, e përbashkta e tyre është ruajtja e saktësisë së punimit që nënkupton ruajtjen e tolerancave të përmasave të pjesës së punës dhe cilësinë e sipërfaqeve të punuara. Sigurisht që, për ti fituar tolerancat e specifikuara, duhet që makinat të kenë precizitet shumë më të lartë se sa tolerancat e pjesës që punohet. Ndër kushtet kryesore me të cilët garantohet preciziteti i punimit, është rritja e ngurtësisë së strukturave të makinave metalprerëse e cila çon në zvogëlimin e vibracioneve dhe deformimeve elastike të sistemet teknologjik [9]. Nyjet mekanike kërkohet të kenë: kushineta me hapsira të mundëshme minimale, të kenë inerci të vogël, të mos kenë vibrime, të kenë kuficient sa më të vogël fërkimi, etj.

Preciziteti i makinës varet shumë nga deformimet statike dhe dinamike të të gjitha pjesëve pjesmarëse në zinxhirin kinematik të mekanizmit që transmetojnë fuqinë dhe momentin punues. Këto deformime shkaktojnë edhe deformime strukturale në mes të pjesës së punës dhe instrumentit metalprerës.

Poashtu, preciziteti i makinës CNC është i lidhur ngushtë pikërisht me saktësinë e pozicionimit të instrumentit metalprerës [4]. Saktësia e pozicionimit e sistemit të ushqimit varet nga format e vibrimeve strukturore të komponentëve mekanik [18].

Që të arrihet të kontrollohet saktësia e pozicionimit të instrumentit, duhet që të bëhet modelimi dhe analiza e lëvizjes relative në mes të instrumentit dhe pjesës së punës si dhe të gjitha deformimeve statike dhe dinamike që shkaktojnë gabimet përkatëse. (shiko gabimet e punimit). Kjo kërkon që të arsyetohen kërkesat e rigjeditetit, stabilitetit termik dhe aftësisë shuarëse (amortizuese), për të gjitha pjesët lëvizëse që marrin pjesë në zinxhirin kinematik që e realizon lëvizjen e ushqimit siç janë: tabela, kushinetat, dhëmbëzorët, udhëzuesit, etj.

3.2 Analiza e mekanizmit për realizimin e lëvizjes së ushqimit MLU

Mekanizmi lëvizës së ushqimit bën realizimin e hapit (ushqimit) përmes një motori që realizon fuqinë, një sistemi redukues të momentit (ingranim) dhe tavolinës punuese, që përbën pikën e fundit të lëvizjes. Zakonisht tabela është e ngjitur ngurtësisht me një dado e cila është e ingranuar me vide të pafund e cila pastaj lidhet me motorin. Por, ka edhe raste kur lidhja bëhet pa çift me vide të pafund, psh te makinat CNC shumë të shpejta, për të eliminuar inercionin dhe fërkimin, vendoset një motor linear direkt [4].

Çifti me vide pafund luan rolin e aktuatorit për shëndrimin e lëvizjes rrotulluese të motorit në lëvizje lineare të tavolinës punuese. Për të zvogluar fërkimin e pjesëve të ingranuara, zakonisht vida e pafund është e tipit vide e pafund me sfera qarkulluese. Lidhja me motorin mund të bëhet me ose pa një system dhëmbëzorësh e që varet direkt nga shpejtësia e ushqimit, inercioni apo nga kërkesat për reduktim të momentit. Kështu për shembull te makinat konvencionale realizimi i shpejtësisë së kërkuar të ushqimit bëhet përmes redukimit disa shkallësh të momentit që kërkon reduktor me shumë çifte dhëmbëzorësh.

Servomotorët duhet të kenë aftësinë të japin një moment të madh dinamik për të përshpejtuar tabelën, pjesën e punës dhe çiftin e vidës me sfera qarkulluese. Për këtë qëllim mund të përdoren motoret e rrymës së vazhduar (DC-motorët), të rrymës alternative (AC) si dhe motoret me hap. Shumica e servomotorëve përdorin motorin e rrymës së vazhduar, pikërisht për shkak të aftësisë së tyre për shpërndarje efikente të momentit të rrotullimit për shpejtësi të ndryshme [4].

Te makina frezuese vertikale tre-aksiale (fig.3.1), realizimin e lëvizjes kryesore e bën boshti i spinelit i cili është i lidhur përmes një sistemi transmetuesish me dhëmbëzore me një motor të rrymës alaternarive (përafërsisht 5 KW-ësh). Ndërkaq lëvizja e ushqimit realizohet përmes mekanizmave të njëjtë në drejtim të të tri akseve x, y dhe z. Ata përdorin servomotorë të rrymës së vazhduar me magnet permanent, i cili është i lidhur direkt me boshtin e vides me sfera qarkulluese, ndërkaq, përmes çiftit bën lëvizjen lineare të tavololinës dhe pjesës së punës[4] .

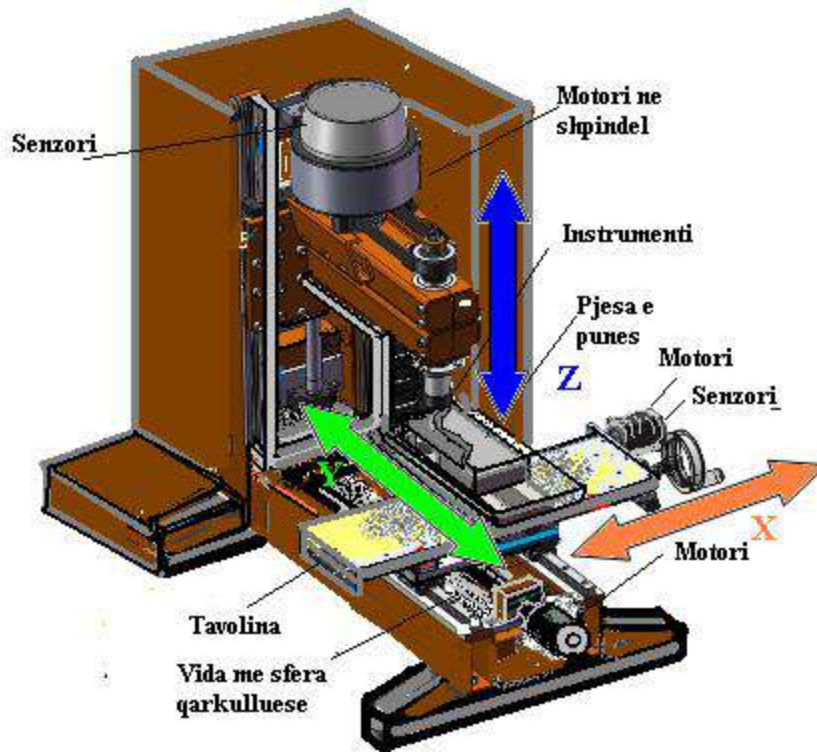


Figura 3. 1 Skica e frezës CNC vertikale

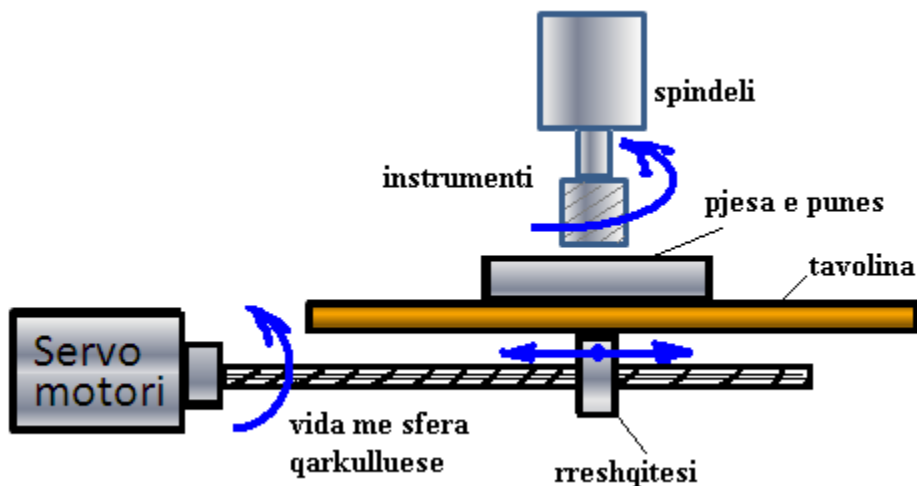


Figura 3. 2 Realizimi i lëvizjeve te mekanizmi i lëvizjes ndihmëse

Motori prodhon një moment të rrotullimit i cili duhet të shpërndahet dhe shpenzohet për të arritur nxitimet e nevojshme për të mbizotëruar inercionin që lajmërohet në boshtin e motorit, të mbizotërojë fërkimin në kushineta dhe në udhëzues dhe gjithashtu duhet tu rezistojë forcave të prerjes. Përpos ngarkesave motori duhet të ketë një rang të lartë të shpërndarjes kontinuale të momentit si dhe një moment fillestar (peak) të lartë në një periudhë të shkurtër me shpërndarje për 2-3 sekondash [1]. Një mundësi të tillë e ofrojnë motorët e rrymës së vazhduar të cilët në kushte të shpejtësive të ndryshme, mund të realizojnë këtë mundësi të shpërndarjes së momentit.

Prandaj, modeli fizik i propozuar përbëhet nga një motor i rrymës së vazhduar (DC-motor), i cili lidhet në mënyrë të drejtpërdrejtë me një vidë me sfera qarkulluese, dadoja e së cilës është e përforcuar për tavolinën punuese (tabelën) në të cilën vendoset pjesa e punës (fig 3.2).

Ky moment i gjeneruar tentohet të mbahet konstantë edhe në kushte eksploative. Por, për shkak të johomogjenitetit të ngarkesave, ndonjëherë, ky moment ka rritje të madhe deri në vlera të larta për periudha të shkurtërta por kjo nuk duhet ta afektojë procesin e prerjes (fig). Për ta bërë këtë makina duhet të ketë kapacitet që për një periudhë të vogël të pranojë sasi të konsiderueshme të mbikalimit të momentit.

3.3 Analiza e ngarkesave te MLU

Mekanizmi i lëvizjes së ushqimit është i vendosur horizontalisht dhe shërben për të realizuar lëvizjen lineare të tavolinës së punës në drejtim të një aksi. Për kontroll dydimensional të lëvizjes, pozicionimi realizohet përmes kombinimit të dy mekanizmave të tillë, njëri në drejtim të aksit X e tjetri në drejtim të aksit Y. Edhe pozicionimi në drejtim të aksit Z mund të bëhet me të njëjtin mekanizëm me përjashtime të vogla që dalin nga raporti i ngarkesave dhe vendosja vertikale e tij.

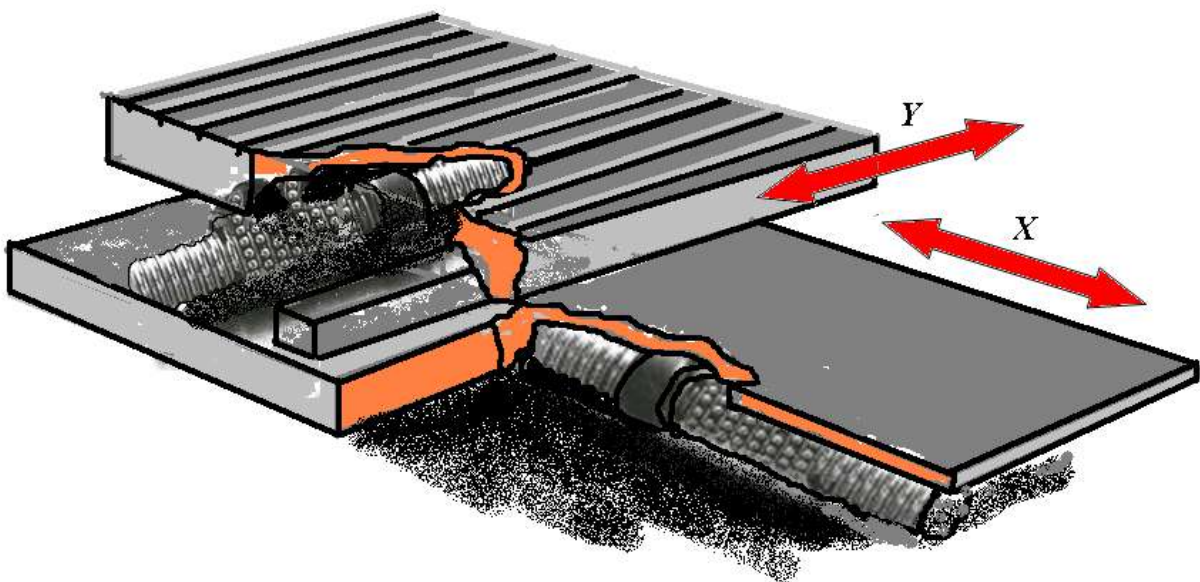


Figura 3. 3 Tabela dy dimensionale e kontrolluar me mikrokompjuter

Sistemi që realizon lëvizjen e ushqimit është mekatronik i përbërë nga pjesa elektrike dhe mekanike, pra, një servomotor me vide me sfera qarkulluese që lidhet përmes dados me tabelën dhe pjesën e punës. Pra, përpos elementeve mekanike si: tabela, pjesa e punës, dadoja, vida me sfera dhe kushinetat, ai përmban servomotorin me DC motor dhe elementet elektronike si: amplifikatori i servomotorit, elementet e feedbackut , kompjuteri digjital, konvertori analog-digjital, etj.

Kërkesa kryesore e trajtimit mekanizmit të ushqimit për qëllime të kontrollit është se: *Motori duhet që për një kohë shumë të shkurtër të jep një moment dinamik të lartë në fillim të lëvizjes për të arritur shpejtimet e nevojshme të tabelës, pjesës së punës dhe vides me sfera*

qarkulluese, e cila do të zgjasë deri në momentin e arritjes së gjendjes stabile të shpejtësisë së dëshiruar.

Vida me sfera qarkulluese

Çifti me vidë të pafund me sfera qarkulluese ka për detyrë të shëndrojë lëvizjen rrotulluese në boshtin e elektromotorit, në lëvizje drejtëvizore të dados e cila është ngurtësisht e lidhur me tavolinën punuese. Janë shumë mirë të dizajnuara që të rrisin precizitetin e punës së makinave CNC.

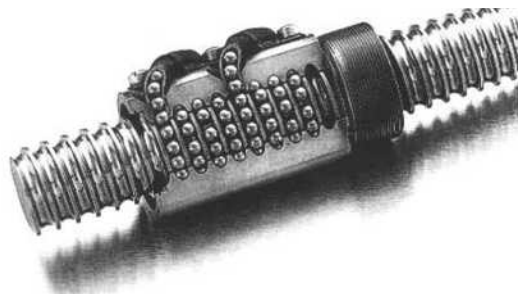


Figura 3. 4 Vida me sfera qarkulluese

Janë të shumta arsyet se pse vida me sfera qarkulluese ka gjetur zbatim shumë më të madh se format tjera të shëndrimit të lëvizjes rrotulluese në atë drejtëvizore të mekanizmit të lëvizjes ndihmëse. Ka efikasitet të lartë $\eta = 95-98\%$, konsum të ulët dhe nivel të ulët të nxehjes [38]. Në raport me konkurentët kanë këto përparësi:

- Nuk janë të shtrejtë
- Ofrojnë saktësi të lartë
- Kanë formë kompakte
- Kapacitet të lartë ngarkimi
- Janë eficientë
- Nuk kërkojnë mirëmbajtje,
- etj.

Për ti eliminuar gabimet e transmetimit për shkak të zbrastësirave të mbetura mes sferave, vendosja e tyre bëhet me parangarkesë. Dadoja bën lëvizje paralele me aksin e vidës duke ofruar mundësinë e kontrollit të çvendosjeve të vogla përmes karakteristikave konstruktive të vidës.

Sipas [1], momenti i përgjithshëm është moment dinamik dhe duhet të përballojë të gjitha llojet e ngarkesave: momentin e përgjithshëm të inercisë që reflektohet në boshtin e motorit, momentin e fërkimit viskoz të motorit dhe mekanizmit dhe momentin e reflektuar të ngarkesave statike në boshtin e motorit. Dmth, kemi:

—

Momenti i përgjithshëm statik i reflektuar në boshtin e motorit

shpejtësia këndore në boshtin e motorit

Kueficienti i fërkimit viskoz

Momenti i përgjithshëm i inercisë që reflektohet në boshtin e motorit.

Ngarkesat që duhet ti përballojë servomotori i këtij mekanizmi janë të natyrës **statike** dhe **dinamike**. Më poshtë do të bëhet analiza e këtyre ngarkesave sipas natyrës së tyre (fig).

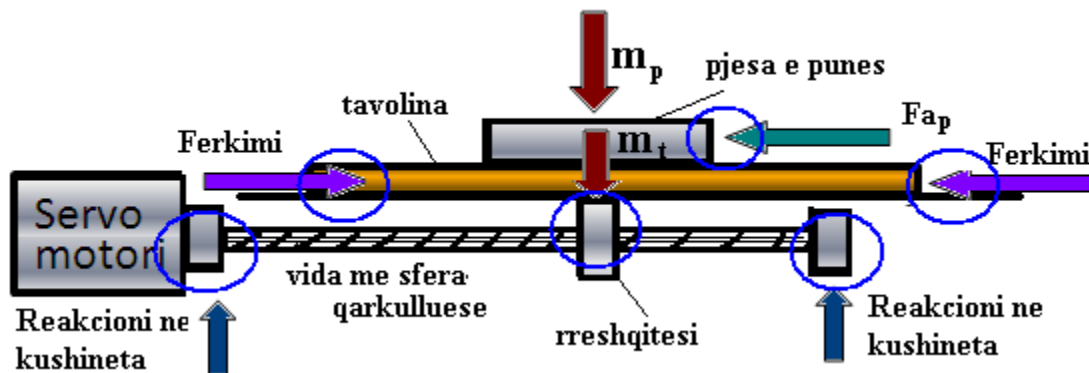


Figura 3. 5 Ngarkesat e mekanizmit

Ngarkesat statike e kanë burimin në humbjet për shkak të fërkimit në udhëzuesit e tabelës dhe në kushineta, si dhe nga forcat e prerjes të cilët veprojnë në drejtim të lëvizjes së ushqimit të tabelës.

Momenti që duhet ta përballojë DC motori është kryesisht ai moment i reflektuar në boshtin e vidës dhe përfshin: momentin nga forca e fërkimit në udhëzues, momentin që jep komponentja e forcës së prerjes në drejtim të lëvizjes së ushqimit dhe momentin e shkaktuar nga fërkimi në kushineta. Momenti statik në boshtin e çiftit me vidë pafund do të prezentohet si shumë e tre momenteve që përfshijnë të gjitha ngarkesat e mekanizmit të ushqimit:

Fërkimi në udhëzuesit statik të makinës është një parametër i cili ndryshon nga një makinë në tjetrën. Arsyeja për këtë është shumë e qartë, nvarret nga lloji i kontaktit në mes të tavolinës punuese dhe udhëzuesëve. Nëse kontakti mes tyre realizohet përmes udhëzuesëve rrëshqitës metal me metal edhe përkundër lubrifikimit ai përfshijnë një sipërfaqe kontakti të madhe prandaj kemi koefficientë të lartë të fërkimit. Për të përmirësuar këtë gjendje, shpesh te disa makina CNC hasim udhëzues hidrostatik dhe hidrodinamik të cilët injektohet lubrifikant në mes të tabelës punuese dhe udhëzuesit. Koefficientë më të vegjël të fërkimit ofrojnë të gjitha sistemet që sipërfaqet e kontakteve relative i zavendësojnë kontakte në pikë përmes kushinetave me rula ose vidës së pafund me sfera qarkulluese.

Momenti i fërkimit që duhet të përballohet nga motori:

Momenti i fërkimit në udhëzues

Hapi i vidës

*Kueficienti i fërkimit në udhëzues rrëshqitës merr
vlerat nga 0.05 deri 0.1 [1]*

Masa e tavolinës punuese

Masa e pjesës së punës

komponentja normale maksimale e forcës prerëse

nxitimi i gravitetit

Për të përballuar ndikimin e forcës së ushqimit në skaje të vidës me sfera qarkulluese janë vendosur kushineta mbështetëse aksiale. Këta kushinet vendosen me presim me qëllim që ti evitojnë gabimet që mund të lajmërohen si rezultat i zbrastësirave që vijnë nga ndikimet termike në vidë. Momenti që humbet në këta kushineta është direkt i varur nga forca aksiale e ushqimit dhe parangarkesa e presimit të kushinetës:

Momenti i humbur në kushinetë

Diametri mesatar i kushinetës

Kueficienti i fërkimit në kushinetë rreth 0.005 [1]

Forca maksimale e ushqimit

Komponentja normale e forcës prerëse

Momenti i rrotullimit në boshtin e vidës me sfera qarkulluese i cili duhet ta përballojë forcën prerëse në drejtimin e lëvizjes së ushqimit është:

Momenti i forcës së lëvizjes së ushqimit

Hapi i vidës

Në rastet kur momenti statik është shumë i lartë, atëherë për reduktimin e tij bëhet me vendosjen e një çifti dhëmbëzorësh në mes të boshtit të motorit dhe vidës dhe përdoret një raport transmisioni për reduktim të momentit:

$$— \quad — ,$$

numri i dhëmbëve në dhëmbëzorin e lidhur me boshtin e motorit përkatsisht të vidës

— numri i rrotullimeve në dhëmbëzorin e lidhur me boshtin e motorit përkatsisht të vidës

Te mekanizmi i lëvizjes së ushqimit zakonisht bëhet reduktimit i shpejtësisë në dalje prandaj duhet të meret kushti $>$, që jep një raport >1 dhe ose momenti i reduktuar në motor do të ishte:

$$—$$

Momenti i përgjithshëm statik në boshtin e vidës

Raporti i transmisionit motor-vidë

Ngarkesat Dinamike kryesisht përbëhen nga momentet e inercisë që lajmërohen në boshtin e motorit dhe që janë rezultat i peshës së tabelës punuese, vidës, pjesës së punës, boshtit të motorit, etj. Momenti i inercisë për shkak të peshës së tabelës punuese dhe pjesës së punës, i reflektuar në boshtin e motorit është:

$$—$$

Momenti i inercisë së vidës:

$$— \quad —$$

Momenti i përgjithshëm i inercisë në boshtin e motorit është:

$$—$$

Momenti i përgjithshëm i inercisë i reflektuar në boshtin e motorit

– Momenti i inercisë së boshtit të motorit

Raporti i transmisionit në mes të motorit dhe vidës >1

Hapi i vidës; Diametri mesatar i vidës

Por në këtë mekanizëm ka edhe një rezistencë tjetër të fërkimit e cila duhet të përballohet. Është fërkimi viskoz i motorit i cili është proporcional me shpejtësinë e cila e jep momentin e fërkimit viskoz $B\omega$

3.4 Dizajnimi i një sistemi mekatronik për lëvizjen e ushqimit

Viteve të fundit zakonisht problemi kryesor i trajtimit të makinat CNC ka qenë kontrolli i lëvizjes në kushte të shpejtësive të larta dhe përshpejtimeve të larta. Nga inercioni i masave të komponentëve të këtij sistemi, paraqiten vibrimet në fazën e rritjes së nxitimeve [38]. Sidomos mekanizmi i lëvizjes së ushqimit është ai mekanizëm që e ka rolin kryesorë në realizimin e përpunimit me shpejtësi të lartë, prandaj është ai që bën balansin në mes të nevojave të përpunimeve të shpejta dhe të sakta si dhe kërkesave të kontrollit për tu realizuar kjo.

Sistemi i ngasjes është një sistem mekatronik i cili bën një integrim sinergjik të pjesës mekanike, elektrike dhe kontrollit kompjuterik. Prandaj gjatë dizajnit të sistemeve të kontrollit duhet të kemi parasysh pjesën mekanike e cila nvarret nga struktura e mekanizmit, elementet si vida, rrëshqitësit, kushinetat, etj, karakteristikat e tyre të ngurtësisë dhe të efekteve amortizuese të lëvizjes, në mënyrë që të evitohen vibrimet.

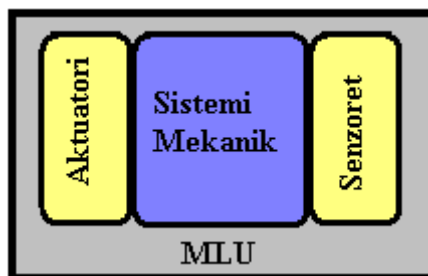


Figura 3. 6 Integrimi i elementeve të mekanizmit të lëvizjes së ushqimit

Materialet nga të cilët bëhen zakonisht është çeliku i cili ka shkallë të lartë të karakteristikës shuarëse për absorbim të oscilimeve dhe për të ruajtur stabilitetin dinamik të prerjes. Kohëve të fundit ka filluar të përdoret edhe graniti për strukturën e makinës, i cili ka veti që ti ulë shumë amplitudat e oscilimeve të makinës.

Te makinat me kontroll numerik, vibrimet luajnë një rol të rëndësishëm në sigurimin e cilësisë së punimit. Makinat me kontroll numerike në drejtime të ndryshme kanë sisteme të ndryshme me shumë shkallë lirie që janë të vështirë për tu trajtuar. Më me interes janë vibrimet në mes pjesës së punës dhe instrumentit metalprerës që godasin precizitetin e punimit, cilësinë e sipërfaqes së punuar, specifika të ashklës, etj. Te realizimi i lëvizjes së ushqimit sistemi për tu trajtuar është ai që lidh motorin me çiftim në vide me sfera qarkulluese dhe tabelës dhe pjesës së punës.

Me qëllim që të zotrohen gabimet e rastit në sistem, për nevoja të simulimit do të krijojmë një model i cili do të mer parasysh vibrimet, ngacmimet e jashtme dhe shpërndarjen e gabimit (shiko fig.1.5 në Kap.I).

3.5 Analiza e modelit dinamik

Modelimi i karakteristikave dinamike të këtij sistemi të lëvizjes së ushqimit mund të thjeshtësohet në system me dy shkallë lirie, pra, të bëhet si system me dy-masa, të lidhura në mes veti me një sustë dhe një element shuarës që do të zavendësojë kuficientin e fërkimit në udhëzuesit e makinave dhe në kushineta.

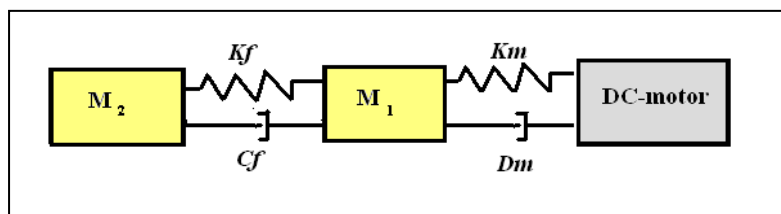


Figura 3. 7 Një prezantim i mundëshëm i modelit

Ndikimi i sistemit elektrik gjatë dizajnit të rregullatorit është është zavendësuar me një force që në fakt paraqet forcën e aktuatorit. Elementi i shuarësit që shprehet përmes kuficientit të fërkimit viskoz të lëvizjes rrotulluese në boshtin e elektromotrit si dhe moment rrotullues i inercisë në bosht, është marrë përmes funksionit transmetues të motorit të rrymës së vazhduar si transformim i Laplasit . Ai duhet ta përballojë momentin e inercisë së tabelës, pjesës së punës, vides, mekanizmit transmetues, etj.

Sistemet e shpejta për realizim të lëvizjes së ushqimit janë kryesisht të bazuar në një kombinim të një motori të lëvizjes rrethore dhe një mekanizmi me sfera qarkulluese. Lidhja e tyre është direkte, pa raport të transmisionit ($i=1$), ashtu që vinda, në njëfarë mënyre paraqet bosht të zgjatur të motorit. Modeli dinamik për të dizajnuar rregullatorin do të konsistojë në dy masa të lidhura me element suste dhe element shuarës viskos. Masa e parë i korrespondon tavolinës lëvizëse dhe pozicioni i saj përcaktohet përmes x_1 që detektohet nga një enkoder me shkallëzim linear, kurse masa e dytë paraqet pjesën e punës që përcaktohet me pozicionin e ngarkimit që në fakt paraqet trajektoren aktuale [2]. Me elementin e shuarës viskoz C_f , zavendësohet fërkimi më udhëzues i cili ka natyrë shumë jolineare, ndërsa, shpesh përdoren edhe elemente hidrostatike. Aproximimi që bëjmë është se te ky model nuk marrim parasysh masën e vidës dhe fërkimin në vidë dhe monetin rrotullues të inercionit të vidës fërkimin që është shumë i vogël për shkak të sferave qarkulluese dhe kuficientin e viskozitetit rrethor në vidë. Por, meqenëse vinda është e lidhur direkt në boshtin e motorit, ato ndikime mund të merren në vetë pjesën mekanike të motorit përmes rritjes së kuficientëve mekanik te funksioni transmetues i DC motorit. Poashtu konsiderojmë se lidhja në mes të dados dhe tavolinës së punës është tërësisht e ngurtë.

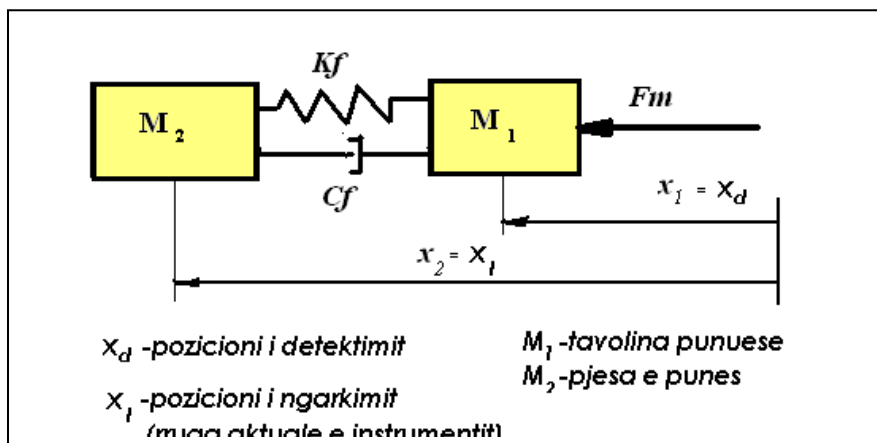


Figura 3. 8 Skica e modelit dinamik

Forcat që projektohen në drejtimin e lëvizjes së ushqimit, janë:

-Forca e aktuatorit f_m

-Forca e prerjes f_p

-Forca e sustës me ngurtësi K_f

$$F_{el} = K_f (x_d - x_l)$$

-Forca e shuarësit me koeficient shuarje C_f ose koefficienti i fërkimit viskoz:

$$R = C_f (\dot{x}_d - \dot{x}_l)$$



Figura 3. 9 Lirimi nga lidhjet

Sipas parimit të d'Alamberit kemi: $M \cdot a = \sum_{i=1} F_i$

$$\begin{aligned} M_1 \vec{a}_1 &= \vec{F}_{el} + \vec{R} + \vec{f}_m \\ M_2 \vec{a}_2 &= \vec{F}_{el} + \vec{R} + \vec{f}_p \end{aligned} \dots\dots\dots(1)$$

Projektojmë në drejtim horizontal (x):

$$M_1 \ddot{x}_d = -F_{el} - R + f_m$$

$$M_2 \ddot{x}_l = F_{el} + R - f_p$$

dhe zëvendësojmë në ekuacionin (1):

$$\begin{aligned} M_1 \ddot{x}_d &= -C_f (\dot{x}_d - \dot{x}_l) - K_f (x_d - x_l) + f_m \\ M_2 \ddot{x}_l &= C_f (\dot{x}_d - \dot{x}_l) + K_f (x_d - x_l) - f_p \end{aligned} \dots\dots\dots(2)$$

Ekuacionet diferenciale (2) paraqesin modelin matematikor të sistemit mekanik të paraqitur në Fig.3 8.

Ekuacionet (2) mund te shkruhen ne formën:

$$\ddot{x}_d = \frac{1}{M_1}(-C_f(\dot{x}_d - \dot{x}_l) - K_f(x_d - x_l) + f_m) \dots\dots\dots(3)$$

$$\ddot{x}_l = \frac{1}{M_2}(C_f(\dot{x}_d - \dot{x}_l) + K_f(x_d - x_l) - f_p)$$

Me qëllim të uljes së rendit të ekuacioneve diferenciale, bëhet transformimi i shprehjes (3) nga variablat kinematiko-dinamike në variabla të gjendjes.

Madhësitë:

$$x_d \text{ dhe } x_l, \dot{x}_d \text{ dhe } \dot{x}_l, \ddot{x}_d \text{ dhe } \ddot{x}_l,$$

paraqesin variablat kinematiko-dinamike, përkatësisht: koordinatat, shpejtësitë, nxitimet e përgjithësuara, prej të cilave rrjedhin variablat e gjendjes.

Përmes variablave të gjendjes duhet të bëhet transformimi i modelit dinamik, të dhënë me shprehjen (3), nga variablat (madhësitë) kinematiko-dinamike

$$x_d \text{ dhe } x_l, \dot{x}_d \text{ dhe } \dot{x}_l, \ddot{x}_d \text{ dhe } \ddot{x}_l,$$

në variablat e reja të ashtuquajtura variabla të gjendjes, që duke i'u përshtatur softverit

Matlab, i shënojmë me $x(i)$, $i = 1, 2, \dots$, kështuqë, përdoren këto zëvendësime:

$$x(1) = x_d,$$

$$x(2) = x_l,$$

$$x(3) = \dot{x}_d,$$

$$x(4) = \dot{x}_l,$$

Pra, koordinatat dhe shpejtësitë e përgjithësuara janë zëvendësuar me katër variabla të gjendjes $x(i)$, $i = 1, 2, 3, 4$. Nxitimet e përgjithësuara që paraqesin “derivatet – diferencialet” e variablave të gjendjes $x(3)$ dhe $x(4)$, atëherë janë:

$$dx(3) = \ddot{x}_d,$$

$$dx(4) = \ddot{x}_l.$$

Me kalim nga variablat kinematiko-dinamike në variabla të gjendjes bëhet ulja e rendit të ekuacioneve diferenciale, kështu nga dy ekuacione të rendit të dytë fitojmë katër ekuacione të rendit të parë.

Nëse variablat kinematiko-dinamike i zëvendësojmë me variablat e gjendjes, atëherë shprehja (3) merrë formën:

$$dx(1) = x(3),$$

$$dx(2) = x(4),$$

$$dx(3) = \frac{1}{M_1} (-C_f (x(3) - x(4)) - K_f (x(1) - x(2)) + f_m) \dots\dots\dots (4)$$

$$dx(4) = \frac{1}{M_2} (C_f (x(3) - x(4)) + K_f (x(1) - x(2)) - f_p)$$

Shprehja (4) paraqet formën e përshtatshme për realizim të zgjidhjes së ekuacioneve diferenciale të sistemit material duke shfrytëzuar softverin Matlab.

Kthimi bëhet me metodën inverze:

-Nga ekuacioni (4) llogarisim vlerën e forcës me të cilën vepron aktuatori, por, me vlerat e ndryshoreve dalëse në fund të sistemit.

$$f_m = M_1 \ddot{x}_d + C_f (\dot{x}_d - \dot{x}_l) + K_f (x_d - x_l)$$

Kjo forcë paraqet funksionin transmetues të feedbackut të rregullatorit sepse sinjali i forcës është plotësisht identik me tensionin. Pra funksioni transmetues është i formës $V(t) / F(t)$

Në vazhdim shkruajmë programin që përmes mekanizmave të softverit MatLab, do të bëjë përshkrimin e karakteristikave kinematiko-dinamike të sistemit:

```

function [dx,x0,str,ts] = model(t,x,u,flag)

% Parameters of Feed Drive System
M1; M2; Cf; Kf;

switch flag
case 0
    %nr. equations      nr.outputs      nr.inputs

    dx = [4,      0,      4,      2,      0, 2, 1];

    %initial conditions
    x0 = [0,0,0,0];
    str = [];
    ts = [0 0];
case 1

% Forces

fm=u(1); fp=u(2);

% differential equations

dx(1)=x(3);
dx(2)=x(4);
dx(3)=1/M1*(-Cf*(x(3)-x(4))-Kf*(x(1)-x(2))+fm);
dx(4)=1/M2*(Cf*(x(3)-x(4))+Kf*(x(1)-x(2))-fp);

case 2
    dx = [];
case 3
    dx = x;
case 9
    dx = [];
otherwise
    error(['unhandled flag = ',num2str(flag)]);
end

```

Figura 3. 10 Programi i modelit në MatLab

Sigurish që një model i tillë nuk është përshkrim i përkryer matematikor i dinamikës së sistemit sepse nuk merr parasysh masën e vidës me sfera qarkulluese, por, meqë aplikimin e tij e bëjmë për kontroll fazilogjik, nuk na paraqet ndonjë pengesë serioze. Pikërisht, përparësia e implimentimit të fazi logjikës në kontrollin e lëvizjes qëndron në faktin se nuk kërkon përshkrim të detajuar të modelit. Implimentimin e këtij modeli do ta bëjmë te simulimi i rregullatorëve në kapitujt vijues.

KAPITULLI IV

4. Projektimi i sistemit të kontrollit me PID regullator

4.1 Në përgjithësi për elementet e qarkut të kontrollit

Te sistemet moderne të kontrollit, një proces fizik ose një makinë kontrollohet përmes sistemeve inteligjente elektronike. Kontrolli automatik që realizohet përmes inteligjencës artificiale bën që makina vetëvetiu të marrë vendime rutinë, përmes të cilëve shpesh ia kalon edhe kontrollit të vetë njeriut sepse reagimi i makinës ose procesit është i shpejtë ose i ngadalëshëm, dhe përgjigjet me precizitet më të mirë duke ruajtur me saktësi performansat e sistemit.

Sistemet e kontrollit mund të jenë të formave të ndryshme dhe mund të bëhen klasifikime të ndryshme duke filluar nga sistemet e thjeshta të regullimit që kontrollojnë një parametër, sistemet e përcjellëse të cilët mund të ndjekin një rrugë paraprakisht të vendosur, sistemet e kontrollit të rastit që kontrollojnë një sekuençë momentesh të ndryshme, deri te sistemet elektrike dhe elektromekanike (reletë). Përmes releve dhe ndërprerësve është mundësuar qarku logjik i cili ka ndihmuar që të implementohet pak inteligjencë. Sot janë të njohur servomekanizmat të cilët janë sisteme dinamike të kontrollit të pozitës dhe kanë gjetur zbatim të madh në fushën e kontrollit të proceseve industriale, të makinave metalprerëse, robotikës etj. Më vonë avansimet në elektronikë kanë ndryshuar edhe dizajnin e sistemeve të kontrollit, duke u nisur nga tranzistorët dhe qarqet e integruara, që kanë mundësuar dizajnimin e rregullatorëve analog deri te mikroprocesorët që mundësuan rregullatorët digjital me kapacitet të lartë kontrolli, të lirë dhe me mundësi përshtatjeje [12].

Për të patur një sistem kontrolli duhet të kemi minimum një *rregullator* dhe një *aktuator*. Por për të dizajnuar një sistem të kontrollit nevojiten njohuri dhe inkorporim të mekanikës, elektronikës sensorëve, motorëve, etj. Sistemi i kontrollit zakonisht përfshin motorë, amplifikatorë, ndërprerës dhe kompjutorë. Elementet si reletë, potenciometrët e kontrolluar nga operatori, ndërprerësit e limituar dhe të kontrolluar, etj., i gjejmë te makinat konvencionale.

Rregullatori përfaqëson pjesën inteligjente të sistemi i kontrollit dhe në shumicën e rasteve është i natyrës elektronike. Rregullatori merr një sinjal hyrës i cili paraqet pikën e qëllimit të variablës (vlera e punës) që trajtohet ose që në fakt është një sinjal që e prezanton daljen e dëshiruar të sistemit.

Aktuatori është paisje elektromekanike e cila bën lidhjen në mes të rregullatorit dhe procesit fizik. Në të vërtetë te sistemet e kontrollit ai bën shëndrimin e sinjalit elektrik që e merr nga rregullatori dhe e konverton atë në një formë të veprimit konkret fizik, psh motori elektrik, elektrohidraulik etj.

Varësisht nga mënyra e kontrollit të variablës së procesit, sistemet e kontrollit ndahen në sisteme me qark të hapur dhe sisteme me qark të mbyllur.

Sistemi me qark të hapur

Sistemet me qark të hapur janë sisteme të aplikueshme vetëm për rastet kur veprimet e aktuatorit janë të sigurta dhe të përsëritshme, psh. reletë dhe motorët me hap.

Janë sisteme pa lidhje kthyesë që dmth se rregullatori kalkulon në mënyrë të pavarur tensionin e nevojshëm dhe ia dërgon aktuatorit për ta bërë punën e nevojshme por nuk mer asnjë

informacion kthyes se si ka vepruar aktuatori. Krejt sistemi nvaret nga niveli i njohjes së performancave të aktuatorit nga ana e rregullatorit.

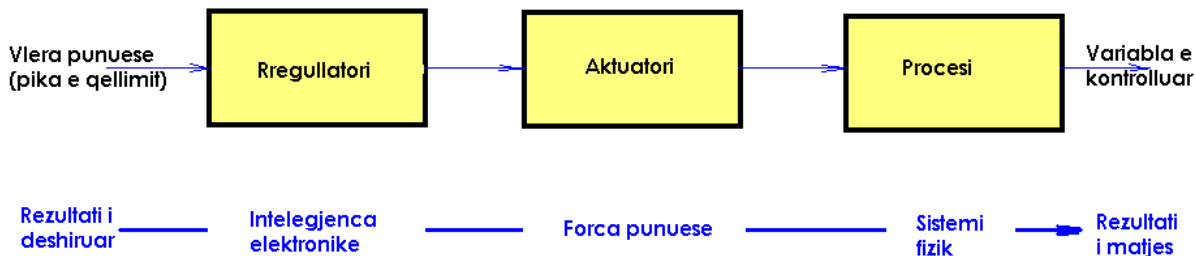


Figura 4. 1 Qarku i hapur i kontrollit [10]

Sistemet me qark të hapur pra, nuk kanë qasje të *dhënat në kohë reale (real time data)* për performancat e sistemit, prandaj në rast të çregullimit të sistemit nuk mund të kemi veprim korrektues të menjëhershëm, prandaj edhe aplikohen në rastet kur dalja është e parashikuar ose është konstante. Te makinat CNC, raste të tilla shumë rallë se mund të gjinden sepse pothuajse forca e prerjes dhe ngarkesat e makinës nuk janë asnjëherë konstante.

Sistemi me qark të mbyllur të kontrollit

Te sistemet me qark të mbyllur përpos *aktuatorit* dhe *rregullatorit* kemi edhe *senzorin* dhe *komparatorin*. Variabla e kontrolluar këtu monitorohet në mënyrë të vazhdueshme nga një sensor. Sinjali nga rregullatori deri te aktuatori dërgohet sipas parimit të dirigjimit (forward path), kurse sensorin e mer sinjalin dalës (për variablën që kontrollon) nga procesi, e thjeshtëson atë dhe e konverton në dinjal elektrik dhe e dërgon atë në rregullator sipas parimit të lidhjes kthyes (feedback), duke e mbyllur qarkun. Përmes komparatorit nga vlera e dëshirur (punuese) e variablës e dhënë si hyrje në sistemin e kontrollit, zbritet vlera e matur nga sensorin. Ky dallim i vlerës së variablës quhet *gabimi* i variablës (error). Rregullatori tani bën rregullimin e domosdoshëm që variabla dalëse të jetë e tillë si kërkohet. Ai në fakt tenton që këtë *gabim* ta bëjë zero.

Nëse gabimi është zero, atëherë do të thotë se nuk kemi diferencë në mes të vlerës së variablës në hyrje të dhe vlerës në dalje që dmth dalja është saktësisht ashtu si vlera e qëllimit (*set point*).

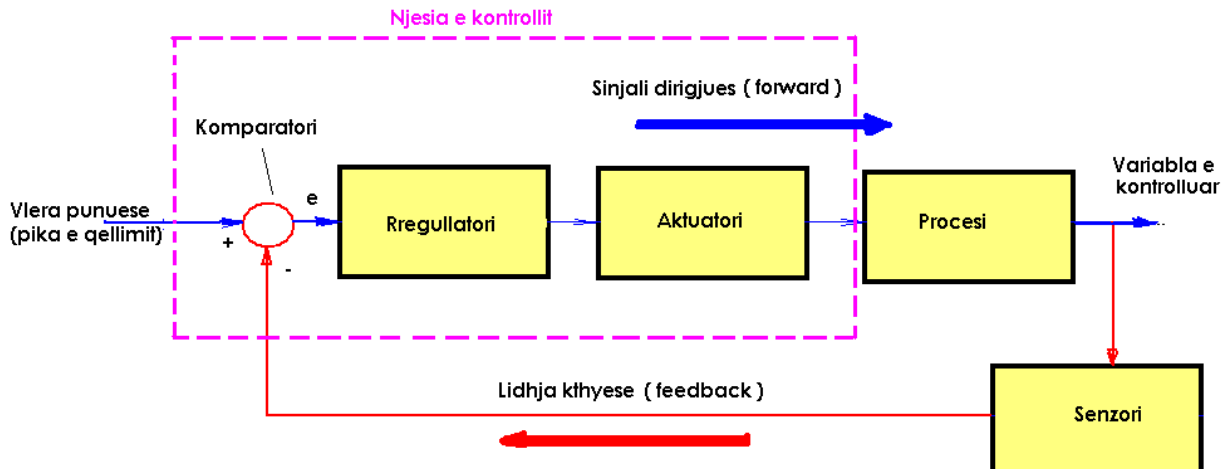


Figura 4. 2 Qarku i mbyllur i kontrollit [10]

4.1.2 Funkzioni transmetues

Funksioni transmetues (transferues, transitor,) paraqet relacionin matematikor në mes të hyrjes dhe daljes së një komponente të sistemit të kontrollit. Për këtë komponentë ky funksion përshkruan edhe varshmërinë nga koha edhe karakteristikat e gjendjes stabël (regjiimit stabël). Kur e përshkruan vlerën e gjendjes stabile, atëherë funksioni transferues mund të quhet *përforcues* (Gain) ose *kueficient përforcimi*.

$$F_t = \frac{\text{Dalja}}{\text{Hyrja}}; \quad F_t = \text{perforcimi (gain)} = \frac{\text{Dalja e qendrueshme}}{\text{Hyrja e qendrueshme}}$$

Modeli matematikor i cili përshkruan një sistem dinamik zakonisht paraqitet përmes ekuacioneve diferenciale. Me qëllim të zgjidhjes më të lehtë të ekuacioneve diferenciale, ne aplikojmë transformimet e Laplasit. Përmes transformimeve të Laplasit bëjmë shëndrimin e ekuacioneve diferenciale lineare në shprehje algjebrike të cilat janë më të lehta për të manipuluar. Kështu funksioni me varshmëri nga një variabël reale sic është koha, konvertohet në një funksion me variabël me varshmëri komplekse, sic është frekuenca.

4.1.3 Konverterët Analog-Digjital dhe anasjelltas

Te sistemet analoge të kontrollit përdoren njësitë analoge tradicionale dhe amplifikatorët linear, të cilët vetëm e rregullojnë daljen e sistemit për çdo ndryshim i madhësisë në hyrje ose informacionit kthyes, që ndjehet menjëherë nga paisja analoge.

Nga ana tjetër sistemet digjitale kontrollohen nga një qark digjital i cili është një kompjuter psh. mikroprocesor ose mikrokontroller. Kontrollin e bën një program i përsëritshëm të ekzekutuar nga programi i cili lexon edhe vlerën e dhënë në fillim dhe atë nga senzori dhe ti krahasojë ato, duke kalkuluar kështu daljen e rregullatorit i cili do ti dërgohet aktuatorit. Pastaj pas ekzekutimit të përsëritjes programi kthehet në fillim me crast kalon një kohë prej 1 milisekonde. Sistemi digjital e kontrollon inputin dhe pas një kohe të caktuar e jep daljen e pershtatur.

Te këto sisteme reagimi nuk është i përnjëhershëm sikurse te sistemet analoge. Nëse ndryshimi i inputit ndodh menjëherë pas skanimit që i bën kompjuteri, atëherë ky ndryshim mund të mbetet pa detektuar deri në skanimin e ardhshëm. Megjithatë koha ndërmjet dy përsëritjeve është shumë e shkurtër.

4.1.4 Amplifikatori

Amplifikatori bën rritjen e sinjalit nga një sinjal me tension të ulët në hyrje deri te një sinjal me tension më të madh. Shkalla e përforcimit ose përforcimi (gain) i amplifikatorit tregon numrin se për sa rritet sinjali.

Për shembull, nëse në hyrje kemi sinjalin me 1 V dhe në dalje 4, atëherë themi se përforcimi është 4

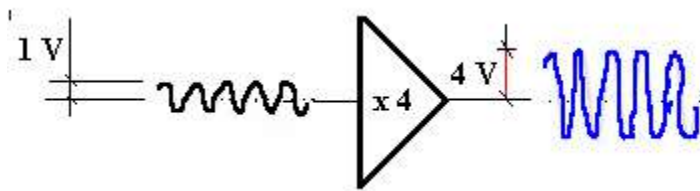


Figura 4. 3 Amplifikimi

Elementet e një amplifikatori operues i cili ka pesë pina është treguar në figurën vijuese:

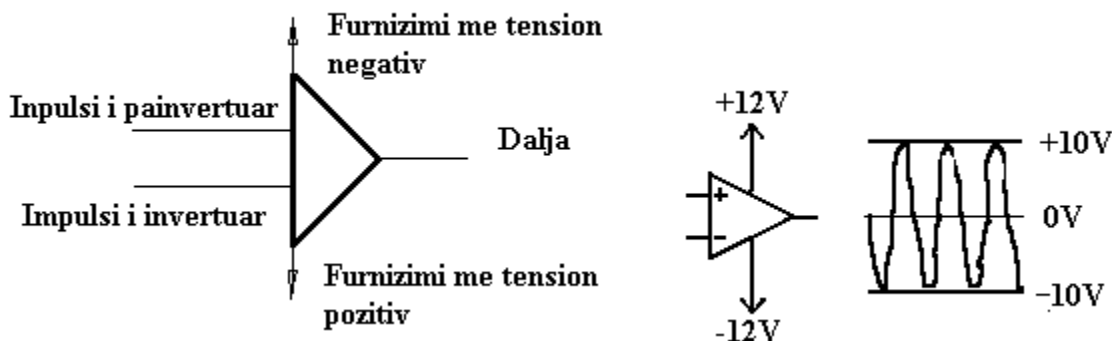


Figura 4. 4 Amplifikatori me pese pina dhe tensioni i sinjalit

Furnizimi me energji duhet të bëhet me tension më të madh sepse mund të ketë rrënje të tensionit dhe të kemi humbje në sinjalin dalës (fig.4.4 b).

Nëse duam të realizojmë një përforcim prej 4 herë të sinjalit atëherë duhet të bëjmë një skemë si në figurë:

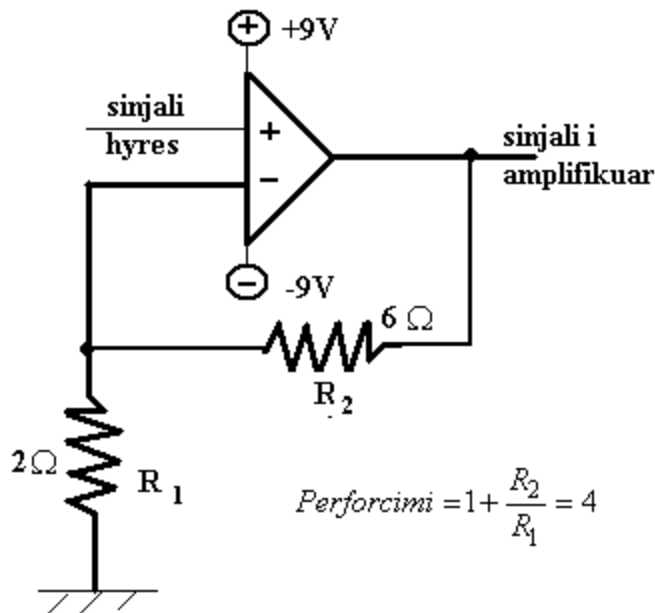


Figura 4. 5 Realizimi i përforcimit

4.2 Analiza e servomekanizmit për lëvizjen e ushqimit

Dizajnimi i servomekanizmit varet nga pjesët përbërëse të mekanizmit që kontrollohet. Për secilën komponentë të mekanizmit duhet të gjendet funksioni transmetues ose të meret i gatshëm nga prodhuesi ose llogaritet. Zakonisht për komponentë që përsëriten shpesh në mekanizma siç janë motorët dhe sensorët funksioni transmetues jepet nga prodhuesi. Për shembull, te makinat CNC përdoren motorët e rrymës së vazhduar, alternative dhe motorët me hap, funksionet transmetuese të cilëve pothuaj se dihen gjithmonë. Ndërkaq pjesa mekanike llogaritet duke u bazuar në ligjet e fizikës përkatësisht dinamikës së sistemit. Përgjigjia e sistemit mund të kalkulohet matematikisht dhe forma e saj nvaret nga funksioni ngacmues ose çregullues në hyrje të sistemit.

Nisur nga kushtet e punës së sistemit të mekanizmit të lëvizjes së ushqimit (MLU) që trajtojmë mbetet detyra jonë që:

- ose të eliminojmë shkakun-burimin e problemit
- ose të përmirsojmë formën e korrektimit.

Për të përmirësuar formën e korrektimit të variablës na duhet një sistem autorregullues i cili do ta mbajë variablën e kontrolluar në kufijtë e tolerancave të lejuara. Te servo-sistemi i lëvizjes së ushqimit kemi dy kërkesa kryesore të përformancës:

- të fitojmë një përgjigje të butë për të evituar oscilimet e rrugës së instrumentit gjatë ndryshimeve të shpejtësisë mbajë variablën e kontrolluar në kufijtë e tolerancave të lejuara
- të minimizojë gabimin e pozitës (steady state error-sse) dhe gabimin e ndjekjes (following error), në mënyrë që të realizojë precizitet gjatë konturimit multiaksial.

Aktualisht me një pjesmarje nga 90 deri 95% në aplikime të kontrollit continual, PID regullatori ze vendin e pare nga të gjithë regullatorët tjerë [v11]. Prandaj duhet të shohim se cilat janë arsyet e përdorimit aq të gjërë të një rregullatori të tillë.

Për të dizajnuar një system të kontrollit automatik duhet të kemi parasysh disa problematika:

- Definimi i objektivave të performances së kontrollit
 - -Ruajtja e stabilitetit: përforcimi, margjinat e fazës
 - -Ruajtja e nivelit të elementeve kuantitative: gabimi i pozitës(see), koha e ngritjes, koha e stabilizimit
 - -Eliminimi i çregullimeve-ngacmimeve: sensor, aktuator, model
- Definohet stabiliteti dhe tre arsyet e jostabilitetit
 - Të definohet Gabimi i stabilizimit (steady-state error-SSE) dhe mënyrat e reduktimit të tij
 - Të përshkruhen burimet e ndryshme të çregullimeve-ngacmimeve dhe principet e reduktimit të tyre në dalje
 - Si të bëhet reduktimi i SSE-së përmes PID së në përgjigjen e çastit

Te një qark i mbyllur i kontrollit automatik, variabla që duam ta kontrollojmë është parasëgjithash variabla në hyrje që e quajmë variabla e dëshiruar. Objektivi kryesor i këtij qarku është që të ruajë stabilitetin e sistemit, që dmth, ne duhet të jemi në gjendje ta ruajmë daljen në një nivel të caktuar që të mos largohet nga ky nivel ose të mos oscilojë, pra të arrihet një vlerë kuantitative dhe të ruhet ajo, kurse, sinjali në dalje që e përfaqson atë vlerë të jetë stabil.

Poashtu ne dëshirojmë që dalja e sistemit që është funksion i kohës, të përcjell dhe të jetë sa më e përafërt me hyrjen që është poashtu funksion i kohës dhe paraqet nivelin e dëshiruar të variablës. Këta funksionet në hyrje janë përgjithsisht funksione shkallë, prandaj për të shprehur këtë përafërsi në mes të hyrjes dhe daljes, duhet të gjejmë shkallën e saktësisë të ndryshimit të $y(t)$ nga $r(t)$. Për ta shprehur këtë ngjajshmëri ne duhet të kemi elemente të ndryshme kuantitative siç janë gabimi i pozitës ose *SSE-gabimi i stabilizimit* (gabimi i përhershëm, devijimi i madhësisë rregulluese), *koha e rritjes* (ang. *rise time*) dhe *koha e stabilizimit* (ang. *settling time*), *mbikalimi* (ang. *overshoot*). Të gjitha këto parametra, na ndihmojnë që të vlerësojmë cilësinë e sistemit të kontrollit prandaj, është me rëndësi ruajtja në limitet e përcaktuara dhe përmirsimi i vazhdueshëm i tyre.

Objektivi tretë është shmangia e çregullimeve(ngacmimeve) që lindin në disa pika të qarkut automatik: çrregullimet në sensor, aktuator, model dinamik dhe çrregullimet e lidhjes kthyese. Pra, edhe pse dalja është shumë e përafërt me hyrjen, këtu ka disa sinjale të jashtme që vazhdimisht veprojnë dhe mund ta çregullojnë procesin. (fig.4.6) çrregullimet në mekanizmin e lëvizjes së ushqimit MLU: fërkimi, ngurtësia, vibrimet, momentet e inercisë, etj

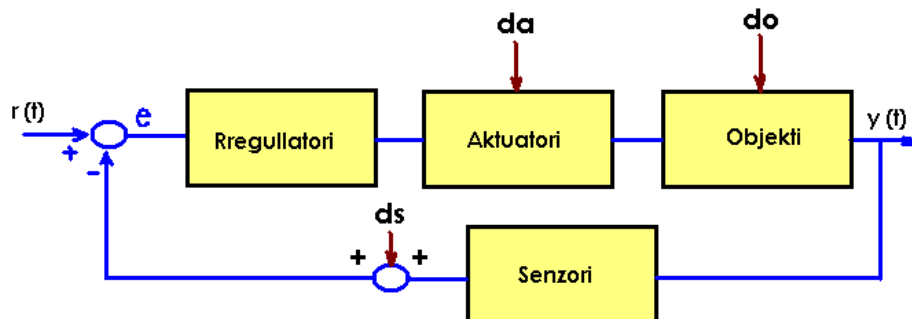


Figura 4. 6 Nje skeme e rregullimit automatik me elementet përbërëse [15]

Të gjitha këto çregullime janë aktive gjatë gjithë kohës dhe tentojnë ta çvendosin daljen nga hyrja $r(t)$. Sa here që arrihet një devijim, detyra e rregullatorit është që ta gjenerojë një input adekuat që do të bëjë kompensimin për atë sa ka qenë devijimi.

Nëse sistemi del nga gjendja ekuilibruese nga veprimi i jashtëm dhe ai përsëri mund të kthehet në te, atëherë themi se sistemi është stabil. Pra, stabilitet kemi kur shkaqet shkaktajnë pasojë dhe pasojat shkaktajnë shkaqe. Por nëse ngacmimi shkaktan një pasojë e cila shkon duke u rritur dhe shkaktan efekt tjetër e kështu me radhë, do të thotë se sistemi nuk është stabil. Ky jostabilitet lajmërohet në forma të ndryshme. Te mekanizmi i ushqimit lajmërohet si çvendosje nga përmasa nominale.

Në rast se përgjigjia është jostabile, lajmërohen efektet vijuese:

- Te qarqet e hapura kemi saturimin i daljes përreth pikes operuese stabile.
- Te qarqet e mbyllura kemi oscilime të pandërprera përreth pikes operuese, kontrolleri e parandalon largimin nga pika operuese.

Dmth, te qarqet e hapura momenti punues i motorit (vija e plotë në fig. a) dhe ai i ngarkimit (vija e ndërprerë) në start janë të njëjtë por diku në një pikë të caktuar ai punues fillon të rritet duke e larguar nga pika operuese me ç'rast rritet edhe shpejtësia e motorit për shkak të tepricës së momentit. Pas një kohe ata përsëri takohen por momenti punues vazhdon të zvoglohet nën nivelin e ngarkimit. Për të eliminuar këtë veti që quhet saturim, përdorim rregullatorin i cili nuk lejon që devijimi të jetë i madh duke e kthyer prapa, përmes ndryshimit të tensionit, sa herë që tenton të largohet nga pika operuese, kështu që mbetet një oscilim i vazhdueshëm deri te pika e stabilizimit.

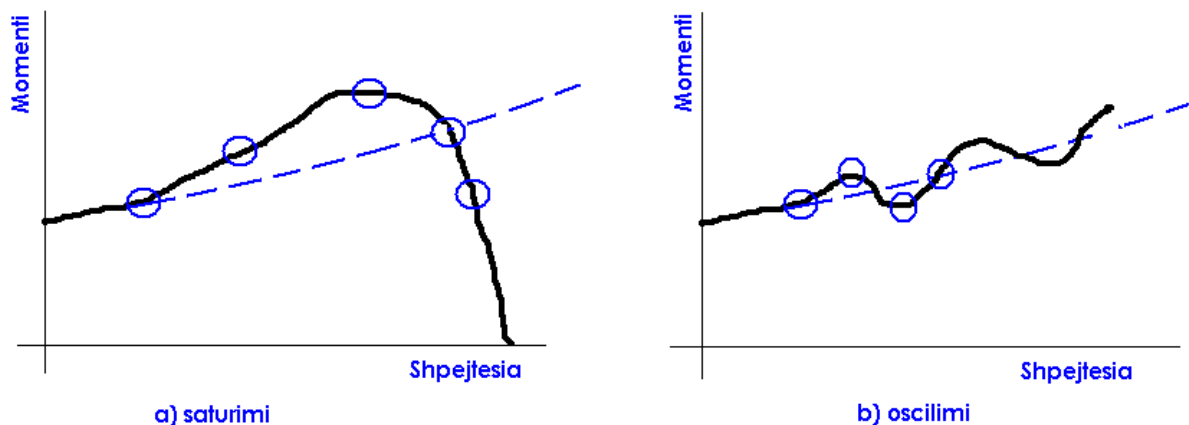


Figura 4. 7 Momenti dhe shpejtësia punuese te qarku i hapur dhe i mbyllur[12]

Shkaktarët e jostabilitetit te sistemet e mbyllura të kontrollit janë : vonesa fazore dhe koefficienti i lartë i përforcimit. Intervali kohor për mbyllje të qarkut duhet të jetë më i vogël se 180 gradë për shkak se në të kundërtën kur e kalon atëherë feedbacku negativ bëhet pozitiv [v11]. Në këtë rast fillon oscilimi nga pika operuese. Poashtu që të kemi lidhje kthyes ne duhet të kemi përforcim të shkakut i cili do ta rris pasojën që dmth se na duhet përforcim i mjaftueshëm i qarkut. Pra në këto dy raste fillon oscilimi i frekuencës.

Vonesa fazore e krejt qarkut e cila rritet (dmth. mbi 180 gradë) përshkak të:

-vonesës së sinjalit nga inputi i sensorit deri te outputi i modelit. Vonesa e kohës T është një nga shkaktarët kryesorë të jostabilitetit.

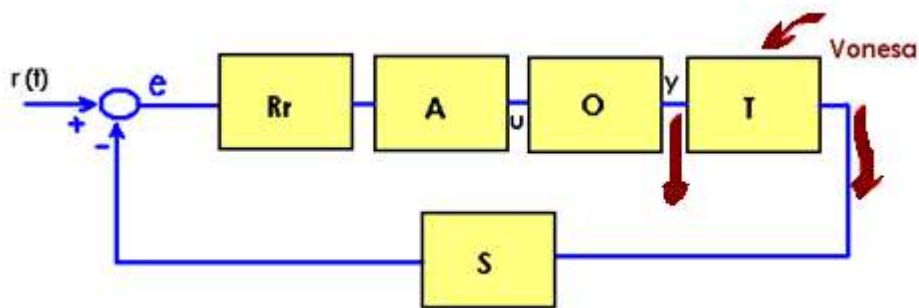


Figura 4. 8 Vonesa e sinjalit në qark

-vonesës së sinjalit nga outputi i rregullatorit deri te inputi i objektit rregullues

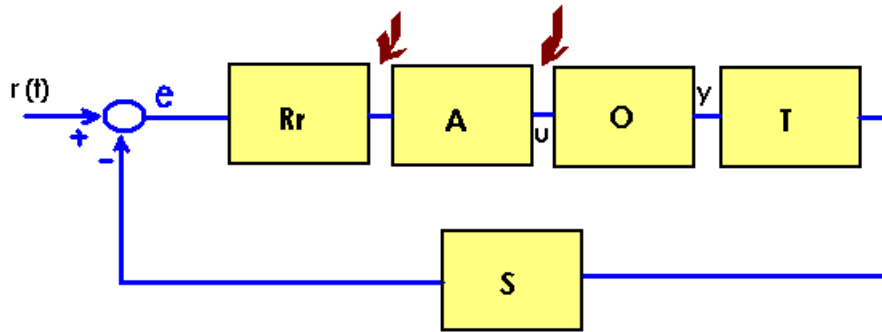


Figura 4. 9 Vonesa në aktuator

-konstantat kohore që përherë ekzistojnë në sensor, aktuator ose model

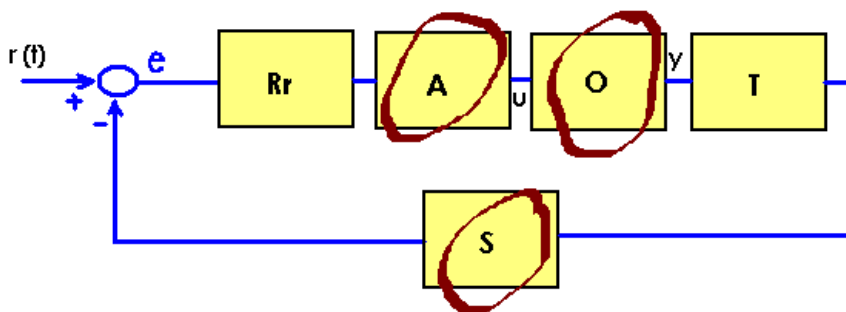


Figura 4. 10 Vonesa nga konstantat kohore

Pra, kudo që të jetë vonesa Brenda qarkut, ajo mund të jetë një potencial për të shkaktuar jostabilitet.

4.2.1 Përformancat e qarkut rregullues

Përformancat e qarkut janë dy llojesh:

- Performanca e përhershme (Steady state performance)
- Transiente (e përkohshme, e çastit)

Vlerësimi i sistemeve të kontrollit bëhet përmes kritereve të performancës që në fakt janë parametra të ndryshëm që mund të maten dhe tregojnë se sa është i mirë apo i keq sistemi. Këto parametra ndahen në të përhershëm dhe të çastit.

Te servomekanizmat, variabla e kontrolluar ndryshon përnjëherë nga çasti në çast që quhet *ndryshimi shkallë* (step change), prandaj gjatë kalimit nga një pozitë në tjetër dhe ruga e saj quhet *përgjigje e çastit* ose përgjigje kalimtare. Përgjigja aktuale e sistemit tregohet me vijë të plotë e cila në fillim oscilon rreth përgjigjes ideale (vlerës së qëllimit) me vija të ndërprera, ndërsa, pastaj stabilizohet duke lënë para *gabimin e përhershëm* E_{ss} (steady-state error). Ky gabim është shumë më i rëndësishëm për faktin që ajo performance i takon në intervali shumë më të gjatë.

Koha e nevojshme që sistemi të arrijë nivelin e vlerës së qëllimit e cila paraqet variablën punuese (nominale), quhet *koha e rritjes* së sinjalit (rise time). Me qenë se në rastet reale kjo përputhje nuk arrihet posa të startojë sistemi por i duhet një kohë e caktuar, atëherë, kjo kohë mund të meret si kriter krahasues i sistemeve. Koha e rritjes definohet si kohë e nevojshme për variablën e kontrolluar që të kalojë nga 10 deri 90% të rrugës deri te vlera e re e vendosur. Kalimi mbi vlerën e vendosur quhet *mbikalim* (overshoot) që paraqet një parametër tjetër transient. Koha e arritjes definitive të vlerës së vendosur me një gabim 2-5% quhet *koha e stabilizimit* ose e vendosjes (settling time).

Të gjitha këto parametra, koha e stabilizimit, koha e rritjes dhe mbikalimi, na ndihmojnë që të vlersojmë cilësinë e sistemit të kontrollit dhe janë të lidhur ngushtë me njëri tjetrin dhe ndryshimi i njërit prej tyre shkakton efekte te të tjerët.

Gabimi i përhershëm është gabim final i sistemit dhe është shumë më e rëndësishme për faktin që ajo performance i takon një intervali shumë më të gjatë. Ky është gabim real i sensorit i cili gabim vjen si rezultat i fërkimit, ngarkimit ose precizitetit të lidhjes kthyes nga sensorit. Tendencat gjatë projektimit të rregullatorëve janë që ky gabim të bëhet zero.

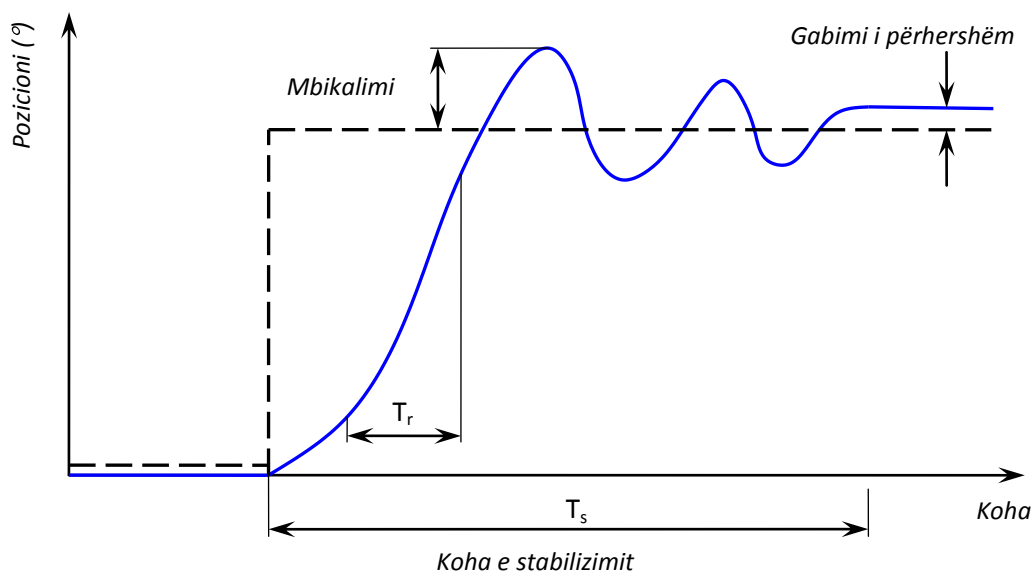


Figura 4. 11 Elementet e përgjigjes kalimtare [10]

Ne tentojmë që gabimi SSE të jetë zero sepse ky fakt paraqet kërkesën kryesore të rregullatorit ku ky gabim në domenin kohor shprehet si limit i gabimit ose në formë frekuence me limitin e funksionit transmetues të qarkut:

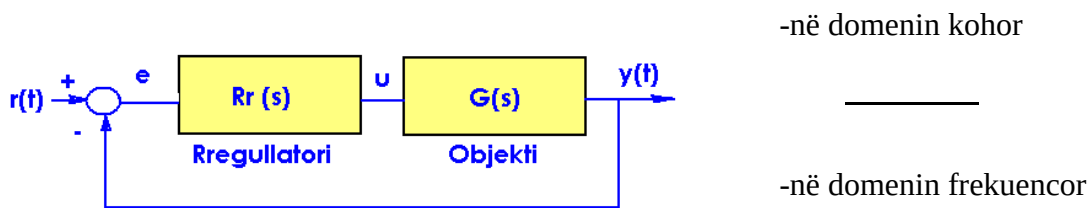


Figura 4. 12 Elementet e qarkut përmes funksioneve transmetuese

Si e mbajmë zero vlerën e gabimit?

-Ja rasti më i thjeshtë i kontrollit është ai proporcional i cili bën multiplikim të thjeshtë të variabëlës që dmth e shumëzojmë hyrjen me koefficientin e proporcionalitetit. Nëse hyrja psh është 1 V, dhe nëse ekziston gabimi e , atëherë dalja është më e vogël se hyrja. Që të ruajmë raportin $y=r$, zakonisht duhet që të fusim një vlerë hyrëse u në objekt. Nëse e mbajmë këtë vlerë u , atëherë duhet ta ruajmë edhe një vlerë të caktuar për e , sepse me kontrollin proporcional ne nuk mund ta bëjmë asnjëherë zero gabimin e përhershëm Ess.

-Për ta bërë këtë ne ose duhet të risim artificialisht hyrjen $r(t)$, nga 1V në 1.1 V, për ta ruajtur daljen e dëshiruar në 1 V, pra për 0,1 V dmth, aq sa është gabimi e .

-Ose të aplikojmë bias manualisht dmth një input shtesë u direkt në objektin e kontrollit si korrekcion i gabimit. Problemi qëndron në faktin se kush do ta jep këtë input ose sa do të jetë vlera e fillimit e r -it. Sigurisht që neve nuk kërkojmë zgjidhje manuale sepse s'e dimë se sa do duhet të jetë shtesa (bias) u_2 por kjo duhet të bëhet automatikisht.

Si do ta gjenerojmë këtë bias-input në mënyrë automatike për gabim zero?

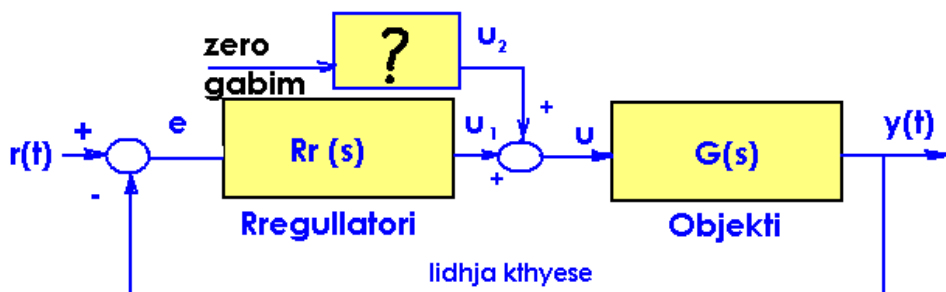


Figura 4. 13 Kompensimi i gabimit përmes shtesës së variablës

Paisja që jep një output për zero gabim është integritori, pra diku në qark duhet të vendosim një integritor dhe atëherë, edhe nëse gabimi do jetë zero, ne do jemi në gjendje të fitojmë një dalje të përcaktuar:

Dallojmë dy raste [15]:

Rasti 1:

-Edhe nëse gabimi është zero, atëherë integritori jep output sepse integrimi tash paraqet sipërfaqen e hijëzuar dhe ne do të gjenerojmë një u të përcaktuar: $u = \int K_i e dt$

Rasti 2:

-Kur integritori është brenda objektit rregullues.

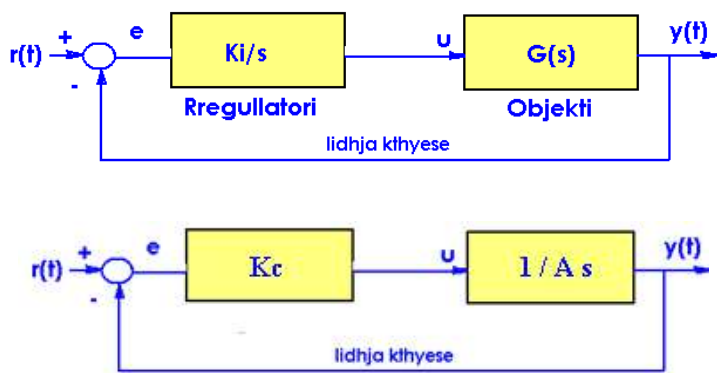


Figura 4. 14 Integruesi brenda rregullatorit (a) dhe brenda objektit (b)

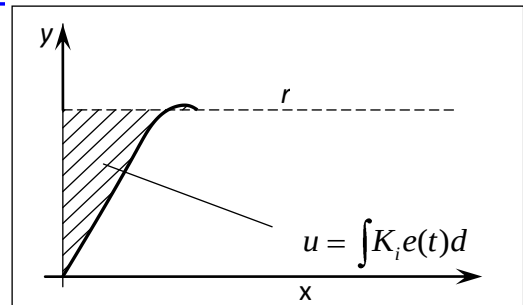


Figura 4. 15 Gjenerimi i shteses nga itegruesi

Këtu për ta ruajtur daljen y , ne nuk kemi nevojë që gjatë gjithë kohës të japim një input u (shembull konkret është rezervuari me fluid, ku ruajtja e nivelit është vetë një integral)

Pra, kur përdorim integrator, bias-inputi vjen automatikisht edhe nëse ne e rrisim për një konstantë C vlerën e qëllimit, ai do ta rris përsëri atë për ta mbajtur vlerën zero (fig 4.16. a.). Kjo vjen në shprehje te sistemi i ngasjes së ushqimit sepse ndryshimi i kordinatave të lëvizjeve është i shpeshtë. Sa herë që do të ndryshojë kordinata, rregullatori do ti marrë parasysh të gjitha forcat e inercisë dhe të fërkimit dhe do ta stabilizojë sistemin.

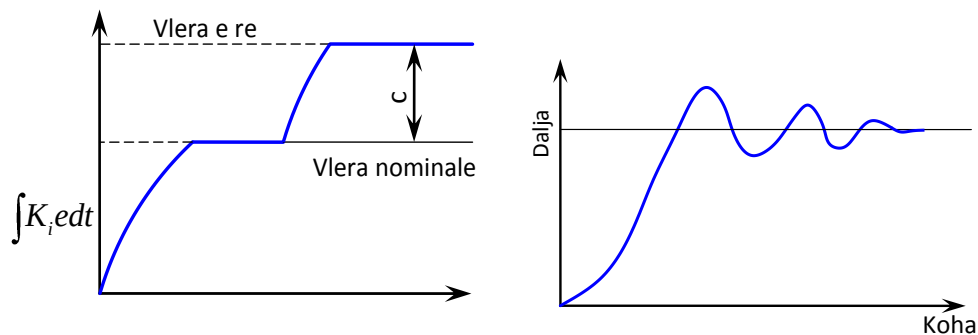


Figura 4. 15 a) Ndryshimi i vlerës së qëllimit b) Përgjigjia reale e sistemit

Por, edhe këtu ka ngecje. Për shkak të ngarkesave dinamike të sistemit, përgjigjia kohore nuk përputhet përnjëherë me vlerën nominale. Forcat e inercionit dhe teprica e momentit e krijuar në motor shkakton tejkalimin e vlerës nominale dhe krijohet i ashtuquajti mbikalimi. Tendencia e rregullatorit për ta kthyer atë, më pas shkakton oscilim përreth vlerës nominale, përkatsisht oscilime me amplitudë shuarëse të sistemit të ngasjes dhe tavolinës së punës (fig.b). Eliminimi sa më i herëshëm i këtij oscilimi do të thotë shpejtësi më e mirë e pozicionimit të instrumentit.

Në vazhdim do të spjegohet se çka ndodh te përgjigjia kalimtare.

4.3 Kontrolli me rregullator PID

Rregullatorët shërbejnë për kryerjen e një funksioni logjik në qark-rregullimin e madhësisë së rregulluar x (gabimit), pa mare parasysh karakterin fizik të saj, dhe jep në dalje madhësinë e vendosur y . Sipas sjelljes dinamike rregullatorët ndahen në P-proporcional, I-integrues dhe D-derivativ, por kur bëjnë rregullimin e variables së qarkut, varësisht nga specifikat e procesit që rregullojnë, përdoren në kombinimet PI, PD, DI dhe PID.

Te sistemet industrial të kontrollit, kur përdoret qarku i mbyllur i kontrollit, përdorim më të madh ka rregullatori PID, i cili përmaban të tre anëtarët: pjesën proporcionale, integruese dhe derivuese.

PID rregullatori tenton të bëjë rregullimin e gabimit në mes **vlerës së matur** të variables së procesit dhe **vlerës së dëshiruar** (vlera nominale, vlera e qëllimit, setpoint), duke bërë kalkulimin dhe duke dhënë në dalje veprimin korrektiv i cili do ta rregullojë procesin.

Kalkulimi nënkupton pjesmarjen e të tre vlerave të ndara, ashtu që shuma e tyre bën rregullimin e tërë të variablës. Vlera proporcionale përcakton reaktionin e gabimit actual, vlera integruese përfaqeson reaktionin e bazuar në shumën e gabimeve të fundit dhe pjesa derivative reaktionin e bazuar në shkallën e ndryshimit të gabimit. Në vazhdim do të trajtojmë një rregullator digjital me qëllim që të vërejmë efektet e pjesëve të tij.

Kontrolli proporcional

Për të mbajtur variablën e dëshiruar në kufijtë e lejuar rregullatori duhet të bëjë korigjimin e outputit për vlerën e devijuar të variablës. Kur aktuatori aplikon forcë e cila është proporcionale me gabimin atëherë kemi kontrollin proporcional. Dalja nga aktuatori do të jetë një forcë shtesë e cila paraqet gabimin e shumëzuar me një konstantë që quhet **përforcues** (gain):

$$u_p = K_p e$$

u_p -Paraqet daljen nga rregullatori (forcën korrektive)

K_p -konstantën proporcionale ose përforcimin

e -gabimi ose diferenca në mes vlerës së variablës nominale (të qëllimit) dhe vlerës aktuale (vlera punuese të variablës, vlera e matur)

$e = V_N - V_A$

Kontrolli proporcional ka për dobësi ekzistimin e gabimit të përhershëm për faktin se te sistemet reale për shkak të natyrës jolineare të fërkimit, hapsirave dhe ngurtësisë së pjesëve, asnjëherë forca e aplikuar nuk e arrin vlerën e dëshiruar duke lënë kështu pas vetes gabimin e përhershëm ess.

Kontrolli integral

Reduktimi i gabimit të përhershëm bëhet përmes kontrollit integral i cili gjeneron një forcë restauruese që është proporcionale me shumën e të gjitha gabimeve të kaluara të shumzuara me kohën e kaluar:

$$u_I = K_I K_p \sum (e \Delta t)$$

Për një vlerë konstante të gabimit shprehja $\sum (e \Delta t)$ mund të rritet shumë me kalimin e kohës ashtu që mund ta mbizotrojë fërkimin dhe ta kthejë variablën në vlerën e saj punuese duke e bërë gabimin zero.

Konstanta e integrimit K_I shprehet si $1/T_i$ dhe paraqet “përsëritje për minutë” ose, “përsëritje për sekondë”.

Mirëpo kontrolli integral krijon një problem tjetër: mbikalimin dhe zvoglon stabilitetin dhe ngadalëson përgjigjen kohore. Kjo për faktin se për të mbizotruar ngarkesat jolineare sic është forca e fërkimit, atëherë forca e rigjeneruar përmban kontributin e elementit proporcional plus rritjen e forcës nga kontrolli integral. Problemi qëndron në faktin se kontrolli proporcionalo-integruar nuk ka mekanizëm për ta ngadalësuar objektin përpara se ai të arrijë vlerën e dëshiruar ashtuqë pasi e mbizotëron forcën e fërkimit sistemit i shkakton mbikalim.

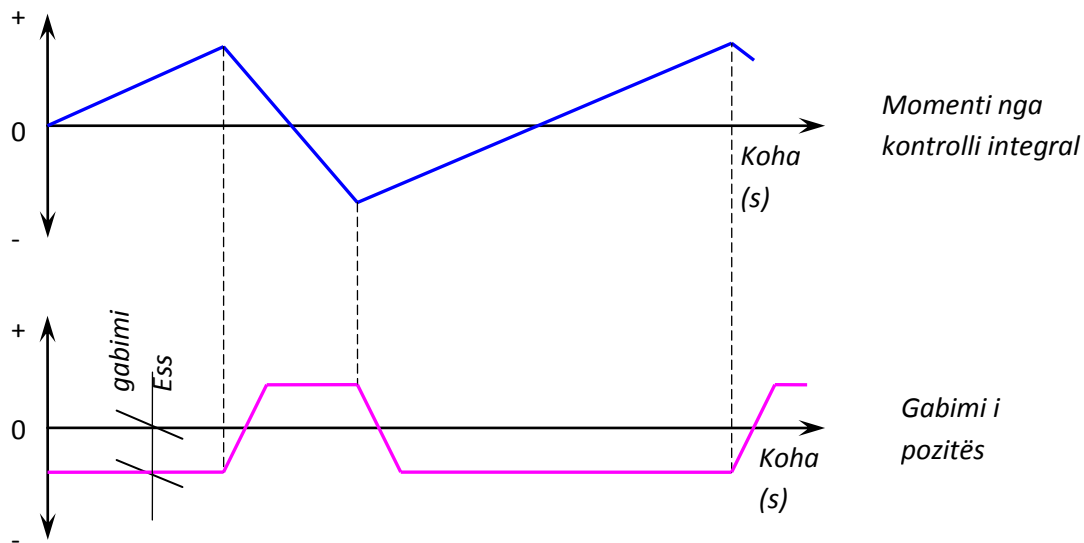


Figura 4. 16 Mbimomenti dhe gabimi i pozitës te kontrolli integral [10]

Kontrolli derivativ aplikohet si zgjidhje për të zvogluar mbikalimin. Ai e ngadalson variablën e kontrolluar pak para se ta arrijë vlerën e dëshiruar.

Shprehet me ekuacionin:

$$u_d = K_I K_p \frac{\Delta e}{\Delta t}$$

$\frac{\Delta e}{\Delta t}$ - paraqet shkallën e ndryshimit të gabimit
(pjertësia e lakores)

Kontrolli derivativ i përmirëson performancën e sistemit në dy mënyra. Së pari jep një ngritje të forcës në fillim të ndryshimit të qëllimit (ndryshimit shkallë) për të nxitur veprimin e shpejtë dhe së dyti, shkakton një fërkim të objekti kur ai i afrohet pikës së qëllimit, me të cilin jonetëm që zvogëlon mbikalimin por tenton ta zvogëlojë edhe gabimin e përhershëm. (Shiko fig)

PID rregullatori

PID rregullatori digjital është në fakt një kompjutor i bazuar në mikroprocesor. Rregullatori ekzekuton një program kompjuterik i përmbush periodikisht të njëjtën seri të operacioneve. Së pari ai merr inputin për variablën e dëshiruar dhe atë punuese. Pastaj me këto të dhëna ai kalkulon ekuacionin:

$$u_{PID} = K_p e + K_i K_p \sum (e \Delta t) + K_d K_p \frac{\Delta e}{\Delta t}$$

Pseudokodi i implementimit diskret të algoritmit të PID-së do të ishte:

```
gabimi paraprak=0
I=0
fillimi
    gabimi=vlere nominale-vlere aktuale
    integrali=integrali+(gabimi* dt)
    derivati=(gabimi-gabimi paraprak)/dt
    dalja=(Kp*gabimi)+(Ki*integrali)+(Kd*derivati)
    gabimi paraprak=gabimi
    prit (dt)
    shko në fillimi
```

Ose:

$e=0$

$I=0$

Start

$e_i = VN - VA$

$I = I + (e * dt)$

$D = (e_i - e) / dt$

$u = (K_p * e_i) + (K_i * I) + (K_d * D)$

$e = e_i$

prit (dt)

shko në start

Forma tradicionale e rregullatorit analog shprehet në funksion të kohës dhe duket kështu:

Bendi proporcional (zone e proporcionalles) paraqet bendin e gabimit i cili shkakton 100% devijim të daljes së rregullatorit që shprehet si përqindja e rangut të matjes. Kur gabimi është zero, atëherë dalja nga rregullatori do të jetë 50%

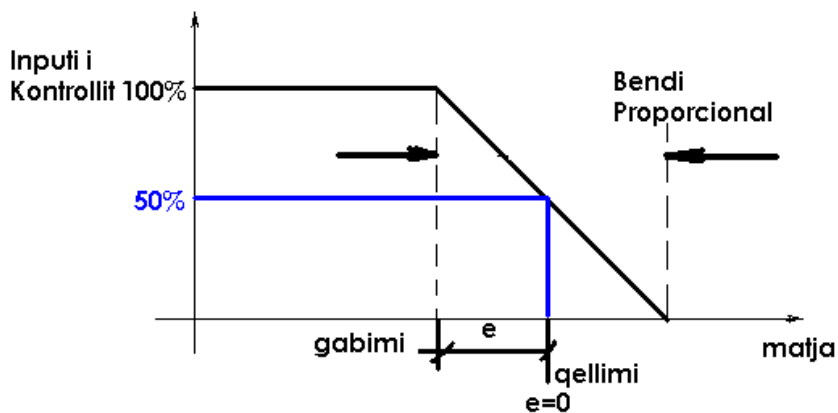


Figura 4. 17 Zona e proporcionalles [15]

Kështu që ekuacioni i kontrollit të daljes do të jetë $u = K_p * e + C$, C-konstantë. Kjo konstantë për rastin tone është 50%. Dmth edhe nëse gabimi do të jetë zero, ne përsëri do të kemi gabimin e përhershëm Ess nga shkakut se :

$$u = K_p * 0 + 50 = 50\%.$$

Pra, nëse gabimi rritet(djathtas) ose zvoglohet (majtas), dalja rritet ose zvoglohet. Që dmth, nëse varion gabimi atëherë dalja do të variojë nga 0 deri 100% që paraqet bendin proporcional.

Një vlerë e vogël e bendit implikon një vlerë të madhe të përforcuesit:

Shembull:

Nëse shkalla e tërërë e matjes =50° C dhe nëse gabimi është 2° C=4%:

-Ndryshimi inputit për 100% i ndryshimit të gabimit 2° C, do të jetë:

PB=4%

Bendi integral-Zona Integrale. Është koha e nevojshme T_i për të përsëritur veprimin proporcional për një sinjal shkallë të gabimit. Nëse te rregullatori PI kemi një sinjal shkallë në hyrje atëherë dalja do të jetë si shumë e pjesës proporcionale-konstantës së përforcimit dhe rritjes që do ta realizojë pjesa integruuese. Pas një kohe T_i , pjesa proporcionale e inputit do të barazohet me pjesën integruuese, dmth, pjesa integruuese do ta përsëris pjesën proporcionale.

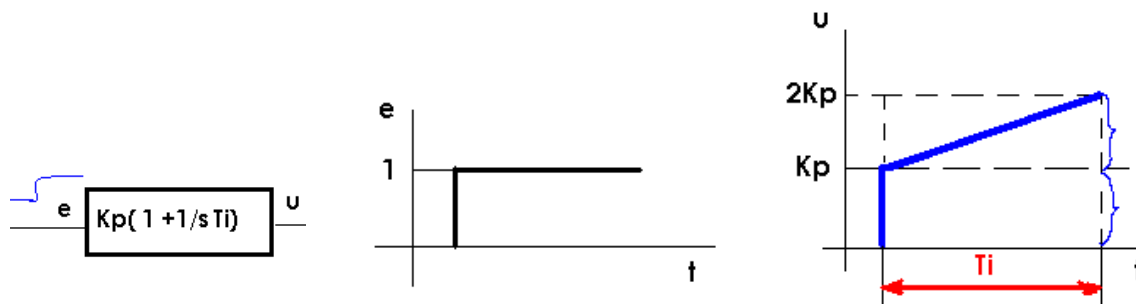
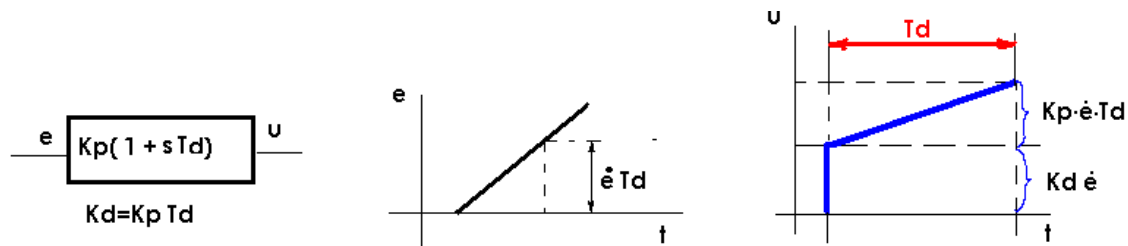


Figura 4. 18 Zona e integrales a) Sinjali në hyrje b) Sinjali në dalje

Në diagramin e sinjalit në dalje u , pjesa shkallë paraqet kuficientin K_p , ndërsa pjesa e pjerët paraqet integrimin. Pra, te nje sinjal shkallë në hyrje, koha e nevojshme që pjesa integrale e rritjes së gabimit e të barazohet me pjesen proporcionale quhet bend i integralit.

Kueficienti i integrimit (Integral Gain) shprehet: $K_i = K_p/T_i$. Njësia minut/përsëritje dmth se në çdo T_i *minute integrimi do ta rris sinjalin për vlerën K_p .

Koha derivative. Koha derivative është ajo kohë për të cilën antari proporcional barazohet me anëtarin derivativ, për një sinjal të pjerët në hyrje. Këtu si sinjal në hyrje do ta marim një sinjal të pjerët(ram) që ka një pjertësi e' për faktin se gabimi është duke u ritur (shiko vijën e pjerët te gabimi e).



Për shkak të konstantës e' , pjesa derivative $Kp e'$ do të ketë kërcim, ndërsa pjesa tjetër (e pjerët) do të rritet pjertazi për shkak se gabimi e' rritet pjertazi. Pas një kohe T_d , veprimi derivative do ta përseris veprimin proporcional.

$$K_d = K_p * T_d$$

4.4 Analiza e ndikimi i elementeve të PID-së

Te rregullatori që ka vetëm pjesën P dhe I, pjesa proporcionale gjeneron një input pozitiv që e drejton mekanizmin dmth e rrit inputin ose e zvoglon proporcionalisht. Pjesa integruese e rrit Bias-in automatikisht. Dalja e integralit rritet deri te niveli i qëllimit. Nese prap e rrisim vlerën e qëllimit për C, atëhere dalja (output) do të rritet prapë nga integrali duke e bërë gabimin zero.

Nisur nga formula kryesore e PID rregullatorit e shprehur përmes formës analoge, llogaritja e inputit për objektin që kontrollohet, është rezultat i kombinimit të tre anëtarëve të rregullatorit:

Nëse japim një përgjigje të çastit (transiente) shkallë rregullatorit PID atëherë do të kemi këtë përgjigje:

Në pjesën fillestare nën vlerën nominale (fusha 1), gabimi është pozitiv dhe

-pjesa proporcionale e tij është positive sepse gabimi është pozitiv por shkon duke u zvogluar

-pjesa integruese është positive por shkon duke u rritur sepse rritet sipërfaqja që paraqet integralin (shiko sipërfaqen e vijëzuar që paraqet integralin)

kështu që vlera dalëse nga rregullatori rritet (vija e pjerët)

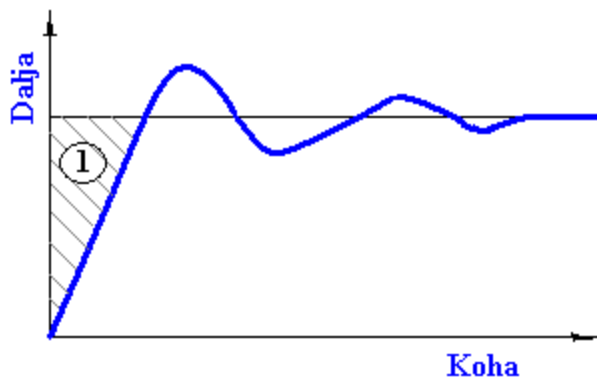


Figura 4. 19 $P>0$, $I>0$ dhe $P+I>0$

Në pikën që takohet me vlerën e qëllimit meqë gabimi është zero, edhe dalja proporcionale e outputit është zero. Por, meqë dalja e integralit është ende positive (fusha e ngjyrosur), mekanizmi vazhdon lëvizjen sipas shigjetës:

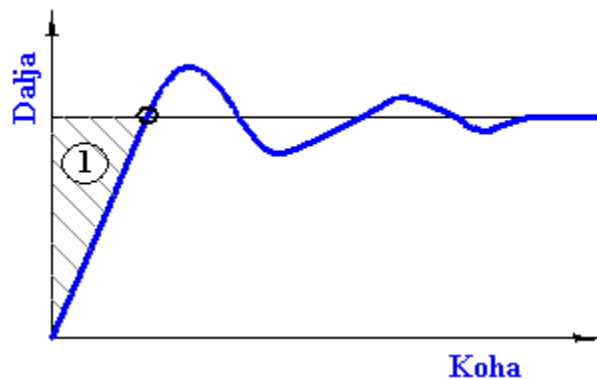


Figura 4. 20 $P=0$, $I>0$, $P+I>0$

-Por, kur arrin në pikën vijuese pa aritur kulmin, P është negative po I është positive.

Tash integrali është negativ (fusha e vogël mbi setpoint), por prap ka ma tepër fushë positive, prandaj edhe neto output është ende pozitiv dhe levizja vazhdon edhe pse është tejkaluar pika e qëllimit, dmth lakorja ngjitet lartë:

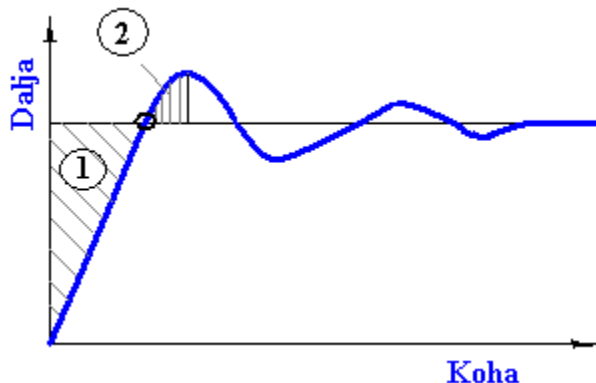


Figura 4. 21 $P<0$, $I>0$, por $P+I>0$

Vjen moment pastaj kur P është mjaftueshëm negative dhe fillon rrënja. Pastaj e njejta vazhdon nën vijë që do të thotë se nëse kemi një kontroll me integral atëherë ai tenton të japë oscilime.

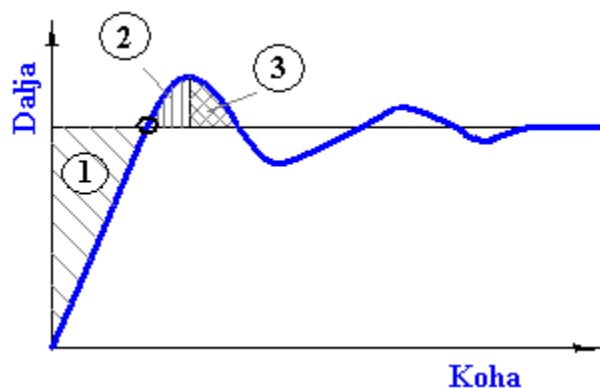


Figura 4. 22 $P < 0$, $I > 0$, por $P + I < 0$

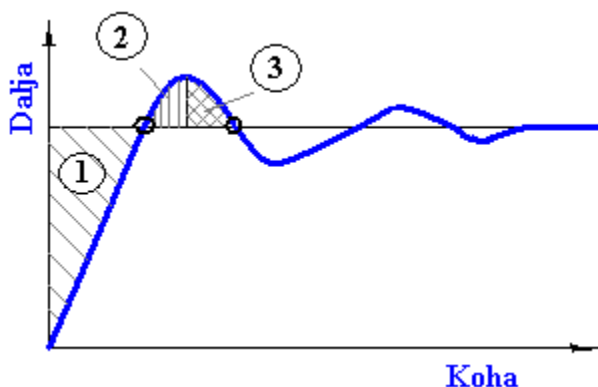


Figura 4. 23 $P = 0$, $I > 0$, por $P + I < 0$

Pra, ky është çmimi që duhet të paguhet që të fitohet gabimi i përhershëm zero, sepse integrali përpos anës pozitive që është arritja e vlerës nominale, pjesa integruuese e rregullatorit shkakton:

- Mbikalim të lartë dhe
- Oscilime përgjatë vlerës së qëllimit.

Dmth, për të arritur zero steady state error çmimi që duhet të paguhet është ky më lartë.

Përmirsimi i përgjigjes transiente pa e sakrifikuar gabimin SEE:

Meqë pamë më lartë se arsyeja e mbikalimit ishte pjertësia e madhe e pjesës së lakores deri te pika e qëllimit (vlera nominale), e rrisim sipërfaqen nën këtë vijë përmes uljes së

pjertësisë. Duhet të ngadalsojmë përgjigjen që dmth, të japim më tepër input negativ (pjertësia e lakores së kaltër në figurë) dhe kthimi sa më i shpejtë poshtë kur të arrihet vlera negative. Qëllimi është mos lejojmë të kemi shumë oscilime. Këtë gjendje të re mund ta ruajmë duke e shtuar një anëtar derivativ:

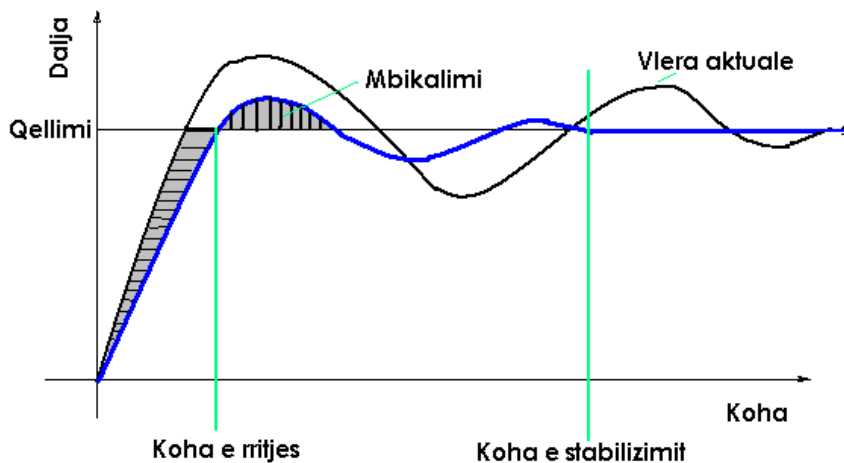


Figura 4. 24 Rritja artificiale e inputit dhe përmirsimi i performansave

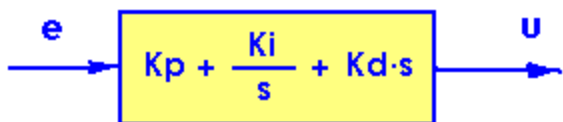
Pra, për ta përmirësuar përgjigjen e çastit bashkë me gabimin sse, duhet që:

- të reduktojmë kohën e rritjes (rise time).
- reduktojmë mbikalimin (overshoot).
- reduktojmë kohën e vendosjes-stabilizimit (settling time).

Reduktimi i këtyre është shumë i vështirë prandaj duhet të bëhet kompromis. Duhet të bëjnë një trajnim të përshtatjes së trefisht.

- Me përdorim të derivatit psh e zvoglojmë mbikalimin (overshoot).
- Na duhet një anëtar proporcional që të mos kemi oscilime.
- Na duhet një antar integruar për të patur një gabim SSE zero
- Na duhet një antar derivative që të kemi mbikalim të ulët dhe kohë të vendosjes-stabilizimit të shpejtë.
- Të bëjmë përshtatjen (shtjellimin) e mirë të përforcuesve K_p , K_i dhe K_d

Nëse i arrijmë ti bëjmë këto, atëherë, do të kemi një përgjigje transiente të mire pa sakrifikuar **zero** gabimin SSE, ndërsa rregullatori do të kishte të tre pjesët P, I dhe D, që në domenin frekuencor do të shprehen përmes koefficientëve përkatës K_p , K_i dhe K_d .



Ku: **e**-gabimi, hyrja në rregullator

u-inputi i kalkuluar për objektin

Tani shohim që në llogaritje të outputit në pikën e qëllimit (set point) meqë gabimi është zero, atëherë edhe pjesa e parë dhe e tretë në formulë do jenë zero, dmth mbetet vetëm pjesa integrale.

$$\text{per } e=0 \quad u = \cancel{K_p e} + K_i \int_0^t e dt + \cancel{K_d \frac{de}{dt}} \quad 0$$

Në rastet kur do kishim çregullime nga jashtë të natyrës së funksionit shkallë, pjesa integrale do vazhdojë të rritet dhe rregullatori do të gjeneronte një moment shtesë si korrekturë në përmasat e atij ngacmimi *do*.

Kjo shihet nga funksioni transmetues ku pjesa $Rr(s)$ do të bëhej zero prandaj rregullatori në dalje do të prodhonte automatikisht inputin $y \pm do$ në mënyrë që të anulohet ngacmimi i jashtëm *do* dhe të kemi në dalje y . Funksioni transmetues do të jetë:

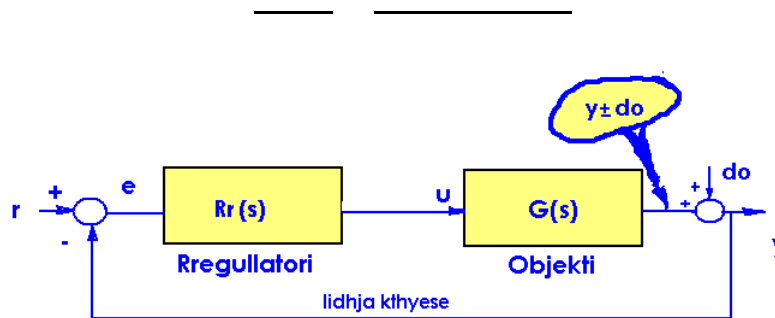


Figura 4. 25 Balansimi gjatë ngacmimeve të jashtme

Pra, anëtari integrues është më i përshtatshmi për të eliminuar ngacmimet e tilla.

Gjatë kontrollit të MLU me qark të mbyllur, lajmërohen edhe probleme të tjera siç është gabimi në sensor dhe gabimi në objektin rregullues MLU. Gabimi përherë ekziston sepse modelet janë përherë të pasakta. Sidomos ato anë dominante të lëkundjet me frekuenca të larta kurse më pak të ato me frekuenca të ulta si DC-sistemet, dmth, sa më shumë jolinearitete në frekuenca të larta aq më shumë do të ketë probleme.

Rregullatorin PID do ta implementojmë te qarku i mbyllur i kontrollit të SLU, për kontrollin e shpejtësisë-ushqimit për të cilën përdoret një qark me elektronike analoge, çifti DC motor me vidën me sfera qarkulluese dhe tahogjeneratorin si paisje feedbacku.

KAPITULLI V

5. Aplikimi i logjikës fuzzy për kontrollin e lëvizjes së ushqimit

5.1 Hyrje

Në përgjithësi kur flasim për gjërat reale, kur ne i përshkruajmë ose cilësojmë ato, ato vlersime nuk janë shumë precize. Psh nëse pyesim se cila është lartësia juaj, sigurisht se askush nuk do të jep përgjigje precize. Por, kur ti shohim njerëzit ne mund të japim vlersimin: ky njeri është i lartë, i ulët ose i mesëm. Këto vlerësime dalin në përputhje me aftësitë tona, fondi i shprehjeve tona, instrumentet tona të vlerësimit, besimet tona për gjatësinë e njerëzve, etj. Perceptimet tona për botën i shprehim me shprehje të cilat nuk kanë kufij të prerë qartë si: *pak, shumë, më i lartë se*, etj, të cilët janë të vërteta vetëm deri në një nivel të caktuar dhe poashtu të pavërteta vetëm për një nivel të caktuar. Siç po shihet, këto shprehjet tona janë shumë joprecize. Këto koncepte ose vlersime joprecize ne i quajmë fuzzy vlerësime (*fuzzy = joqartë*). Me këto koncepte, mund të punojë truri i njeriut por nuk mund të punojë kompjuteri për shkak të logjikës binare 0 dhe 1. Gjuhët natyrore janë të një niveli shumë më të lartë se sa gjuhët programuese, që, do të thotë mundësia për fuzzy vlerësime është shumë më e lartë. Janë në rritje tendencat viteve të fundit që të aplikohen fuzzy kompjuterët me një harduer dhe një fuzzy softuer që do të mundësonin një strukturë më të përafërt me trurin e njeriut. Fuzzy logjika ka tendenca të llogaritjes kompjuterike, përmes fjalëve dhe paraqet një mekanizëm matematikor për të trajtuar pasaktësitë dhe paqartësitë. Fuzzy teoria ofron një mekanizëm për ti prezentuar këto formulime gjuhësore për sasi siç janë: *pak, mjaft, shpesh*, etj [18].

Problemet e botës reale janë shumë komplekse. Ky kompleksitet involvon edhe një shkallë të paqartësisë, rritja e së cilës paqartësi e rrit edhe kompleksitetin e problemeve. Modelimet e sistemeve tradicionale dhe analizat teknike të tyre janë shumë precize dhe shumë komplekse. Për të zbutur këtë kompleksitet ne tentojmë që të përdorim thjeshtësime dhe aproksimime të ndryshme duke dashur që të arrijmë një kompromis të pranueshëm në mes të informacioneve që kemi dhe asaj paqartësie ose pasaktësie që jemi të gatshëm ta pranojmë. Në qoftëse do ishim në gjendje që të marim vendime precize në kushte pune jo shumë të sakta dhe joshumëprecize, atëherë themi se kemi përdorur fuzzy logjikën e vlersimit. Kjo do të thotë se nga vlera hyrëse të definuara jo shumë qartë, ne mund të nxjerrim konkluzione sasiore shumë precize (fig. 5.1).

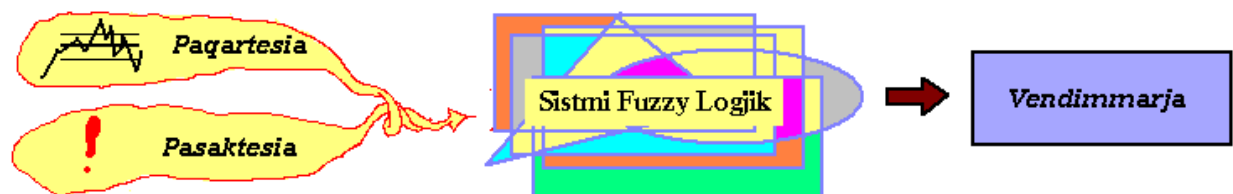


Figura 5. 1 Logjika fuzzy e vendimarrjes

Fuzzy logjika ka gjetur zbatim në sistemet e kontrollit dhe paraqet një metodologji të zgjidhjes së problemeve të sistemeve të kontrollit, duke filluar nga sistemet më të thjeshta dhe mikrorregullatorët deri te ata të mëdhejtë multikanalësh ose stacioneve punuese. Përparësia qëndron në faktin se te sistemet klasike duhet të bëjmë modelimin matematikor të problemit, kurse, te modeli fuzzy-logjik më tepër bazohemi në të dhëna empirike dhe në përvojë operative të problemit të dhënë pa patur nevojë për të njohuri të detajuara teknike për problemin. Ajo përdor një gjuhë shumë joprecize por me përshkrim shumë të detajuar për të dhënat që prezantojnë parametrat e shqyrtuar. Për parametrin e shqyrtuar meret një e dhënë dalëse nga sensori, e cila zbritet nga vlera e dhënë hyrëse e parametrin dhe fitohet “gabimi” si dhe “shkalla e ndryshimit të gabimit” që paraqet diferencialin kohor të gabimit. Këto dy elemente paraqesin objektin e shqyrtimit dhe manipulimit të fuzzy-logjikës. Psh. Nëse parametri i shqyrtuar i kontrollit është forca atëherë në vend të termave të zakonshëm 100 N, 200 N etj., fuzzy logjika do të trajtoj gabimin ose devijimin e forcës prej 10 N dhe shkallën e ndryshimit të tij prej 15 N/s. Ky gabim do të dekompozohet në variabla gjuhësore si “*i vogël*”, “*i mesëm*” dhe “*i madh*” por që do të mbulonin gabimin e mundshëm 10 N që paraqet tolerancën e devijimit të forcës. Të njëjtat variabla mund të meren edhe për shkallën e ndryshimit të forcës që nuk nënkupton respektimin e simetrisë në përcaktimin e shtrirjes së këtyre variablave gjuhësore. Shpesh herë termet gjuhësore kanë vlera që më tepër bazohen në përvojë ose fitohen me proces të përshtatjes ose akomodimit. Këto variabla gjuhësore quhen fuzzy-variabla dhe qasja ndaj tyre është si objekte gjuhësore ose fjalë e jo numra. Nga sensori meren të dhëna hyrëse të njohura siç janë: temperatura, çvendosja, presioni, shpejtësia etj. Ndërkaq, fuzzy variablat paraqesin mbiemra të tipit “*i vogël negativ*”, “*i vogël pozitiv*”, “*i madh pozitiv*”, etj. të cilët e prezantojnë diferencën për mes të së cilës e modifikojnë variablën. Këto variabla gjuhësore me qëllim që të përshkruajnë kushtet e jolinearitetit të sistemit, shpesh mund të marrin edhe vlera ekstreme josimetrike.

Modeli i një sistemi bazohet në procesin e fazifikimit që ka për qëllim shëndrimin e vlerës numerike hyrëse të variablës së shqyrtuar në variabël gjuhësore dhe defazifikimin si proces i anasjelltë i shëndrimin të variablës gjuhësore dalëse pas procesit të vendimit fuzzy në vlerë numerike të qartë dalëse. Rregullatori përbëhet nga interfejsi i fazifikimit, interfejsi i interferimit të rregullave, nga baza e rregullave dhe nga interfejsi i defazifikimit. Interfejsi i fazifikimit bën shëndrimin e hyrjes nga domeni real në një domen fuzzy-logjik përmes variablave gjuhësore. Rregullat e vendosura themelore përfshijnë gjithë eksperiencën e kontrollit dhe ato interferohen në formën e kushteve *nëse-atëherë*. Kthimi i daljes fuzzy gjuhësore në domen real bëhet përmes defazifikimit (fig.5.2) [20].



Figura 5. 2 Modeli i Sistemit Fuzzy

Te sistemet e kontrollit fuzzy-logjika nuk kufizon numrin e hyrjeve dhe daljeve të sistemit. Kontrolli bazohet në sistemin e rregullave të definuara qartë të hyrjeve jo shumë precize

të të sistemit për të bërë filtrimin dhe për të dhënë dalje sa ma të qartë, me qëllim që të rriten performancat e sistemit të kontrollit.

Rregullat konvencional përdorin algoritme që prezantojnë procesin përmes modeleve matematikore ku procesi përshkruhet në rrugë algjebrike ose me ekuacione diferenciale, duke e vështirësuar shumë algoritmin. Ndërkaq algoritmi i kontrollit fuzzy-logjik mer parasysht eksperiencën, intuitën dhe metodikat e njeriut në procesin e kontrollit.

Krijimi i një sistemi fuzzy kalon nëpër këto faza:

- *Definohet objektivi dhe kriteri i kontrollit:* çka kontrollojmë, çka na duhet të përdorim për një kontroll të tillë, cilët përgjigje të mundshme i presim, cilët do të ishin dështimet e mundëshme të sistemit, etj.
- *Definimi i hyrjes dhe daljes:* cili do të ishte numri adekuat i hyrjeve dhe daljeve, kërkimi i nymrit optimal për përshkrim të procesit, cili do të ishte relacioni në mes tyre, etj.
- *Ndërtohet struktura e FLC-së:* për një dalje të dëshiruar të sistemit dhe kushteve të dhëna të hyrjeve të sistemit, ndërtohen numër i madh i rregullave të tipit “ nëse X dhe Y atëherë rrjedh Z”. Numri i rregullave që do të përdoren nvarën nga numri parametrave në hyrje të sistemit që duhet të procesohen si dhe nga numri i fuzzy-variablat që do ta shoqërojë secilin parametër.
- *Krijimi dhe përcaktimi për funksionet antarësisë* përmes të cilëve do të prezentohen variablat hyrëse dhe dalëse.
- *Bëhet testimi i sistemit,* evaluimi i rezultateve, përshtatja e rregullave të funksioneve të antarësisë derisa të fitohet rezultati i dëshiruar.

5.1.1 Vendorsjet klasike dhe fuzzy vendorsjet

Dallimi në mes të vendorsjeve klasike dhe fuzzy vendorsjeve është për faktin se definohen elementet (anëtarët që marrin pjesë në një vendorje A, janë të definuar, por, shkalla e pjesëmarrjes së tyre në këtë vendorje është joprecize (joaktë). Shpesh për të prezentuar nivelin e pjesëmarrjes së një elementi në bashkësinë e dhënë, ne, mund të shprehemi në mënyrë të saktë duke u shprehur përmes vlerës numerike psh. zero, ose, të jemi pak jopreciz: *pothuaj zero*, ose shumë jo preciz: *rreth zero*. (fig 5.3)

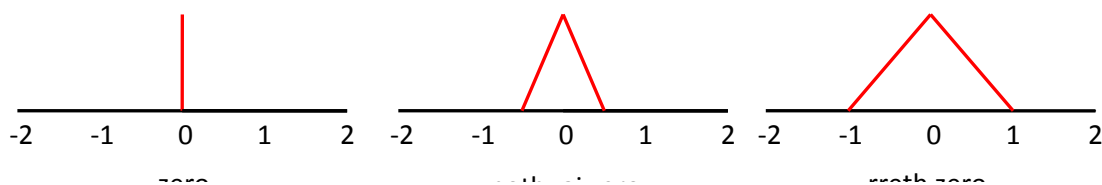


Figura 5. 3 Vlerësimi fuzzy

Për të manipuluar me këto të dhëna joprecize nevojitet një mekanizëm

Te vendorsje klasike pjesmarja e elementeve në bashkësi është e definuar në mënyrë të prerë:

Shembull: {

Ndërsa te bashkësia fuzzy fusim elementin e vlerësimit jotë prerë:

Shembull: $\tilde{A} = x$ është afërsisht në

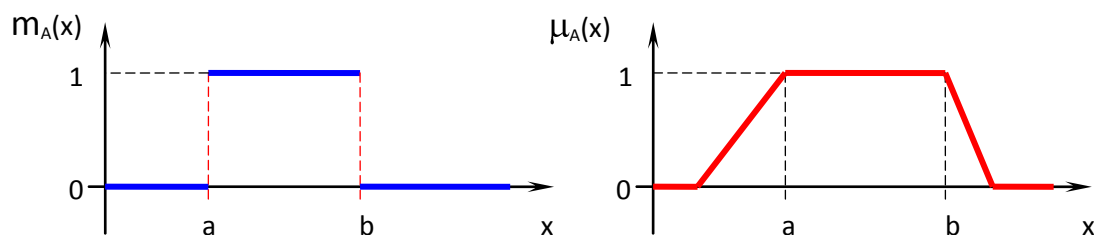


Figura 5. 4 Bashkësia jofuzzy dhe fuzzy

5.1.2 Variablat linguistike (gjuhësore) dhe vlerat linguistike

Variablat gjuhësore (linguistike) prezantojnë domenin e e përcaktuar, të zgjedhur, klasifikuar, etj, të fuzzy vendosjes, kurse vlerat linguistike një koleksion të përcaktuar brenda këtij domeni Psh. Moshë dhe madhësia paraqesin *variabla linguistike*, kurse vlerat: i rri, i moshuar, i vogël, i madh, dhe mesatar, paraqesin *vlera linguistike*. Vlerat linguistike janë direkt të lidhura me kuptimin e variablës së zgjedhur.

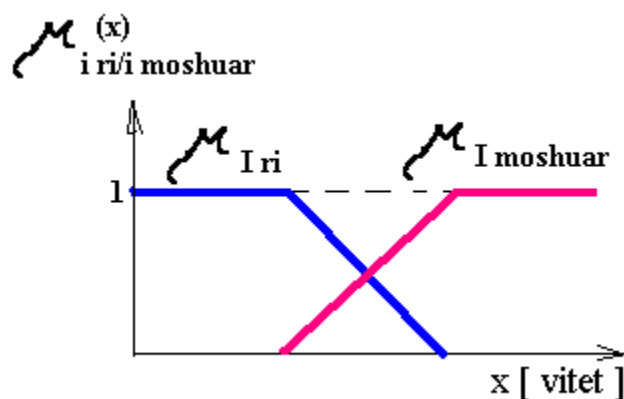


Figura 5. 5 Shembull i vlerave gjuhësore

5.1.3 Funkzionet e antarësisë

Prezentimi i variablave logjike bëhet përmes funksioneve logjike të antarësimit ose përfaqësimit, të cilat janë disa llojesh:

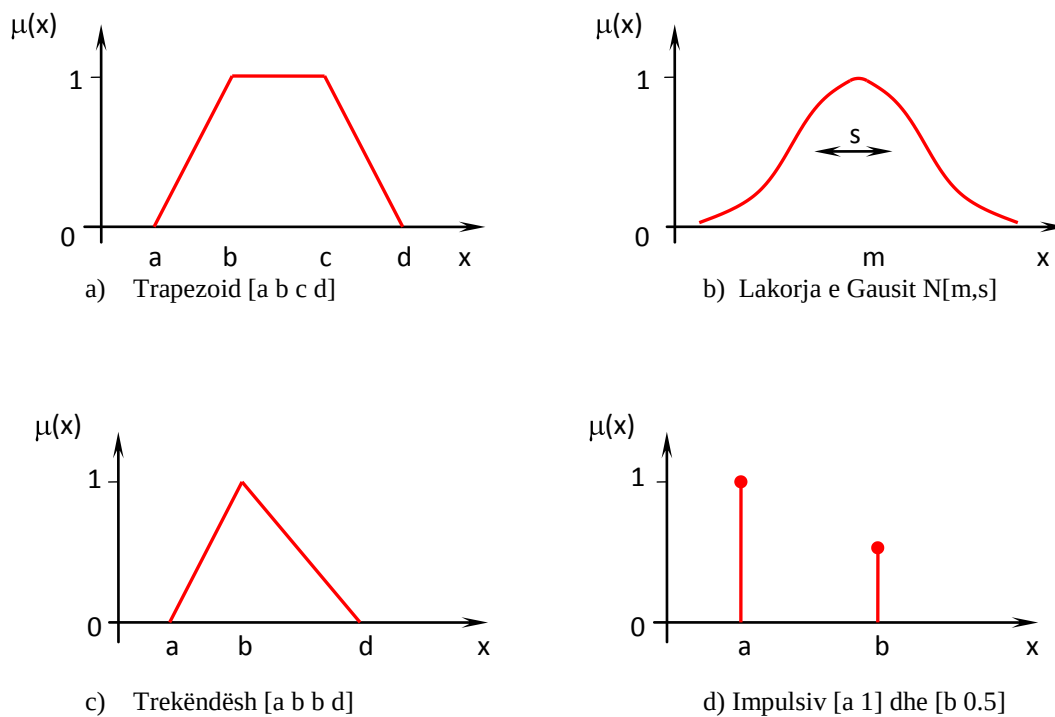


Figura 5. 6 Disa funksione anëtarësimi

Elementet e funksionit shoqërues:

Mbështetja (baza): elementet me shkallë pjesmarje jozero

Bërthama: elementet me shkallë pjesmarje një

Prerja α : bashkësia me pjesmarje $\geq \alpha$

Lartësia: shkalla maksimale e pjesëmarjes

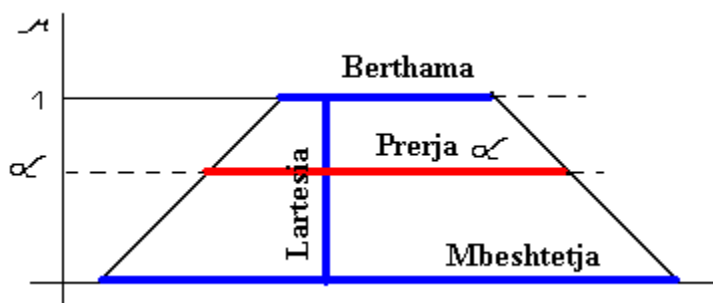


Figura 5. 7 Elementet kryesore të funksionit shoqërues [20]

Gjatë operacioneve fuzzy logjike nuk bëhet manipulimi me anëtarët, por, bëhet me përfaqsimin e tyre (shkallën e pjesëmarjes) përkatësisht funksionin e përfaqësimit të anëtarëve. Operacionet fuzzy që përdoren, janë:

- Prerja ose minimumi i funksionit-**konjunksioni**
- Unioni ose maksimumi i funksionit-**disjunkcioni**
- Fuzzy komplimentimi-**negacioni**

-Sipas normës (modelit) **Min-Max** llogaritja bëhet si vijon:

Prerja

Konjunksioni i dy funksioneve shprehet përmes minimumit të dy funksioneve. Në figurën vijuese janë prezentuar dy vendosje A dhe B dhe prerja e tyre

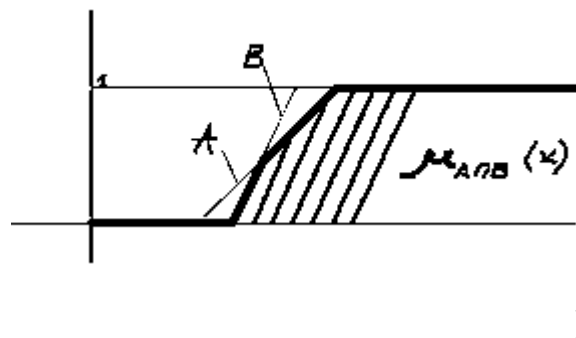


Figura 5. 8 Prerja funksioneve

Kjo do të thotë që për një vlerë të caktuar nëse pjesëmarja është për vendosjen A, kurse për vendosjen B, atëherë do të meret minimumi që është .

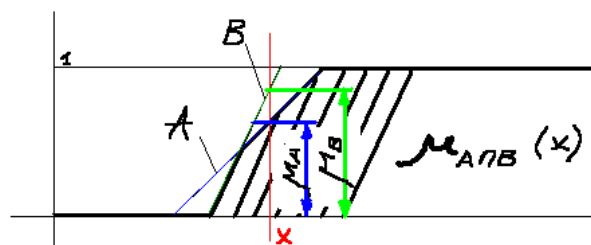


Figura 5. 9 Shembull i vendimmarjes min-max

Unioni:

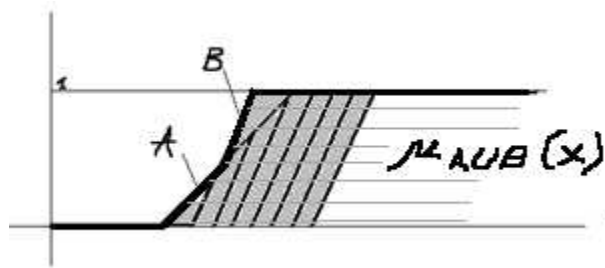


Figura 5. 10 Unioni i dy funksioneve

Shembull: Në prerjen x kemi

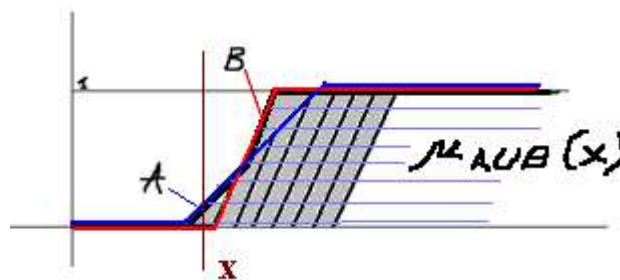
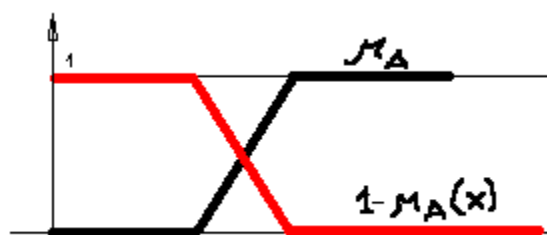


Figura 5. 11 Shembull i unionit

Negacioni



$$\mu_{\neg A}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

Figura 5. 12 Negacioni i funksionit

Vendosja e kushteve:

Rregulli kryesor që përdoret në fuzzy logjikë ka këtë model:

NËSE (IF) < ngjarje e mëparshme > ATËHERË (THAN) < rrjedhimi logjik

Ekzistojnë dy forma të paraqitjes së rregullave:

a) Rregullat Mandani

Nëse x është Negativ dhe y është zero, atëherë z është zero

b) Rregulla Takaxi-Sugeno

*Nëse x është Negativ dhe y është zero, atëherë $z = W_0 + W_1 * x + W_2 * y$*

Ne zakonisht do të përdorim formën Mandani për vendosje të kushteve.

5.2 Aplikimi i fuzzy kontrollit në përcjelljen e rrugës së instrumentit prerës

I. Përshkrimi analitik

Fuzzy konkludimi është një procesi formulimit të kartës së relacioneve në mes të një hyrje të dhënë dhe një dalje duke përdorur fuzzy logjikën. Përmes kësaj karte shpjegohen vendimet që do të meren dhe strukturat që do të shfaqen, duke përfshirë të gjitha elementet siç janë fuzzy operatorët, rregullat nëse-atëherë dhe funksionet e antarësisë. Te kontrolli i lëvizjes, lakorja e lëvizjes mund të mbulohet me pjesë-pjesë, ku secila prej tyre paraqet një bashkësi fuzzy (fig.5.3). Gjatësia e secilës pjesë mund të zvoglohet gjatë kalkulimit me qëllim të fitimit të kontrollit sa më të detajuar.

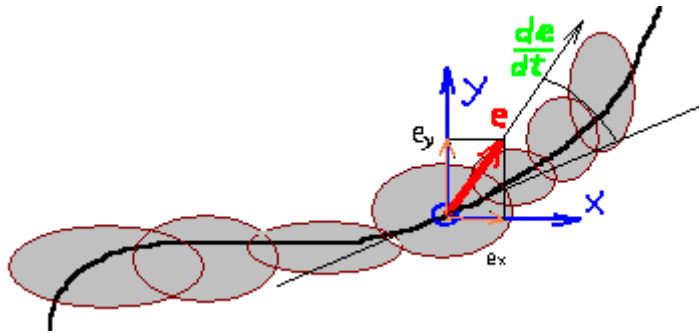


Figura 5. 13 Kontrolli i lëvizjes përmes fuzzy bashkësive

Fazifikimi është një proces gjatë së cilit vlerat reale sasiore i konvertojmë në fuzzy vlera. Pra, neve pasi identifikojmë ndonjë pasiguri ose paqartësi prezente të vlera reale, formojmë fuzzy vlerat, shëndrimi i të cilëve bëhet përmes funksioneve të antarësisë. Poashtu përmes funksionit shoqërues mund të prezantohet edhe pasaktësia e të dhënave reale që vjen si rezultat i gabimeve të tolerueshme ose të parëndësishme që i hasim te variablat fizike por që shkaktojnë pasaktësi të të dhënave. Ndërkaq, vlerat e antarësisë (vlerat e përfaqsimet), ose funksionet e antarësisë të fuzzy variablave, mund të zgjidhen duke shfrytëzuar algoritme ose procedura të ndryshme logjike siç janë: intuïta, inferenca-rezonimi deduktiv, rrjetat neurale, algoritmi gjenetik, rezonimi induktiv, etj.

Po supozojmë se niveli dhe gama e detektimit të sensorit është -1 deri në 1, që do të thotë që edhe diapazoni i gabimit të mundëshëm të pozicionit është nga -1 deri në 1. (fig. 5.14)

Variabla gjuhësore është një variabël që duhet të prezantojë devijimin e pozicionit, diapazonin e oscilimeve të tij do ta emërtojmë si gabim-error-e. Oscilimi rreth pozicionit ekuilibruar përpos pozicionit, varet edhe nga shkalla e ndryshimit të gabimit në varshmëri të kohës de , që paraqet pjertësinë e lakores. Ky diapazon do të përfshihet nga tre vlera gjuhësore për secilën nga variablat gjuhësore përmes të cilëve vetëm do të përcaktohet hyrja e parë për të shprehur dhe vlerën e pozicionit momental: *pozitiv* –për rastin kur nuk është arritur pozicioni i dëshiruar, *negativ* –është tejkaluar pozicioni i dëshiruar, ose, *zero*–që tregon se është arritur pozicioni i dëshiruar, por e njëjta do të vlejë edhe për hyrjen e dytë për të përcaktuar llojin e ndryshimit të gabimit *pozitiv*, *negativ* ose *zero*.

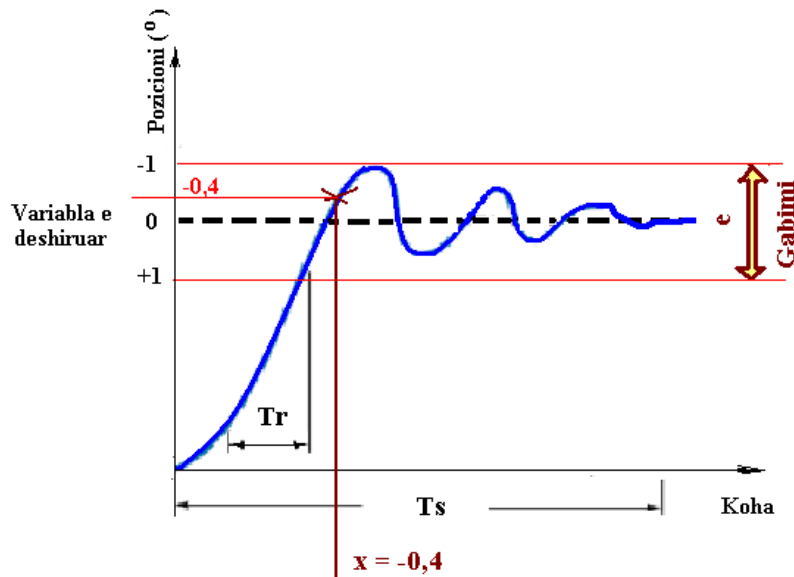


Figura 5. 14 Devijimi i pozicionit

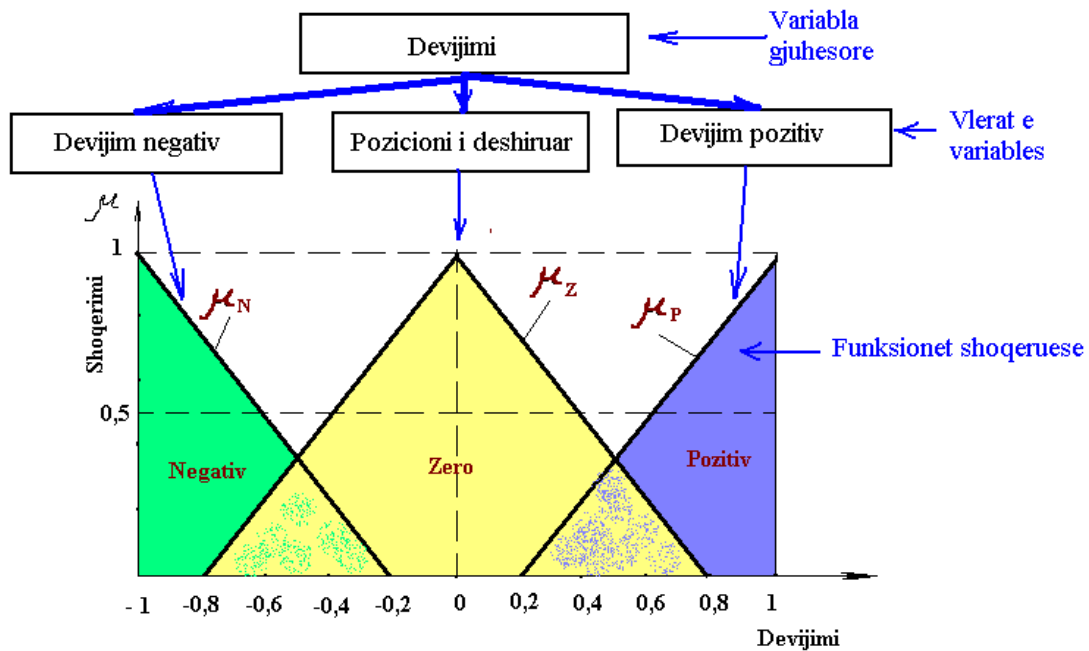


Figura 5. 15 Variabla gjuhësore dhe elementet e saj [21].

Për të bërë fazifikimin, këtë diapazon të mundshëm të gabimit do ta përfshijmë përmes tre funksioneve trekëndëshe të antarësisë dhe variablat gjuhësore duke marrë tre vlera të gabimit.

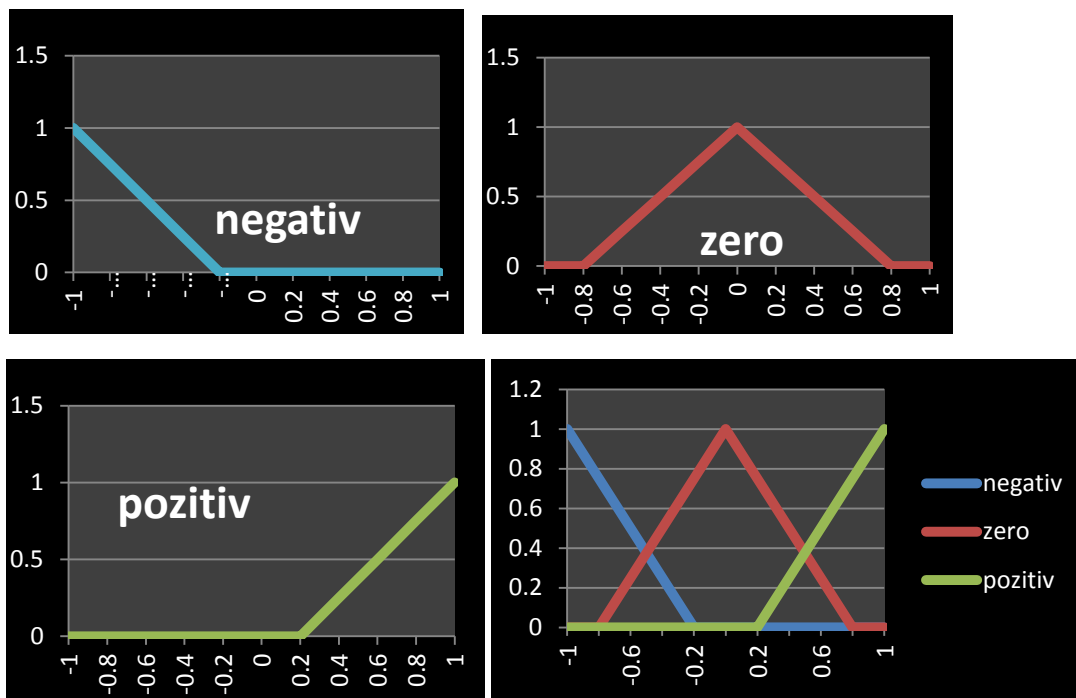


Figura 5. 16 Definimi i vlerave të variablës gjuhësore

Këto vlera do të shtrihen në diapazonin si në vijim:

Negativ: -1 deri -0,2

Zero: -0,8 deri 0,8

Pozitiv: 0,2 deri 1

Përmes procesit të fazifikimit bëjmë ndryshimin e këtyre vlerave reale skalare në fuzzy-vlera përmes funksioneve të antarësisë trekëndëshe. Zgjedhja dhe vendosja e llojit dhe formës së funksionit shoqërues bëhet me intuitë ose duke u mbështetur në përvojën profesionale në lëminë që trajtohet, bëhet analiza e fuzzy vendosjeve, në përputhje me kushtet e dhëna dhe relacionet specifike të variablave hyrëse-dalëse. Dmth, asnjëherë nuk ka procedura fikse për procesin e fazifikimit. Në elaborimin e problemit që trajtojmë, për nevoja të detajimit të tij, në fillim janë marë funksione të thjeshta dhe vendosje të tilla që mbase nuk janë shumë të qëlluara për rezultate të mira. Adaptimi i tyre do të bëhet në fazën e mëvonshme, gjatë fazave të optimalizimit të sistemit të kontrollit.(shiko fig. 5.17)

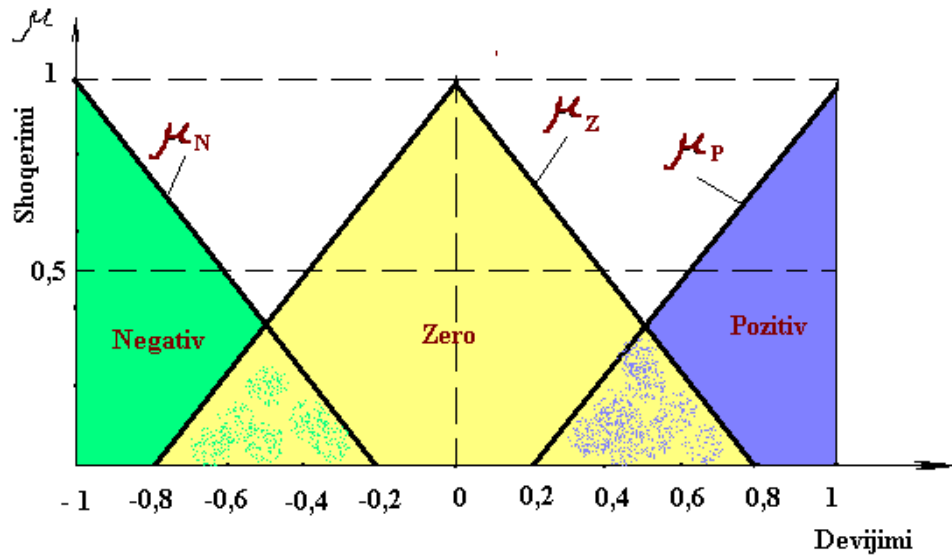


Figura 5. 17 Mbulimi i fushës së devijimit

Secila vlerë momentale **e (error)** e devijimit-gabimit, do të përfshihet me njërën nga fuzzy variablat gjuhësore *negativ*, *zero* dhe *pozitiv*. Ndërkaq, sasia skalare e pjesëmarjes do të përcaktohet me funksionet e antarësisë të cilat prezentohen përmes brinjëve të trekëndëshave. Funksionet e antarësisë për secilën variabël gjuhësore do të ishin:

Të njëjtat vendosje meren edhe për inputin tjetër: *shkallën e ndryshimit të gabimit de* (shpejtësia e ndryshimit të gabimit) si dhe për outputin që është *shpejtësia e motorit të rrymës së vazhduar speed* (DC motori).

Për kontroll të lëvizjes do të aplikojmë një **Fuzzy Sistem** të bazuar në Fuzzy Rregulla sipas modelit Mamdani të interferencës e që synojnë t'i konvertojnë inputet në outpute. Algoritmi (motori) i fuzzy sistemit kombinon rregulla të tipit **IF-THAN**, për të bërë lidhjen nga hapsira e vendosjeve hyrëse në hapsirat e vendosjeve dalëse, duke u bazuar në principet e fuzzy logjikës. Kjo logjikë ka për qëllim të rezonojë gjithnjë duke marrë parasysh këndvështrimin që arrin të involvojë pasaktësinë. Kjo logjikë lejon të prezantohet variabla me të gjitha statet e përfaqsimit parcial deri te ai tërësor që prezantohet me vlerën 1 (shiko funksionet e antarësisë). Gjithashtu ky kombinim i rregullave jep mundësi të bëhet një interferencë edhe në rastet kur është i mundshëm vetëm një realizim parcial i kushtit të rregullës.

Kështu, përmes një fuzzy relacioni do të prezantojmë një rregull që përshkruan një gjendje reale praktike. Në rastin tonë, kombinimi i dy hyrjeve (**e** dhe **de**) të shprehura përmes variablave gjuhësore, do të prezantojmë variablën dalëse (shpejtësia e motorit) e cila poashtu do të jetë një variabël fuzzy logjike.

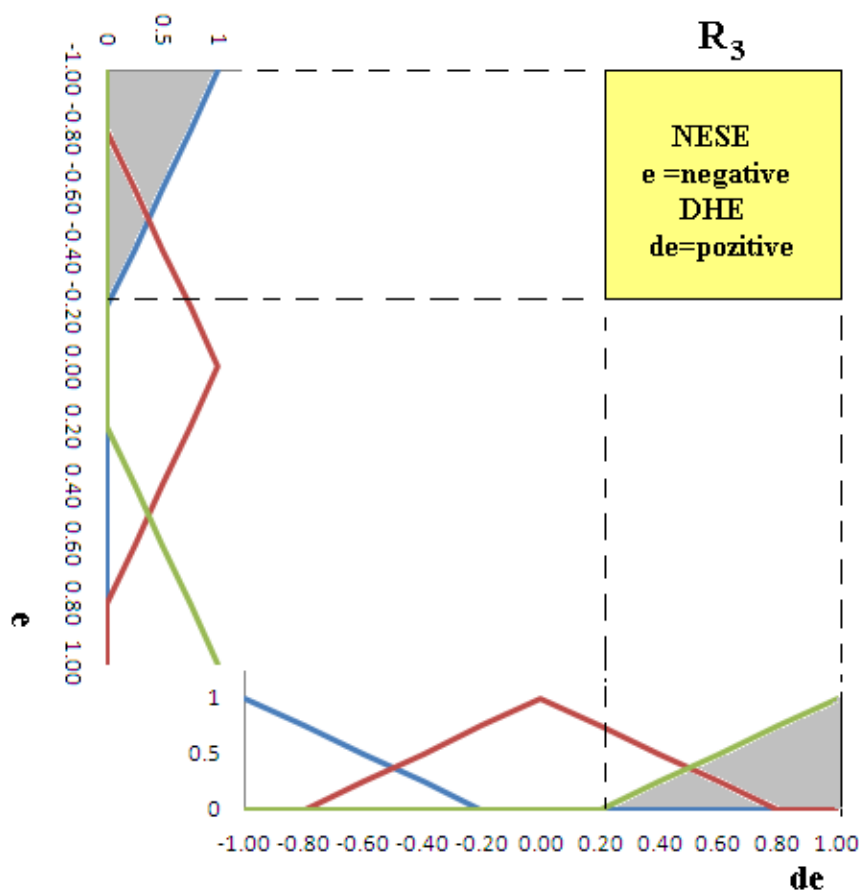


Figura 5. 18 Prezentimi i nje fuzzy relacioni

Kështu vendosen nëntë rregulla:

- R1:** Nëse (**e** është **N**) dhe (**de** është **N**) atëherë (**ω** është **P**)
- R2:** Nëse (**e** është **N**) dhe (**de** është **Z**) atëherë (**ω** është **P**)
- R3:** Nëse (**e** është **N**) dhe (**de** është **P**) atëherë (**ω** është **Z**)
- R4:** Nëse (**e** është **Z**) dhe (**de** është **N**) atëherë (**ω** është **P**)
- R5:** Nëse (**e** është **Z**) dhe (**de** është **Z**) atëherë (**ω** është **Z**)
- R6:** Nëse (**e** është **Z**) dhe (**de** është **P**) atëherë (**ω** është **N**)
- R7:** Nëse (**e** është **P**) dhe (**de** është **N**) atëherë (**ω** është **Z**)
- R8:** Nëse (**e** është **P**) dhe (**de** është **Z**) atëherë (**ω** është **N**)
- R9:** Nëse (**e** është **P**) dhe (**de** është **P**) atëherë (**ω** është **N**)

Ose përmes tabelës së relacioneve:

e\de	N	Z	P
N	p	P	Z
Z	P	Z	N
P	Z	N	N

Nëse bëjmë prezentimin grafik, do të shohim se dalje zero (shpejtësia zero), ofrojnë ato rregulla që në grafik prezentohen me katrorët simetrik ndaj diagonales (fig. 5.17). Ky është rasti kur aktuatori nuk duhet të ndërmar asnjë veprim por duhet t'a ruajë gjendjen ekzistuese.

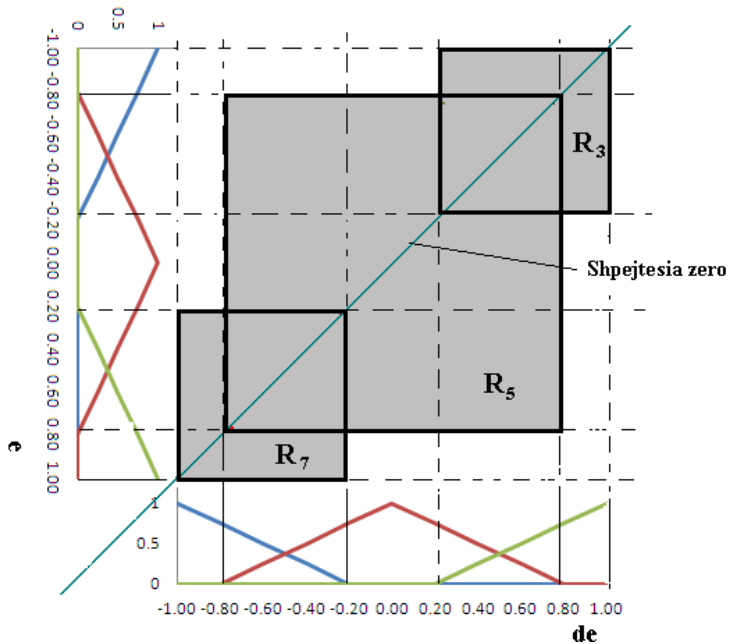


Figura 5. 19 Gjendja e ekuilibruar e sistemit

Për outputin negativ dhe pozitiv do të prezentohen figurat që pjesa më e madhe e tyre jepet gjendet në zonën nën diagonale përkatësisht mbi diagonale (fig. 15.20)

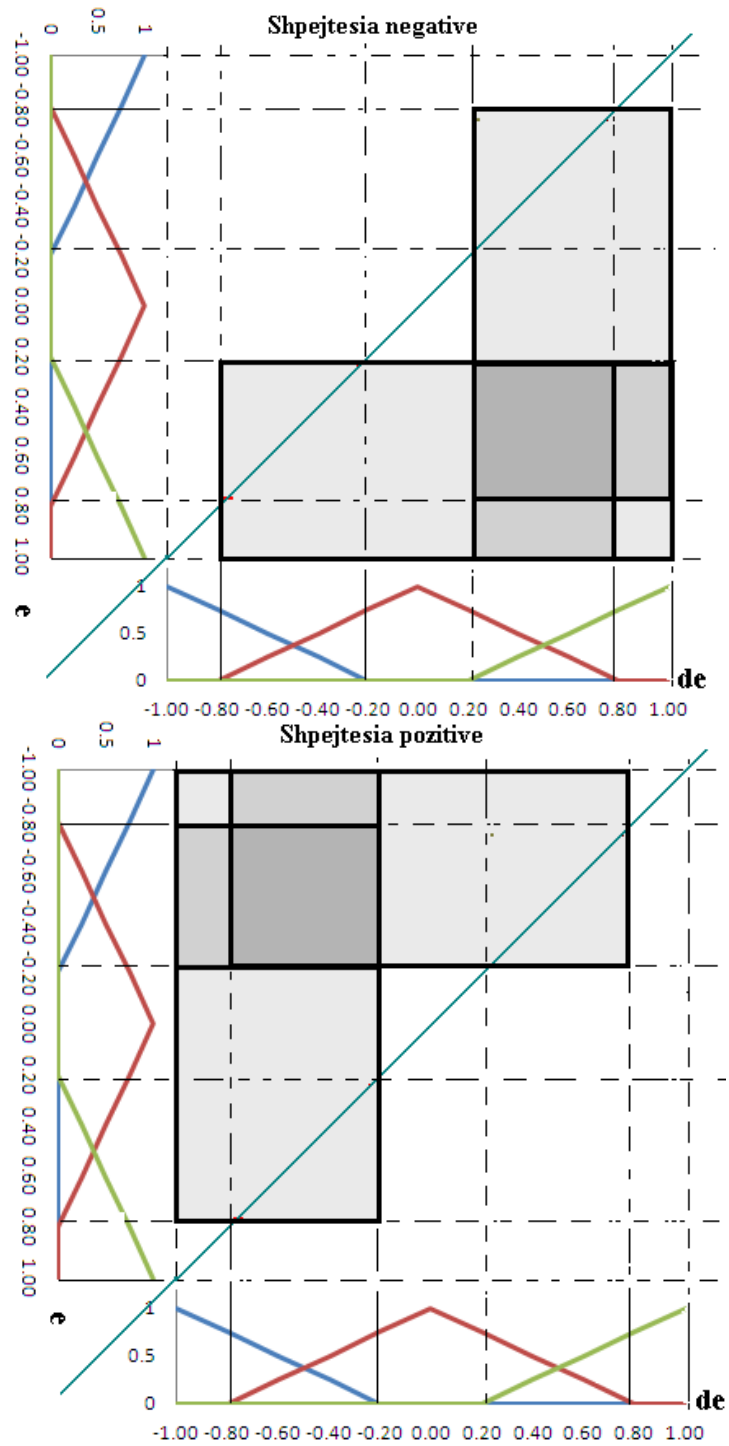


Figura 5. 20 Rastet kur aktuatori ngadalëson (a) dhe përshejton(b) lëvizjen

Katrorët që fitohen si prerje ne mes tyre shprehin elementin e pasigurisë dhe pasaktësisë që e pranojmë. Kjo në figurën më poshtë paraqitet me ngjyrë më të mbyllur. Ngjyra e mbyllur dhe numri mbi të tregojnë përsëritjen e interferimit.

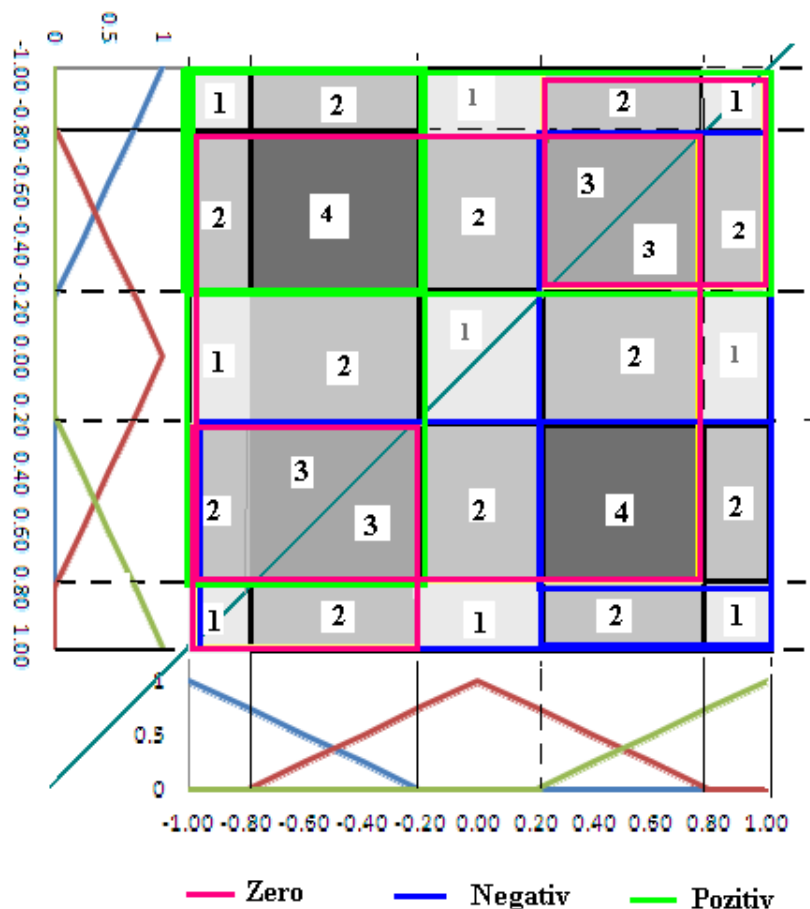


Figura 5. 21 Përsëritja e shumëfishtë e interferimeve

Prandaj, tendenca për optimizim të sistemit do të nënkuptojë përpjekjet për të eliminuar përsëritjen e këtyre sipërfaqeve. Sa më pak sipërfaqe të shumëfishuara do të thotë se kemi interferencë të vlerave të variablës gjuhësore. Kjo do të eliminohet me zvoglimin diapazonit të vlerave të variabës, dmth bëhet ndarje më e imtë e intervalit të sinjalit për secilën variabël gjuhësore.

5.2.1 Konstruktimi i Sistemit Fuzzy Konkluduese - FIS

Sistemi Fuzzy Konkludues i quajtur me emra të ndryshëm si: sistemi i bazuar në fuzzy regulla, sistemet fuzzy eksperte, sistemet fuzzy modeluese, sistemet fuzzy logjike të kontrollit, etj, ka gjetur një zbatim të suksesshëm në fushat siç janë kontrolli automatik, analizë e vendimarrjes, sistemet eksperte, etj Kryesisht përdoren dy tipe të sistemeve fuzzy konkluduese :Mamdani dhe Sugeno. Dallimi në mes tyre qëndron në faktin se si është definuar dalja e sistemit.

Metoda Mamdani e konkludimit, ka gjetur një zbatim më të madh te sistemet e kontrollit që shfrytëzojnë fuzzy logjikën. Procesi i konkludimit sipas kësaj metode do të përshkruhet në vazhdim përmes zgjidhjes së shembullit tonë. Ne do të zgjedhim një pozicion të caktuar të gabimit dhe shpejtësisë së ndryshimit të tij dhe do të lloarisim dalje. Kjo dalje në fakt prezenton

shpejtësinë e aktuatorit që ai do ta realizojë përmes ngacmimit shtesë të sistemit (bias) në mënyrë që të mbajë gabimin e pozicionit në tolerancat e kërkuara të lejshme.

Problemi që do të trajtohet është:

Llogaritja e shpejtësisë dalëse që duhet ta jep aktuatori në momentin e devijimit të pozicionit për -0,4 nga vlera e dëshiruar dhe me shpejtësi të devijimit 0,7.

5.2.2 Fazifikimi

Sistemi Fuzzy Konkludues (*FIS- Fuzzy Inference System*) përfaqëson njësinë kryesore të sistemit fuzzy logjik sepse vendimmarja paraqet pjesën kryesore sipas rëndësisë të sistemit fuzzy logjik. Kryesisht shfrytëzohen konceptet e teorisë së fuzzy vendosjeve, të rregullave nëse-atëherë dhe të fuzzy rezonimit dhe konkludimit. FIS mund të pranojë qoftë fuzzy inpute, qoftë vlera fikse të sakta, por në dalje jep pothuaj gjithmonë fuzzy vendosje. Mirëpo, në rastin tonë ai përdoret si rregullator, fakt ky që kërkon të kemi vlera dalëse fikse, prandaj ne do të bëjmë ekstraktimin e këtyre vendosjeve përmes metodës së defazifikimit.

Në fillim do të llogarisim shkallën e pjesmarjes (përfaqsimin) për rastin e zgjedhur të gabimit dhe shpejtësisë së ndryshimit të tij. Siç po shihet, te rregullat 1, 4, 7, 8 dhe 9 nuk kemi interferencë për shkak se njëra nga hyrjet është zero, që, do të thotë se edhe dalja do të jetë zero:

Rregulla e parë:

Zgjedhim vetëm kushtet që japin interferencë në dalje të shpejtësisë. Nga figura më poshtë shihen qartë rregullat 2, 3, 5 dhe 6-të :

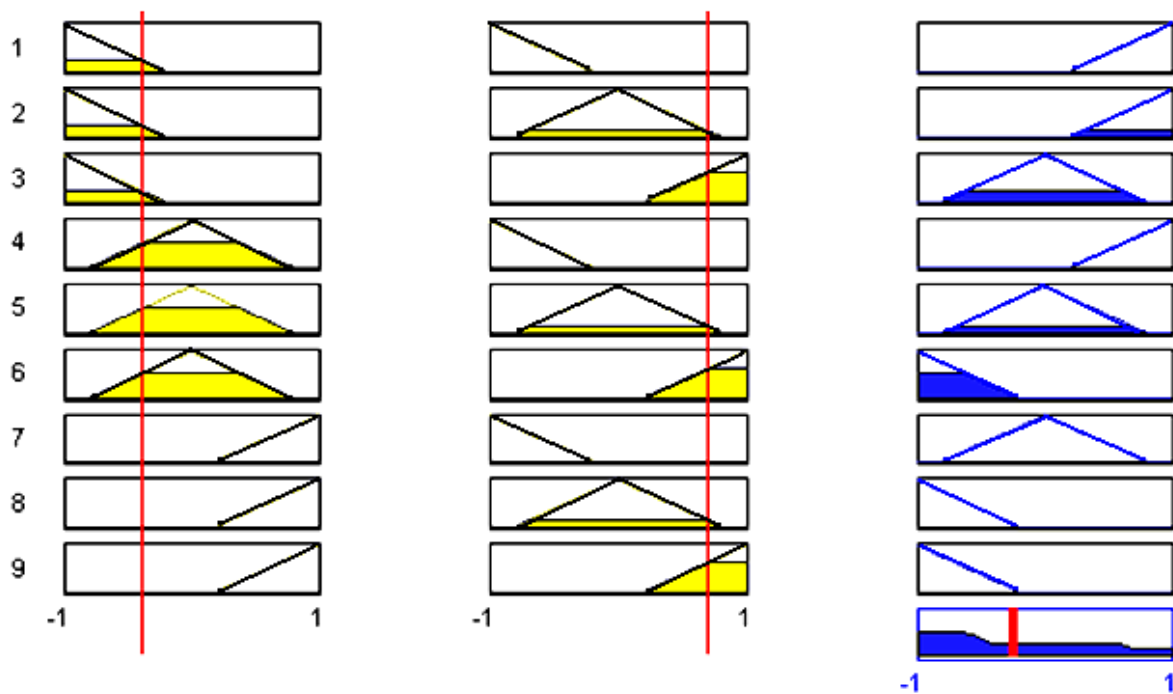


Figura 5. 22 Agregimi i rregullave

Rregulla e dytë do të dukej kështu:

-Nëse e është *negativ* dhe de është *zero*, atëherë v do të jetë *pozitive*

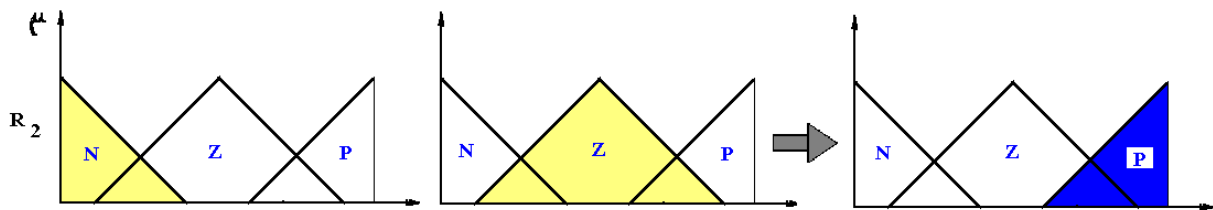


Figura 5. 23 Kontributi i rregullës së dytë

Por, për një moment të dhënë, pjesmarja e elementeve nuk është e plotë por është më e vogël se një. Momenti i shqyrtuar i kohës x ka vlerat -0,4 për gabim dhe 0,7 për derivatin e parë të gabimit-shpejtësinë.

Llogaritja e kuficientëve dhe bëhet sipas rregullit të trekëndëshit simetrik:

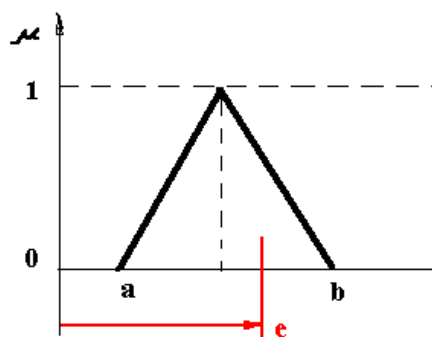


Figura 5. 24 Llogaritja e pjesëmarjes-trekëndëshi simetrik

Ndërsa, për trekëndësha josimetrik kemi:

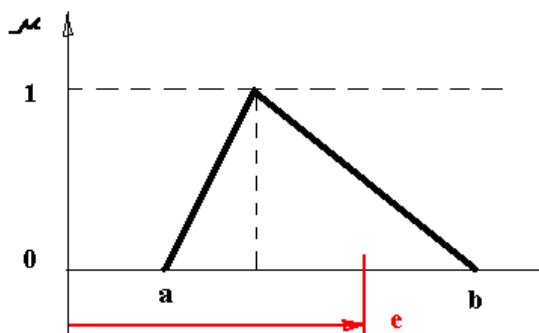


Figura 5. 25 Llogaritja e pjesëmarjes-trekëndëshi josimetrik

Meqë, pozicioni ynë është: e , dmth. —, atëherë:

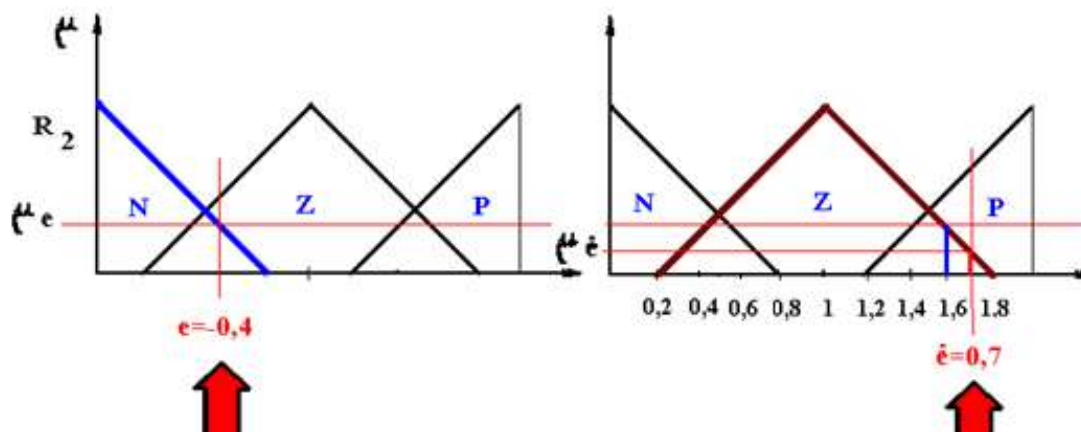


Figura 5. 26 Prezentimi i gabimit dhe shkallës së ndryshimit të tij

Kemi:

Pra, për vlerat e dhëna **e** dhe **de** pjesmarja e variablave linguistike është:

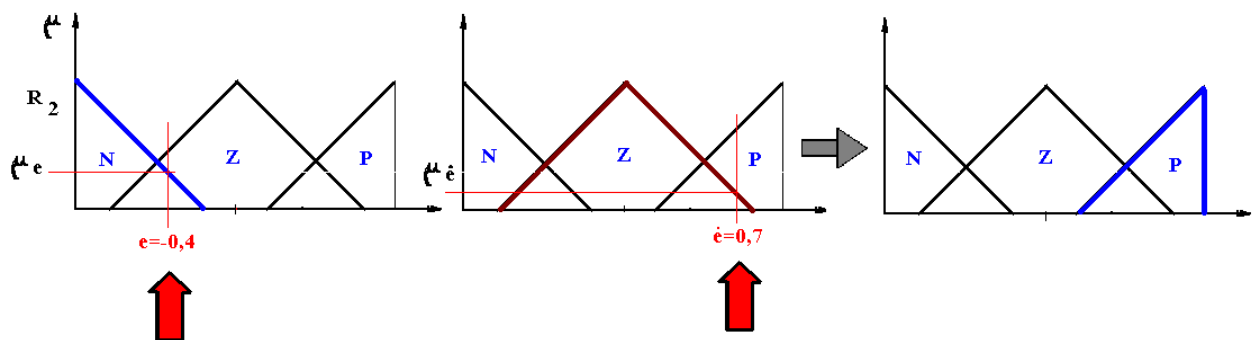


Figura 5. 27 Veprimi i zgjedhur për dalje

Dalja është minimumi i këtyre dy vlerave:

Interferenca e tyre na jep daljen të prezentuar përmes sipërfaqes së hijëzuar në figurë me lartësi 0,125 dhe me bazë 0,8:

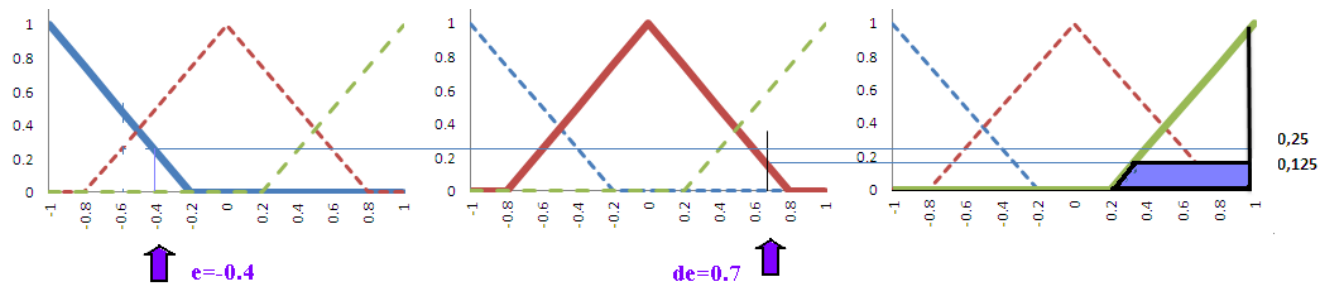
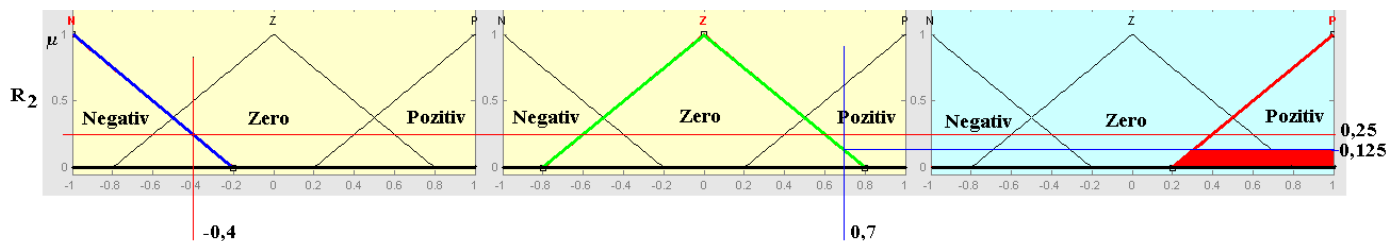


Figura 5. 28 Shkalla e pjesmarjes së veprimit dalës



Interferenca për regullin R_2 dhe R_3 do të jetë (fig)

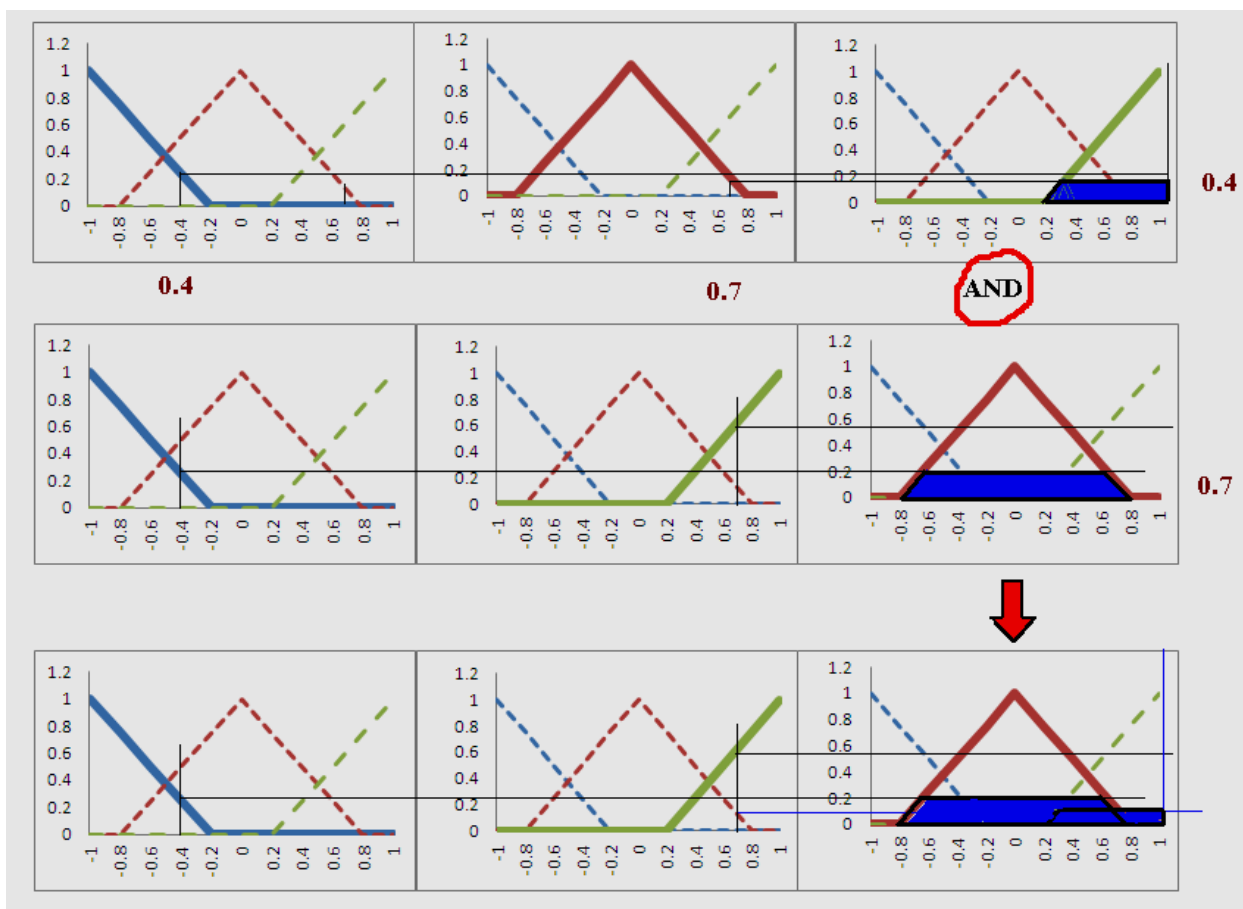


Figura 5. 29 Kombinimi i dy rregullave

Tani për të gjetur shpejtësinë e reagimit të aktuatorit, duhet të analizohen të gjitha rregullat dhe të bëhet defazifikimi. Rezultatet e interferimeve në rregullat tjera janë dhënë në figurën 5.30, ndërsa rezultati i përgjithshëm prezentohet me sipërfaqet e paraqitura në figurën 5.31.

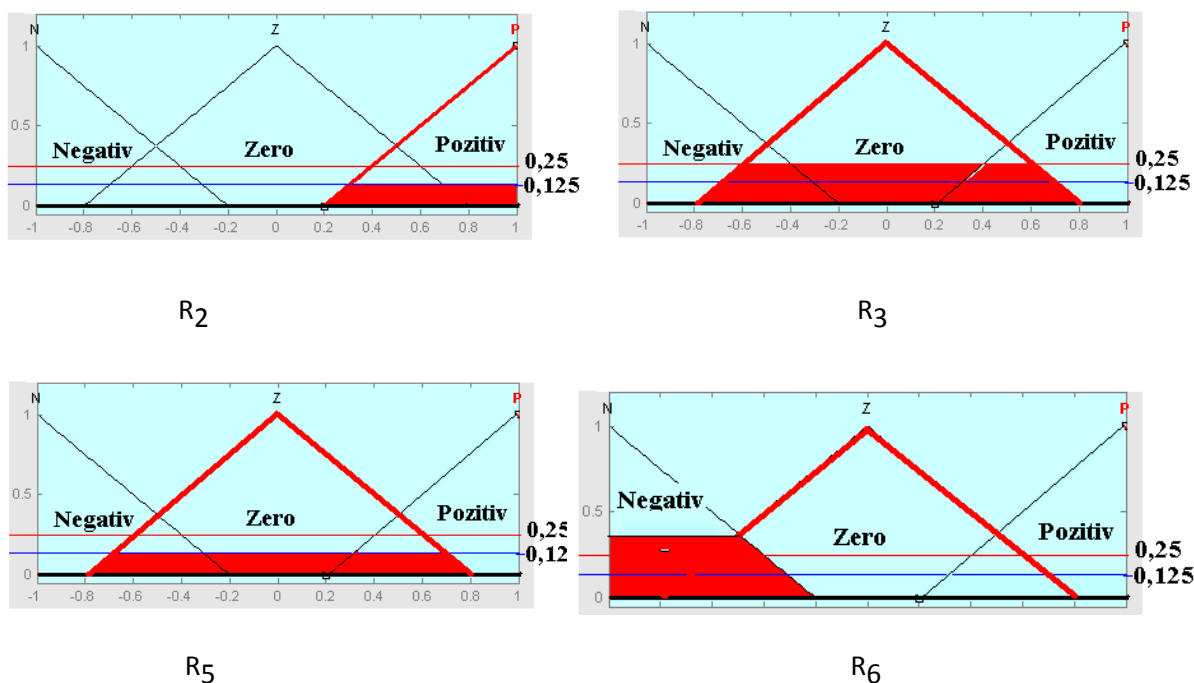


Figura 5. 30 Rezultatet e interferimeve

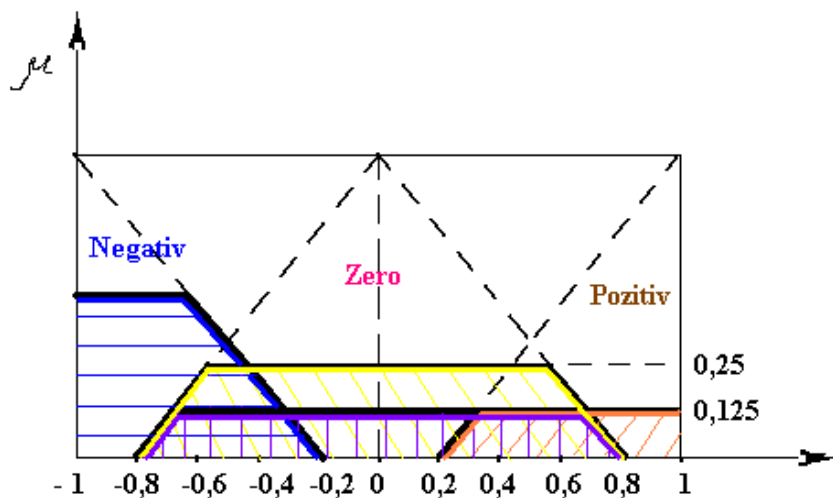


Figura 5. 31 Interferenca e të gjitha kushteve

Në vazhdim do të llogarisim qendren e rendesës të kësaj figure e cila do të jep në të njëjtën kohë edhe impulsin e shpejtësisë së motorit. Për nevojë të interferencës në rregullën 6 e llogarisim shkallën e pjesëmarjes në lartësinë që i korrespondon momentit (shiko figurën vijuese):

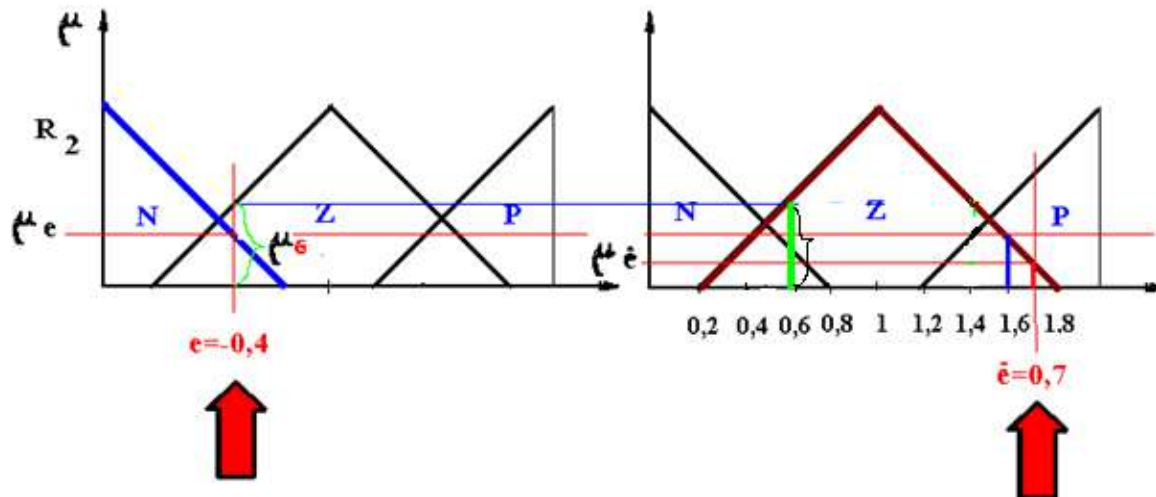


Figura 5. 32 Pamja e rregullës gjashtë

Kjo vlerë tregon lartësinë e vlerës së pjesëmarjes në gabimin -1 dhe paraqet lartësinë e trapezit të parë:

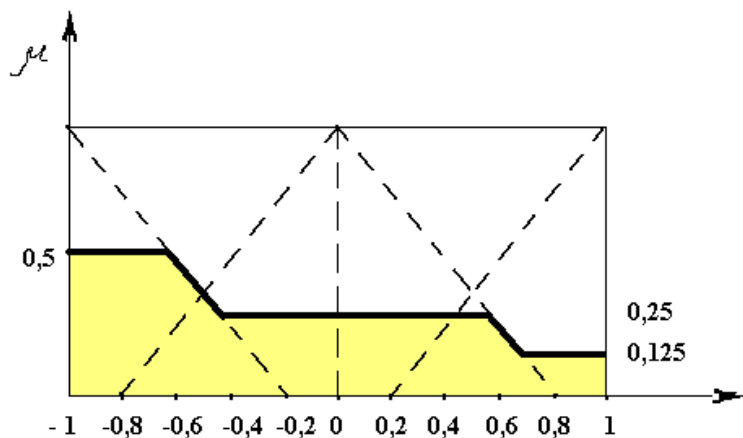


Figura 5. 33 Figura e thjeshtësuar përfundimtare

5.2.3 Defazifikimi

a) Defazifikimi me metodën e mesatares së peshave

Metoda e defazifikimit sipas mesatares së peshave llogarit qendrën e rëndesës duke marrë parasysh largësinë e qendrës së figurave nga vija simetrale dhe lartësinë e tyre si nivel që paraqet shkallën e antarësimit:

—

Metoda e mesatares së peshave do të gjindet për këto figura:

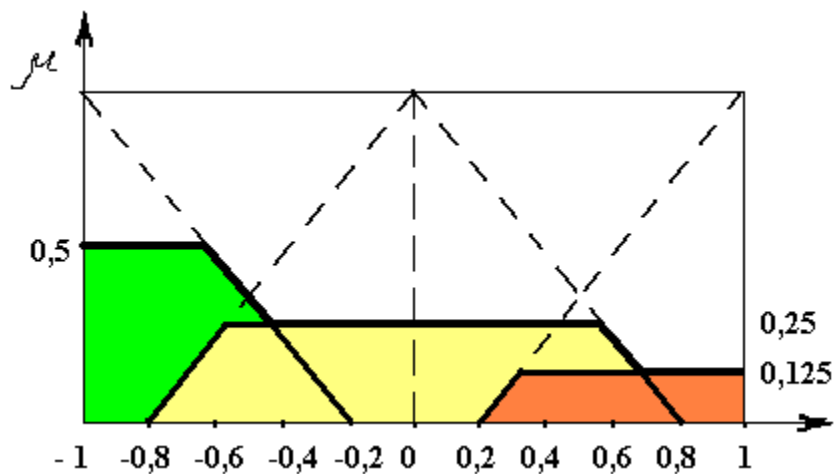


Figura 5. 34

Ose, më thjeshtë për llogaritje marim figurat që kanë sypërfaqe të njejtë si ajo më parë:

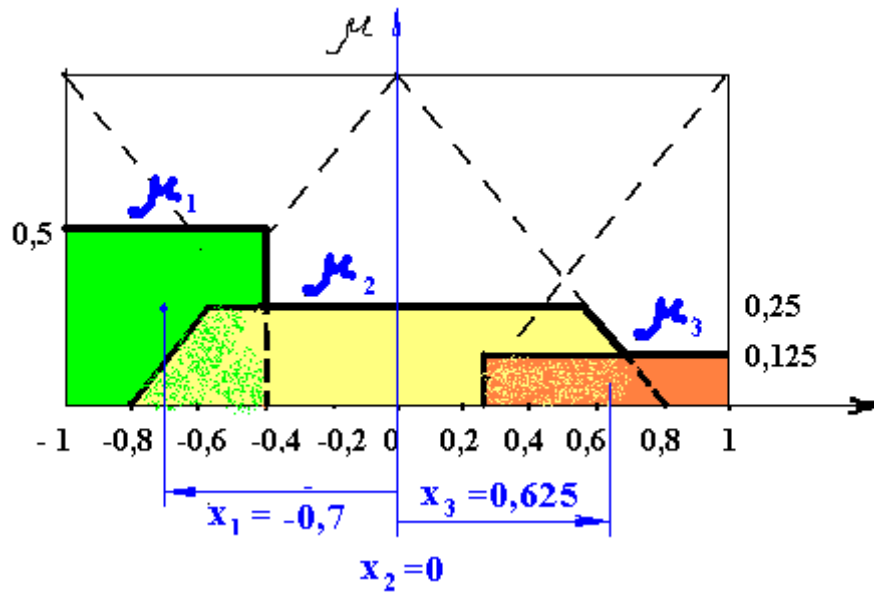


Figura 5. 35 Qendrat e rëndesës së sipërfaqeve

mm

Dmth, shohim se për ndryshim të pozicionit për -0.4 mm dhe ndryshim të shpejtësisë për 0.7 mm/sec, do të aktivizohet motori me shpejtësi $\omega = -0.241$ [rad/sec]

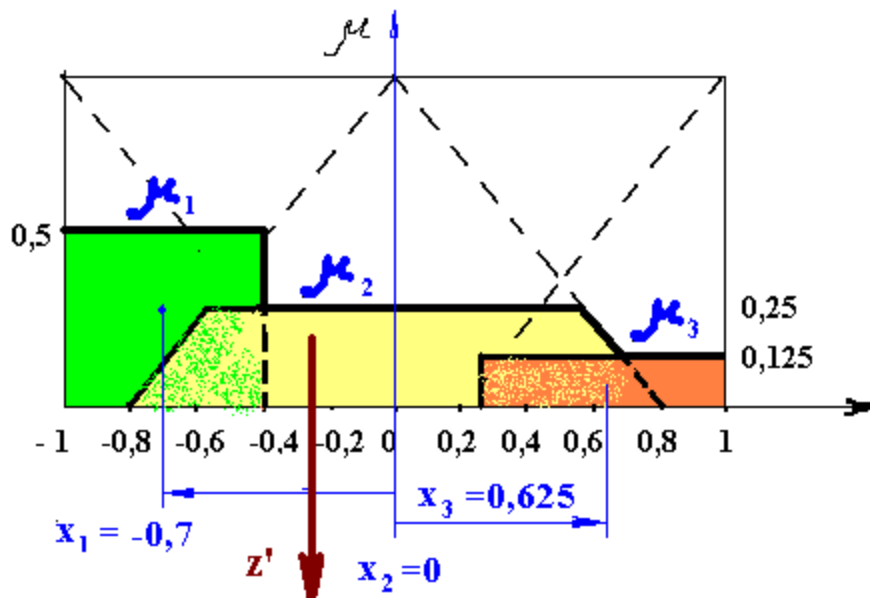


Figura 5. 36

b) Defazifikimi me metodën e qendërzimit:

Llogaritja e outputit me metodën e qendërzimit e cila ndryshe quhet edhe *metoda e qendres së gravitetit* ose *metoda e qendrës së sipërfaqeve*. Për t'u ikur përdorimit të shenjave negative, do të vendosim rënditje tjetër të numrave, dmth nga 0 deri 2 me ndarje të njëjta nga 0.2. Së pari do ti gjejmë ekuacionet e drejtëzave kufizuese të sipërfaqeve që paraqesin funksionet për ti llogaritur integralet e caktuara që shprehin sipërfaqen nën drejtëz.

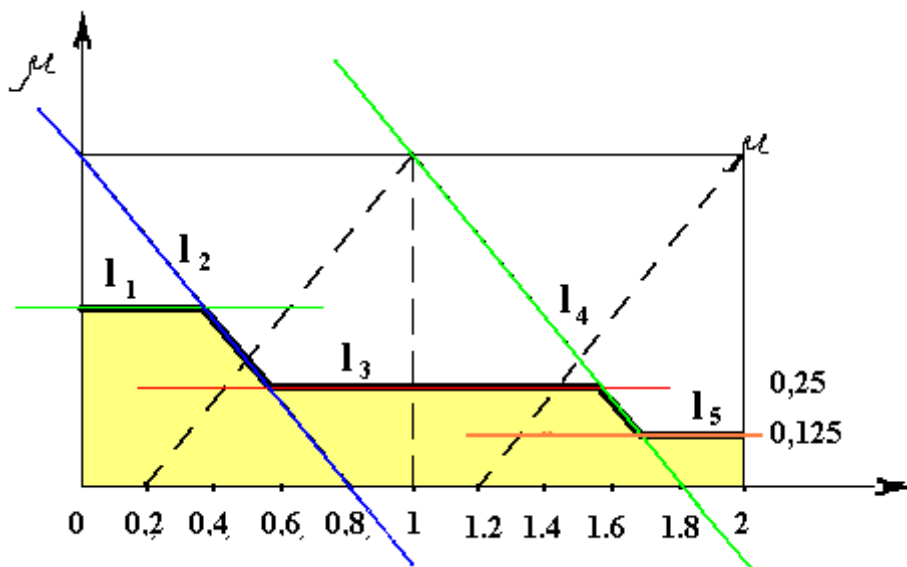


Figura 5. 37 Drejtëzat kufizuese të sipërfaqes

Llogaritja e qendrës së rëndësës do të bëhet sipas formulës:

$$\mathbf{Z}^* = \frac{\int f(z)zdz}{\int f(z)dz}$$

Gjemë ekuacionet e drejtëzave

10/1/2016

$$Num = 0,523$$

$$Emr =$$

—

$$Emr = 0,69$$

Pas zavendësimit të vlerave në formulë do të fitojmë:

$$Z^* = \frac{\int f(z)zdz}{\int f(z)dz} = 0,758 \cong -0,241$$

5.2.4 Prezentimi Grafik

Sistemi Fuzzy Logjik i projektuar më lartë bën lidhjen në mes të hyrjeve dhe daljes. Kjo lidhje shprehet pak më qartë përmes prezentimit grafik, përmes sipërfaqeve të ngjyrosura. Ngjyrat ndryshojnë

nuancën dhe na ndihmojnë që vizuelisht të shohim sa më qartë se ku dalja jonë ka vlera më të larta ose më të ulta (fig. 5.40).

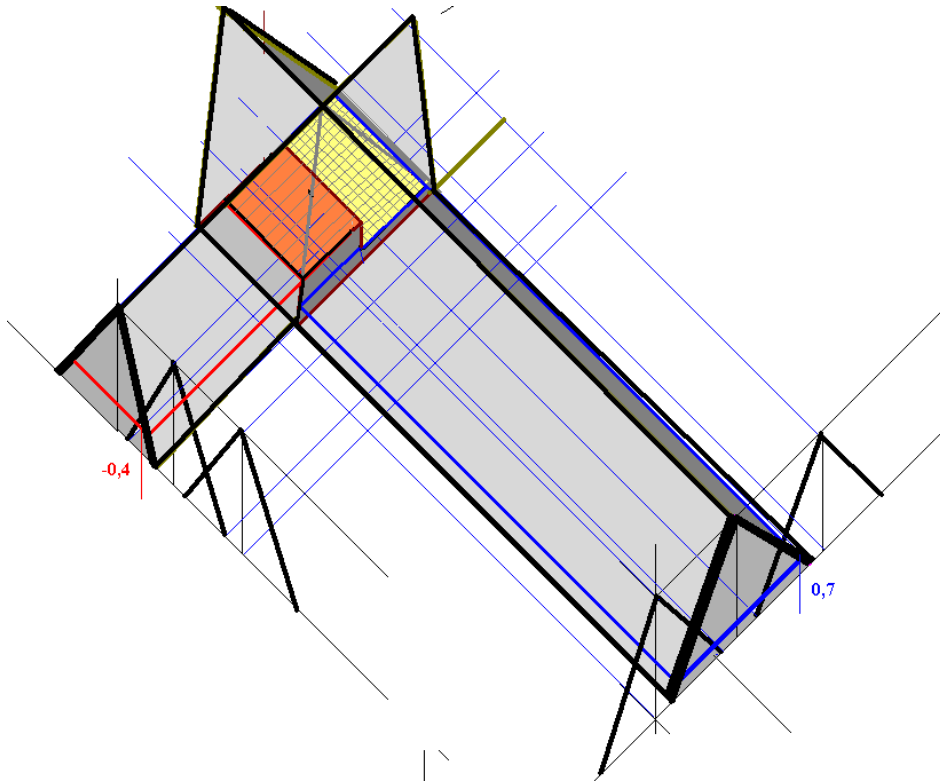


Figura 5. 38 Prezentimi grafik i rastit $e=0.4$ dhe $de=0.7$

Prezentimi bëhet me pamje dydimensionale të daljes e cila fitohet me kombinimin e pjesëve të prera të funksioneve të antarësisë për çdo hyrje, të cilat prerje fitohen me sipërfaqet e pjesmarjes së vlerave tona $-0,4$ dhe $0,7$ në funksionet adekuate e antarësisë. Secila nga këta pjesë të veçanta hyn në llogaritjen përfundimtare-agregimin dhe përmes formës së saj ndikon në vlerën përfundimtare të vlerës së saktë dalëse. Ndikimi i pjesëve është shumë më i madh te sistemet me më pak variabla hyrëse dhe dalëse, ndërsa fillon të zbehet dhe mund të jetë i papërfillshëm për sistemet me shumë variabla.

Ky prezentimi dydimensional na ndihmon të shohim në mënyrë vizuele më të qartë dhe efektet e variacionit të hyrjeve dhe pasojave të tij në vlerën dalëse për të gjithë kartën e relacineve të variblave në hyrje dhe dalje.

II.Zgjedhja me softverin Matlab

Toolbari Fuzzy Logjik është një koleksion funksionesh të hapsirës llogaritëse numerike të MatLab-it i cili ofron mundësinë që të krijohen dhe editohen sistemet fuzzy konkluduese dhe gjithashtu të integrohen me simulatorin Simulink dhe me ndërfaqen për grafikë GUI (Graphical User Interface). Toolbari Fuzzy Logjik (Origjinali: Fuzzy Logic Toolbar-FLT) ofron tre lloje të veglërive:

- **Funksionet nga vija komanduese**- të cilat përbëhen nga funksionet që mund të thiren nga vija komanduese e MatLab-it he shumica e tyre janë të tipit M-fajlla, të cilët implementojnë një algoritëm të specializuar fuzzy logjik të MatLab-it.
- **Veglat interaktive grafike**- ofron veglërinë për t'u qasur funksioneve përmes ndërfaqes grafike të përdoruesit-GUI, duke krijuar kështu një mjedis të përsosur për dizajnim, analizë dhe implementim të sistemeve fuzzy konkluduese-FIS (Fuzzy Inference System).
- **Blloqet e Simulink-ut** –përmban bashkësinë e blloqeve për përdorim të softverit për simulim Simulink. Ata janë të dizajnuar në mënyrë speciale për sisteme fuzzy logjike me shpejtësi të madhe konkluduese.

Përparsitë e përdorimit të Toolbar-it Fuzzy Logjik kryesisht shquhen në këtë fakte:

- FLT ofron një ndërfaqe (interfejs) të lehtë për përdorim për të aplikuar teknikat moderne të fuzzy logjikës
- Na mundëson realizim dhe identifikim të kontrollit fuzzy logjik:
 - Lehtë integrohet në Dizajnin e Bazuar në Model përmes përdorimit të blloqeve të ndryshme të Simulinkut.
 - Mundësinë e gjenerimit të programit për shfrytëzues të ndryshëm
- Ofron një motor të fuqishëm fuzzy konkludues përmes të cilit mund të ekzekutohet sistemi si aplikacion veçantë të punuar në gjuhë C ose C++.
- Etj,

FLT përmban Sistemin konkludues i cili përbëhet nga pesë vegla bazike të GUI: FIS editori, editorin e funksioneve të antarësisë, editorin e rregullave, vizuesin e rregullave dhe vizuesin e syërfaqeve. Këta të gjitha kanë pamje të ngjajshme të opsioneve të menyve dhe do të aktivizohen edhe përmes rreshtit komandues të MatLab-it përmes komandave përkatës: *fuzzy*, *medit*, *ruleedit*, *ruleview* dhe *surfview*.

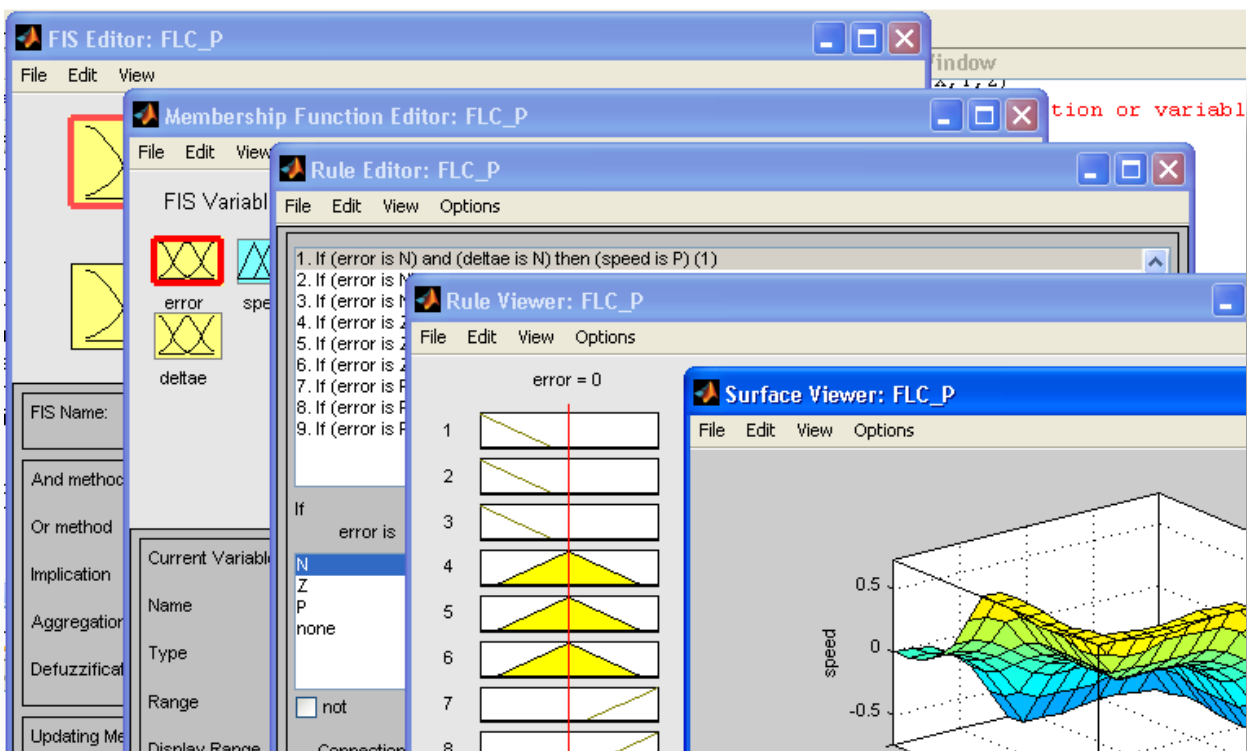


Figura 5. 39 Veglat kryesore të ndërfaqes grafike

-**Editori FIS** trajton problemin e nivelit më të lartë: definimin e numrit të variablave hyrëse dhe dalëse. Aty përcaktohet numri i hyrjeve dhe daljeve të problemit tonë dhe vendosen emrat e tyre. Numri i hyrjeve nuk kufizohet nga FLT por kjo kufizohet nga vetë përdoruesi sepse rritja e numrit të hyrjeve do të rrisë numrin e funksioneve të antarësisë dhe numrin e interferimeve gjë që do të vështirësojë analizën e problemit.

-Përmes **Editorit të Funksioneve të antarësisë** do të definohet forma e të gjithë funksioneve që shoqërojnë secilën variabël.

-**Editori i Rregullave** na mundëson të vendosim të gjitha rregullat përmes të cilëve ne do të përshkruajmë sjelljen e sistemit tonë

-**Vizuesi i Rregullave** lejon të bëhen interpretime të ndryshme brenda procesit të sistemit fuzzy konkludues. Përmes tij tregohet se si influencohet rezultati final përmes formave të caktuara të disa funksioneve të antarësisë. Ky vizues jep një mikro pamje të sistemit fuzzy konkludues duke e detajuar shumë nga aspekti kohor duke na mundësuar trajtim dhe analizë të një momenti shumë preciz të kohës.

-**Vizuesi i Siperfaqeve** përmes lakoreve dydimensionale prezentohet karta e relacioneve nga variablat hyrëse deri te ato dalëse duke gjeneruar vizatime tredimensionale që mund të lexohen dhe interpretohen lehtë. Variacionet e njërës ose të dy hyrjeve mund të shfaqen të qara përmes ndryshimeve në vlerat e variablës dalëse që prezentohet përmes

nuancave të ngjyrave. Kjo na lejon të mbajmë kohen e llogaritjes të arsyeshme për probleme komplekse.

Do të përdoret forma Mamdani e vendimmarjes e cila do të definohet në mënyrë të tillë që të jetë e përshtatshme për Toolbar-in Fuzzy Logjik të MatLab-it për të pritur një funksion shoqërues dalës të jet një fuzzy bashkësi. Pas përmbledhjes së gjitha rasteve të mundëshme do të bëhet defazifikimi për të fituar vlera të sakta për variablën dalëse.

Dizajnimi, ndërtimi dhe simulimi i sistemeve fuzzy logjike bazohet ne katër hapa elementare:

1. Definimi i hyrjeve dhe daljeve (INPUTS dhe OUTPUTS)
2. Krijimi i dhe definimi i funksioneve të antarësisë (Membership Functions)
3. Krijimi i rregullave (Ruls)
4. Simulimi i sistemit Fuzzy-logic rezultues

Problemi -Duhet të ndërtojmë një FIS fajll të tipit MISO (Multitipel Input Single Output) për të kontrolluar gabimin e pozicionit duke përcaktuar përmasën e shpejtësisë ngacmuese nga rregullatori të nevojshme për të kthyer ne pozicionin ekujlibrues sistemin. Shpejtësia e aktuatorit nvaret nga pozicioni aktual (sinjali i marë nga sensor i pozicionit) she shpejtësia e ndryshimit të pozicionit (sinjal i marë nga sensor i shpejtësisë).Dmth, kemi dy hyrje dhe një dalje.

Po ndertojmë nje FIS fajll:

-Në MatLab në Command Window shkruajmë:

>> **fuzzy, enter**

-do të del FIS editor, i cili me default ka një hyrje dhe një dalje:

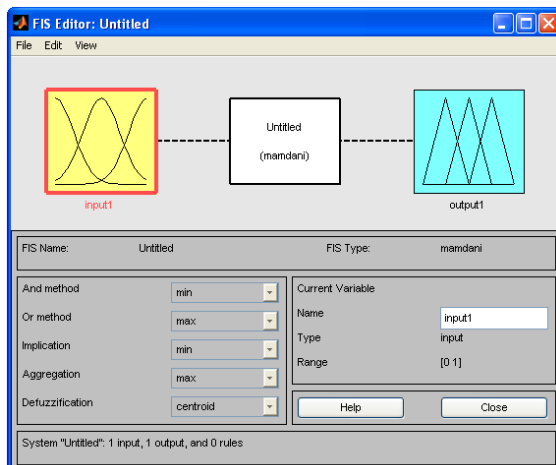


Figura 5. 40 Editori i funksioneve të antarësisë

1. Definimi i hyrjeve dhe daljeve për *e* dhe *de*

Variabla gjuhësore është një variabël që duhet të prezentojë devijimin e pozicionit, diapazonin e oscilimeve të tij do ta emërtojmë si gabim-*e* (error). Oscilimi rreth pozicionit ekujlibruet përpos pozicionit nvaret edhe nga shkalla e ndryshimit të gabimit në varshmëri të kohës *de*.

Meqë shembulli jonë ka dy hyrje dhe një dalje, duhet të bëjmë definimin e hyrjeve dhe daljeve:

-Edit-Add Variable-Input:

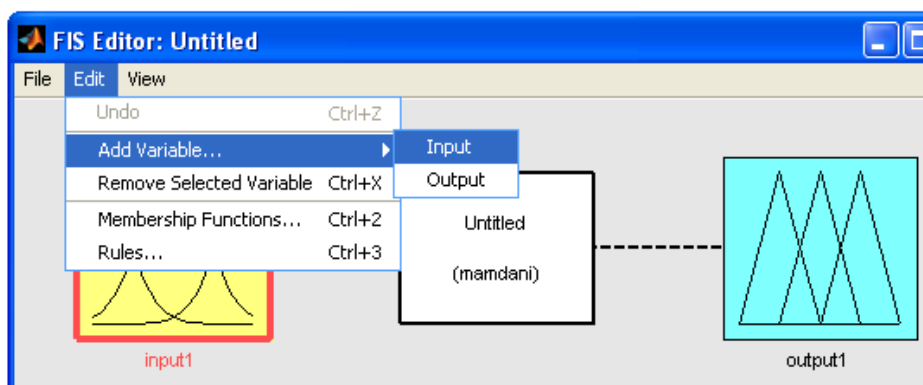


Figura 5. 41

I definojmë hyrjet duke klikuar në *Input* dhe duke shkruar ne fushën *Name*: *e* ose *delta*

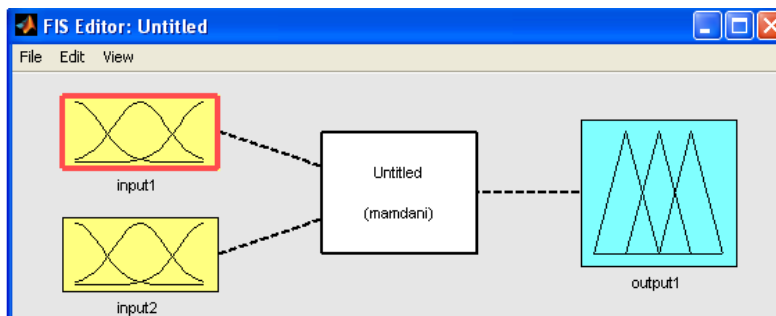


Figura 5. 42 Definimi i hyrjeve dhe daljeve

Hyrjen e dytë e emërtojmë *de* ose *ddelta* dhe daljen e emërtojmë *speed* (shpejtesia)

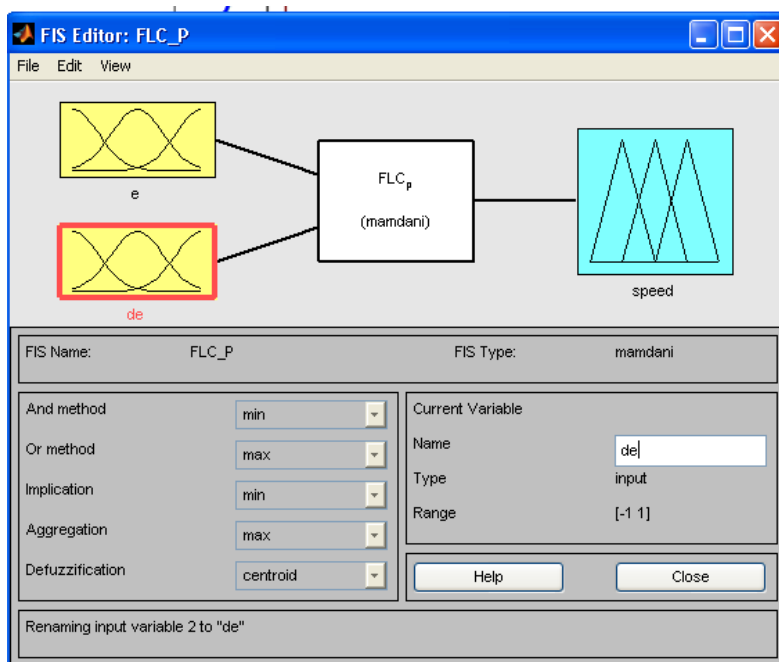
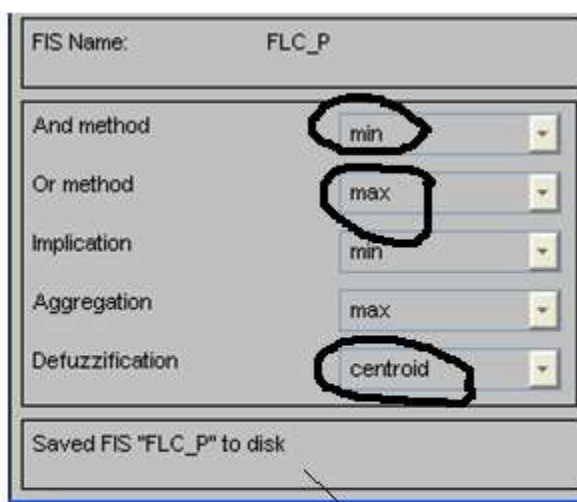


Figura 5. 43 Zgjedhja e karakteristikave për Fis fajllin

Dhe e ruajmë Fis fajllin:

-File-Export-To Disk... me emrin **FLC_P** që ka ekstenzionin **.fis**

Ndërsa në këndin e poshtëm të majtë shohim llojin e funksioneve interferuese *AND*, *OR* dhe *Defuzzification*, të cilët janë zgjedhur për këtë shembull, ndërkaq në shiritin e gjendjes tregohet veprimi i fundit i kryer, pra, *Saved FIS "FLC_P"*.



Veprimi i fundit

2. Krijimi i dhe definimi i funksioneve të antarësisë (Membership Functions)

Variablat tona gjuhësore do ti marrin vlerat në kufijtë -1 deri në 1. Ky diapazon do të përfshihet nga tre vlera gjuhësore për secilën nga variablat gjuhësore përmes të cilëve vetëm do

të përcaktohet hyrja e parë për të shprehur dhe vlerën e pozicionit momental: **pozitiv, negativ dhe zero.**

Shkalla e pjesëmarjes së tyre do të definohet përmes funksioneve të antarësisë. Programi për vizatimin e tyre në MatLab do të jetë[20].:

```
>> x = (-1:0.2:1)';  
  
N = trimf(x,[-1 -1 -0.2]);  
  
Z=trimf(x,[-0.8 0 0.8]);  
  
P = trimf(x,[0.2 1 1]);  
  
plot(x, [N Z P]);  
  
set(gcf, 'name', 'trimf', 'numbertitle', 'off');
```

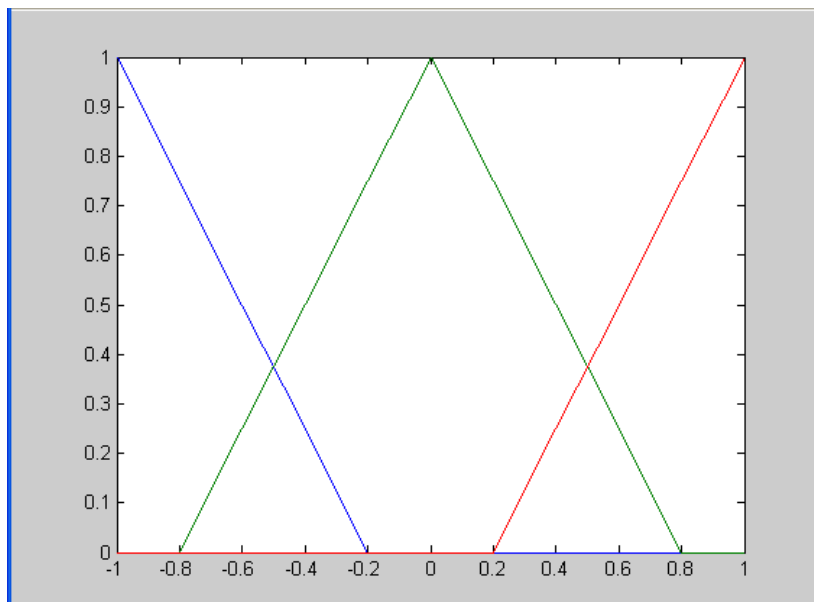


Figura 5. 44 Funksionet e anëtarimit

Ose, zgjedhja dhe definimi i të cilëve bëhet edhe përmes rreshtit komandues:

```
>>mfedit
```

Hapet dritarja ku duhet të heqim funksionet paraprake e antarësisë dhe të shtojmë funksionet e reja si dhe për të tre variablat gjuhësore të definojmë llojin e funksionit shoqërues, rangun dhe kufijtë e secilës vlerë. Psh për vlerën gjuhësore **negativ** do të kemi pamjen:

Rangun: **[-1 1]**

Emri: **N**

Tipin: **trimf**

Parametrat: **[-1.8 -1 -0.2]**

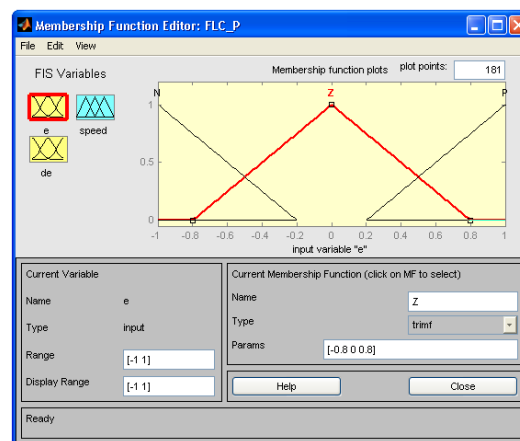
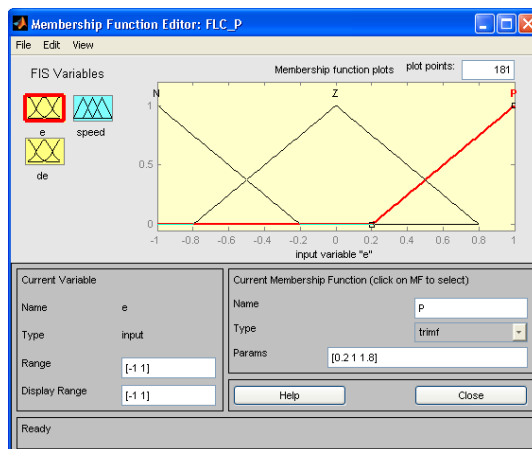
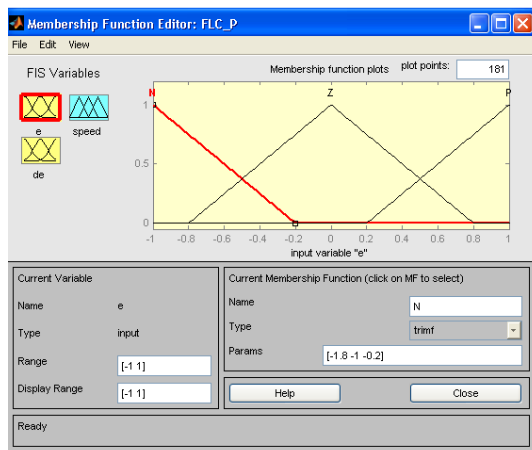


Figura 5. 45 Vendosja e vlerave për hyrjen e
Ngjajshëm edhe për **de** dhe për shpejtësi **speed**:

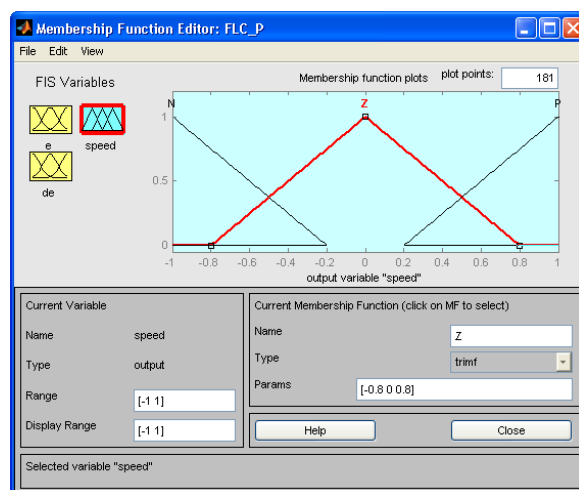
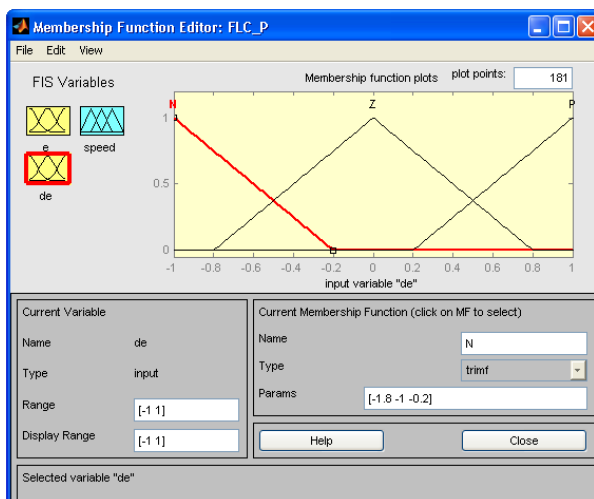


Figura 5. 46 Hyrja de dhe dalja speed

3.Vendosja e rregullave

Vendosen të gjitha nëntë rregullat përmes të cilave ne do ta definojmë sjelljen e sistemit tonë. Për këtë rënditje të rregullave duhet të kemi njohuri eksperte nga fusha zbatuese e shembullit dmth në rastin tonë kërkohet ta njohim mirë strukturën dhe dinamikën e mekanizmit të ushqimit te makinat CNC.

>> ruleedit(a)

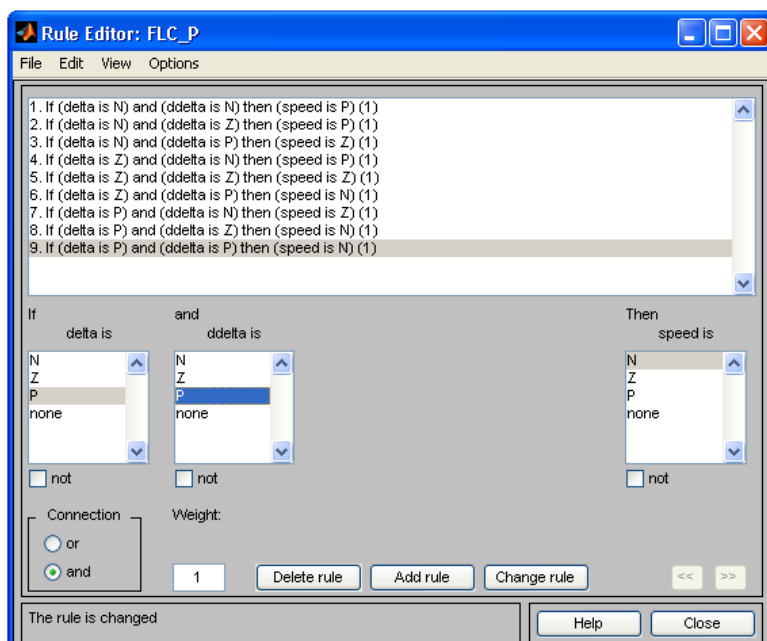


Figura 5. 47 Vendosja e rregullave

Që në gjuhën simbolike dhe me indekse do të dukej kështu:

1. (e==N) & (de==N) => (speed=P) (1)	1 1, 3 (1) : 1
2. (e==N) & (de==Z) => (speed=P) (1)	1 2, 3 (1) : 1
3. (e==N) & (de==P) => (speed=Z) (1)	1 3, 2 (1) : 1
4. (e==Z) & (de==N) => (speed=P) (1)	2 1, 3 (1) : 1
5. (e==Z) & (de==Z) => (speed=Z) (1)	2 2, 2 (1) : 1
6. (e==Z) & (de==P) => (speed=N) (1)	2 3, 1 (1) : 1
7. (e==P) & (de==N) => (speed=Z) (1)	3 1, 2 (1) : 1
8. (e==P) & (de==Z) => (speed=N) (1)	3 2, 1 (1) : 1
9. (e==P) & (de==P) => (speed=N) (1)	3 3, 1 (1) : 1

Pasi vendosen rregullat mund të bëjmë analizë të rasteve të veçanta përmes dritares Rule Viewer që aktivizohet me komandën:

>>ruleview(a)

Del pamja sipas rregullave:

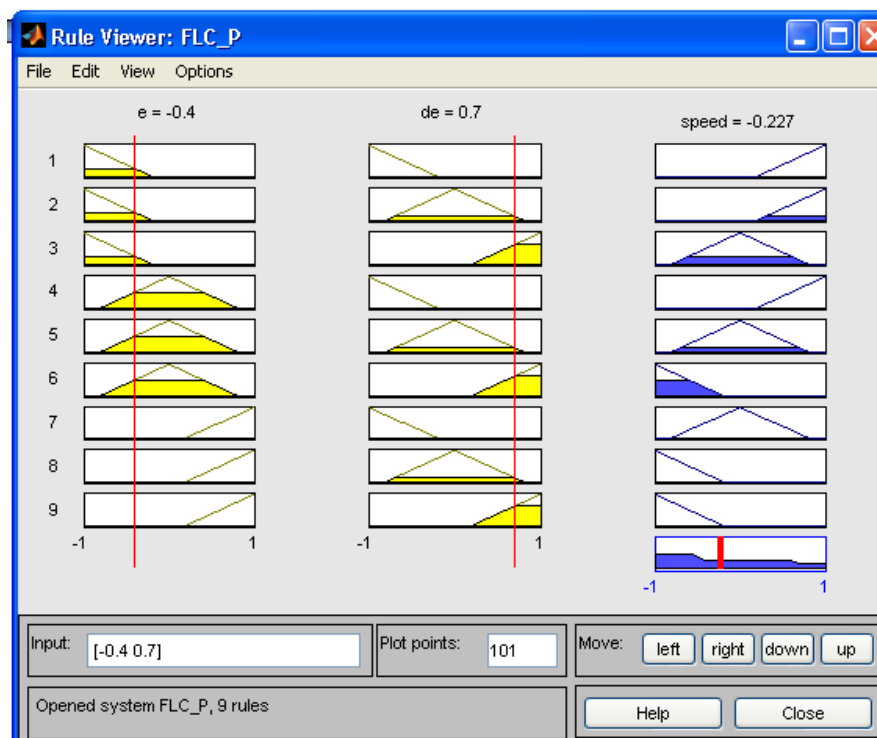


Figura 5. 48 Tabela e interferimeve

Ndërsa, sipas syperfaqeve duket kështu:

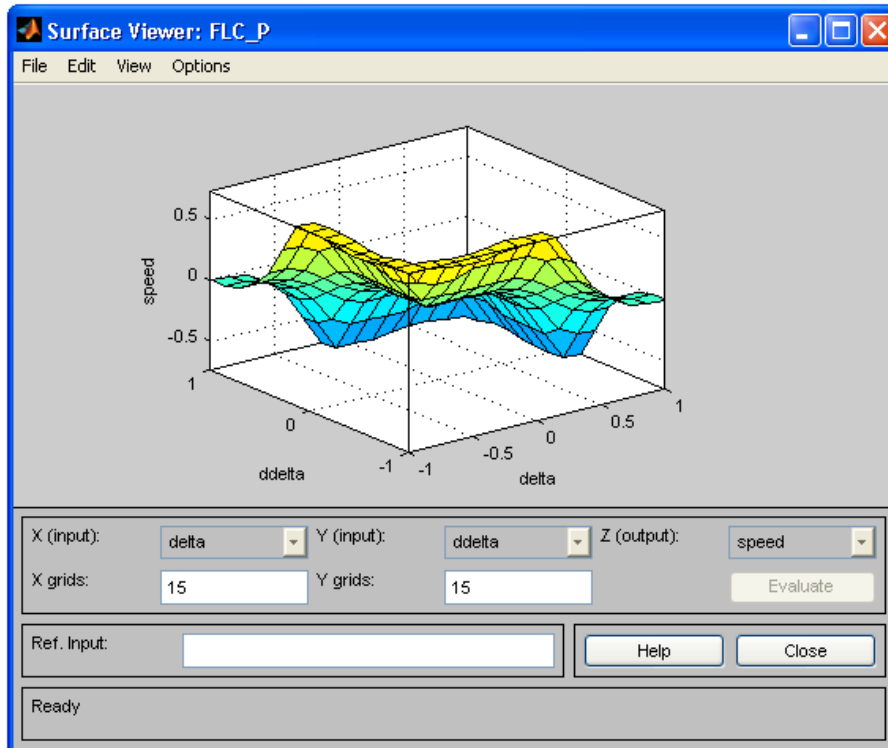


Figura 5. 49 Prezentimi grafik i sipërfaqeve

Nga kjo sipërfaqe dydimensionale shihen të gjitha variantat e mundëshme të shpejtësisë dalëse gjatë kombinimit të dy hyrjeve për të gjitha kombinimet e vlerave të sinjalit të gabimit **e** dhe sinjalit të derivatit të gabimit **de**. Secili nga katrorët e fituar të sipërfaqes është i lidhur me dy vlera hyrëse të e-së dhe de-së. Ngjyra tregon vlerën e pjesmarjes përmes pastërtisë së saj dhe në vlerat e saj ekstreme pozitive shpejtësia ka katrorët me ngjyrë të verdhë, ndërsa në ato negative me ngjyrë të kaltërt.

Po shihet qartë se ndryshimi i vlerave të shpejtësisë përcillet me kthesa të ashpra, kjo në praktikë është vështirë të realizohet. Për t'u bërë zbutja e vijës së pjerrtësisë dhe lëmimi i sipërfaqes, duhet që të meren më tepër vlera lingustike për variablat tona edhe në hyrje edhe variablën në dalje.

4.Evaluimi

Sistemi Fuzzy i Konkludimit i parashtruar sipas kartës së relacioneve hyrje-dalje të definuara më lartë, është ruajtur në hapsisën punuese të MatLab-it dhe është i gatshëm për përdorim për sistemin e kontrollit fuzzy logjike. Për t'u zbatuar për raste praktike reale duhet që të shikohet përshtatshmëria e sistemit dhe karakteristikave të tij me sistemin real.

Për të parë të gjitha elementet dhe karakteristikat e FIS-it, në rreshtin komandues shkruajmë komandën:

```
>>a=readfis('FLC_P.fis')
```

Del:

```
a =  
    name: 'FLC_P'  
    type: 'mamdani'  
    andMethod: 'min'  
    orMethod: 'max'  
    defuzzMethod: 'centroid'  
    impMethod: 'min'  
    aggMethod: 'max'  
    input: [1x2 struct]  
    output: [1x1 struct]  
    rule: [1x9 struct]
```

dhe komandën:

```
>> getfis(a)
```

Del:

```
a =  
    Name    = FLC_P  
    Type    = mamdani  
    NumInputs = 2  
    InLabels =  
        e  
        de  
    NumOutputs = 1  
    OutLabels =  
        speed  
    NumRules = 9  
    AndMethod = min  
    OrMethod = max  
    ImpMethod = min  
    AggMethod = max  
    DefuzzMethod = centroid  
ans =  
    FLC_D
```

Për rastin e zgjedhur $e = -0,4$ dhe $de = 0,7$ shkruajmë:

```
>>evalfis([-0.4 0.7], a)
```

Del:

ans =

-0.245

Kapitulli VI

6.Dizajnimi i rregullatorit fazi-logjik

Aplikimi i logjikës fuzzynë teknikën e kontrollit ka bërë që të të sigurohet një strategji linguistike e kontrollit përmes së cilës bëhet bartja e përvojës eksperte në strategjitë e kontrollit automatik.

Sistemet e kontrollit të bazuar në fazilogjikë përfshijnë disa hapa:

- Strategjia e fazifikimit
- Ndërtimit të bazës së të dhënave
- Elaborimin e bazuar në rregulla
- Elaborimin e interfejsit të makinave
- Strategjinë e defazifikimit

Duke vendosur një sistem të kontrollit fuzzy ne e rrisim variabilitetin e kuficientëve të përforcimit të kontrollit. Këto kuficient të ndryshueshën janë funksione jolineare që prezantojnë ligjshmërinë e ndryshimit të gabimit-devijimit të variablës dhe shkallës së ndryshimit të gabimit në varshmëri të kohës. Ndryshimet e përforcimeve janë të shpeshta dhe të shpejta dhe adaptimi bëhet përmes fuzzy kontrollit. Logjika fuzzy e rrit performancën e sistemit dhe arrin që ti menaxhojë jolinearitetet që dalin nga efekti i vonës kohore dhe paqartësisë dhe pasigurisë së sistemit. Aq më tepër që këto sisteme të kontrollit arrijnë që të përshkruajnë në të njejtën kohë edhe sinjalet e vogla edhe të mëdha të performancës dinamike gjë që nuk është e mundëshme te sistemet lineare të kontrollit.

Se sa do të jetë efikas një sistem i kontrollit fazi logjik (FLC) nvaret në radhë të parë nga përshtatshmëria e fushës së zbatimit të tij. Poashtu performanca e sistemeve konvencionale fazi logjike nvaret nga mënyra e parashtrimit të vlerave të variablave, paradefinimi i vendosjeve fazi dhe nga mënyra e vendosjes së rregullave. Të gjitha këto kërkojnë nevojën e njohurive eksperte nga fusha ku zbatohet kontrolli të cilat përvoja gërshetohen në të njejtën kohë me njohuritë e rezonimit fazi logjik. Gabimet bëhen zakonisht në mos definimin adekuat të fazi vendosjeve ose nëse ndryshon sjella e procesit ose sistemit që kontrollohet. Për të qenë sa më efektiv funksionet shoqëruese dhe rregullat e kontrollit, duhet që të kenë mundësinë e modifikimit, prandaj preferohet të bëhet ripërshtatja (riakomodimi-retuning) e tyre në kohë reale.

Implementimi hardverik i FLC-së bëhet pa problem. Variablat linguistike kanë natyrë analoge, me çka bëjnë të mundur aplikimin shumë të përshtatshëm të qarqeve analoge dhe eliminimin e nevojës për konvertues analog-digjital dhe anasjelltës. Poashtu edhe natyra e tranzistorëve është e përshtatshme për realizimin e funksioneve jolineare dhe si fazi operacionet ashtu edhe funksionet e shoqërimit. Implimentimi bëhet me variantën e tensionit ose rrymës ose si realizim i kombinuar tension rrymë.

6.1 Optimizimi i Parë i FLC-së

Ne në fillim do të aplikojmë një MISO sistem me dy sinjale hyrëse që do ti emërtojmë me variablat gjuhësore: Δ (*deltaT*) për “gabimin” , si diferencë e shpejtësisë nominal dhe atij të arritur, si dhe me $d\Delta$ (*dT*) për “shpejtësinë e ndryshimit të këtij gabimi” . Sinjali dalës prezantohet si sinjal konkludues nga interferimi i dy sinjaleve hyrëse dhe prezenton shpejtësinë e reagimit të aktuatorit.

Tentimin e parë optimalizues do ta bëjmë nisur nga nevoja për të rritur shkallën e rezolucionit të kontrollit që për mekanizmin tonë jep efekte të konsiderueshme. Sipërfaqja tredimensionale vlerave të shpejtësisë në fajllin FLC_P, tregon se kemi kthime ekstreme të mëdha të vlerave të shpejtësisë. Kjo gjë në praktikë shprehet me nxitime të larta që shkaktojnë momente të larta të inercionit. Në fillim do të prezantojmë vlerat e variablës përmes funksioneve shoqëruese trekëndësha simetrik që mbulojnë diapazonin nga -1 deri në 1. Për secilën variabël gjuhësore në fillim do të zbusim rezolucionin dhe do të marim nga shtatë vlera kuantitative:

Për variablën **DeltaT** shtatë vlera:

Negativ i Madh, Negativ i Mesëm, Negativ i Vogël, Zero, Pozitiv i vogël, Pozitiv i Mesëm, Pozitiv i Madh.

Për variablën **dT** shtatë vlera:

Negativ i Madh, Negativ i Mesëm, Negativ i Vogël, Zero, Pozitiv i vogël, Pozitiv i Mesëm, Pozitiv i Madh.

Për variablën dalëse “**speed**” shtatë vlera:

Negativ i Madh, Negativ i Mesëm, Negativ i Vogël, Zero, Pozitiv i vogël, Pozitiv i Mesëm, Pozitiv i Madh.

Definimi i variablave:

Input1: (“deltaT”, PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB)

Input2: (“dT”, PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB)

Conclusion: (“speed”, PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB)

INPUT1 Status

deltaT=command-feedback

PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB

INPUT2 Status

dT=d(delta)/dt

PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB

OUTPUT Conclusion

PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB

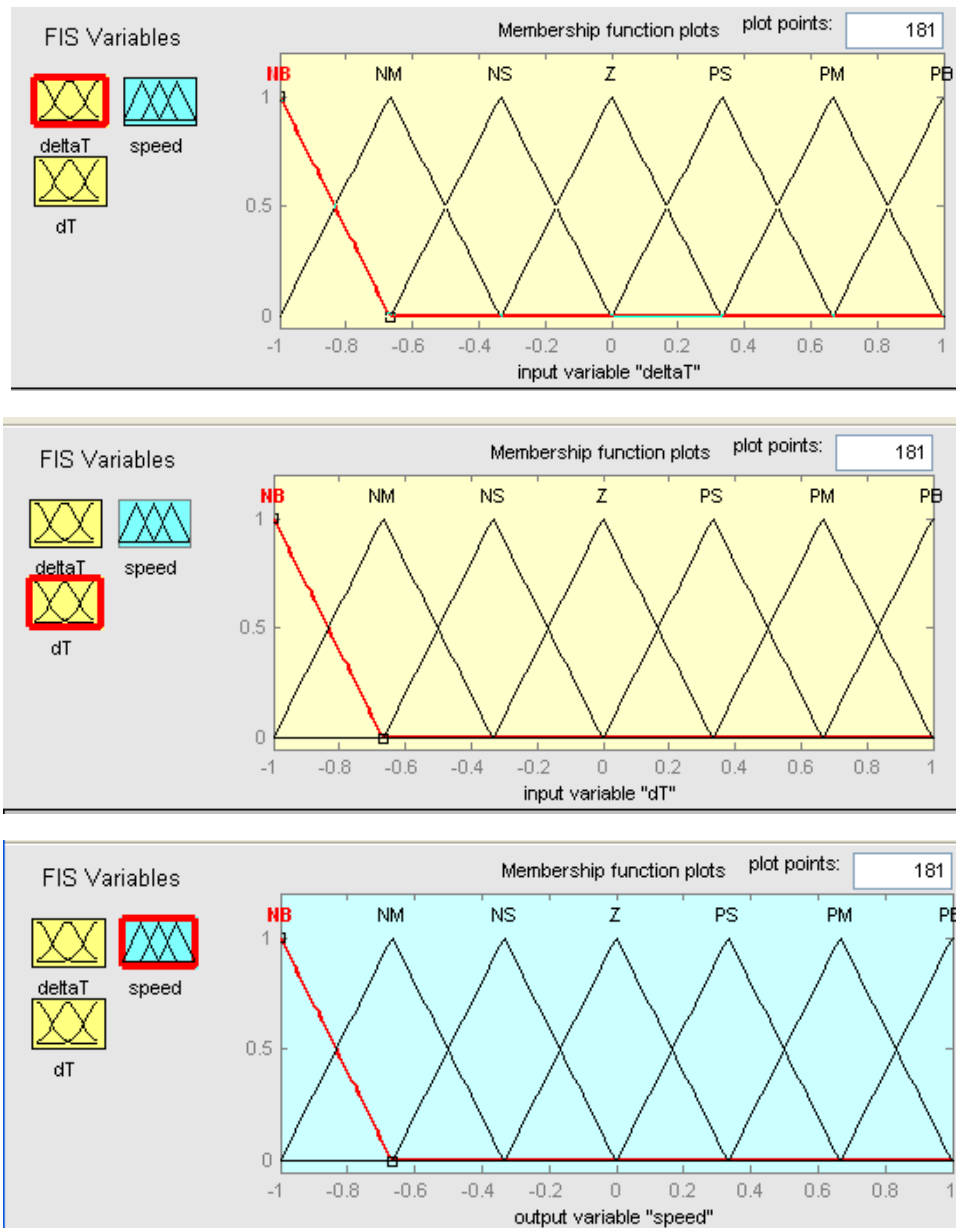


Figura 6. 1 Funkcionet e shqërimit per dy hyrjet dhe daljen

Definimi i rregullave të formës if-then:

1. Nëse (*deltaT* është NB) dhe (*dT* është NB) atëherë (*speed* është NB) (1)
2. 1. Nëse (*deltaT* është NM) dhe (*dT* është NB) atëherë (*speed* është NB) (1)

Janë gjithsejt 49 rregulla të cilët do ti vendosim në matricën e rregullave:

e\de	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS
NM	NB	NB	NB	NM	NM	NS	Z
NS	NB	NB	NM	NS	Z	Z	PS
Z	NM	NM	NS	Z	PS	PM	PM
PS	NS	Z	Z	PS	PM	PB	PB
PM	Z	PS	PM	PM	PB	PB	PB
PB	PS	PM	PB	PB	PB	PB	PB

dT							
deltaT	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB					NM	NS
NM	NB			NM		NS	Z
NS	NB		NM	NS	Z		PS
Z	NM		NS	Z	PS	PM	
PS	NS	Z		PS	PM	PB	
PM	Z	PS	PM		PB		
PB	PS	PM	PB				

Në MatLab definojmë dy hyrjet për ΔT dhe dT si dhe për sinjalin dalës që është proporcional me shpejtësinë e motorit:

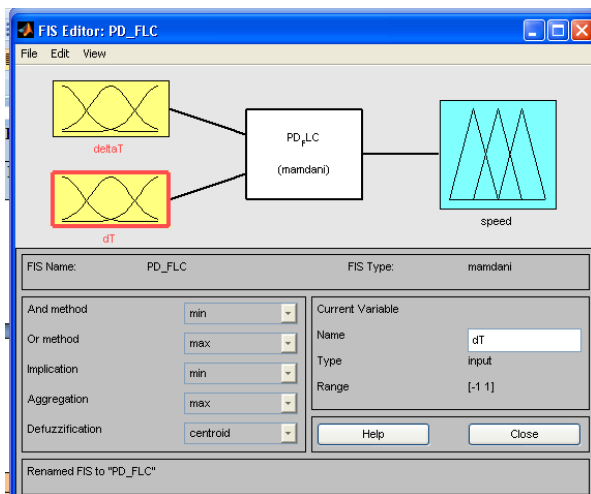


Figura 6. 2 Definimi i hyrjeve dhe daljeve

Rule Editor: PD_FLC

File Edit View Options

```
1. If (deltaT is NB) and (dT is NB) then (speed is NB) (1)
2. If (deltaT is NM) and (dT is NB) then (speed is NB) (1)
3. If (deltaT is NS) and (dT is NB) then (speed is NB) (1)
4. If (deltaT is Z) and (dT is NB) then (speed is NM) (1)
5. If (deltaT is PS) and (dT is NB) then (speed is NS) (1)
6. If (deltaT is PM) and (dT is NB) then (speed is Z) (1)
7. If (deltaT is PB) and (dT is NB) then (speed is PS) (1)
8. If (deltaT is NB) and (dT is NM) then (speed is NB) (1)
9. If (deltaT is NM) and (dT is NM) then (speed is NB) (1)
10. If (deltaT is NS) and (dT is NM) then (speed is NB) (1)
11. If (deltaT is Z) and (dT is NM) then (speed is NM) (1)
12. If (deltaT is PS) and (dT is NM) then (speed is Z) (1)
13. If (deltaT is PM) and (dT is NM) then (speed is PS) (1)
14. If (deltaT is PB) and (dT is NM) then (speed is PM) (1)
15. If (deltaT is NB) and (dT is NS) then (speed is NB) (1)
16. If (deltaT is NM) and (dT is NS) then (speed is NB) (1)
17. If (deltaT is NS) and (dT is NS) then (speed is NM) (1)
18. If (deltaT is Z) and (dT is NS) then (speed is NS) (1)
19. If (deltaT is PS) and (dT is NS) then (speed is Z) (1)
20. If (deltaT is PB) and (dT is NS) then (speed is PB) (1)
21. If (deltaT is NB) and (dT is Z) then (speed is NB) (1)
22. If (deltaT is NM) and (dT is Z) then (speed is NM) (1)
23. If (deltaT is NS) and (dT is Z) then (speed is NS) (1)
24. If (deltaT is Z) and (dT is Z) then (speed is Z) (1)
25. If (deltaT is PS) and (dT is Z) then (speed is PS) (1)
26. If (deltaT is PM) and (dT is Z) then (speed is PM) (1)
27. If (deltaT is PB) and (dT is Z) then (speed is PB) (1)
28. If (deltaT is NB) and (dT is PS) then (speed is NB) (1)
29. If (deltaT is NM) and (dT is PS) then (speed is NM) (1)
30. If (deltaT is NS) and (dT is PS) then (speed is Z) (1)
31. If (deltaT is Z) and (dT is PS) then (speed is PS) (1)
32. If (deltaT is PS) and (dT is PS) then (speed is PM) (1)
33. If (deltaT is PM) and (dT is PS) then (speed is PB) (1)
34. If (deltaT is PB) and (dT is PS) then (speed is PB) (1)
35. If (deltaT is NB) and (dT is PM) then (speed is NM) (1)
36. If (deltaT is NM) and (dT is PM) then (speed is NS) (1)
37. If (deltaT is NS) and (dT is PM) then (speed is Z) (1)
38. If (deltaT is Z) and (dT is PM) then (speed is PM) (1)
39. If (deltaT is PS) and (dT is PM) then (speed is PB) (1)
40. If (deltaT is PM) and (dT is PM) then (speed is PB) (1)
41. If (deltaT is PB) and (dT is PM) then (speed is PB) (1)
42. If (deltaT is NB) and (dT is PB) then (speed is NS) (1)
43. If (deltaT is NM) and (dT is PB) then (speed is Z) (1)
44. If (deltaT is Z) and (dT is PB) then (speed is PM) (1)
45. If (deltaT is PS) and (dT is PB) then (speed is PB) (1)
46. If (deltaT is PM) and (dT is PB) then (speed is PB) (1)
47. If (deltaT is PB) and (dT is PB) then (speed is PB) (1)
48. If (deltaT is NB) and (dT is NS) then (speed is NB) (1)
49. If (deltaT is NM) and (dT is NS) then (speed is NM) (1)
```

Figura 6. 3 Vendorsja e rregullave fuzzy të vendimmarrjes

Nëse tani do provojmë të shohim rezultatin e shpejtësisë për çastin e shqyrtuar në shembullin e parë $\Delta T=0.4$ dhe $dT=0.7$ do të shohim se shtesa e shpejtësisë që paraqet bias-in në rregullator do të jetë më e vogël përkatësisht $speed = -0.0359$. Figura kryesore rezultuese nga e cila llogaritet qendra e rëndësës për të gjetur vlerën e shpejtësisë jepet me pamjen:

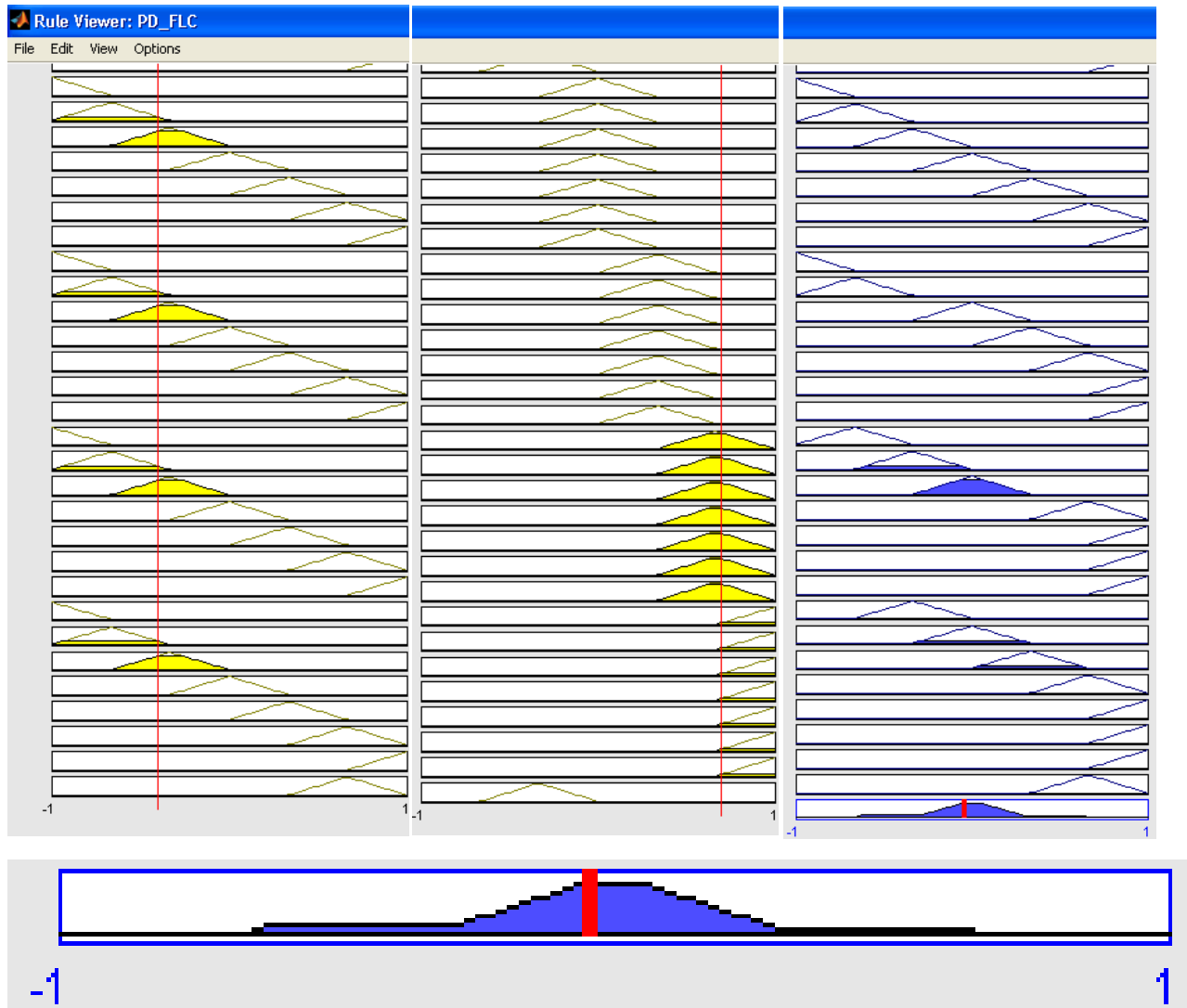


Figura 6. 4 Rezultati i të gjitha interferimeve

Dmth lexojmë fajllin:

```
>>a=readfis('PD_FLC.fis')
>> getfis(a)
```

```

Name    = PD_FLC
Type    = mamdani
NumInputs = 2
InLabels =
    deltaT
    dT
NumOutputs = 1
OutLabels =
    speed
NumRules = 49
AndMethod = min
OrMethod = max
ImpMethod = min
AggMethod = max
DefuzzMethod = centroid

ans =

PD_FLC

```

Për të marrë vlerën e sinjalit të shpejtësisë për rastin tonë, do të shkruajmë komandën:

```
>> evalfis([-0.4 0.7], a)
```

Del:

```

ans =

-0.0359

```

Dhe sipërfaqja do të jetë shumë më e lëmuar, dmth eliminohen gabimet e vrazhda:

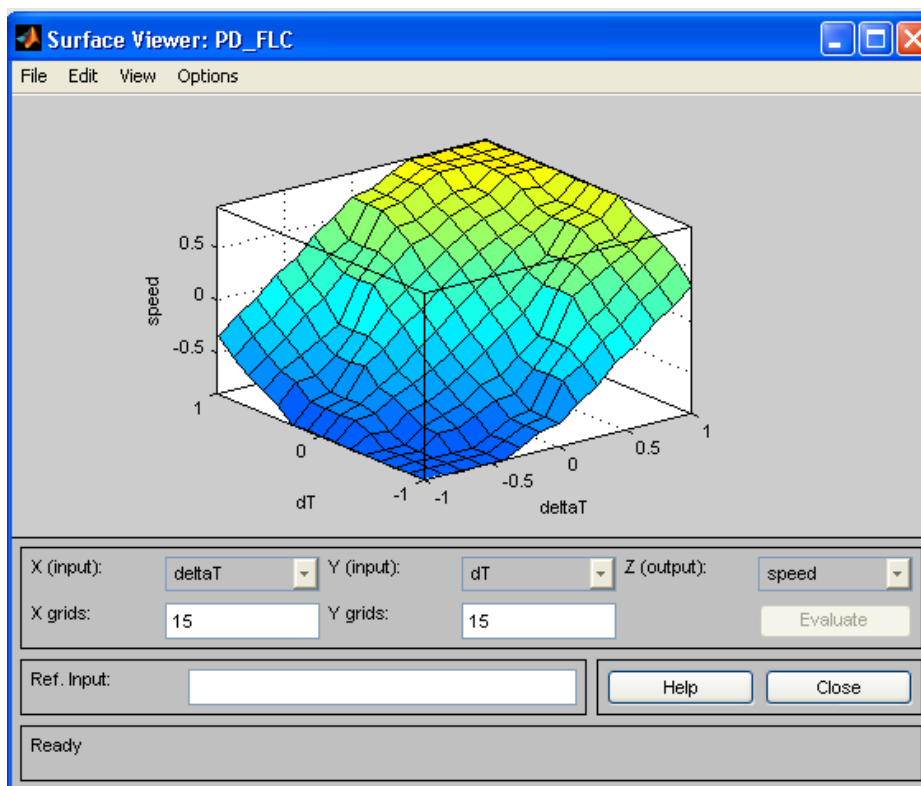


Figura 6. 5 Prezentimi grafik i shpejtësisë në dalje

Po shihet qartë se kemi rritur në masë të konsiderueshme rezolucionin e kontrollit duke zvogluar vlerat e intervalet sasiore të për të dy hyrjet gabimi **deltaT** dhe shkalla e ndryshimit të gabimit **dT**. Kjo bën që të fitojmë vlera dalje të shpejtësisë me rezolucion më të mirë.

Mirëpo, për kontroll të suksesshëm nuk mjafton vetëm rritja e rezolucionit. Në figurë shihet që kemi shumë raste kur rritja e shpejtësisë vazhdon në disa fusha, ndërsa kahja e saj nuk ndryshon. Poqese do tentonim ta rruajmë një gjendje të tillë atëherë do kishim shumë ndryshime të nxitimit dhe shum numër të madh impulsesh për të kaluar një diapazon i cili mund të përmbledhet edhe me një vlerë sasiore të variablës gjuhësore.

Problemi tjetër i ndarjes së tillë të diapazonit është edhe vonesat kohore në dërgim të sinjalit (të shqyrtuara në kap.4), që i kemi në rregullator, në aktuator, në sensor, etj., kështu që motori mund t'i humb disa sinjale ashtu siç ndodh edhe te qarku i hapur i kontrollit me motor me hap.

Mbulimi i hapsirës së vlerave të tensionit të sinjalit poashtu bëhet me interferenca të mëdha të vlerave kuantitative gjë që na jep dublime të shpeshta të sipërfaqeve. Sipërfaqet që fitohen si prerje ne mes këtyre interferimeve shprehin elementin e pasigurisë dhe pasaktësisë që e pranojmë. Prandaj ne në vazhdim do të tentojmë eliminimin e shumfishimit e këtyre sipërfaqeve.

6.1.2 Ndikimi i llojit dhe formës së funksionit shoqëruese

Kontrolli fuzzyka përparsi të dëshmuara të aplikimit të tij për rastet kur modelimi matematikor i sistemit dinamik është i vështirë dhe kushtet punuese shumë të pasigurta me jolinearitete dhe ngacmime të jashtme gjithmonë të paparashikueshme. Megjithatë, efikasiteti i zbatimit të tij nvaret në rradhë të parë nga përshtatshmëria e fushës së zbatimit të tij. Poashtu performanca e sistemeve konvencionale fazi logjike nvaret nga mënyra e parashtrimit të vlerave të variablave gjuhësore, parafinimi i vendosjeve fazi dhe nga mënyra e vendosjes së rregullave. Të gjitha këto kërkojnë nevojën e njohurive eksperte nga fusha ku zbatohet kontrolli të cilat përvoja gërshetohen në të njëjtën kohë me njohuritë e rezonimit fazi logjik. Për të qenë sa më efektiv funksionet shoqëruese dhe rregullat e kontrollit, duhet që të kenë mundësinë e modifikimit, prandaj preferohet të bëhet ripërshtatja e tyre në kohë reale. Zgjedhja tipit dhe e formës gjeometrike adekuate të tyre përbën problemin kryesor të zbatimit të tyre te sistemi konkret.

Do të testojmë disa forma të funksioneve shoqëruese për të parë në vija të trasha efektin e formës së tyre në rezultatet e kontrollit, pa patur për synim që të përfshijmë në këtë artikull edhe optimizimin e tyre. Te qarku i mbyllur i sistemit të kontrollit të lëvizjes së ushqimit te makinat CNC, rezultate më të mira kanë treguar performanca më të mira të zbatimi i përshtatur i formës trekëndëshe, në raport me format tjera. Prandaj, në platformën Simulink të MatLab-it të dizajnojmë një model të ri në simulink i cili paraqet një qark analog të mbyllur i realizuar në mekanizmin e lëvizjes së ushqimit, i kontrolluar me një rregullator hibrid PD me fazi logjik [2]. Blloku i fazilogjikës do të lidhet me link dhe do të shfrytëzojë fajllin fazi logjik adekuat. Kemi përgatitur tre fajlla të tipit *.fis* me forma të ndryshme të funksioneve shoqëruese: trekëndësh *PD_FLC_t.fis*, lakore e gausit *PD_FLC_g.fis* dhe formë trapezoidale me emër *PD_FLC_TRA.fis*. Për secilin prej formave kemi marrë nga dy variabla gjuhësore në hyrje, përmes të cilëve prezantohet gabimi *e* dhe shpejtësia e ndryshimit të gabimit *de*, që shprehet me derivatin e parë të gabimit, ndërsa dalja nga sistemi do të jetë shpejtësia e motorit e shënuar me *speed*.

Për të arritur një përgjigje dinamike në përputhje me kërkesat e sistemit, për secilën hyrje dhe dalje do të përdorim nga 7 funksione shoqëruese dhe matricën e konkludimit pre 49 rregullash, vendosja e drejtë e të cilëve kërkon njohje eksperte të shpërndarjes së gabimit. Për simulim janë zgjedhur funksione që kanë përafërsisht formë të ngjajshme me qëllim që shtirja e funksioneve të shoqërimit të jetë homogjene dhe e njëjtë në të tre rastet. Për pjesën PD, është bërë akomodimi më i mirë i koefficientëve të rregullatorit dhe janë marrë rastet më të mira në mënyrë të veçantë për secilin rregullator.

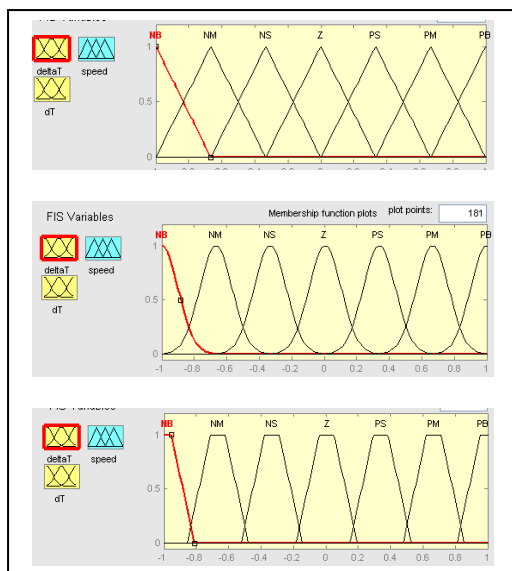


Figura 6. 6 Format e funksioneveve shoqëruese

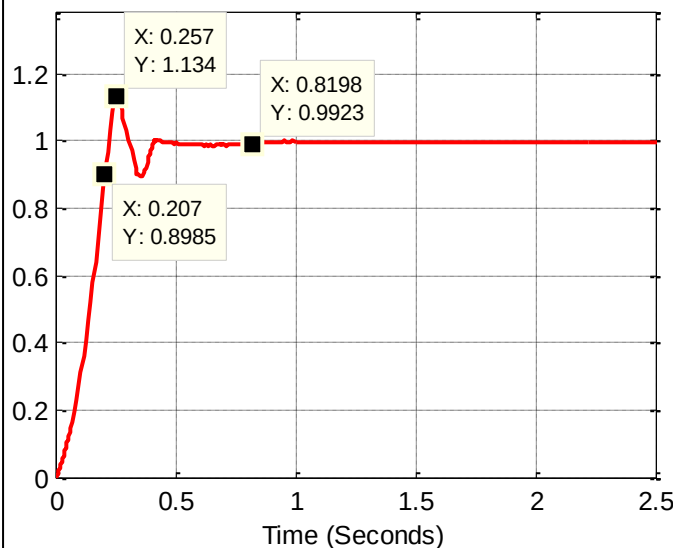


Figura 6. 7 Përgjigjia e formës trekendësh

Krahasimi bëhet përmes elementeve të performancës siç janë: koha e ngritjes, koha e stabilizimit, mbikalimi dhe gabimi i stabilizimit. Rregullatori me trekëndësha ka treguar mbikalim më të vogël dhe kohë të stabilizimit më të mirë (fig).

Për funksionet e formës së gausit kemi përshtatur koefficientat dhe kemi marrë vlerat $K_p=2$, $K_d=0.01$ dhe $K_1=150$

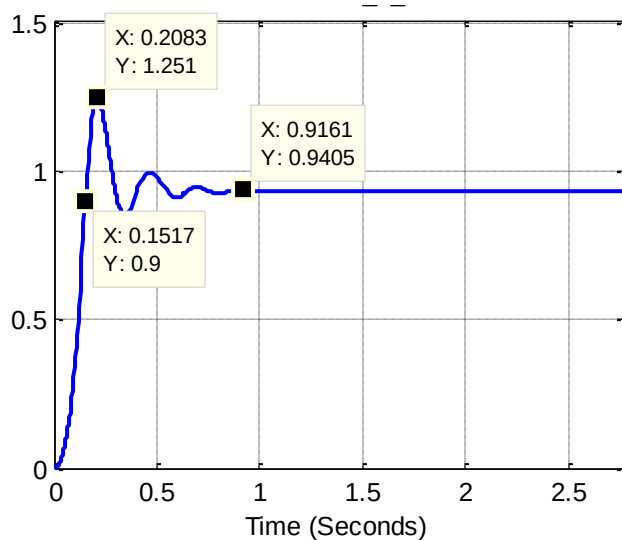


Figura 6. 8 Përgjigjia me lakore të Gausit

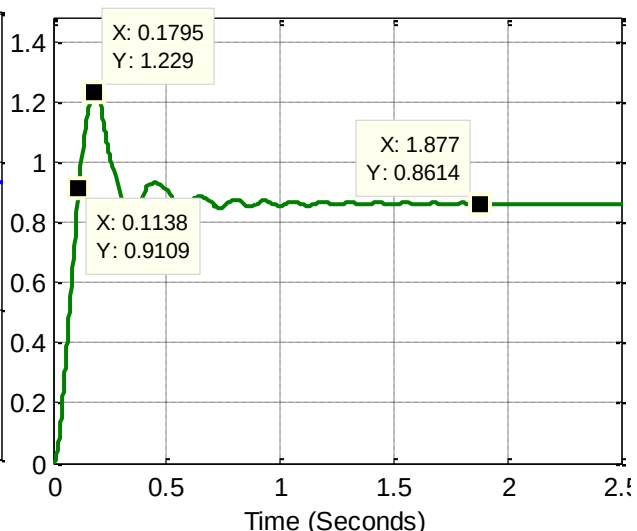


Figura 6. 9 Përgjigjia e formës trapez

Krahasimi i përgjigjeve kalimtare bëhet në figurën 12-a se rregullatori T jep një përgjigje kalimtare më të mirë nga aspekti i kohës së stabilizimit dhe mbikalimit. Ndërkaq rregullatorët G dhe TRA, japin kohë më të mirë të ngritjes. Ajo që është vendimtare për përcaktim është ngecja e të dy rregullatorëve të fundit nga aspekti i gabimit të stabilizimit me $ess=0.0643$ përkatësisht 0.1379, përkunder gabimit të ulët të rregullatorit T me $ess=0.0042$ (fig.6.10-b).

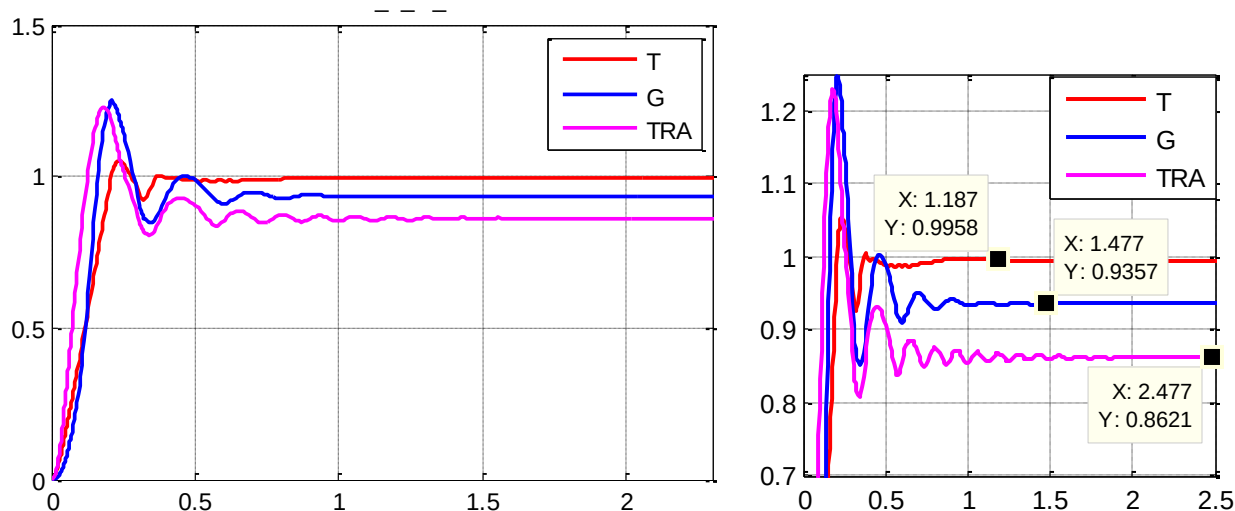


Figura 6. 10 Krahاسimi i rregullatoreve dhe gabimi i stabilizimit.

Trajtimi analitik i ndikimit të forës që është bërë në kapitullin 5, si dhe, simulimi direkt i kontrollit fazi logjik duke përdorur tre tipe të funksioneve logjike të natyrave të ngjajshme me gjerësi të njejtë, kanë dhënë një pasqyrë të qartë për efektin e tyre të kontrollit të sistemit të zgjedhur. Nga problemi i trajtuar në punimin, e kemi të qartë se në rritjen e performancës së përgjigjes kalimtare të sistemit më tepër ndikon diapazoni i shtrirjes së funksioneve si dhe mënyra e ngjeshjes së tyre. Në analizat e rezultateve të treguara nga aspekti i performancave të përgjigjes kalimtare të sistemit me përdorim të rregullatorit fazi logjik pa hezitim konstatojmë se nga aspekti i llojit të funksionit një rregullator që përdor tipin trekëndësh të funksionit shoqërues është shumë i përshtatshëm për kontroll të mekanizmit të lëvizjes së ushaqimit. Në vazhdim do të tentojmë të optimizojmë formën trekëndësh të funksioneve shoqëruese.

6.2 Optimizimi i dytë

Shfytëzimi adekuat i Fazi Sistemeve të sistemit të kontrollit është direkt i lidhur me efikasitetin e zbatueshmërisë së tyre që varet nga parafinimi i vendosjeve fazi dhe nga mënyra e vendosjes së rregullave. Poashtu performanca e sistemeve konvencionale fazi logjike ndryshon nga mënyra e parashtrimit të vlerave të variablave sasiore të variablës së zgjedhur gjuhësore. Parasëgjithash ajo që nevojitet është përvoja eksperte nga fusha ku zbatohet kontrolli dhe kjo të kombinohet në të njëjtën kohë me njohuritë e rezonimit fazi logjik. Këto përvoja mund të meren edhe nga raste direkt të matjes praktike të mënyrës së shpërndarjes së gabimeve të variablës së shqyrtuar për sistemin konkret. Shpesh mund të ndodhë që të kemi ligjin e shpërndarjes por të bëjmë gabim ose në definimin joadekuat të fazi vendosjeve ose për shkak se ndryshon sjella e sistemit që kontrollohet. Prandaj përdoret e ashtuquajtura metoda e dizajnit të bazuar në model, ku së pari bëhet modeli dhe pastaj bëhen matje për mënyrën e reagimit të sistemit si dhe shpërndarja e gabimit të variablës. Kjo metodë poashtu na mundëson që të bëjmë edhe përshtatjen në kohë reale të koefficientëve të përforsimit të qarkut.

Bazuar në ligjin për shpërndarje normale të populacionit, sipas Asociacionit të Prodhuesëve të Makinave në Amerikë [17], saktësia e pozicionimit shprehet:

$$S = \Delta \pm 3\sigma \text{ ose } S = \Delta X \pm 3\sigma$$

S-saktësia e pozicionimit ose toleranca e gabimeve; Δ ose ΔX -diferenca mesatare në mes të pozicionit aktual dhe atij të dëshiruar(komanduar) .

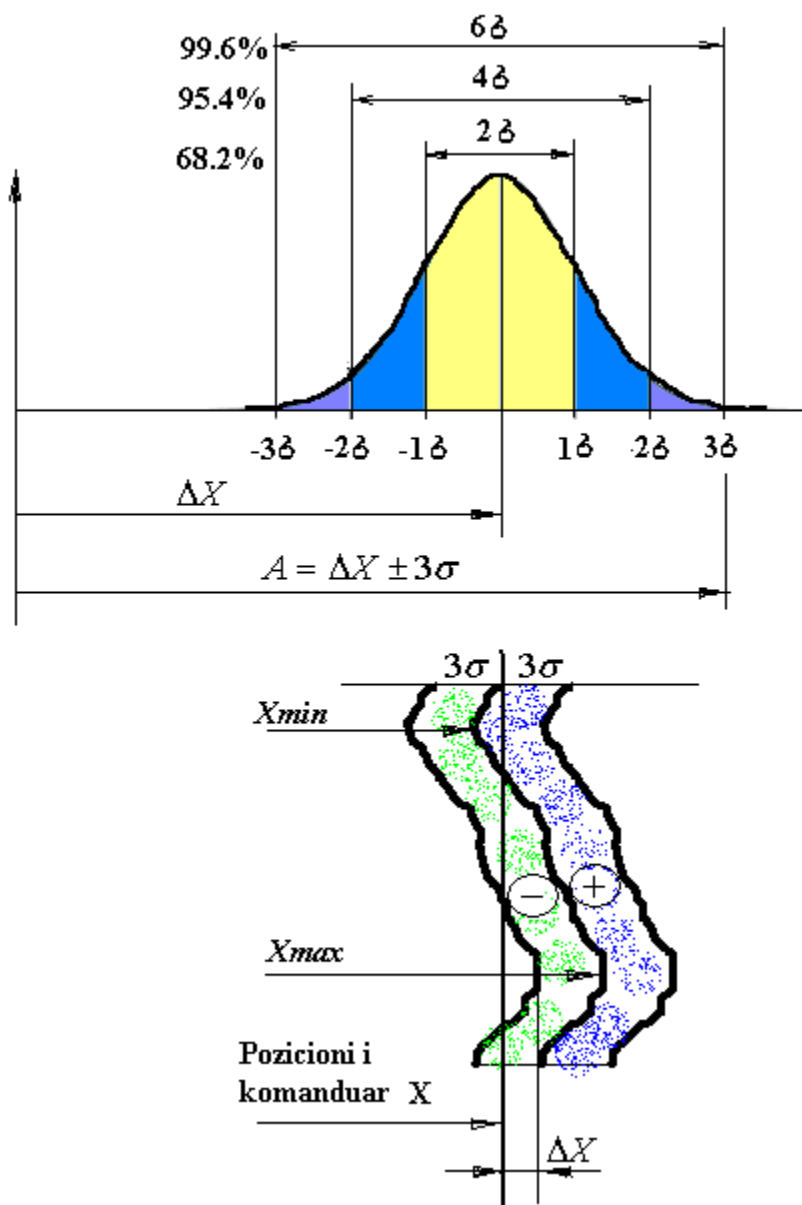


Figura 6. 11 Shpërndarja e gabimit të rastit [15]

Funksioni i Probabilitetit të Shpërndarjes së vlerave sipas Gausit jepet me relacionin:

$$FPSH_{\mu, \sigma}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

μ -vlera mesatare, përkatësisht
vlera e komanduar;
 σ -devijimi standard

Probabiliteti i ndodhjes së gabimit është për herë më i lartë në zonën afër vlerës nominale, shkalla e sigurisë se do gjindet në zonën e devijimit standard të madhësisë është 68%. Prandaj gjasat janë shumë më të mëdha që gabimi të sillet rreth zonës së vlerës zero. Vlerat fizike janë proporcionale me tensionin, prandaj, edhe, vlerat kuantitative të variablave fazi logjike i vendosim në bazë të shtrirjes në sipërfaqen e interferimit që e përaftron një me ligjin e shpërndarjes së gabimit të rastit sipas puasonit.

Probabiliteti i ndodhjes së gabimit në intervalin e devijimit mesatar σ mund të llogaritet sipas funksionit të gabimit **erf(t)**. Kjo bëhet përmes integritit të funksionit në intervalin - σ deri në $\mu(x)$.

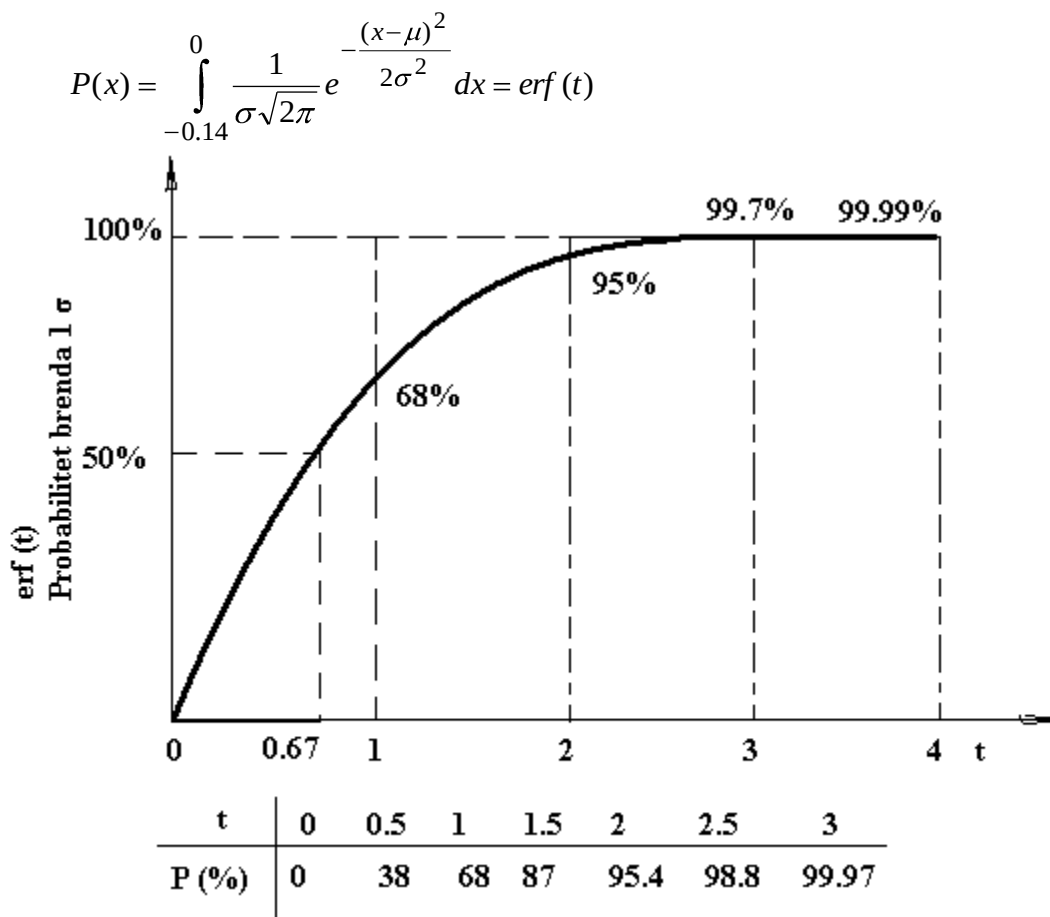
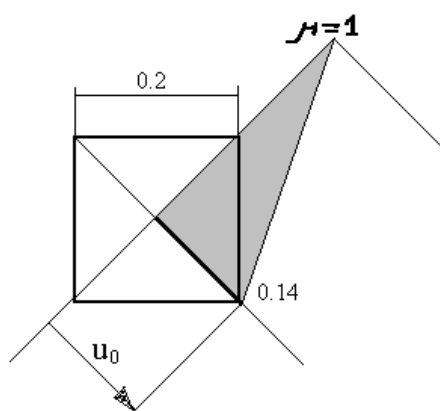


Figura 6. 12 Probabiliteti i ndodhjes së gabimeve

Dhe fitohet diagrami si në figurën 6.12. Kjo logjikë mund të zbatohet edhe gjatë përcaktimit të kufijve për vlerat e fazi variablave. Dmth rreth 68 % është besueshmëria që gabimet të jenë të koncentruara për rreth zonës së variablës së komanduar, që dmth, do jenë gabime të rangut “zero”, “Negativ shumë i vogël” dhe “Pozitiv shumë i vogël”.

Rezultate të ngjajshme mund të marim edhe duke u nisur nga eliminimi i interferimeve të shumfishuara të sipërfaqeve dhe duke zgjedhur diapazonin e shtrirjes së rregullave në grafikun e matricës së konkludimeve. Si interval të devijimit mesatar do të marim skajet e interferimit të gabimit zero dhe do llogarisim diagonalen e kësaj sipërfaqe katërkëndëshe, njëra brinjë e të cilës ishte 0.2.



$$a_1 = v_0 + u_0 = 2u_0 = 2^1 u_0$$

$$a_2 = v_1 + u_1 = 4u_0 = 2^2 u_0$$

$$a_3 = v_2 + u_2 = 8u_0 = 2^3 u_0$$

.....

$$a_n = 2^n u_0$$

Figura 6. 13 Zgjedhja e bazës fillestare

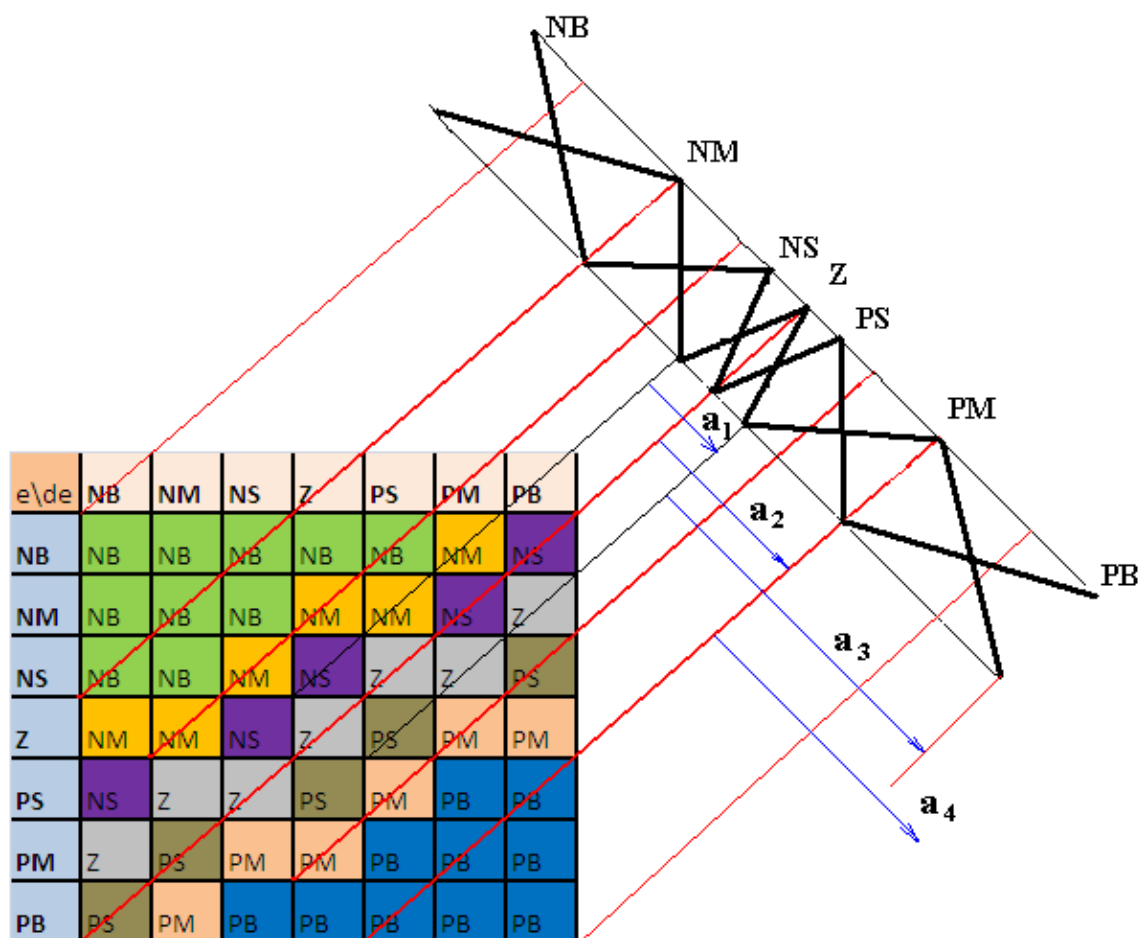


Figura 6. 14 Shtirirja e vlerave të funksioneve të anëtarimit [21]

Tani do të ndërtojmë trekëndëshat e përfaqsimi të vlerave për variablën e shpejtësisë. Vlerën e shoqërimit maksimale $\mu=1$ për funksionet shoqëruese PS, NS dhe Z, do ta vendosim pikërisht në vijën e simetrales së fushave. Kështu do të fitojmë edhe distancën e gjysmës së

bazës bazës $u_0 = 0.14$ për të tre funksionet PS, NS dhe Z. Vërejmë poashtu se edhe shumë kombinime të vlerave të ndryshme të hyrjeve na japin rezultat të njëjtë duke krijuar një fushë të madhe shtrirje të cilën mund ta trajtojmë si vlerë e mesme. Eliminimi i këtyre zonave mund të japë efekte optimizuese sidomos gjatë aplikimit të rrjetave neurale.

Sipas shtrirjes së fushave do të definojmë edhe bazat e funksioneve shoqëruese (fig.6.14).

Baza e trekëndëshave do ti shënojmë me a_1, a_2, a_3 . Pra, fitojmë një formulë të përgjithshme të prezantimit të funksioneve shoqëruese për mes trekëndëshave josimetrik.

Efekti optimizues i përdorimit të këtyre formave për funksione shoqëruese të kontrollit i lëvizjes do të jetë shumë i qartë (fig. 6.13)

Dmth fitojmë vlerat :

$$a_1 = 2u_0 = 2 \cdot 0.14 = 0.28, a_2 = 4u_0 = 0.56, a_3 = 8u_0 = 1.12, \text{ etj}$$

Fajllin do ta emrojmë PD_FLC_O dhe do ti caktojmë dy variabla hyrëse ΔT dhe dT si dhe ariabarhyrje dhe një dalje *speed*.

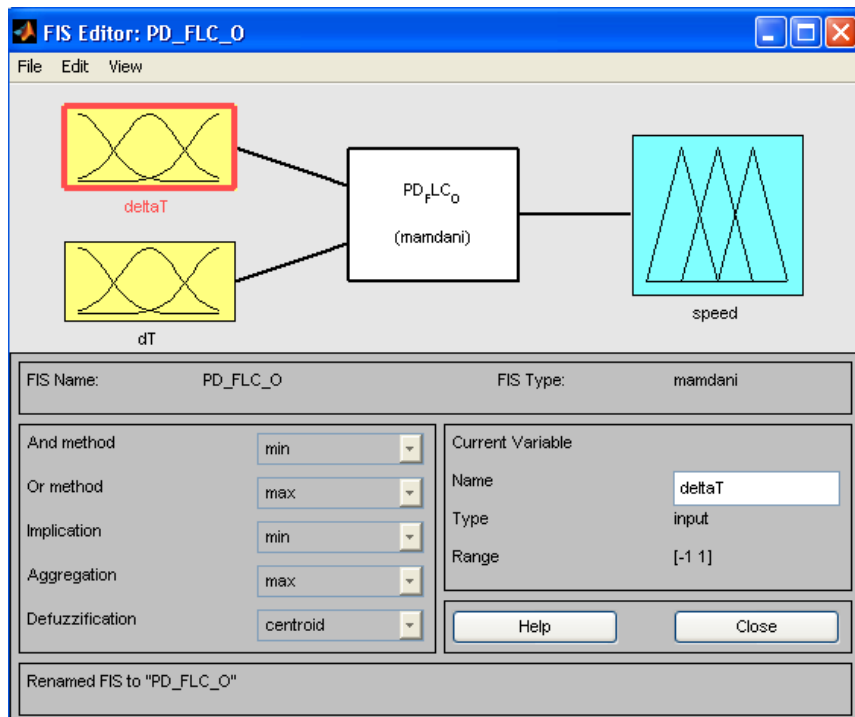


Figura 6. 15 Ridefinimi i hyrjeve

Secila variabël linguistike do të paraqitet me me nga shtatë vlera me funksione shoqëruese trekëndësh për secilën variabël në rangun e sinjalit $[-1 \ 1]$:

PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB

Por, parametrat e tyre do të ndryshojnë shumë nga vlera në vlerë:

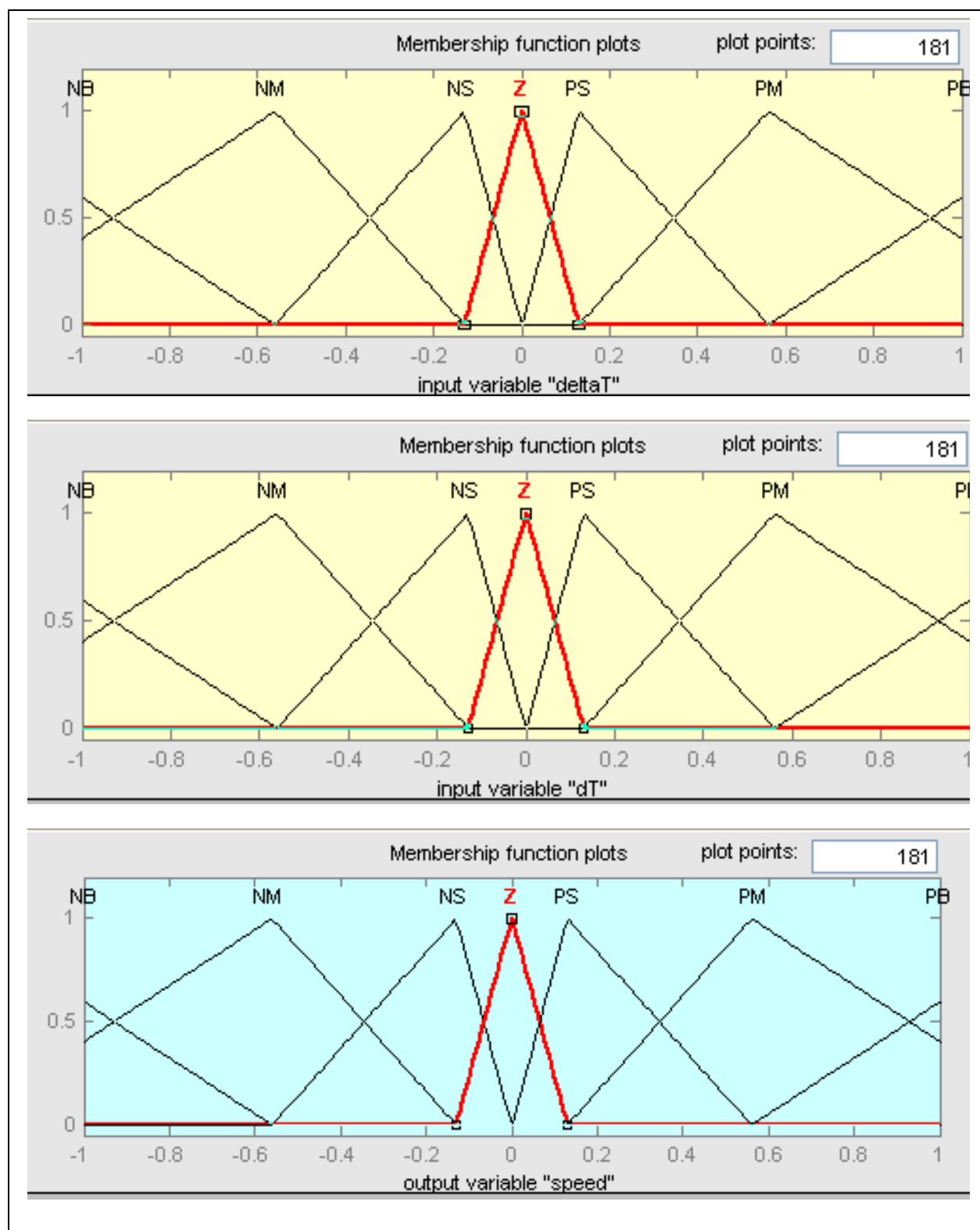


Figura 6. 16 . Funkzionet shoqëruese për fajllin PD_FLC_O

Një pasqyrë më e qartë të mbulimit të sipërfaqes së shpërndarjes së gabimit shihet në rastin e interferimit të të vlerave të barabarta të tensionit për të dy hyrjet si: $Z(\delta) = Z(dT)$, $NS(\delta) = NS(dT)$, etj. Nga figura shihet që funksionet shoqëruese që janë afër pikës zero kanë pjesmarje më të lartë të gabimit dhe hyjnë në kombinim shumë më shpesh. Ky përfaqsim tregohet me intensitetin e ngjyrës së figurës që përfaqson bazën e funksionit shoqërues.

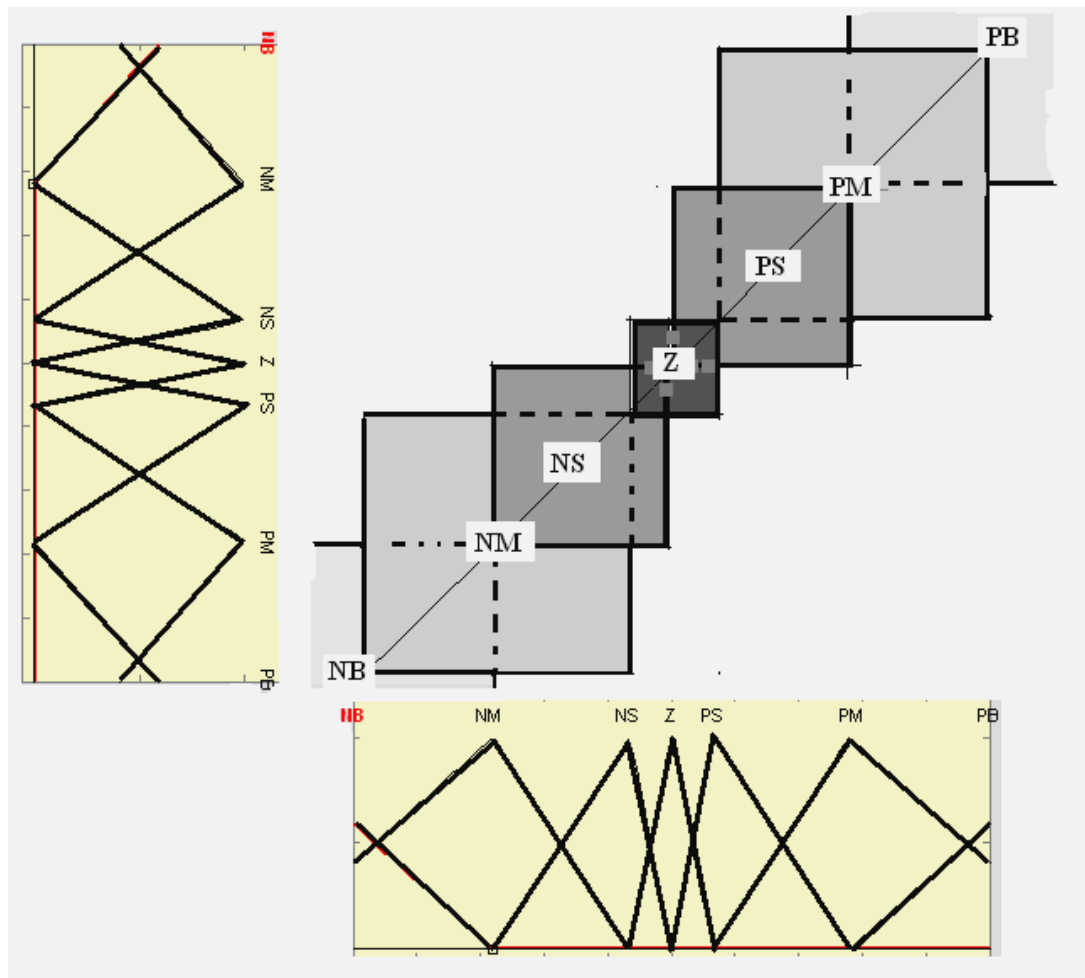


Figura 6. 17 Prezentimi i gjendjes për veprim dalës zero

Nëse, tani provojmë përsëri defazifikimin për hyrjen $\delta = -0,4$ dhe $dT = 0,7$ do të shohim daljen $speed = -0,0865$.

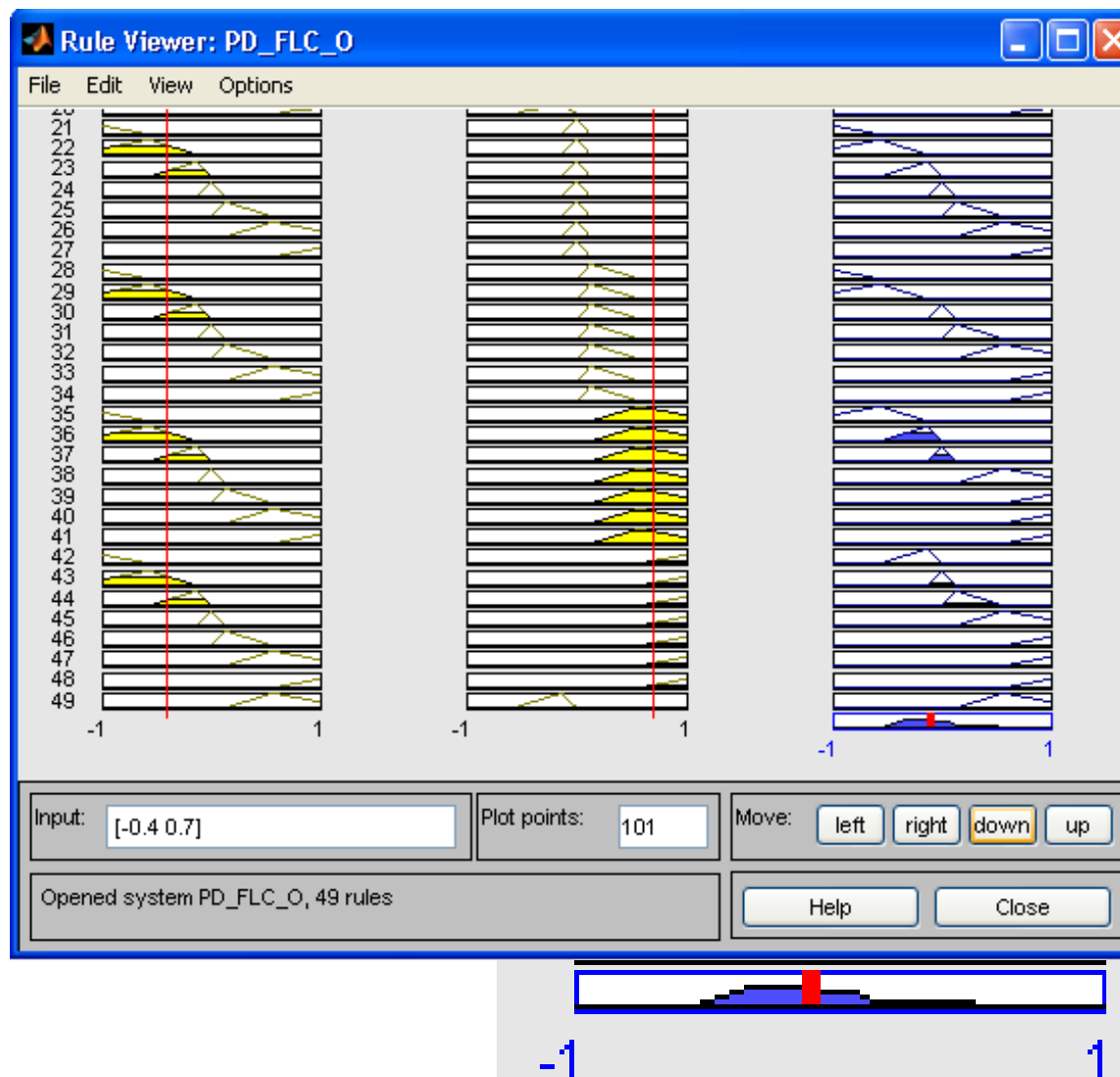


Figura 6. 18 Rezultati i interferimit të rregullatorit të rij

Dhe pamjen e sipërfaqeve ku ngjyra e verdhë tregon vlerat e larta ekstreme dhe e kaltërta vlerat e ulta ekstreme të daljes *speed*.

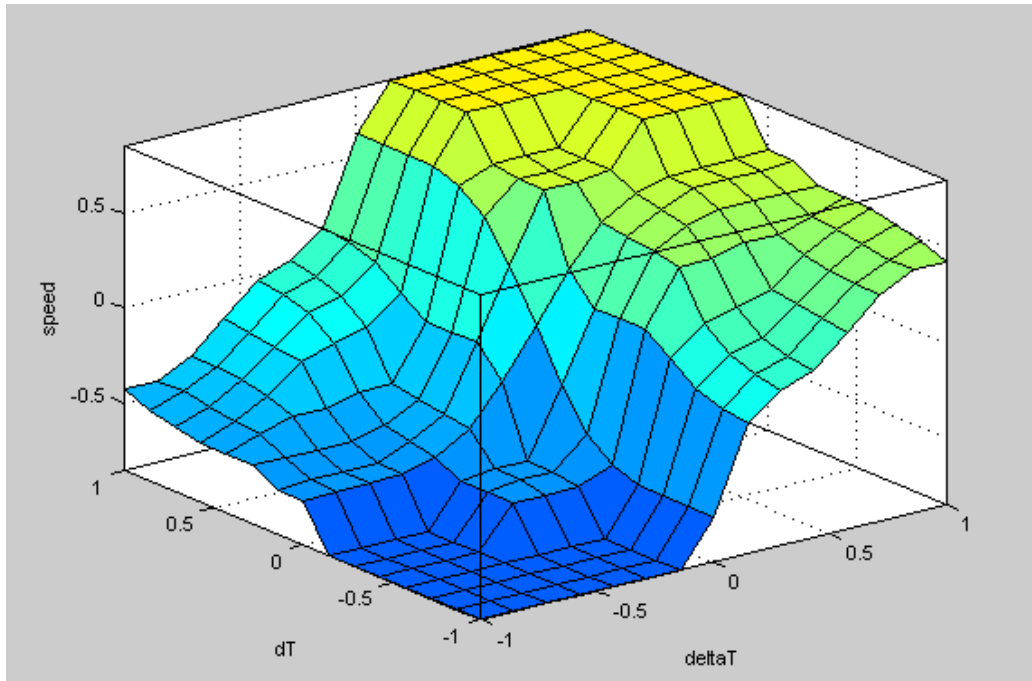


Figura 6. 19 Prezentimi grafik

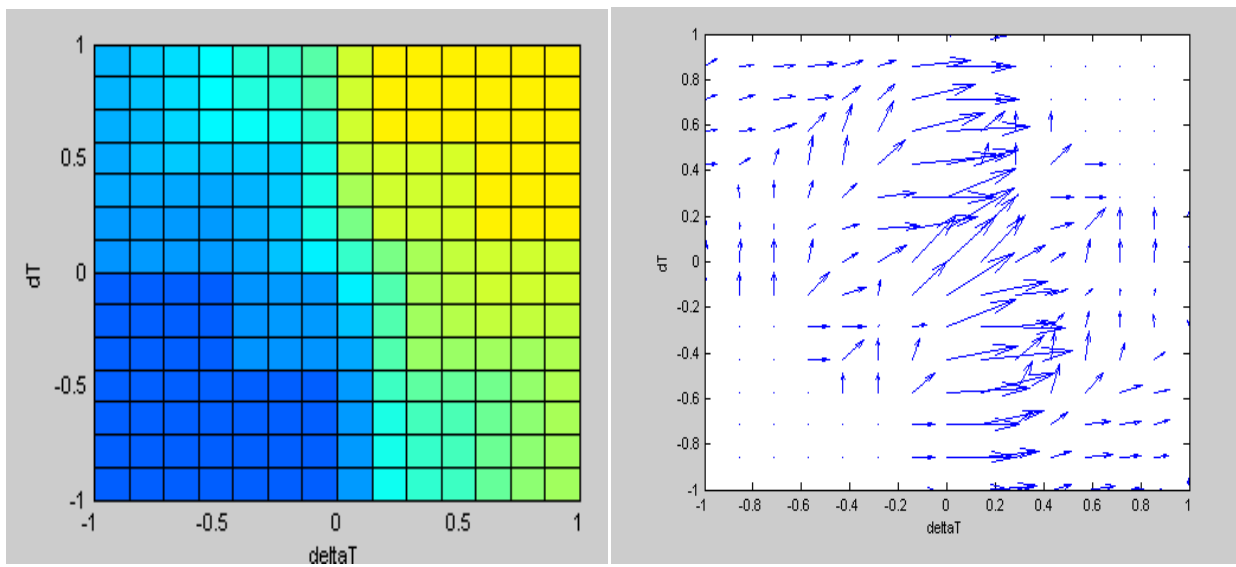


Figura 6. 20 Pamja në rrafshin x-y dhe pamja e vektorëve të shpejtësisë së shpejtësisë me vektorët (u,v) në pikat (x,y)

Efektet optimizuese do ti shofim në kapitullin vijues ku i njehti fajll do të përdoret për fazi kontroll të mekanizmit të lëvizjes së ushqimit.

KAPITULLI VII

7. Projektimi i qarkut të kontrollit të SLU

7.1 Qarku i Kontrollit

Dizajnimi i qarkut të kontrollit të mekznizmit të lëvizjes së ushqimit nvaret nga konfiguracioni mekanik i sistemit, i cili në shumicën e rasteve ka gjetur zgjidhjen te motërët e rrymës së vazhduar DC , lëvizja rrethore e të cilëve shëndrohet në atë lineare përmes çiftit me vidë pafund me sfera qarkulluese. Në rastin tonë, por, edhe shumicën e rasteve tjera, lidhja mes servomotorit dhe çiftit me vidë pafund është direkte. Pra servo motori me lëvizje rrethore është i vetmi aktuator që ofron forcë të kontrolluar për lëvizjen e tavolinës së punës. Për kontrollin e vibrimeve determinuese është përgjigjia e shpejtë e sistemit të ngasjes. Kjo arrihet vetëm me kombinim të suksesëshëm të elementeve të qarkut të mbyllur të kontrollit ashtu që rregullatori të dërgojë sinjalin e nevojshëm që përcakton kompensimin e vlerës së rregulluar të objektit rregullues.

Të dhënat e kontrollit CNC nga makina në rregullator vijnë të koduara në formën e impulseve si Volt/sekond ose impuls/sekond. Këta shfrytëzohen për të dërguar tavolinën e punës në pozicionin e programuar përmes drajvave që quhen servodrajva. Preciziteti i punimit mekanik nvaret pikërisht nga ky sistemi i servokontrollit i cili shfrytëzon metoda të ndryshme të feedback-ut për transmetim të informacionit për pozicionin aktual të tavolinës punuese duke iu referuar një pike referuese në makinë. Ky informacion krahasohet me atë për pozicionin e dëshiruar që jepet përmes programit.

Kontrolli i mekanizmit të lëvizjes së ushqimit te freza vertikale realizohet përmes qarkut të kontrollit të shpejtësisë dhe qarkut të pozicionit. Kontrolli i pozicionit me qark të mbyllur përmes enkoduesit rrotullues të vendosur në boshtin e motorit dhe vidës me sfera qarkulluese e përfshin vetëm servomotorin dhe kështu nuk arrijmë të kemi qasje te pozicioni real i tavolinës së punës. Për të kontrolluar ate duhet të marim parasysh edhe sjelljet transferuese të mekanizmit.

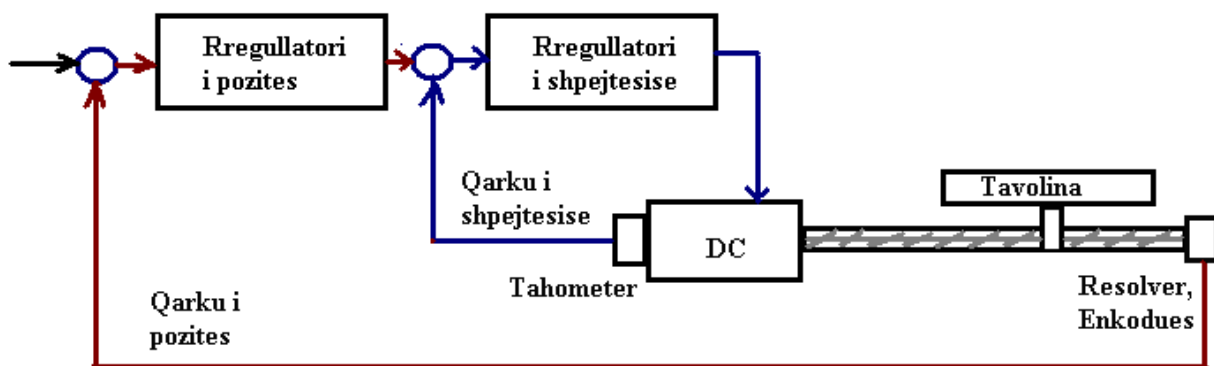


Figura 7. 1 Qarku i shpejtësisë dhe i pozicionit dhe sinjali i lidhjes së kundert[13]

Vendosja e një enkonuesi linear në tavolinën e punës do të mundësonte të detektohen gabimet e transimit mekanik, në mënyrë që kontrolli i makinës ti kompensojë ato.

Kontrolli i shpejtësisë te freza vertikale CNC bëhet me tahometër i cili është i vendosur në boshtin e DC motorit dhe prodhon tension që është proporcional me shpejtësinë e boshtit të motorit. Ndërsa enkoduesit përdoren për matje të pozicionit i cili ka formën e diskut dhe poashtu vendoset në boshtin e motorit ose në fund të boshtit të vidës, si dhe, mund të jetë enkodues linear që e mat pozicionin në shkallëzimin linear. [1]

Qarku i projektuar i sistemit të kontrollit të mekanizmit të lëvizjes tenton të marrë parasysh me aproksimime të vogla, ndikimin e elementeve mekanike në realizimin e lidhjes kthyesë te sistemi i kontrollit. Tentimet e para të rregullimit bëhen në simulimin e sistemit elektrik me rregullator PID dhe krahasimi i performancës së tij me rregullatorin hibrid i cili kombinon antarë të caktuar të PID-së në kombinim me fazi logjikën. Më pas në vend të motorit është futur edhe objekti përkatsisht, i tërë mekanizmi i lëvizjes së ushqimit. Kjo do të ndikojë që të kalojmë në një qark të kombinuar të kontrollit të tipit qark i mbyllur dhe me kinematikë inverze. Për të gjitha qarqet që meren në simulim është ruajtur forma analoge e transmetimit të sinjaleve si dhe është përdorur rregullatori PID konvencional.

Platforma Simulink e MatLab-it ofron mundësi shumë të mira për simulimin e sistemeve dinamike të bazuara në model. Ai ofron një mjedis grafik interaktiv me bloqe të parapërgatitura dhe librari që mundësojnë dizajnimin e saktë, simulimin, implementimin, procesimin e sinjaleve, komunikimin, etj të sistemeve dinamike në varshmëri të kohës. Simulink është i integruar në MatLab ofron edhe mundësi të përsosjes së algoritmit, analizim dhe vizualizim të simulimit, krijimit të kodit të simulimit, definim të sinjalit apo parametrave si dhe testim të të dhënave.

7.2 Qarku i Sistemit Elektrik

Për të provuar efektet e rregullimit me PID rregullator, së pari tentojmë të krijojmë një qark me lidhje kthyesë për rregullimin e shpejtësisë së motorit të rrymës së vazhduar DC. Do të dizajnojmë një motor që do ketë dy hyrje: tensionin dhe momentin e rrotullimit, ndërsa në dalje fitojmë shpejtësinë e rrotullimit të boshtit. Nisemi nga ekuacionet e njohura që tregojnë sjelljen e kësaj paisje dmth ekuacionet për tensionin dhe momentin e motorit dhe vendosim parametrat: rezistencën, induktivitetin, koefficientin e fërkimit viskoz, etj. Tensioni i aplikuar në qarkun e motorit sipas ligjeve të Kirkofit shprehet me ekuacionin:

$$V = K * \omega + i * R + L di$$

ω ,[rad/sec] -shpejtësia këndore

i, [A]-rryma e qarkut (amper)

R, [Ω]—rezistenca(ohm)

Dhe momenti shpenzuar për mbizotrimin e inercisë në boshtin e motorit J, fërkimit në kushinet në boshtin e motorit

$$T = K * i - b * \omega - J * d\omega$$

Në Simulink zgjedhim dy blloqe hyrëse konstante për tension $V=1$ dhe për moment $T=0$, një integrator për të fituar rrymën në dalje:

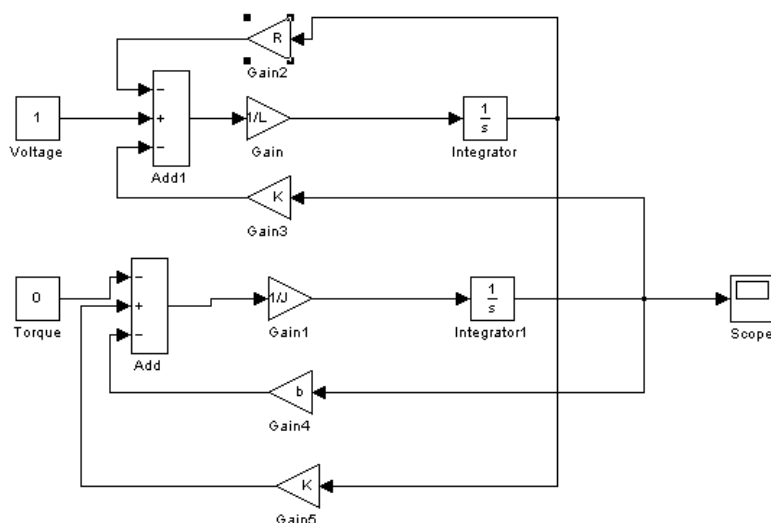


Figura 7. 2 Qarku i motorit në Simulink

Para se të bëjmë simulimin e vendosim një mask për të gjitha elementet:

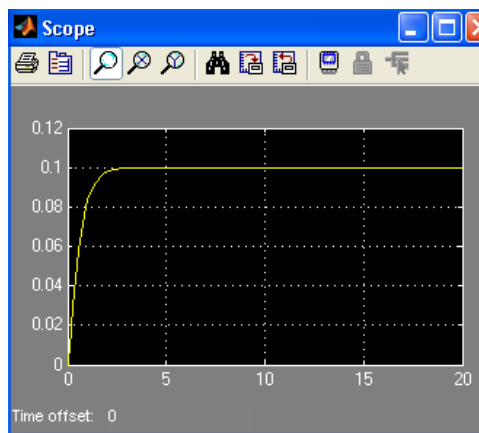
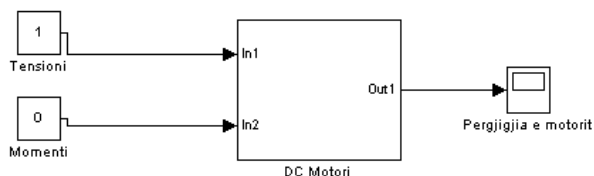


Figura 7. 3 Motori dhe përgjigjia kalimtare

Pas aktivizimit të simulinkut do të fitojmë një lakore e cila paraqet përgjigjen kohore për funksionin shkallë në hyrje prej 1V. Në abshisë të grafikut kemi kohën në sekonda ndërsa në ordinatë është shpejtësia e cila ka arritur vlerën prej 0.1 rad/sec, për vlerat e parametrave:

$$J = 0.01 [\text{kg} \cdot \text{m}^2 / \text{s}^2]$$

$$b = 0.1 [\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}]$$

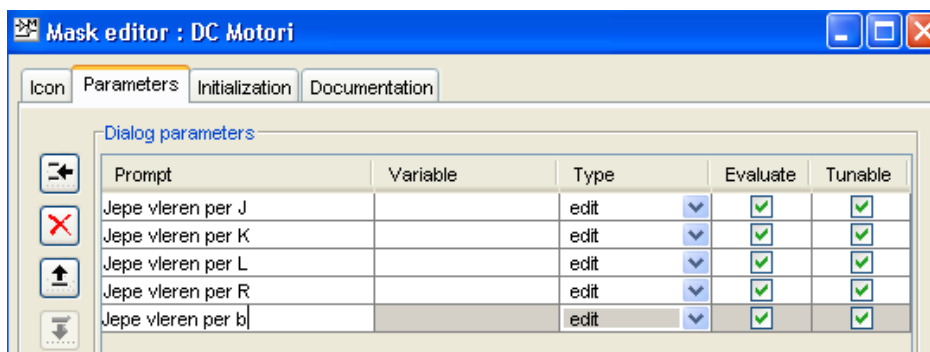
$$K = 0.01 [\text{Nm/A}]$$

$$R = 1 [\Omega]$$

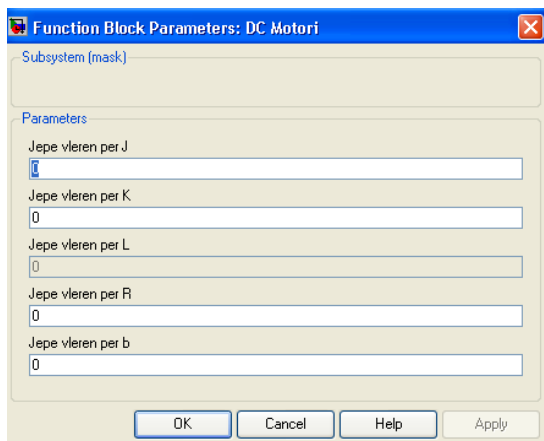
$$L = 0.5 [\text{H}]$$

Na grafikoni fig.7.3 shihet që kur aplikojmë një konstantë që është një tension prej 1V, që në fakt paraqet një funksion ngacmes shkallë, për shkak të humbjeve të energjisë në motor, duhet të kaloj një kohë që lakorja e shpejtësisë të arrijë vlerën e dëshiruar prej 1 V. Në kushte të punës praktike pothuaj se anjëherë nuk do të arrihet vlera e dëshiruar në përmasën 100%. Shpejtësia që i përafrohet vlerës së dëshiruar do të quhet shpejtësia e stabilizuar (steady-state speed)

Më pas bëjmë vendosjen e parametrave në Mask Subsystem dhe në fletën Parameters shenojmë:



Që pastaj në çdo klikim përgjigjet me dritaren dhe mund ti ndryshojmë vlerat. Kështu do të kemi një DC motor ideal në librarinë e MatLab-it me hyrje për tension dhe për moment dhe dalja për shpejtësi.



Për simulim të qarkut të mbyllur të kontrollit të shpejtësisë në ne do të marim një motor të verifikuar të cilin do ta shprehim në domenin frekuencor me funksion transmetues të rendit të dytë.

7.2 Qarku i mbyllur me PID

Me qëllim që të bëjmë disajnimin e qarkut të mbyllur për të provuar mundësinë rregulluese që ka PID rregullatori do të trajtojmë një modelin dinamik të mekanizmit të ngasjes së lëvizjes së ushqimit. Për ta lehtësuar shqyrtimin do të bëjmë ndarjen në dy pjesë të modelit ashtu që së pari do të bëjmë simulimi vetëm të pjesës elektrike dhe më pas edhe të pjesës mekanike.

Modelin matematikor të DC motorit do ta marim në domenin frekuencor. Zakonisht funksioni transmetues i cili i përshkruan karakteristikat dinamike të sistemit jepet nga prodhuesi ose llogaritet nga ekuacionet diferenciale të lëvizjes së sistemit. Me qëllim që të koncentrohemi në rregullatorin tonë, funksionin transmetues do ta marrim me një ekuacion të verifikuar sipas [22], i cili e përshkruan sistemin me transformime të Laplasit me një funksion transmetues të rrendit të dytë $F(s) = 2/s^2 + 12s + 24$

Në hyrje të qarkut vendosim funksionin shkallë që prezenton shpejtësinë e dëshiruar në dalje të boshtit të motorit. Në momentin që drregullatori pranon sinjal ushqimi, atij i dërgohet një tension referues që është proporcional me shpejtësinë e dëshiruar dhe që është i rangut $\pm 10V$, ku shenja e përcakton kahjen e lëvizjes. Tensioni referues për vlerën e dhënë fizike llogaritet:

$$V_{referues} = \frac{10 S}{n}$$

Ku janë:

n -shpejtësia maksimale dmth. e llogaritur, nominale e motorit (rrot/min),
 S -shpejtësia e dëshiruar(rrot/min)

Në dalje nga qarku do të kemi shpejtësinë këndore e ila paraqet shpejtësinë reale në boshtin e motorit e cila do të matet nga tahogjeneratori dhe do të dërgohet si feedback në komparator për tu krahasuar me shpejtësinë e dëshirur. Të gjitha madhësitë prezentohen përmes impulsit me tension V .

Në Simulink do të bëjmë një model të rregullatorit PID i cili duhet të ketë pjesën proporcionale, derivuese dhe integruese.

Pra na duhet një amplifikator i cili do të prezentojë kuficientin e proporcionalitetit me të cilin duhet të amplifikohet sinjali i gabimit. Sinjali i gabimit te qarku i mbyllur i shpejtësisë do të prezentojë gabimin i cili fitohet si devijimi momental në mes së vlerës së dhënë-komanduar të shpejtësisë dhe vlerës aktuale që ka kuptimin e vlerës së arritur reale në boshtin e motorit.

$$e = \omega_d - \omega_a \quad \text{ku:}$$

ω_d -shpejtësia këndore e dëshiruar

ω_a -shpejtësia aktuale në boshtin dalës

Sinjali kthyes i shpejtësisë së arritur në bosht e cila është më e vogël se ajo e komanduar, dërgohet nga Tahometri i vendosur në dalje të boshtit të motorit. Arsyeja e humbjes së shpejtësisë është fërkimi viskos dhe ngurtësia në boshtin e motorit.

Në simulink do të konstruktojmë një qark tjetër të kontrollit me lidhje kthyese duke u nisur nga dizajnimi i një PID rregullatori. Për filli do të marim vetëm një amplifikator i cili do të rris sinjalin për P herë, përpara se të mblidhet me derivatin dhe integralin e gabimit.

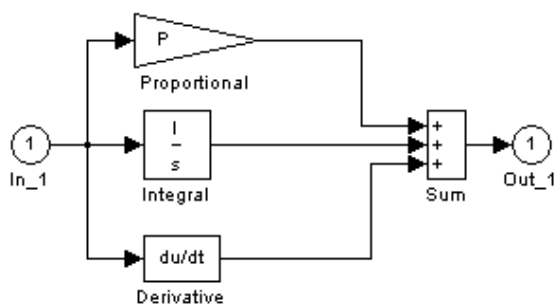


Figura 7. 4 Qarku i PID-së

Qarku i kontrollit do të ketë në fillim një komparator për të bërë vlersimin devijimit të shpejtësisë përmes zbritjes së sinjaleve për shpejtësinë e dëshiruar dhe shpejtësinë momentale në boshtin e motorit. Pra, njëra hyrje në komparator do të përmbajë vlerën e shpejtësisë së referuar dhe tjetri do të përmbajë sinjalin e kthyer nga tahometri i cili është i vendosur në boshtin e motorit. Ky tahometër prodhon sinjale me tension proporcional me shpejtësinë aktuale të motorit. Nëse duam të kontrollojë pozicionin këndor atëherë shfrytëzojmë enkoduesit e pozitës.

Sinjali i gabimit do të bartet në rregullator ku do të kalojë nëpër të tre anëtarët e rregullatorit P, I dhe D dhe në dalje do të kemi sinjalin përmbledhës. Ky sinjal në dalje të PID-së do të futet në motor në formë të një shtese-Bias i cili do ta kompensojë shpejtësinë nëse kemi mungesë ose do ta largojë tepricën e shpejtësisë në rast të kundërt. Qarku do të duket kështu:

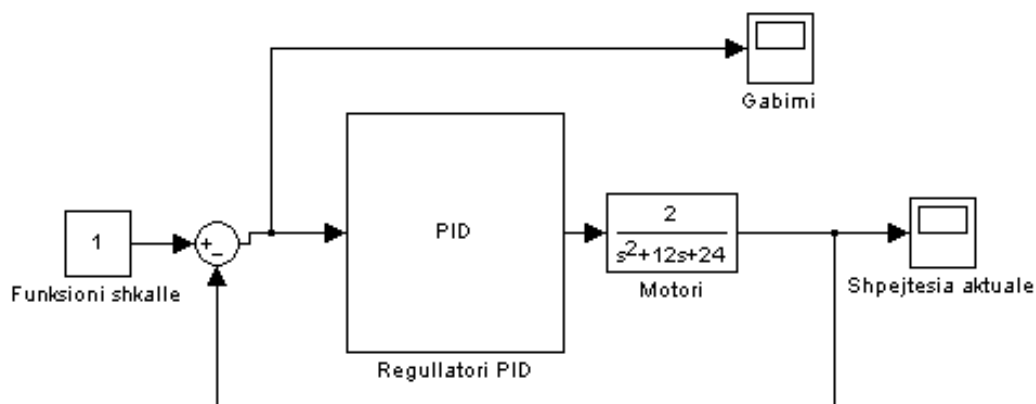


Figura 7. 5 Rregullatori PID dhe DC motori [22]

Rezultati i simulimit jep përgjigjen kohore të reagimit të motorit, ku shohim se pa bërë përshtatjen e kuficientëve tregon se gabimi në fillim është shumë i lartë dhe stabilizimi vjen shumë vonë:

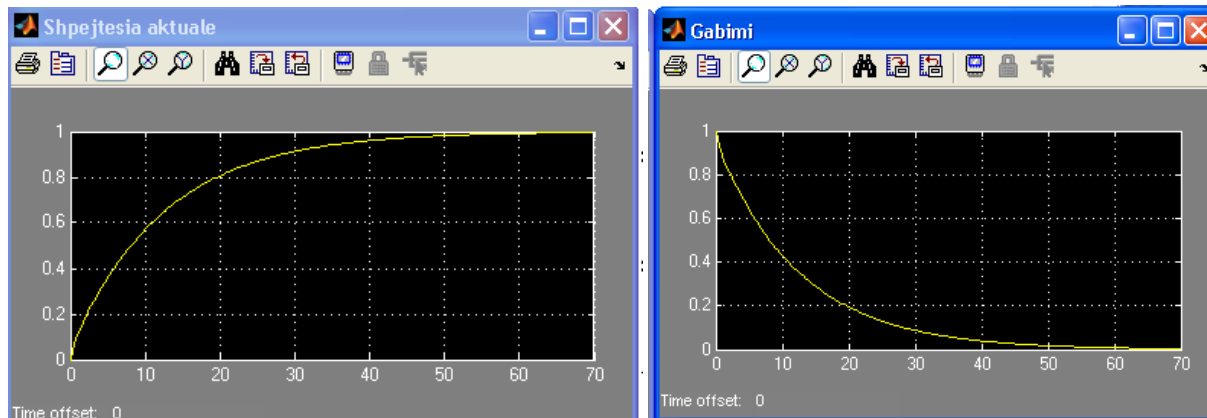
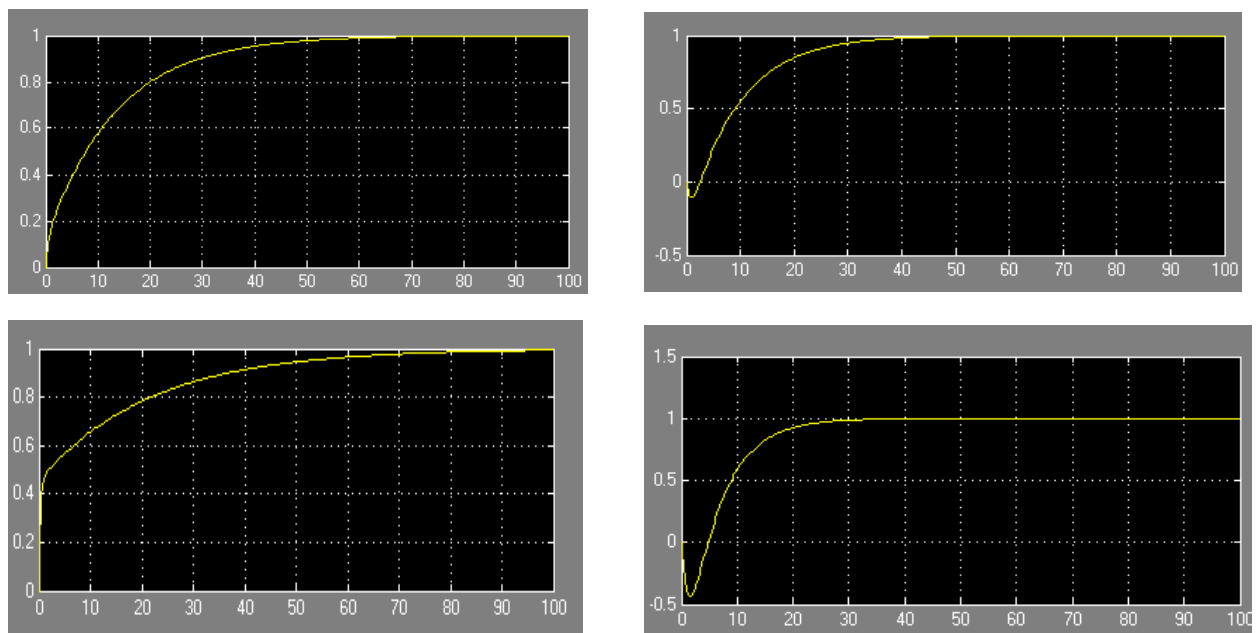
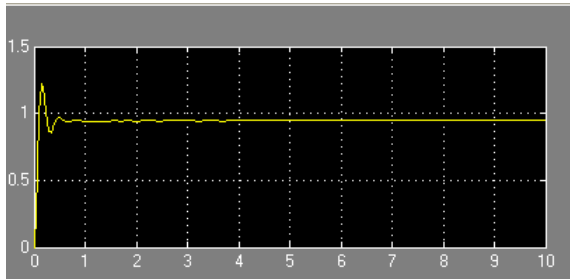


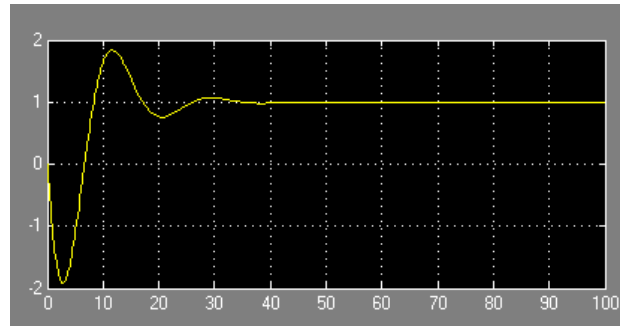
Figura 7. 6 përgjigjia transiente e PID ideal

Provojmë t'i ndërojmë vlerat e konstantës së proporcionalitetit P dhe shohim se për vlerat pozitive e zvoglojnë kohën e ritjes por japin shumë mbikalim, kurse vlerat negative e rrisin gabimin më tepër e pastaj oscilojnë rreth vlerës së dëshiruar, ndërsa për vlera më të vogla nuk e arrijnë as vlerën e dëshiruar.





Nga lartë poshtë: $P= 2;10;200$



Nga lartë poshtë: $P= -2;-5;-10$

Figura 7. 7 Ndikimi i elementit proporcional

Prandaj do të bëjmë ndryshime në rregullator dhe do ta drejtojmë impulsin e gabimit që të amplifikohet përpara integrimit dhe përpara derivimit dhe pastaj të jap vlerën e biasit për DC motorin. Ky rregullator i ka tre amplifikatorë për rritje të gabimit për të përfaqësuar pjesën proporcionale, amplifikim dhe integrim për bendin e integrimit dhe amplifikim dhe derivim për antarin derivativ, që në formë të përgjithshme në domenin e frekuencës ka formën:

$$F(s) = Kp + \frac{Ki}{s} + Kd s$$

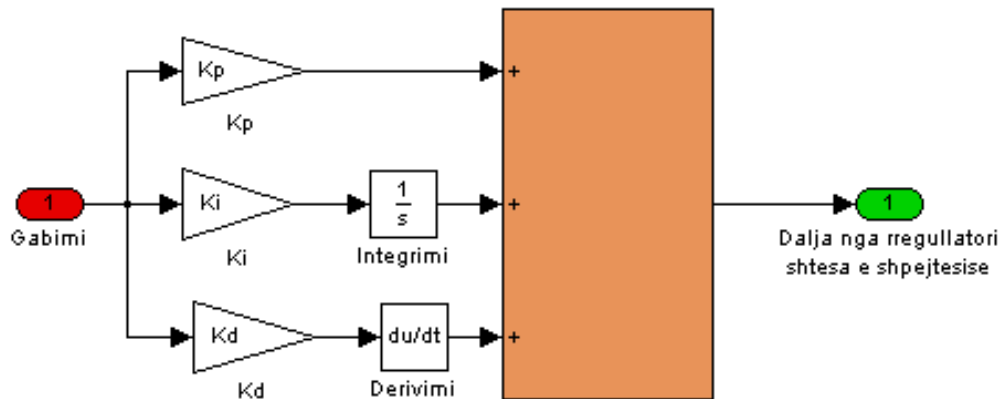


Figura 7. 8 PID rregullatori

Do të hapim një model të ri në Simulink dhe do ta emërojmë *PIDmeDCmotor.mdl*, ndërsa, qarku i kontrollit do të duket si në figurë:

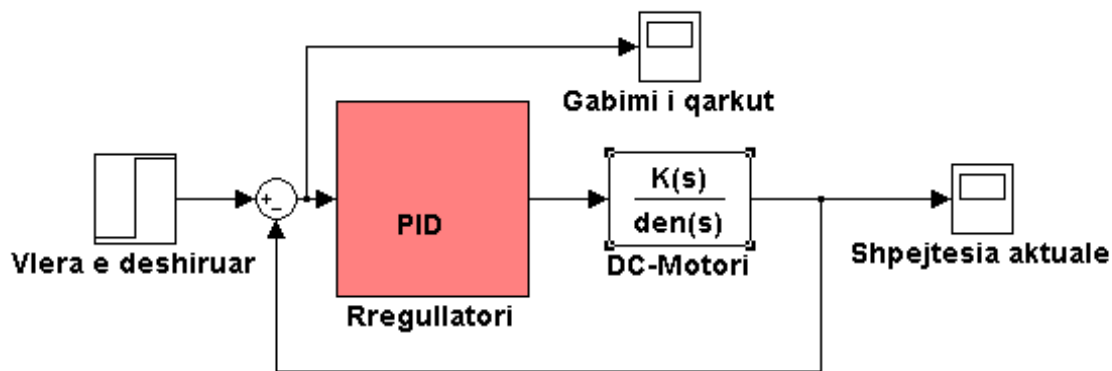


Figura 7. 9 Qarku i mbyllur i motorit

Përshtatja e Kueficienteve duhet të nënkuptojë arritjen e objektivave të kontrollit që është ngritjen e performancës së sistemit: mbikalim i minimal, kohë e shpejtë e ritjes dhe zero gabim sse.

Anëtari	Koha e rritjes	Mbikalimi	Koha e stabilizimit	Gabimi-sse
Kp	<i>Zvoglohet</i>	<i>Rritet</i>	<i>Ndryshim i vogël</i>	<i>Zvoglohet</i>
Ki	<i>Zvoglohet</i>	<i>Rritet</i>	<i>Rritet</i>	<i>Eliminon</i>
Kd	<i>Ndryshim i vogël</i>	<i>Zvoglohet</i>	<i>Zvoglohet</i>	<i>Ndryshim i vogël</i>

Në fillim bëjmë përshtatjen sipas metodës manuale. Për të fituar përgjigjen e dëshiruar të sistemit, kur dizajnojmë një PID për një sistem, veprojmë si vijon:

- Së pari e vendosim në qarkun e hapur për të parë se cilat janë kërkesat e sistemit
- Risim kontrollin proporcional që ta zvoglojmë kohën e rritjes
- Shtojmë kontrollin e pjesës derivative për t'a përmirësuar mbikalimin
- Shtojmë kontrollin integral që të eliminojmë gabimin sse
- Duke iu referuar tabelës së dhënë më lartë bëjmë përshtatjen e kueficientëve Kp, Kd dhe Ki, për të arritur përgjigjen e dëshiruar.

Për qarkun e hapur (pa PID) kemi përgjigjen:

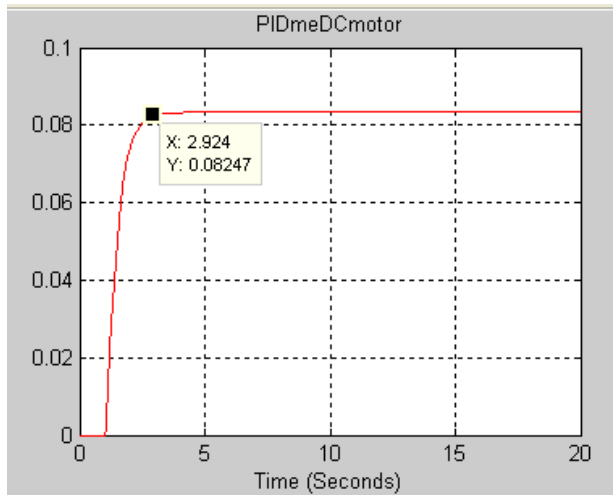
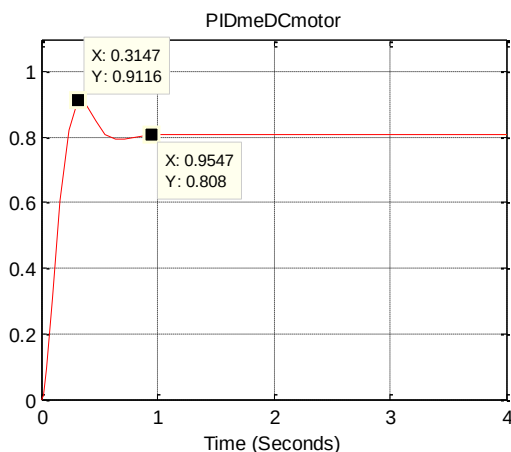


Figura 7. 10 Përgjigjia e qarkut të hapur

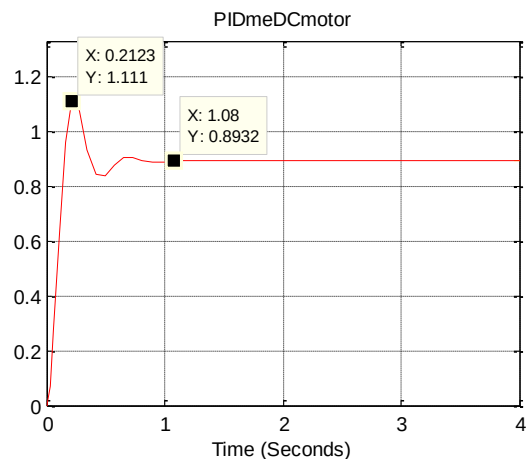
Shihet që për një hyrje shkallë me vlerë 1, dalja nga sistemi është me karakteristika shumë të dobëta. Kemi një cak(gain) të arritur $1/12$ ($12=1/0.083$), ndërsa, gabimi sse është shumë i lartë rreth 0.92, koha e stabilizimit rreth 4.3 . Pra duhet ta zvoglojmë gabimin, ta përmirsojmë kohën e rritjes dhe ta shkurtojmë kohën e stabilizimit.

7.3.2 Ndikimi i pjesës proporcionale:

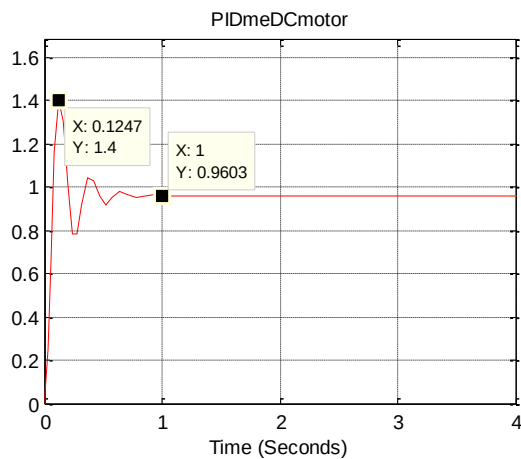
Bazuar në testimin në fig më lartë, duhet të përmirsojmë kohën e rritjes duhet të shkojmë me vlera të larta për koefficientin e proporcionalitetit K_p (ose P). Në qarkun e mbyllur o fillijmë me rritjen e vlerës 10, 50, 100,200,300,500, derisa të arrihet vlerë e përafërt me 1. Po shihet që për vlera të mëdha përmirsohet koha e ngritjes dhe zvoglohet gabimi sse por na rritet mbikalimi shumë dhe rriten oscilimet dhe koha e stabilizimit. Psh për $K_p=50,100$ $K_p=500$



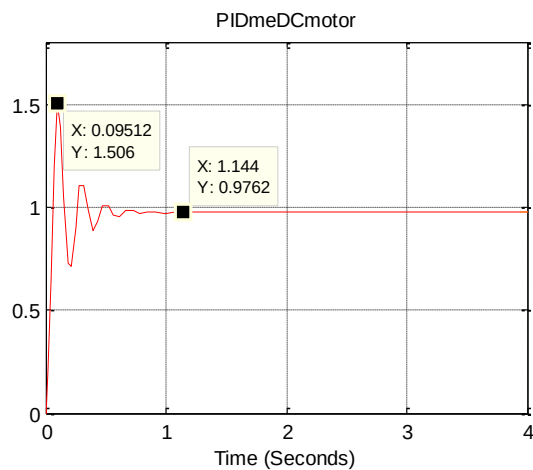
$K_p=50, K_i=K_d=0$



$K_p=100, K_i=K_d=0$



$K_p=300, K_i=K_d=0$



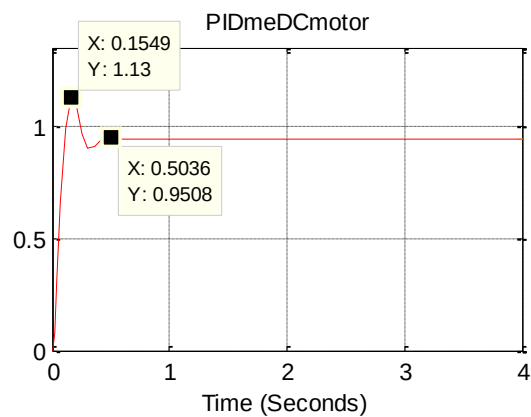
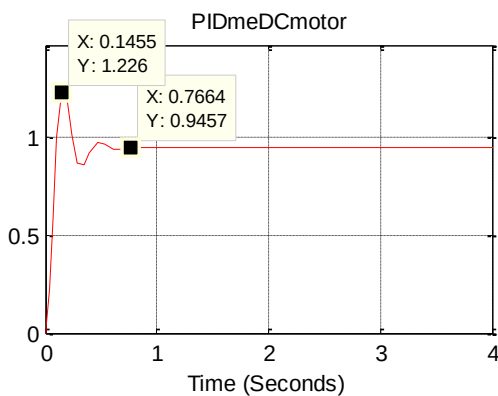
$K_p=500, K_i=K_d=0$

Fig.

Figura 7. 11 Ndikimi i përforcuesit proporcional në performancat e sistemit

7.3.3 Ndikimi i pjesës derivative:

Tani meqë na duhet të zvoglojmë pjesën e mbikalimit dhe kohën e stabilizimit, do të tentojmë ta rrisim elementin derivues për faktin që pikërisht ky element bën përmirsimin e këtyre dy kriterëve. Po zgjedhim $K_p=200$ dhe për këtë shtojmë vlerat e K_d -së, 1, 3, 5, 7, 9, 15. Do të rrisim vlerat e K_d -së derisa të zhduket mbikalimi.



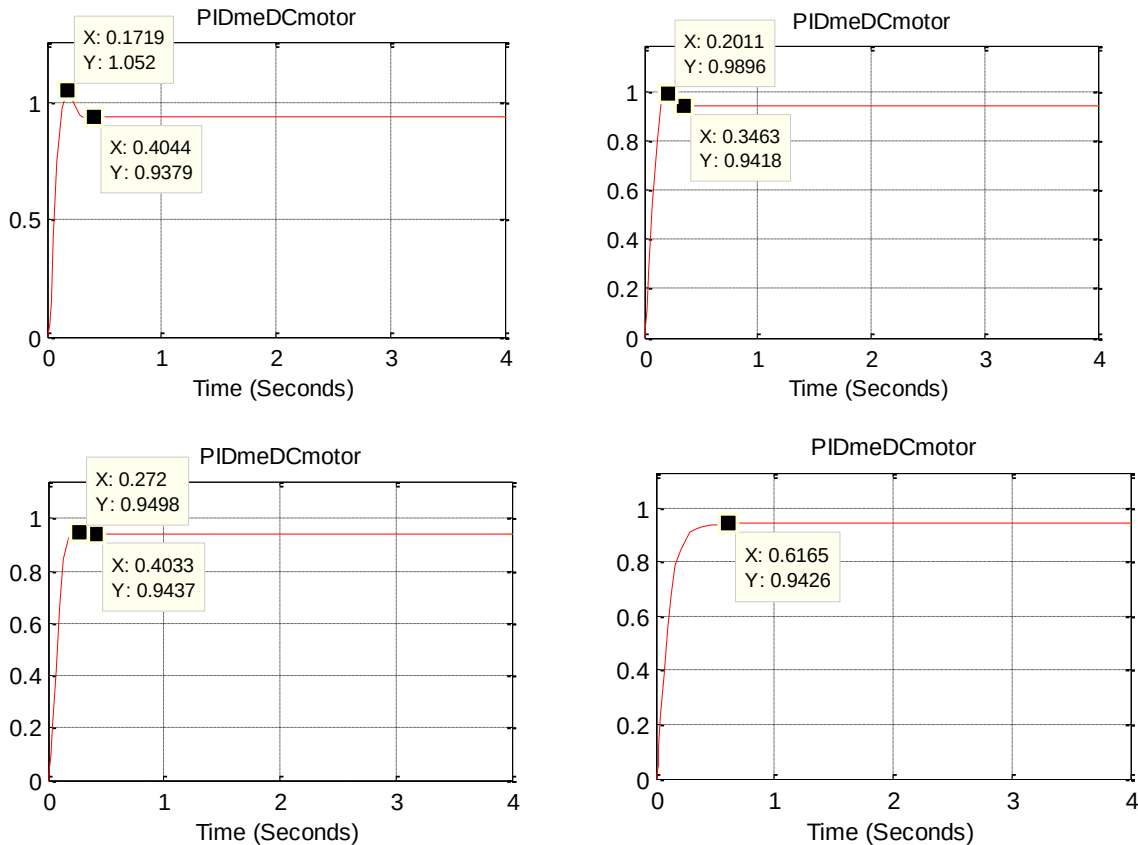


Fig.

Figura 7. 12 Ndikimi i përforcuesit derivativ në performancat e sistemit

Dmth mund të konkludojmë se mund të meret cilado vlerë pas vlerës 5.

Tani na duhet ta eliminojmë gabimin sse të cilën do ta bëjmë përmes rritjes së konstantës së integrimit. Por duhet të kemi parasysh se konstanta e integrimit e rrit kohën e stabilizimit, prandaj duhet te K_p të shohim se cila vlerë na jep kohën më të vogël dhe pastaj të provojmë K_i -në.

Përpara se ti zgjedhim vlerat për K_i do të provojmë ndikimin e saj pa pjesën derivuese në mënyrë që ta ruajmë kohën e stabilizimit.

7.3.4 Ndikimi i pjesës integruese:

Do të marim kontrollin Proporcional-Integral duke filluar nga vlerat më të ulta për K_i , kurse vlerën e K_d -së do ta lëmë zero. Qëllimi është të eliminojmë gabimin e stabilizimit sse por edhe mos të kemi shumë mbikalim, për shkak se K_i gjithashtu e rrit mbikalimin, por në të njëjtën kohë i rrit edhe oscilimet. Marrim rastet: $K_i=1, 10, 20, 40, 50$

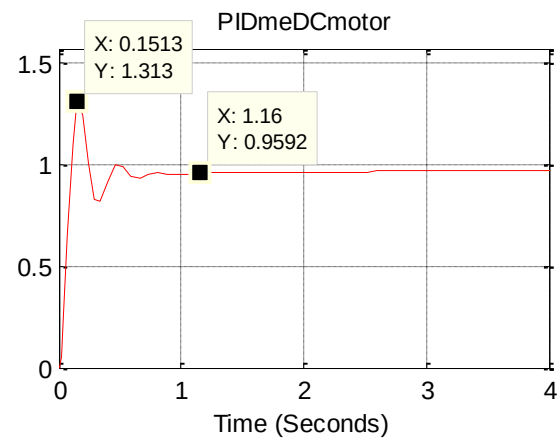
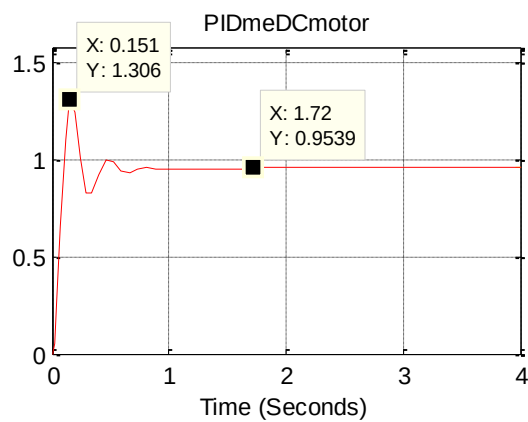
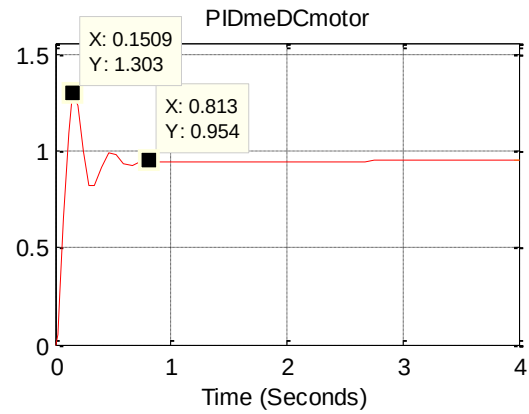
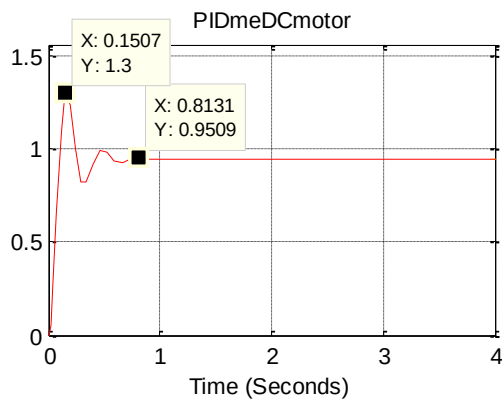
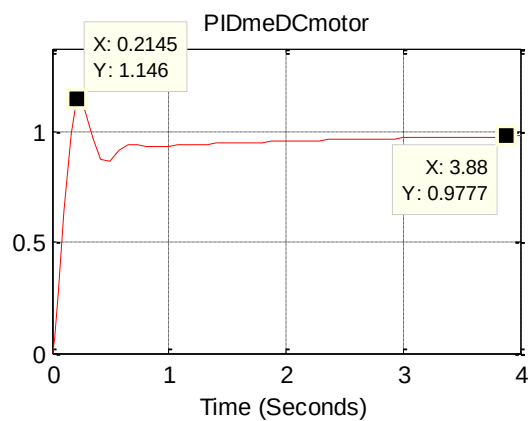
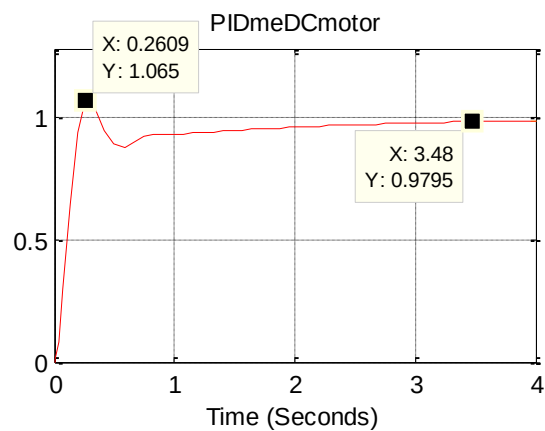


Figura 7. 13 Ndikimi i pjesës integrale

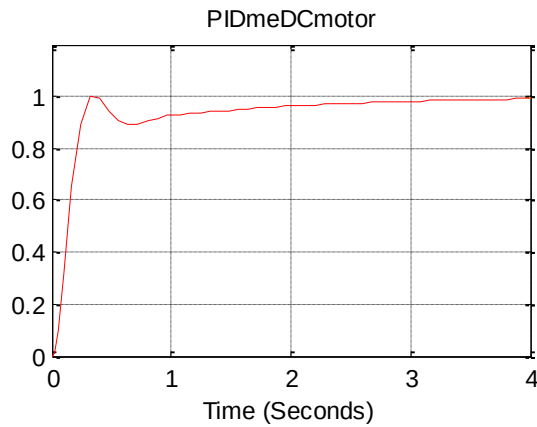
Nga simulimi shohim se duhet që vlera e K_i -së ti përafrohet K_p -së por duhet që edhe K_p të zvoglohet për shkak të mbikalimit të madh. Marim rastet për K_p më të vogël:



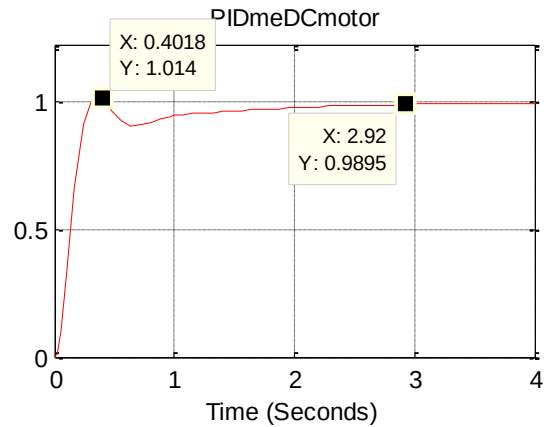
$K_p=100, K_i=40$



$K_p=70, K_i=40$



$K_p=50, K_i=40$



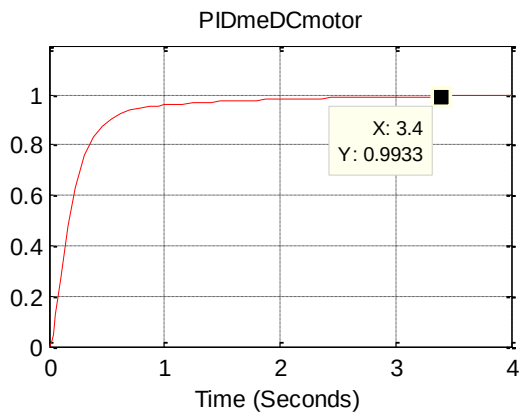
$K_p=50, K_i=50$

Figura 7. 14 Përshtatja e koefficientëve të përforcimit K_p dhe K_i

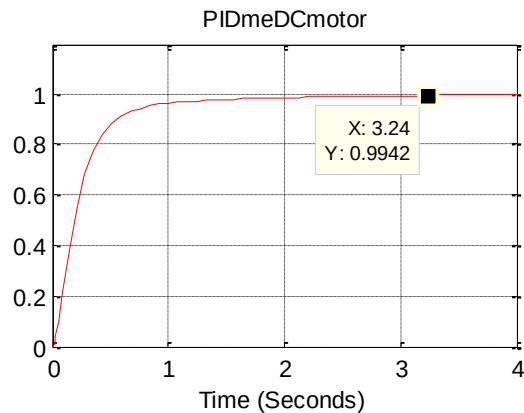
Veçojmë rastin kur mbikalimi bëhet zero $K_p=50, K_i=40$. Këtë do ta marim në kombinim me pjesën derivuese:

7.3. 5 PID rregullimi

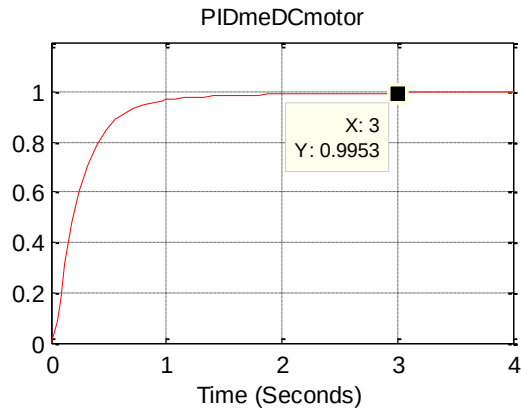
Do të marrim vlerat nisur nga analiza K_p - K_d , dmth të gjitha nga $K_d=5$ janë të mundshme: 5, 6, 7, 8,9,10..



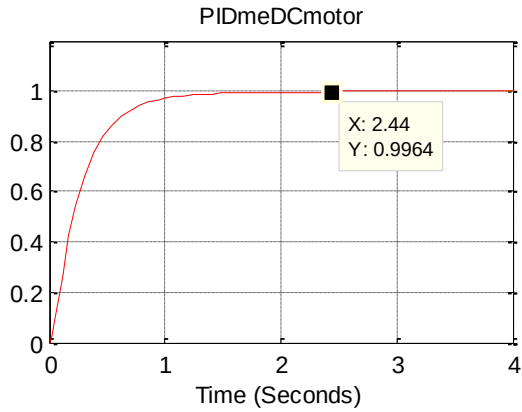
$K_p=50, K_i=40, K_d=5$



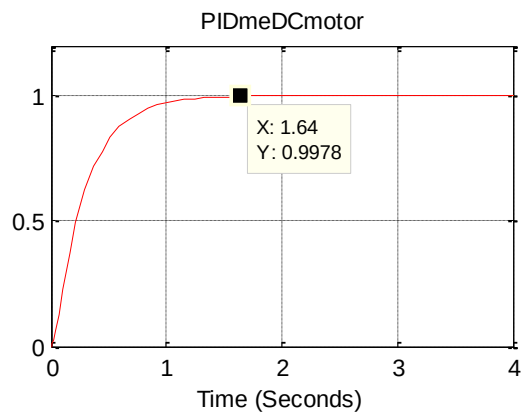
$K_p=50, K_i=40, K_d=6$



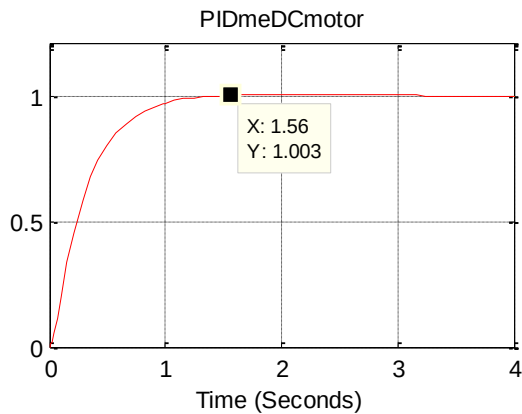
$K_p=50, K_i=40, K_d=7$



$K_p=50, K_i=40, K_d=8$



$K_p=50, K_i=40, K_d=9$



$K_p=50, K_i=40, K_d=10$

Figura 7. 15 Harmonizimi i koefficientëve të përforcimit

Dmth, shohim që nga vlera e $K_i=10$, fillon mbikalimi përsëri. Prandaj vendosim që vlerat e koefficientëve për regullatorin PID për motorin DC të jenë:

$K_p=50, K_i=40, K_d=9$

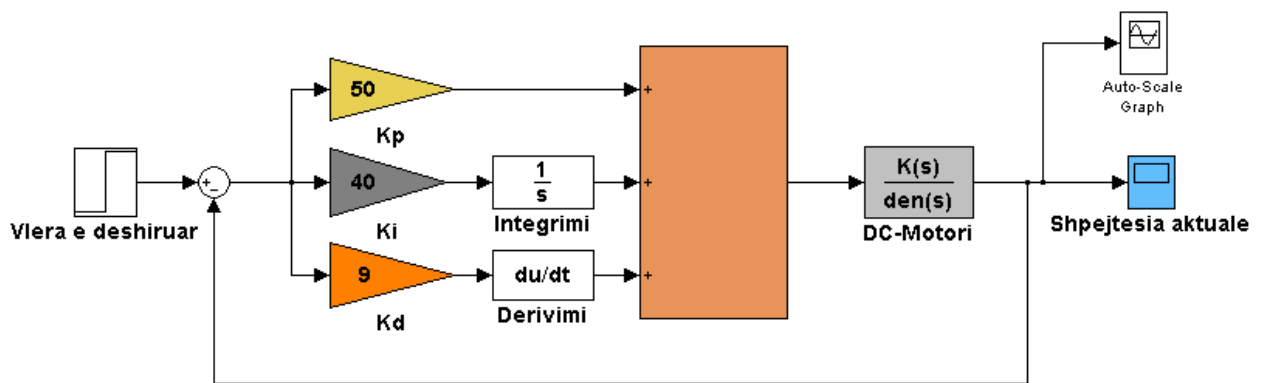


Figura 7. 16 Qarku PID me përforcim

Ndërsa përgjigja kohore do të jetë:

Koha e stabilizimit: 1,56 s

Gabimi : $ess=0.003$

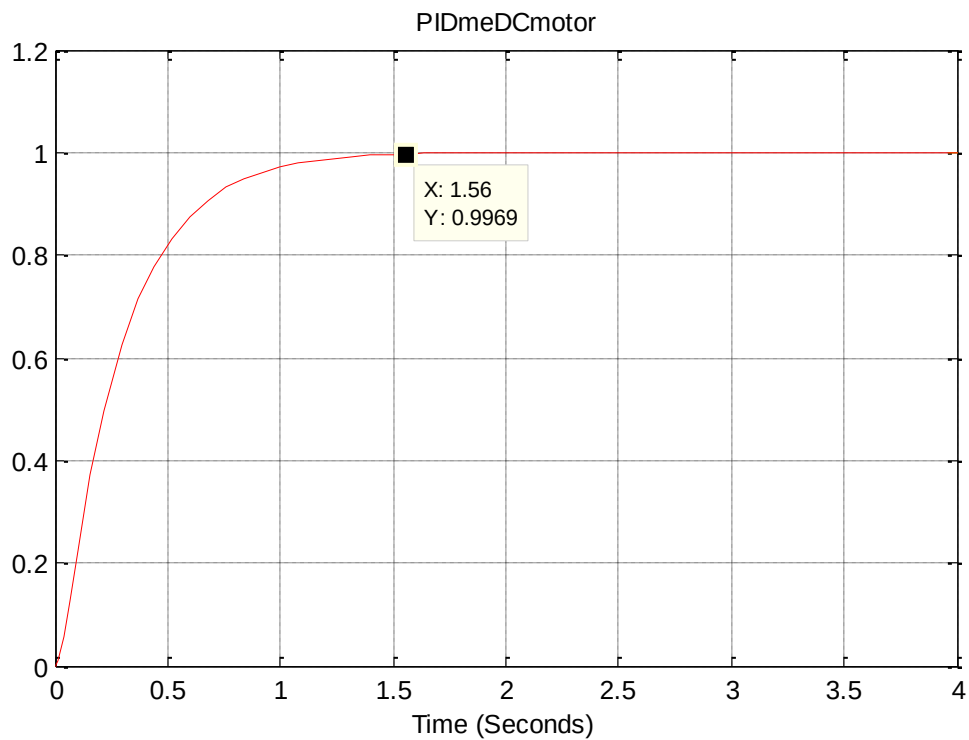


Figura 7. 17 Përgjigja kalimtare e qarkut

```

function createfigure(x1, y1)
%CREATEFIGURE(X1,Y1)
% X1: vector of x data
% Y1: vector of y data

%% Create figure
figure1 = figure('Name',['Auto-
Scale',char(10),'Graph'],'NumberTitle','off');

%% Create axes
axes1 = axes(...
    'Position',[0.13 0.1267 0.775 0.7967],...
    'XGrid','on',...
    'YGrid','on',...
    'Parent',figure1);
axis(axes1,[0 10 0 1.2]);
title(axes1,'PIDmeDCmotor');
xlabel(axes1,'Time (Seconds)');
box(axes1,'on');
hold(axes1,'all');

%% Create plot
plot1 = plot(...
    x1,y1,...
    'Color',[1 0 0],...
    'EraseMode','none');

```

Figura 7. 18 Programi në MatLab për përgjigjen dinamike të sistemit

Rezultatet e fituara tregojnë të maksimumin që mund të arrihet me PID rregullator.

7.4 Disajnimi i qarkut të SLU me PID

Sistemi i lëvizjes ë ushqimit (SLU), përpos aktuatorit e përmban edhe pjesën mekanike, që do të thotë se rregullatori duhet ti përballojë edhe vibrimet dhe jolinearitetet tjera që dalin nga pjesa mekanike (fig. 7.21). Struktura mekanike është prezentuar përmes modelimit të lëvizjes relative të tavolinës dhe pjesës së punës.

Modeli i pjesës mekanike konsiston në një model dinamik me dy shkallë lirie i cili përbëhet nga dy masa të lidhura mes vete me një sustë me ngurtësi K e cila zavendëson ngurtësinë e pjesëve dhe koefficienti i fërkimit viskoz C_f e cila zavendëson fërkimin në udhëzuesit e tavolinës së punës.

Ky model ka për qëllim të shqyrtojë rregullimin e qarkut të mbyllur të sistemit të ngasjes në kushte të ngarkesave punuese. Realizimi i lëvizjes në kushte reale punuese ka nevojë për kontroll në çdo çast të kohës t , për shkak të jolinearitetit të ngarkesave, duke filluar nga masat e elementeve, fërkimi, inercioni, etj, të cilët shkaktojnë vibrime dhe gabime në realizimin e lëvizjes së ushqimit. Ndikimi i strukturës së mekanizmit të lëvizjes së ushqimit në amortizimin e lëkundjeve e kemi përgjithësuar dhe ajo prezantohet përmes elementeve të ngurtësisë dhe fërkimit viskoz në udhëzuesit e makinës.

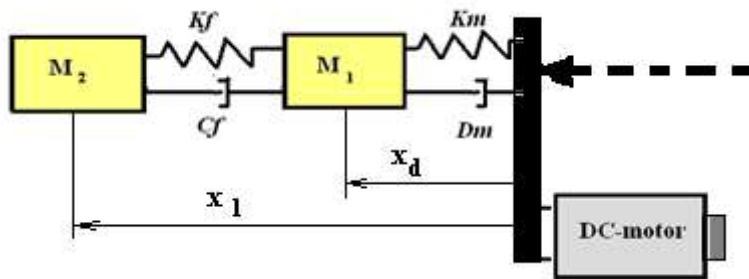


Figura 7. 19 Modeli fizik se sistemit të lëvizjes së ushqimit

Efektin e aktuatorit e kemi zavendësuar me një forcë f_m e cila vepron në masën M_1 dhe përmes sustës dhe elementit të shuarjes vepron në masën M_2 . Bazuar në qasjen sipas [D1] pozitën e masës së parë do ta ta evidentojmë si pozicionin e detektorit sepse informacionin e lidhjes kthyes për qarkun e pozicionit, rregullatori do ta marrë nga ky pozicion. Megjithatë pozicioni real i instrumentit do të jetë në masën e dytë i cili e determinon rrugën aktuale. Për qëllime të simulimit do të konsiderojmë masat $M_1=10$ (kg), $M_2=20$ (kg), ndërsa koefficientët $C_f=50$ (N s/m) dhe $K_f=500$ (N/m). Motorin që do të përdorim ka koefficient të shuarjes 1.125 dhe 0.8 që qëndron në zonën e motorëve të përshtatshëm për realizimin e lëvizjes të MLU. Ai në fillim do të prezantohet përmes funksionit transmetues $W(s)=2/s^2+12s+24$.

Për t'a realizuar simulimin në MatLab kemi shkruar programin në gjuhën programuese të matlabit përmes S-programit që e kemi titulluar **modeli.m** dhe është i formës së M-fajllit. Ky model përshkruan matematikisht sjelljen e sistemit i cili paraprakisht është prezentuar me elemente të teorisë së lëkundjes. Qarku i kontrollit është kombinim i një pjese me qark të mbyllur dhe pjesa tjetër me ark të hapur.

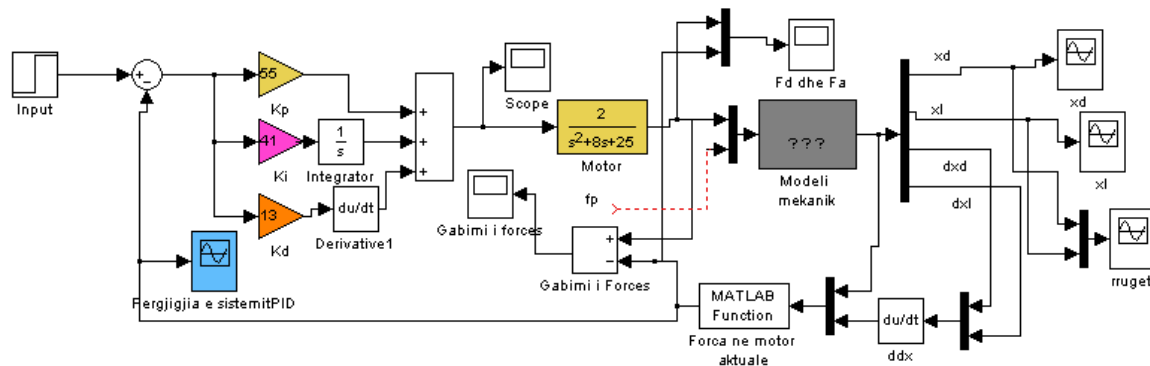


Figura 7. 20 Qarku i sistemit i dizajnur në Simulink

Kontrolli i shpejtësisë dhe pozicionit të lëvizjes ashtu siç kemi cekur më lartë, bëhet përmes një qarku të mbyllur të kontrollit. Ky qark përmban një komparator, një rregullator PID, aktuatorin të shprehur përmes funksionit transmetues dhe modelin mekanik të shprehur përmes ekuacioneve diferenciale të lëvizjes. Në hyrje të qarkut kemi një funksion shkallë që paraqet madhësinë e komanduar ose të dëshiruar. Në momentin që drajvi pranon sinjal ushqimi, atij i dërgohet një tension referues që është proporcional me shpejtësinë ose forcën e dëshiruar dhe që është i rangut $\pm 10V$, ku shenja e përcakton kahjen e lëvizjes. Tensioni referues për vlerën e dhënë fizike llogaritet si $V_{referues} = (10/n)S$ dhe krahasohet me sinjalin kthyes që ka një tension të caktuar. Në rregullator sinjali futet si sinjal i gabimit të madhësisë dhe pas procesimit del si korreksion i shpejtësisë për të cilën duhet të rrotullohet boshti i motorit në mënyrë që në kontaktin e vidës me sfera qarkulluese me dadon e lidhur ngurtësisht për tavolinën e punës, do të ushtrohet një forcë e ushqimit f_m që e quajmë forcë të aktuatorit e cila shprehet përmes momentit të rrotullimit dhe shpejtësisë këndore të boshtit të motorit apo vidës dhe e cila do të kompensojë forcën apo momentin që do ti rezistojë forcat e prerjes dhe jolinearitetet tjera në sistem.

Realisht nga aspekti fizik instrumenti matës qoftë tahogjeneratori, qoftë enkoduesi, do të çvendoset përgjatë boshtit dhe do të vendoset në skajin e vidës, me çka neve neglizhojmë gabimet që do dalin si rezultat i kabimeve gjeometrike dhe të punimit të vidës. Sinjalin në nga instrumenti matës do ta shfrytëzojmë për pozicionin këndor të cilin do ta integrojmë për të fituar shpejtësinë këndore dhe nxitimin këndor të arritur, të cilët pastaj do ta shfrytëzojmë për llogaritje të funksionit të feedbackut. Ndimin e sensorit në lidhjen kthyes do ta neglizhojmë, duke e marrë 1 funksionin transmetues të tij.

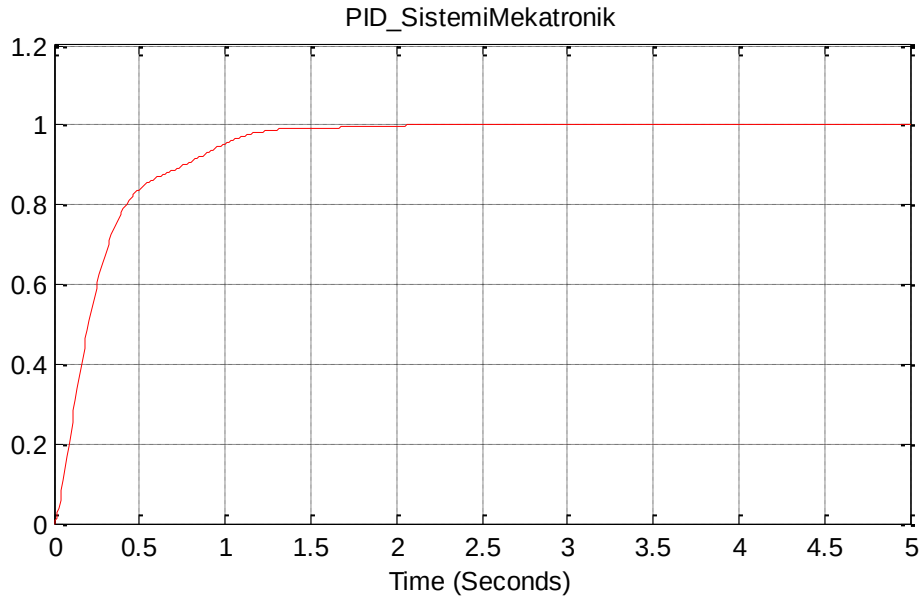
Në vijën e feedback-ut duhet patjetër të marim një funksion për llogaritje të forcës për shkak se forca është identike me tensionin, ashtu që do të kemi sinjal kthyes të natyrës së njejtë, për tu bërë krahasimi në komparator. Arsyeja për këtë është se në dalje të aktuatorit vepron forca në sistemin mekanik, përmes fuqisë $P = M \omega$. Në dalje të sistemit mekanik kemi pozicionin këndor në vidë ose çvendosjen lineare të tavolinës punuese, nga të cilët mund të gjejmë edhe shpejtësinë edhe shpejtimin, për të llogaritur forvën e arritur në aktuator.

Përshtatja e kuficientëve ka rezultuar me përgjigje më të mirë dinamike për kuficientët si vijon: $K_p=55$, $K_d=41$, $K_i=13$.

Rezultatet e implementimit të PID-së

Së pari provojmë ta implementojmë PID rregullatorin në sistemin mekatronik. Në simulink do të krijojmë një model të ri PID. Skema është dhënë në fig..

Pergjigjia kohore ka këtë pamje:



Këtu shohim se sistemi nuk ka arritur që të mbikalojë vlerën e qëllimit, mirëpo koha e arritjes së kësaj vlere që njihet si koha e stabilizimit është tepër e madhe.

Koha e rritjes është koha e arritjes dhe stabilizimit të shpejtësisë së aktuatorit e cila llogaritet se sillet rreth 90% të vlerës së caktut. Kjo kohë te rregullatori ynë arrihet për $t=0.7667$ (fig.7.25).

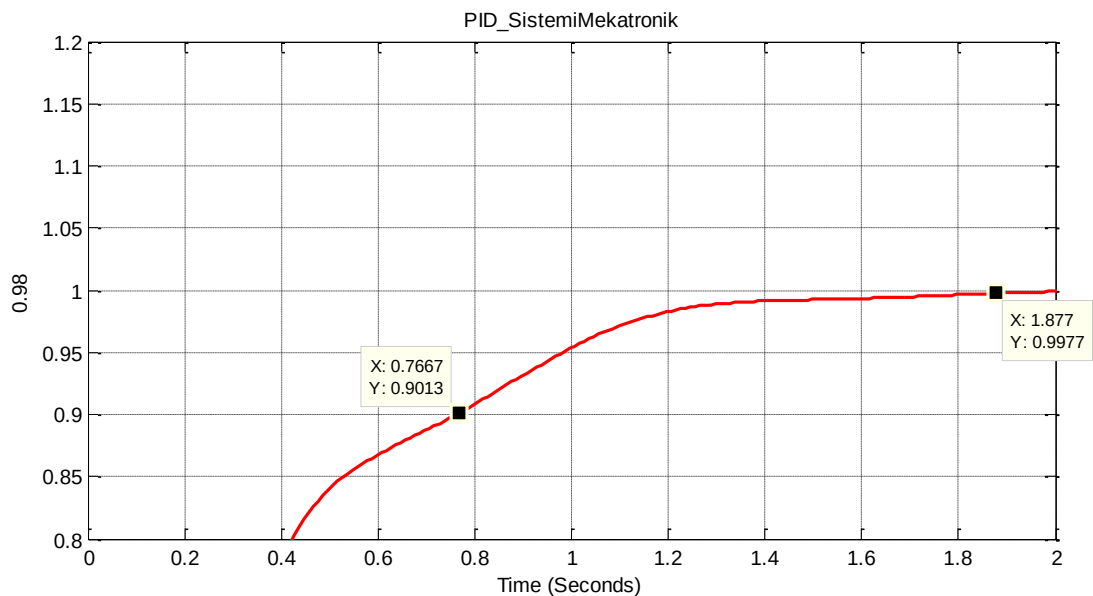


Figura 7. 21 Koha e rritjes

Për të mbajtur sistemin në ekujlibër, rregullatori duhet të gjenerojë një shtesë-bias të shpejtësisë, mbi vlerën nominale, ashtu që në dalje të kemi vlerën e dëshiruar të shpejtësisë. Pra, duhet që në dalje të sistemit të kemi përgjigje dinamike e cila është e njëjtë me vlerën e dhënë (të komanduar). Dmth, lakorja duhet sa më shpejtë të arrij vlerën 1 dhe pa osciluar rreth sajë, ta ruajë atë vlerë gjatë gjithë kohës. Kjo arrihet përmes kalkulimit të vlerës së biasit që bëhet nga ana e rregullatorit PID. Nga analiza e formës së sinjalit shohim se për rastin e forcave konstante të prerjes (rast ideal) stabilizimi i shtesës arrihet në sekondën e parë të punës derisa të mbizotërohet inercioni i masave dhe pastaj meqë nuk ka çregullime nga jashtë, ruhet konstante vlera e saj deri në fund.

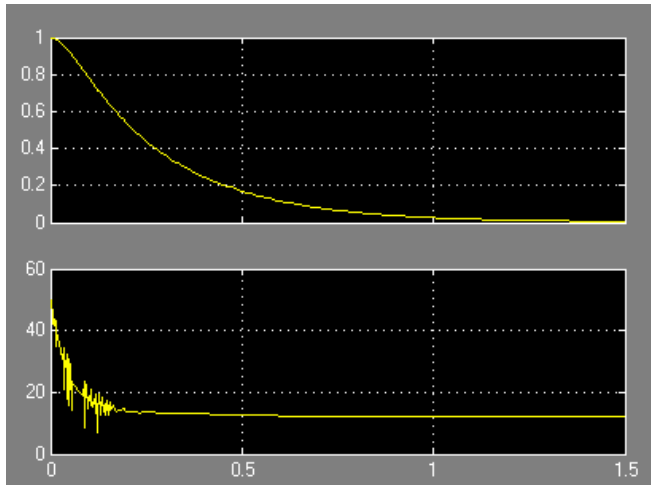


Figura 7. 22 Sinjalet në hyrje dhe dalje të rregullatorit

Por, kjo realisht nuk ndodh për vet faktin se procesi i punimit mekanik të freza përcillet me rezistenca të ndryshme të prerjes të cilët e rrisin në masë të madhe jolinearitetin e sistemit. Në fig.. shihet sinjali në dalje nga tre degët e PID rregullatorit, kurse në dalje (b) paraqet shtesën e nevojshme të shpejtësisë për të stabilizuar sistemin.

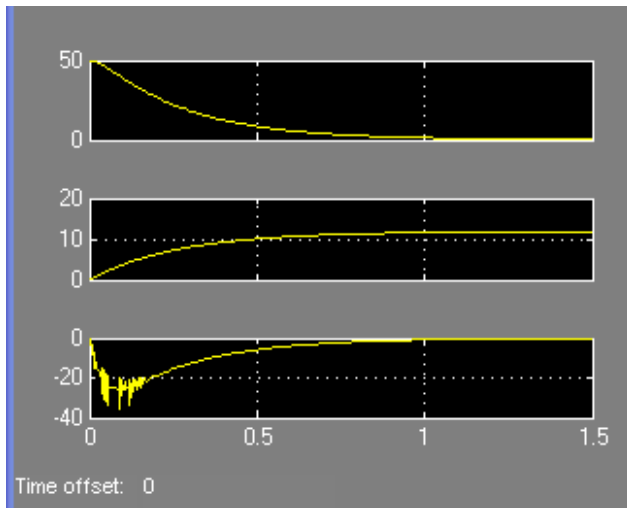


Figura 7. 23 p-i-d

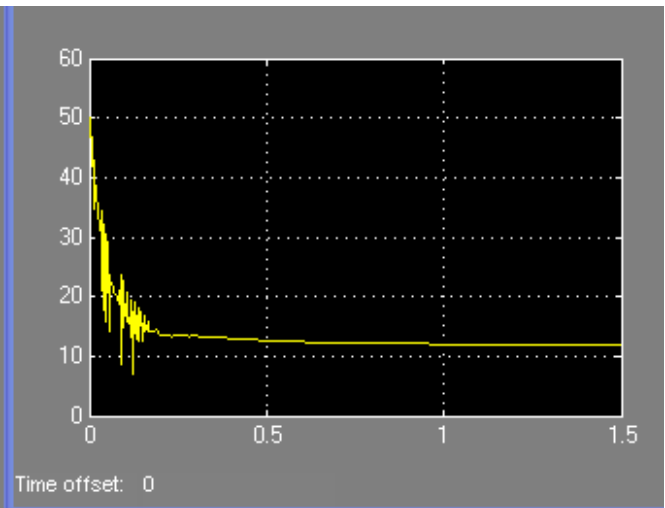


Figura 7. 24 Sinjali në dalje nga rregullatori

Për tu kalkuluar vlera në dalje, duhet që sinjali i gabimit të kalojë nëpër tre degë: amplifikim, amplifikim dhe integrim dhe amplifikim dhe derivim. Sinjali dalës paraqet shumën e këtyre sinjaleve:

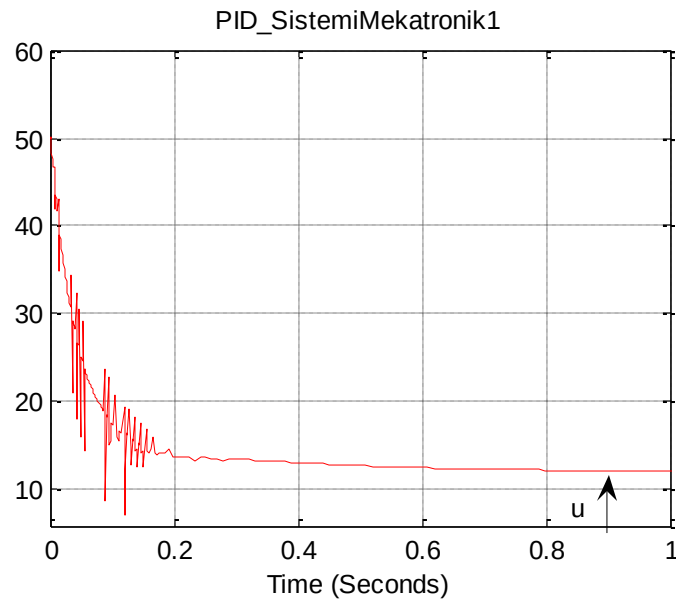


Figura 7. 25 Stabilizimi i sinjalit në vlerën u

Dalja nga rregullatori paraqet vlerën e korektimit të shpejtësisë së motorit në mënyrë që shpejtësia në dalje të sistemit përkundër të gjitha humbjeve në sistem të jetë e barabartë me vlerën e dëshiruar të saj. Kjo vlerë në fillim është e ndryshueshme dhe pastaj stabilizohet në vlerën 12 dhe kështu mbetet deri në ngacmimin e ardhshëm.

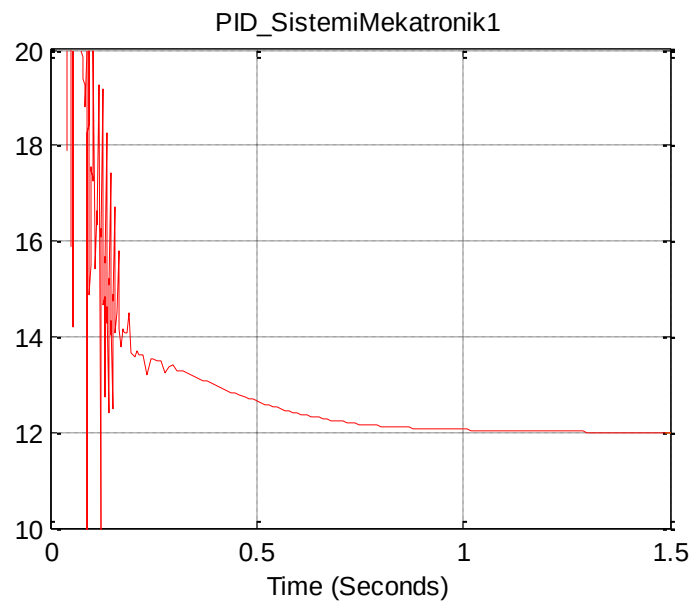


Figura 7. 26 Vlera e korekturës së shpejtësisë e dalë nga rregullatori

Koha e stabilizimit të gabimit paraqet kohën për të cilën arrihet kordinata e komanduar (fig.7.30) Për çdo kordinatë të re të komanduar, do të kemi një hyrje shkallë të re, për të cilën rregullatori përsëri duhet të llogarisë biasin në mënyrë automatike dhe për kohë sa më të shkurtër.

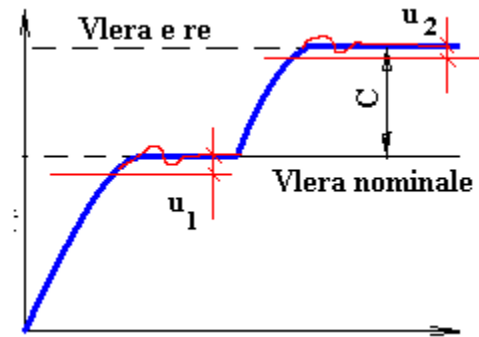


Figura 7. 27 Komandimi i kordinatës së re

Simulimi i pozicioneve të masave M1 dhe M2 tregon se dallimi mes tyre është shumë i vogël për forcë rezistuese të vogla psh 1N:

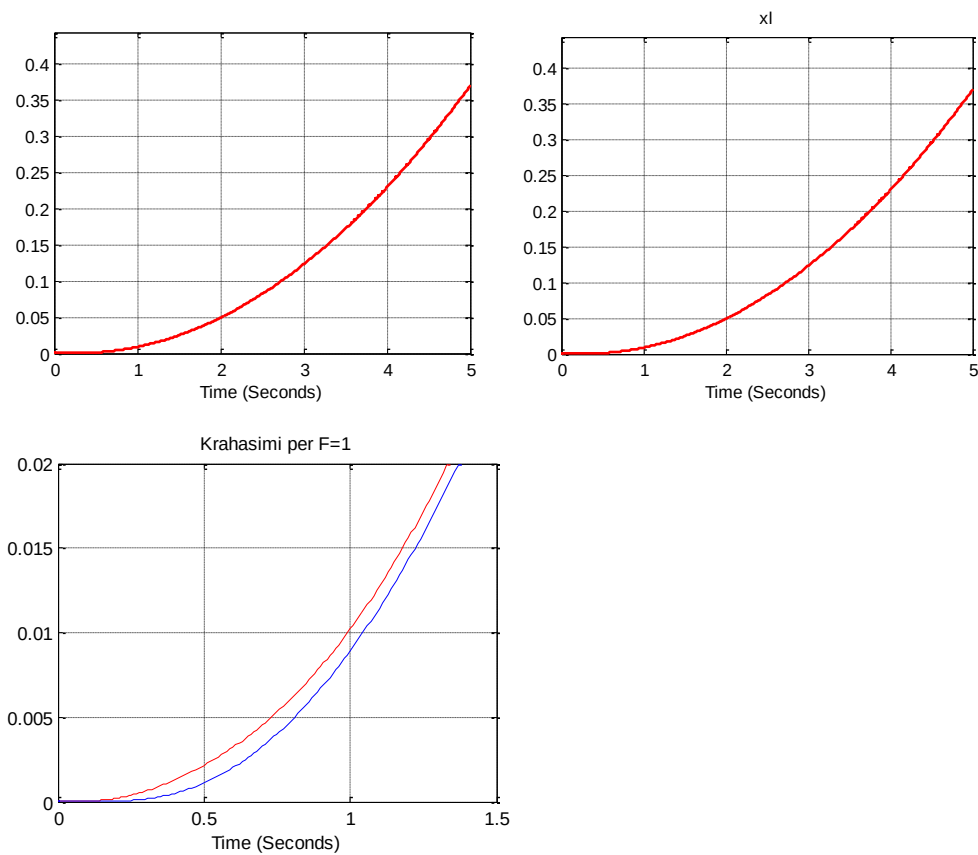


Figura 7. 28 Simulimi i pozicionit të masave

M-fajlli në MatLab për funksionin e ndryshimit të rrugëve të masave, përkatësisht të pikave d dhe l jepet në vijim:

```
function createfigure(x1, y1)
%CREATEFIGURE(X1,Y1)
% X1: vector of x data
% Y1: matrix of y data

%% Create figure
figure1 = figure(...
    'FileName','C:\Program Files\MATLAB71\work\PD_FLC_GA\Permbyllje\PID per
sistem in Mekatronik\Dallimi F1.fig',...
    'Name', ['Auto-Scale',char(10), 'Graph'],...
    'NumberTitle','off');

%% Create axes
axes1 = axes(...
    'Position',[0.13 0.1267 0.775 0.7967],...
    'XGrid','on',...
    'YGrid','on',...
    'Parent',figure1);
axis(axes1,[0 1.5 0 0.02]);
title(axes1,'PID\_ErrorForcaPrerjeKonstante');
xlabel(axes1,'Time (Seconds)');
box(axes1,'on');
hold(axes1,'all');

%% Create multiple lines using matrix input to plot
plot1 = plot(x1,y1);
set(plot1(1),...
    'Color',[1 0 0],...
    'EraseMode','none',...
    'LineWidth',1);
set(plot1(2),...
    'Color',[0 0 1],...
    'EraseMode','none',...
    'LineWidth',1);
```

Shpejtësia e hapit për pozicionin l dhe d jepen në figurën 7.33. Krahassimi i shpejtësisë që paraqet lëvizjen e ushqimit, tregon se në fillim ka një devijim në mes shpejtësive të pikave d dhe l, por pastaj stabilizohen dhe lëvizin si sistem.

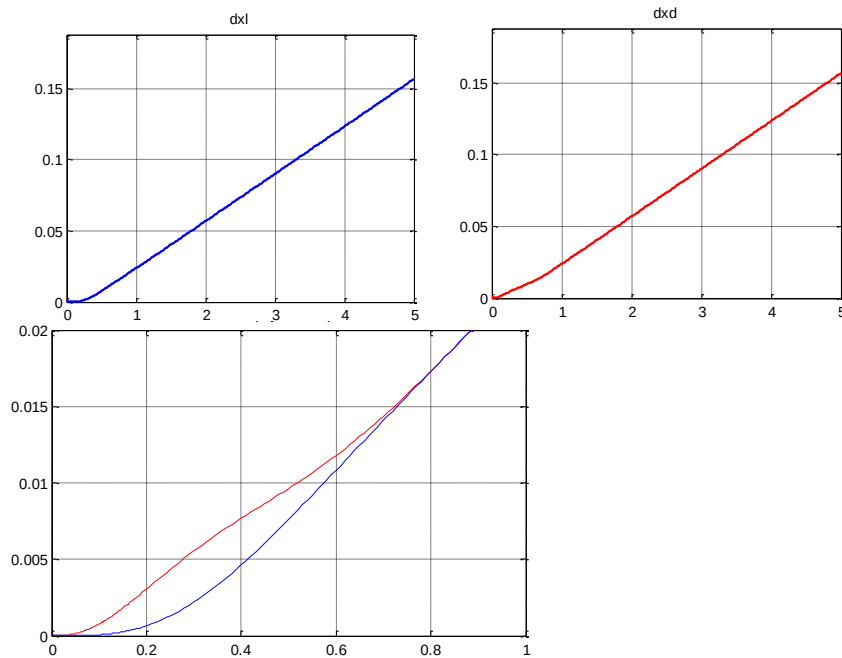


Figura 7. 29 Shpejtësitë e masave

M-fajlli për funksionin e ndryshimit të shpejtësive të pikave d dhe l jepet në vijim:

```
function createfigure(x1, y1)
%CREATEFIGURE(X1,Y1)
% X1: vector of x data
% Y1: matrix of y data

%% Create figure
figure1 = figure(...
    'FileName','C:\Program
Files\MATLAB71\work\PD_FLC_GA\Permbyllje\PID per sistemin
Mekatronik\Shpejtesite-krahasimi F1.fig',...
    'Name','Shpejtesite',...
    'NumberTitle','off');

%% Create axes
axes1 = axes(...
    'Position',[0.13 0.1145 0.775 0.8105],...
    'XGrid','on',...
    'YGrid','on',...
    'Parent',figure1);
axis(axes1,[0 2 0 0.002]);
title(axes1,'Shpejtesia-hapi');
xlabel(axes1,'Time (Seconds)');
box(axes1,'on');
hold(axes1,'all');
```

Ndikimi i rezistencave të prerjes

Për të parë se si stabilizohet sistemi gjatë veprimit të ngacmimeve të jashtme, kemi supozur një forcë prerëse e cila ka veprim periodik, përkatësisht ka formën e sinusoidës me amplitudë 1 dhe frekuencë 1 [rad/sec]. Do të kemi një përgjigje dinamike si në fig..

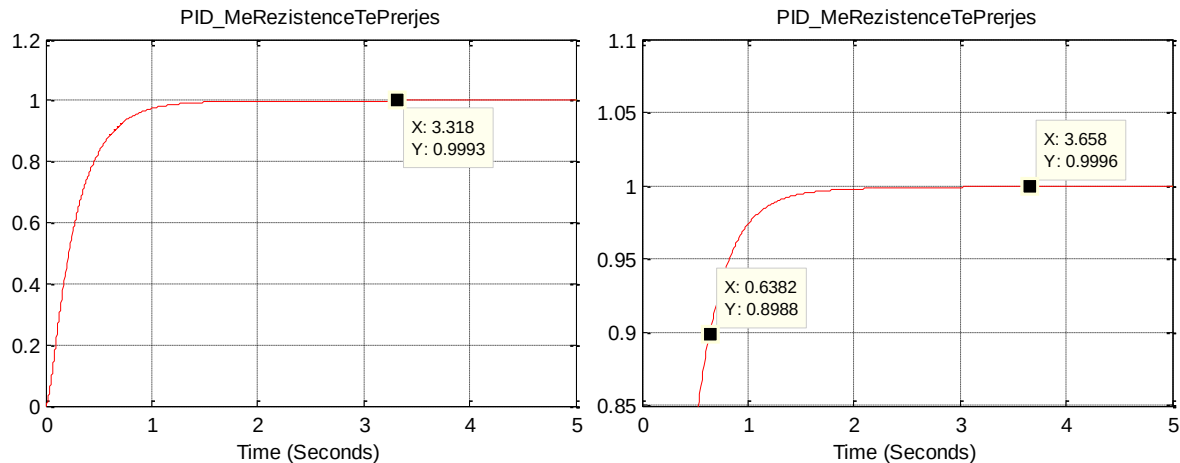


Figura 7. 30 Përgjigjia kohore gjatë veprimit të forcës së rezistencës

Nga fig 7.34-b, vërehet se kemi një kohë të rritjes prej 0.6382 sekondash dhe kohë stabilizimi prej 3.658 sekondash.

Nga analiza e performancave të sistemit do të vërejmë që për kushte të njejta të punës do të kemi një rritje të kohës së stabilizimit.

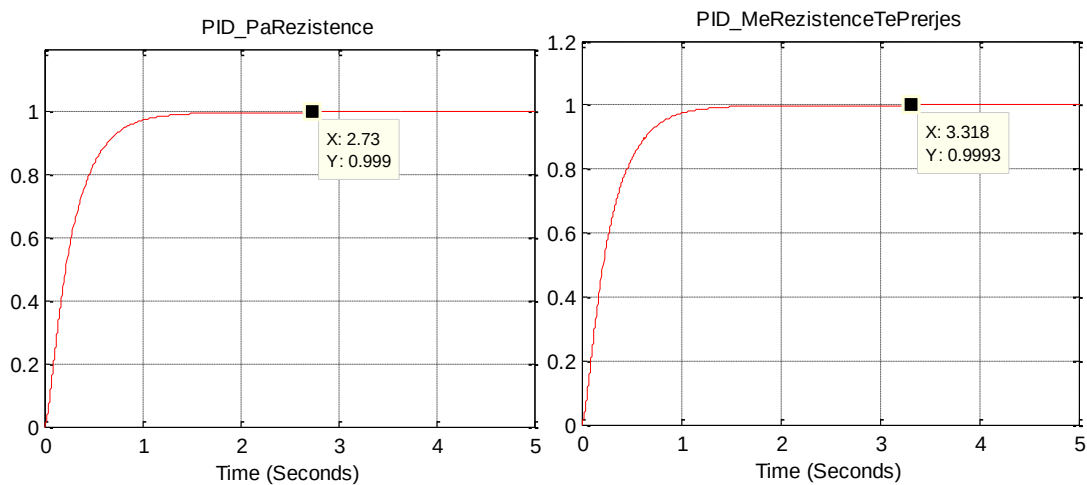


Figura 7. 31 Ndikimi i rezistencave të prerjes: a) forca konstante b) forca sinusoidale

Vonesa është shumë e qartë për faktin se rregullatori duhet të marrë parrasysh edhe ndikimin e forcës së prerjes. Kjo vërehet te oscilimet e sinjalit në diapazonin kohorë në mes të 0.2-0.5 sekondave. Në figurën 7.36, shihet sinjali dalës (b) që prezenton llogaritjen e shtesës së shpejtësisë në rast se në sistem meret edhe ndikimi i forcës së supozuar të prerjes.

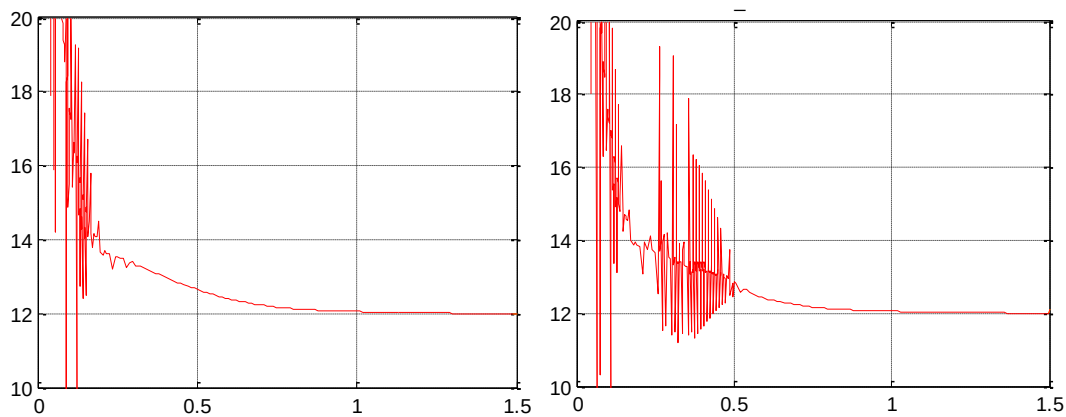


Figura 7. 32 Krahassimi isinjalit të daljes së rregullatorit: a) Pa forcë prerëse b) Forcë prerëse periodike

Nëse e rrisim pak figurën e përgjigjes kohore të sistemit do të shohim se edhe kontrolli me PID arrin një pozicion kur kemi mbikalim e parë në kohën 5.588 s dhe nënkalim e parë në kohën 8.548 s, por, këto gabime janë shumë minimale (fig.7.33.) Ndikimi i forcës periodike në sistem bën që përgjigja kohore vazhdon të oscillojë përreth pozicionit të dëshiruar të variablës së kontrolluar por me mbikalime dhe nenkalime minimale prej 0.0002-0.0003.

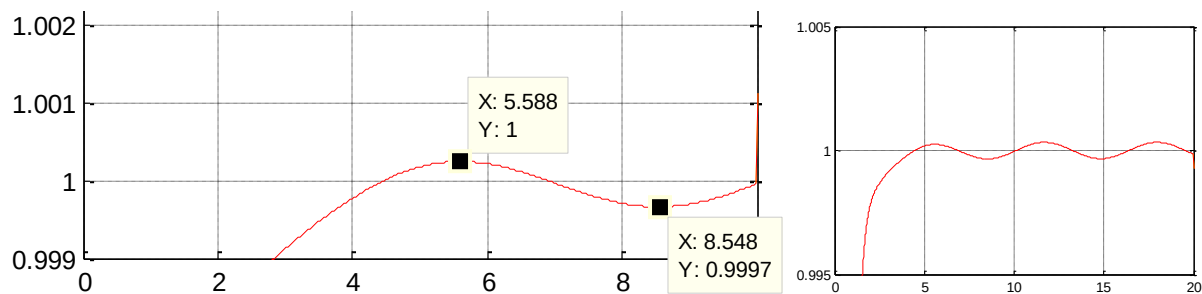


Figura 7. 33 Mbikalimi dhe nënkalimi i vlerës së dëshiruar

Për ti zvogluar dridhjet në sistem nisemi nga sinjali fig 7.36 dhe do të tentojmë ta stabilizojmë sinjalin për kohë sa më të shkurtër.

Meqë oscilimet vijnë nga pjesa integrale e rregullatorit, ne do të tentojmë të gjejmë një zgjidhje tjetër për ta zvogluar gabimin e përhershëm. Do të eliminojmë pjesën integrale dhe do ta kompensojmë ndikimin e saj me një kombinim PD me FLC

7.5 Kërkimi i rregullatorit hibrid

Efektet e anetarit integrues

Së pari do të shohim efektet e pjesës integrale për ti zavendësuar pastaj ato te rregullatori i ri. Nga kapitulli 4 kemi vërejtur se për të fituar nje pergjigje transiente me zero gabim neve duhet të kemi oscilime për shkak të pjesës integrale:

Zona I

Në zonën e parë gabimi është shumë i madh, por zvoglimi i tij bëhet shpejtë:

$$e_1 > e_2 > e_3 > \dots > 0$$

$$K_p e_1 > K_p e_2 > K_p e_3 > \dots$$

$$K_I \int_0^{e_1} e_1 dt < K_I \int_0^{e_2} e_2 dt < K_I \int_0^{e_3} e_3 dt < \dots \text{ dmth } K_I \int_0^{e_I} e_I dt > 0$$

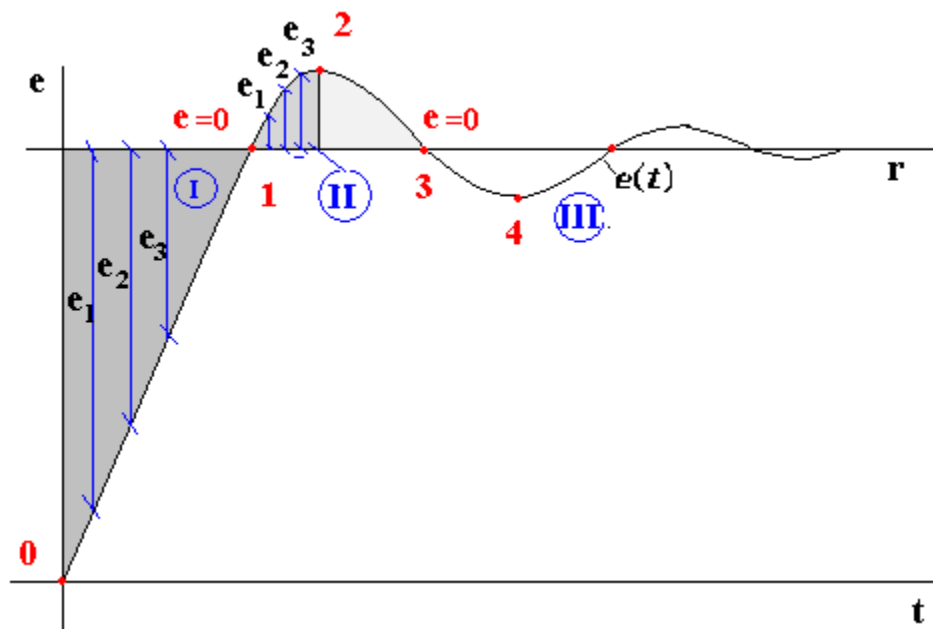


Figura 7.34 Efekti i akumulimit të gabimit

Dmth:

- Në zonen I gabimi është pozitiv dhe shkon duke u zvogluar
 -Prodhiimi Kpe është pozitiv dhe shkon duke u zvogluar
 -Integrali $K_I \int_0^{e_i} e_i dt$ është pozitiv dhe shkon duke u rritur sepse e paraqet fushën e nenvizuar.

Pika 1

$$e=0$$

$$K_I \int_0^{e_I} e_I dt > 0 \quad K_{pe}=0$$

$$U=0+K_i$$

Dmth pjesa e sipërfaqes paraqet integralin e akumuluar i cili e shtyn lakoren edhe mbi vijen e vlerës së dëshiruar r , duke shkaktuar gabim negativ.

Zona II

Duke shkuar më lartë zona 1-2, pjesa proporcionale bëhet negative por me tendenca rritëse:

$$e_1 < e_2 < e_3 \dots\dots$$

$$K_p e_1 > K_p e_2 > K_p e_3 > \dots\dots$$

$$K_I \int_0^{e_1} e_1 dt < K_I \int_0^{e_2} e_2 dt < K_I \int_0^{e_3} e_3 dt < \dots\dots \text{ dmth } K_{II} \int_0^{e_{II}} e_{II} dt < 0$$

Por,shuma e gabimit integral prapë është pozitiv prandaj edhe vazhdon gjenerimi i inputit në dalje të rregullatorit.

$$I = K_I \int_0^{e_I} e_I dt - K_{II} \int_0^{e_{II}} e_{II} dt > 0$$

Ky ndikim i pjesës së akumuluar të gabimit shkakton mbikalim përtej vlerës së qëllimit dhe pastaj krijon devijim në drejtimin tjetër. Në rastet e ngacmimeve të jashtme të tipit shkallë kjo do të shkaktoj probleme. Dmth sa herë që do të kemi riprogramim të vlerës së qëllimit r , do të kemi mbikalim të lartë dhe oscilim të variablës së sistemit që kontrollohet përreth vlerës së qëllimit, derisa integralet negativë të anulohen nga ata pozitiv (sipërfaqet nën vijë psh zona III në figurë). Pra, edhe koha e stabilizimit do të rritet nën ndikimin e pjesës integruese.

Heqja e anëtarit Integrues

Elimininimin e mbikalimit të PID-rregullatorit e bëjmë duke shtuar pjesën derivuese e cila e zvoglon pjertësinë e drejtëzës. Me këtë ne e rrisim vlerën pozitive të inputit në hyrje psh për një sinjal të dëshiruar 2 V, në hyrje japim sinjal 2.2 V. Mirëpo, kjo e dëmton performancën tjetër, dmth, e rrit kohën e ngritjes. Ne fig shihet lakorja e re(fig.7.36):

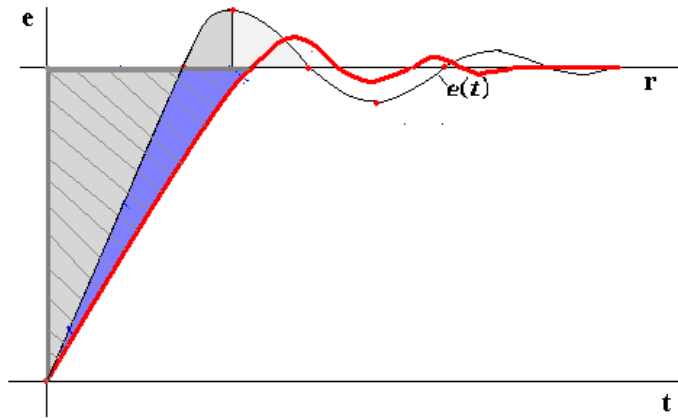


Figura 7. 35 Rritja artificiale e vlerës së variablës në hyrje

Për të mos sakrifikuar kohën e ngritjes që është shumë e rëndësishme të pozicionimi i instrumentit ose tavolinës punuese te makinat CNC, do të heqim pjesën integrale nga rregullatori PID, ndërsa, kthimin e shpejtë në gjendjen e riprogramuar do ta bëjmë me fazi logjikë. Me heqjen e pjesës integrale do të tentojmë që të eliminojmë rritjen e kohës së stabilizimit dhe të mbikalimit. Koha e rritjes do të zvoglohet me rritje të kuficientit K_p , me të cilin veprim do të bëjmë edhe zvoglimin e gabimit sse, kurse eliminimin e mbikalimit do ta bëjmë me pjesën derivuese. Kthimin e shpejtë të kahjes së oscilimit do ta bejmë me regulla fazi-logjike.

Për të shqyrtuar efektet e heqjes së pjesës integrale, në model do të marim vetëm anëtarin proporcional dhe derivativ. Sinjalin që del nga ky rregullator është i tensionit të ulët, kryesisht prej ± 5 V ose ± 10 V dhe përpara se të dërgohet në drajvin e servomotorit do ta amplifikojmë me një kuficient K_{p1} sepse ai e kërkon sinjalin me tensin të lartë.

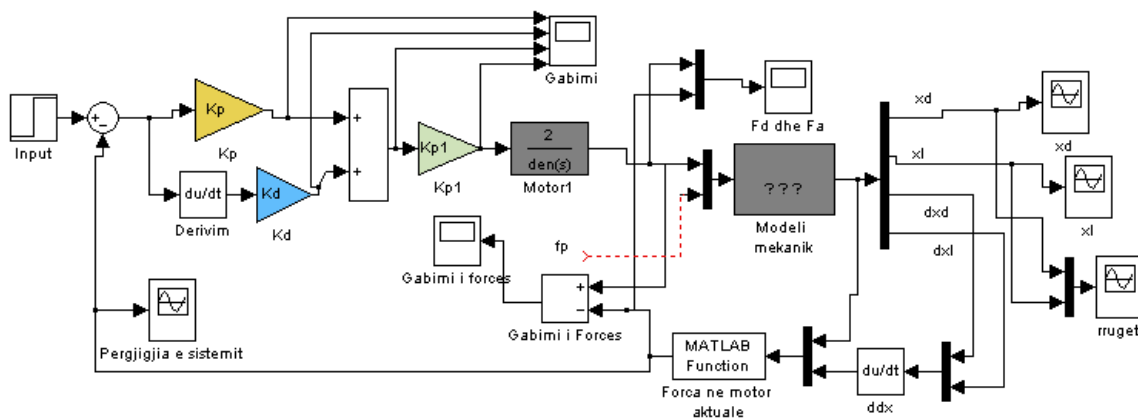


Figura 7. 36 Rregullatori PD

Meqë këtu nuk kemi anëtar integrimi, zvoglimin e gabimit do ta bëjmë përmes zgjedhjes së asaj vlere së faktorit proporcional K_p që jep gabim të përhershëm sa më të vogël. Prandaj do të bëjmë simulimin e sistemit pa rregullator për të parë kërkesat reale të sistemit:

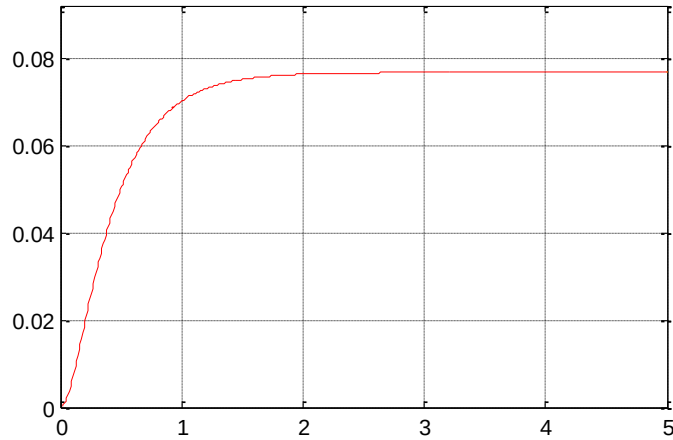


Figura 7. 37 Përgjigjia e sistemit të hapur

Shihet që për një hyrje shkallë me vlerë 1, dalja nga sistemi është me karakteristika shumë të dobëta. Kemi një cak(gain) të arritur $1/13$ ($13=1/0.0769$), ndërsa, gabimi sse është shumë i lartë rreth 0.9231. Pra duhet ta zvoglojmë gabimin, ta përmirsojmë kohën e rritjes dhe ta shkurtojmë kohën e stabilizimit.

Për të përmirësuar këtë gjendje, pra, të përmirsojmë kohën e rritjes dhe gabimin e përhershëm, duhet të shkojmë me vlera më të larta se 13 për koefficientin e proporcionalitetit K_p , në mënyrë që të kemi kohe të rritjes sa më të mirë. Në qarkun e mbyllur po fillomë me rritjen e vlerës së K_p -së derisa të arrihet vlerë e përafërt me 1.

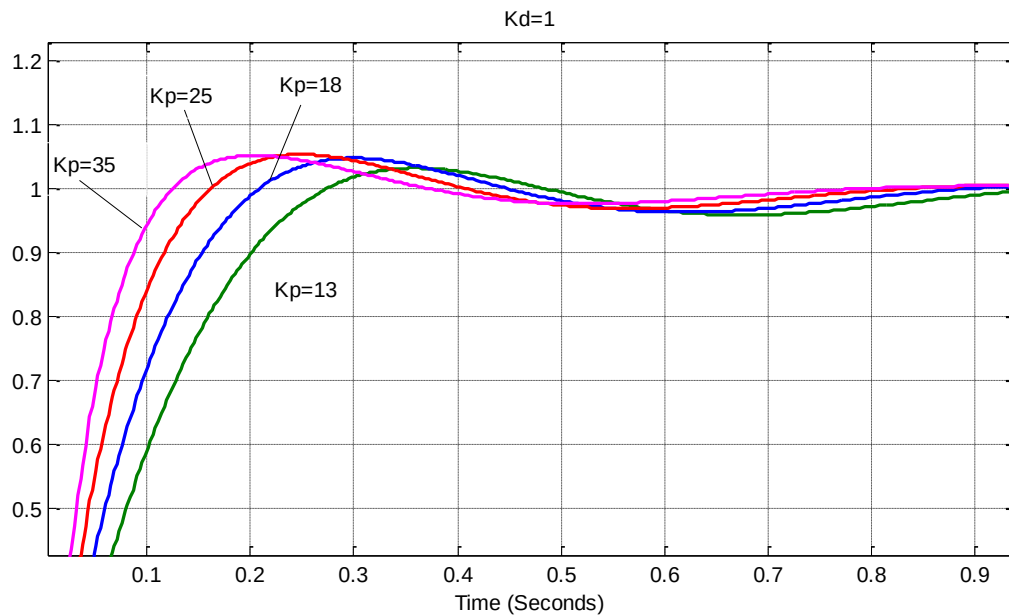


Figura 7. 38 Ndikimi i rritjes së koefficientit proporcional

Po shihet që për vlera të mëdha përmirsohet koha e ngritjes dhe zvoglohet gabimi sse por na rritet mbikalimi shumë dhe rriten oscilimet dhe koha e stabilizimit. Mbikalimin do ta zvoglojmë përmes pjesës derivative:

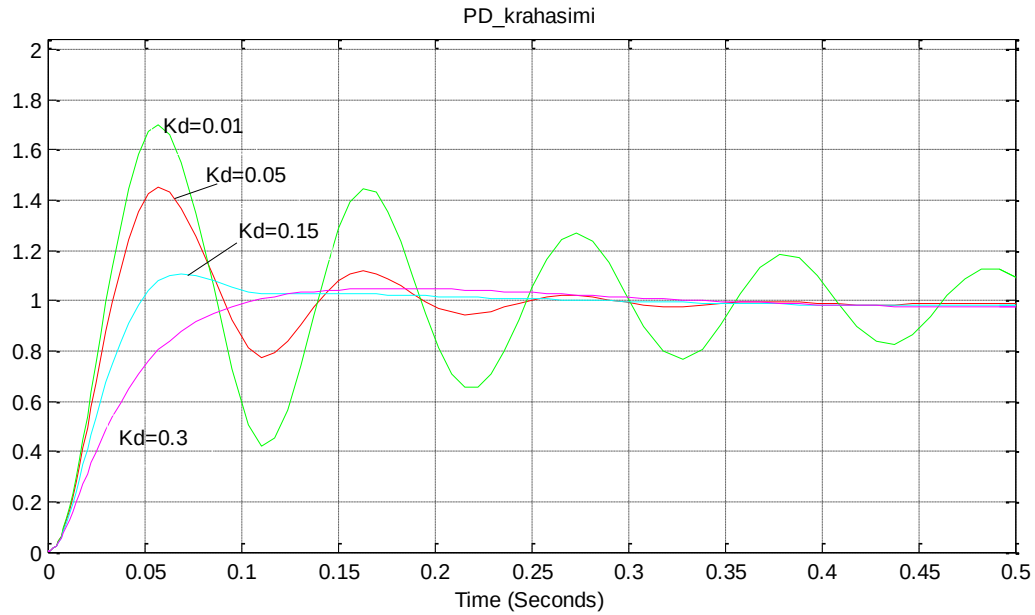


Figura 7. 39 Ndikimi i rritjes së koefficientit derivativ

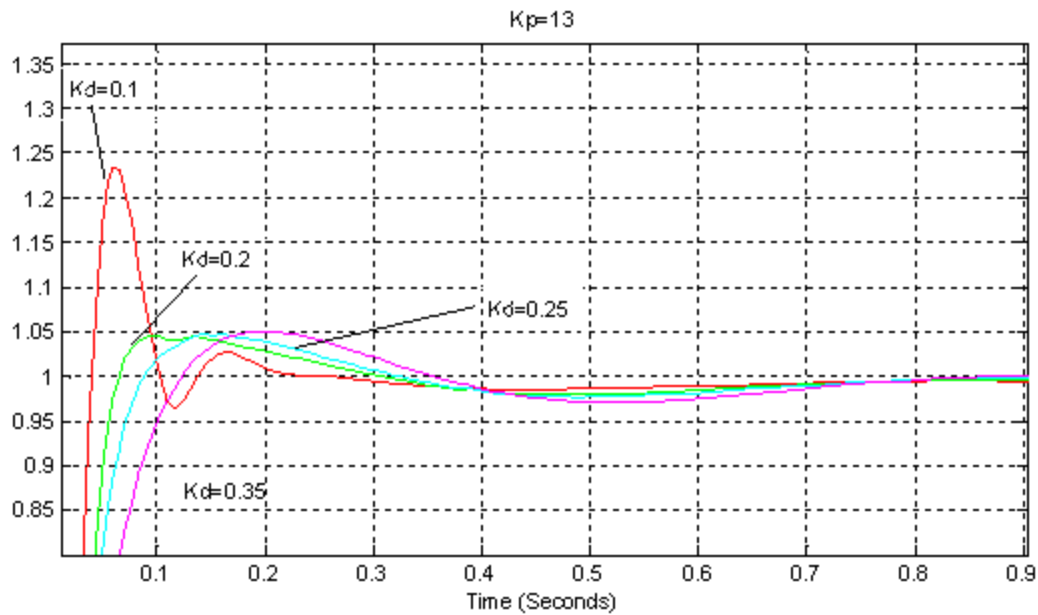


Figura 7. 40 Zvoglimi i oscilimeve me rritjen e vlerës së Kd-së

Pra, me rritje të kujdesëshme të vlerave të koefficientit K_d , do të bëjmë uljen e mbikalimeve dhe nënkalimeve, por do të kemi një rritje të dukshme të kohës së ngritjes dhe kohës së stabilizimit të sistemit. Për vlerën e fituar të K_d -së do të tentojmë të rizgjedhim një koefficient tjetër proporcionaliteti, ku do të vërejmë se më të përshtatshme për K_p janë vlerat mes 10 dhe 20:

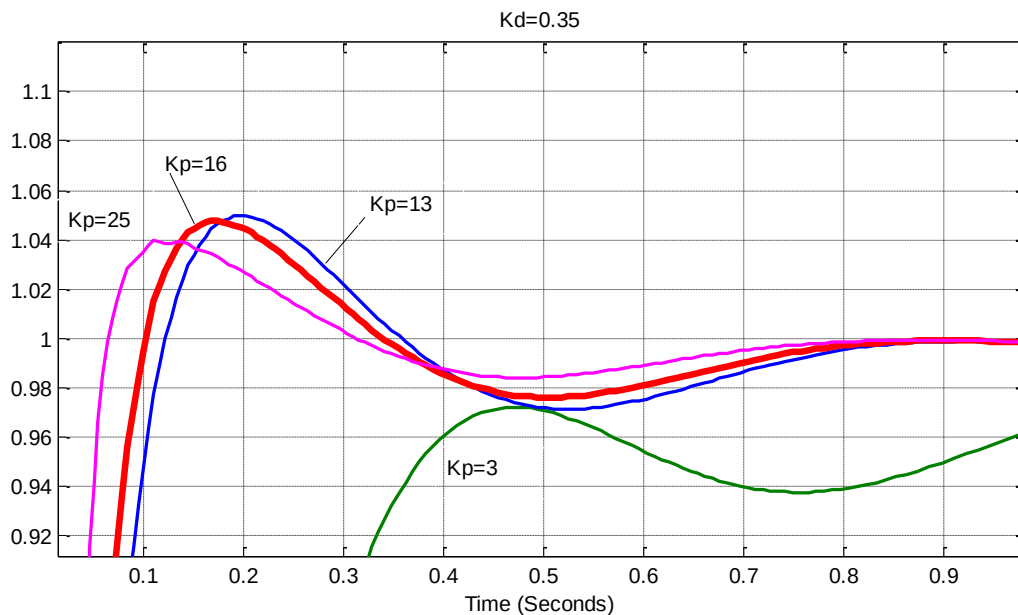


Figura 7. 41 Rritja e Kp-së

Me rritje të mëtutjeshme të vlerave, vërejmë që koha e rritjes ndryshon shumë pak, kurse fillon një mbikalim i rri të ritet pas vlerës $K_p=35$

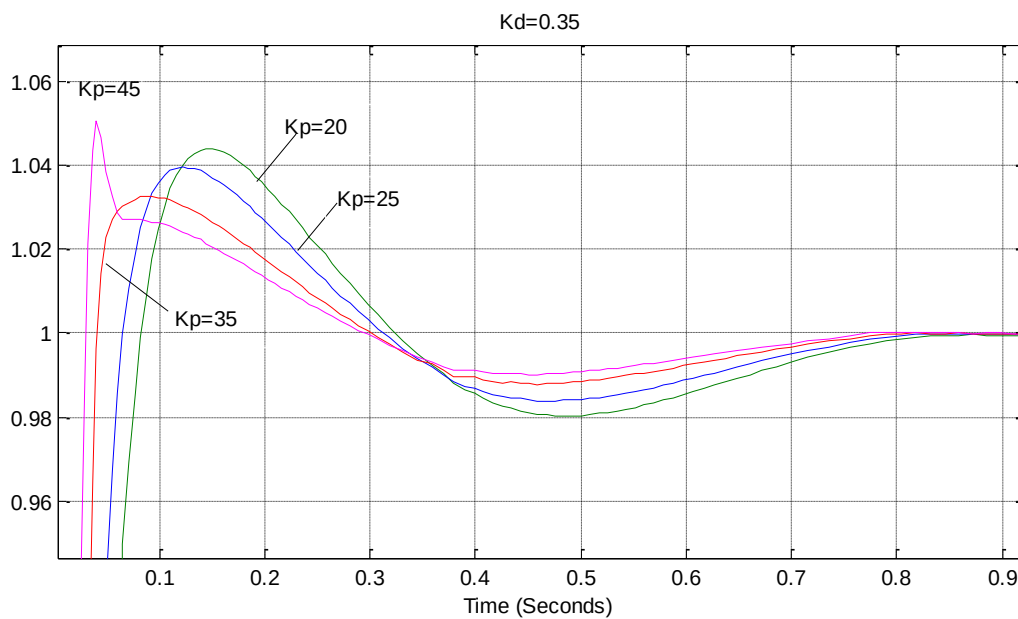


Figura 7. 42 Vlerat e larta të Kp-së e risin mbikalimin

Pra kompromisi që duhet të bëjmë është të kohën e ngritjes për të mos patur mbikalim të lartë, ose, të bëjmë eliminimin e mbikalimit me ndonjë element tjetër që nuk e rrit kohën e ngritjes. Sipas kësaj logjike vlerat më të përshtatshme janë vlerat $K_p=13$ dhe $K_d=0.3$.

Vendosja e logjikës Fazi

Po marim si shembull për shqyrtim rastin $K_p=13$ dhe $K_d=0.1$ i cili ka kohë të ngritjes së mirë por ka mbikalim të lartë dhe oscilim të përsëritur $T_1 > T_2 > T_3 \dots$

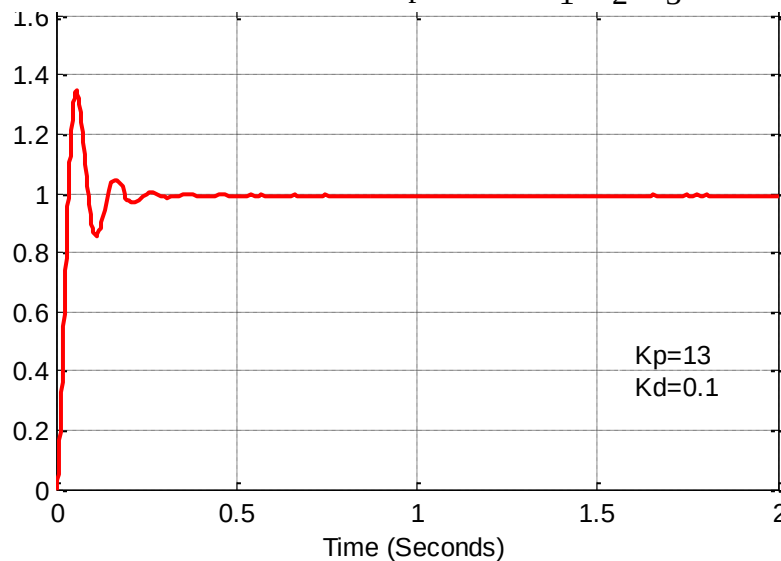


Figura 7. 43 Një kombinim i preferuar i vlerave

Do të bëjmë një ndarje të zonave të mbikalimeve dhe nënkalimeve për të shqyrtuar vendosjen e rregullave të fazi logjikës:

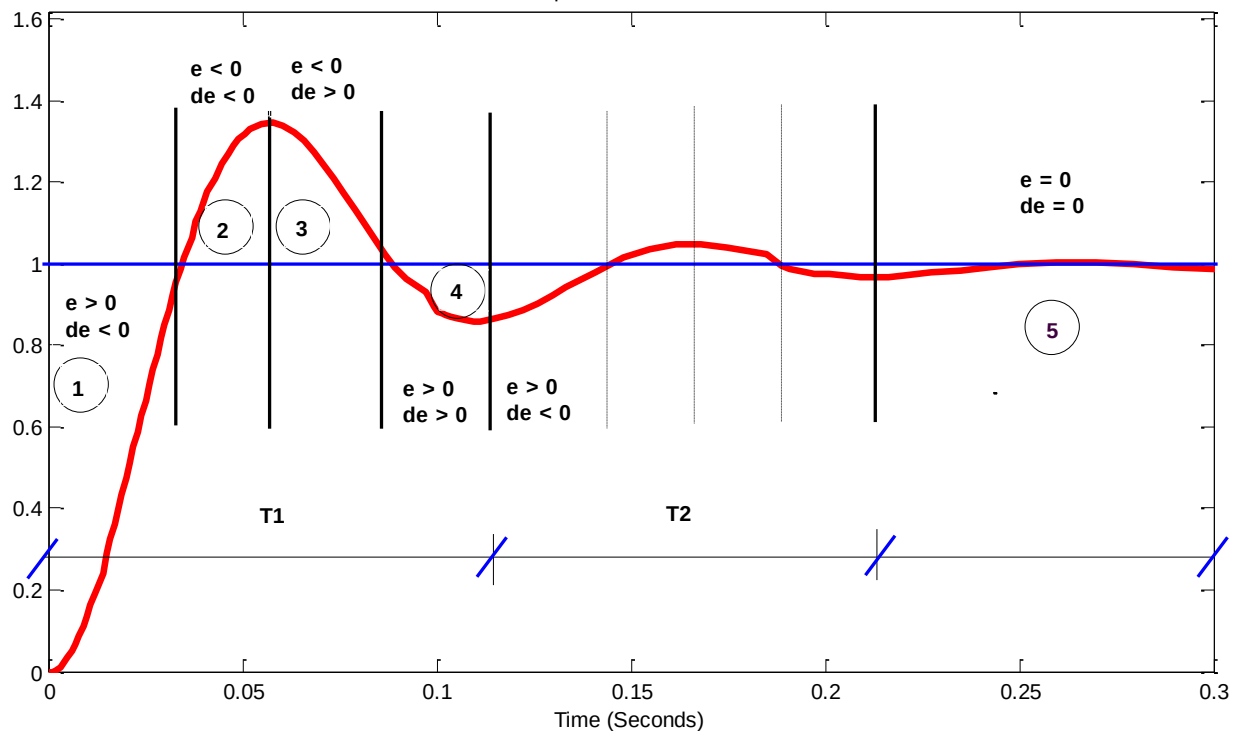


Figura 7. 44 Zonat karakteristike të lakores

Në raport me këtë përgjigje të gjitha të tjerat kanë mbikalim më të ulët por kohë të ngritjes më të madhe dhe nuk kanë amplitudë të njejtë përsëritëse të oscilimeve (fig. 7.50).

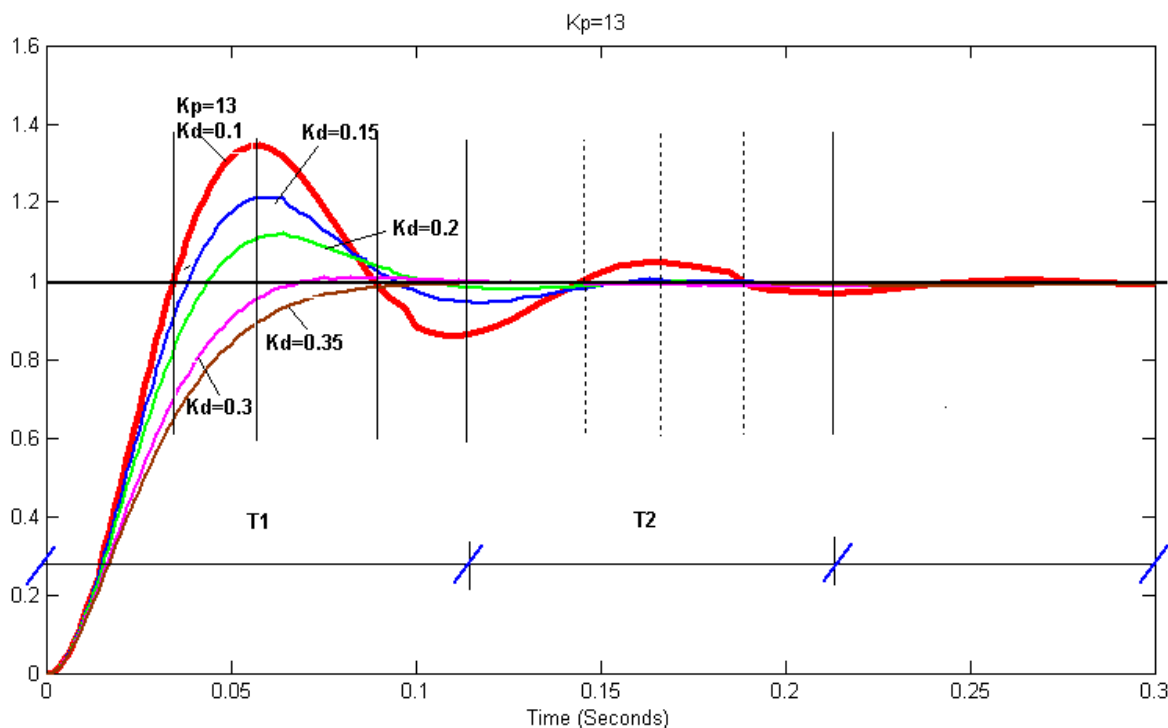


Figura 7. 45

Idea është që në dalje të rregullatorit PD, të vendosim një rregullator fazilogjik

Po vendosim kushtet:

Dallojmë zonat më të rëndësishme të përgjigjia transiente [25]:

Zona 1: $e > 0$ dhe $de < 0$

Zona 3: $e < 0$ dhe $de > 0$

Në të dyja këto zona vërejmë që lakorja pretendon variablën e qëllimit dhe rregullatori është duke e korektuar gabimin dhe lakorja lëviz në drejtim të zvoglimit të tij. Në këto zona nuk kemi nevojë të bëjmë veprim korrektues ose ai mund të jetë shumë i vogël.

Zona 2: $e < 0$ dhe $de < 0$

Zona 4: $e > 0$ dhe $de < 0$

-Në këto dy zona gabimi nuk e korekton vetëveten prandaj duhet të kërkojmë veprim të aktuatorit dhe një shpejtësi shtesë u por me kahje të kundërt nvarësisht nga amplitudat e gabimit dhe ndryshimet të gabimit

Zona 5: $e \approx 0$ dhe $de \approx 0$

-Është zona ku gabimi është përafërsisht zero dhe ndrryshimi i tij është përafërsisht zero. Edhe veprimi korektues duhet të jetë zero ose shumë i vogël.

$e \backslash de$	$de < 0$	$de = 0$	$de > 0$
$e < 0$	2	5	3
$e = 0$	5	5	5
$e > 0$	1	5	4

Përderisa në zonat 2 dhe 4, ku gabimi dhe derivati i tij kanë shenjë të njëjtë, veprimi duhet të jetë më i vrazhdë, dmth nëse **e** dhe **de** janë negative (zona 2), atëherë variabla e shqyrtuar rritet me shpejtësi të madhe dhe duhet të veprojmë me shpejtësi negative në aktuator, gjegjësisht ta ngadalësojmë shpejtësinë në mënyrë që ti që të amortizojmë amplitudën e tyre. Ndërkaq, kur të dyja janë pozitive (zona 4), atëherë kemi zvoglim të madhësisë së dëshiruar me një shpejtësi të madhe, prandaj, duhet të rrisim shpejtë shpejtësinë e aktuatorit, në mënyrë që të stabilizojmë madhësinë e kontrolluar.

Nëse **e** > 0 dhe **de** > 0, atëherë, **speed** është **Negativ i Madh**

Nëse **e** > 0 dhe **de** > 0, atëherë, **speed** është **Pozitiv i Madh**

Në dy zonat 1 dhe 3, veprimet e kontrollit duhet të jenë shumë të vogla ose të jenë zero sepse vetë derivati i gabimit tenton ta zvoglojë gabimin që është me shenjë të kundërt. Dmth, edhe pse gabimi është i lartë, shkalla e ndryshimit të gabimit është e kënaqshme. Rregullimi adekuat i nivelit të asaj “kënaqësie”, duke aktivizuar veprime sa më të kujdeshme bën linearizimin e veprimit. Kjo na detyron që të bëjmë ridefinimin e diapazonit të gabimit dhe shkallës së ndryshimit të tij në nivele cilësore të tipit: *gabim i vogël pozitiv, i mesëm pozitiv, i madh negativ*, etj(fig). Madhësia e reagimit të aktuatorit do të jetë diapazoni në të cilin gjendet shuma $e + de$:

Nëse **e** = **NS** dhe **de** > **PS**, atëherë, **speed** është **Z**

Dmth. $Shuma = Ps - Ns$ është përafërsisht zero dhe do të shtrihet në diapazonin Z

Këto nivele cilësore të variablave do të përcaktojnë edhe diapazonin e funksioneve të antarësisë që do të prezantojnë vlerat hyrëse dhe dalëse në sistem (fig. 7.51).

	de	$de < 0$			$de = 0$	$de > 0$		
e	Veprimi	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
$e < 0$	NB	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS
	NM	NB	NB	NB	NM	NM	NS	Z
	NS	NB	NB	NM	NS	Z	Z	PS
$e = 0$	Z	NM	NM	NS	Z	PS	PM	PM
$e > 0$	PS	NS	Z	Z	PS	PM	PB	PB
	PM	Z	PS	PM	PM	PB	PB	PB
	PB	PS	PM	PB	PB	PB	PB	PB

Tab.

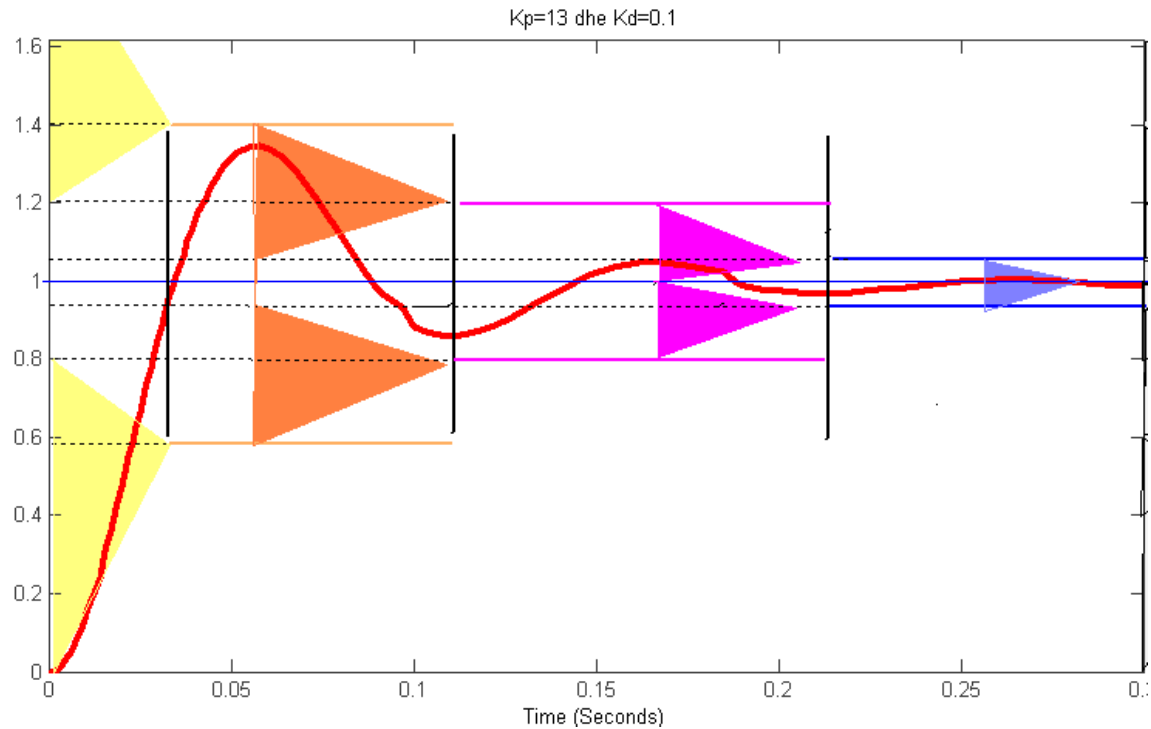


Figura 7. 46 Vendorsja e diapazonit të vlerave për f-onet e antarësisë

Vendorsja e drejtë e diapazoneve të funksioneve të anëtarësisë bëhet me metoda të ndryshme të cilët marín për bazë kryesisht kriteret optimizuese me minimizimin e gabimit optimal.

Shqyrtimi i sistemit tonë në vazhdim, do të bëhet duke matur performancat e përgjigjes transiente të tij, që përshkruhet përmes dy faktorëve:

- shpejtësia e përgjigjes që prezentohet me kohën e ngritjes dhe
- afërsia e përgjigjes me variablën e dëshiruar, që shprehet përmes kohës së stabilizimit dhe mbikalimit

KAPITULLI VIII

8. Dizajnimi i qarkut të SLU-së me rregullatorin Fuzzy

Do të dizajnojmë një model të ri në simulink me emrin *PD_FLC.mdl*, i cili paraqet një qark analog të mbyllur i realizuar në mekanizmin e lëvizjes së ushqimit, për të kontrolluar ndikimin e forcave të inercisë, fërkimit viskos, ngurtësisë së elementeve, etj. Blloku i fazilogjikës do të lidhet me link dhe do të shfrytëzojë fajllin fuzzy logjik me të njejtin emër *PD_FLC.fis*, të krijuar më parë (fig.). Ai është një sistem i konkludimit i tipit MISO (Multiple Input Single Output), me dy variabla gjuhësore në hyrje, përmes të cilëve prezentohet gabimi *deltaT* dhe shpejtësia (shkalla) e ndryshimit të gabimit *dT*, që shprehet me derivatin e parë të gabimit. Ndërsa dalja nga sistemi do të jetë shpejtësia e motorit e shënuar me *speed*. Vlerat cilësore të variablave logjike për të dy sinjalet në hyrje dhe për sinjalin e shpejtësisë në dalje do të meren në diapazonin $[-1, 1]$ dhe do të prezentohen përmes funksioneve të pjesëmarjes me trekëndësha barakrahës. Bazuar në konstatimet nga kapitulli paraprak, sistemi i konkludimit përbëhet nga 49 rregulla të kombinimit të hyrjeve dhe daljeve për çdo variantë mundëshme të vlerave të variablave gjuhësore mes vete, kurse rëndësia asaj vlere prezentohet me shkallën e pjesëmarjes në kombinim.

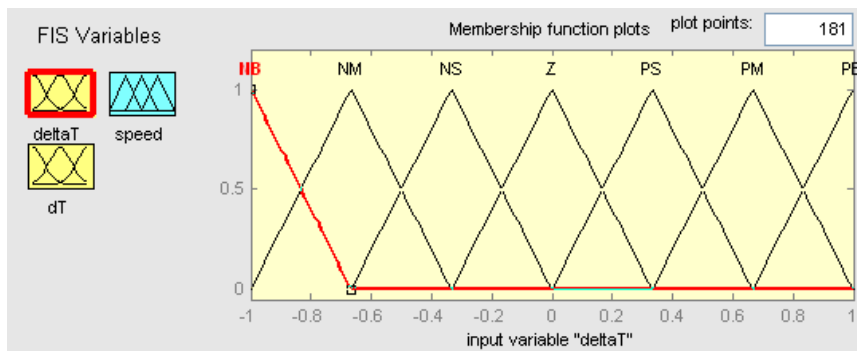


Figura 8. 1 Definimi i vlerave të f-oneve të antarësisë

Meqenëse sistemi Fuzzy logjik pret dy sinjale në hyrje, do të përdorim një multiplekser i cili i kombinon të dy sinjalet. Sinjalet e tyre do të prezentojnë gabimin e qarkut dhe shkallën e ndryshimit të atij gabimi. Vlerën e gabimit të qarkut do ta marrim si dalje nga komparatori i cili duhet të krahasojë dy hyrje poashtu. Hyrja e parë vjen përmes sinjalit nga lidhja kthyesë për forcën aktuale të ushtruar në mekanizëm nga aktuatori. Ky sinjal do të zbritet nga sinjali i forcës së dëshiruar dhe do të fitojmë sinjalin e gabimit *deltaT*. Hyrja e dytë është vlera e referuar ose e komanduar në makinë do të prezentohet përmes bllokut në hyrje të qarkut është një funksion shkallë. Ndryshimi në mes të vlerës së referuar dhe vlerës aktuale të forcës në dalje të qarkut do të na japë gabimin. Për të fituar sinjalin për hyrjen tjetër *dT*, sipas [F1], do ta kalojmë sinjalin nëpër një element deriues dhe pastaj do të bëjmë amplifikimin e sinjalit. Edhe sinjali i kontrollit që del nga sistemi fuzzy është i dobët dhe duhet të përforcohet përmes një amplifikatori të tipit proporcional. Sinjalin që del nga ky rregullator është i tensionit të ulët, kryesisht prej ± 5 V ose ± 10 V dhe përpara se të dërgohet në drajvin e servomotorit do ta amplifikojmë me një koeficient K_1 sepse ai e kërkon sinjalin me tensin të lartë. Ky sinjal futet në bllokun e motorit dhe është

proporcional me shpejtësinë e dc motorit. Gjatë rregjimit të punës ai prezenton vetëm një bias që duhet të ngop humbjen e shpejtësisë të motorit i rrymës së vazhduar, për shkak të sjelljes së sistemit që drejton. Sjellja dinamike e motorit përshkruhet përmes funksionit transmetues të rendit të dytë dhe është shpjeguar në kapitujt e më parshëm. Edhe sjellja dinamike e sistemit mekanik është përshkruar më lartë përmes ekuacioneve të lëvizjeve të masave nën veprimin e forcës së jashtme. Blloku i sistemit mekanik ka një sinjal hyrës që del nga një multiplekser që kombinon forcën e jashtme dhe rezistencat e prerjes. Për qëllime të simulimit të përshtatshmërisë së qarkut, në fillim do të konsiderojmë se rezistencat e prerjes ose janë konstante ose do ti eliminojmë, kurse ndikimin e tyre do ta simulojmë pasi të bëjmë modelimin e forcës së prerjes gjatë procesit të frezimit.

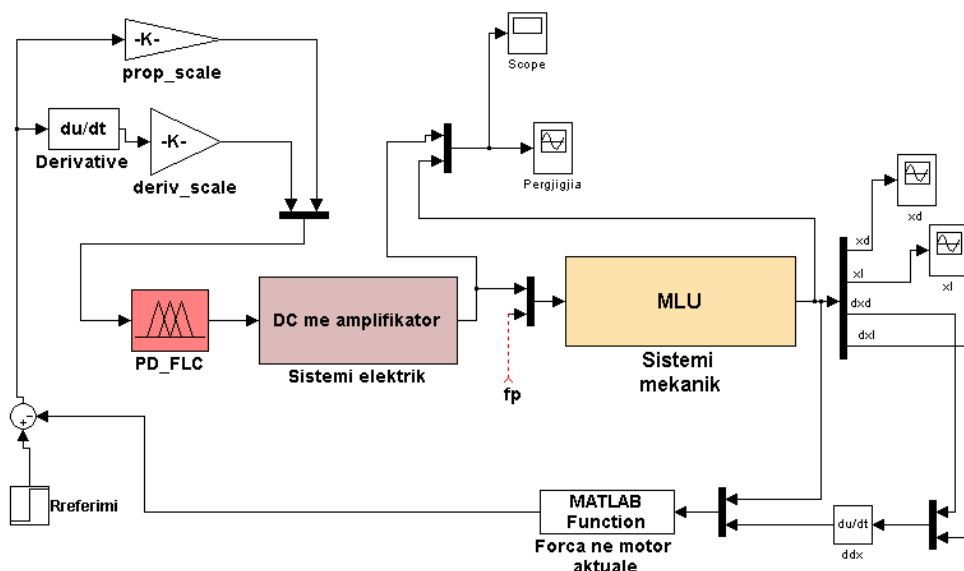


Figura 8. 2 Qarku i kontrollit me logjikë fuzzy -PD_FLC

Dalja nga sistemi është në fakt zgjidhja e ekuacioneve diferenciale dhe paraqet pozicionin aktual dhe shpejtësinë aktuale. Funksioni i tyre i ndryshimit në varshmëri të kohës jepet në grafe të veçanta për pozicionin e detektorit d dhe për pozicionin e punues l .

Për të arritur një përgjigje dinamike në përputhje me kërkesat e sistemit, bazohemi në konstatimet nga kapitulli paraprak dhe nuk do të përdorim pjesën integruese por vetëm atë proporcionale dhe derivuese. Meqenëse dihet që na duhet ta eliminojmë gabimin sse të cilën gjë do të mund ta bëjmë vetëm përmes rritjes së konstantës së integrimit K_i , por, duhet që të kemi parasysh se konstanta e integrimit e rrit kohën e stabilizimit dhe mbikalimin, prandaj që të eliminojmë këtë problem ne nuk do ta përdorim fare pjesën integruese por këto efekte do ti arrijmë përmes sistemit fuzzy. Kështu sinjalin e gabimit dhe të ndryshimit të gabimit do ti përforcojmë përpara se ti fusim në fuzzy sistem (Fig.). Përshtatjen e konstantave të përforcimit është bërë me mekanizmin e MatLab-it (online tuning) dhe kemi fituar: $K_p=19$, $K_d=0,35$ dhe $K_d=140$ në dalje nga blloku fuzzy.

Rregullatori ka për detyrë që të kompensojë humbjet në sistem. Meqë sistemi është i natyrës shumë jolineare, shfrytëzimi i teknikave të inteligjencës artificiale mundëson të

ashtuquaturin on-line kontrollin sepse është në gjendje të eliminojë një situatë të paparashikuar të gabimit. Raste të tilla janë rastet si psh.

- nëse devijimi i madhësisë është jashtë limiteve e logjika fuzzy e kthen atë,
- kur shpejtësia insistimit e të devijimit është shumë e madhe, fuzzy e aktivizon të ashtuquajturin akumulim të gabimit dhe e eliminon
- nëse dalja e sistemit ndryshon shumë shpejtë, logjika fuzzy e opoziton atë, duke filluar ngadalësimin që nga momenti i fillimit të përsheptimitet,etj.

Përgjigjia dinamike e sistemit tregon përmirsimet drastike në kriteret e performancës:

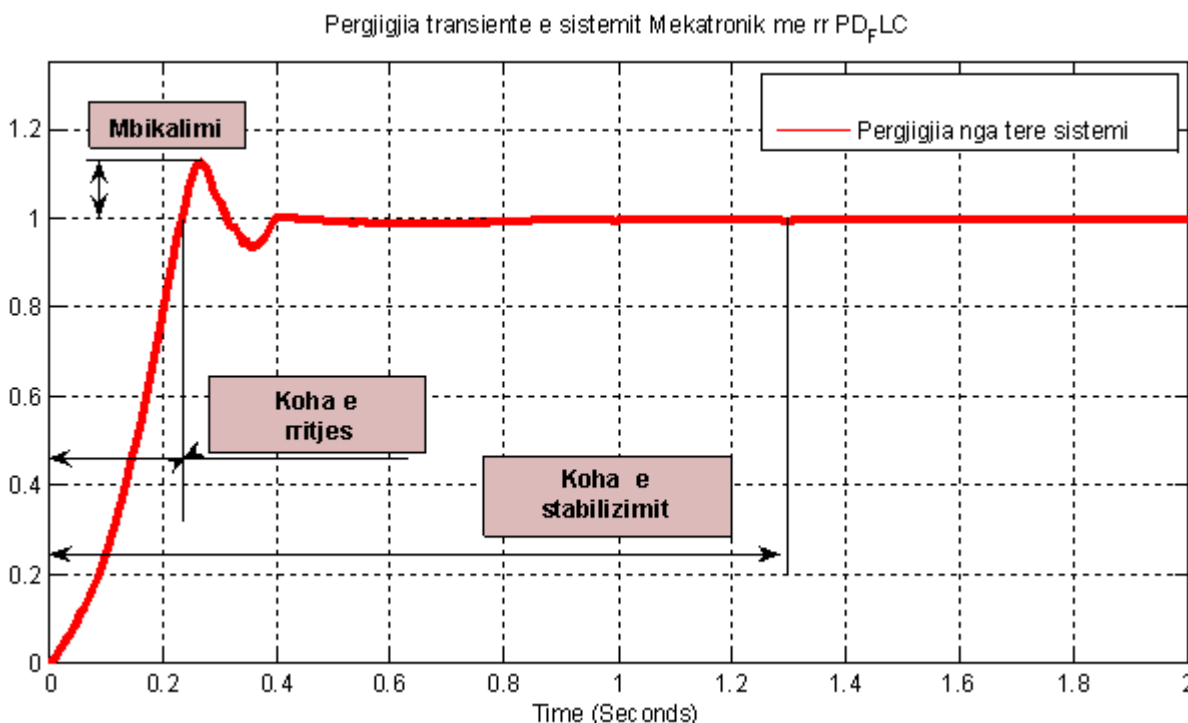


Figura 8. 3 Përgjigjia dinamike e sistemit me kontroll Fuzzy

Pra, konstatojmë një përgjigje dinamike e cila në raport me rregullatorin PID jep performanca shumë më të mira të kontrollit: Pikun e momentit e arrin në vlerën 0,236 s të kohës t, kohë të stabilizimit 1.546 s, një gabim të përhershëm sse prej 0,004 si dhe kohë shumë më të mirë të ngritjes 0,2168 s.(fig.8.4)

Mbikalimi është evident dhe shumë më i theksuar se te rregullatori PID, por përparsia qëndron se kemi një ngritje të jashtëzakonshme të kohës së ngritjes dhe kohës së stabilizimit.

Shihet se tendenca për të zvogluar mbikalimin shkakton një nënkalim tjetër të mprehtë që nuk ishte dukuri e hasur te rregullatori PID. Megjithatë përparsia qëndron në faktin se secili nënkalim apo mbikalim i radhës është më i vogël se ai paraprak. Kjo bën që në secilën pikë të radhës pozicioni i lëvizjes së tavolinës të jetë gjithnjë e më preciz dhe gjithnjë e më tepër amortizohen pabalansimet e ndryshme të sistemit mekanik.

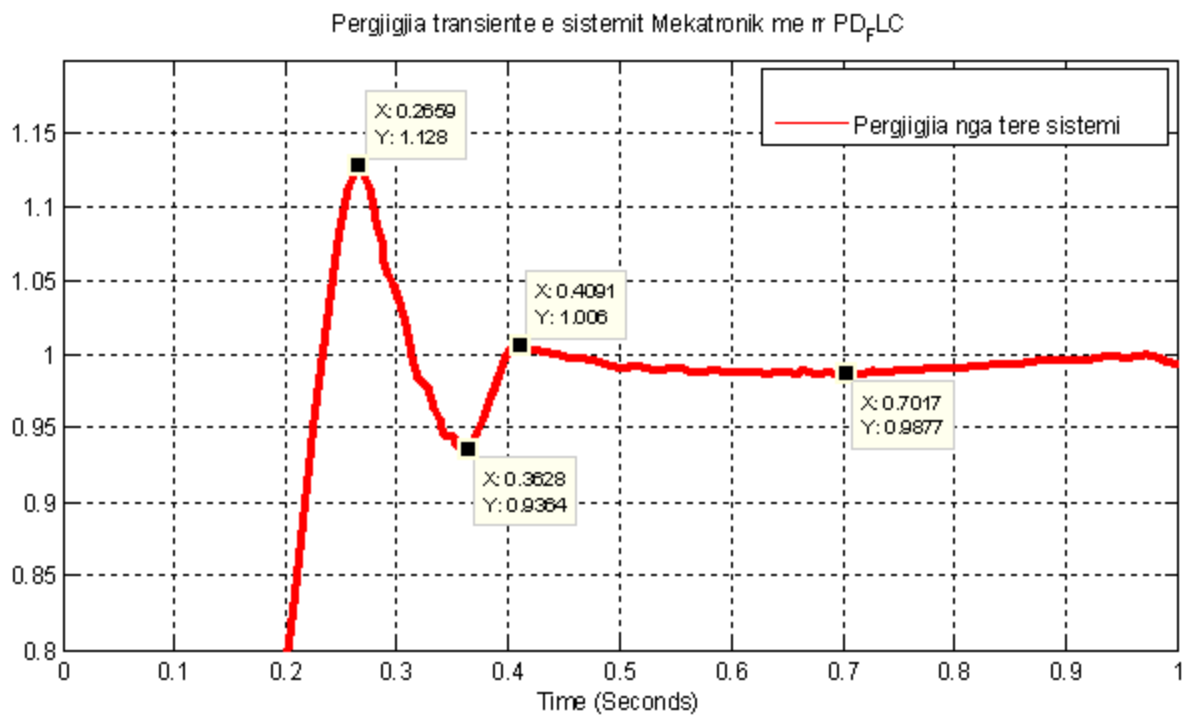


Figura 8. 4 Mbikailimi i përgjigjes kalimtare

Nga ritja e figurës në vijim shohim se përsëri mbetet gabimi i përhershëm:

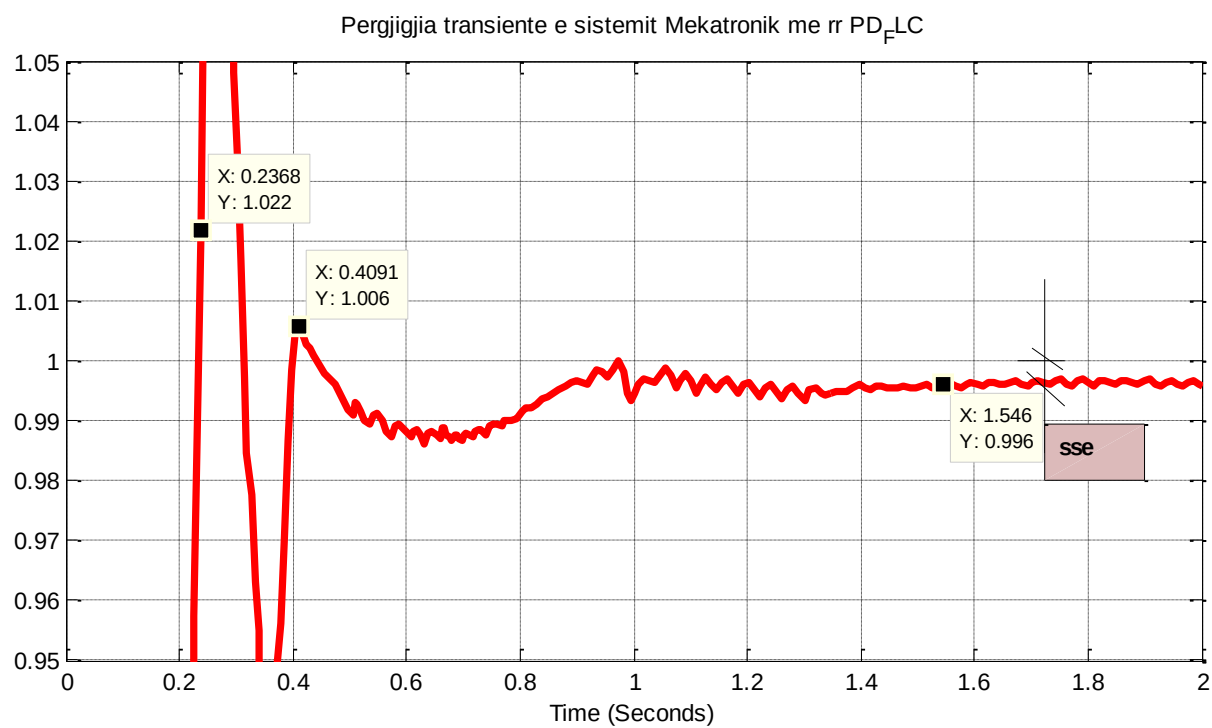


Figura 8. 5 Gabimi i përhershëm

Krahasimi i përgjigjeve për DC dhe MLU tregon se sa më tepër rezistenca dhe ngarkesa të reflektuara në boshtin e motorit aq më tepër do të rritet ky mbikalim.

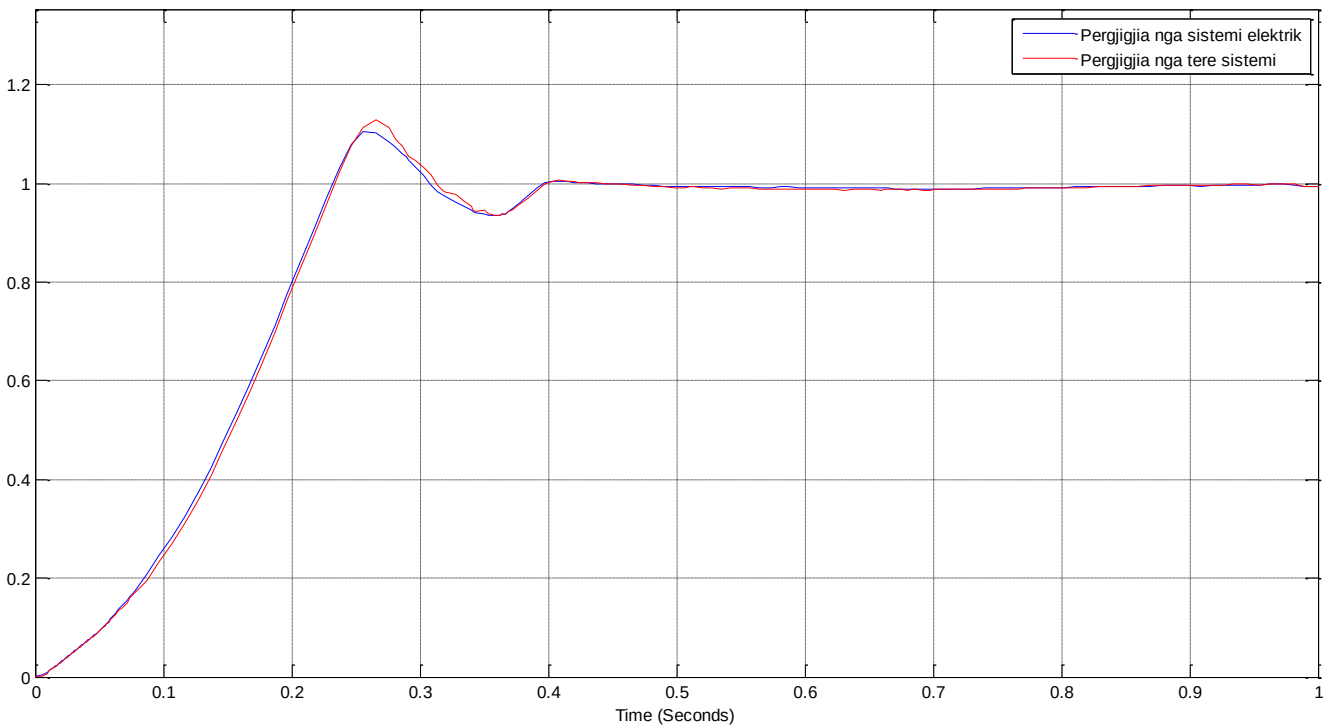


Figura 8. 6 Krahasimi

Nga përgjigjet e çastit të të dy pozicioneve në qark shihet që kemi humbje të vlerës së madhësisë së forcës së aktuatorit, para dhe pas sistemit mekanik. Dallimi qëndron edhe në elementet tjera të performancës së sistemit. Përpos vlerës së gabimit kemi edhe rritje të mbikalimit, rritje të kohës së stabilizimit, oscilimeve, etj.

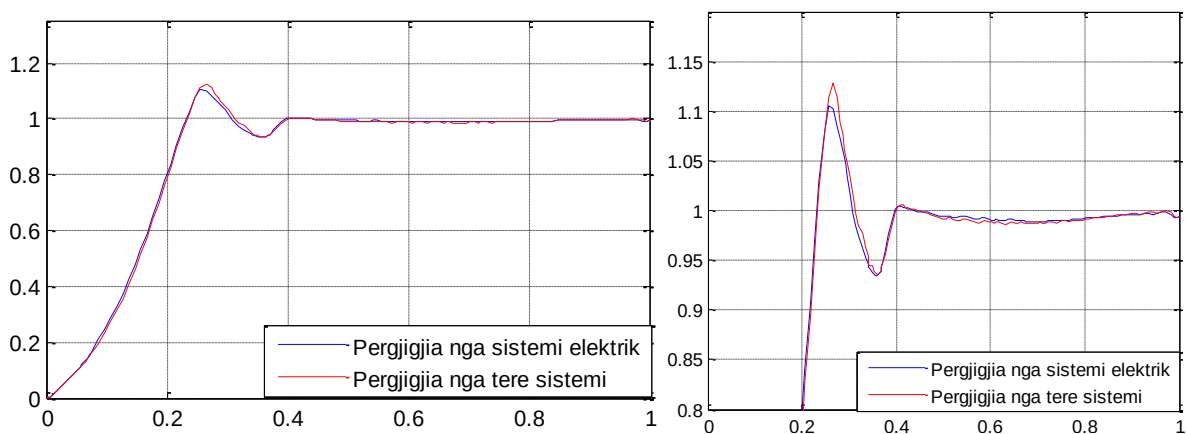


Figura 8. 7 Humbjet e forcës në sistem

Duke marrë parasysh faktin se forcën e prerjes nuk e kemi marrë fare në shqyrtim, sigurohemi që ndikimi i saj do të kishte efekte shumë më të mëdha në destabilizimin e sistemit, prandaj rregullatori duhet të jetë në gjendje të reagojë në kohën e duhur dhe në sasinë e duhur.

Gabimi i ndërmjetëm i forcës në aktuator dhe forcës në dalje të sistemit në fillim është më i lartë por pastaj stabilizohet:

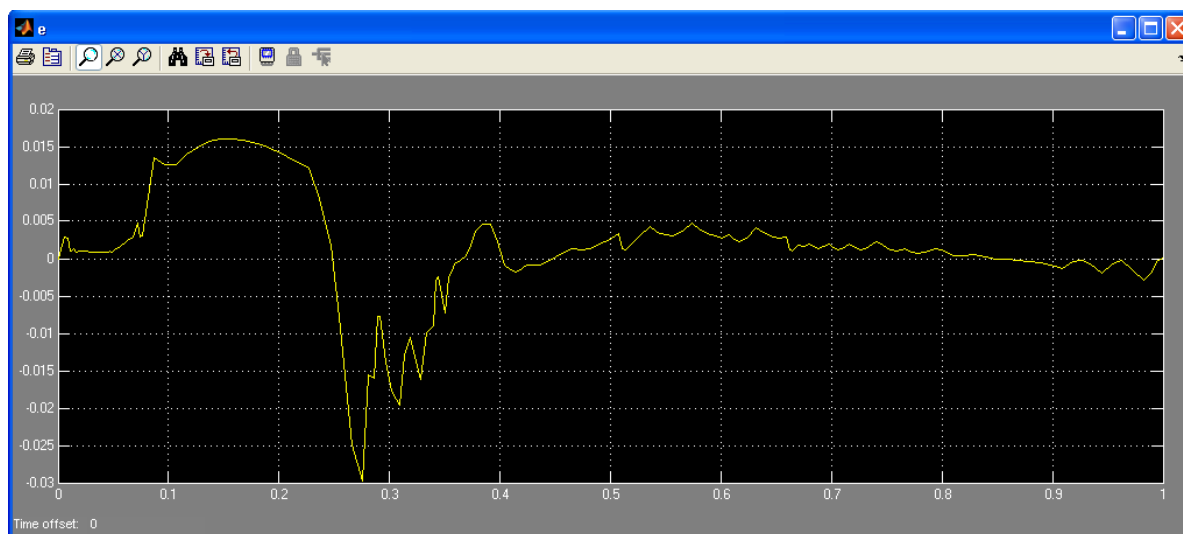


Figura 8. 8 Gabimi i forcës

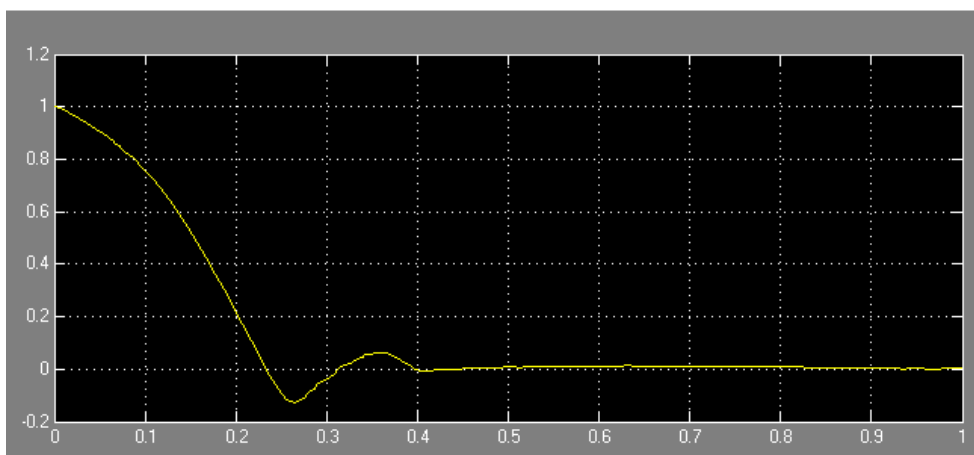
Ky devijim i madhësisë së matur vjen për shkak të jolinearitetit të ngarkesave brenda sistemit mekatronik. Dmth devijimet brenda sistemit ndodhin për shkak të rezistencave dhe ngacmimeve të natyrës mekanike por edhe për shkak të gabimeve dhe vonesave në sensor, drajvin elektrik, gabimi në rregullator, etj.

8.1 Analiza e sinjaleve brenda rregullatorit

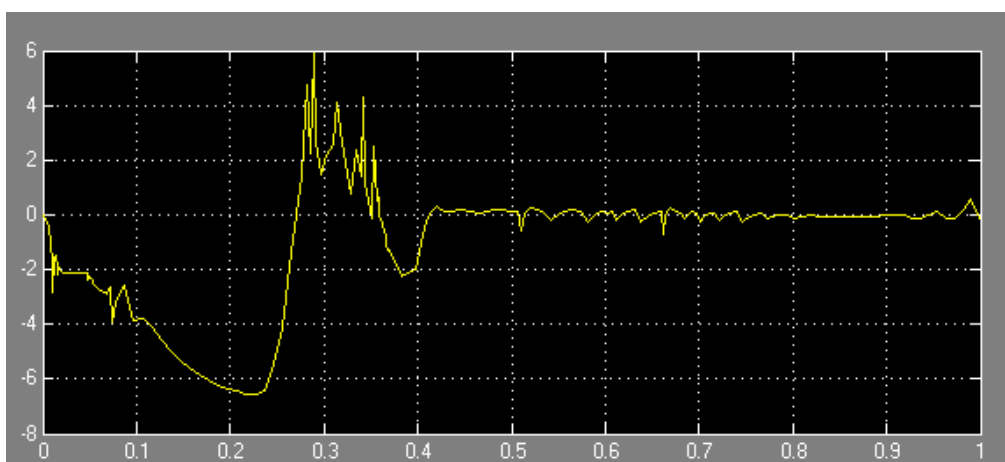
Nisur nga fakti se në fokus të studimit tonë është rregullatori fuzzy dhe efektshmëria e implementimit të tij në kontrollin e lëvizjes së mekanizmit të lëvizjes së ushqimit, sigurisht që lloji i sistemit ruan rolin kryesor. Përmes studimit të gabimeve brenda rregullatorit si dhe formës së ngarkesave lineare në këtë sistem, do të ndikojmë në rritjen përshtatshmërisë së sistemit fuzzy edhe atë në të gjitha fazat e projektimit të tij: përcaktimi i hyrjeve dhe daljeve, llojit dhe formës së funksionit shoqërues, rregullave të konkludimit dhe defazifikimit.

Do ti veçojmë të gjitha fazat e lajmërimit të gabimit në rregullatorin e këtij sistemi:

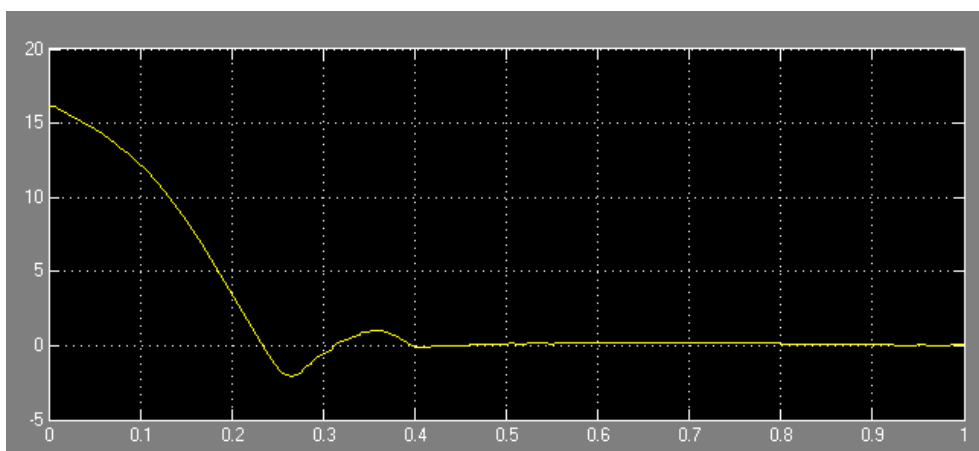
-Gabimi pas komparatorit është shumë i lartë dhe si i tillë futet në rregullatorin Proporcional-Derivativ dhe sinjali i tij duket kështu:



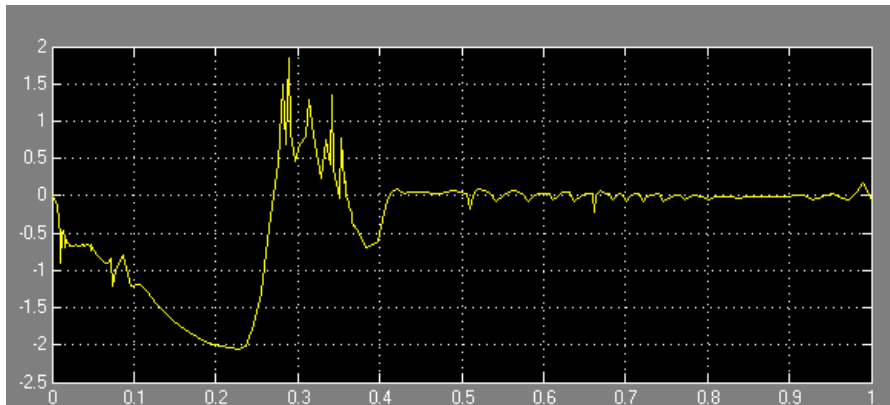
-Derivati i gabimit është shumë i ndishëm në ndryshimet e shenjës së funksionit të gabimit. Për funksion të gabimit me amplitudë 1, sinjali i derivatit i tij shtrihet në diapazonin -6 deri në 6 dhe oscilon më tepër për shkak të ndryshimit të kahjes së funksionit:



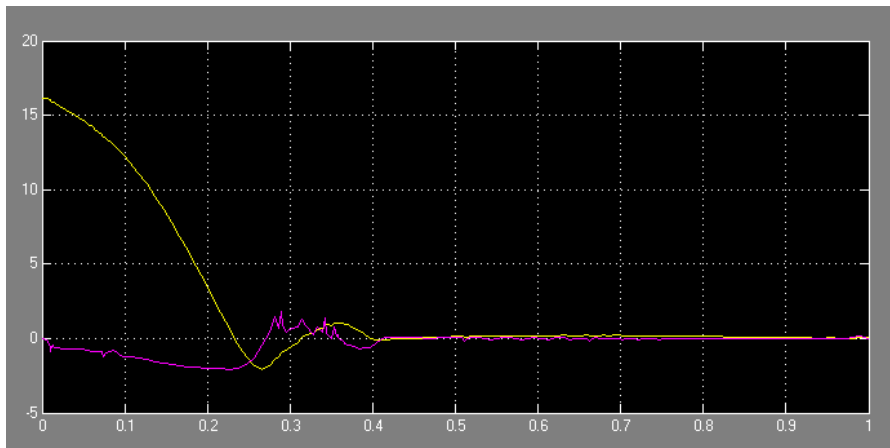
-Pastaj bëhet amplifikimi i gabimit me konstantë të proporcionalitetit dhe derivatit të tij:



-Gabimi i derivuar dhe i amplifikuar me vlerë më të vogël se 1 (0.3):



-Dalja nga multiplekseri-paraqet të dy sinjalet hyrëse në Sistemin Fuzzy.



Njëri tregon devijimin e madhësisë së rregulluar, gjegjësisht gabimin ΔT , kurse tjetri shkallën e ndryshimit të atij devijimi, përkatësisht derivatin e gabimit dT :

-Dhe dalja nga blloku Fuzzy paraqet variablën logjike *speed*:

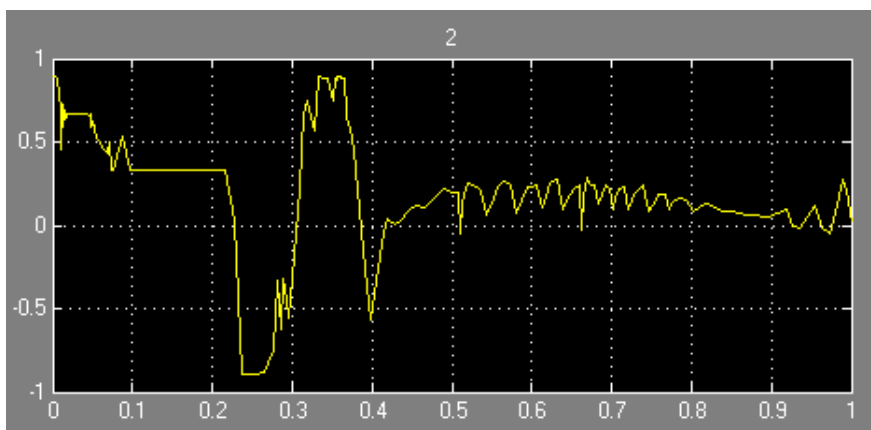


Figura 8. 9 Sinjali nga blloku FLC

Ky tregon vlerën e biasit, përkatesisht shtesës së shpejtësisë e cila duhet ta ngop DC motorin në mënyrë që të kemi një regjim pune të pandryshueshëm. Ky sinjal grafik na tregon se kurdo që të devijojë variabla e shqyrtuar në sistemin fizik, dmth, sado që të ketë rritje ose rrënjë të çastit gabimi ΔT , reagimi i fuzzy sistemit do të jetë efikas në çdo inkrement të kohës t .

-Dalja nga rregullatori PD_FLC do të jetë i njejtë sinjal por i amplifikuar për të fituar një sinjal me një tension më të lartë në dalje, që është kërkesë e DC motorit:

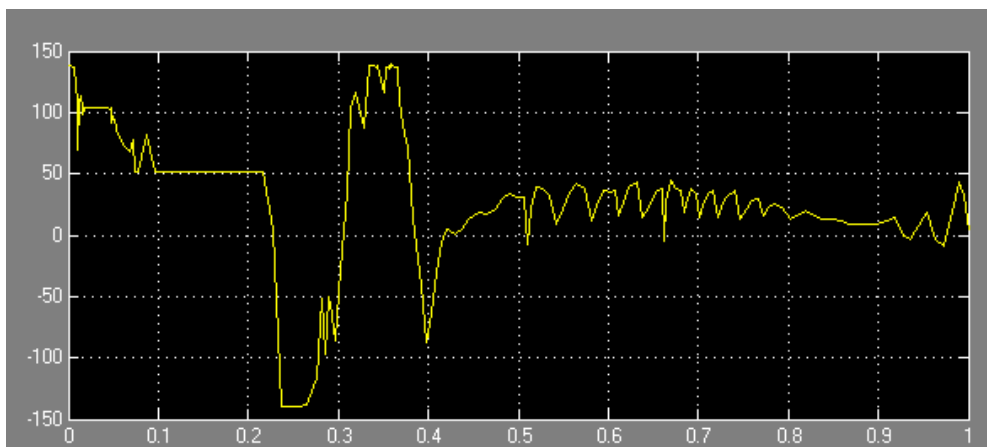


Figura 8. 10 Dalja FLC nga rregullatori

Ky sinjal tregon shpejtësinë me të cilën duhet të reagojë motori për ta kthyer në gjendje ekuilibruese sistemin.

Për t'i parë më qartë diferencat mes tyre do ti prezentojmë në të njejtin diagram:

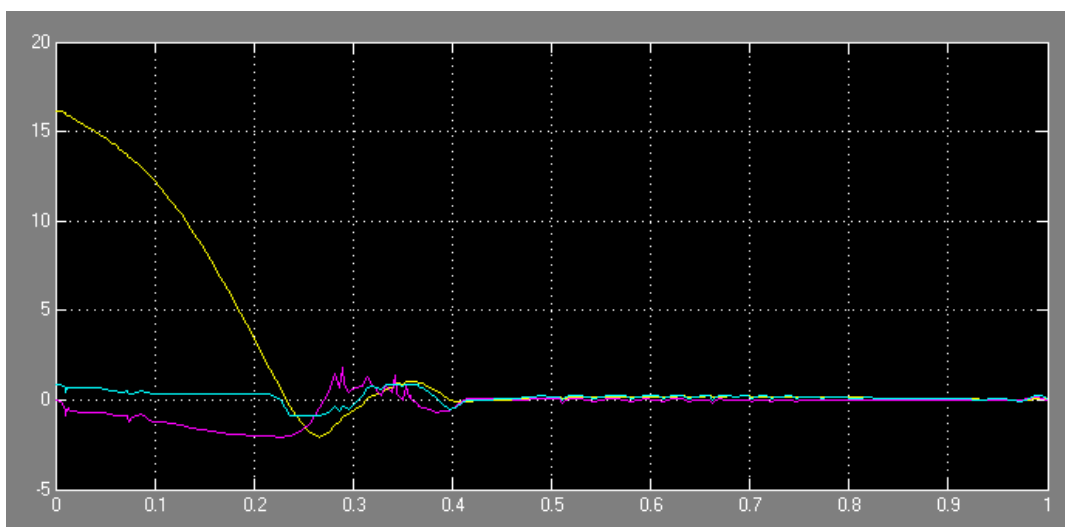


Figura 8. 11 Krahاسimi i sinjaleve

Ku shohim se sinjalit Të FLC-së nuk i duhet shumë kohë për tu stabilizuar edhe përkundër faktit se gabimi në fillim është shumë i lartë. Kjo do të thotë se rregullatori shfrytëson

kushtet e vendosura fuzzy logjike ku veprimi i aktuatorit është i shpejtë dhe me përmasë mjaftueshm të madhe të vlerës së shpejtësisë:

Për $\Delta T > 0$ (PB) dhe $dT < 0$ (NB) atëherë $speed > 0$ (PS, PM,..)

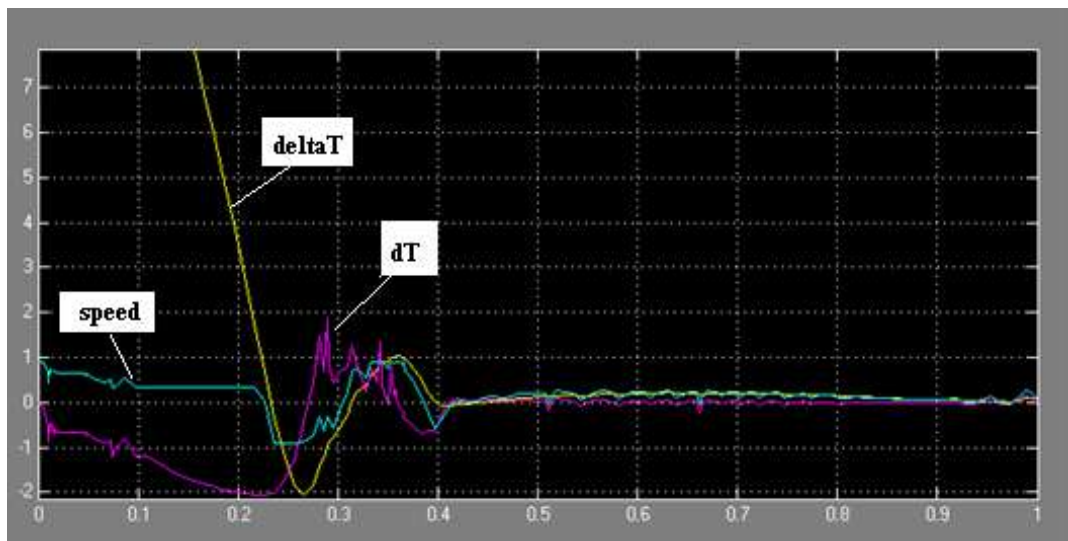


Figura 8. 12 Eliminimi i shpejtë i gabimit nga sistemi FLC

Po e kufizojmë diapazonin y [-2.5, 2.5] për të parë momentin fillestar të stabilizimit të gabimit:

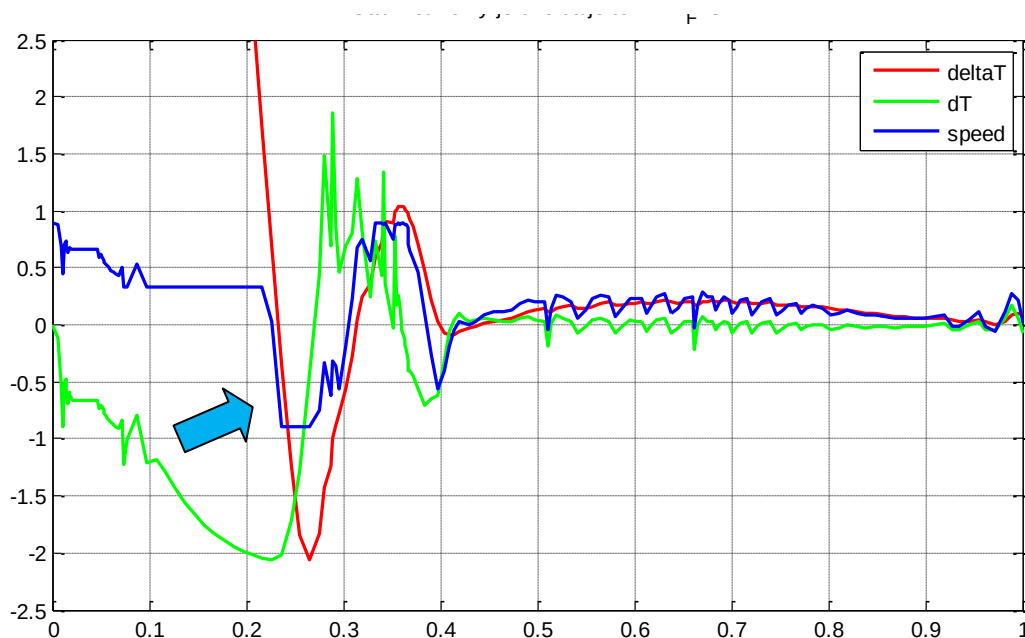


Figura 8. 13 Veprimi korrektues i aktuatorit

Nëse e zmadhojmë limitet x[0, 2] dhe y [-1,1], do të shohim pak më qartë përqëndrimin e sinjalit të FLC përreth vijës së gabimit:

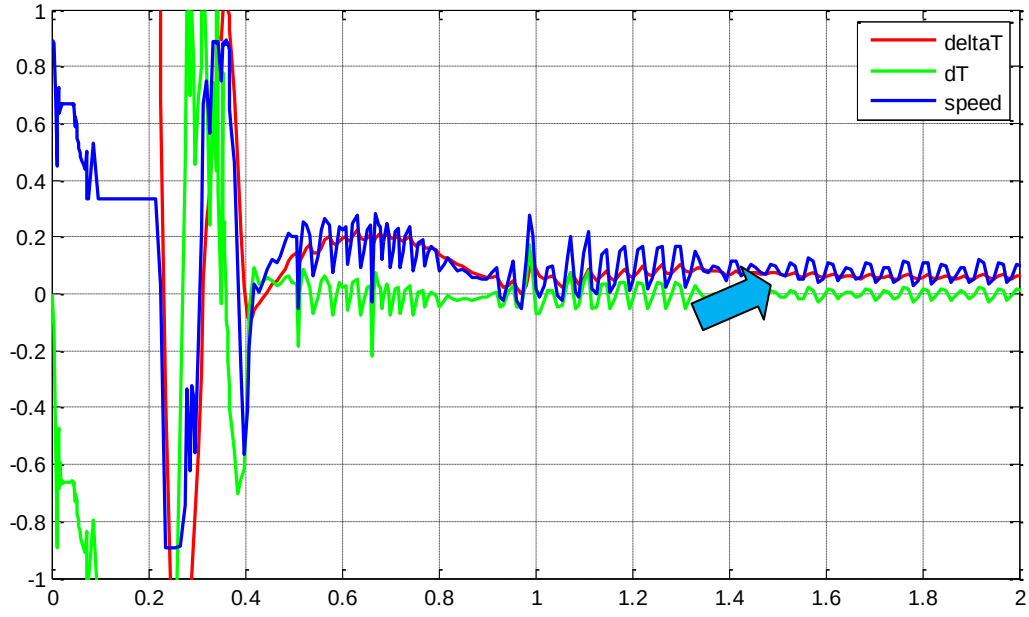


Figura 8. 14 Stabilizimi i vlerës së reagimit

Në vazhdim do të marrim sinjal nga secila degë për të parë dallimet:

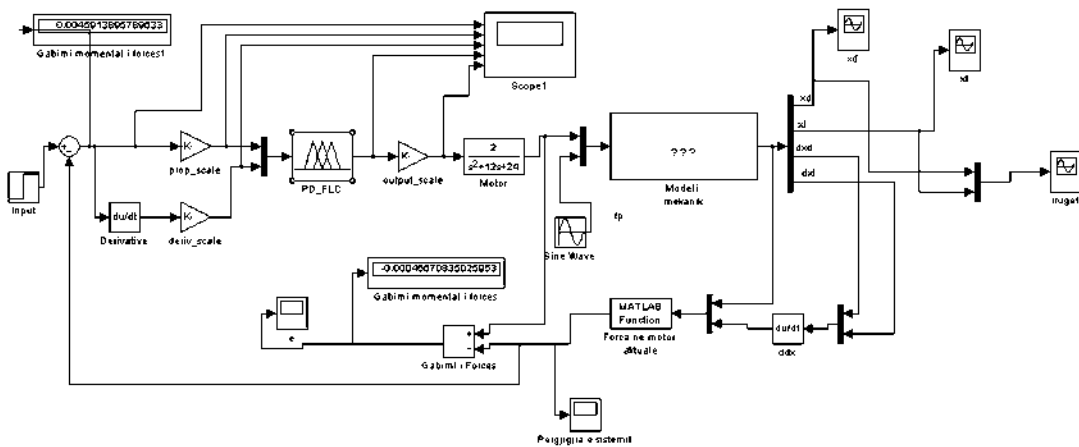


Figura 8. 15 Mënyra e marrjes së sinjaleve nga qarku

Në figurën më poshtë do të shohim se ndrimet minimale të gabimit (a), shkaktojnë amplituda të larta oscilimi të sinjalit të ndryshimit të gabimit (c) që përcillet pastaj me rritje të oscilimeve në formë periodike në dalje të bllokut FLC (d dhe e):

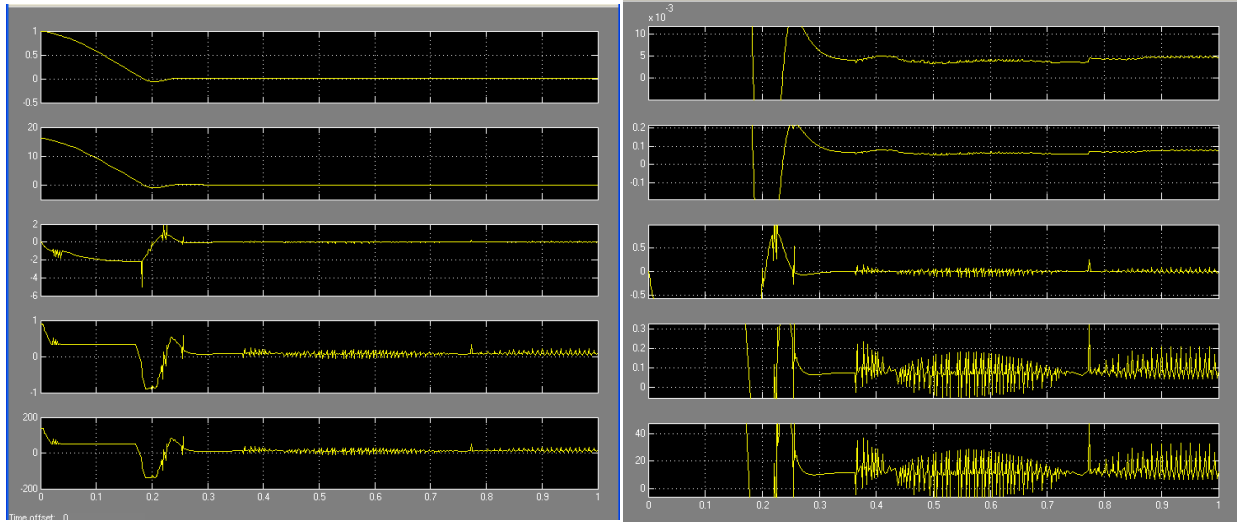


Figura 8. 16 Sinjalet nga lartë gabimi: e , e i amplifikuar, de , flc , flc i amplifikuar

Devijimi i pozicionit në dalje të sistemit shihet për fillimin e punës kur ende sistemi është i pa stabilizuar. Dallimi në mes të pozicionit të detektimit dhe ngarkimit është shumë i qartë:

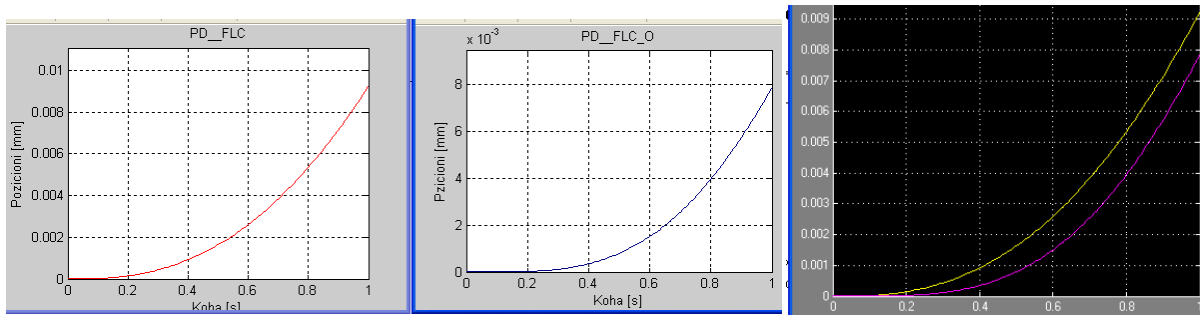


Figura 8. 17 Pozicionet e masave dhe krahasimi i tyre

Në sekondën e 5-të përsëri verëhet një dallim në pozicione:

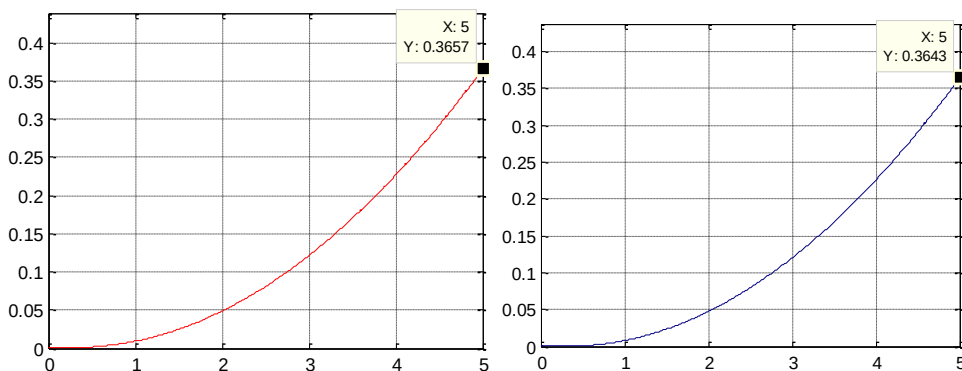


Figura 8. 18 Në sekondën e 5-të

Për sekondën e 10 të punës kemi këtë gjendje që tregon se të dy pozitat janë barazur që do të thotë se është eliminuar vonesa mes tyre dhe ata të dy masat lëvizin si sistem.

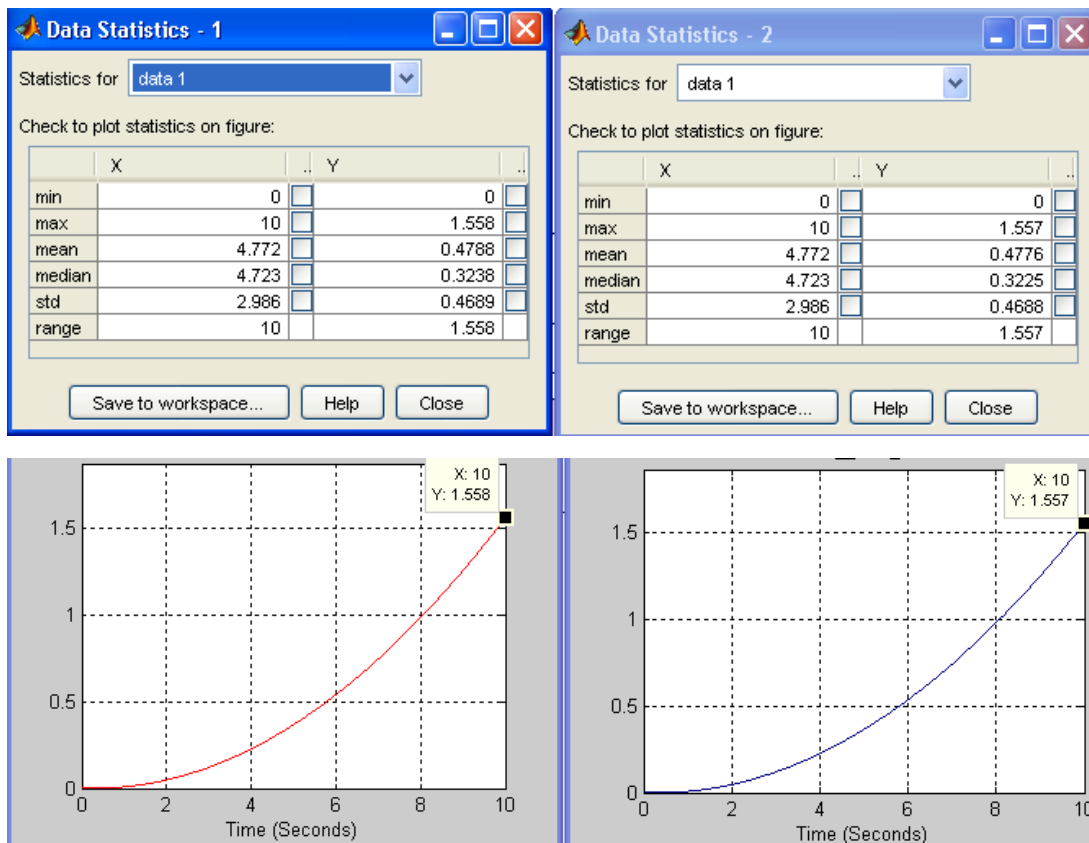


Figura 8. 19 Lëvizja si sistem e MLU-se

Në vazhdim jepen poicioni, shpejtësia dhe nxitimi së bashku në gjysmën e sekondës së parë janë të ngjajshme:

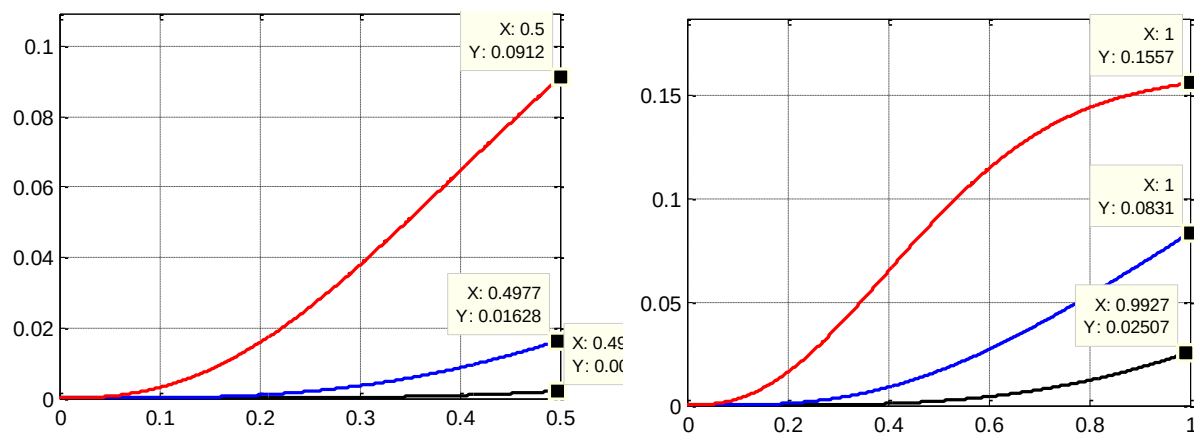


Figura 8. 20 Koha a) 0.5 s dhe b) 1 s

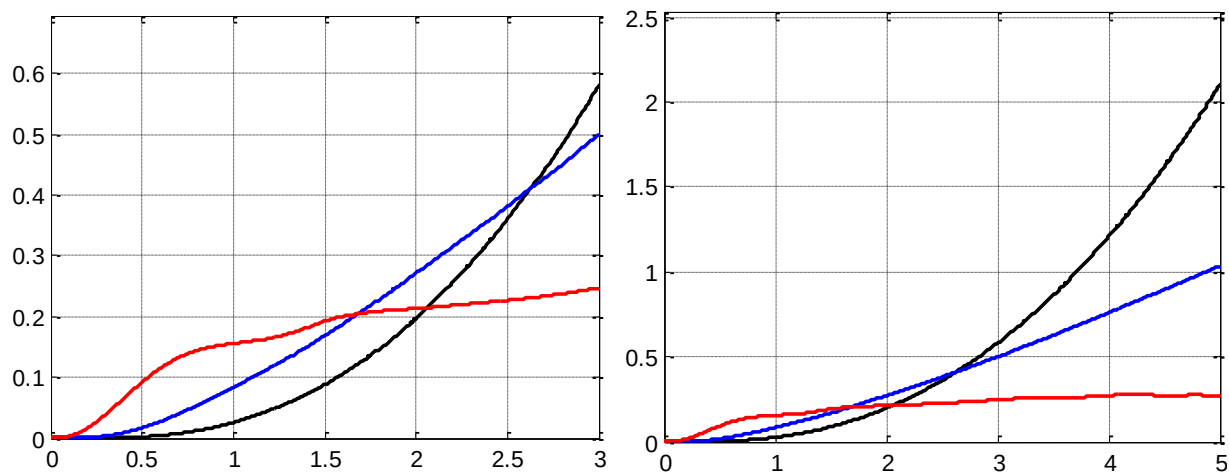


Figura 8. 21 Koha 3s dhe 5s

Në sekondën e 10 vërehet forma standarde e tyre nëse prezentohen të zmadhuara (8.22-b):

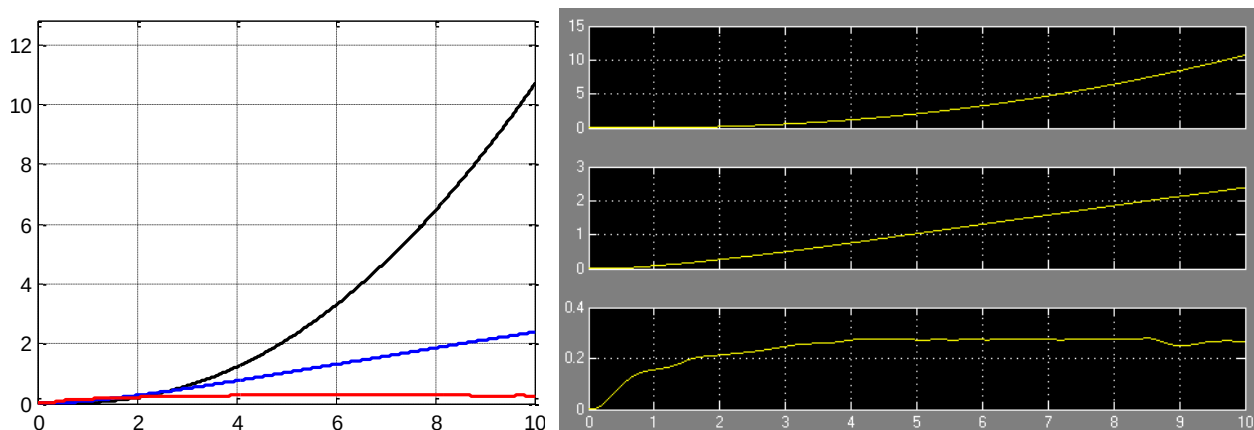


Figura 8. 22 Pozicioni, shpejtësia dhe nxitimi në kohën 10 s

Pas disa sekondave do të vërehet oscilime të nxitimit. Kjo është zona ku sistemi stabilizohet dhe humbet nevoja e rritjes së nxitimit. Oscilimi i tij tregon mbikalime dhe nënkalime të vogla të shpejtësisë. Kjo është realisht forma e reagimit të logjikës fuzzy.

Varësisht nga lloji i veprimit të forcës rezistuese do vërehet edhe dryshimin e periodës së nxitimit. Fig.8.23 tregon rastin kur forca është konstante

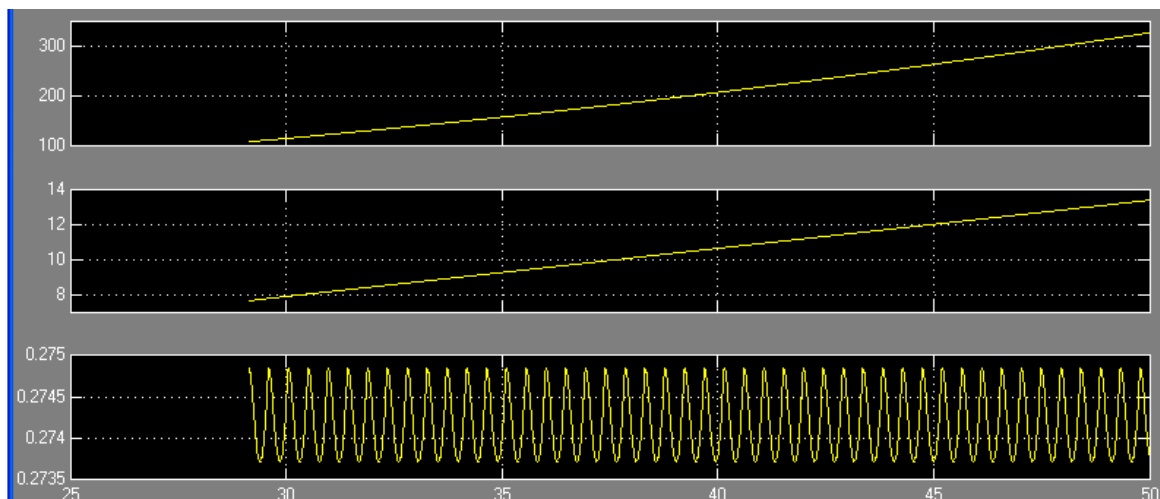


Figura 8. 23 Sekonda e 50-të me forcë konstante

-Nese marim një forcë të prerjes në formë të sinusoidës do të kemi:

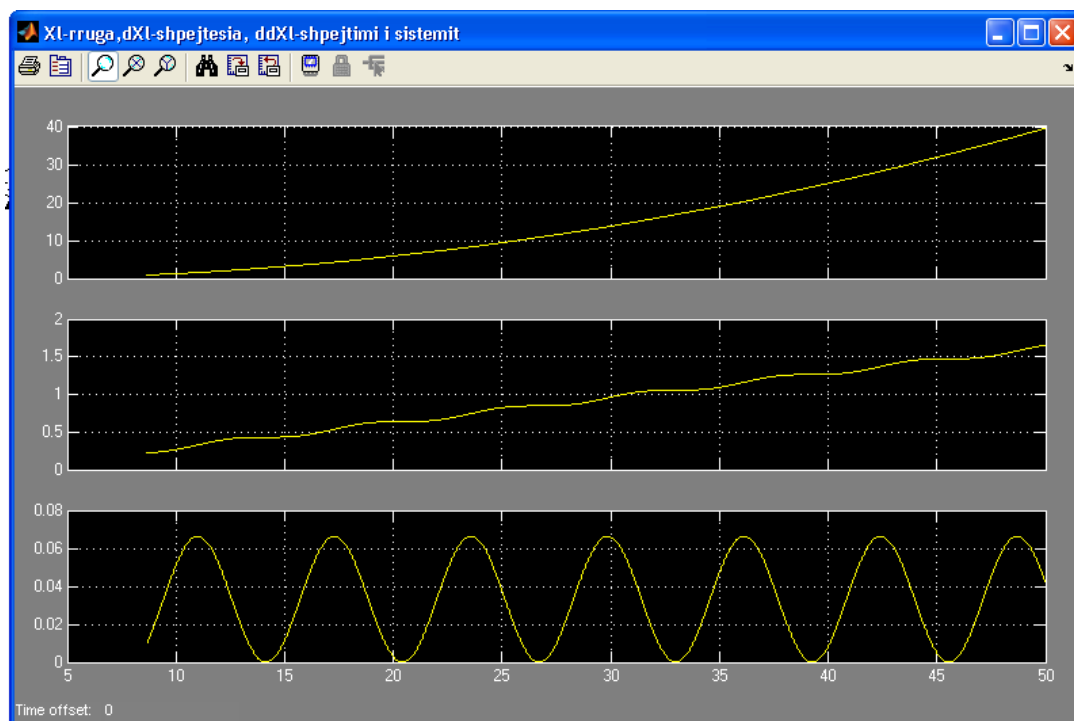
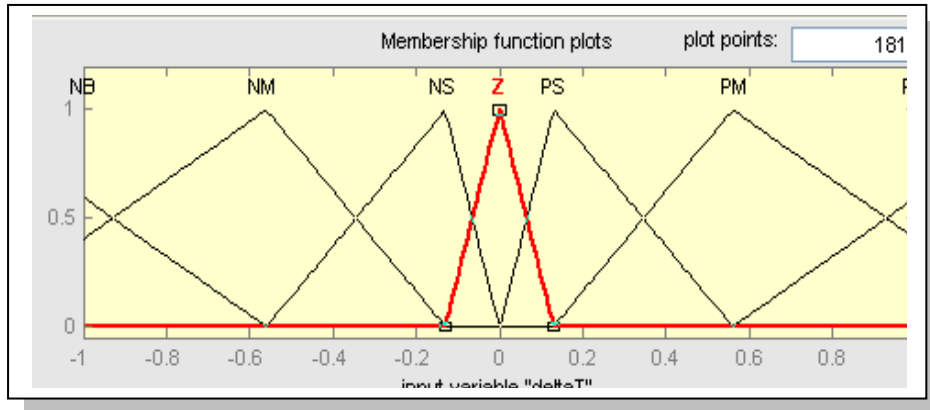


Figura 8. 24 Ndikimi i forcës periodike

Është e qartë se këtu kemi nevojë të intervenojmë për të ulur mbikalimin e fillimit të madhësisë së kontrolluar në mënyrë që të shpejtojmë kohën e fillimit të oscilimeve. Poashtu duhet të ulim amplitudën e oscilimit. Kjo bëhet duke e zvogluar diapazonin e vlerave “zero”, PS,NS, etj

8.2 Qarku me rregullatorin Fuzzy Logjik Optimal

Qëllimi i optimizimit është që në rradhë të parë të rrisim kohën e stabilizimit por gjithashtu duhet të zvoglohet mbikalimi dhe nënkalimi dhe të eliminohet oscilimi përreth pikës së qëllimit. Këtë e bëjmë përmes ndryshimit të formës së funksioneve shoqëruese për sinjalet në hyrje, ashtu edhe për sinjalin në dalje nga rregullatori fuzzy logjik (fig 8.25)



Figura

8. 25 Funksionet shoqëruese për fajllin PD_FLC_O

Esenca kryesore e ndryshimit del nga analiza sinjaleve nga më lartë, ku vërejtëm se koncentrimi i gabimit është pikërisht në zonën që ne e quajmë si zona e gabimeve të vogla ose të mesme. Aty ku është pra siguria më e madhe e ndodhjes së gabimit, aty do ti japim edhe shkallë më të lartë pjesmarjes së asaj vlere përmes ngjeshjes së trekëndëshave, me cka ofrojmë mundësi më të madhe të pjesmarjes së vlerave të larta mbi 0.5. Pra, pjesën tjetër të gabimeve dhe reagimeve e trajtojmë me gabime të mëdha, përkatësisht, veprime të vrazhda, edhe pse ato veprime mund të shkaktojnë momente dhe forca të larta të inercioneve. Kjo na ndihmon të kalojmë shpejtë në një nivel më fin të kontrollit, me çka, e shkurtojmë shumë kohën e reagimit të qarkut, që përbën interesin kryesor të kontrollit gjatë pozicionimeve të shpejta.

FLC_{OS}istemiMekatronik

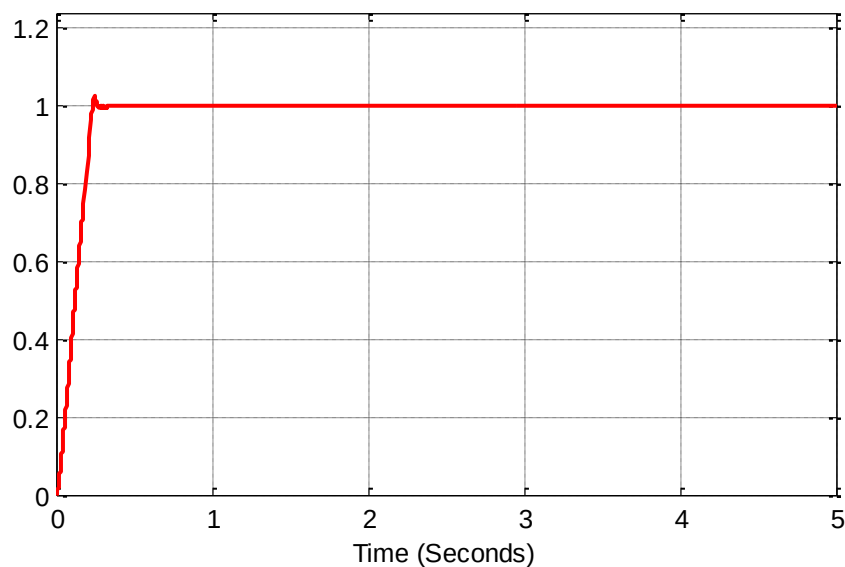


Figura 8. 26 Përgjigjia nga rregullatori PD_FLC_O

Për ta realizuar këtë, në vend të fis fajllit *PD-FLC* do të vendosim fajllin *PD-FLC_O*. Qarku i kontrollit mbetet i njëjtë. Përgjigjia dinamike e sistemit pas aplikimit të rregullatorit fuzzy logjik optimal do të ketë këtë pamje si në fig.8.26.

Është e qartë se koha e rritjes rritet pak, por, mbikalimi dhe nenkalimi zvoglohen duke eliminuar

oscilimet

në

sistem.

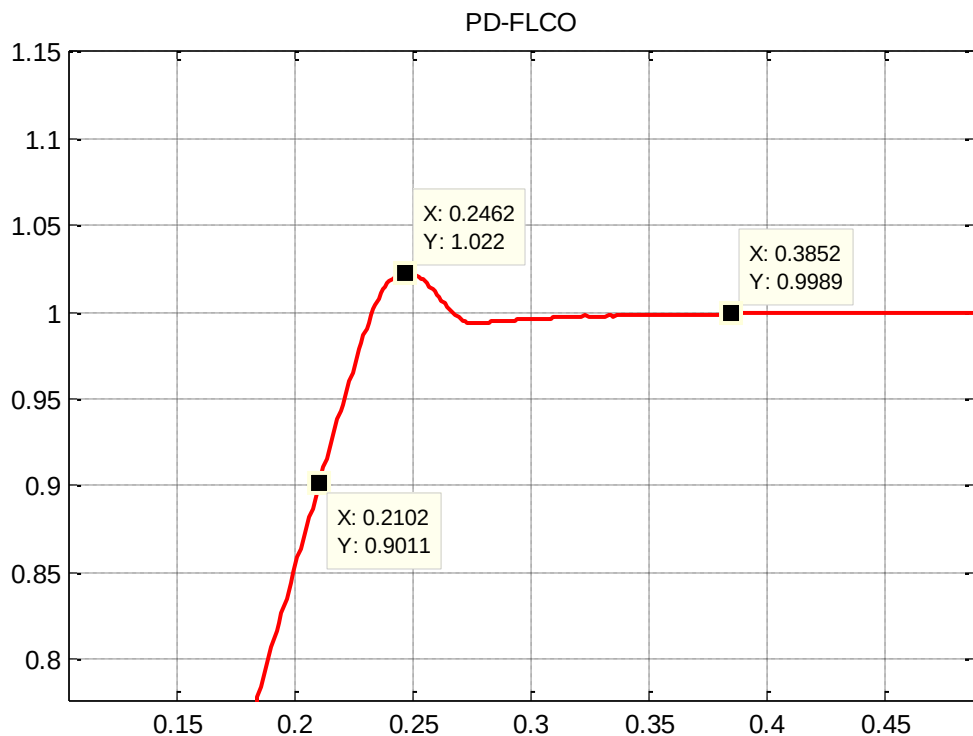


Figura 8. 27 Pikat karakteristike të përgjigjes kalimtare

	Koha e rritjes	Mbikalimi	Koha stabilizimit	e Maja e momentit (peak)
PD_FLC_O	0.2105	1.022	0.3852	1.022 (0.246)

Sinjali i gabimit tregon se gabimi pozitiv i startit, eliminohet shumë shpejtë por me shpejtësi të llogaritur mirë, pa kaluar vrullshëm kufirin zero, por vetëm me një mbikalim të vogël:

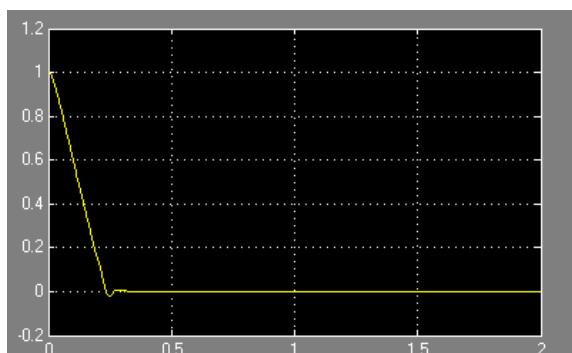


Figura 8. 28 Zvoglimi i gabimit nga FLC_O

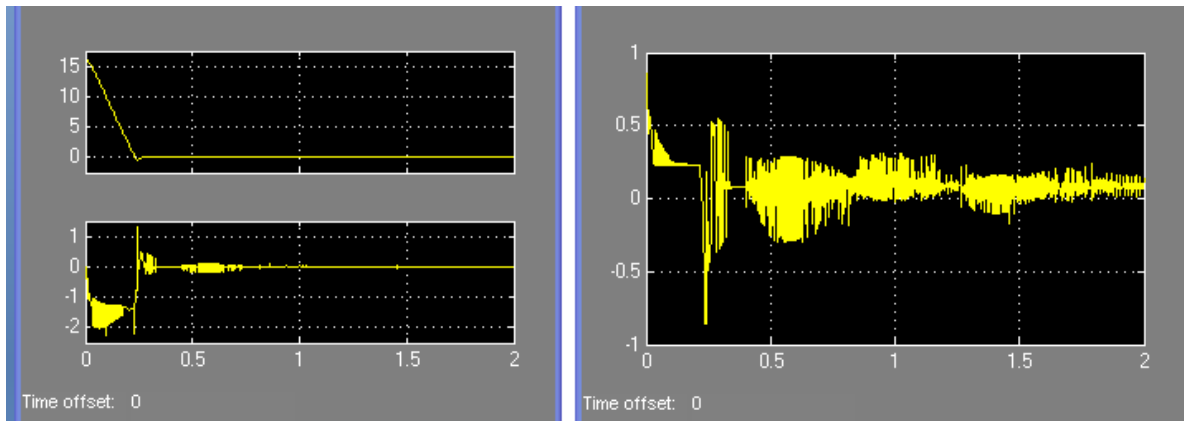


Figura 8. 29 Dy sinjalet në hyrje dhe dalja nga b: gabimi i amplifikuar dhe blloku FLC_O

Por, po shohim se kahja e ndryshimit të derivatit të gabimit ka një frekuencë më të madhe dhe amplituda më të mëdha. Kjo vjen nga fakti se kemi shumë ndërime të vogla të gabimit por shumë të shpeshta. Më pas sinjali i amplifikohet me $K=150$ në dalje të bllokut fuzzy për t'u futur në DC motor me sinjal të tensionit të lartë:

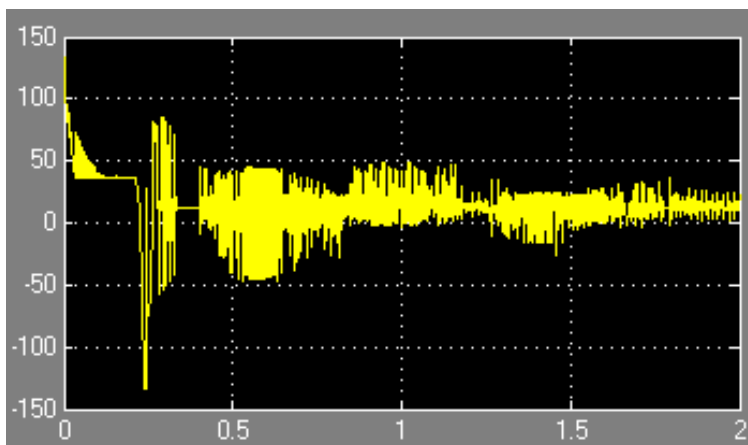


Figura 8. 30 Sinjali i amplifikuar

Në figurën më poshtë do ti kombinojmë të tre sinjalet për të parë kthimin e shpejtë, por edhe frekuencën e lartë të oscilimit të sinjalit rezultues. Për ta parë më qartë në figurën 8.34.

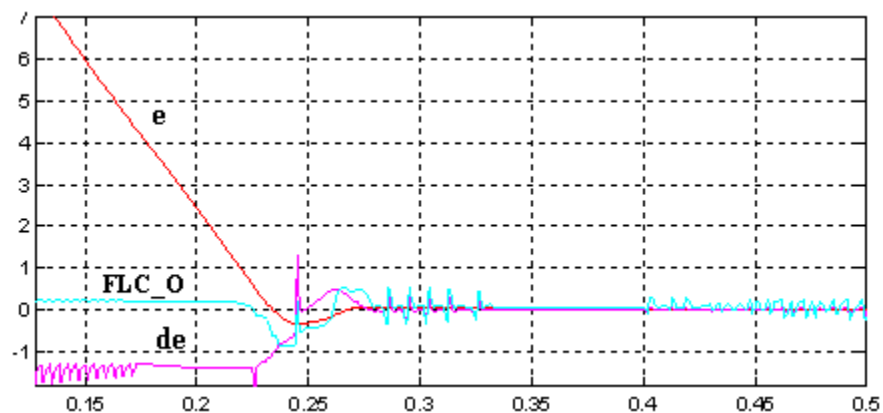


Figura 8. 31 Kthimi i gabimit në vlerën zero

-Në fillim do të shohim rezultatin e reagimit të rregullatorit kur marim parasysh një **rezistencë të prerjes konstante**.

Kjo forcë ka kahjen e kundërt me lëvizjen. Psh, për forcë të prerjes konstante 5 N përgjigjia kalimtare fig. 8.35 dhe sinjalet fig. 8.36 tregojnë se një forcë e tillë e vogël nuk do të ndikojë shumë.

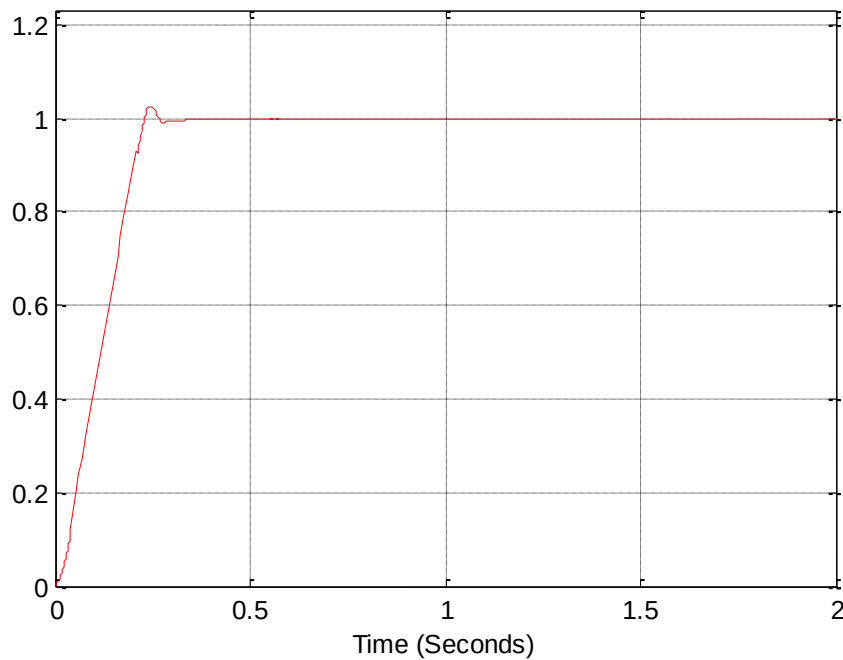


Figura 8. 32

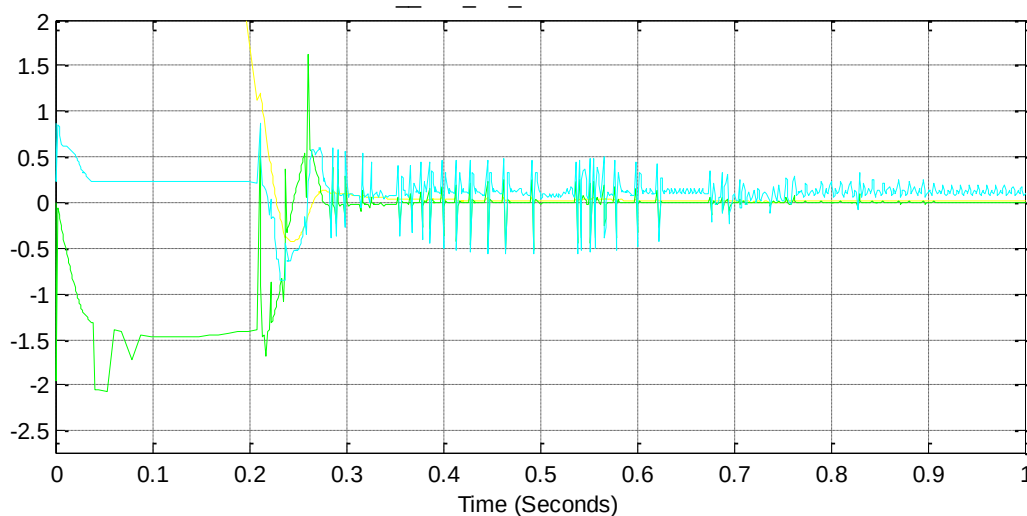


Figura 8. 33

-Por për **forcë me periodike sinusoidale** me amplitude 1 dhe fazë 1 rad/sec kemi pak rritje të mbikalimit dhe kohës së stabilizimit:

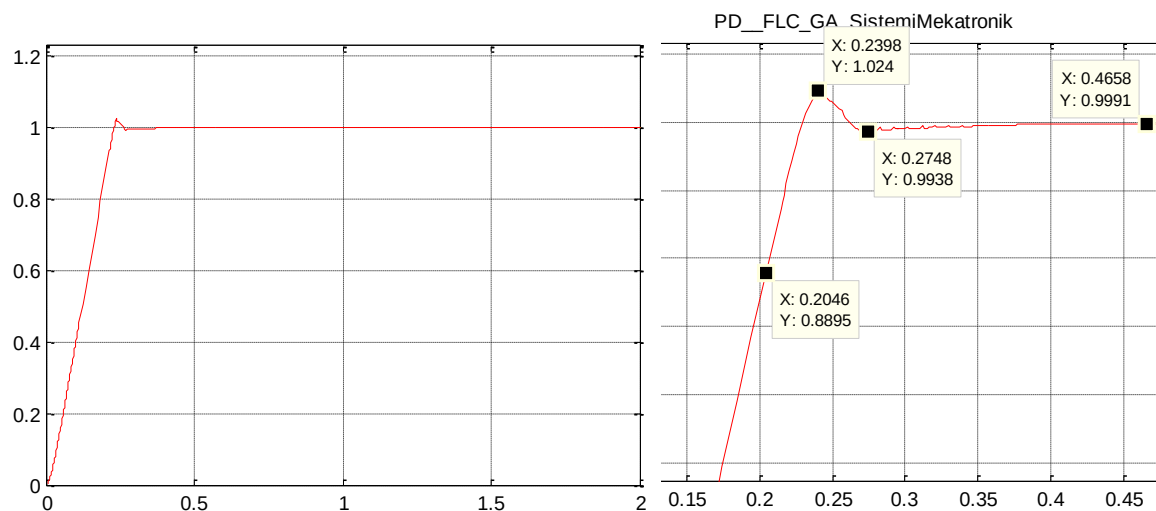
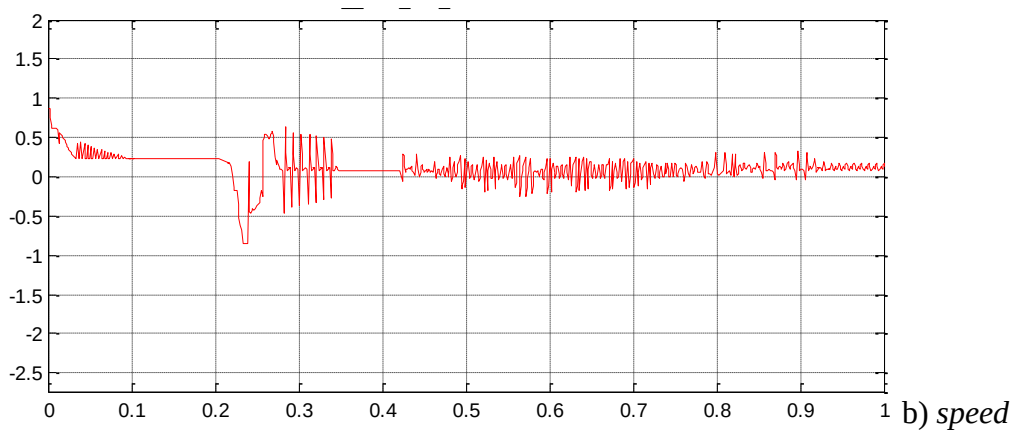
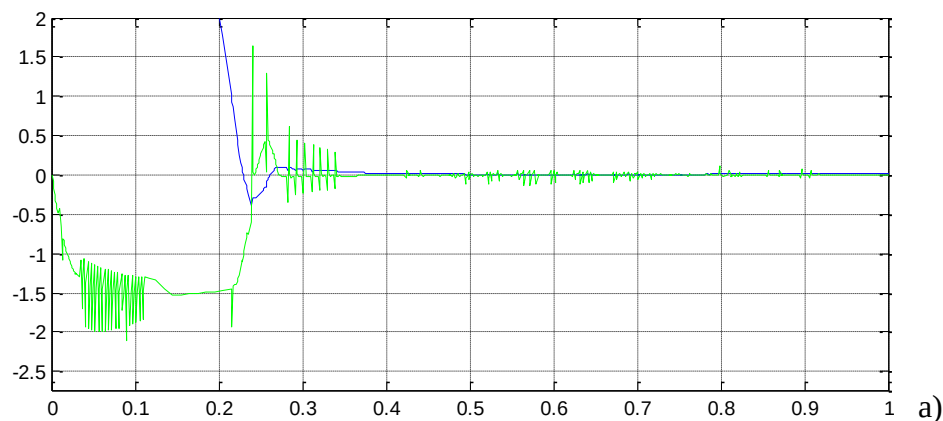


Figura 8. 34 Përgjigjia kalimtare për forcë rezistuese periodike

Sinjalet e gabimit dhe derivatit të tij kanë oscilime të cilët pastaj shkaktojnë oscilime edhe te sinjale që del nga blloku Fuzzy (fig. 8.35-a). Nga figura shihet që për shkak të ndryshimit të krahës së lëvizjes, derivati i gabimit ndëron më shpesh me ç'rast shkakton rritje të frekuencës dhe amplitudës së oscilimit të sinjalit FLC_O.



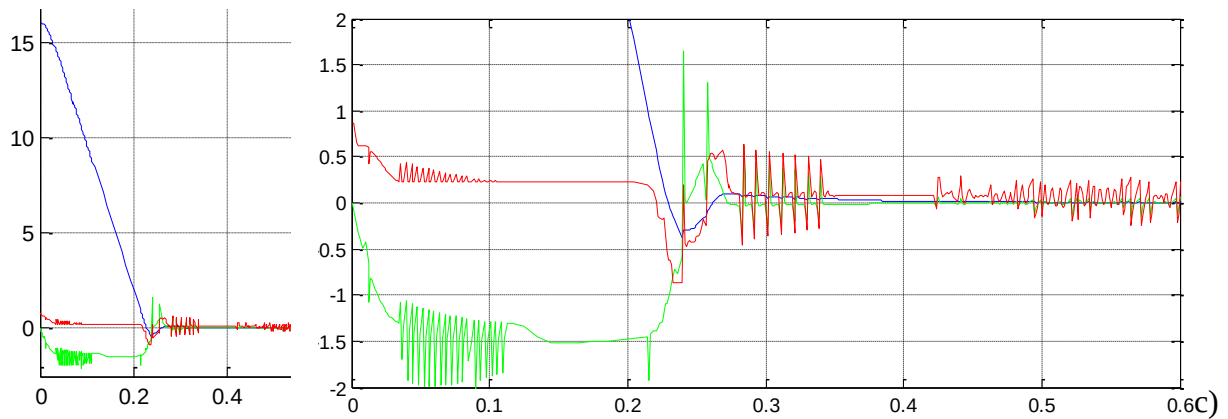


Figura 8. 35 Sinjalet për forcë periodike a) e dhe de, b) speed dhe c) krahasimi

-Nëse ndryshojmë amplitudën në 3, rritet edhe amplituda e oscilimeve dhe zgjatet koha e stabilizimit të sinjalit:

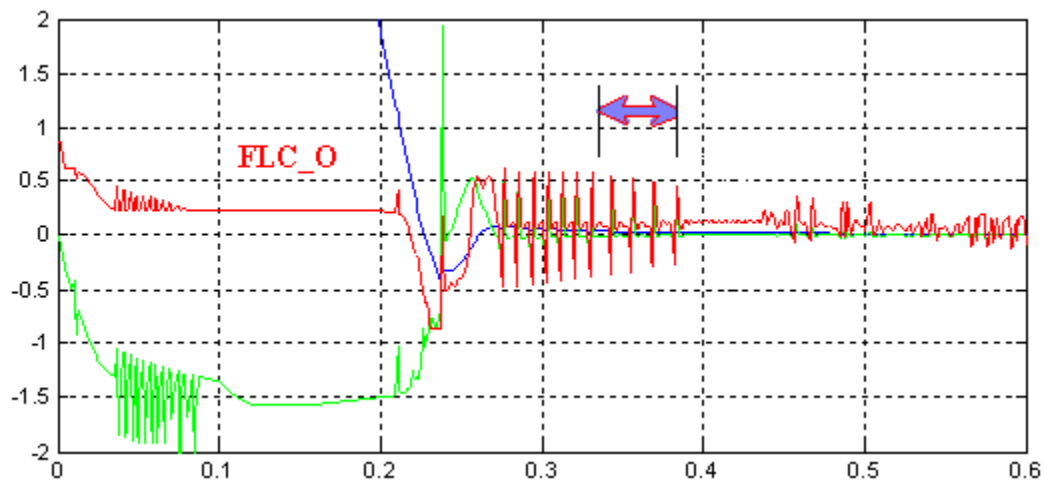


Figura 8. 36 Ndikimi i rritjes së amplitudës

-Nëse forca e rezistencës ndryshon sipas **numrit të rastit** :

Kur kemi frekuencë të lartë të ndryshimit të forcës, pason sinjal të derivatit, gabimi ne hyrje (momental) ka oscilime më të larta dhe me frekuencë të lartë:

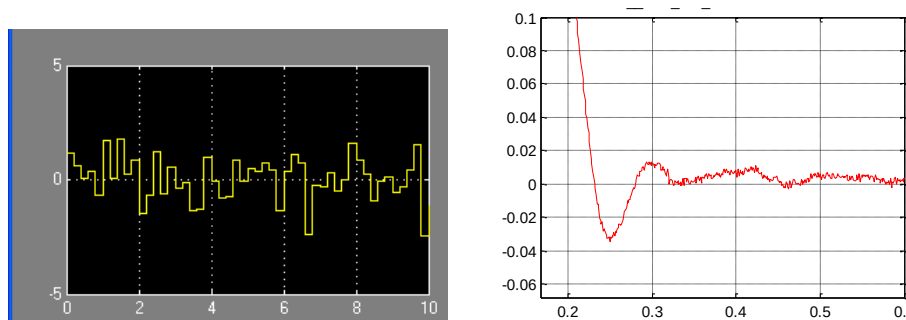


Figura 8. 37 Forcë e rastit

Sinjali ne dalje të rregullatorit poashtu ka oscilime për shkak të drimit të shpeshtë të derivatit të gabimit:

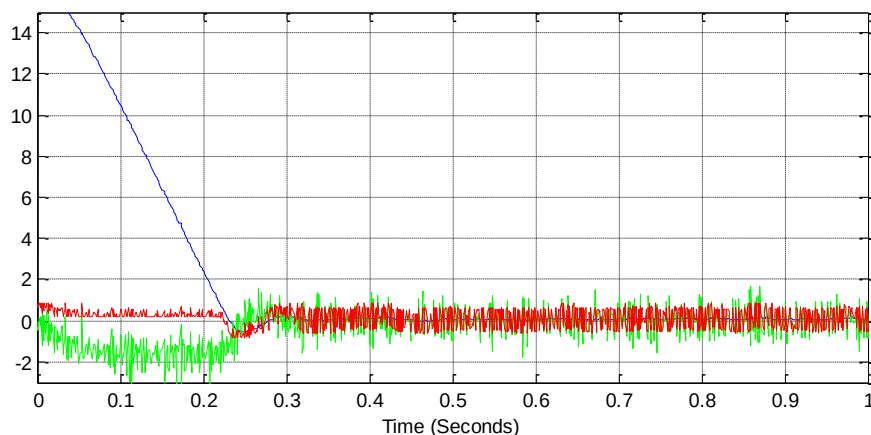


Figura 8. 38 Sinjalet

Po shihet që përgjigjia dinamike oscilon shumë më tepër rreth pozicionit të komanduar:

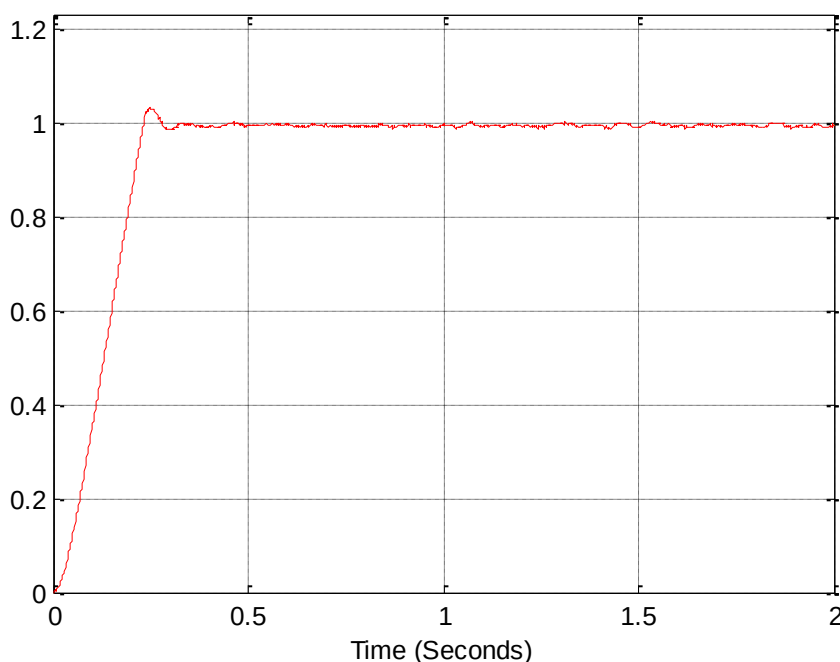


Figura 8. 39 Përgjigjia gjatë veprimit të forcës së rastit

Pra, vërejmë që te regullatori fuzzy logjik është shumë me rëndësi të bëhet studimi dhe parashikimi i natyrës dhe llojit të ngarkesave të mundshme jolineare në sistem, dhe në bazë të natyrës së tyre të bëhet përshtatja e parametrave të qarkut të mbyllur. Poashtu mund të shfrytëzohen edhe format optimizuese duke kaluar në nivele më fine të kontrollit ose ato që bazohen në minimizimin e gabimit të përgjithshëm, përmes ndryshimit të formave të funksioneve shoqëruese ose llojit të tyre.

KAPITULLI XI

9. Krahاسimi i rezultateve

9.1 Krahاسimi i Performancave të përgjigjeve dinamike

Në simulink do të ndërtojmë një qark krahasimi për të tre rregullatorët (fig. 9.1). Krahاسimi e rezultateve për motorin me shkallë të shuarjes 1,125 e kemi bërë duke përvetsuar koefficientët si vijon:

PID: $K_p=55$, $K_i=38$, $K_d=12$
 FLC: $K_p=19$, $K_d=0,35$, $K_1=140$
 FLC_O: $K_p=19$, $K_d=0,35$, $K_1=140$

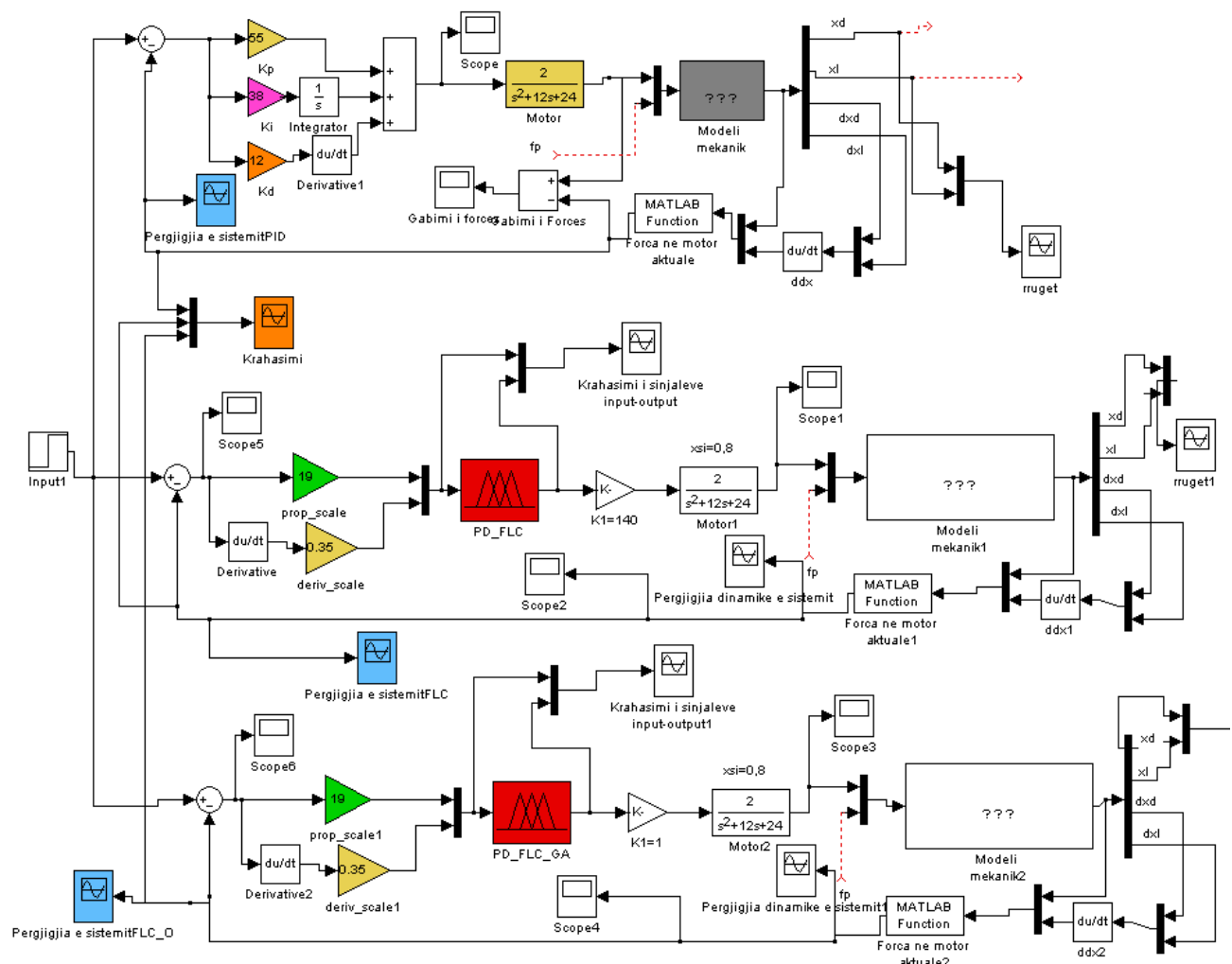


Figura 9. 1 Modeli në Simulink për krahasimin e rregullatorëve

Është e qartë që rezistencat e prerjes do ti marrim si konstante me qëllim që të vërejmë sa më qartë përmirsimet e performancës. Rezultati i simulimit është dhënë në figurën 9.2:

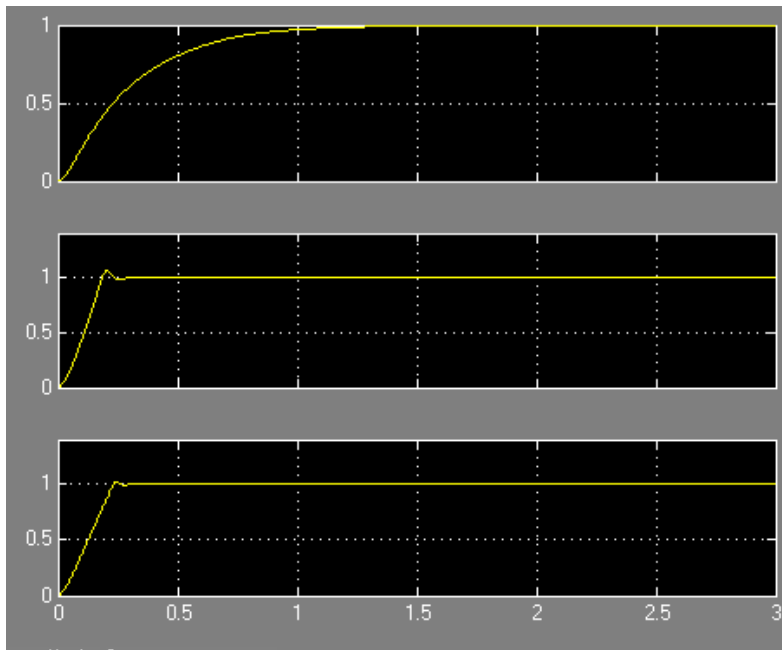


Figura 9. 2 Krahاسimi i përgjigjeve kalimtare

Performancat e PID-rregullatorit tregojnë ngecje në raport me dy regullatorët tjerë:

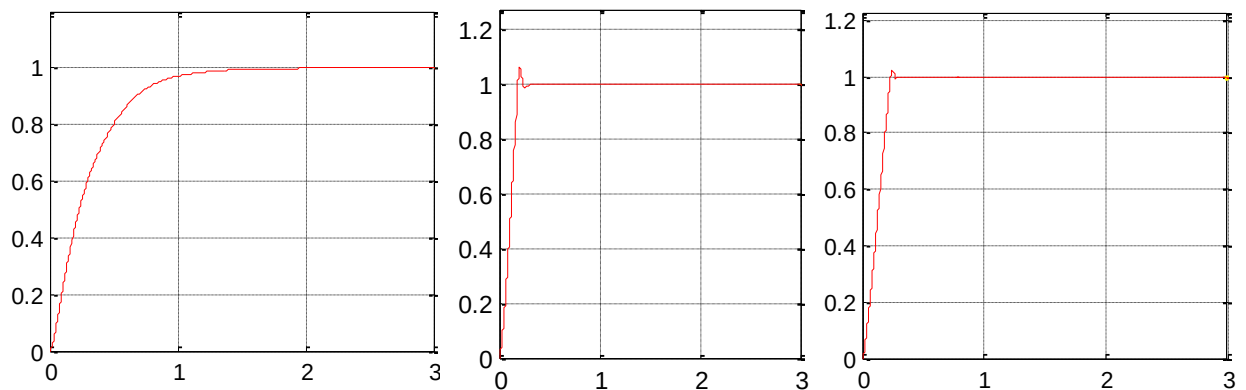


Figura 9. 3 Përgjigjet kalimtare PID-FLC-FLC_O

Koha e ngritjes është 0,68 s kurse ajo e stabilizimit rreth 2 s:

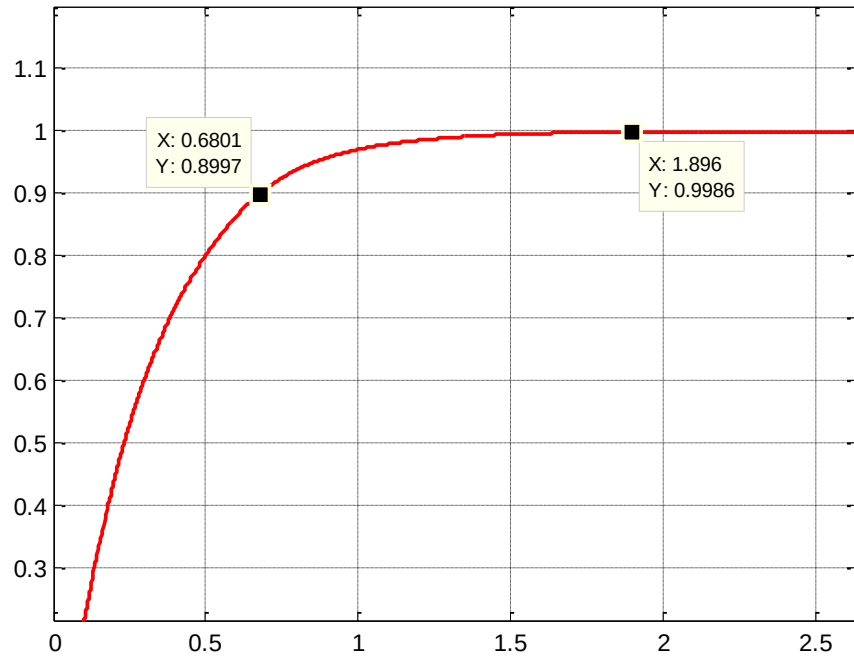


Figura 9. 4 Koha e ngritjes dhe stabilizimit të PID-së

Rregullatori PD-FLC ofron kohe te shpejte stabilizimi 0,4965 dhe të ngritjes 0,171, por ka pak mbikalim të lartë 0,59:

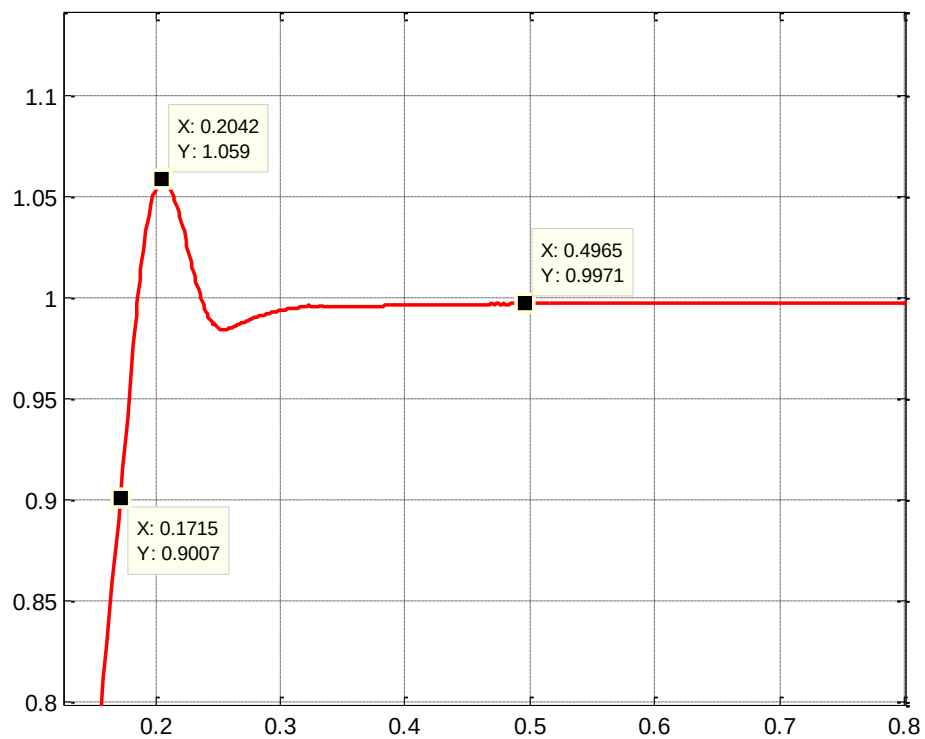


Figura 9. 5 Mbikalimi te rregullatori PD_FLC

Ndërsa rregullatori PD-FLC_O, arrin ta zvoglojë shumë mbikalimin dhe ta zvoglojë edhe kohën e stabilizimit: $T_s=0,385$, $T_n=0,21$ dhe mbikalim 0,22.

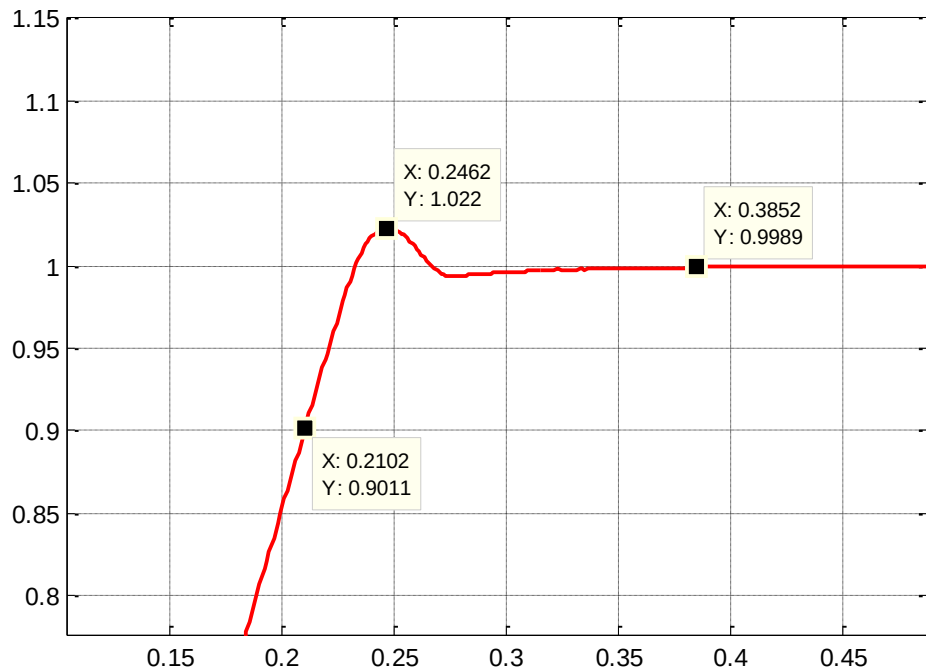


Figura 9. 6 Zvoglimi i mbikalimit

Nëse shikojmë grafikonin e përbashkët, duket shumë qartë se kemi përmirsim të dukshme të performancave me aplikim të rregullatorëve fazzy:

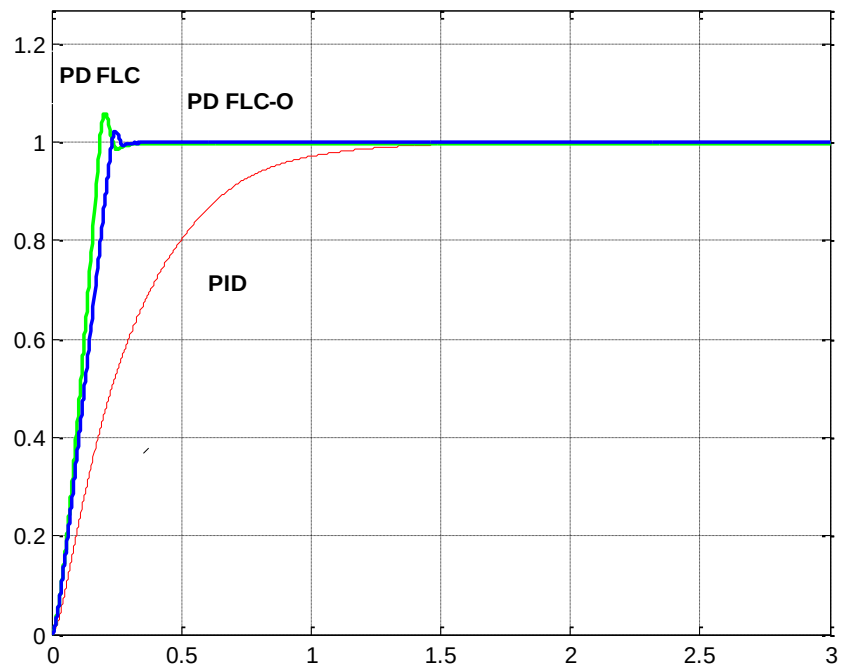


Figura 9. 7 Krahasimi PID-PD_FLC-PD_FLC_O

Rezultatet e krahasimit-PID-PD_FLC-PD_FLC_O

	Koha e rritjes	Mbikalimi	Koha stabilizimit	Maja(peak)	Gabimi i Stabilizimit (t=2s)
PID	0.7667	1.0005	1.877	1	0.0011
PD_FLC	0.1798	0,179	0.495	1.179	0.0032
PD_FLC_O	0.2379	0.046	0.3816	1.046	0,0007

Pra, kemi një rrënjë të dukshme të mbikalimit dhe zvoglim të gabimit të stabilizimit

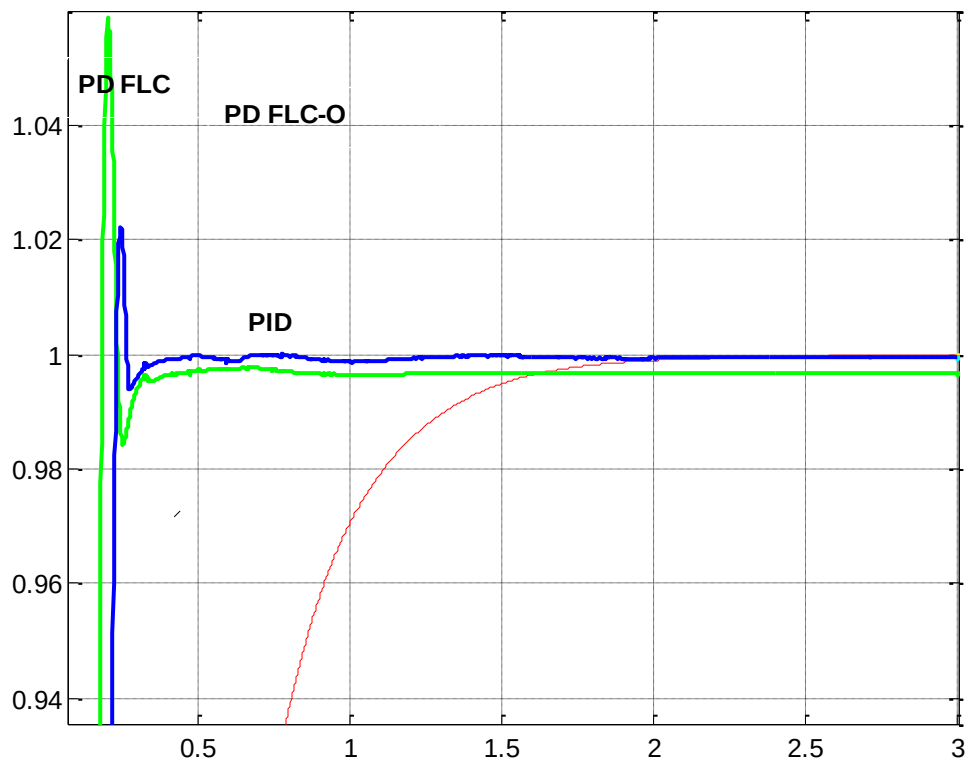
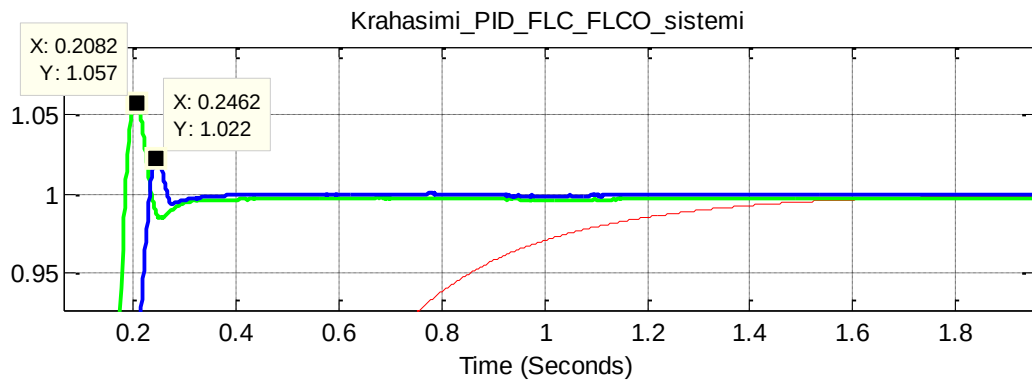


Figura 9. 8 Krahasimi i mbikalimeve

Gabimi i stabilizimit në kohën 2 sekonda është më e mirë për rregullatorin PD_FLC_O, por, për rastin kur nuk i marrim parasysh rezistencat e prerjes, me kalimin e kohës PID rregullatori e zvoglon shumë më tepër gabimin e stabilizimit.

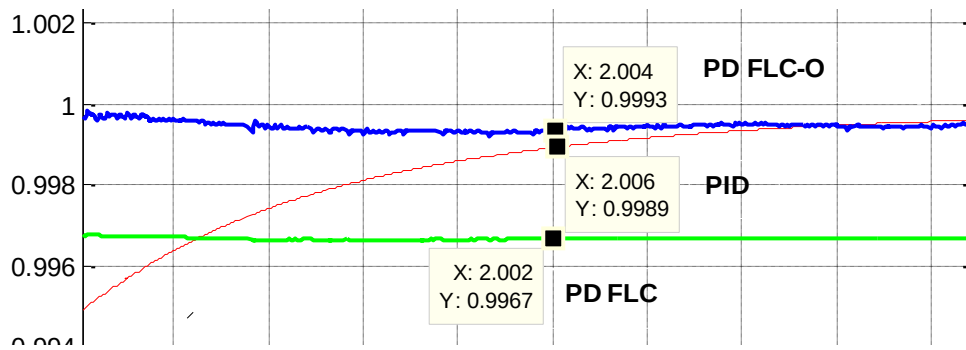


Figura 9. 9 Gabimi i stabilizimit në kohën 2s

9.2 Krahاسimi i gabimeve të forcës së aktuatorit në sistem

Kalimi i sinjalit nga motori në sistemin mekanik përcillet me rrënje të intensitetit të forcës. Në figurën 9.10, është dhënë skema e krahasimit të humbjeve që pëson forca për secilin rregullator. Meqë modeli është i njëjtë për të tre sistemet, është e qartë se humbja e forcës varet në mënyrë të drejtpërdrejtë nga forca e rezistencës.

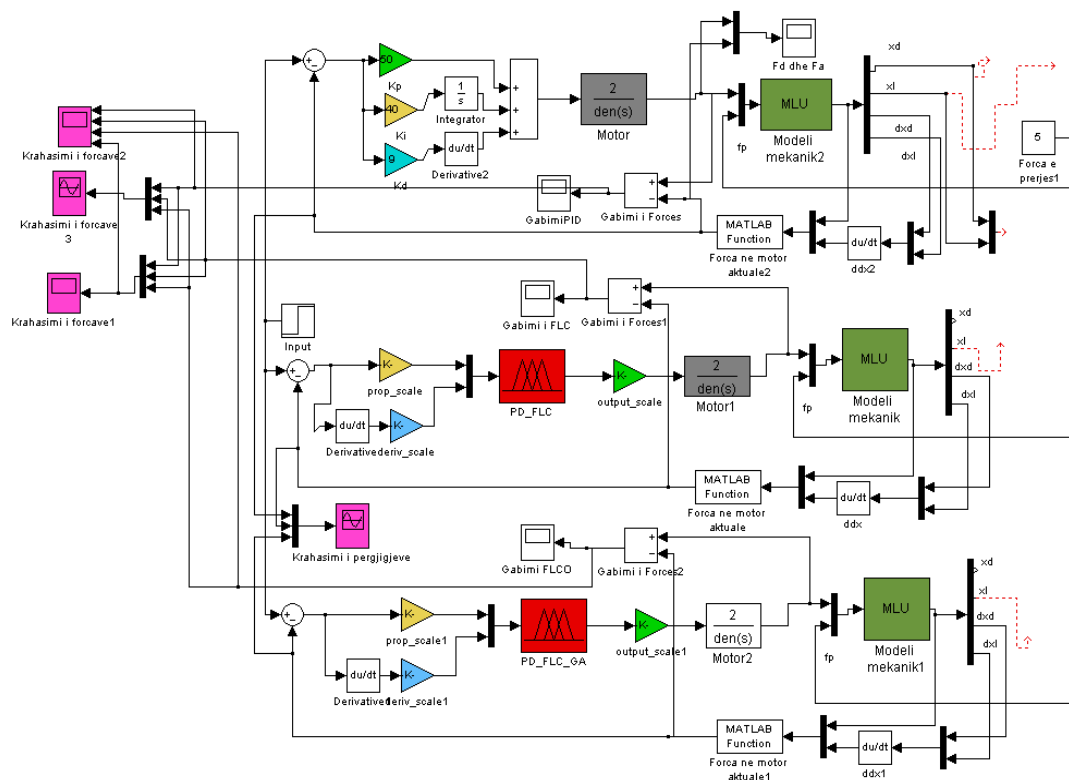


Figura 9. 10 Krahاسimi i humbjeve të forcës

Në vazhdim do të shohim se cili nga rregullatorët arrin të mbizotrojë më këndshëm humbjet e forcës. Gabimi është përafërsisht i njëjtë për të tre rregullatorët dhe shumë i vogël. Ai varet në mënyrë të drejtpërdrejtë nga forca e rezistencës. Së pari do të provojmë simulimin me vlerën hyrëse shkallë 1 dhe me force të prerjes zero (fig. 9.11).

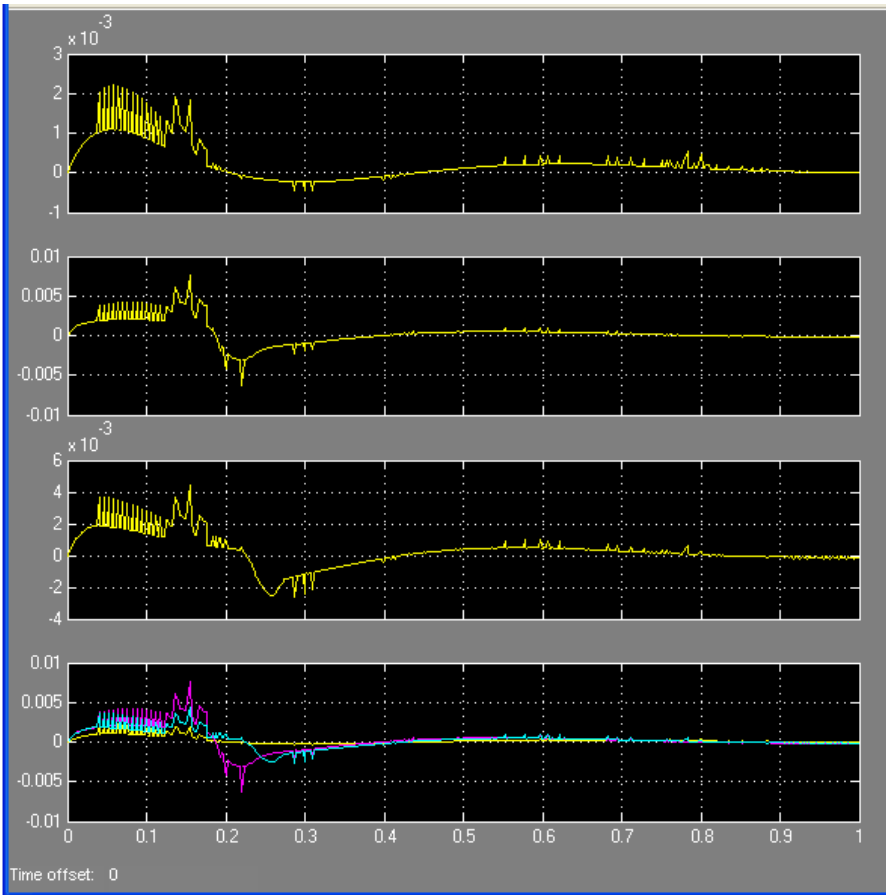


Figura 9. 11 Humbjet e forcës a-PID, b-FLC, d-FLC_O dhe d-bashkerisht

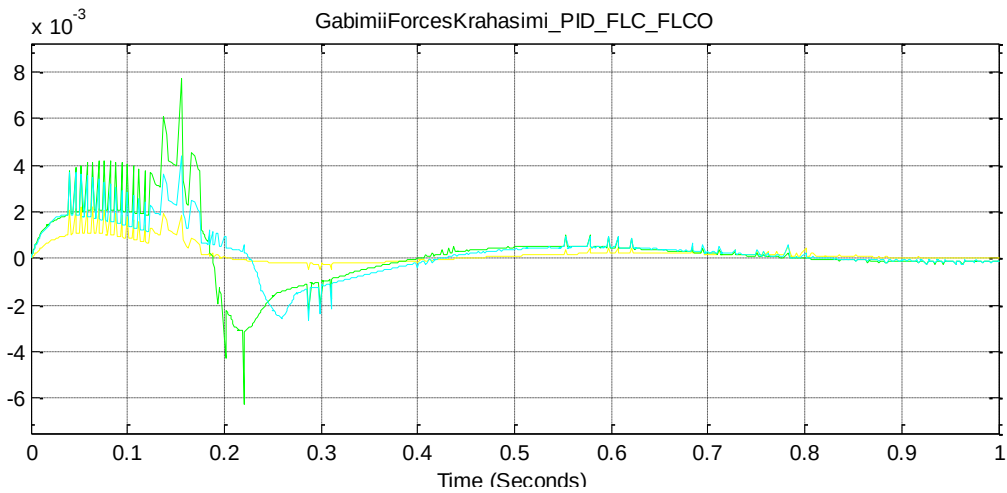


Figura 9. 12 Krahasimi: hyrja 1 dhe $F_p=0$

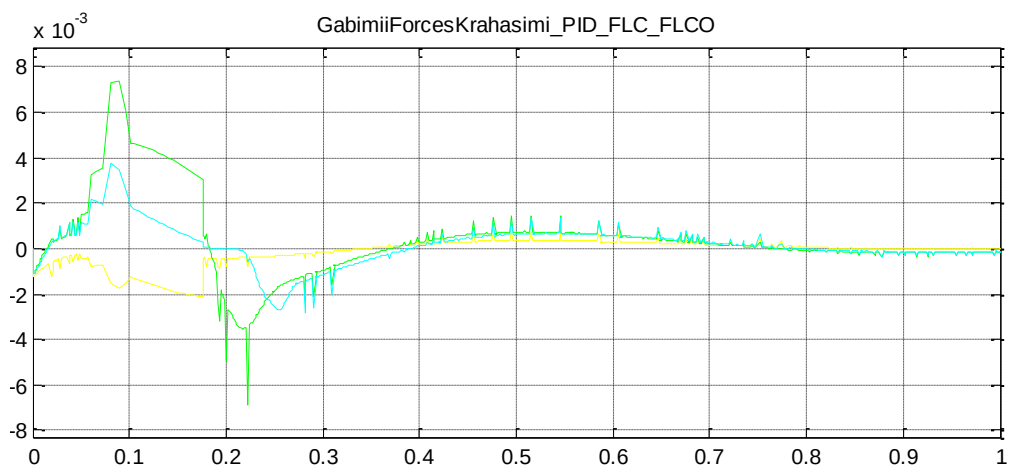
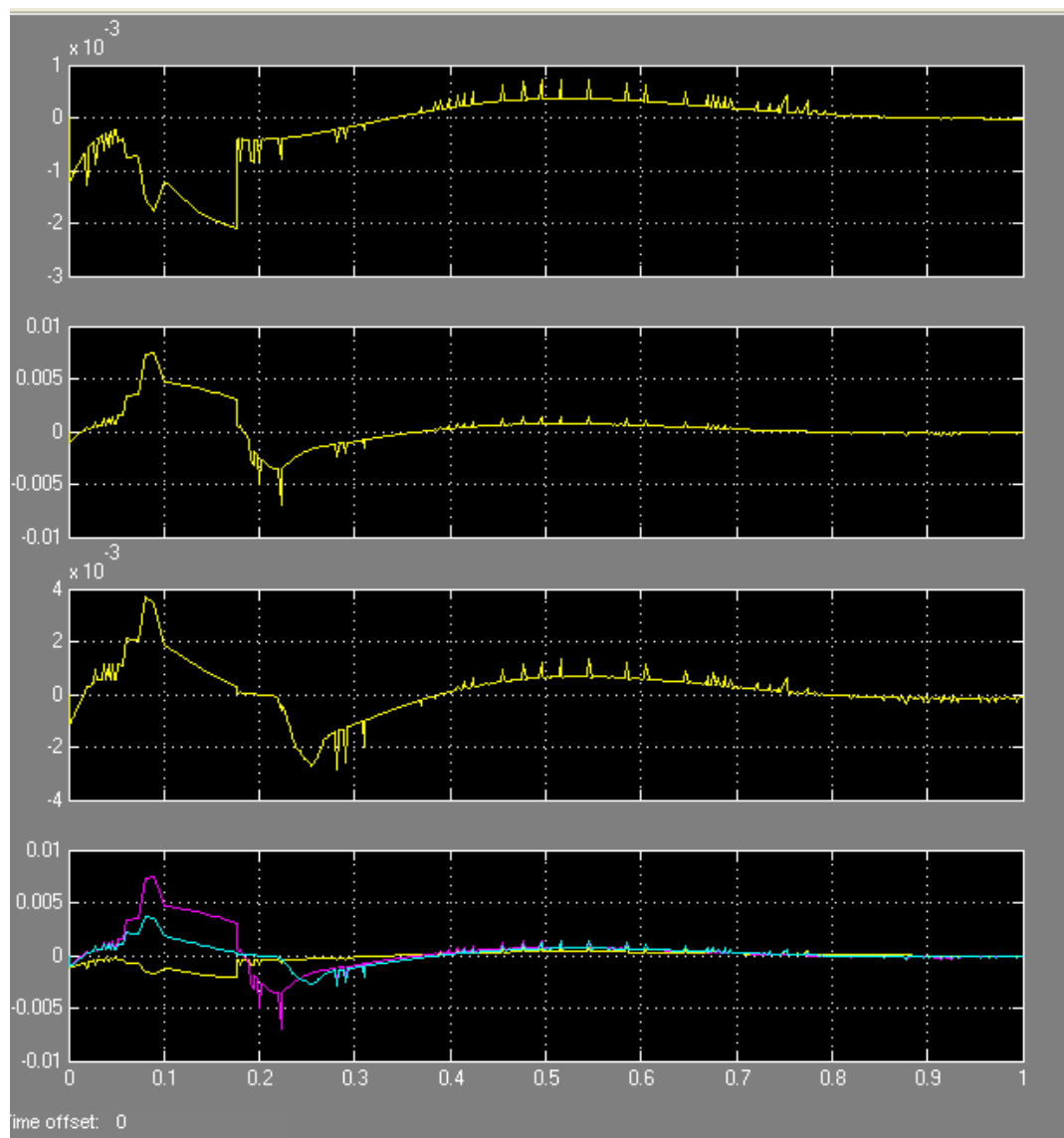


Figura 9. 13 Krahasimi Hyrja 1 dhe $F_p=1$

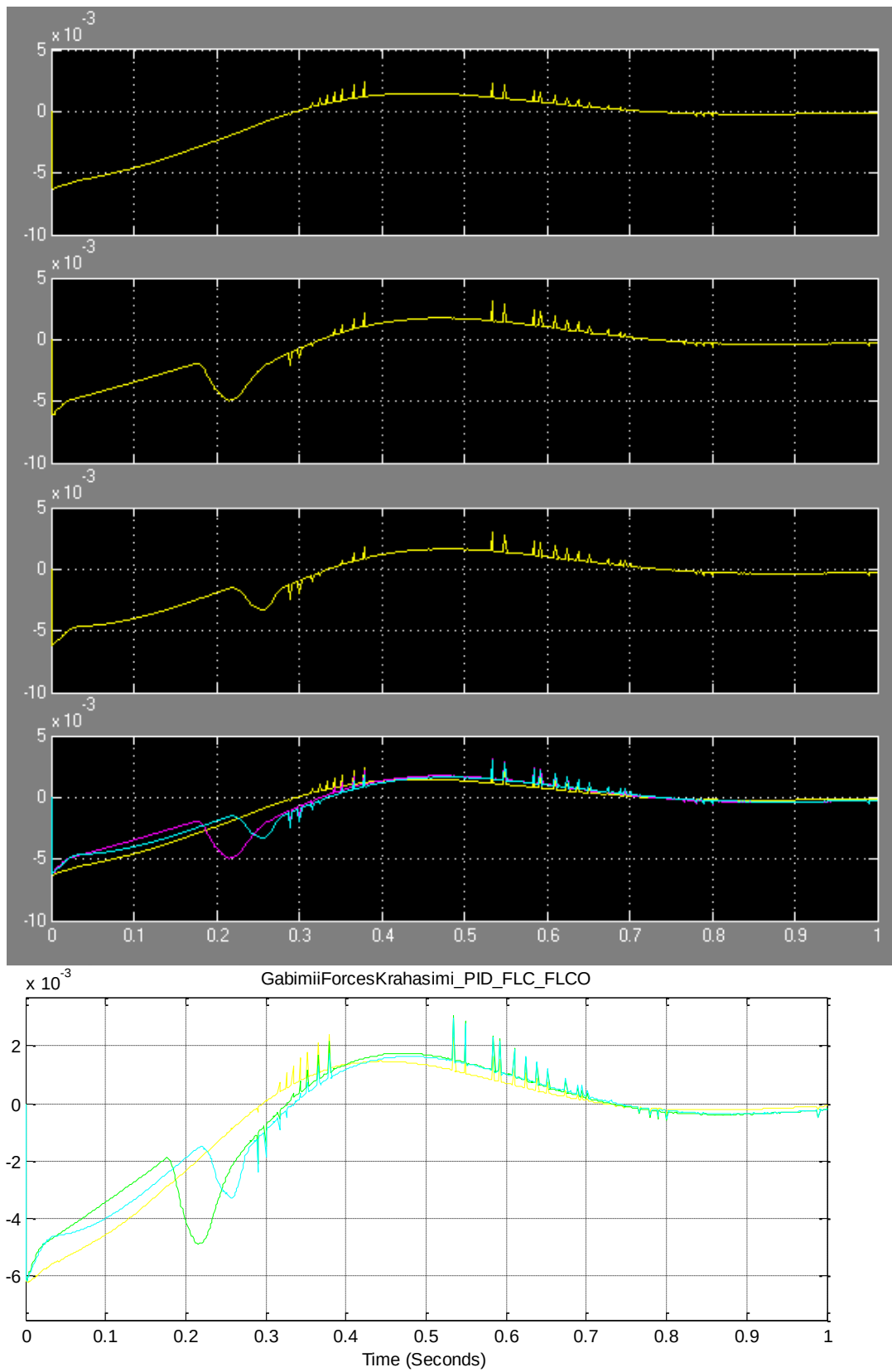


Figura 9. 14 Hyrja 1 dhe Fp=5

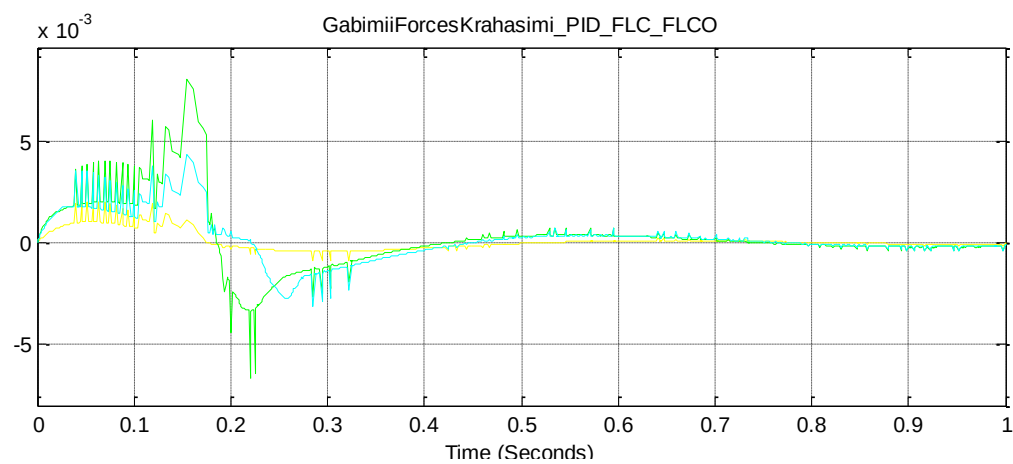
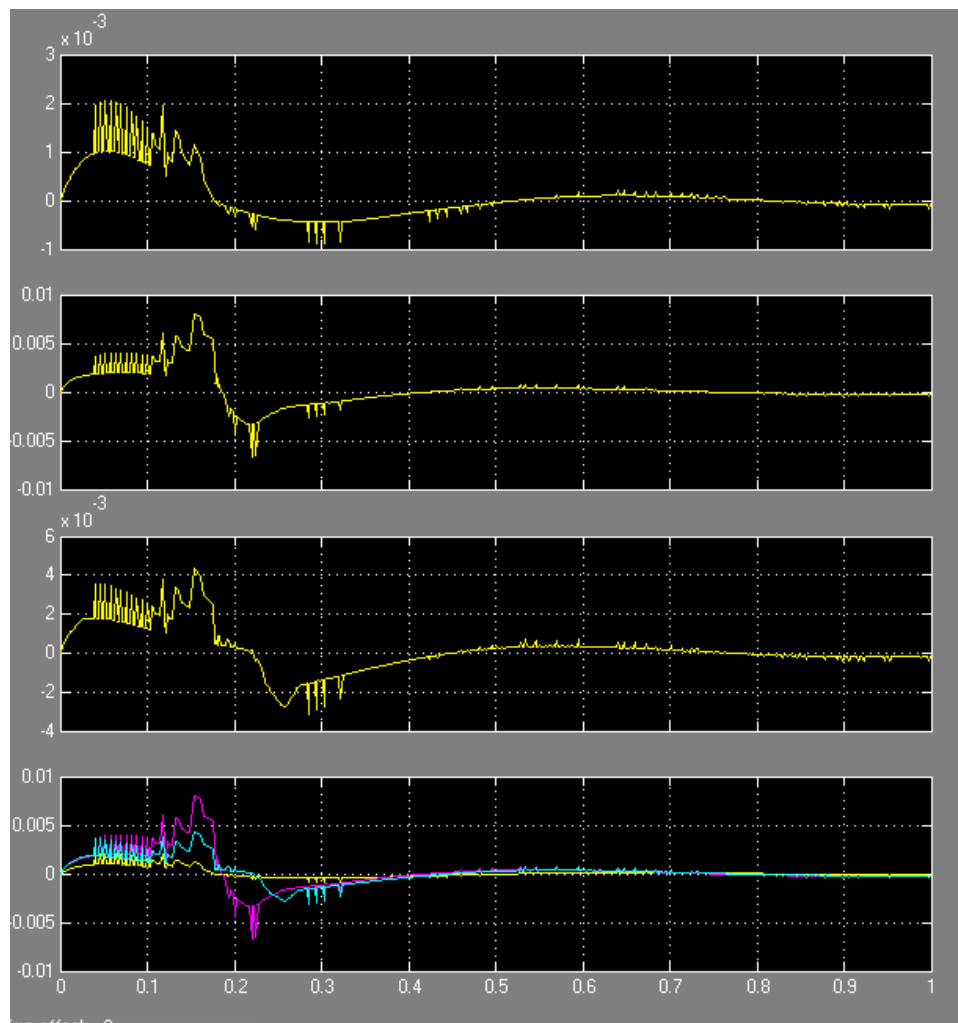


Figura 9. 15 Hyrja 1 dhe $F_p = \sin t$

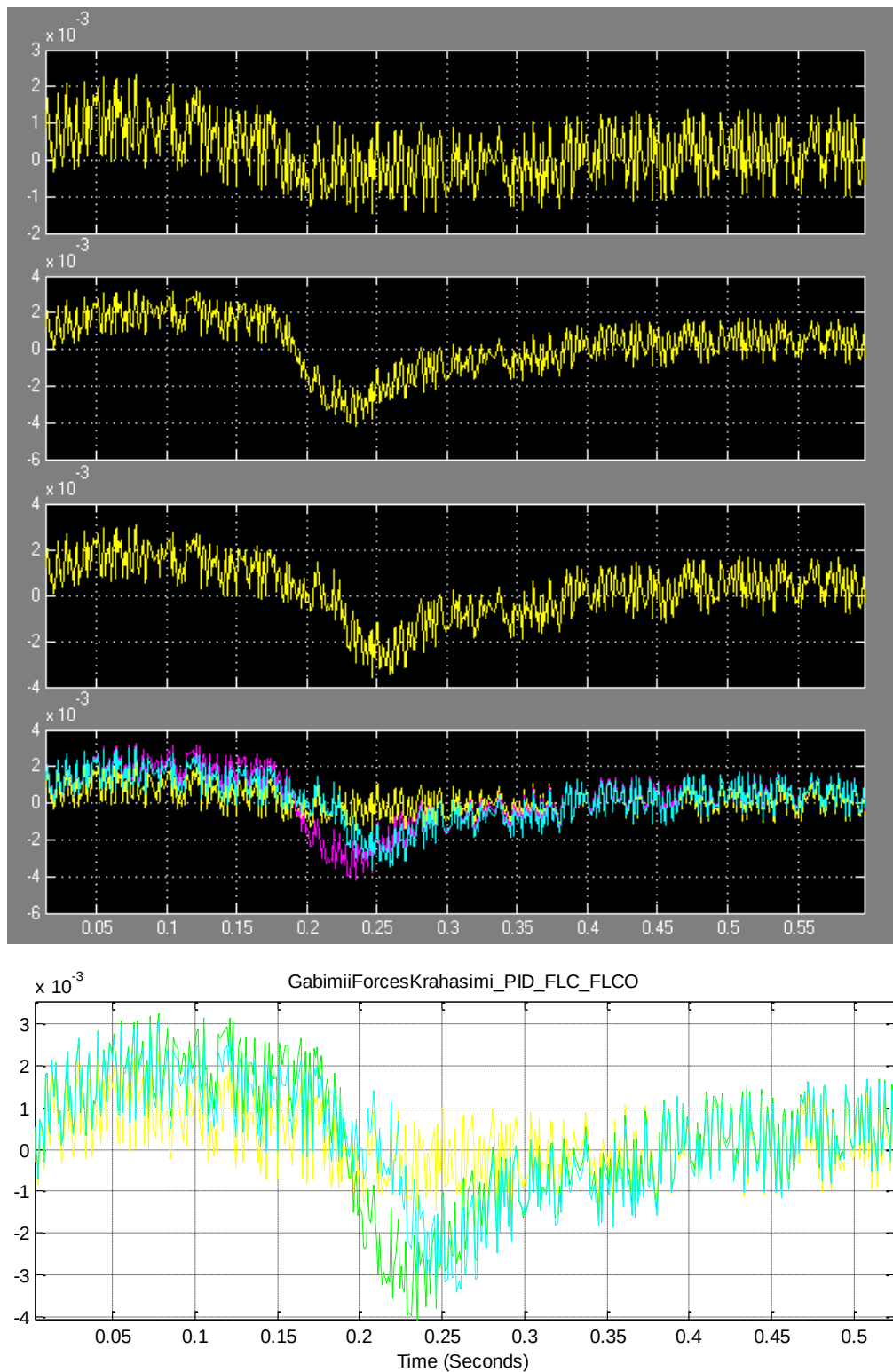


Figura 9. 16 Hyrja 1 dhe F_p =numër rasti

Nga figurat më lartë vërejmë se humbjet më të larta janë në fillim të lëvizjes sepse duhet të mbizotrohet ndikimi i forcës aksiale të rezistencës së prerjes.

-Ndryshojmë kushtet e sinjalit hyrës ashtu që do të simulojmë riprogramimin pas një kohe të caktuar.

1:1:2 dhe $F_p=0$ dhe 5

-Pastaj do të rrisim shkallën:

1:2:3 dhe $F_p=5$

-Rrisim kohën e shkallës së dytë:

1:5:3 dhe $F_p=5$

-Së pari supozojmë se në kohën 1s do të ngritet vlera në 2 ndërsa $F_p=0$ dhe 5

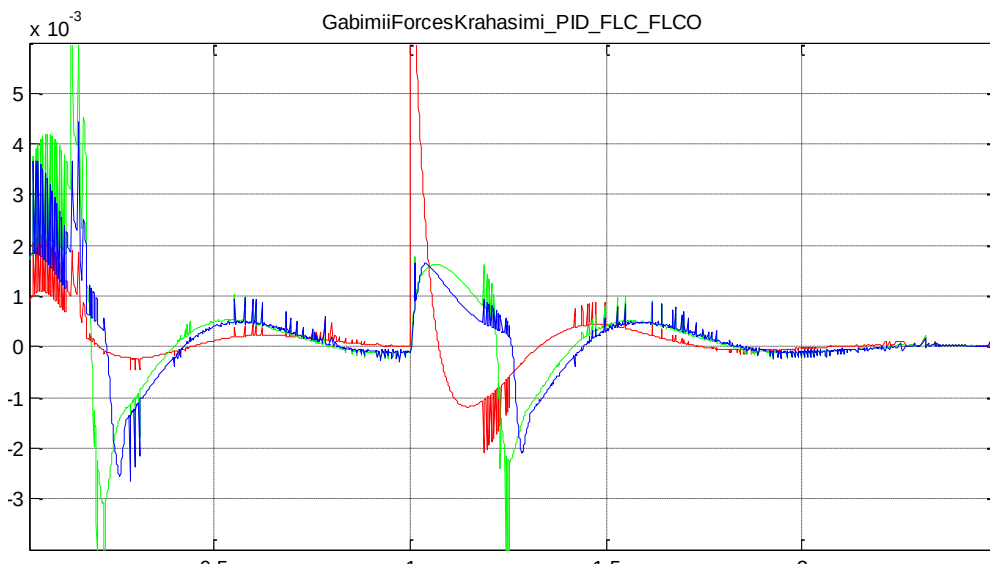
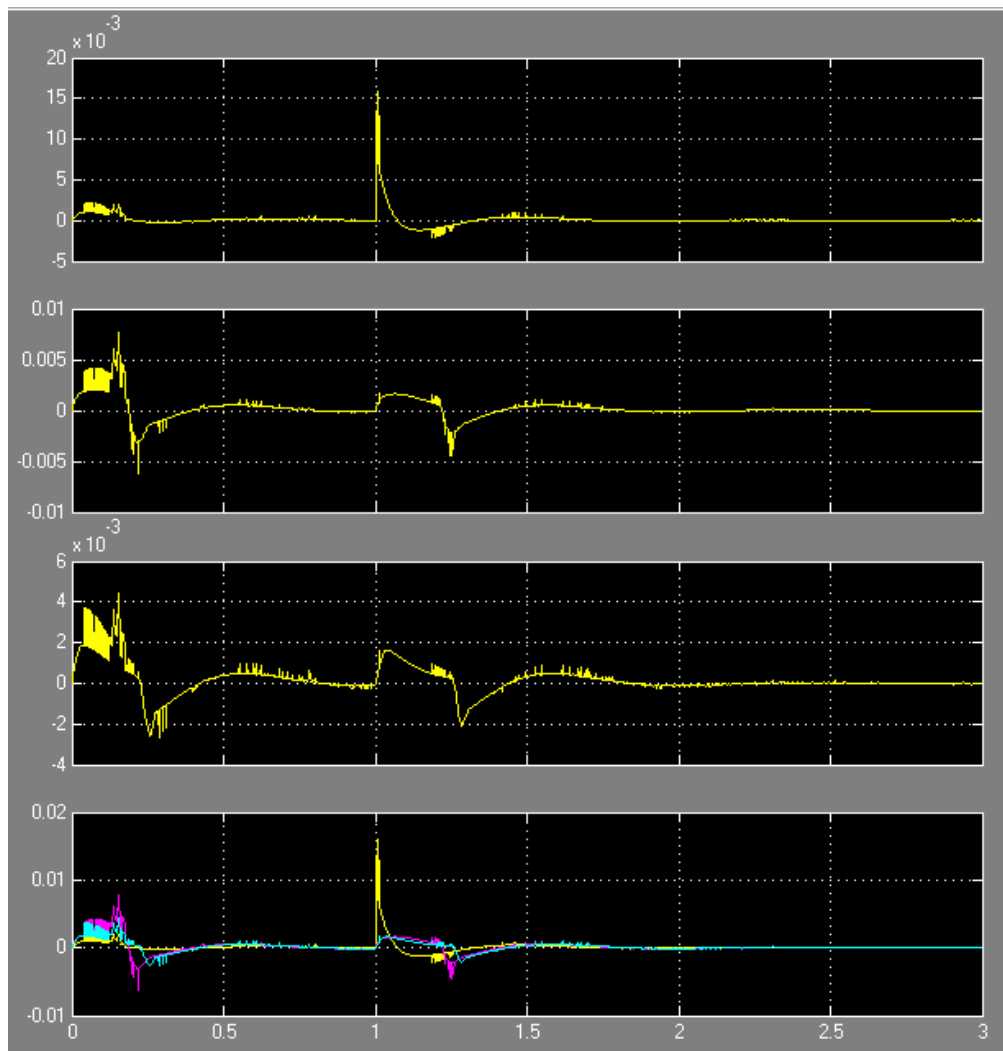


Figura 9. 17 Hyrja 1:1:2 dhe $F_p=0$

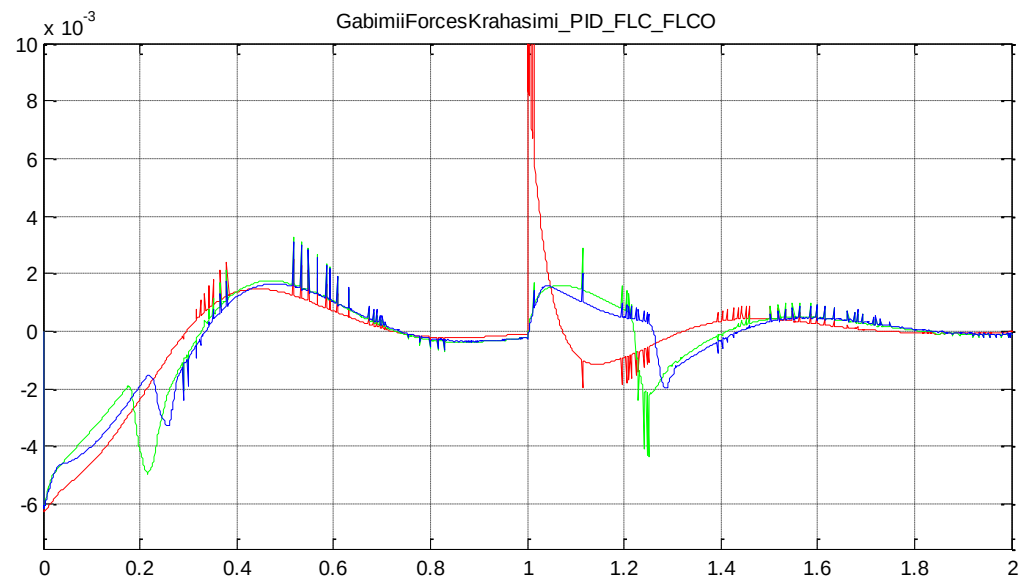
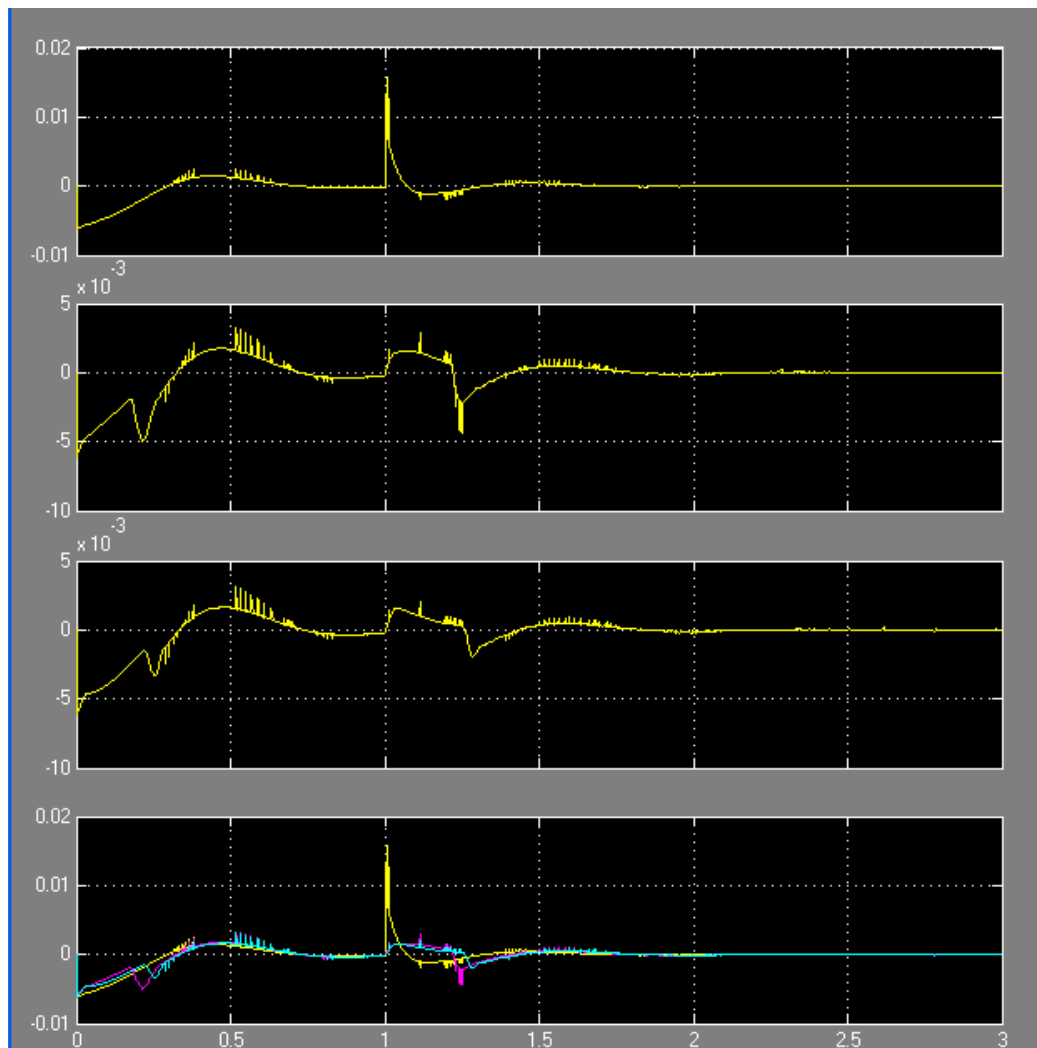


Figura 9. 18 Hyrja 1:1:2 dhe $F_p=5$

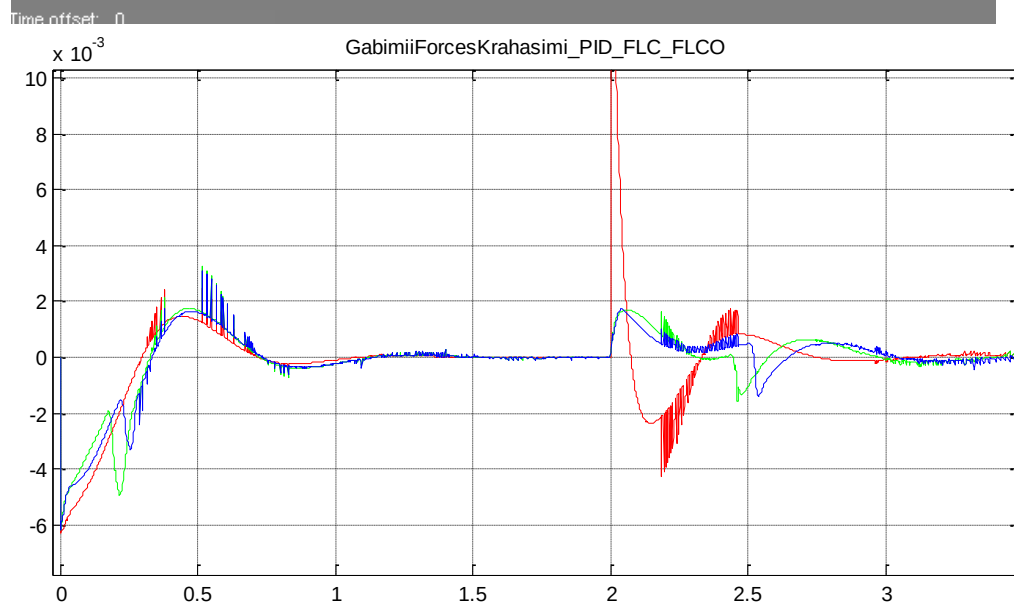
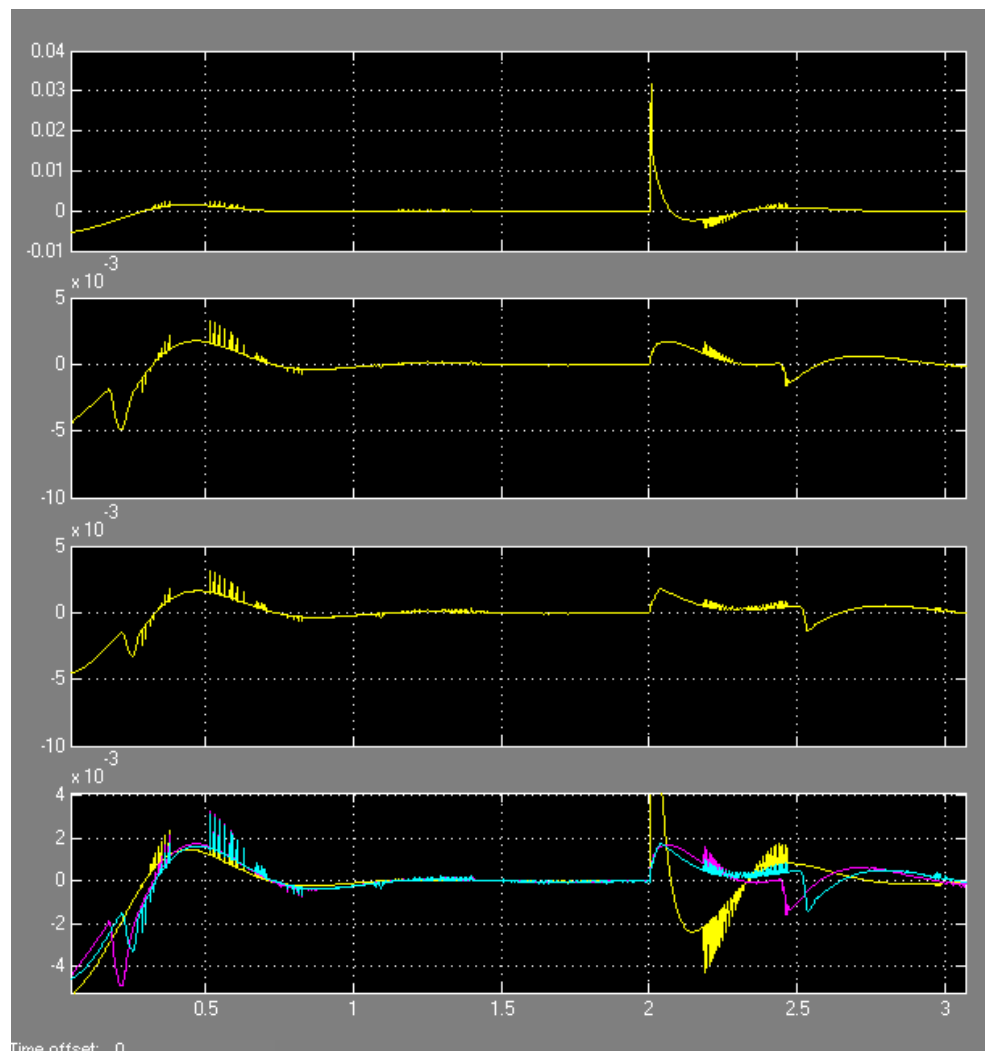


Figura 9. 19 Hyrja 1:3:2 dhe $F_p=5$

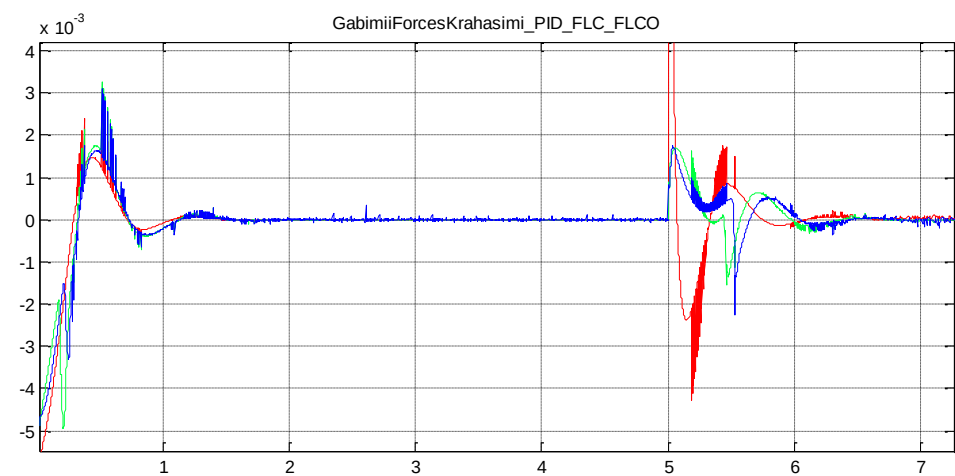
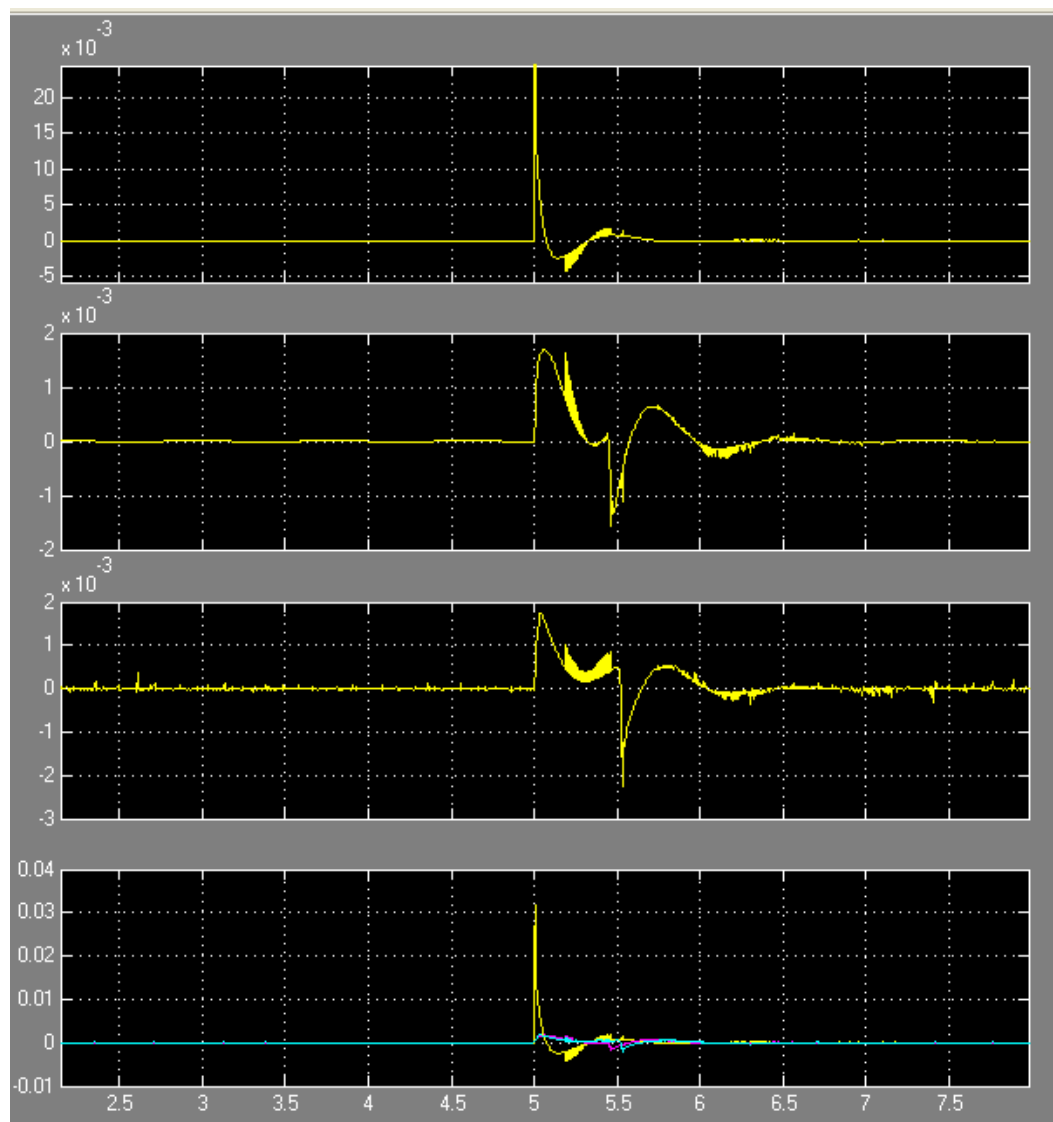


Figura 9. 20 1:5:3dhe Fp= 5

-Siç po shihet nga figurat më lartë dallimi në gabimin e forcës vërehet vetëm në ratet e riprogramimit të vlerës. Shkallzimi i dytë shkakton rrënje të forcës e cila te rregullatori PID është shumë më e theksuar dhe varet nga vlera e shkallës së dytë. Sa më e madhe të jetë vlera aq më e madhe do të jetë rënja. Tentimi për ta kthyer gabimin në zero shkakton mbikalim në anën tjetër.

9.3 Aplikimi i motorit me shkallë më të ulët të shuarjes

Rekomandimet e ekspertëve të kësaj fushe janë se motori i rrymës së vazhduar që përdoret te mekanizmi i lëvizjes së ushqimit duhet të ketë shkallë të shuarjes prej 0.7 deri 0.8 [1]. Prandaj kemi zvendësuar motorin ekzistues me një motor me funksion transmetues:

$$W(s)=2/(s^2+8s+25)$$

i cili motor ka shkallë të shuarjes shumë të përshtatshme për sistemin e ushqimit me shkallë të shuarjes $\xi=0,8$

PID rregullatori për pjesën elektrike:

Në fillim kemi simuluar rregullatorin PID vetëm për motorin (fig) për të parë rezultatet te përgjigjia kalimtare e motorit:

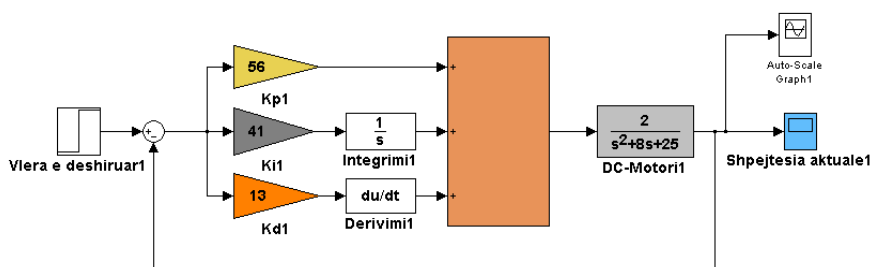


Figura 9. 21 Skema e rregullatorit PID

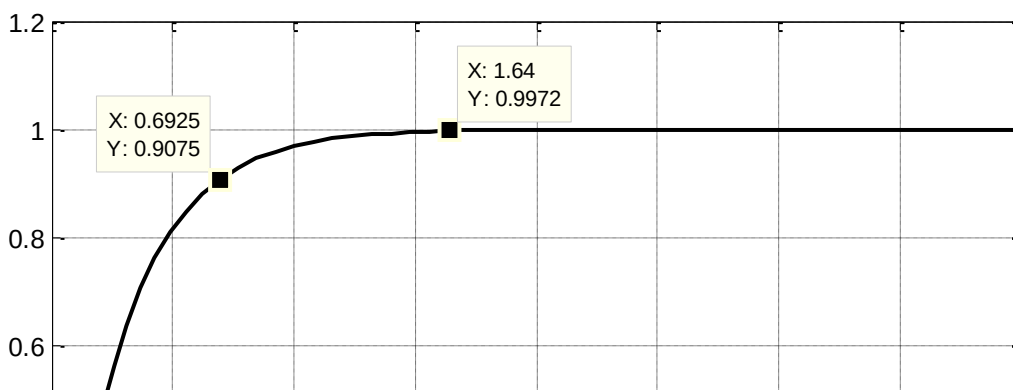


Figura 9. 22 Përgjigjia kalimtare dhe kohët kryesore

Pra, koha e ngritjes 0.692s dhe stabilizimit 1.64 s (fig.9.24):

PID_Sistemi Mekatronik:

Kemi bërë përshtatjen e koefficientëve dhe kemi marrë vlerat që japin performanca më të mira të përgjigjes kalimtare: $K_p=55$, $K_i=38$, $K_d=12$

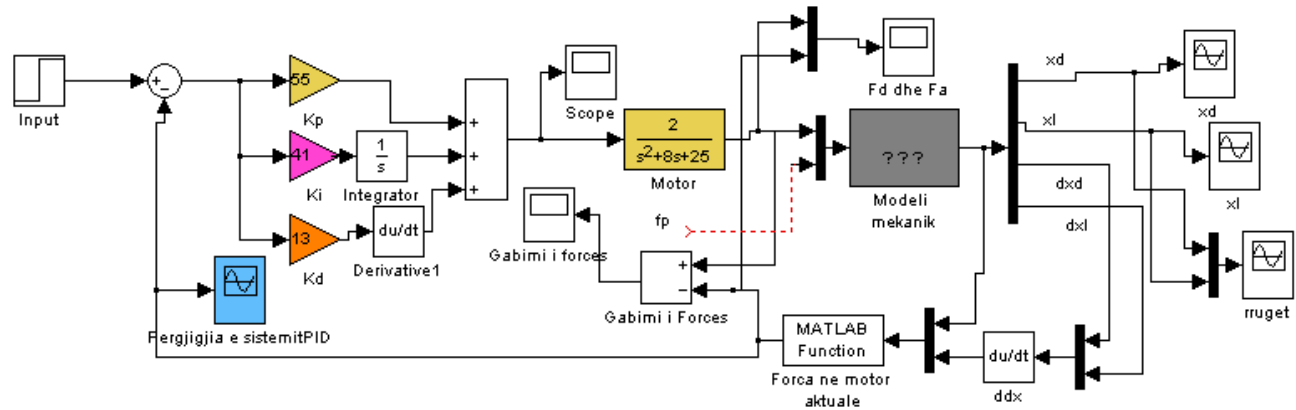


Figura 9. 23 Skema e Sistemit me PID

Përgjigjia dinamike e sistemit është:

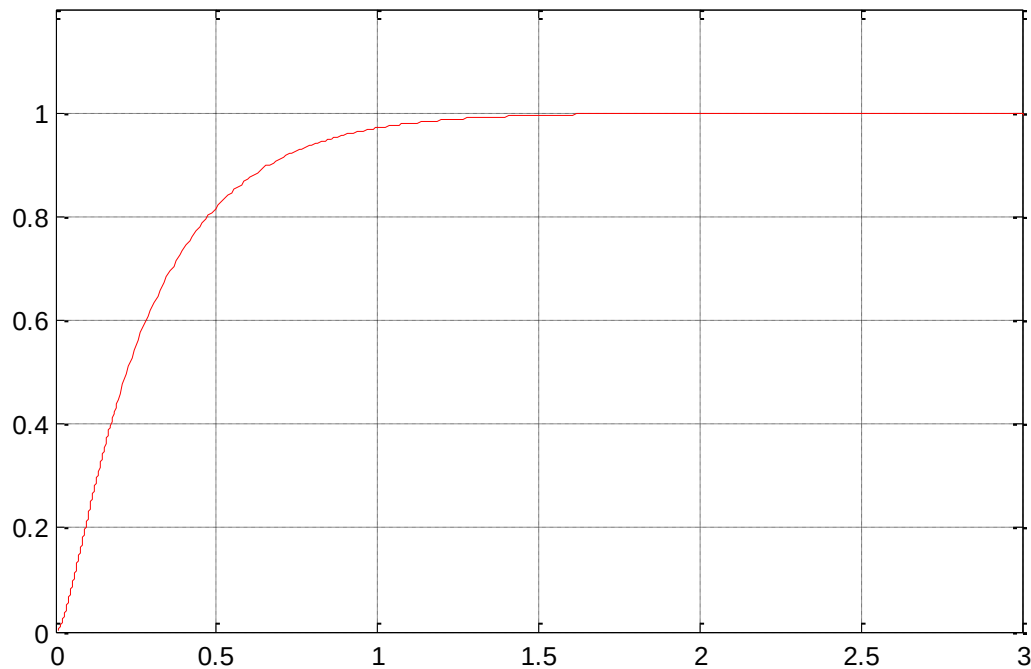


Figura 9. 24 Përgjigjia kalimtare

Në figurën vijuese shohim pikat karakteristike ku marrim vlerat për kohën e ngritjes 0.6656 s dhe kohën e stabilizimit 1,596 s:

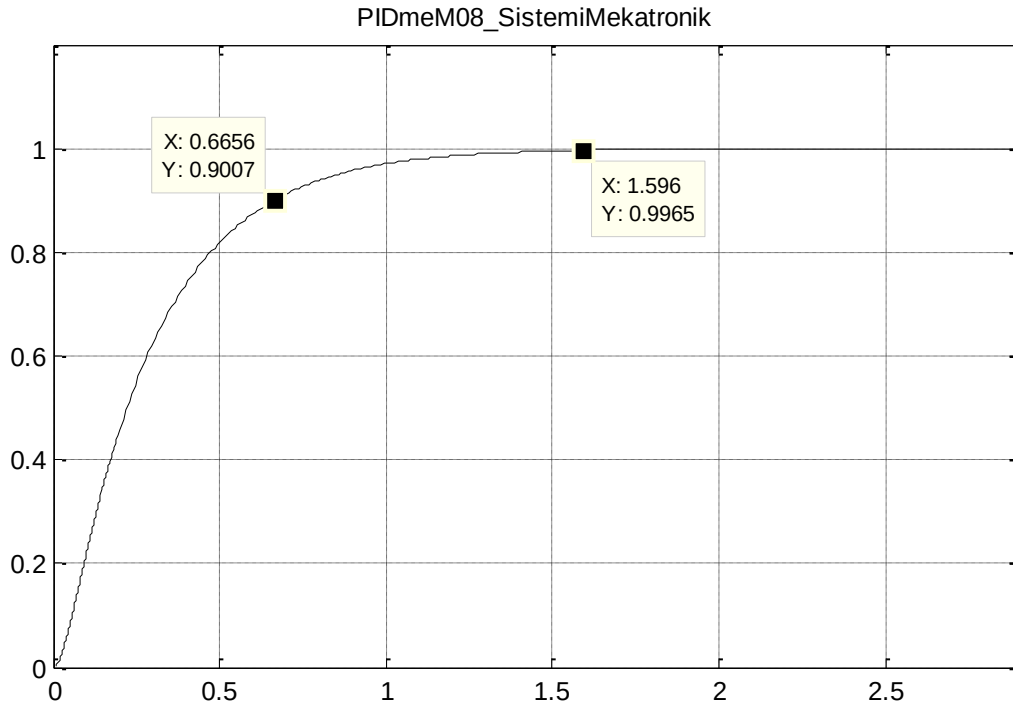


Figura 9. 25 Kohët kryesore

Rregullatori Fuzzy

Për simulim të modelit me rregullatorë fuzzy (fig.9.29) kemi përdorur konstantat: $K_p=19$, $K_d=0,35$, $K_1=140$

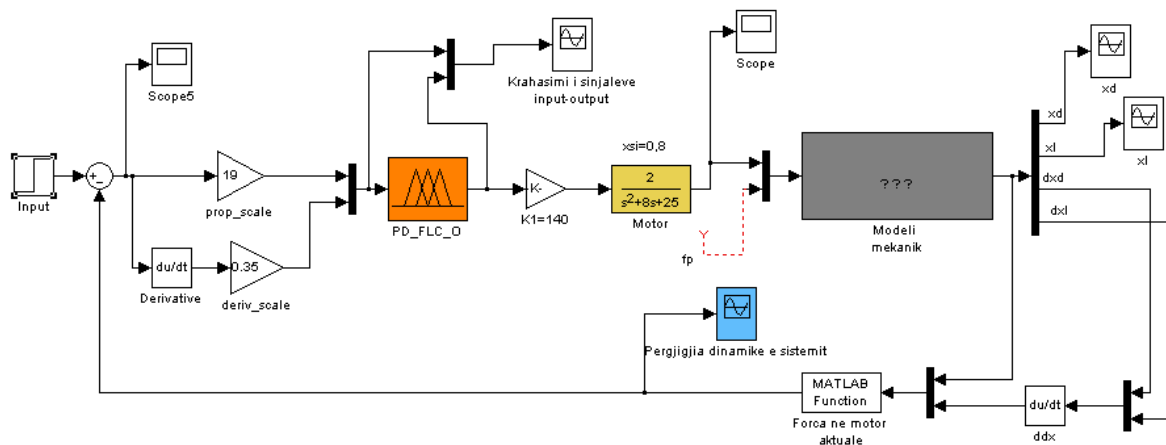


Figura 9. 26 Qarku i sistemit me PD_FLC

Rregullatori PD_FLC e rrit dukshëm kohën e ngritjes dhe të stabilizimit edhe te ky motor. Në fig .9.31 shihet që mbikalimi është pak i lartë .

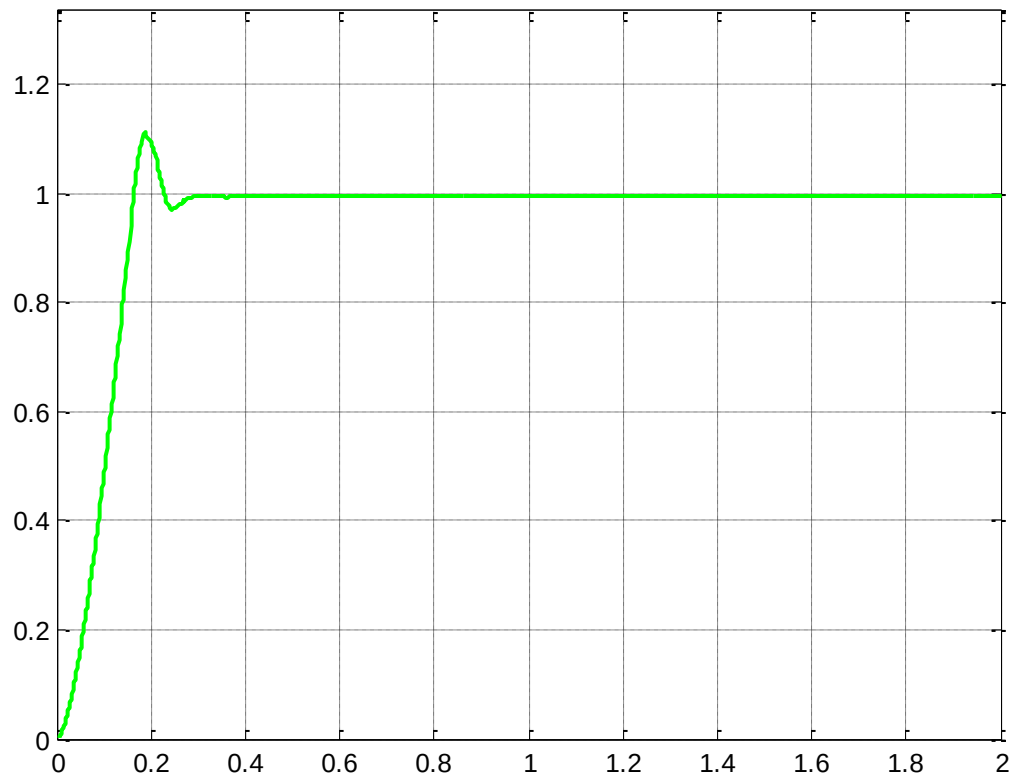


Figura 9. 27 PD_FLC

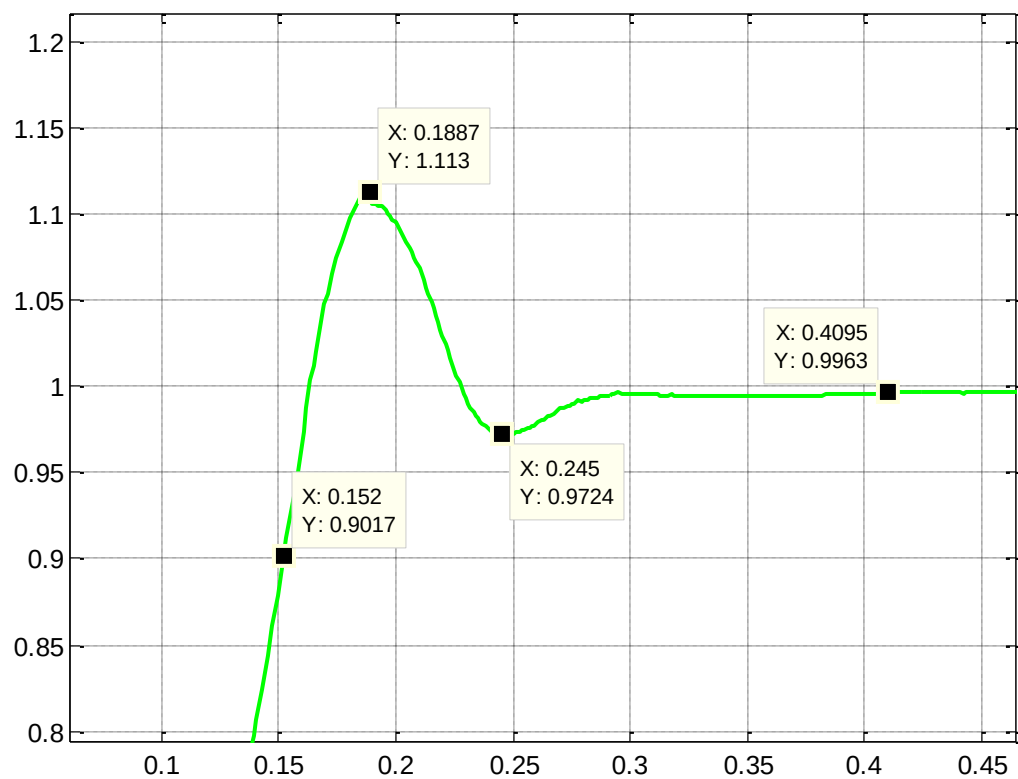
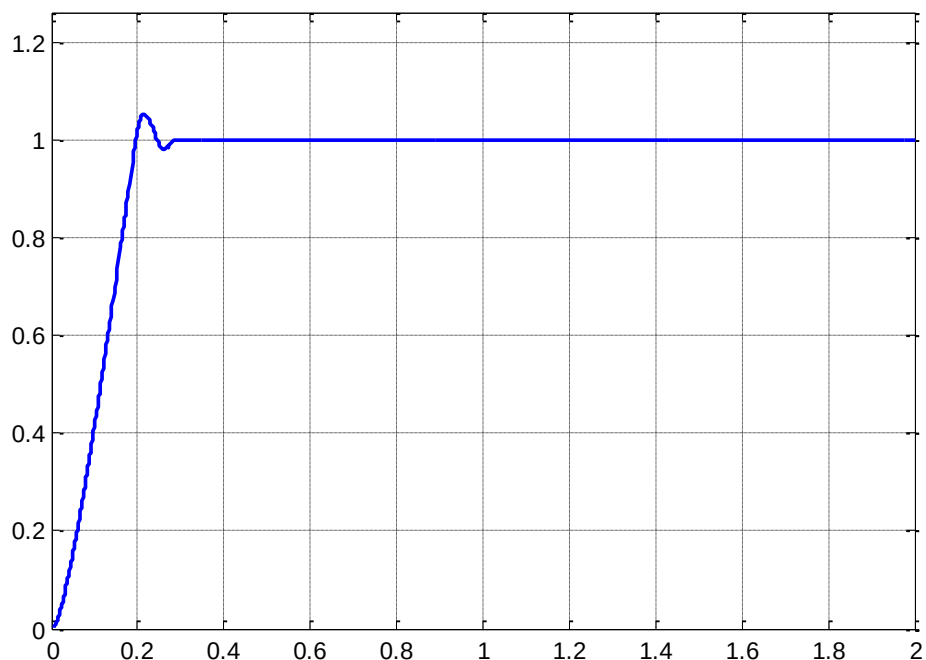


Figura 9. 28 Mbikalimi dhe kohët kryesore

Ndërsa, te rregullatori PD_FLC_O vërejmë përmirësime të dukshme të mbikalimit edhe pse koha e ngritjes ngec pak:



Pothuajse të të gjitha performancat e tjera të sistemit kemi përmirësime (fig), koha e stabilizimit 0.2885, mbikalimi 1.052 dhe arrihet në kohën 0.2139:

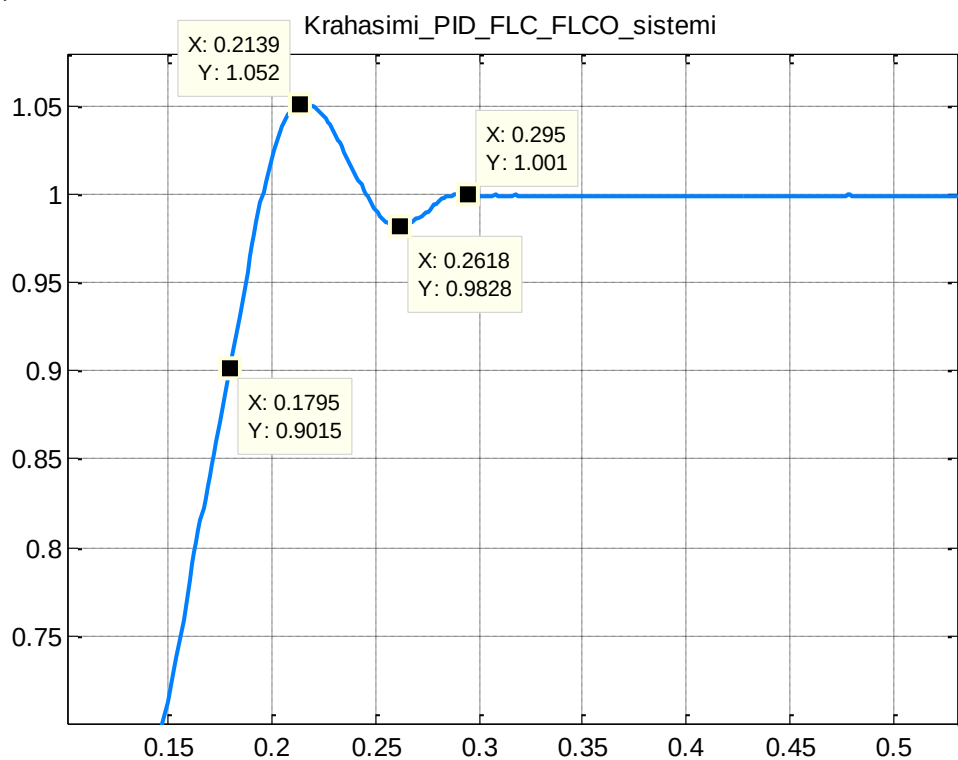


Figura 9. 29 Elementet kryesore të PD_FLC_O

Pra, konstatojmë se edhe te motori me shkallë të shuarjes 0.8, përmirsimet e performancave janë shumë të dallueshme te rregullatorët fazi logjik në raport me rregullatorin PID.

9.4 Krahasimi me motor te ri

Për simulim të qarkut kemi përshtatur koefficientët e konstantave dhe kemi përvetësuar variantat më të mira të tyre:

PID: $K_p=35$, $K_i=41$, $K_d=13$

FLC: $K_p=19$, $K_d=0,35$, $K_1=140$

FLC_O: $K_p=19$, $K_d=0,35$, $K_1=140$

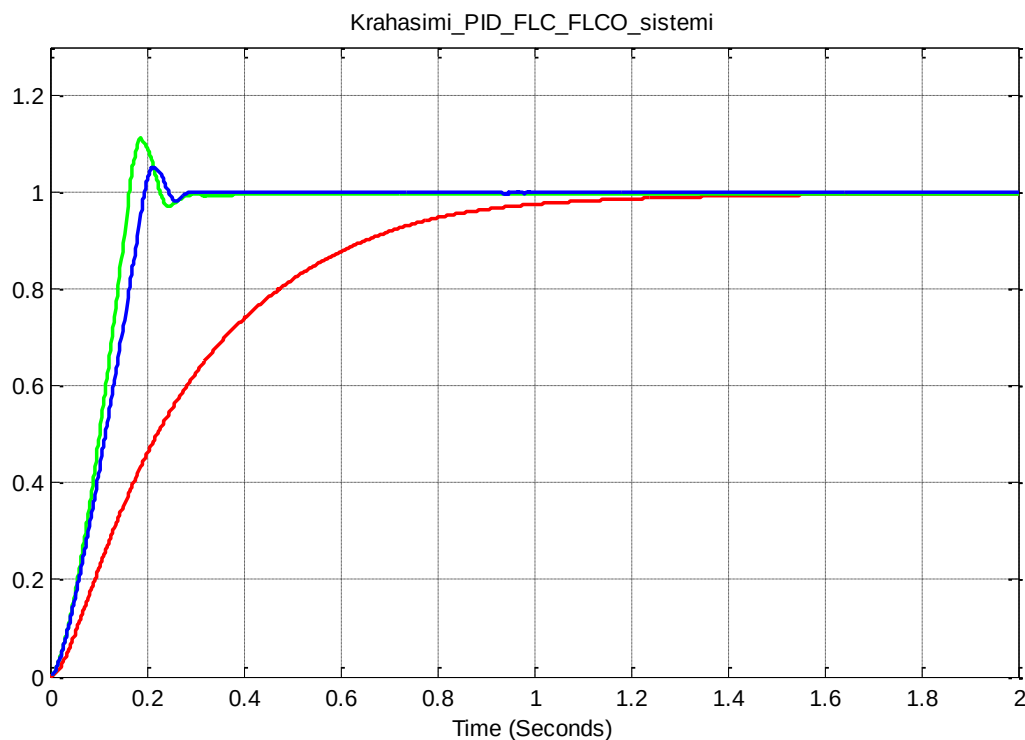


Figura 9. 30 Krahasimi i rregullatorëve

Nga figura shihet që rregullatorët fazi logjikë e stabilizojnë shpejtë gabimin dhe ai vazhdon të mbetet i tillë, ndërsa ai PID me ngadalë e zvoglon gabimin dhe në këto momente të kohës ka gabim shumë të lartë.

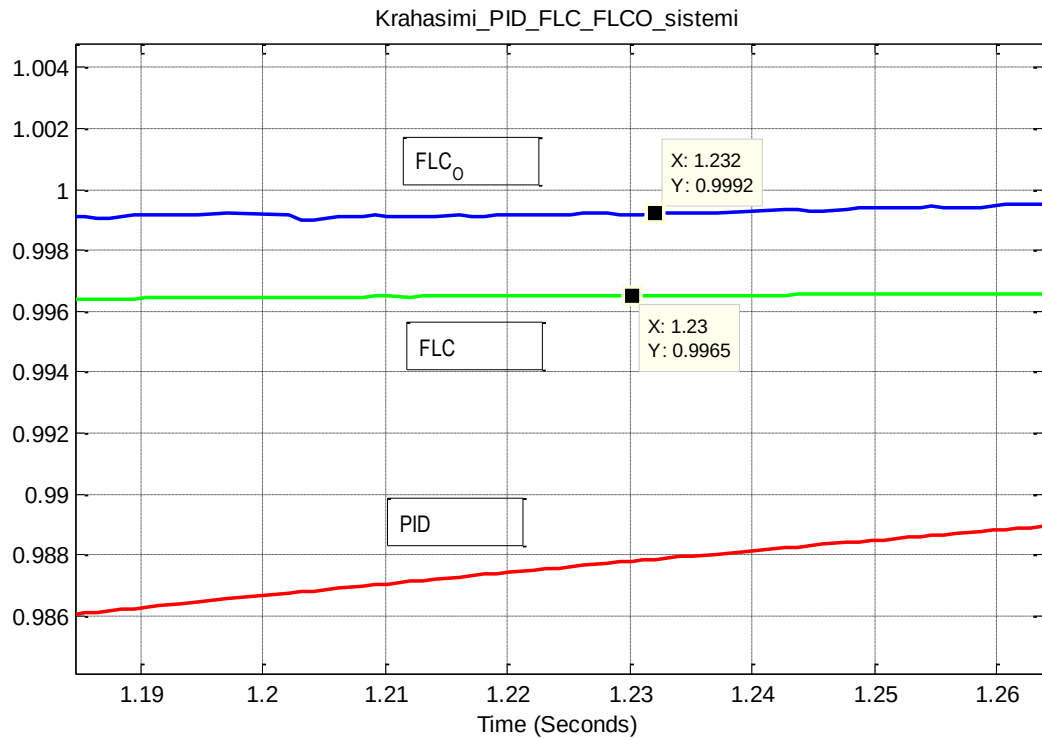


Figura 9. 31 Gabimi i stabilizimit

Ndërkaq, pas kalimit te sekondes së dytë rregullatori PID e zvoglon shumë gabimin e sabilizimit duke ngelur menjëherë pas rregullatorit FLC_o me gabim rreth 0.024 (vija e mesme)

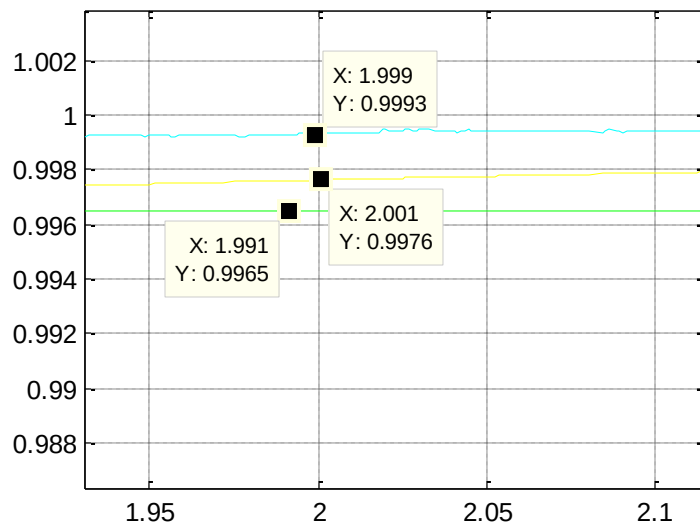


Figura 9. 32 Gabimi i stabilizimit në sekondën e dytë

Në vazhdim do të japim të përmbledhura të gjitha elemntet e përgjigjes kalimtare për të dy motorët:

Motori 1:

	Koha e rritjes	Mbikalimi	Koha e stabilizimit	Piku(peak)	Gabimi i Stabilizimit (t=2s)
PID	0.7667	1.0005	1.877	1	0.0011
PD_FLC	0.1798	0,179	0.495	1.179	0.0032
PD_FLC_O	0.2379	0.046	0.3816	1.046	0,0007

Motori 2:

	Koha e rritjes	Mbikalimi	Koha e stabilizimit	Piku-Peak (koha e arritjes)	Gabimi i Stabilizimit (t=2s)
PID	0.6515	1.0005	1.456	1(1.456)	0.0024
PD_FLC	0.152	0,113	0.4095	1.113(0.1887)	0.0035
PD_FLC_O	0.1795	0.056	0.295	1.056 (0.2139)	0.0007

Ekzistojnë disa avantazhe të përgjithshme të dëshmuara për aplikimin e rregullatorëve fuzzy:

- Bëhet lidhje e lehtë e tipit gjuhësor në mes të hyrjes dhe daljes
- Dizajnimi i tyre është i lehtë sepse nuk kërkojnë domosdoshmërisht njohuri perfekte për sistemin ashtu që lehtë mund të vijmë te prototipi
- Te lire sepse lehtë dizajnohen
- Arrijnë mbikalime të vogla dhe oscilime të vogla
- Shpejt arrijnë gjendjen stabilizuese

Poashtu kemi parasysh edhe disavantazhin se këta rregullatorë para operimit kërkojnë përshtatje të mirë.

Përkunder gjithë këtyra përparësive që rregullatori, në interesin tonë është që të shqyrtojmë mundësinë e implementimit të tij për kontrollin e parametrave të lëvizjes ndihmëse te makinat me kontroll numerik kompjuterik. Në fokus kemi rastin e përdorimit të tij te punimet që cilësohen si të shpejta dhe në kushte joplotësisht të njohura dhe të parashikueshme. Prandaj në vazhdim do të simulojmë ndryshime të shpeshta të kushteve të punës.

KAPITULLI X

10. Arsyeshmëria e implementimit të FLC-së

10.1 Krahاسimi i sinjaleve

Në rastet e ngacmimeve të jashtme shumë jolineare, vërejmë se te rregullatori fazzi logjik stabilizimi i sinjalit është shumë më i shpejtë. Kjo e rrit efikasitetin e aplikimit të kontrollit fuzzy-logjik te sistemi i lëvizjes së ushqimit sepse devijimet e shpejta të variablave të kontrollit hasen shumë shpesh, kryesisht për shkak të rezistencave të prerjes, johomogjenitetit të materialit, vibrimeve për shkak të ekcentricitetit të pjesëve të makinave, goditjeve mekanike në zinxhirin transmetues, etj. Për të parë disa përparësi të implementimit të rregullatorit FLC te kontrolli i lëvizjes së mekanizmit të ushqimit te makina frezuese vertikale, do të tentojmë të simulojmë kushtet specifike të punës së këtij sistemi dhe do shqyrtojmë disa raste ekstreme të aplikimit të tyre duke u nisur nga rregullatori PID.

PID

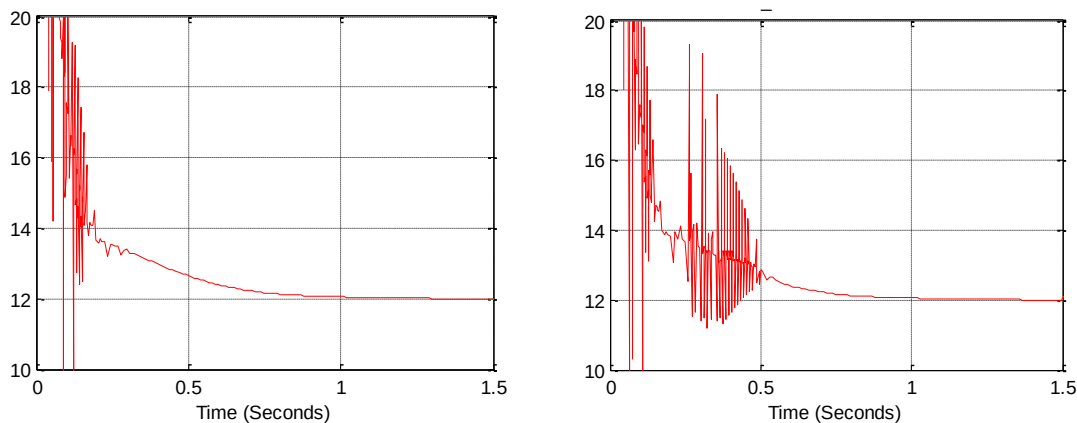


Figura 10. 1 Krahاسimi i sinjalit të daljes: a) Pa forcë prerëse b) Forcë prerëse periodike

Nëse analizojmë rastin kur kur në sistem aplikojmë rregullatorin PID dhe nuk kemi rezistenca të prerjes që korenspondon me lëvizjet e pozicionimit të instrumentit prerës, sinjali në dalje të rregullatorit stabilizon shtesën e veprimit në vlerën 12 që paraqet një tension proporcional me shpejtësinë e motorit ose forcën e aktuatorit. Kjo bëhet për kohë shumë të shumë të shkurtër rreth 0.2-0.3 sekonda, por, kur veprojmë me një rezistencë që ka karakter periodik, atëherë kjo kohë dyfishohet deri në vlerën 5 sekonda (fig 10.1-a dhe b)

Po vërehet që stabilizimi i sinjalit për rastin e ngarkesave periodike vonohet për 0.2 deri 0.3 sekonda duke rritur amplitudat e oscilimit (fig.10.2).

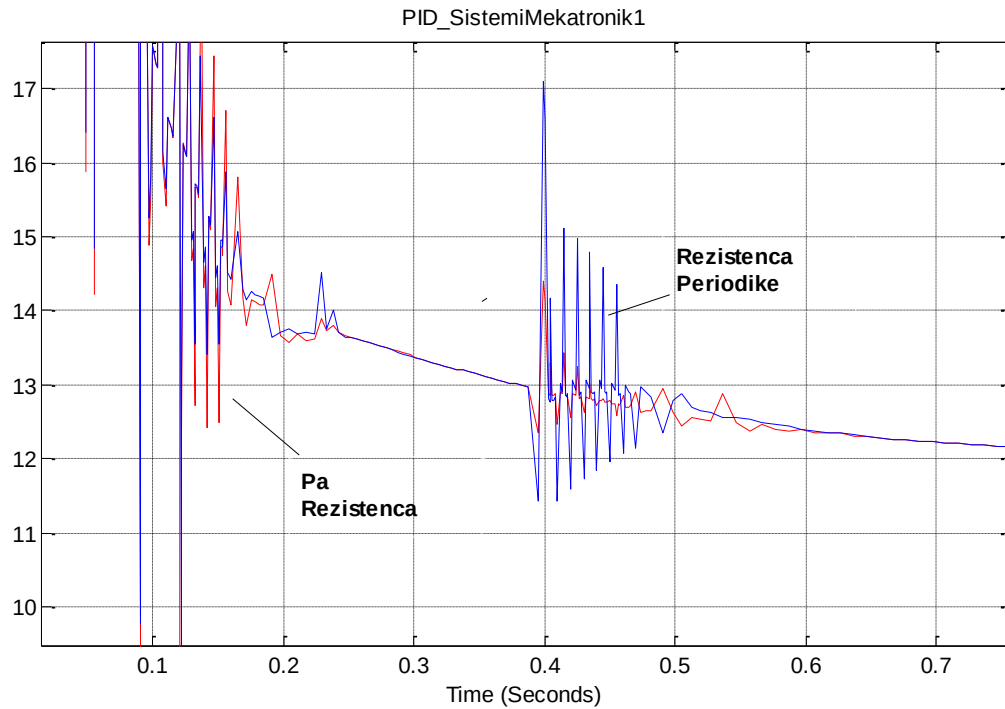


Figura 10.2 Vonesa në stabilizimin e sinjalit ne raste te veprimit te rezistencave te prerjes

Nëse supozojmë se vepron një forcë konstante e vogël e prerjes $F_p=1\text{N}$, për të arritur vlerën e komanduar 1N , aktuatori duhet të veprojë për ti përballuar rezistencat e startit të sistemit elektrik, mekanik si dhe vetë rezistencën e prerjes. Përgjigjet kalimtare tregojnë se stabilizimi i sistemit me PID ndodh në kohën e dy sekondave të para, kurse rregullatorët FLC deri në 0.3 s .

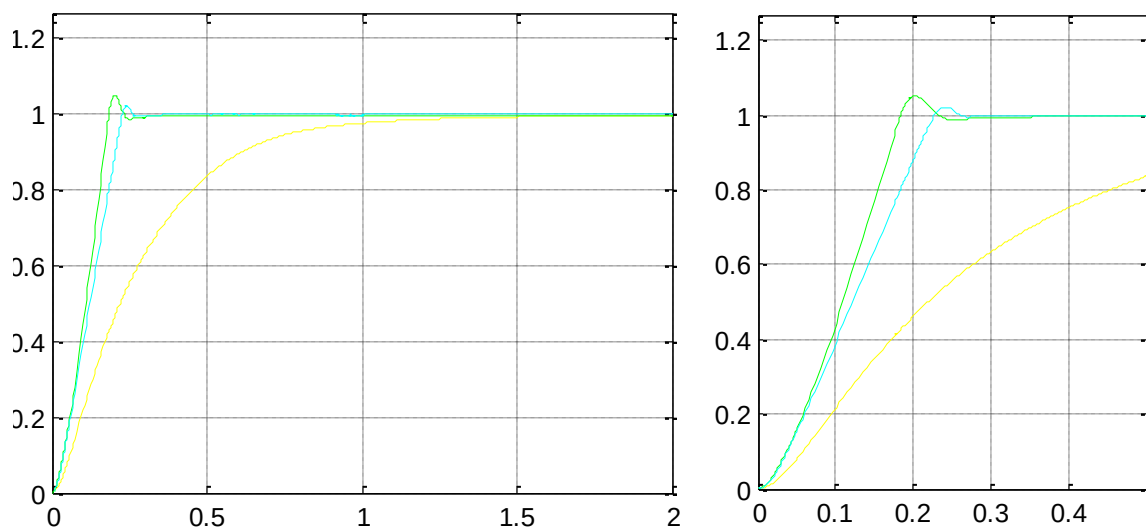


Figura 10.3 Përgjigjet kalimtare

Po ti shqyrtojmë veçmas sinjalet për secilin rregullator do të shohim se rregullatorët fuzzy janë shumë më të suksesshëm për amortizim të shpejtë të gabimit:

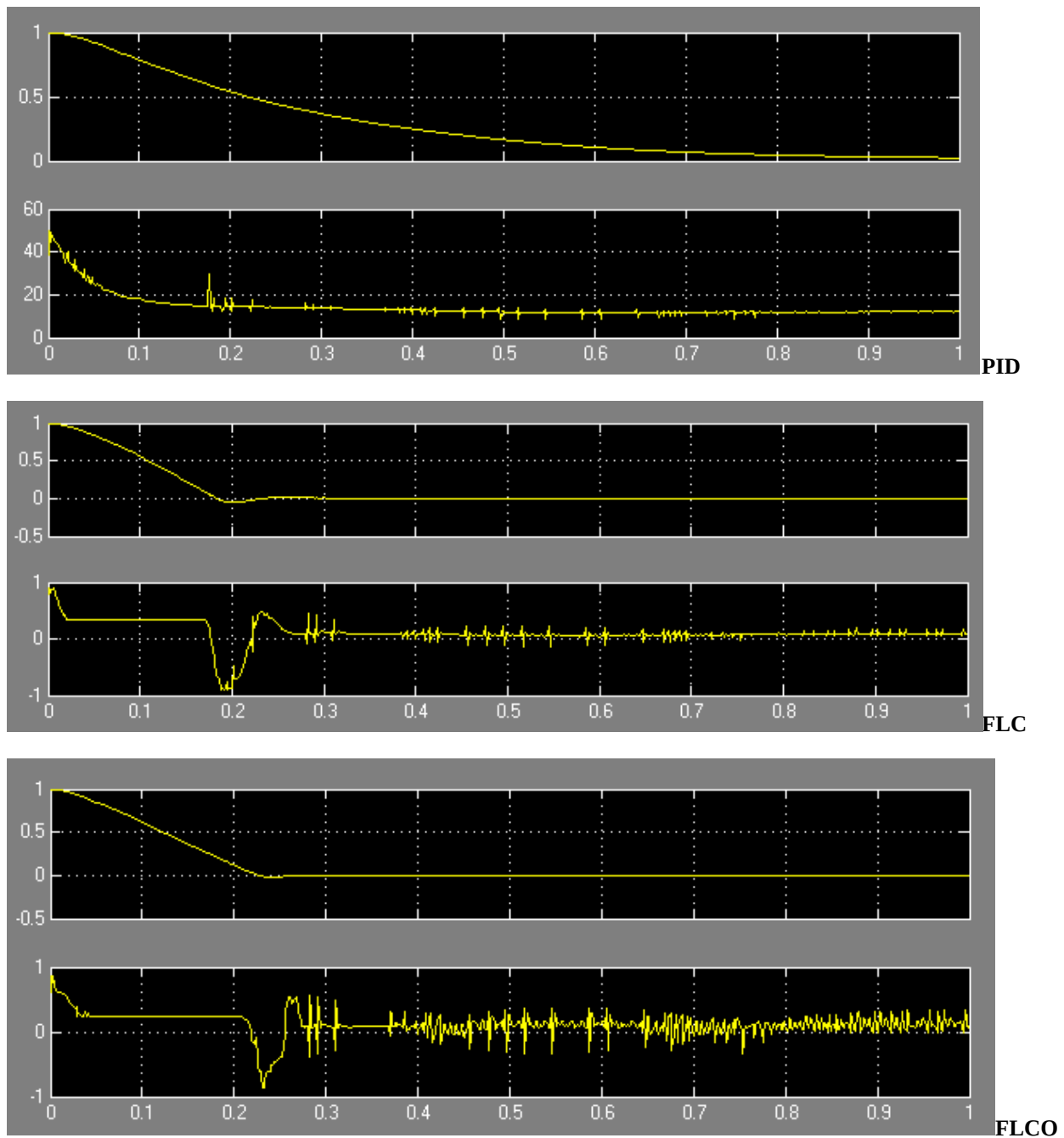
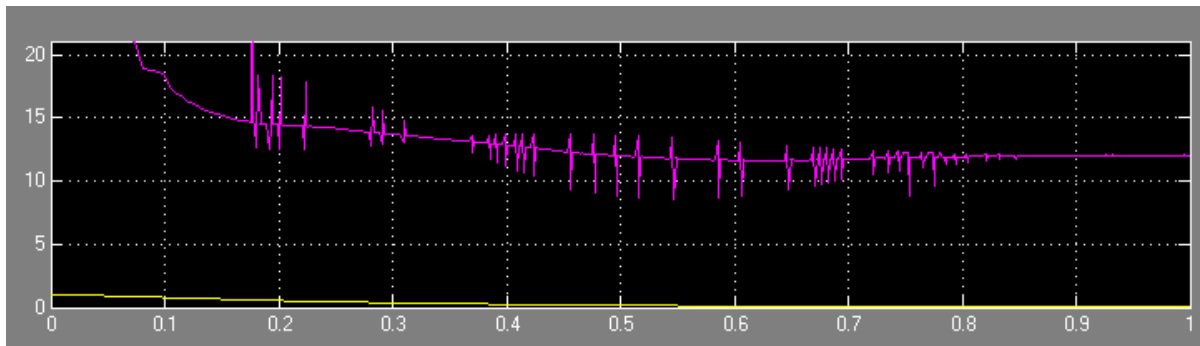
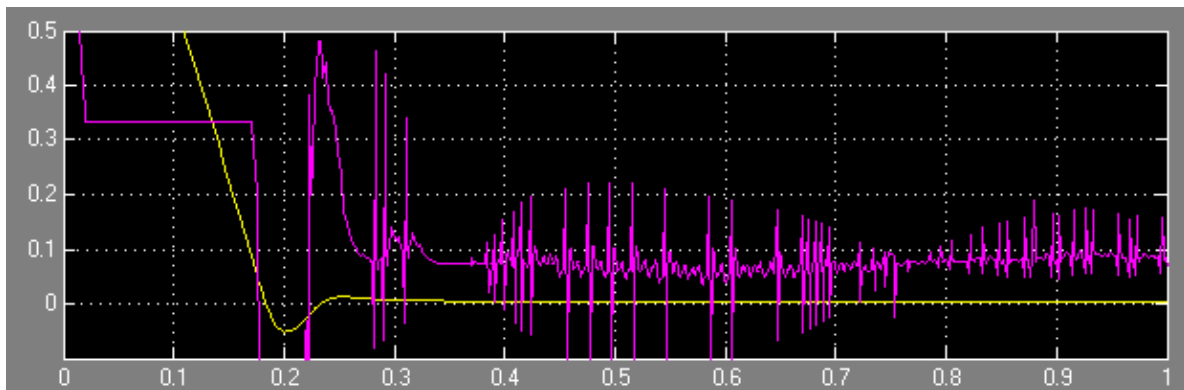


Figura 10. 4 Gjenerimi i sinjalit të rregullatorit përkatës në raport me gabimin

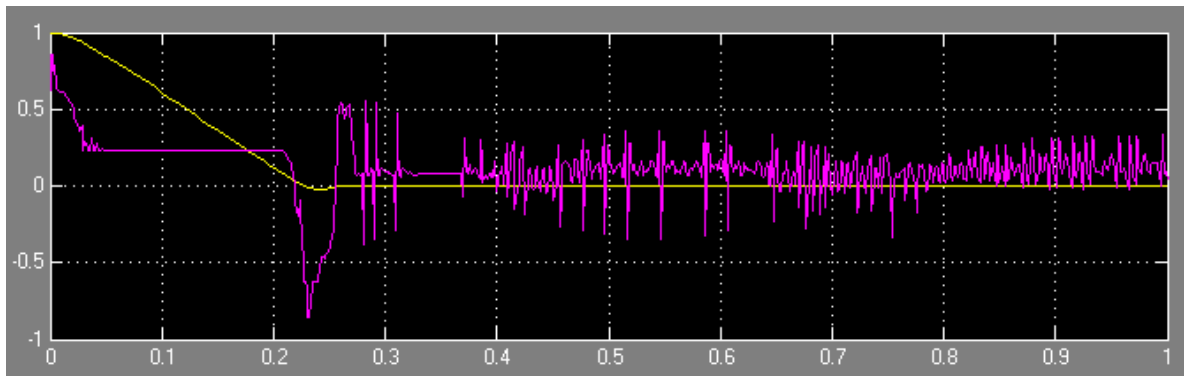
Në vazhdim jepet sinjali që i dërgohet motorit për secilin rregullator për ta mbajtur vlerën zero të gabimit:



PID



FLC



FLCO

Figura 10. 5 Sinjali i gabimit dhe sinjali në dalje të rregullatorit përkatës

Pas amplifikimit të të dy sinjaleve do të shohim se regullatori do të ruajë vlerën e biasit në kufijtë rreth 10-12, në mënyrë që në dalje të mbajë në zero gabimin në zero:

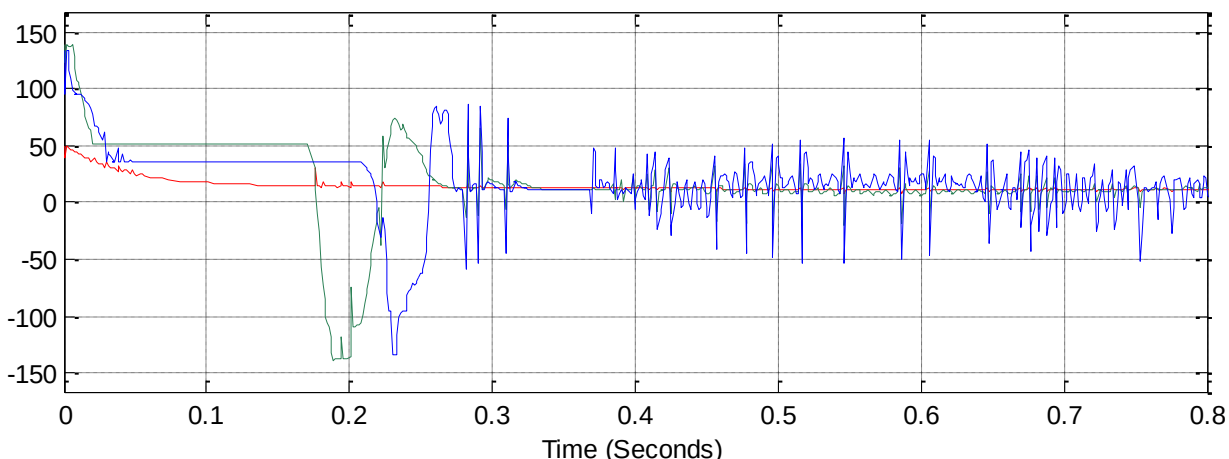


Figura 10. 6 Krahاسimi i sinjaleve të amplifikuar

10.2 .Ndikimi i forcës së prerjes te rregullatori PID

Nga figura 10. 2 vërejtëm se te zgjatja e kohës së stabilizimit të rregullatorit PID vjen për shkak të ndikimit të forcave të prerjes dhe varet nga lloji dhe madhësia e tyre. Po vërehet se edhe madhësia e forcës ndikon në stabilizim. Për të parë ndikimin e tyre do të fillojmë nga forca të vogla teorike. Në fig.10.7, jepet krahasimi për rastin kur e marrim parasysh forcën rezistuese të prerjes $F_p=0$ dhe për rastin kur ajo vepron me vlerë të vogël konstante $F_p=1$

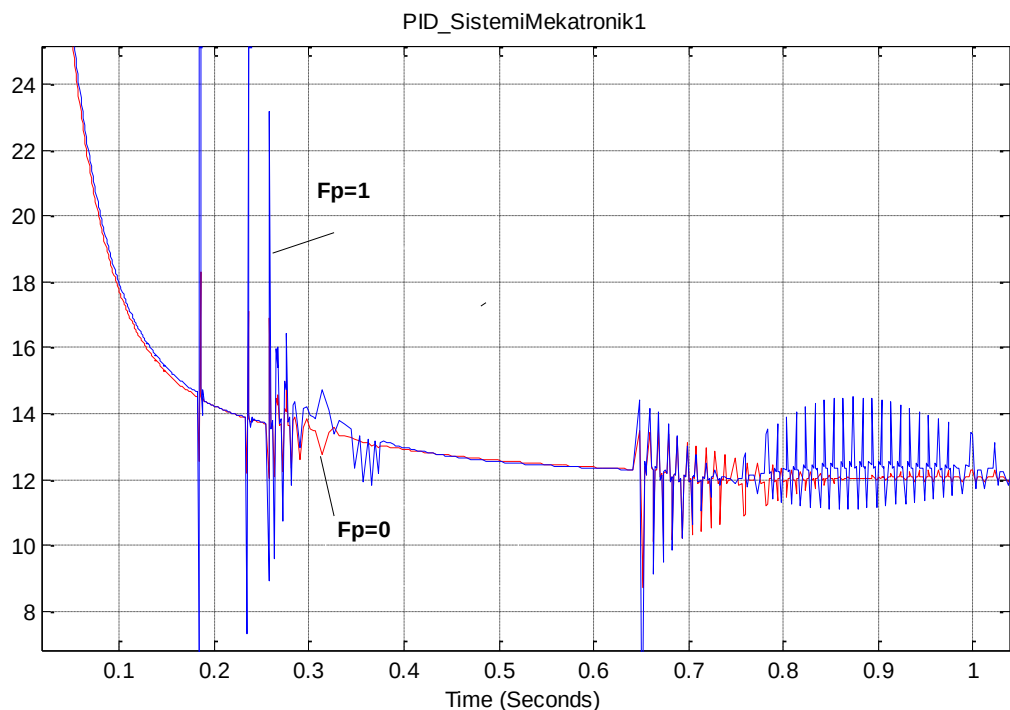


Figura 10. 7 Krahاسimi $F_p=1$ dhe $F_p=0$

Dhe për rastin $F_p=1$ dhe $F_p=5$ shohim se vështirësitë e stabilizimit të bias-it janë shumë më të mëdha te sinjali në dalje të PID-së kur vepron forca më e madhe:

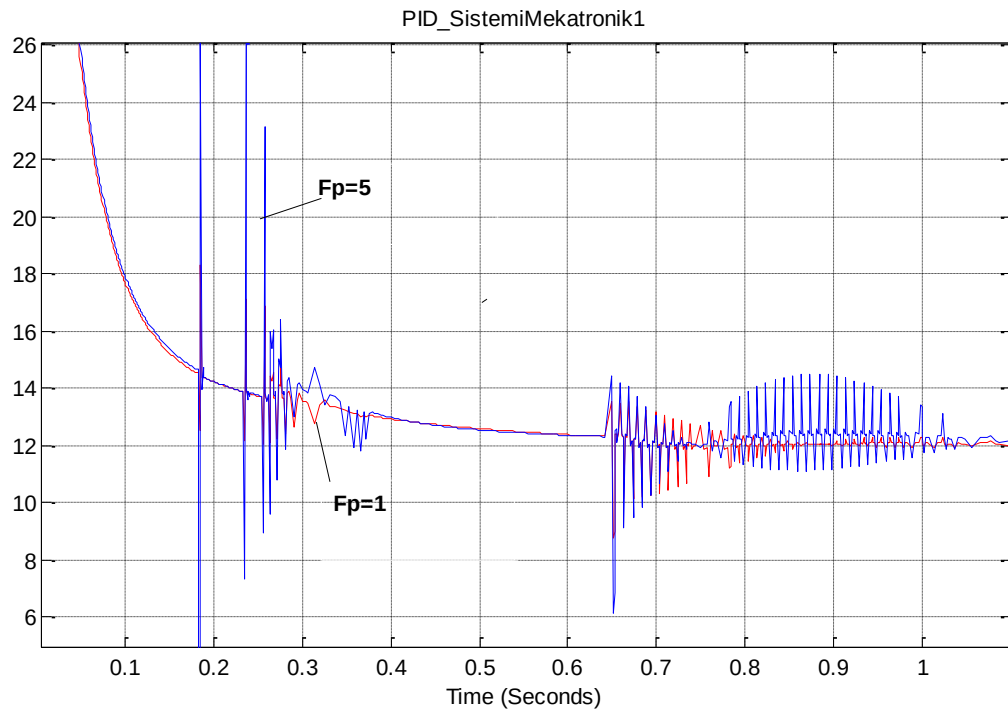


Figura 10.8 Krahاسimi $F_p=1$ dhe $F_p=5$

Po vërehet që stabilizimi i sinjalit për rastin e ngarkesave periodike, vonohet për 0.2 deri 0.3 sekonda. Sinjali në dalje të rregullatorit, ka amplitudë shumë më të madhe por edhe frekuencë të lartë të përsëritjes periodike të oscilimeve. Për të patur një pasqyrë më të qartë vizuale, do ti japim të gjitha rastet të rënditura bashkë:

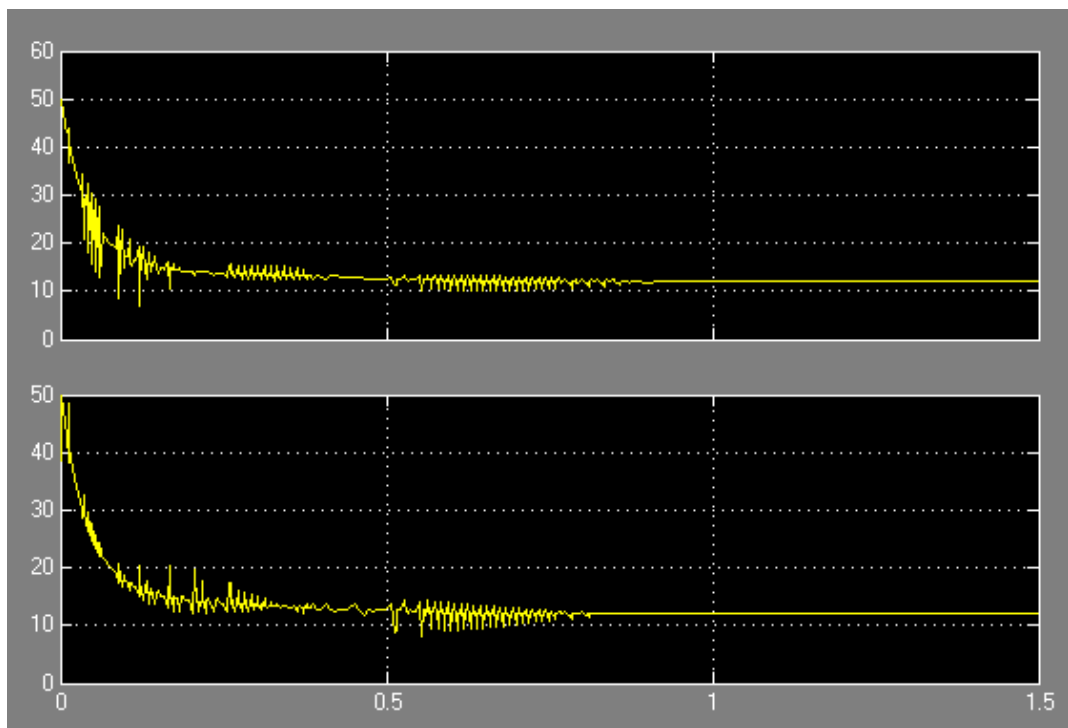


Figura 10. 9 $F_p=0$ dhe $F_p=1$

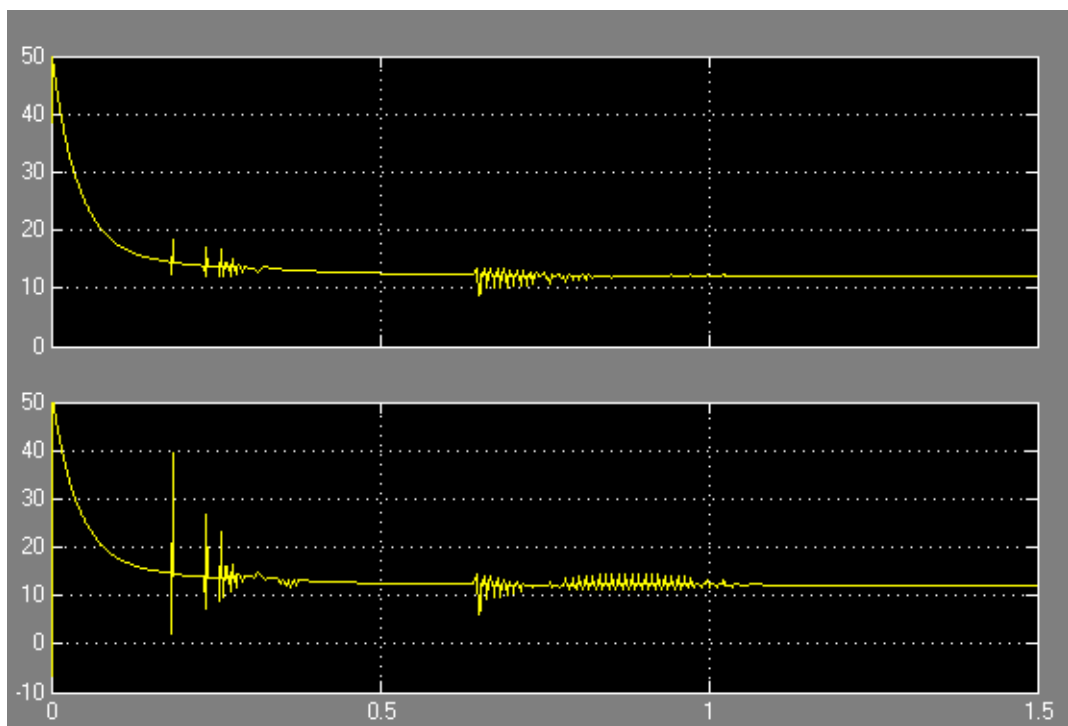


Figura 10. 10 $F_p=1$ dhe $F_p=5$

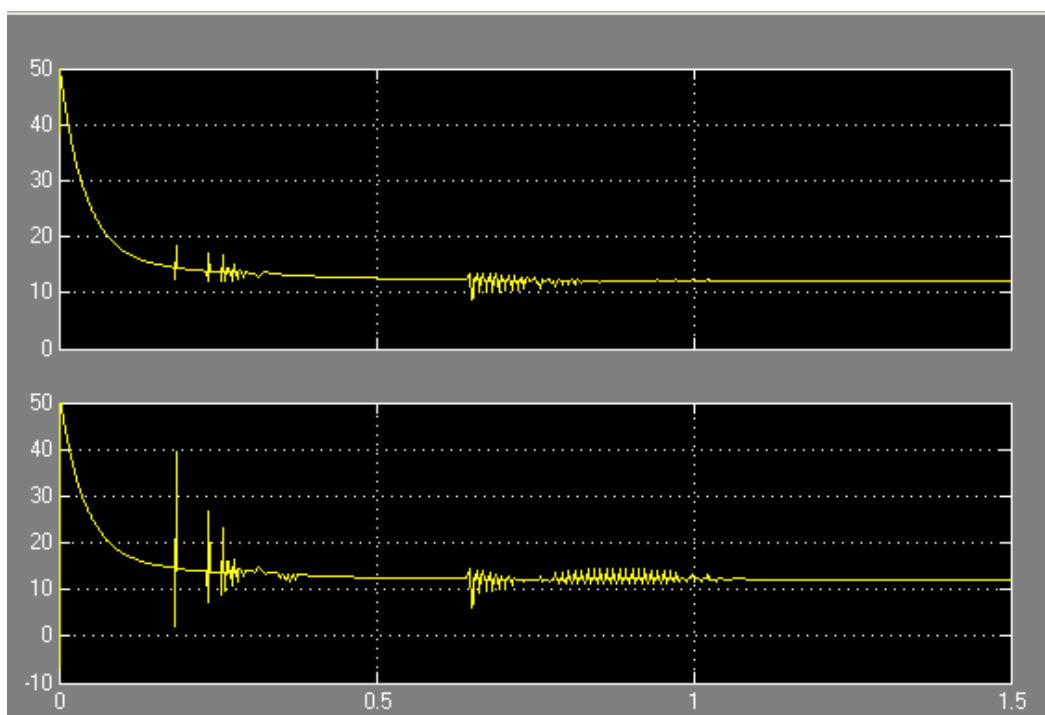


Figura 10. 11 $F_p=1$ dhe $F_p=\sin t$

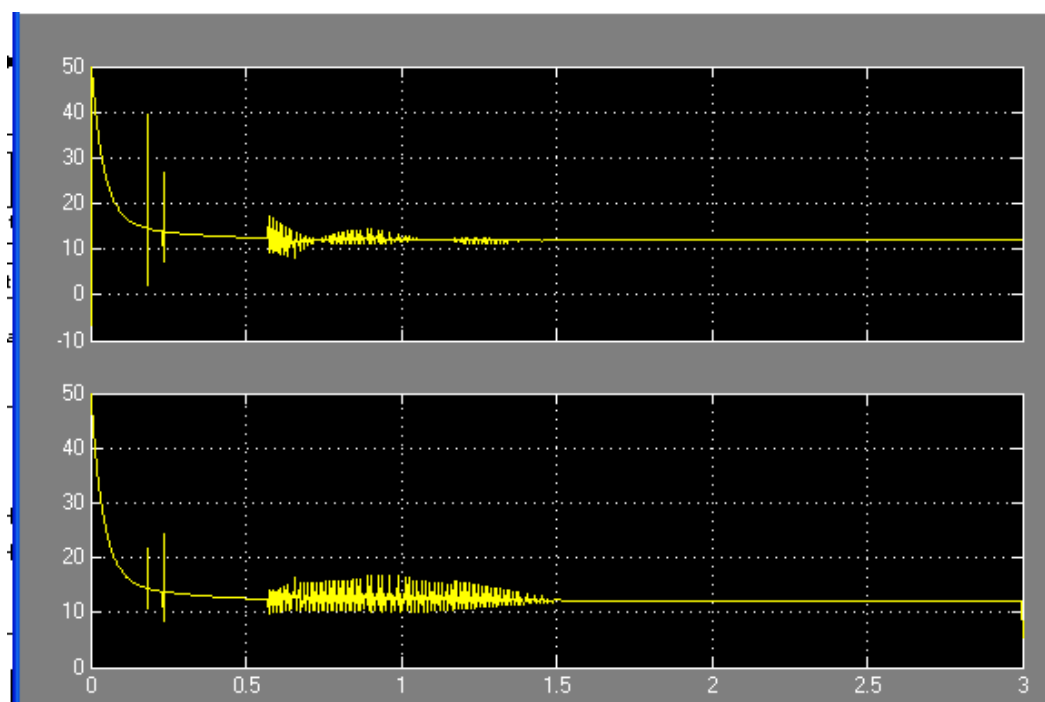


Figura 10. 12 $F_p=5$ dhe $F_p=5\sin t$

Vërejmë se përpos madhësisë së forcës rezistuese, në vonimin e stabilizimit të sistemit ndikon edhe natyra jo konstante e forcës (fig. 10.13)

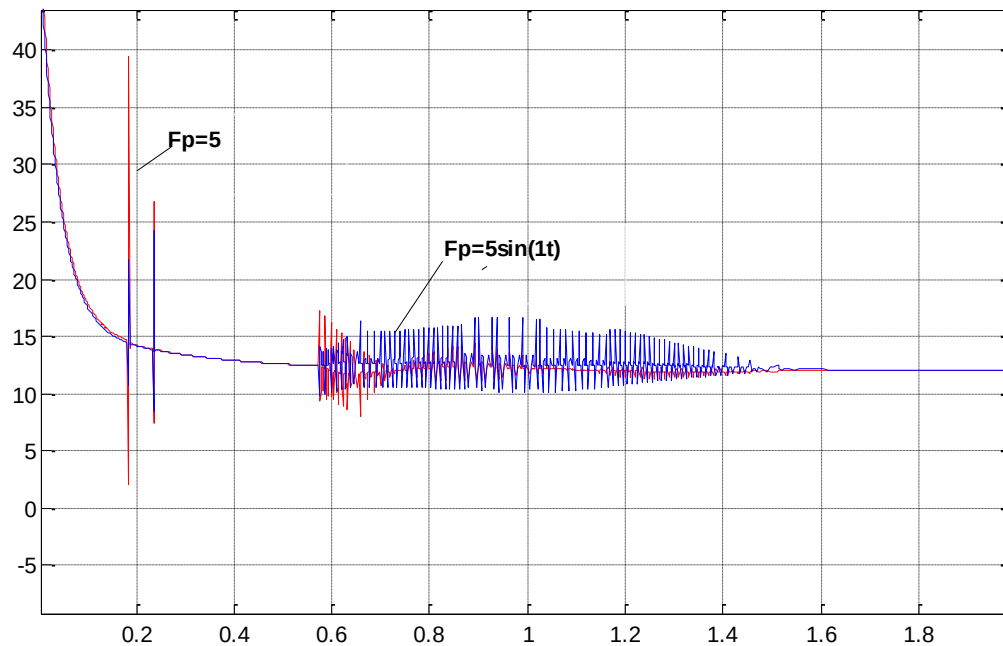


Figura 10.13 Vonesa për forcë periodike

-Për të parë se si ndikon amplituda e forcës periodike në stabilizimin e sinjalit, kemi simuluar në të njejtën kohë edhe rastin për forcë rezistuese $F_p = \sin t$ dhe për një forcë me amplitudë më të madhe se 1, konkretisht $F_p = 5\sin t$.

Vërejmë që rritja e amplitudës së forcës periodike ndikon në zgjatjen e kohës së stabilizimit të sinjalit duke e vonuar atë për rreth 0.2 sekonda, por, ndikimi më i madh është në rritjen e amplitudës dhe frekuencës së oscilimit të sinjalit (fig.10.14 dhe 10.15).

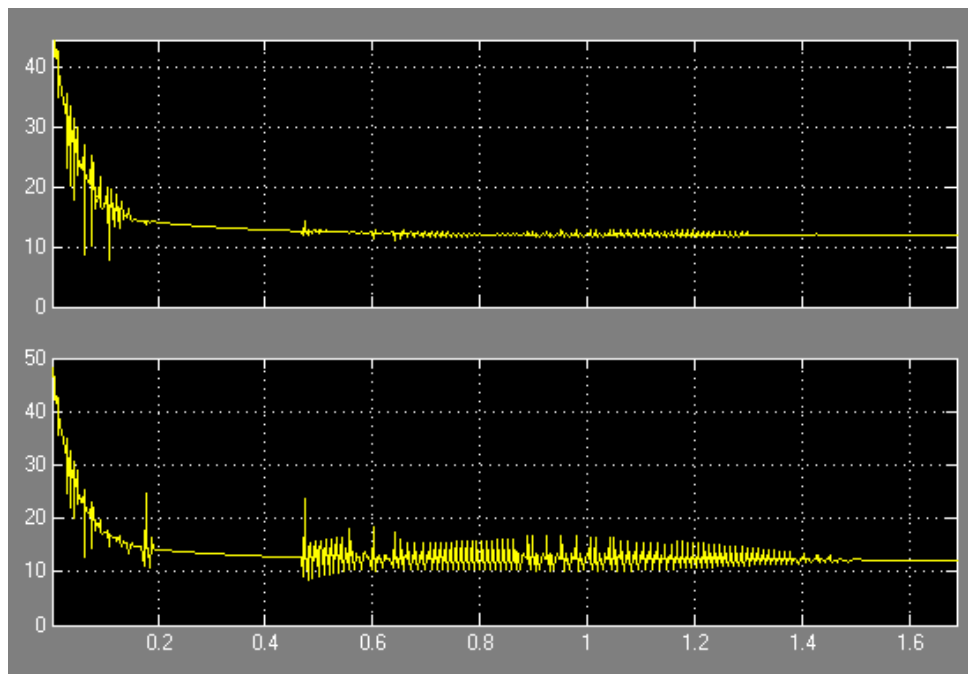


Figura 10. 14 $F_p = \sin t$ dhe $F_p = 5 \sin t$

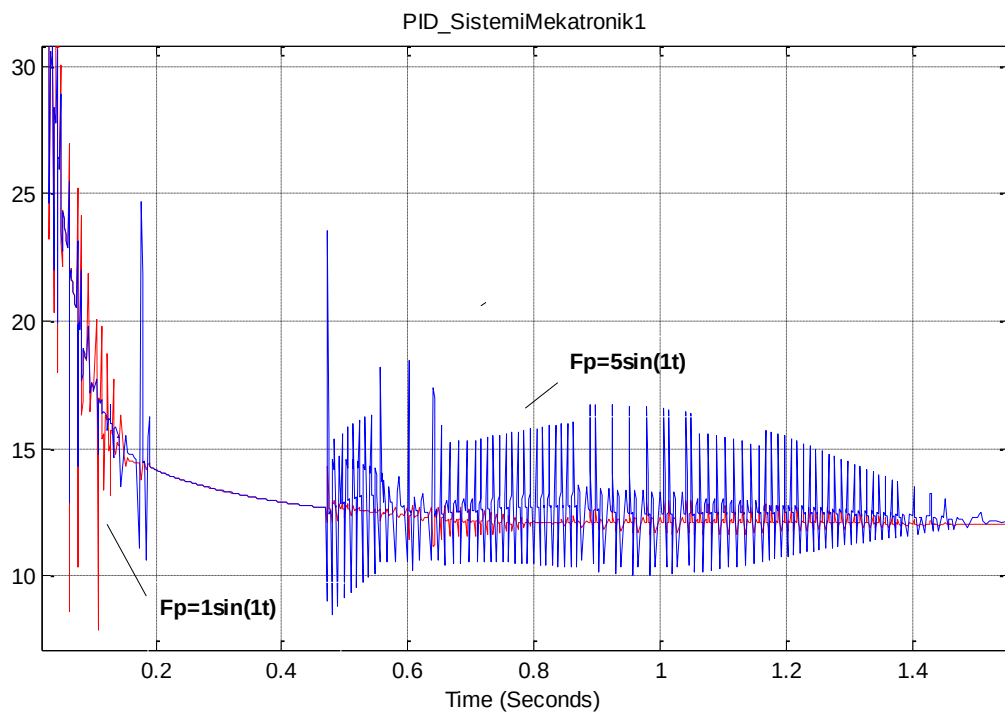


Figura 10. 15 Rritja e amplitudës së oscilimit

-Për amplituda të larta ($F_p = 100$ -siper, $F_p = 100 \sin t$ -poshte), vërehet që destabilizimi i sinjalit ndodh në kohën kur sinusoida arrin vlerën maksimale dhe vlerën minimale:

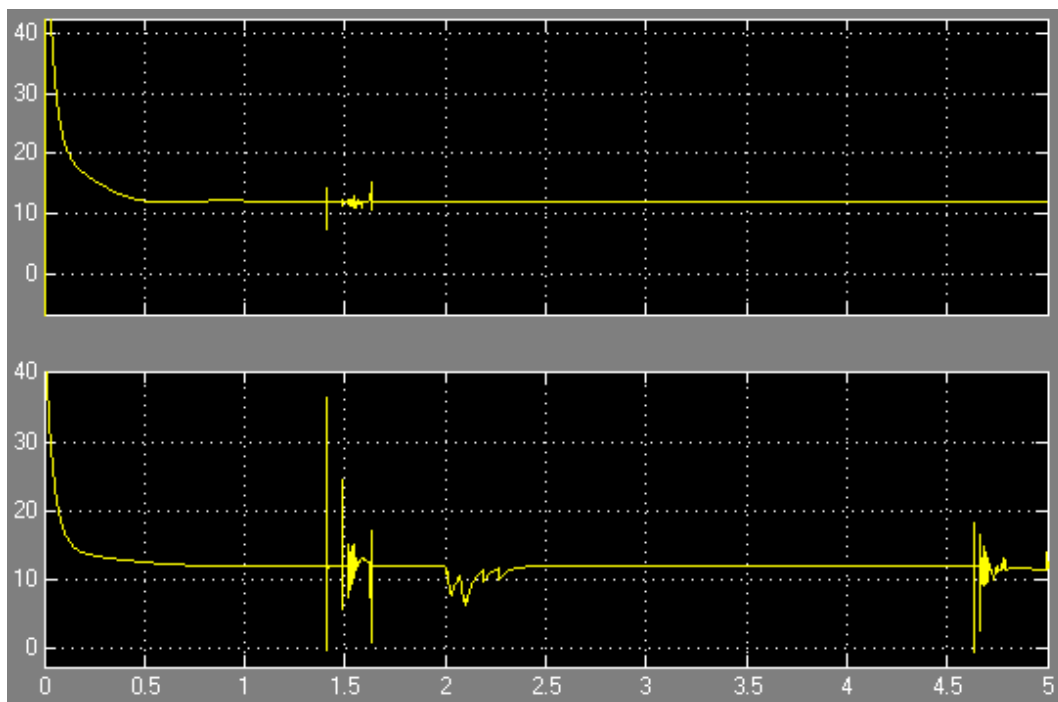


Figura 10. 16 $F_p=100$ dhe $F_p=100\text{sint}$

Konstatim:

Te PID rregullatori, ndikim më të madh negativ kanë forcat që kanë intensitet të ndryshueshëm në funksion të kohës. Sidomos rritja e amplitudës së forcës rezistuese shkakton te sinjali në dalje oscilime me amplituda të larta dhe frekuenca të larta.

Ndikimi i forcave konstante të prerjes është shumë më i ulët edhe pse për vlera më të larta rriten edhe çregullimet, por, në raport me forcat me karakter periodik, ato ndikime janë gati të papërfillshme.

10.3 Analiza e gabimit

Edhe pse duket nga figurat më lartë se gabimi bie në vlerën zero në diapazonin 0.2-0.4, përsëri pas zmadhimit të figurës do të shohim se jonetëm që stabilizimi vjen pak më vonë, por edhe mbetet një gabim i përhershëm që është shumë më i theksuar te rregullatorët PID dhe FLC. Për rastin pa rezistenca të prerjes, pas realizimit të biasit do të kemi në dalje eliminimin-zvoglimin e gabimit sipas figurës vijuese:

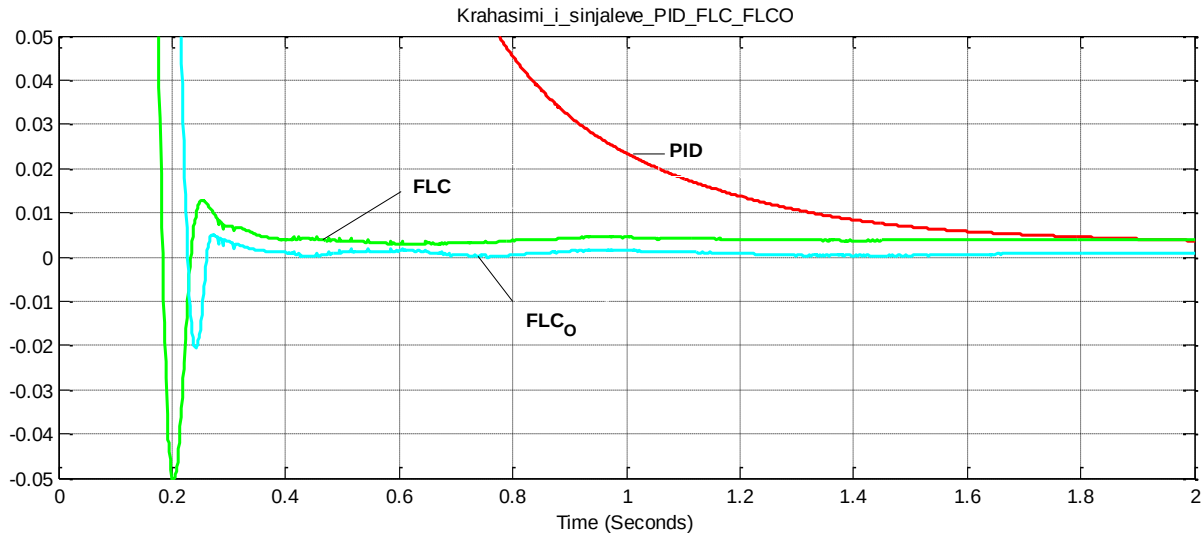


Figura 10. 17 Stabilizimi i gabimit

Nga analiza e gabimeve të rregullatorit hyrje të rregullatorit do të vërejmë që FLC e bën stabilizimin e sistemit shumë më herët se sa rregullatori PID. Por, siç e kemi vërejtur më herët ky rregullator edhe pse ka kohë të rritjes më të mirë se dy të tjerët, përsëri ka për dobësi oscilimin me mbikalimin e lartë. Në figurën 10.18, jepen disa performanca konkrete në kushte të njejta pune për të tre rregullatorët:

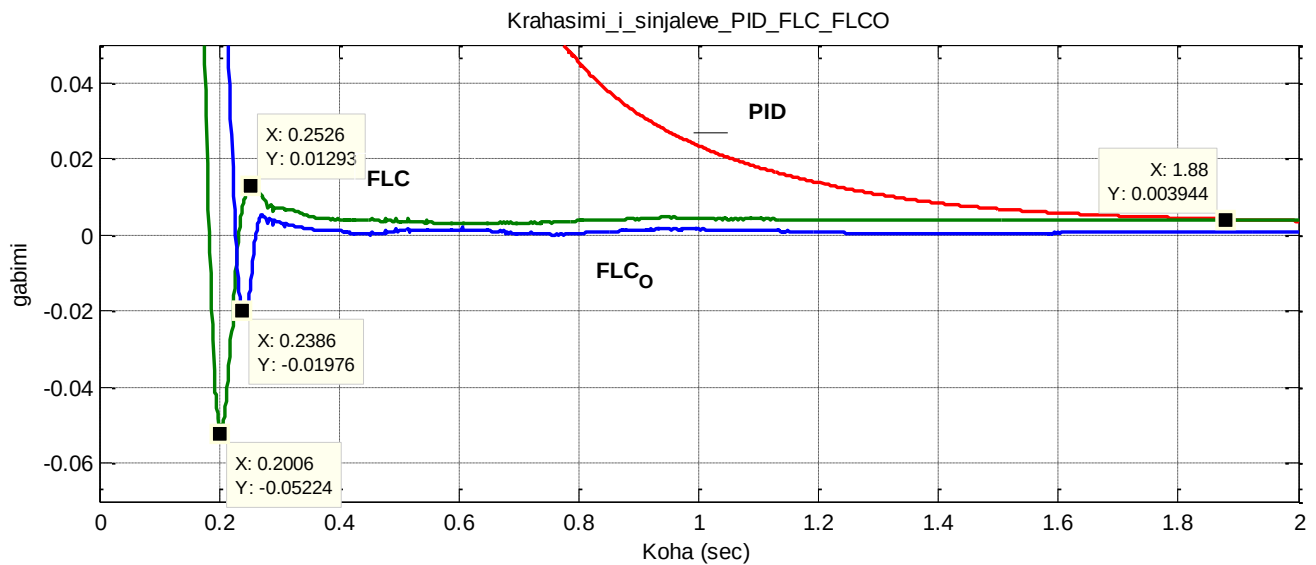


Figura 10. 18 Mbikalimi i rregullatorëve fuzzy

Ndërsa, në fig.10.19, jepet gabimi e stabilizimt rregullatorët fuzzy e arrijnë shumë herët kurse PID edhe pse ka gabim më të vogël, i duhet kohë(2.7s) për ta arritur atë:

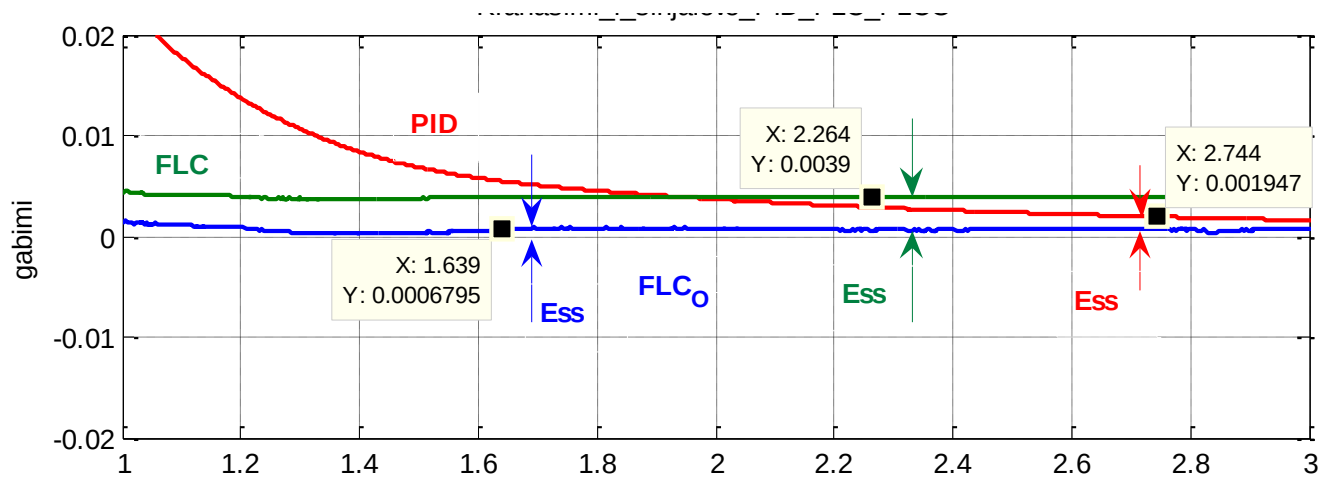


Figura 10. 19 Gabimi i stabilizimit

	PID	FLC	FLC_O
Gabimi i përhershëm	0.002(2.7s)	0.004	0.0007

10.4 Rikomandimi dhe gabimi

Një problem tjetër që është i shpeshtë te punimi me kontroll numerik është stabilizimi i sistemit pas riprogramimit të variablës së shqyrtuar. Këto rast janë shumë të shpeshta gjatë punës, prandaj nga rregullatori kërkohet të bëjë kthim sa më të shpejtë të gabimit në vlerën zero në mënyrë që të ruajë cilësinë e lëvizjes në kufijtë e lejuara. Ne do të simulojmë reagimin e rregullatorëve për raste të tilla të ndryshimit të vlerës së komandur për të parë se cila do të jetë koha e ristabilizimit, do të kemi kërcim të vlerës së gabimit të PID-së (fig10.20) dhe stabilizim të vonuar të sistemit (fig. 10.21). Po shqyrtojmë rastin e ndryshimit të hyrjes 0:1:5 dhe $F_p=0$

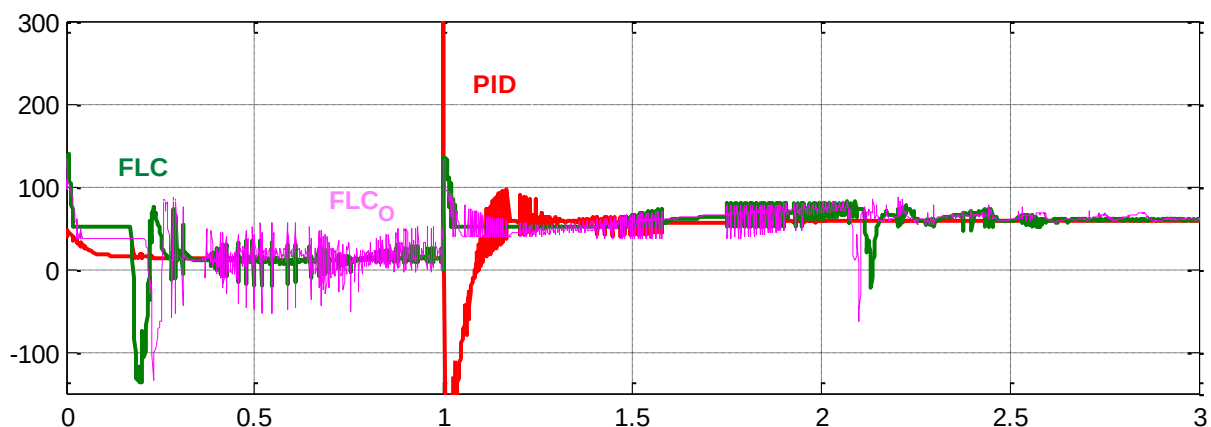


Figura 10. 20 Sinjalet në dalje nga rregullatori përkatës

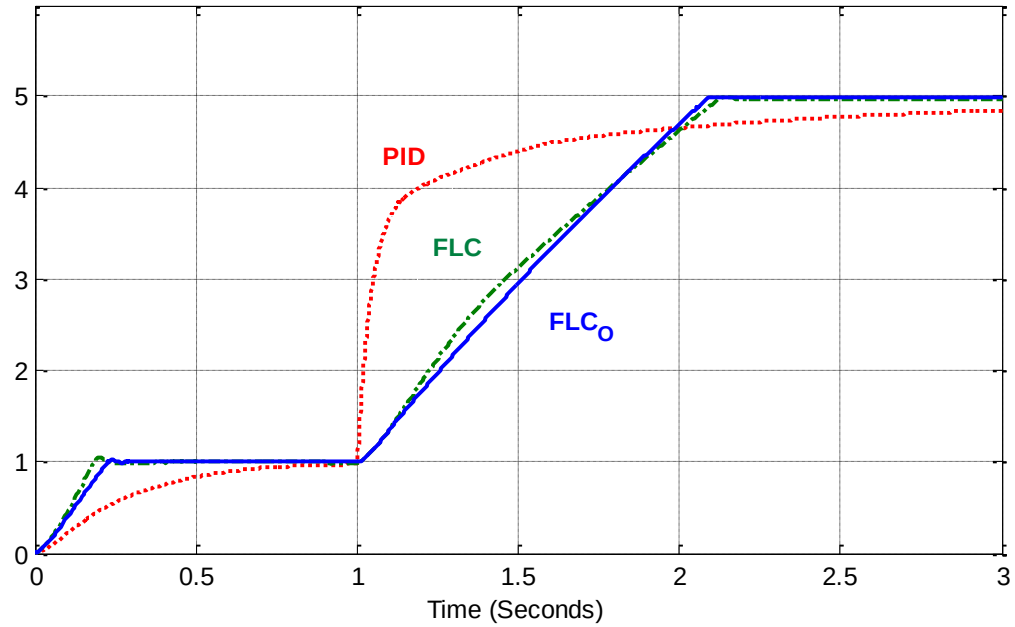


Figura 10. 21 Stabilizimi i sistemit pas rikomandimit

Poashtu, përsëri do të kemi stabilizimin e gabimit zero, por shumë më efikas do të jetë rregullatori FLC_O:

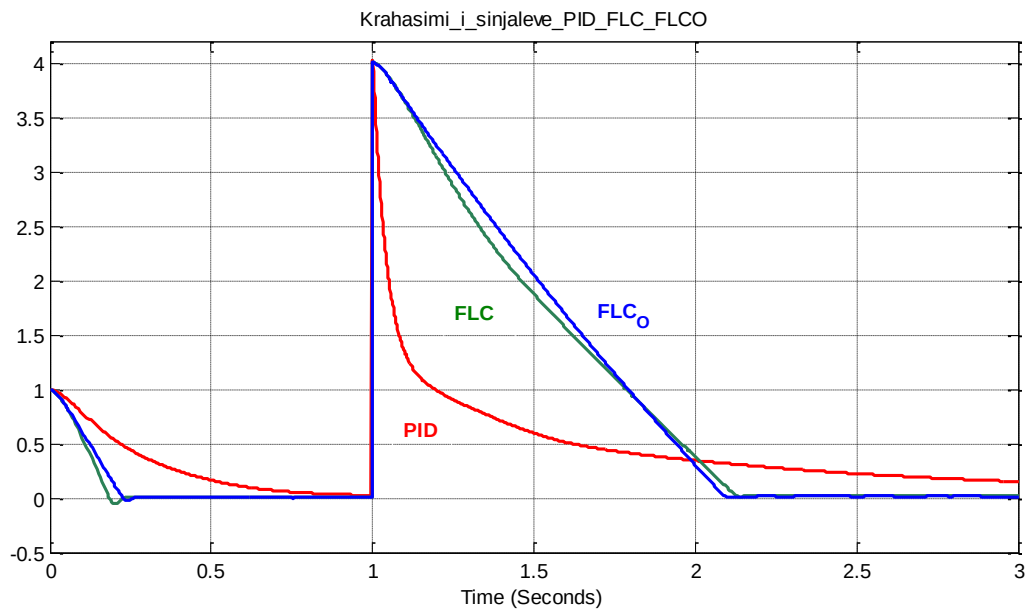


Figura 10. 22 Rieliminimi i gabimit

Këtu shohim se kemi një rritje teper të madhe të sinjalit të PID-së për faktin se mundë të shkaktojë shock në sistem (fig.10.24):

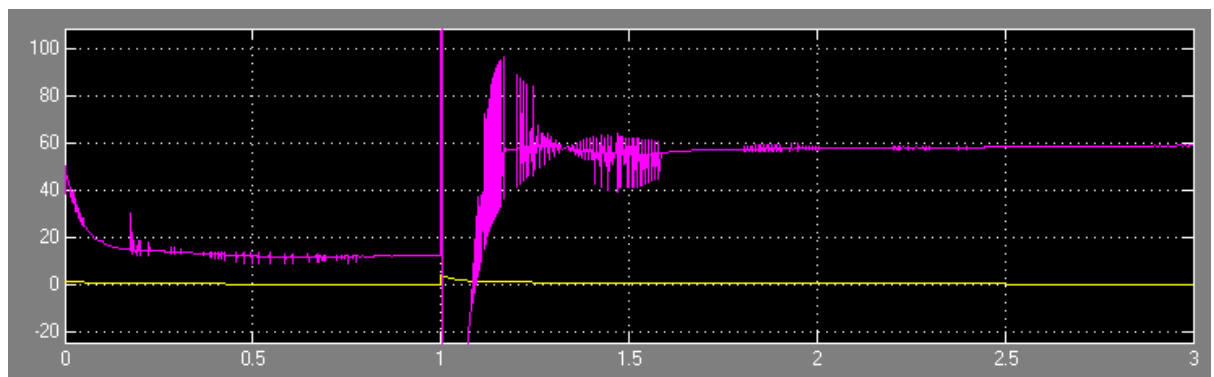
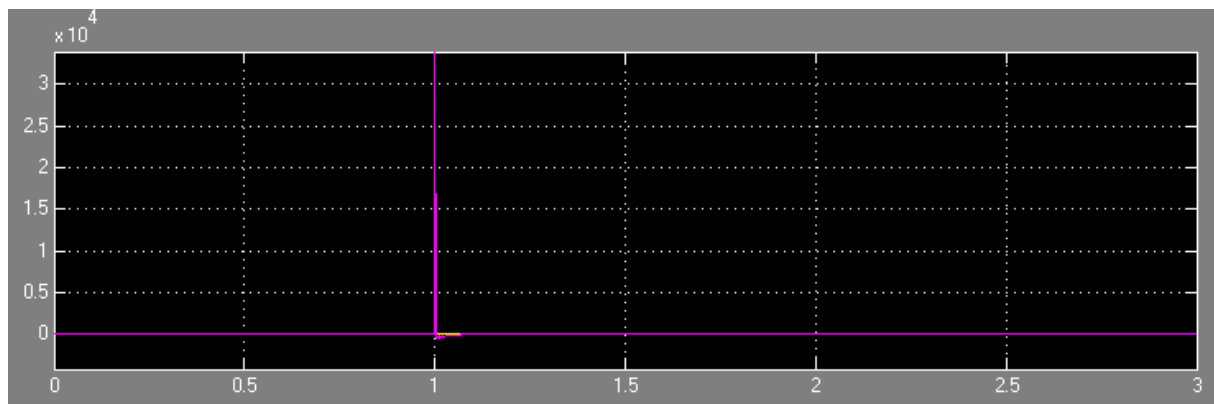


Figura 10. 23 PID

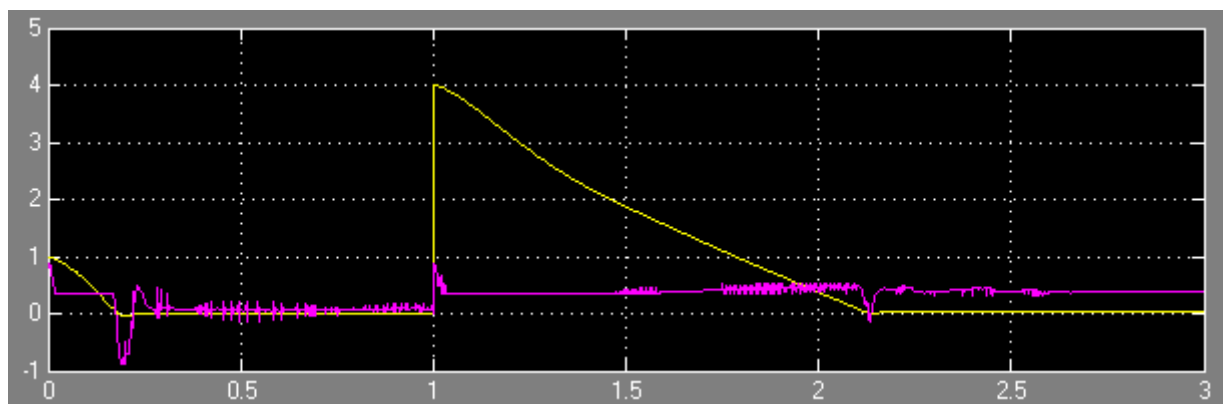


Figura 10. 24 FLC

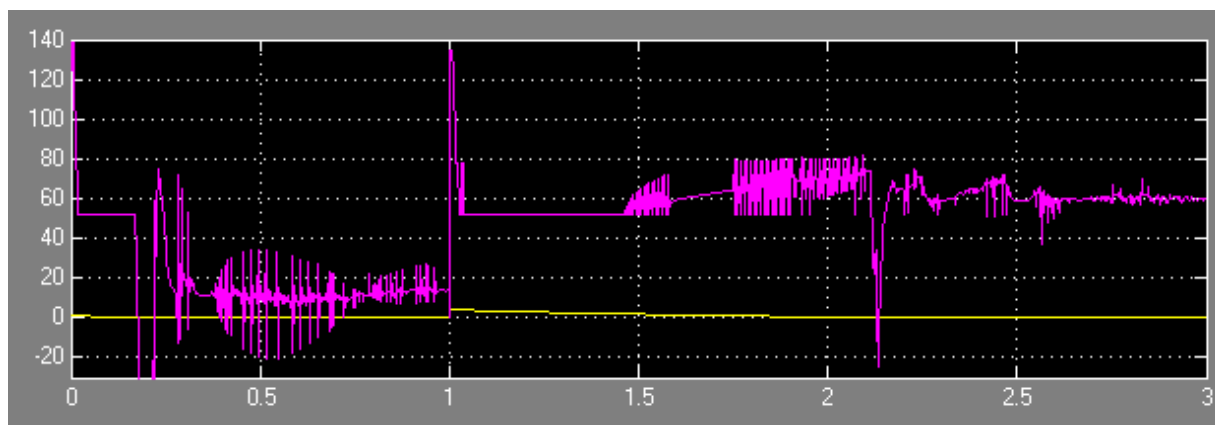


Figura 10. 25 FLC i amplifikuar

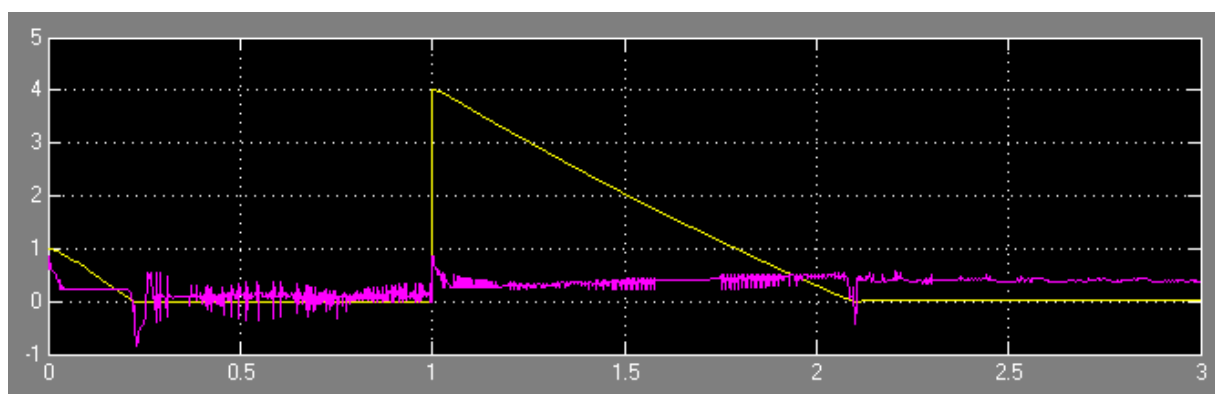


Figura 10. 26 FLC_O

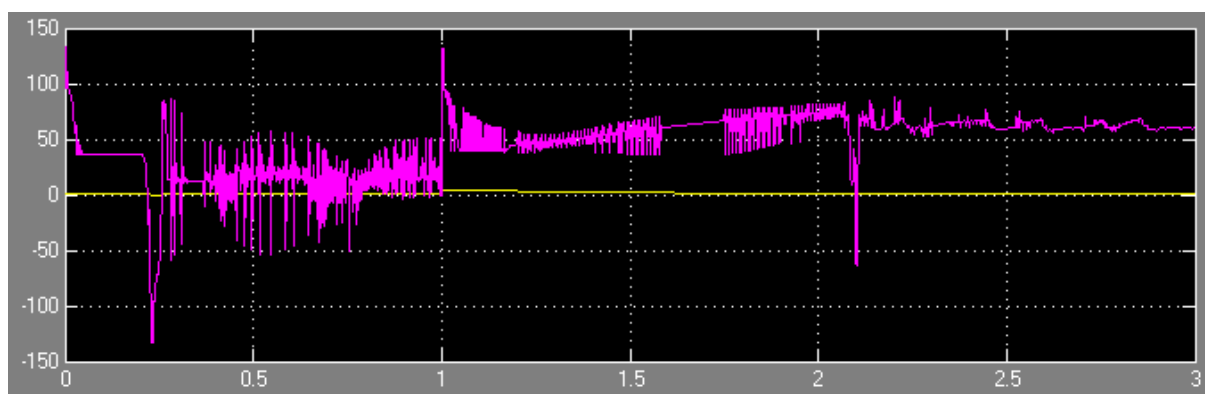


Figura 10. 27 FLC_O i amplifikuar

Tani gabimi do të jetë shumë më i lartë:

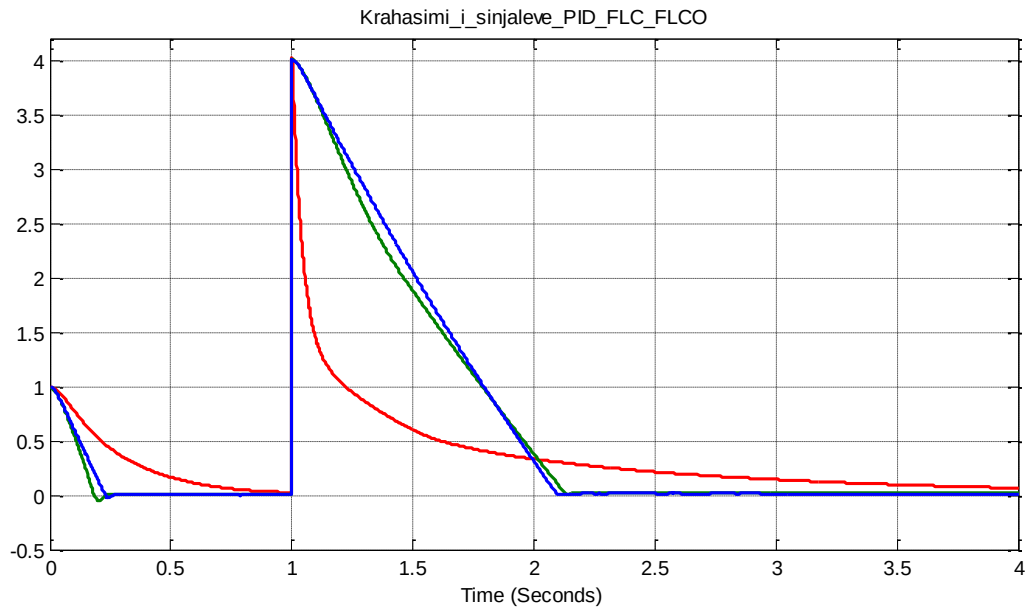


Figura 10. 28

Gabimi do të jetë: $ess = 0.0961$ për PID , $ess = 0.023$ për FLC dhe $ess = 0.014$ për FLC_O

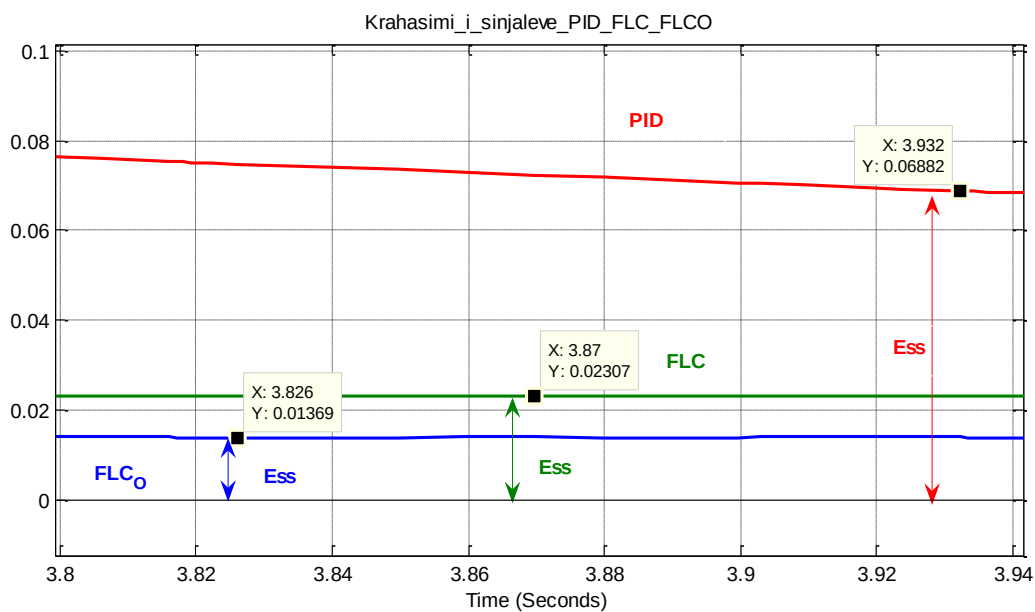


Figura 10. 29 Gabimet e stabilizimit

Dhe kohët e stabilizimit: $T_s = 0.031$ per PID, $T_s = 0.026$ për FLC dhe $T_s = 0.015$ për FLC_O

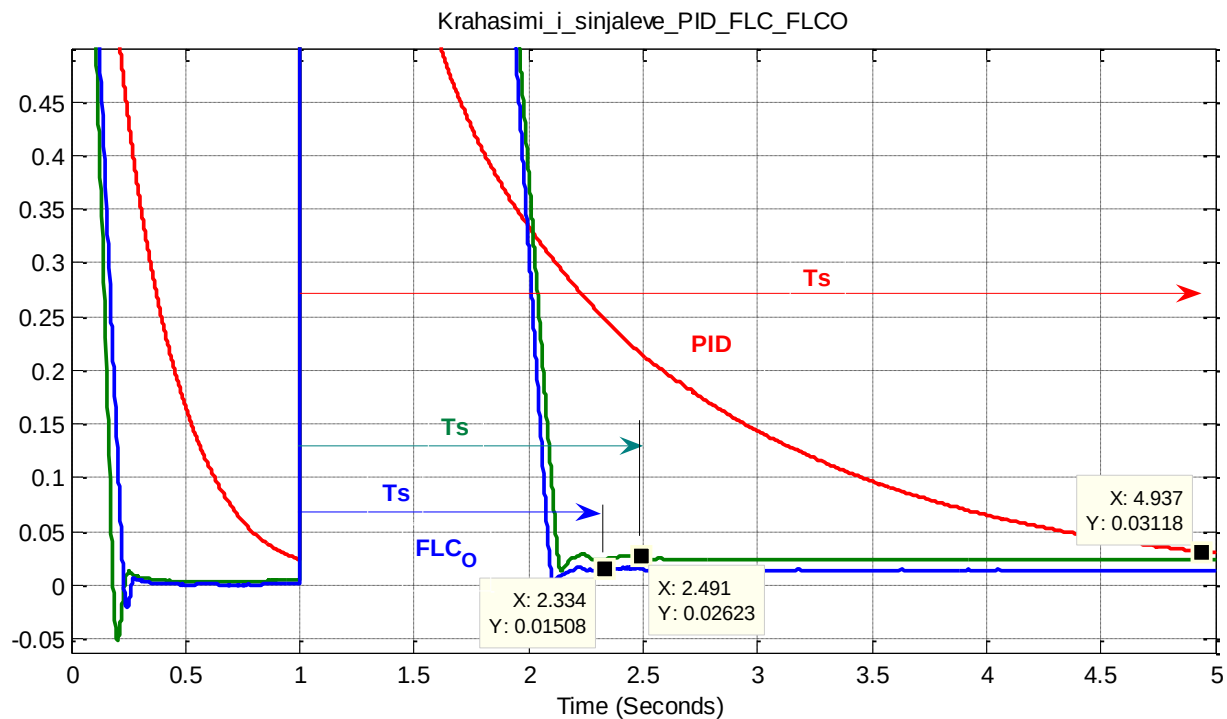


Figura 10. 30 Kohët e ristabilizimit

Barazimi i gabimit ess të PID me FLC_O vjen në sekondën e gjashtë:

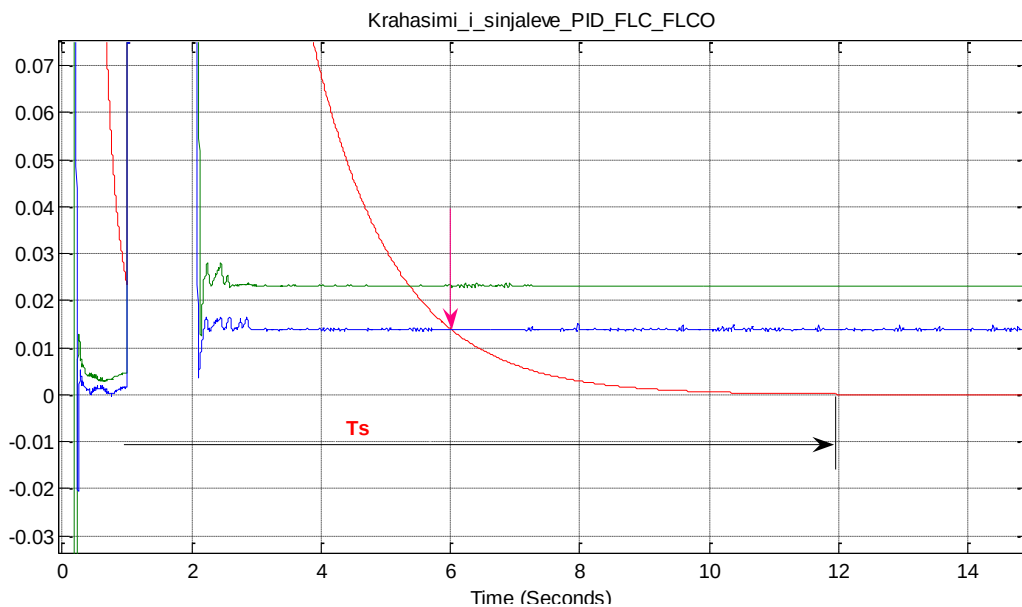


Figura 10. 31 Barazimi i gabimit

10.5 .Ndikimi i rezistencave të prerjes në kushte të riprogramimit

-Për kushte të njëjta hyrëse për për forca të vogla rezistuese (input 0-1:5 dhe fp=1,2,5), rezultatet janë përafërsisht të njëjta:

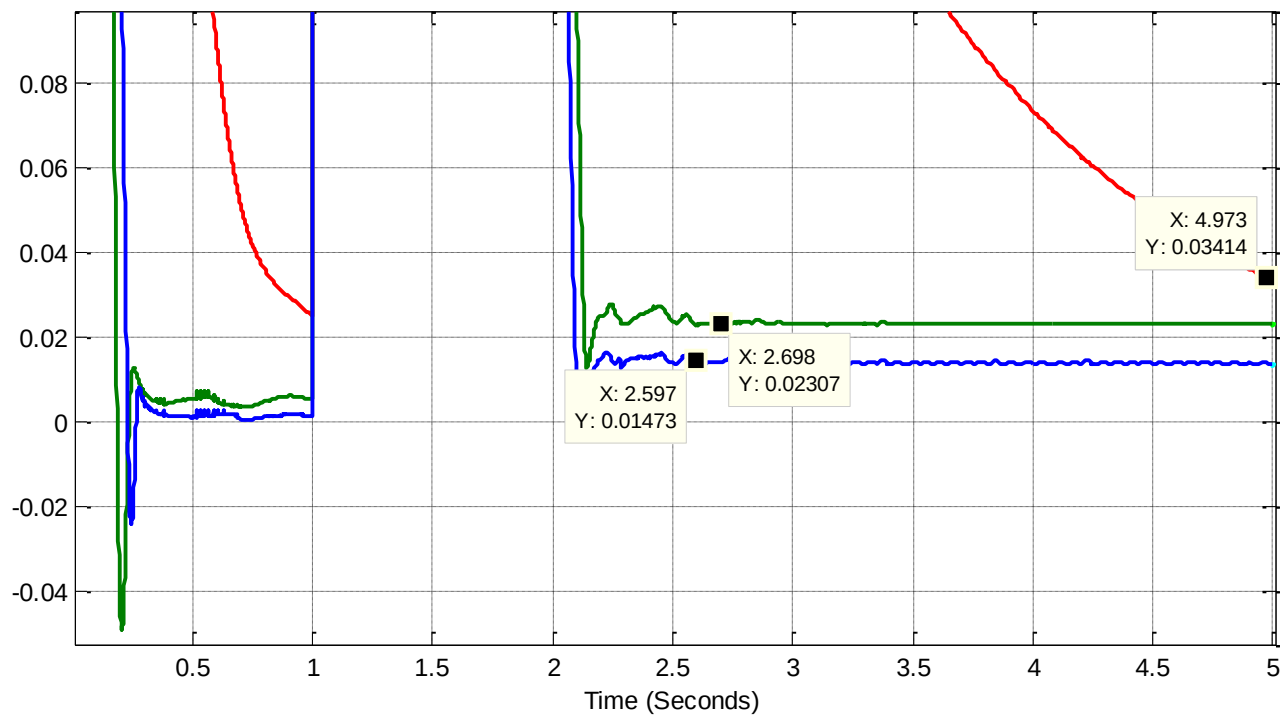


Figura 10. 32

Per te arritur stabilitetin PID me gabim të njejtë me FLC-O duhet pak më shumë se 6 s:

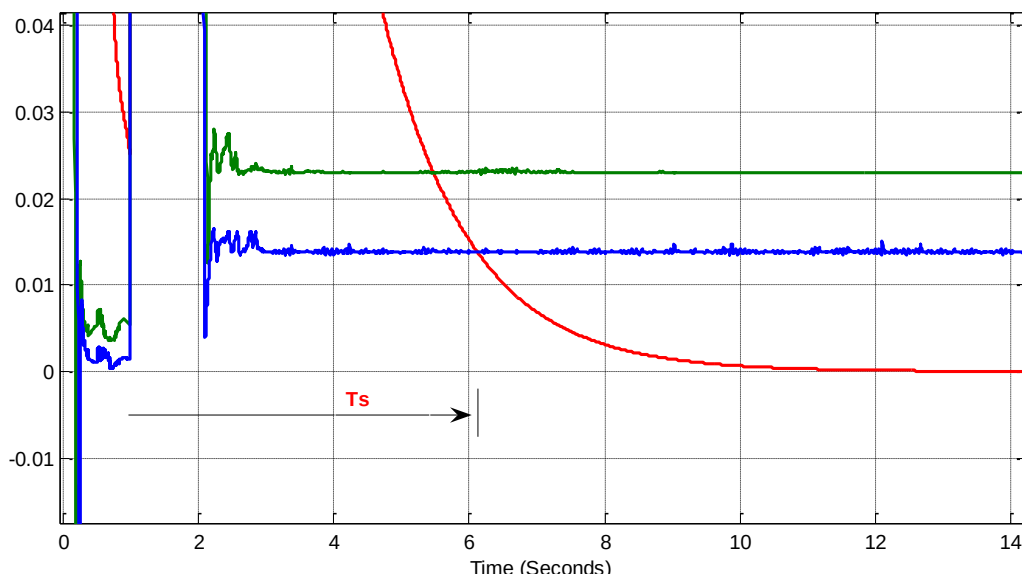


Figura 10. 33

Arritja e stabilizimit të vërtetë është pas sek 12:

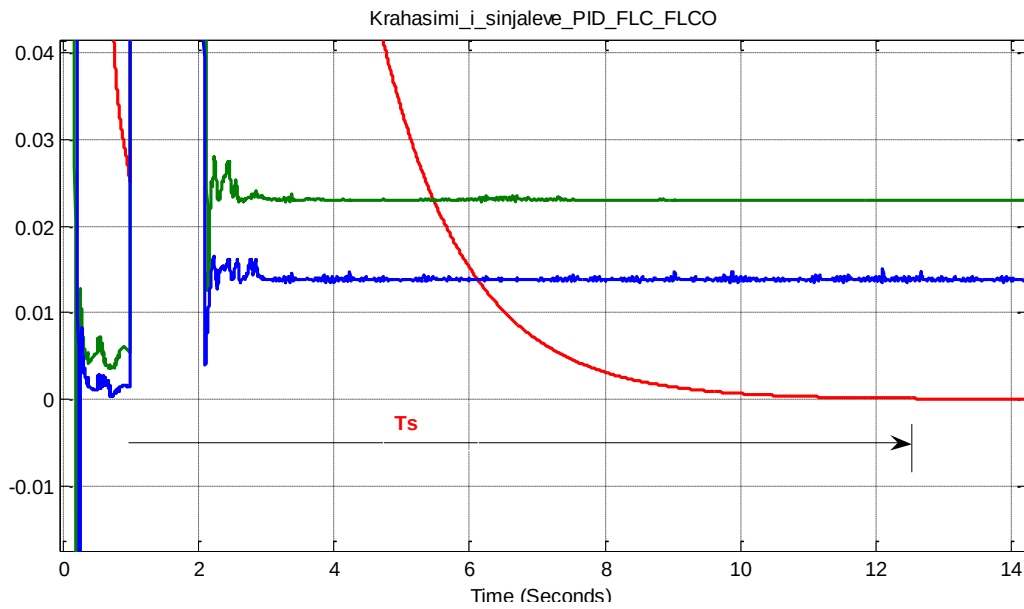


Figura 10. 34

-Ndikimi i rezistencave të prerjes e vonon kohën e stabilizimit të rregullatorit PID, por për ta parë këtë duhet të simulojmë rastet kur forca rezistuese është konstante por ka vlerë më të lartë. Në vazhdim do të provojmë rastet për $F_p=20,50$ dhe 100 N

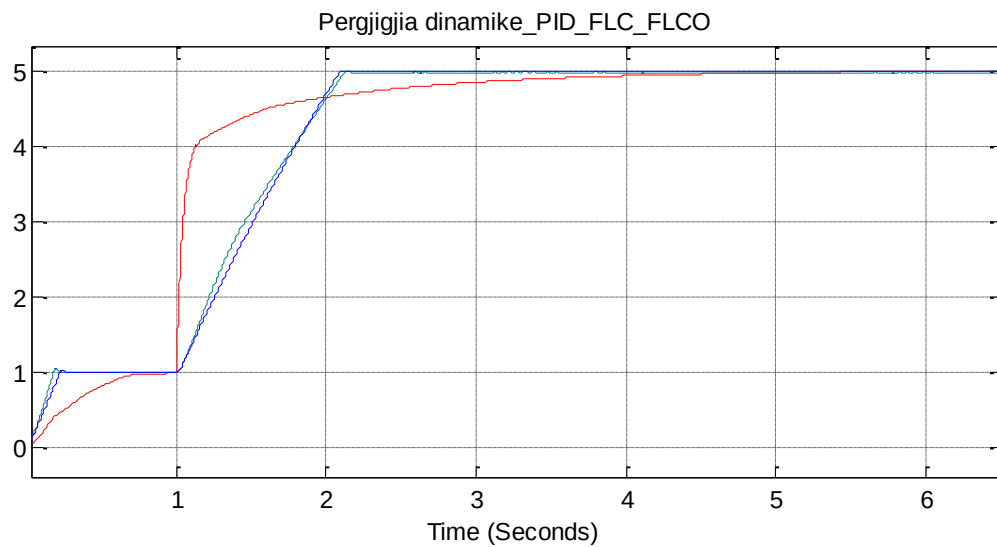


Figura 10. 35 $F_p=20$ N

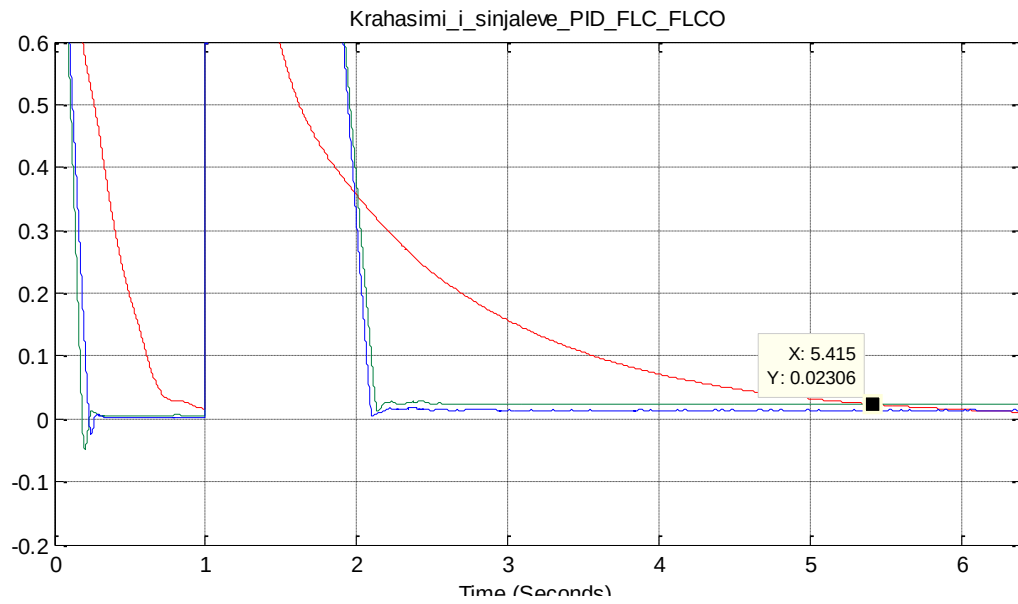


Figura 10. 36 Gabimi për $F_p=20$ N

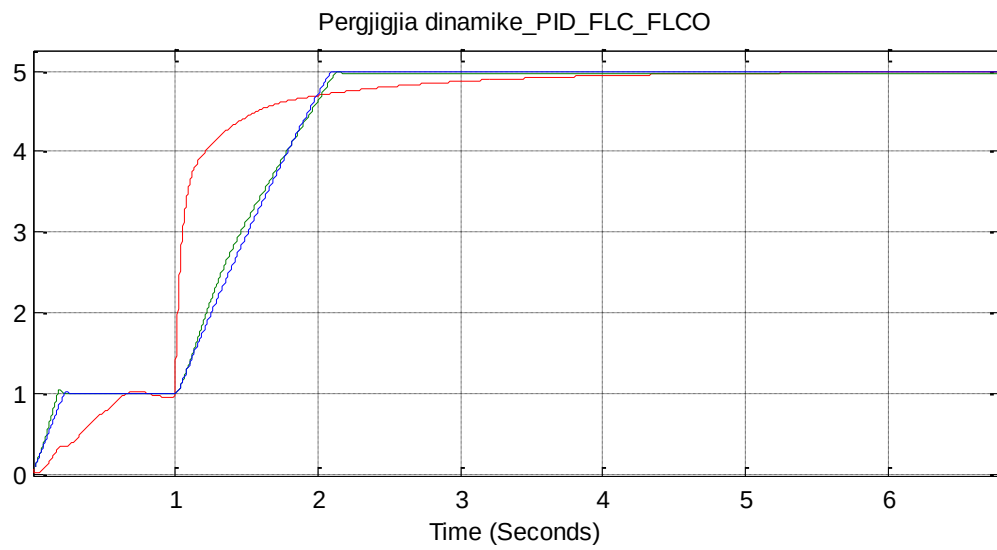


Figura 10. 37 $F_p=50$ N

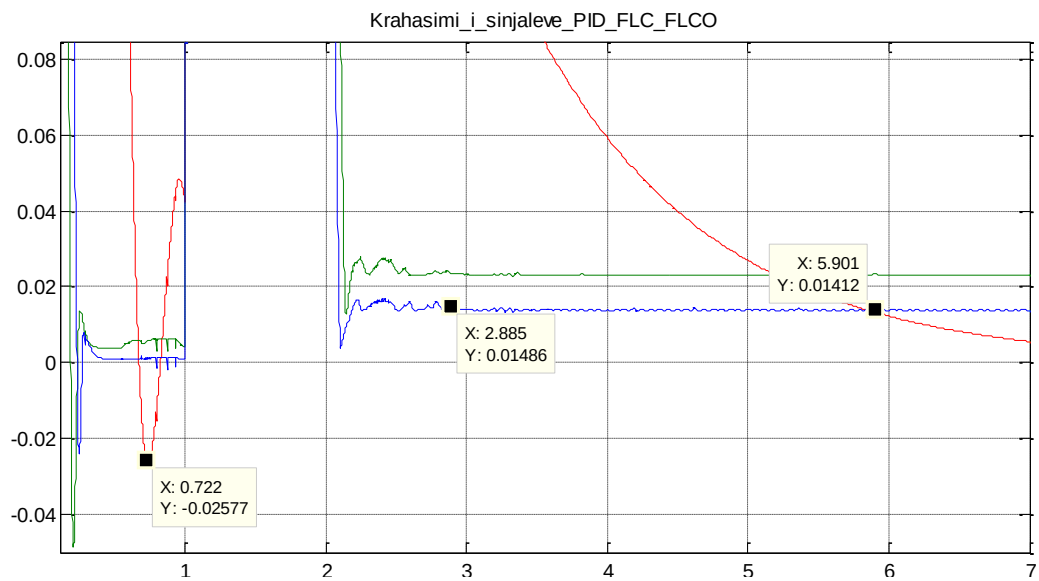


Figura 10. 38 Gabimi për $F_p=50$ N

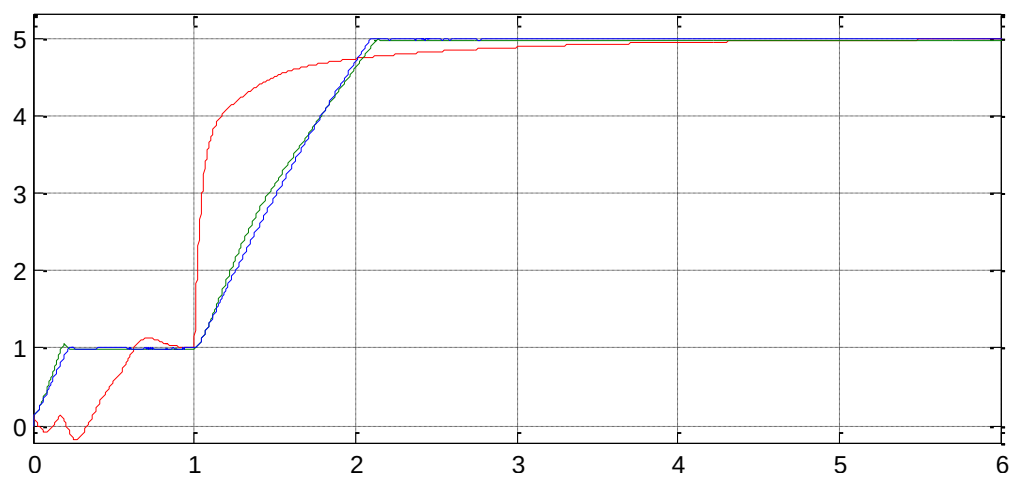


Figura 10. 39 $F_p=100$ N

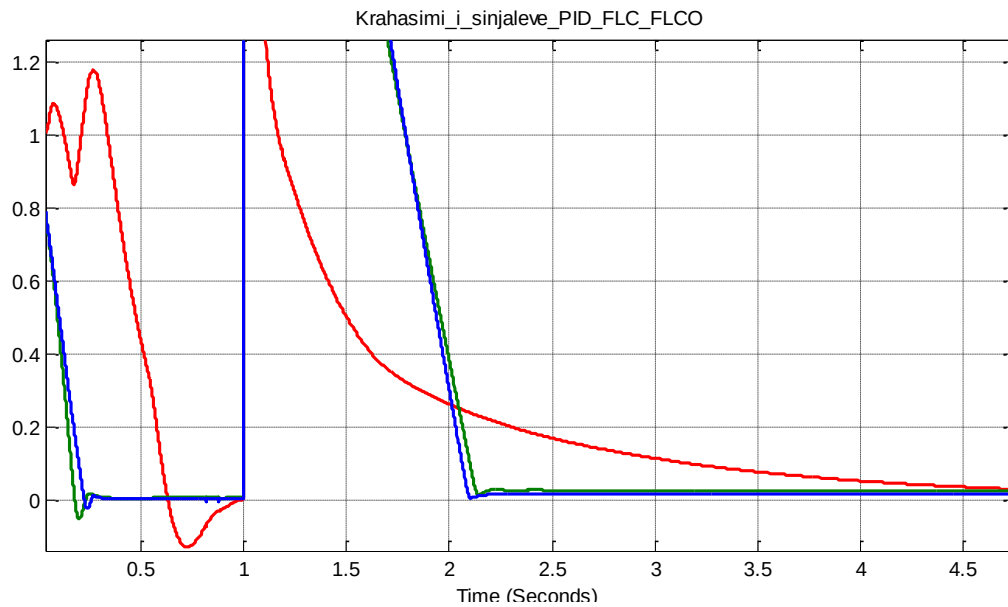


Figura 10. 40 Eliminimi i gabimit

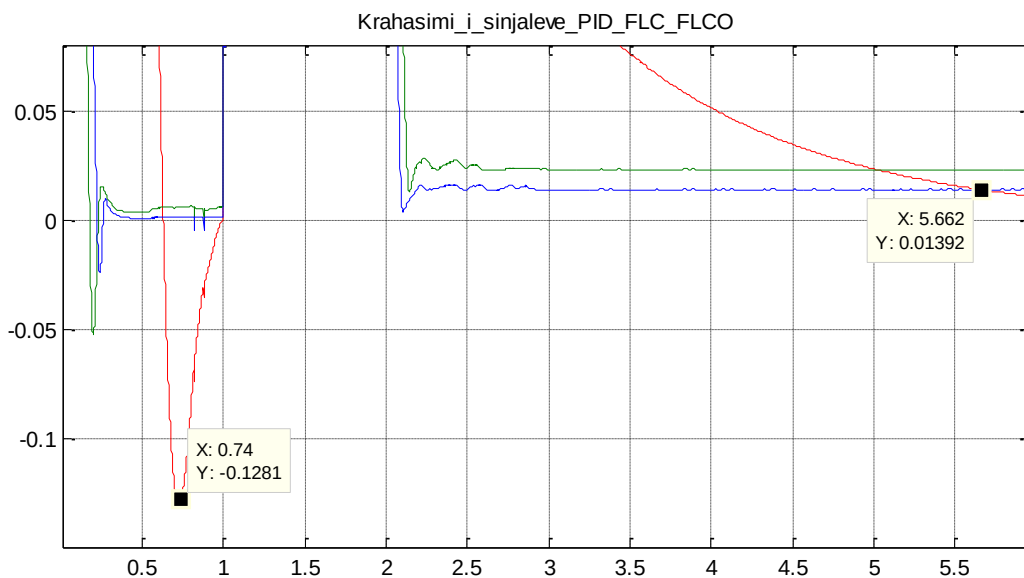


Figura 10. 41 Barazimi i gabimit dhe mbikalimi i PID-së

10. 6.Veprimi me forca rezistuese jokonstante

Nëse simulojmë rastet kur forcat rezistuese nuk janë konstante, po ndryshojnë në funksion të kohës, do të shohim se shkaktohen probleme shtesë të stabilizimit të sistemit. Devijimet janë të theksuara te PID-ja dhe vazhdojnë edhe pas arritjes së kohës së stabilizimit. Do të simulojmë rastet për forca ndryshon sipas sinusoidë, sekuencë përsëritëse dhe numër rasti:

-Sinusoidale:

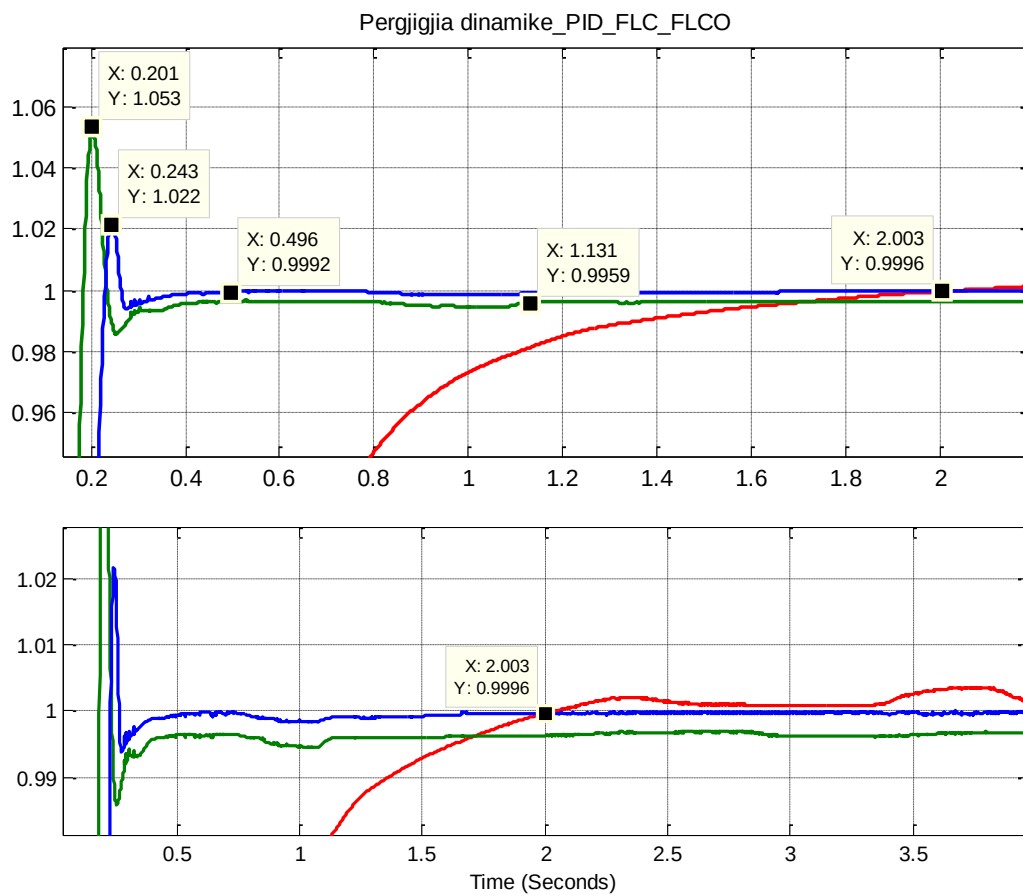


Figura 10. 42 Përgjigjet për sinusoidë

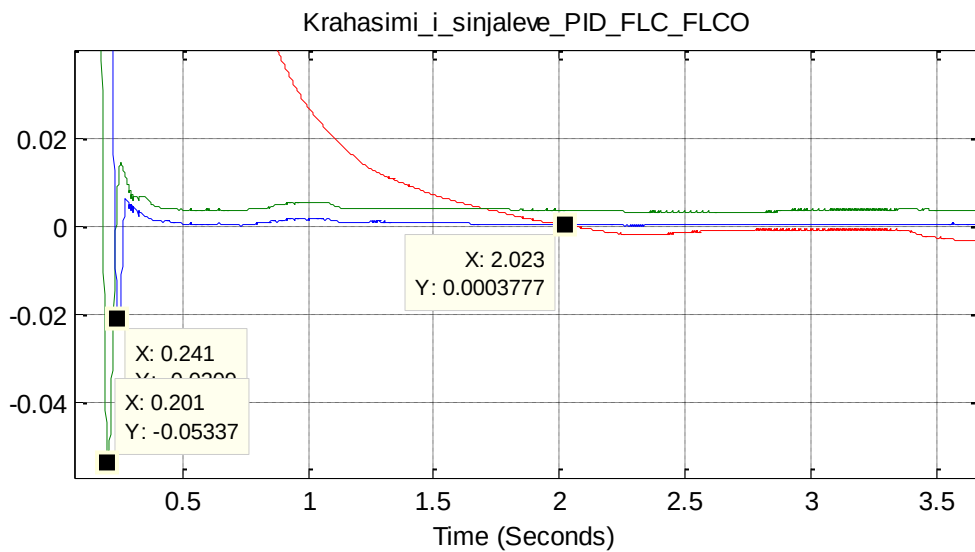


Figura 10. 43 Gabimet për sinusoidë

-Sekuenca perseritëse:

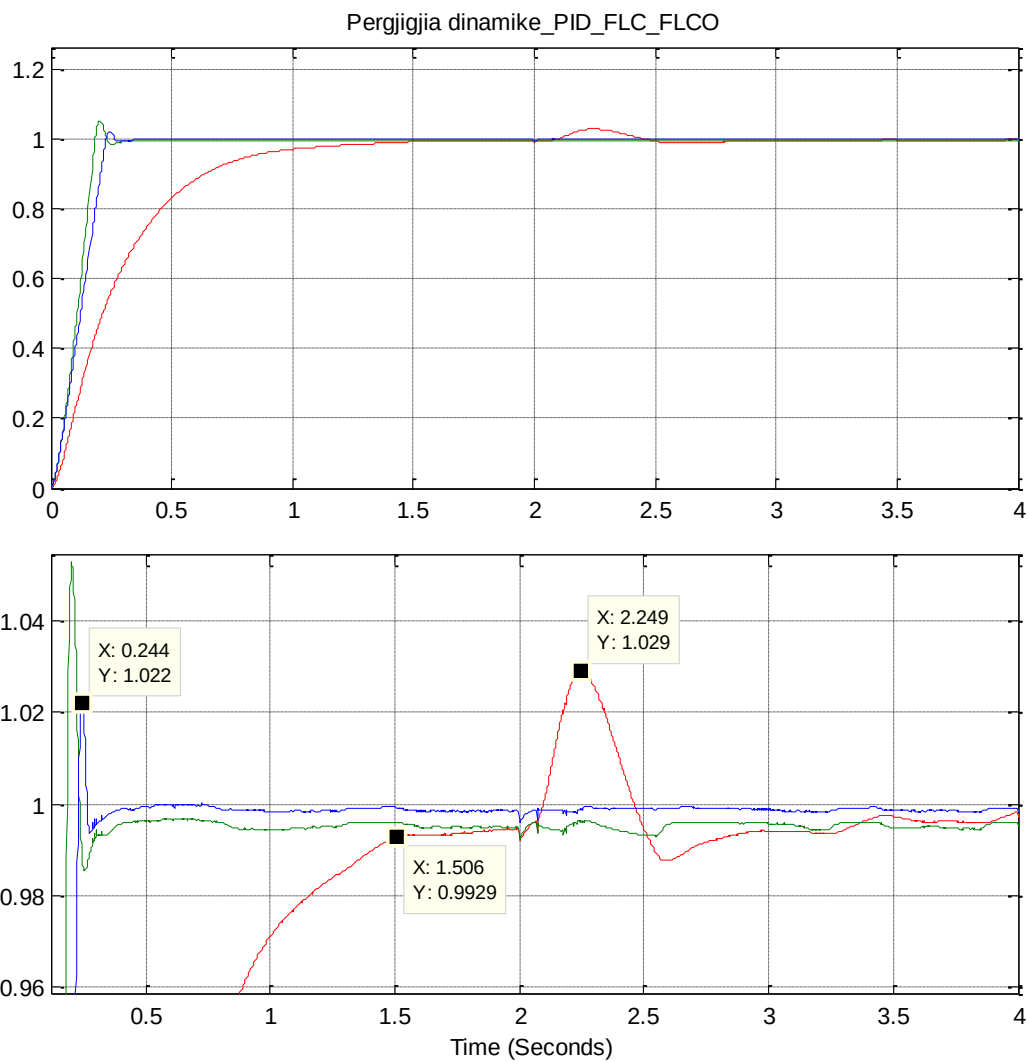


Figura 10. 44 Përgjigjet për sekuencë përsëritëse

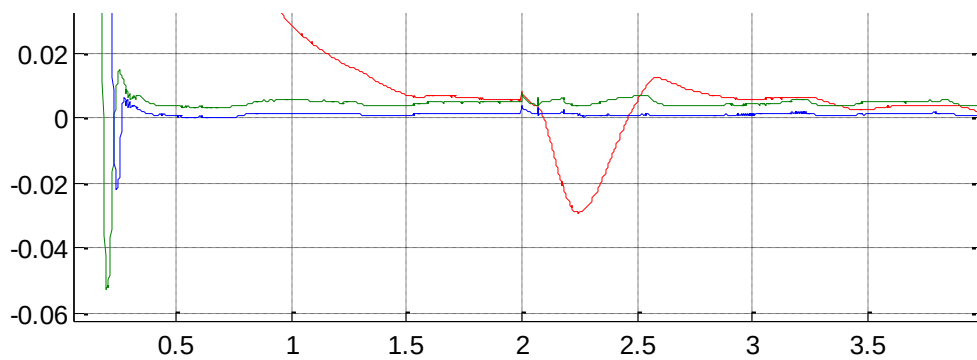


Figura 10. 45 Gabimet

-Forca ndryshon sipas numrit të rastit:

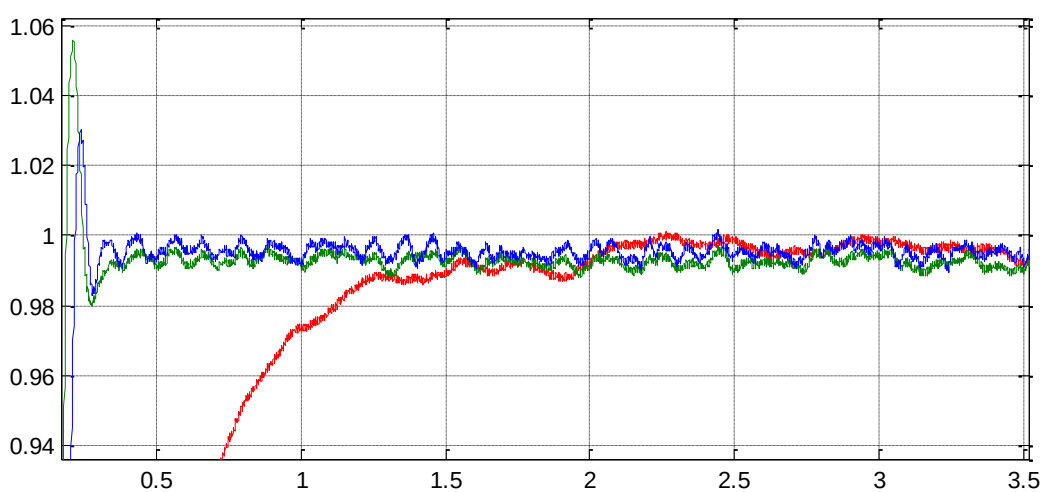
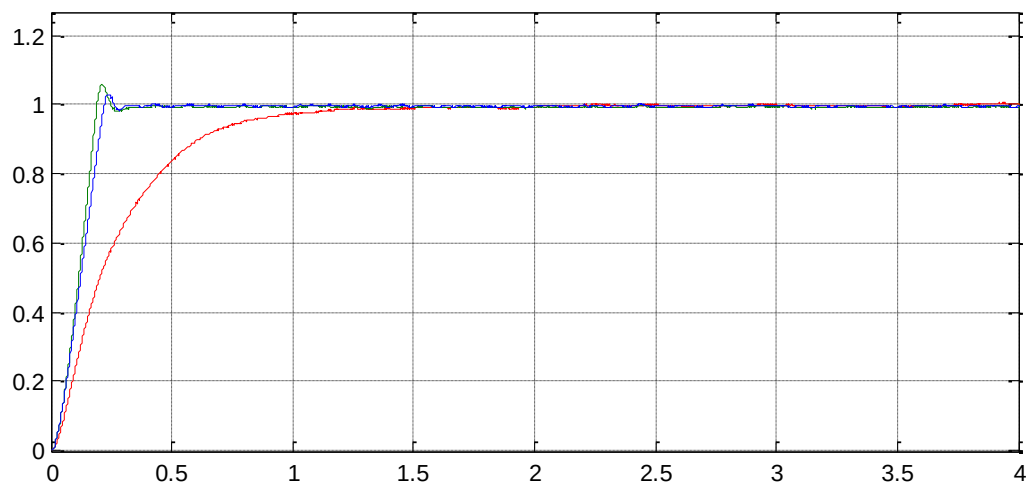


Figura 10. 46 Përgjigjet për numër rasti

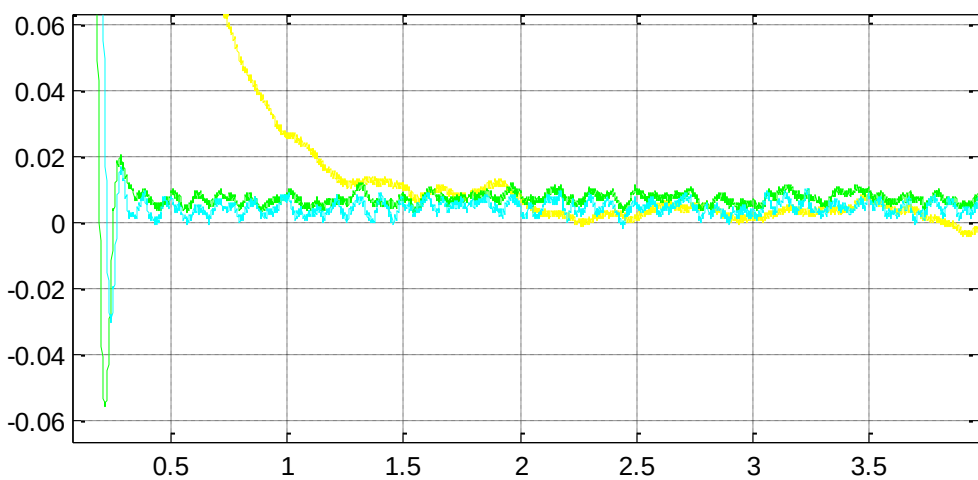


Figura 10. 47 Gabimet

10.7 .Punë në kushte të ndryshueshme

Tani do të provojmë ti krahasojmë aftësitë stabilizuese të rregullatorëve. Këtë do ta bëjmë duke simuluar kushte të ndryshimit të përnjëhershëm të forcës së komanduar përmes ndryshimit të tensionit të sinjalit hyrës të formës shkallë. Më pas do të simulojmë edhe për raste kur edhe forca e rezistencës ndryshon befasisht. Kështu, në fillin do të kërkojmë që sinjali të arrijë në vlerën e programuar 1, por pas sekondës së 5-të të punës të arrijë vlerën 2 që është një shkallë me përmasa të njejta me atë të fillimit, kurse forcën e rezistencës e konsiderojmë konstante (fig.10.48.).

-Rasti i gabimeve per: *input:1, ne kohen 5s, behet 2; $F_p=1$*

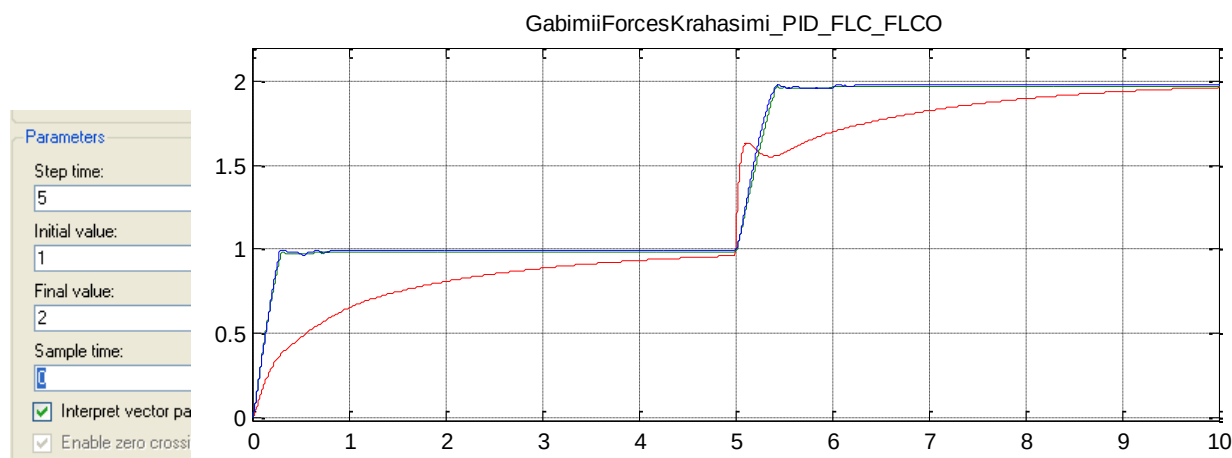


Figura 10. 48 Devijimi i përgjigjes së PID-së

Tani motorit duhet të gjenerojë një moment të madh që ta arrijë vlerën e riprogramuar. Por, ngarkesat dinamike të sistemit bëjnë që, përgjigjia kohore nuk do të përputhet me vlerën e re përnjëherë dhe në formë të njejtë për të tre rregullatorët. Stabilizimi është problem i të tre rregullatorëve, por, për shkak të prezencës së anëtarit integruar te PID-së, devijimet janë shumë më të theksuara. Stabilizimi te rregullatorët fuzzy logjik arrihet përafërsisht njejtë si në fillim të vlerës edhe pse kërcimi është i njejtë.

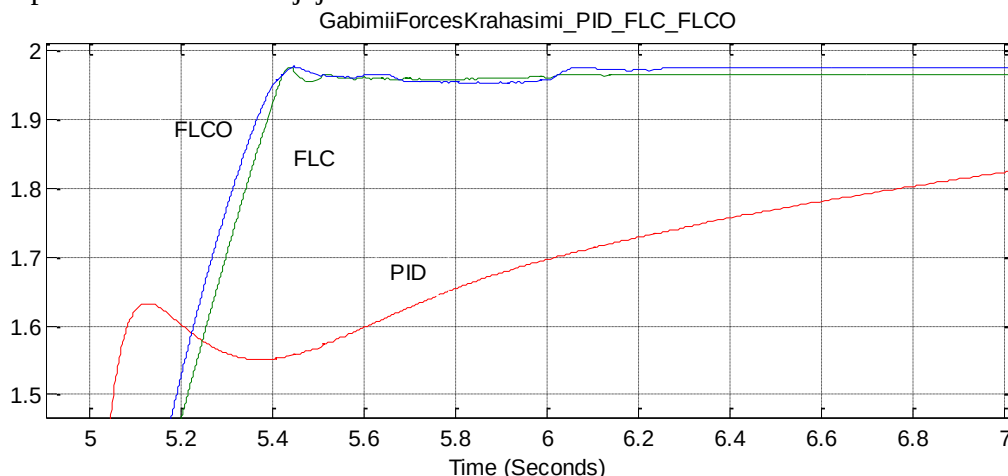


Figura 10. 49 Ristabilizimi

Në fillim nuk arrihet vlera e riprogramuar, ashtu që ngopja e motorit vjen me një vonesë të konsiderueshme kohore. Forcat e inercionit dhe teprica e momentit e krijuar në motor shkaktojnë tejkalimin e vlerës nominale dhe krijohet mbikalimi. Më pas rregullatori tenton që ta kthejë atë duke shkaktuar nënkalim dhe kështu me rradhë duke bërë që të oscillojë përreth vlerës nominale. Këto oscilime janë me amplitudë shuarëse dhe eliminimi sa më i herëshëm i tyre do të thotë shpejtësi më e mirë e pozicionimit të instrumentit. Kjo shihet më qartë nga grafiku i gabimeve, ku te sekonda e pestë gabimi mer vlera ekstreme (fig.10.50.)

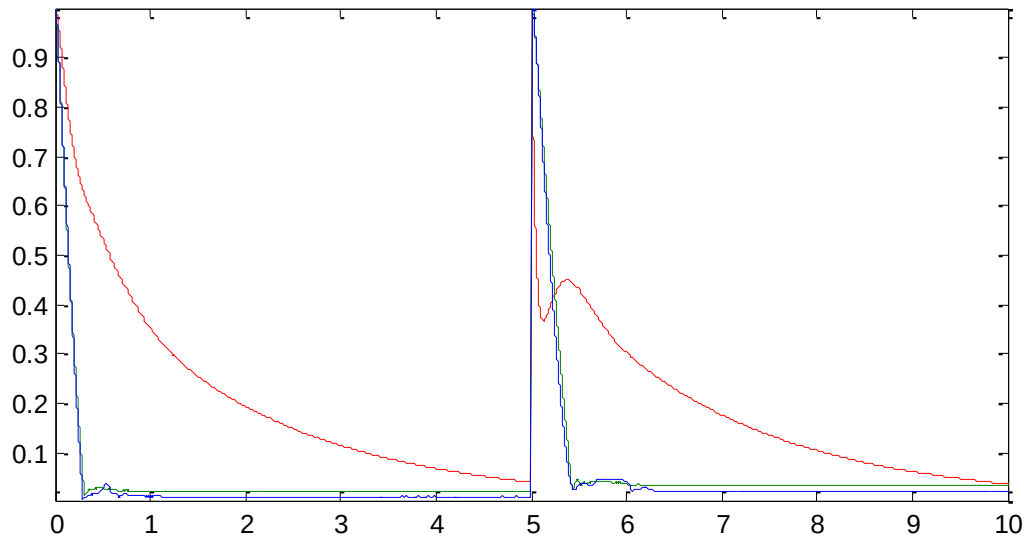


Figura 10. 50

Ndërkaq, dy regullatorët fuzzy logjik e stabilizojnë sistemin për një kohë shumë më të shkurtër (fig.10.51). FLC-ja e arrin kohën e stabilizimit pak më pak probleme osciluese se FLC_O-ja, por me një gabim të përhershëm, shumë më të madh.

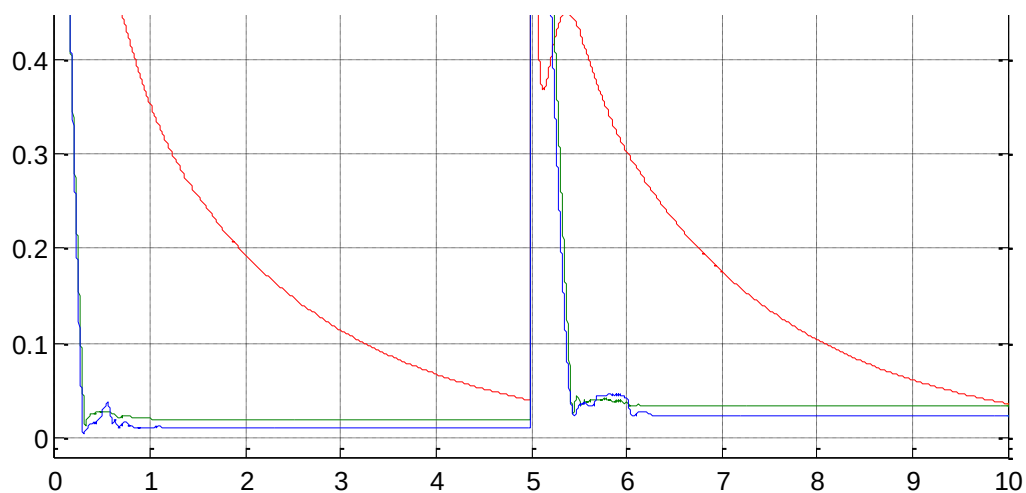


Figura 10. 51

Ky gabim sillet rreth 0.0336 për FLC-në dhe 0.02297 për FLC_O-në. Koha e rritjes dhe stabilizimit janë përafërsisht të njëjta:

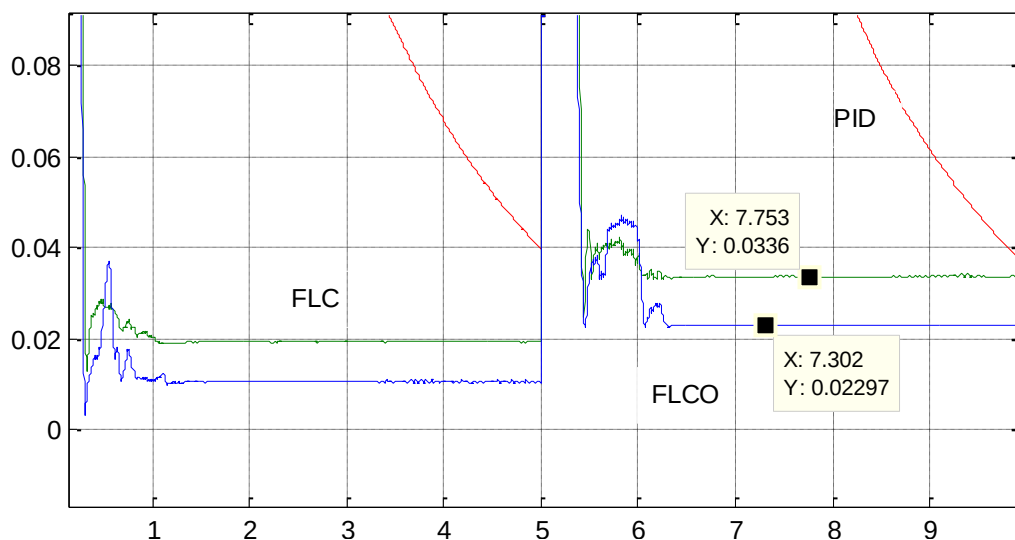


Figura 10. 52

-Po e zgjasim kohën e kërcimit në 7, dmth pas arritjes së vlerës maksimale për të parë se a thua ndoshta oscilimi i parë vjen për shkak se nuk është bërë ngopja e plotë e rregullatorit. Megjithatë, shohim se përsëri PID rregullatori nuk arrin që ta stabilizojë sistemin:

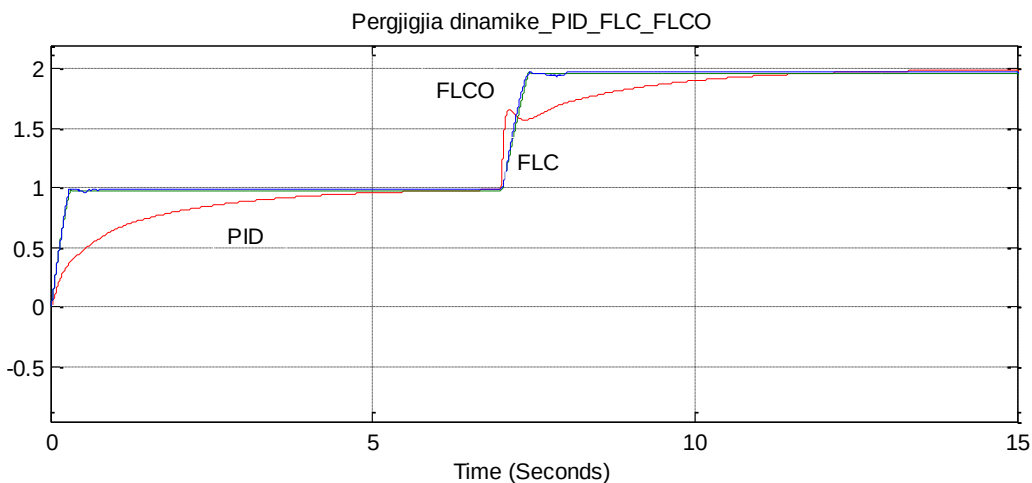


Figura 10. 53 . Rishkallëzimi pas ngopjes së PID-së

Ajo që vërejmë tani është fakti se ngarkesat dinamike dhe inercionet bëjnë që edhe te rregullatorët fuzzy logjik të mbetet një gabim që është më i madh se në stabilizimin fillestar (fig.10.54.)

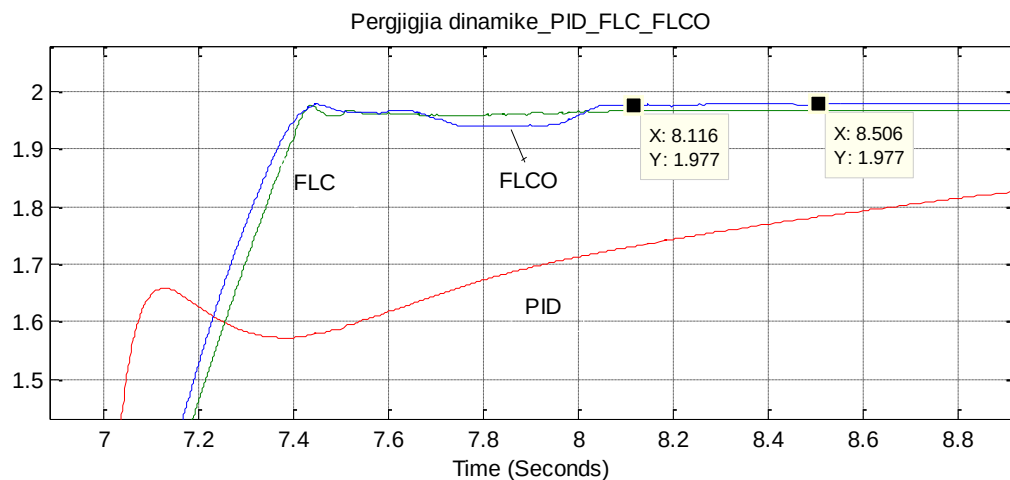


Figura 10. 54 Gabimet e stabilizimit

-Dhe në kushte të njëjta për forcë të prerjes periodike me kusht të njëjta të vlerës hyrëse do të kemi një devijim më të madh të PID rregullatorit. Raste të tilla reale mund të hasen gjatë ndikimit të ekscentriciteteve të ndryshme të boshteve punuese.

Rasti i gabimeve per: input:1, ne kohen 5s, behet 2; $F_p=sint$

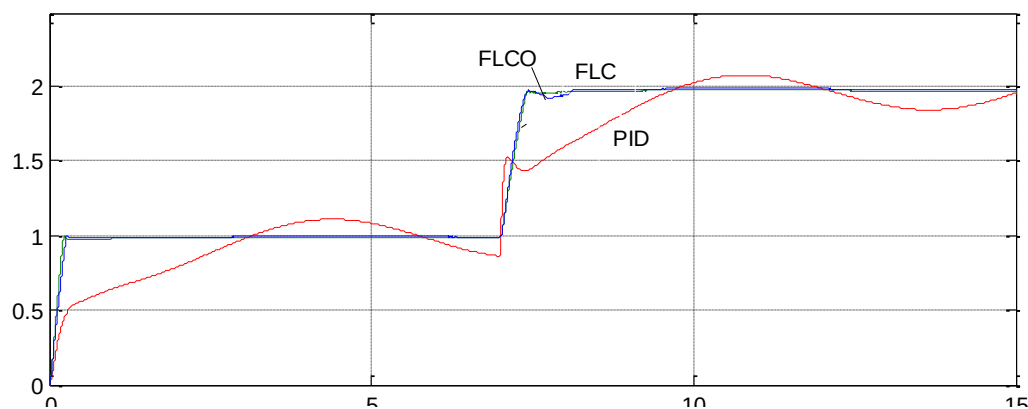


Figura 10. 55 Për forcë rezistuese periodike

Këtu, shohim se mbikalimi bëhet shumë i lartë dhe qëndron shumë më gjatë në kohë rreth 2,5 sekonda (10.56)

Poashtu, vërehet që edhe regullatorët FLC dhe FLC_O kanë vështirësi në arritjen e vlerës së riprogramuar në mënyrë të qindpërqind, por mbetet një gabim i përhershëm që ka vlerë më të lartë për FLC-në, ndërsa vlerë shumë jostabile për PID (fig.10.57).

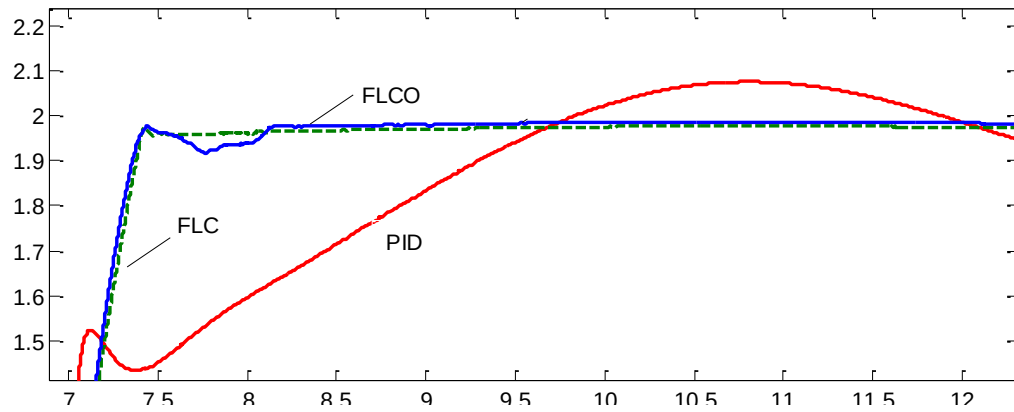


Figura 10. 56

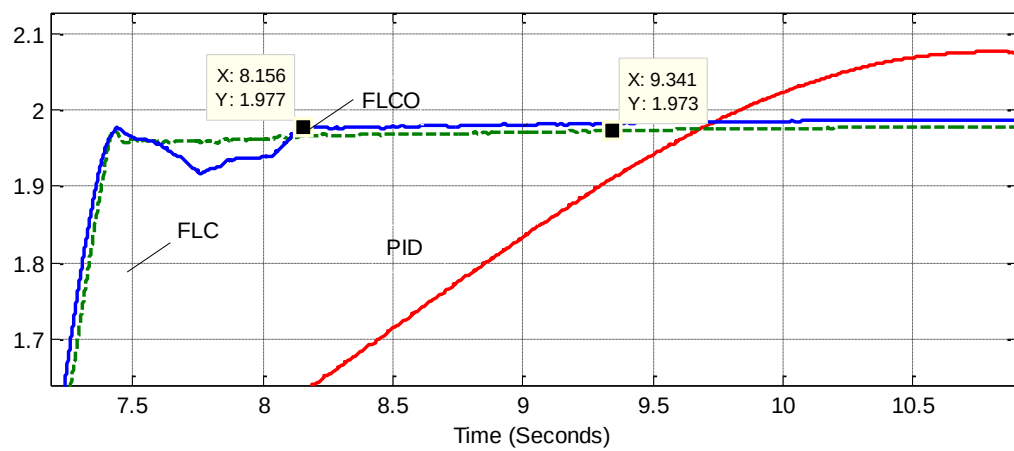


Figura 10. 57 Ristabilizimi i gabimit

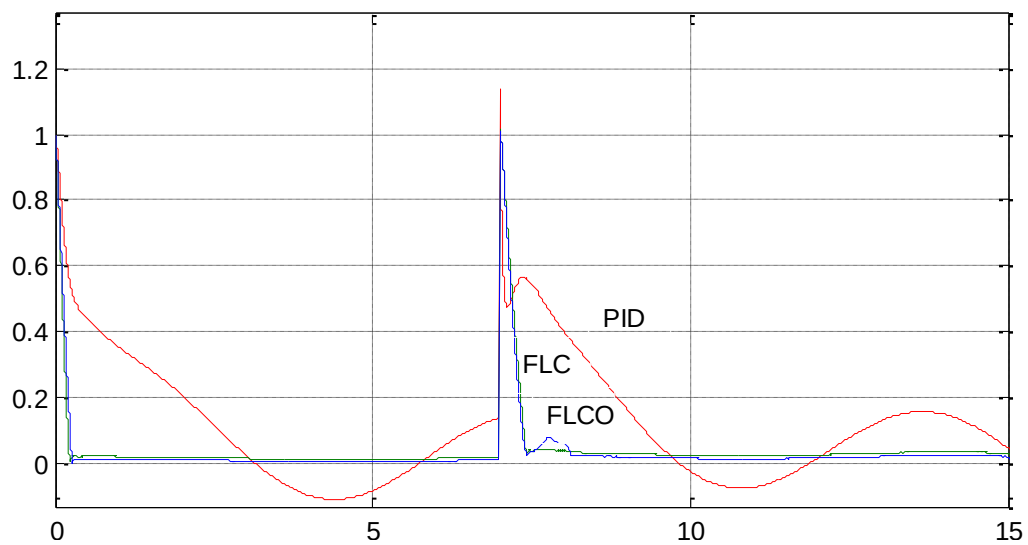


Figura 10. 58

Nga grafikoni i gabimeve shohim (fig.10.58) që gabimi është shumë më jostabël për rregullatorin PID

Po shihet që forca periodike shkakton oscilime të cilat te rregullatori PID janë shumë të ndihshme, ndërsa te rregullatorët fuzzy logjik edhe pse oscilimi ekziston ai ka përmasa të papërfillshme që pas stabilizimit sillen në diapazonin 0.013 deri 0.030:

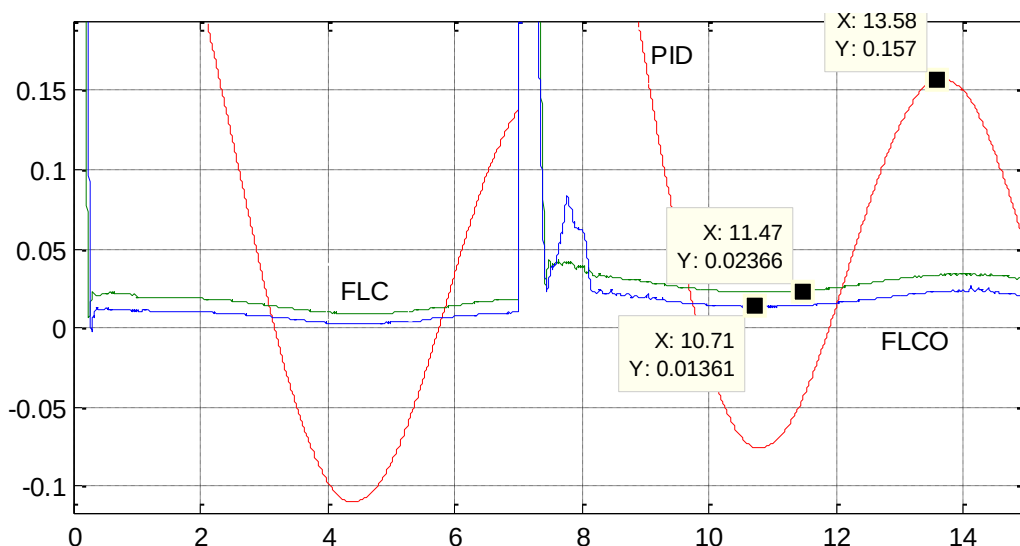


Figura 10. 59 Oscilimi i gabimit

Konstatim:

Gjatë punës së sistemit të lëvizjes së ushqimit kemi raste kur bëhet programimi serik dhe ndrimi i shkallzuar i vlerës së hapit. Tani motori duhet të gjenerojë një moment të madh që ta arrijë vlerën e riprogramuar. Ristabilizimi i variablës pas shkallëzimit kërkon nga rregullatori të ketë shpejtësi të kthimit të gjendjes stsbili sepse mund të ndodh që të humben impulset referuese dhe të dëmtohet regjiimi i punës.

-Rregullatori PID ka vështirësi të arritjes së vlerës së komanduar

-Nëse rezistencat janë jokonstante (periodike) dhe të panjohura (të rastit) PID rregullatori e ka të vështirë të stabilizojë variablën dhe kontrolli përcillet me oscilime të saj. FLC-ja pa problem e ristabilizon variablën.

-PID nuk pranon intervale të shkurta të shkallëzimeve sepse nuk arrin ta bëjë ngopjen e motorit. Këto intervale varen nga madhësia e shkallës.

-FLC-ja e stabilizon atë brenda sekondës së parë. Intervali i shkallës dhe madhësia e shkallës ndikojnë shumë pak.

10.8. Ndikimi i rezistencave jo kontinuele

Për të përafruar kushtet e punës gjatë procesit të prerjes do të simulojmë rastin kur forca e prerjes nuk e mban ritmin e njejtë të rezistencës, ose rasti kur ajo pëson rritje të përnjehershme të formës së funksionit ngacmuesshkillë.

-Tash po shikojmë si do të ndikojë shkallzimi i forcës së prerjes 0-1 në kohen 1 sekond, brenda kohës së stabilizimit, dmth, pa arritur stabilitetin PID-ja:

Rasti 0-1-1 dhe $F_p=0-1-1$

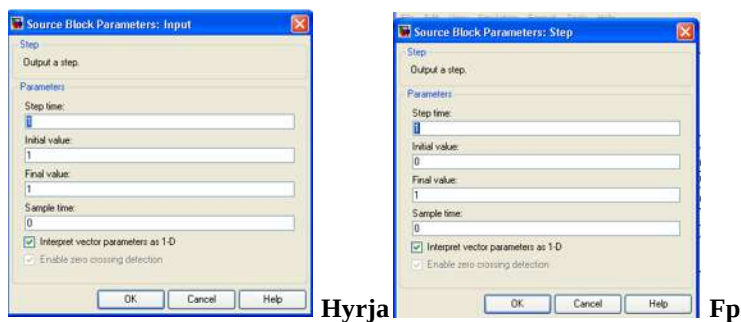


Figura 10. 60

Dhe, fitojmë një përgjigje transiente të këtillë:

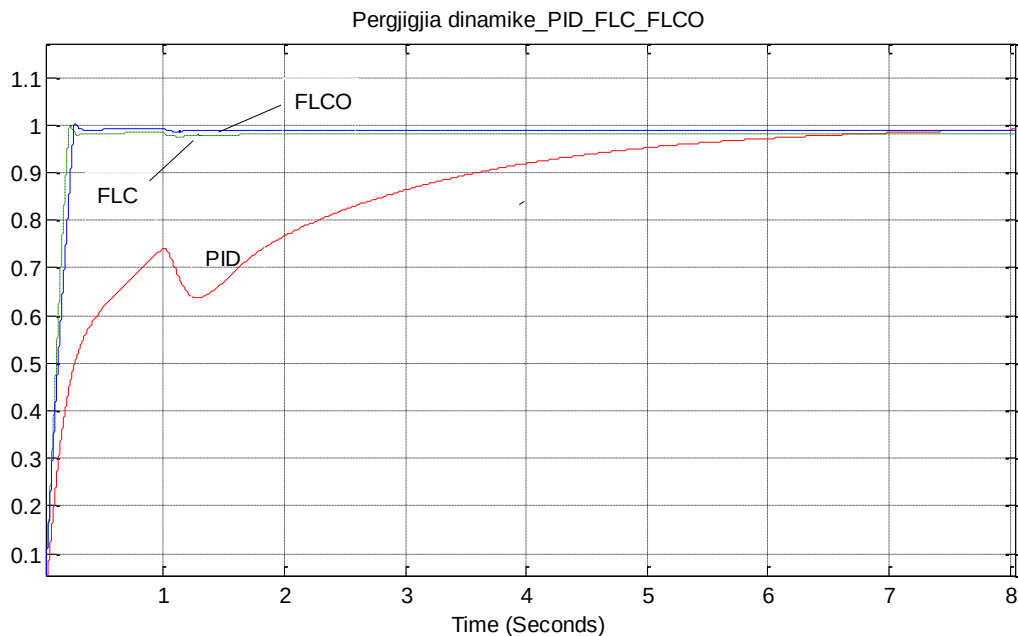


Figura 10. 61 Rrënja e vlerës së PID-së

Vërehet se devijimi i PID-së bën që të rritet shumë koha e stabilizimit të sistemit:

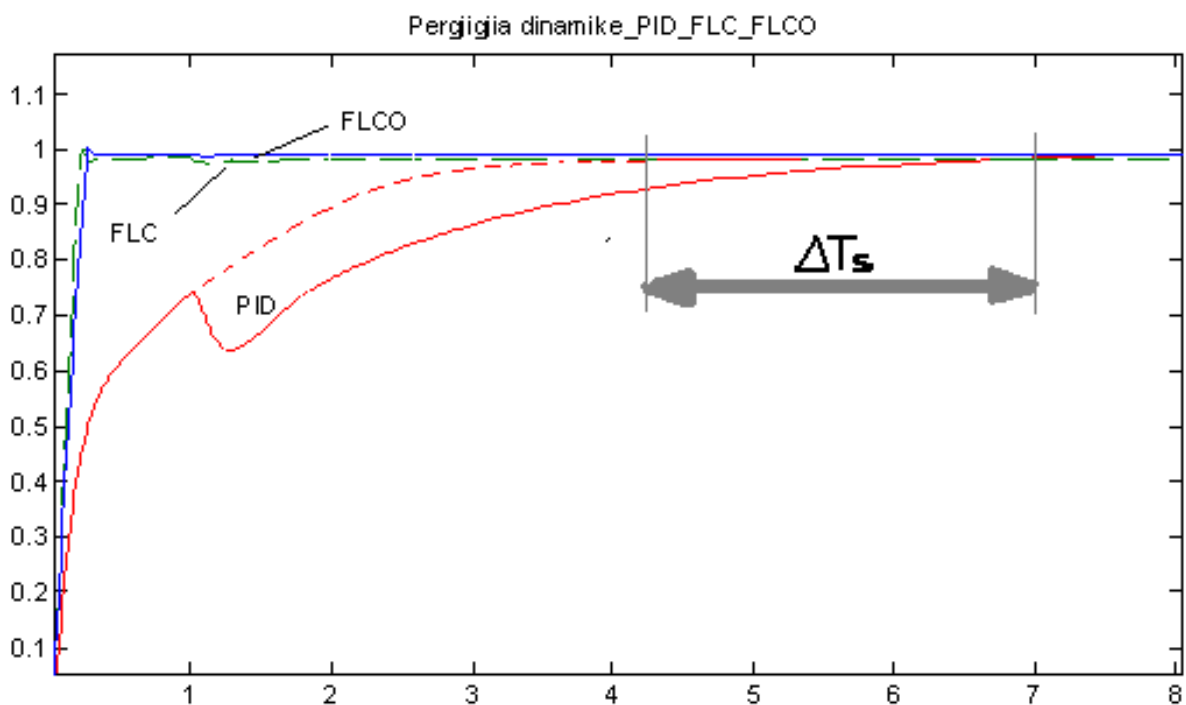


Figura 10. 62 Rritja e kohës së stabilizimit për PID-në

Edhe pse te rregullatorët fuzzy është arritur stabiliteti i sistemit rritja e befasishme e tensionit të sinjalit që prezentën rritjen e forcës rezistuese aksiale, edhe këtu ndodh një largim i përkohshëm nga gjendja ekuilibruese, por ata e menaxhojnë mirë kthimin për një kohë 0.389 për FLC_O dhe 0.696 FLC , që ndodh menjëherë pas kalimit të sekondës së parë.

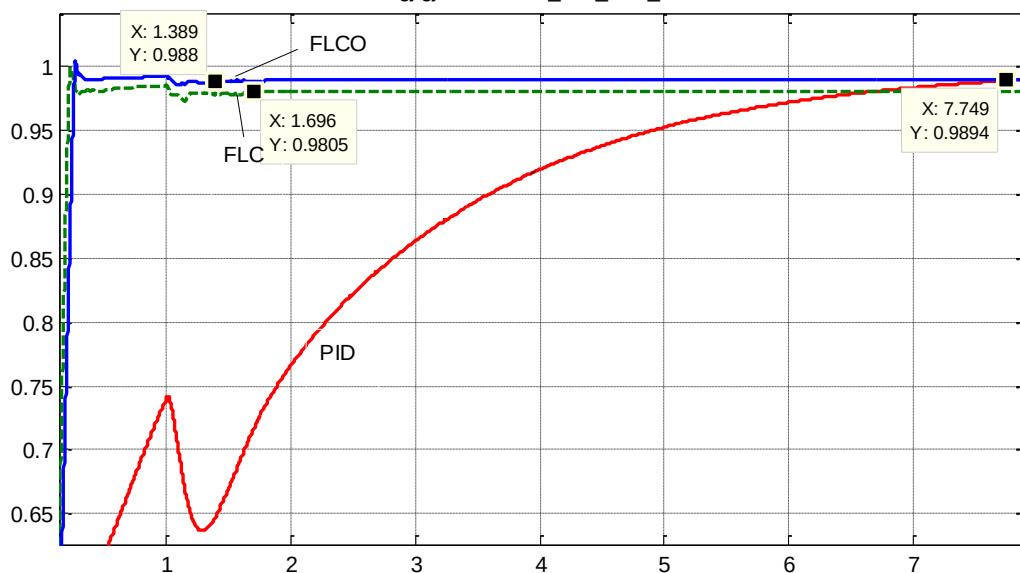


Figura 10. 63 Ristabilizimi i shpejtë nga rregullatorët fuzzy

Në fig.10.64 vërehet që performancat e rregullatorit FLC_O, janë shumë më të larta se të FLC-së, duke ofruar kohë më të shkurtër stabilizimi por është pak më i vonuar në arritje të kohës së ngritjes:

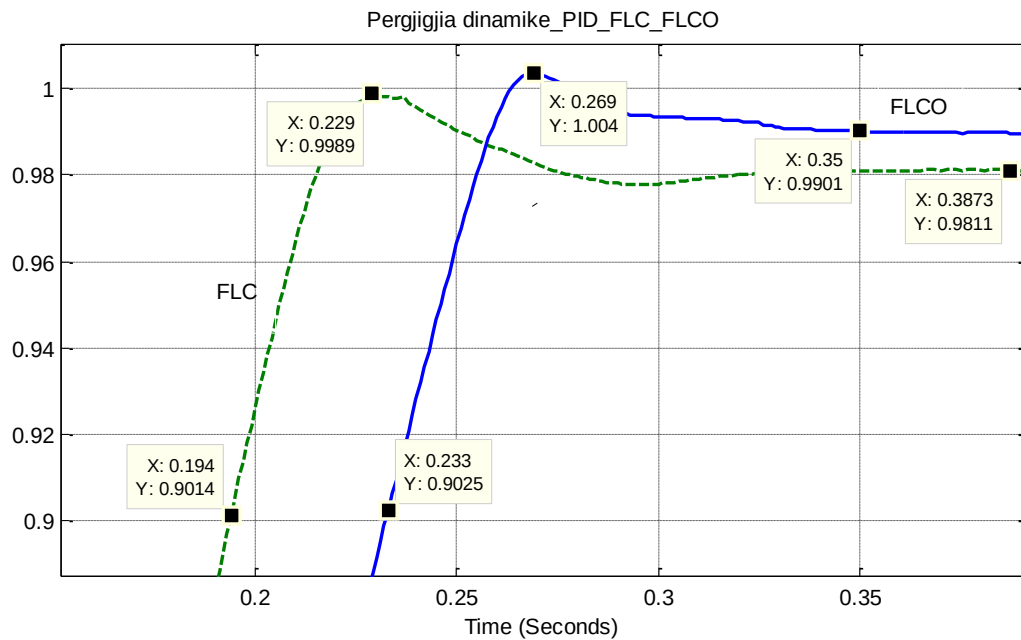


Figura 10. 64 Performancat e rregullatorëve fuzzy

Gabim shumë të vogël arrin PID rregullatori 0.0002847 por në kohën prej 14.73 sekondash, por ky gabim i i vogël nu ka kurfarë efkti pozitiv:

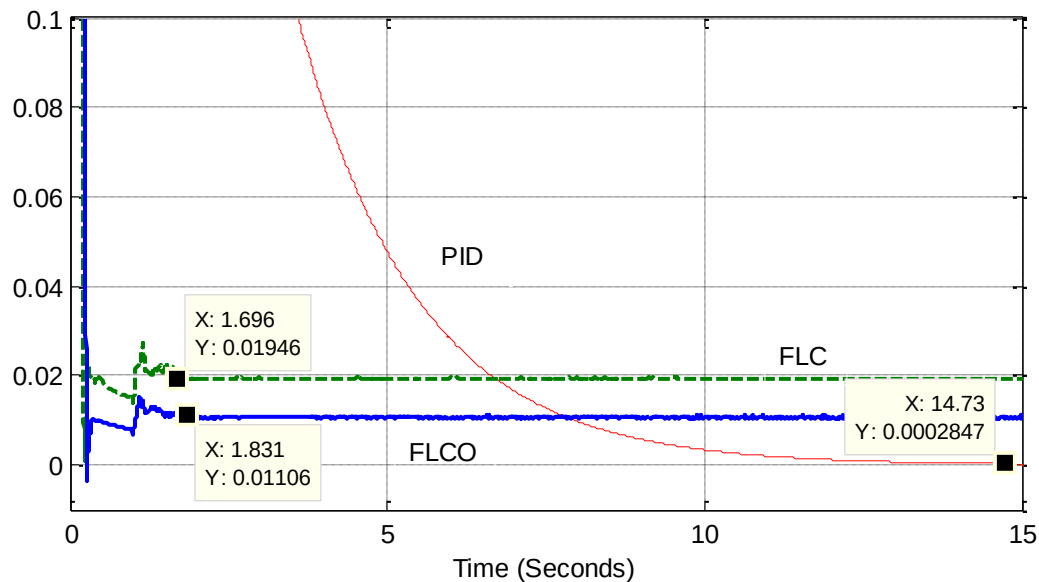


Figura 10. 65 Gabimet dhe kohët e stabilizimit

-Ndikimi i madhësisë së kërcimit të forcës do të shqyrtohet në vazhdim

Rasti per $F_p=0-1-2$. Dmth, në sekondën e dytë forca prerëse do të marrë vlerën 2 (fig.10.66).

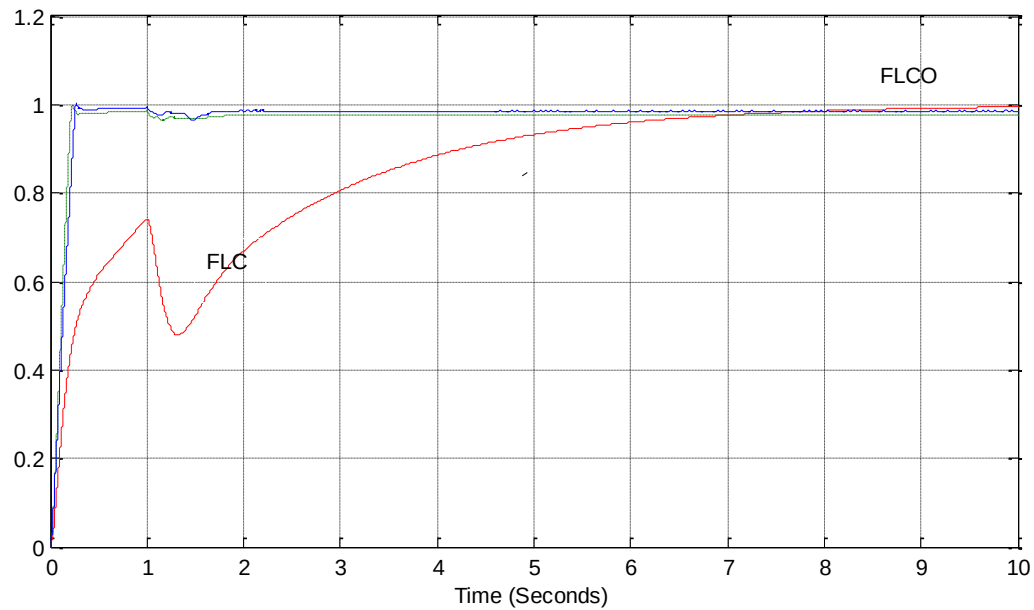


Figura 10. 66 $F_p=0-1-2$

Do të shohim devijimin që ndodh në kohën 1 në momentin që forca e prerjes kërcen në vlerën 2, të cilin arrijnë ta menaxhojnë më mirë rregullatorët FLC dhe FLC_O. Koha e ristabilizimit do të rritet dhe do të zgjasë rreth 1 sekond edhe te kontrolli fuzzy logjik por gjithnjë me gabim më të ulët.

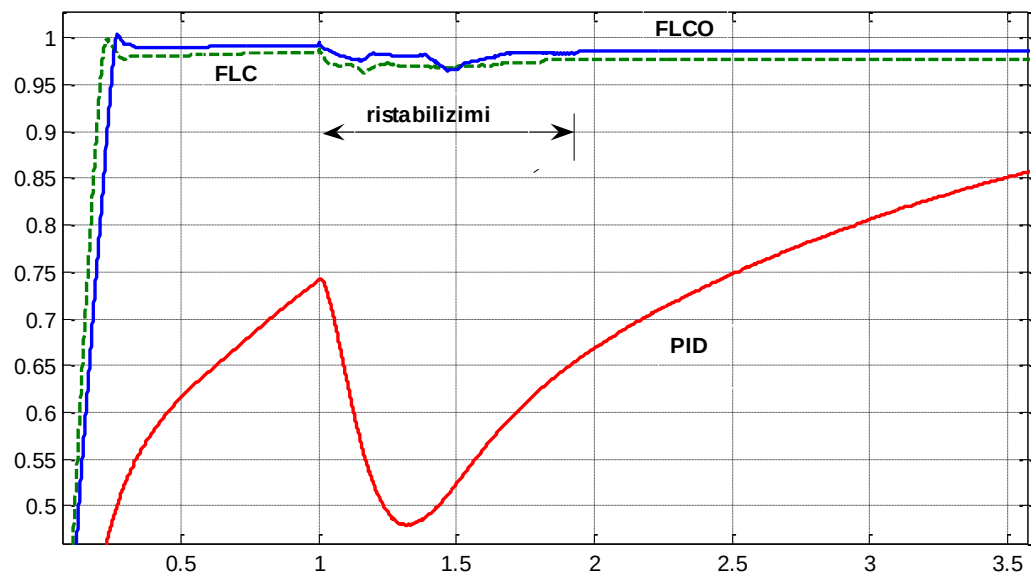


Figura 10. 67

-Per rastin $F_p=0-1-4$

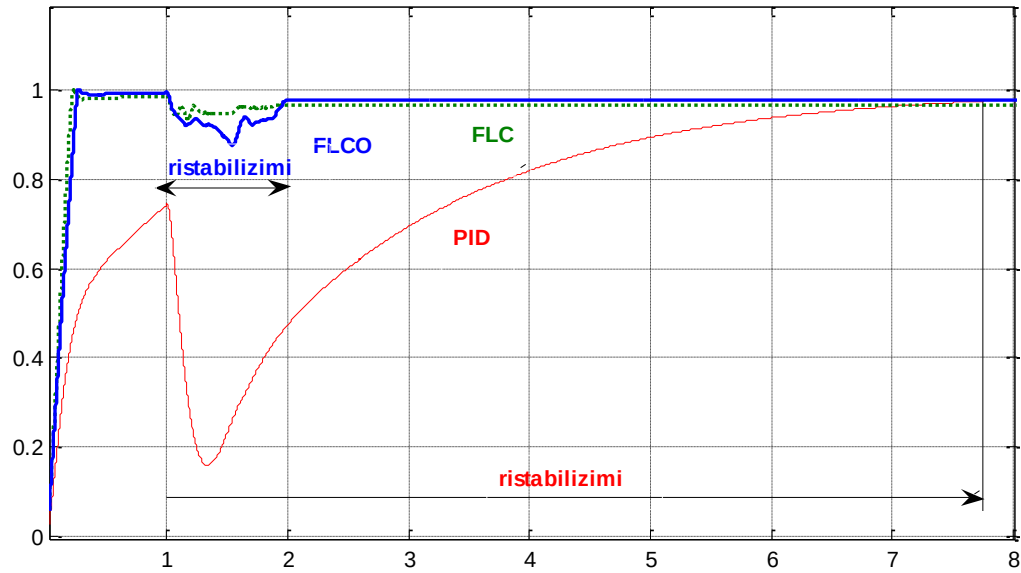


Figura 10. 68

Dhe shohim që rritet gabimi rreth 0,014 Për FLC_O dhe 0.024 për FLC:

:

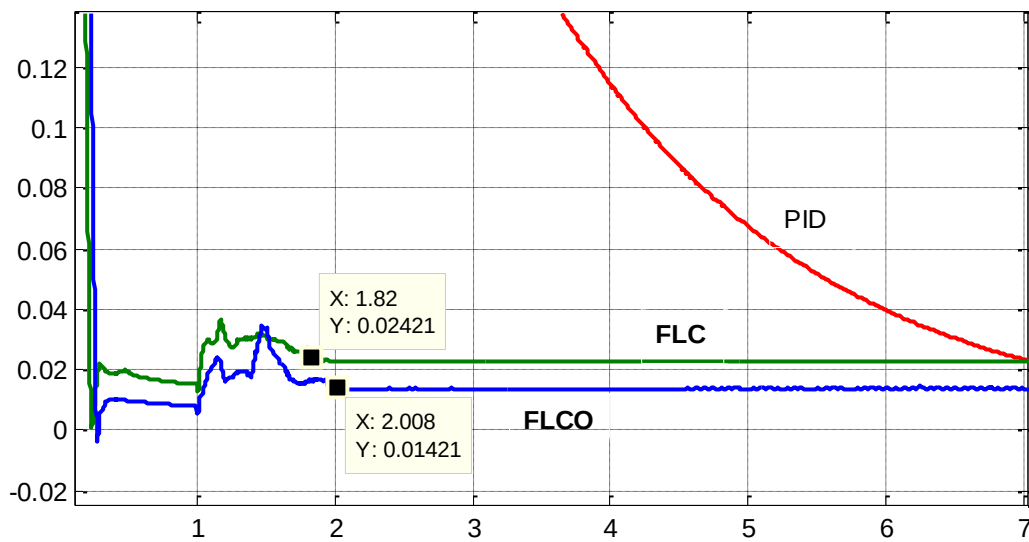


Figura 10. 69

Ndërsa, gabimi i PID-së pëson një rritje të përnjëherëshme deri mbi vlerën 0.8:

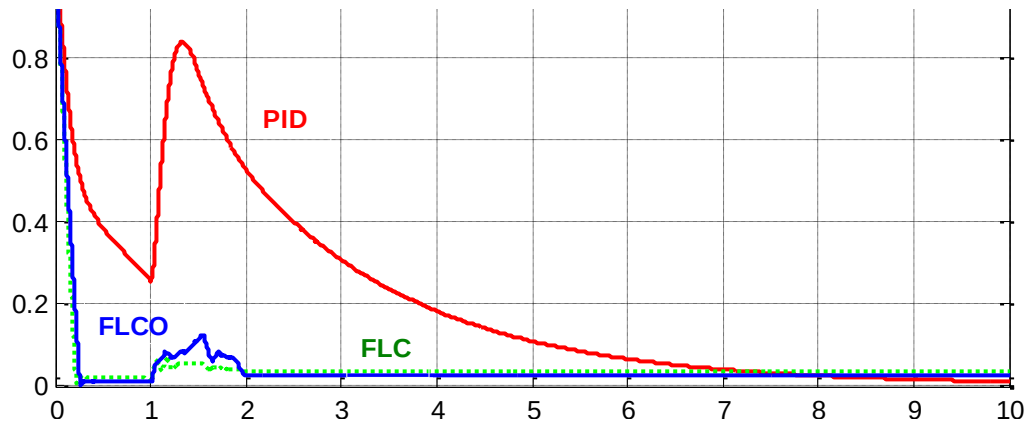


Figura 10. 70

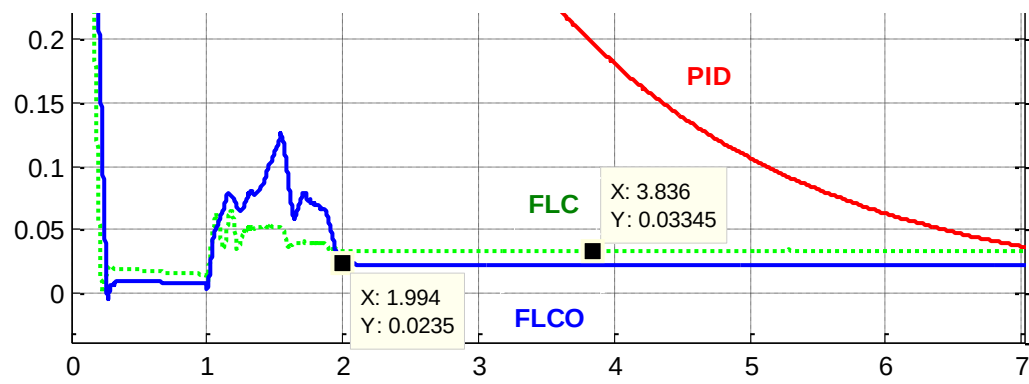


Figura 10. 71

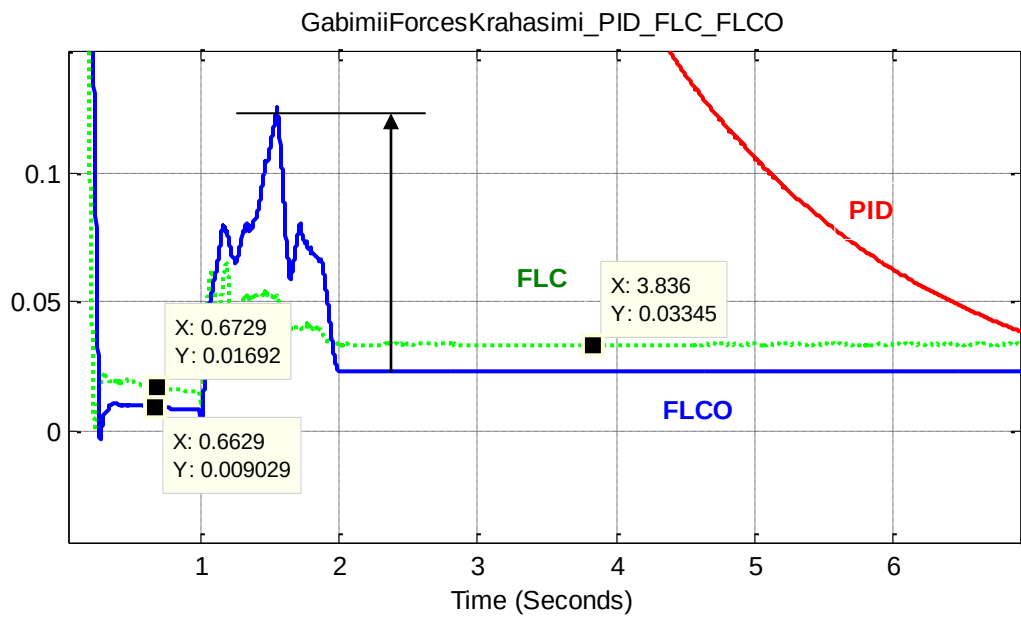


Figura 10. 72 Nënkalimi i FLC_O-së

Por, sigurisht që këtu ndodh rritja e të përhershme e gabimit nga 0.0087 në 0.023 për FLC_O dhe nga 0.016 në 0.033 për FLC. Poashtu edhe rritje të kohës së stabilizimit 0.76 në 2.2 për FLC dhe nga 0.074 në 1.99 për FLC_O:

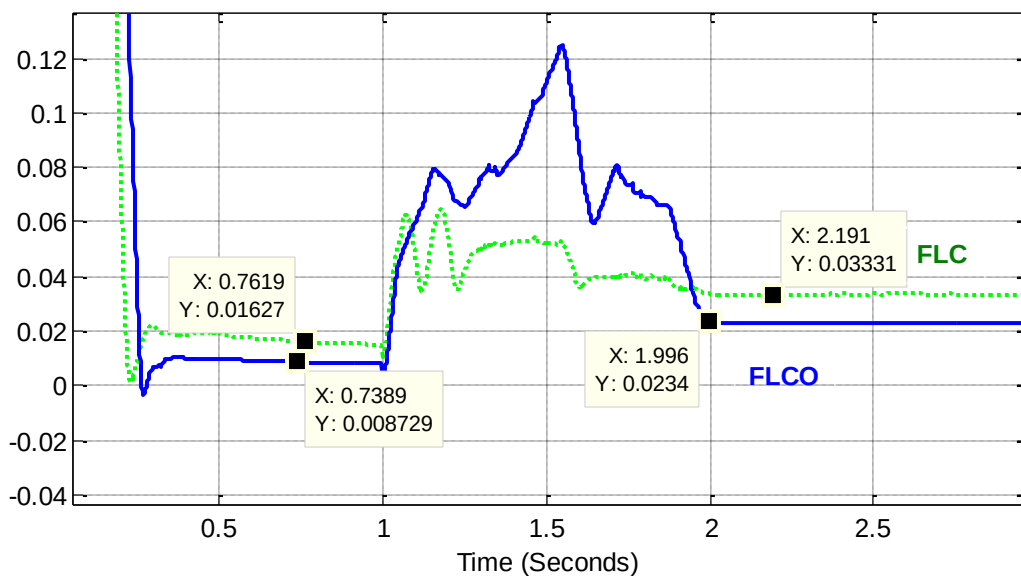


Figura 10. 73

Konstatim:

-Nëse në sistemin lëvizjes së ushqimit ndodh një rritje e përnjëhershme e ndikimit të komponentës aksiale të forcës së prerjes, rregullatori fuzzy arrin ta menaxhojë atë me humbje minimale

-Te rregullatori PID kemi rrënjë të vlerës së variablës së kontrolluar dhe rritje të gabimit të stabilizimit dhe rritje të vlerës së stabilizimit

-Te rregullatori PID koha e ristabilizimit është shumë e lartë dhe varet nga madhësia e kërcimit të F_p -së

-Te rregullatori fuzzy, koha e ristabilizimit zgjat rreth 1s dhe nuk varet shumë nga madhësia e shkallës. Ristabilizimi përcillet me një rënje momentale të ulët të vlerës së variablës.

-Gabimi i stabilizimit është shumë i vogël në raport PID-në dhe shumë pak rritet me rritjen e shkallëzimit.

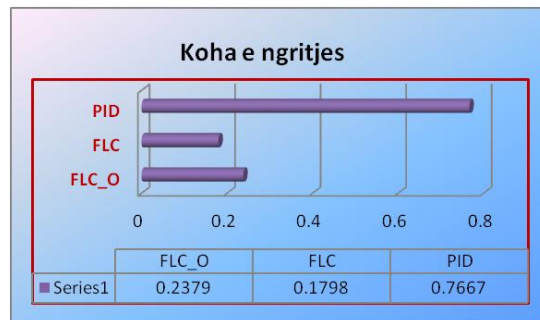
Përfundim

Duke u nisur nga rezultatet e simulimit për modelin e aplikuar, vërejmë një rritje shumë të lartë të performancave të përgjigjes kalimtare të sistemit në rastet kur do të zbatohet cilido nga rregullatorët fuzzy të propozuar. Implementimi i tij do të ishte në interes të rritjes së produktivitetit të punimit mekanik dhe rritjes së bendit të kontrollueshën kohor në rastet kur programimi i variablit pëson ndryshime në periudha të shkurtërta kohore.

Nga krahasimi i rregullatorëve (kap.9) vërejmë këto përparësi të rregullatorit fuzzy:

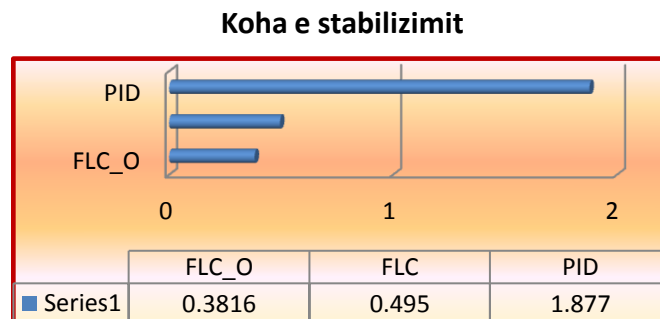
-Së pari zvoglohet shumë koha e ngritjes T_n e lakores kalimtare e kjo do të thotë arritje e shpejtë e vlerave të komanduara, gjë që shkon në favor të kërkesave për punime me shpejtësi të lartë, saktësia e punimit dhe rritja e produktivitetit.

Në raport me rregullatorin PID, zvoglimi i vlerës së kohës së ngritjes arrin në 77% te rregullatori FLC dhe 76 % te rregullatori optimal FLC_O:



-Mbikalimi që vërrehet te rregullatori FLC, me optimalizimin e përdorur te FLC_O, zvogëlohet nga vlera 0,179 në 0,046, që në raport është mbi 4.13 herë.

-Koha e stabilizimit T_s zvoglohet për rreth 74% te FLC, nga 1,877 në 0,495 ndërsa rreth te FLC_O:



Dhe një pasqyrë përfundimtare e përmirimit të performancave me aplikimin e rregullatorëve fuzzy, do të tregojë përmirsim të dukshëm të kohës së stabilizimit dhe sidomos të

kohës së ngritjes. Ky ka qenë edhe synimi ynë kryesor në mënyrë që ky rregullator të arsyetonte propozimin për tu përdorur te rasti i frezimit, gjatë punimeve mekanike me shpejtësi të lartë.

Në rastin e përdorimit të motorit me shkallë shuarje $\xi=1,125$, kemi:

	Zvogelimi				
	Tn	Mbikalimi	Ts	Piku	ess(2s)
PID	0.7667	1.0005	1.877	1	0.0011
FLC	0.1798	0,179	0.495	1.179	0.0032
	4.26 here		3.8 here	0.2s	
FLC_O	0.2379	0.046	0.3816	1.046	0,0007
	3.23 here	1.96 here	4.93 here	0.25s	0.16 here

Ndërsa për motorin me shkallë shuarje $\xi=0,8$, kemi:

	Zvogelimi				
	Tn	Mbikalimi	Ts	Piku	ess(2s)
PID	0.6515	1.0005	1.456	1(1.456)	0.0024
FLC	0.152	0,113	0.4095	1.113(0.1887)	0.0035
	4.3 here		3.55 here		
FLC_O	0.1795	0.056	0.295	1.056 (0.2139)	0.0007
	3.62 here	2 here	5.3 here		3.43 here

Përfundimet tona përputhen me qëndrimet edhe të autorëve tjerë se përdorimi i logjikës fuzzy te sistemet e kontrollit është shumë i përshtatshëm, sidomos për rastet kur:

- Përshkrimi matematikor i problemit është shumë i vështirë
- Te sistemet te të cilët variacioni i parametrave nuk mund të dihet arbitrarisht
- Te sistemet te të cilët të dhënat që meren nga sistemi janë jokomplete ose janë të pavlerë për procesin e kontrollit
- Objekti shumë kompleks, dmth edhe pse e njohim fizikën e këtij sistemi, por, modeli matematikor është shumë kompleks
- Në rastet kur objekti ose procesi që kontrollohet njihet shumë mirë nga aspekti i operimit

Nga aspekti i mundësisë së implementimit të tij për rastin e ndjekjes së lëvizjes së konturës përfundimet i nxjerrim nga konstatimet në kapitullin 10 të cilët kryesisht mund të rumbullaksohen në si vijon:

-Te PID rregullatori, ndikim në vonimin e stabilizimit kanë forcat që kanë intesitet të ndryshueshëm në funksion të kohës dhe madhësia e amplitudës së tyre shkakton te sinjali në dalje oscilime me amplituda të larta dhe frekuenca të larta. Ndërsa ndikimi i forcave konstante të prerjes është gati i papërfillshëm.

-Ristabilizimi i variablës pas shkallëzimit te programimi bëhet me vonesa të konsiderueshme te PID rregullatori, ndërsa FLC-ja pa problem e ristabilizon variablën.

-PID nuk pranon intervale të shkurta të shkallëzimeve sepse nuk arrin ta bëjë ngopjen e motorit. FLC-ja e stabilizon atë brenda sekondës së parë. Intervali i shkallës dhe madhësia e shkallës ndikojnë shumë pak.

-Nëse në sistemin lëvizjes së ushqimit ndodh një rritje e përnjëhershme e ndikimit të komponentës aksiale të forcës së prerjes, rregullatori fuzzy arrin ta menaxhojë atë me humbje minimale. Te rregullatori PID kemi rrënjë të vlerës së variablës së kontrolluar dhe rritje të gabimit të stabilizimit dhe rritje të vlerës së stabilizimit

-Te rregullatori PID koha e ristabilizimit është shumë e lartë dhe varet nga madhësia e kërcimit të Fp-së. Te rregullatori fuzzy, koha e ristabilizimit zgjat rreth 1s dhe nuk varet shumë nga madhësia e shkallës. Ristabilizimi përcillet me një rënje momentale të ulët të vlerës së variablës.

-Gabimi i stabilizimit te rregullatori fuzzy është shumë i vogël në raport PID-në dhe shumë pak rritet me rritjen e shkallëzimit.

Diskutim-Puna në të ardhmen

Rregullatori i propozuar ka treguar shumë të qartë se është më i sukseshëm në ballafaqimit me gabimin dhe mënyrën e shpërndarjes së tij, duke treguar avantazhe të larta në krahasim me rregullatorin PID. Edhe pse, kemi krijuar raste simulimi të ngjajshme me kushtet reale të punës e herë herë edhe raste ekstreme dhe se kemi fituar rezultate të pritura, përsëri ka mbetur hapsirë e mjaftueshme për të kërkuar forma të avansimit të rregullatorit. Sugjerojmë që puna e mëtutjeshme të orjentohet në përmirsim dhe testime të mëtutjeshme të arsyeshmërisë së implementimit të rregullatorit FLC_O, duke vazhduar si vijon:

-Te bëhet kontrolli i konturës, jo vetëm në drejtim të njërit aks por edhe të meren parasysh ndikimet e akteve tjera. Përsosja e algoritmit të lëvizjes të dhënë në punim dhe përshtatja për lëvizje tre aksiale e tij, do të jepte mundësi simulimi të lëvizjes sipas konturave të ndryshme, që pastaj të simulojmë ndikimin e faktorëve të ndryshëm jolinear, për të parë formën e shpërndarjes së gabimeve dhe efikasitetin e rregullatorit të propozuar.

-Të bëhet modelimi i forcës së prerjes me të gjithë faktorët që ndikojnë dhe të simulohet qarku me të. Planifikojmë të bëjmë simulimin e jolinearitetit të ndikimit të faktorëve të ndryshëm të procesit të prerjes në mënyrë që ndikimi i forcës rezistuese, përkatësisht komponentës së saj të projektuar në drejtimin e aksit të lëvizjes të jetë sa më i përafërt me gjendjen reale.

-Mundësia e implementimit real hardverik.

-Në model të meret parasysh modelimi i çiftit vidë-dado. Te lëvizja relative mes vidës me sfera qarkulluese lajmërohen sjellje jolineare të tipit histerik [117].

Bibliografia:

- [1] Serop Kalpakjian, Steven R. Schmid, *Manufacturing engineering technology*, Sixth Edition, Pearson Education, Inc, Pearson Prentice Hall, **2010**.
- [2] Nakaoka Kotaro and Sato Tomonori, "Feedforward controller for continuous path control of CNC Machine Tools", IJ of Simulation, Vol 7, No. 8, ISSN 1473-804x online, **2008**.
- [3] Atsushi Mastsubara, Yoshiaki Kakino and Yasumi Watanabe, "Servo performance enhancement of high speed feed drives by damping control", Conference proceedings, July **2000**. Flexible Automatiation Conference, Ann Arbor, Michigan
- [4] Altintas J, "Manufacturing Automation", book, **2000**, Cambridge University Press.
- [5] P.N. Rao, *CAD/CAM Principles and Applications*, 10 CNC Hardware Basics 10-1/10-20
- [6] IC Professional Training Series ,*Computer Numerical Control*, Industrial Centre, **2009**, The Hong Kong Polytechnic University
- [7] Pradeep Chatterjee, *An overview of Computerised Numeric Control (C.N.C.) and Programmable Logic Control (P.L.C.) in machine automation*, Engine Division Maintenance, TELCO, Jamshedpur – 831010
- [8] Mahbubur Rahman, *Modeling and measurement of multi-axis machine tools to improve positioning accuracy in a software way*, (Academic Dissertation), Oulun Yliopisto, OULU **2004**
- [9] *Introduction to CNC*, EM-406 : Mfg Process, Tool & Auto, NUST , College of EME, Mechatronics Department
- [10] Kilian, *Modern Control Technology-Components and systems*, second edition, **2007**.
- [11] Prof. S.Mukhopadhyay, *Introduction to CNC Machines*, video lectures, **2005**, Indian Institute of Technology Kharagpur
- [12] Prof. S.Mukhopadhyay, *Contour Generation and Motion Control in CNC Machines*, video lectures, **2005**, Indian Institute of Technology Kharagpur
- [13] HEIDENHAN- *Accuracy of Feed Axes*-technical informations, August 2006
- [14] Yoram Koren, *Controll of Machine Tools*, The University of Michigan, Ann Arbor, MI 48109
- [15] Prof. S.Mukhopadhyay, *Industrial Automation and Control*, video lectures, **2004**, Indian Institute of Technology Kharagpur
- [16] Raymond Shah, *NC Guide*, Numerical Control Handbook, **1971**
- [17] S. Frey ,A. Dadalau ,A. Verl , *Expedient Modeling of Ball Screw Feed Drives*, Stuttgart Research Centre for Simulation Technology (SRC SimTech) Stuttgart, February **2011**.
- [18] Sou Watanabe · Ryuichi Oguro · Jun Kobayashi, Fujio Ohkawa , *Modeling and position control based on a two-mass system for a machine stand vibration system*, Artif Life Robotics (**2007**)
- [19] Michael R. Berthold *Tutorial: Fuzzy Logic*, Advanced Course on Knowledge Discovery, Ljubljana, June **2005**
- [20] Steven T. Karris, *Introduction to Simulink with Engineering Applications*, Orchard Publications, **2006**
- [21] S.N.Sivanandam, S.Sumathi, S.N. Deepa, *Introduction to fuzzy logic using Matlab*, TLF eBook, Springer **2007**.
- [22] Idrizi Ferit, Kaçani Jorgaq, "A Fuzzy Logic Solution For Feed Drive Control", IJESR, volume 3, Issue 3, March-**2012**
- [23] Simulink, *Dynamic System Simulation for MATLAB*, Math Works, Inc
- [24] Khan SH, Salami Femi Abdulazeez, Lawal Wahab Adetunji, AHM Zahirul Alam, Momoh Jimoh E. Salami, Shihab Ahmed Hameed, Aisha Hasan Abdalla and Mohd Rafiqul Islam, "Design and Implementation of an Optimal Fuzzy Logic Controller Using Genetic Algorithm", Jurnal of computer science 4, **2008** (Published paper)

- [25] Essam Natsheh and Khalid A. Buragga, *Comparison between Conventional and Fuzzy Logic PID Controllers for Controlling DC Motors*, IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 7, Issue 5, September **2010**
- [26] S.R.Vaishnav, Z.J.Khan, *Design and Performance of PID and Fuzzy Logic Controller with Smaller Rule Set for Higher Order System*, Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2007,WCECS **2007**, October 24-26, 2007, San Francisco, USA
- [27] The Mathworks, *Introduction to Control System Toolbox*, Video tutorials, **2009**
- [28] Arkadiy Turevskiy, *Control Systems Interactives Kit*, The MathWorks Inc, **2009**
- [29] Mahbubur Rahman, *Modeling and measurement of multi-axis machine tools to improve positioning accuracy in a software way*, (Academic Dissertation), Oulun Yliopisto,OULU **2004**
- [30] M. Santos, J. M. de la Cruz, S. Dormido, A. P. de Madrid, *Between Fuzzy-PID and PID-Conventional Controllers: a Good Choice*, ieeexplore.ieee.org,**1996**
- [31] Y. Altintas (1), M.R. Khoshdarregi, *Contour error control of CNC machine tools with vibration avoidance*, Elsevier, **2012**.
- [32] Kotaro NAGAOKA, Atsushi MATSUBARA, Cefu HONG, Atsushi IIZUKA and Tomonori SATO, *Analysis and Compensation of Contour Error by Using Reference Model of Feed Drive for NC Machine Tools*, **2009** - mechatronics.ptwit.ac.th
- [33] S.R.Vaishnav, Z.J.Khan *Design and Performance of PID and FuzzyLogic Controller with Smaller Rule Set for Higher Order System*, Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science October 24-26, **2007**, San Francisco, USA
- [34] Fu Xiuli, Pan Yongzhi, Wan Yi and Ai Xing, *Research on Predictive Model Surface Roughness in High Speed Milling for Alumnum Alloy 7050-T7451*, International Conference on Computing, Control and Industrial Engineering, **2010**
- [35] Y. Altintas ,M.R. Khoshdarregi, *Contour error control of CNC machine tools with vibration avoidance*, CIRP Annals - Manufacturing Technology 61, **2012**
- [36] L. Andolfatto, S. Lavernhe J.R, R. Mayer, *Evaluation of servo, geometric and dynamic error sources on five-axis high-speed machine tool*, 20 July **2011**.
- [37] Y. Altintas, A. Verl, C. Brecher, L. Uriarte, G. Pritschow, *Machine tool feed drives*, CIRP Ann. Manuf. Technol, **2011**
- [38] Jin Zhao, Bimal K. Bose, *Evulation of membership function for fuzzy logic controled induction motor drive*, IEEE, **2002**
- [39] Guillem Quintana , Joaquim Ciuran, *Chatter in machining processes: A review*, International Journal of Machine Tools & Manufacture 51 (**2011**).
- [40] Min Wang, Tao Zan, Yiqing Yang, Renyuan Fei, *Design and implementation of nonlinear TMD for chatter suppression: An application in turning processes*, International Journal of Machine Tools and Manufacture, Volume 50, Issue 5, May **2010**.
- [41] V. Sellmeier *, B. Denkena, *High speed process damping in milling* §CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology 5 (**2012**).
- [42] Yu-che Chen, Jiri Tlustý, *Effect of Low-Friction Guideways and Lead-Screw Flexibility on Dynamics of High-speed Machines*, CIRP Annals - Manufacturing Technology, Volume 44, Issue 1, **1995**
- [43] Chu-Hsiang Chiou a, Min-Sung Hong b, Kornel F. Ehmann, *The feasibility of eigenstructure assignment for machining chatter control*, International Journal of Machine Tools & Manufacture 43 (**2003**)

- [44] Tomoya Fujita, Atsushi Matsubara, Daisuke Kono, Iwao Yamaji, *Dynamic characteristics and dual control of a ball screw drive with integrated piezoelectric actuator*, Precision Engineering Journal, Elsevier, August **2009**
- [45] D. Spath, J. Rosum, A. Haberkern, *Kinematics, Friction and Characteristics and Wear Reduction by PVD Coating on Ball Screw Drives*, Annals of the CIRP Vol. 44/ 1/**1995**.
- [46] H. Weule (I) , T. Frank, *Advantages and Characteristics of a Dynamic Feeds Axis with Ball Screw Drive and Driven Nut*, Annals of the CIRP Vol. 48/1/**1999**
- [47] Y. Zhou, F.Y. Peng, X.H. Cao, *Parameter sensitivity analysis of axial vibration for lead-screw feed drives with time-varying framework*, Mechanika. **2011**.
- [48] David Prévost and Sylvain Lavernhe, Didier Dumur, *Feed drive modelling for the simulation of tool path tracking in multi-axis High Speed Machining*, International Journal, **2011** - inderscience.com
- [49] Altintas, Y. Brecher, C.Weck, M. Witt S. ‘*Virtual Machine Tool*’, CIRP Annals - Manufacturing Technology, Vol. 54, Issue 2 , (**2005**)
- [50] Lavernhe, S., Tournier, C., Lartigue, C, ‘*Kinematical performance prediction in multi-axis machining for process planning optimization*’, International Journal of Advanced Manufacturing Technology, Vol. 37, N° 5, **2008**
- [51] Y. Altintas (11, K. Erkorkmaz, W.-H. Zhu, *Sliding Mode Controller Design for High Speed Feed Drives*. Annals of the CIRP Vol. 49/1/**2000**
- [52] Min-Seok Kim a, Sung-Chong Chung, *Integrated design methodology of ball-screw driven servomechanisms with discrete controllers*. Part I: Modelling and performance analysis, Mechatronics 16 (**2006**) , Elsevier.
- [53] H. B. Lacerda, Dr. Eng. , E. M. Belo, Ph.D., *Application of a Pid+fuzzy Controller on the Motion Control System in Machine Tools*, J. Braz. Soc. Mech. Sci. vol.21 no.3 Rio de Janeiro Sept. **1999**
- [54] H. B. Lacerda, Dr. Eng. , E. M. Belo, Ph.D., *Application of a Pid+fuzzy Controller on the Motion Control System in Machine Tools*, J. Braz. Soc. Mech. Sci. vol.21 no.3 Rio de Janeiro Sept. **1999**
- [55] Jin-Sung Kim, Jin-Hwan Kim, Ji-Mo Park, Sung-Man Park, Won-Yong Choe and Hoon Heo, *Auto Tuning PID Controller based on Improved Genetic Algorithm for Reverse Osmosis Plant*, World Academy of Science, Engineering and Technology 47, **2008**
- [56] Isayyad Naimuddin, B. Warkad, dr. G. M. Dhole, Mohammad Nasiruddin, *Enhancing, The Operational Availability Of CNC Machine Using Fuzzy Logic Controller*, Journal Of Theoretical And Applied Information Technology, **2009**
- [57] F. Cus, U. Zuperl, J. Balic, *Combined feedforward and feedback control of end milling system*, Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering. Volume 45, ISSUE 1, March **2011**
- [58] Gayathri Monicka Dr. N.O.Guna Sekhar K. Ramash Kumar, *Performance Evaluation of Membership Functions on Fuzzy Logic Controlled AC Voltage Controller for Speed Control of Induction Motor Drive*, International Journal of Computer Applications, Volume 13– No.5, January **2011**
- [59] Min Wang, Tao Zan, Yiqing Yang, Renyuan Fei, *Design and implementation of nonlinear TMD for chatter suppression: An application in turning processes*, International Journal of Machine Tools and Manufacture, Volume 50, Issue 5, May **2010**.
- [60] Sungchul Jee, Yoram Koren, *Adaptive fuzzy logic controller for feed drives of a CNC machine tool*, February 2003,

- [61] L. Andolfatto, S. Lavernhe, J.R.R. Mayer, *Evaluation of servo, geometric and dynamic error sources on five-axis high-speed machine tool*, directScience, **2011**, Elsevier Ltd.
- [62] Dong Yu, Yi Hu, Xun W. Xu, Yan Huang, and Shaohua Du, *An Open CNC System Based on Component Technology*, IEEE Transactions On Automation Science And Engineering, Vol. 6, NO. 2, APRIL 2009
- [63] R. Ramesh, M.A. Mannan*, A.N, *Tracking and contour error control in CNC servo systems*, International Journal of Machine Tools & Manufacture 45 (**2005**) ELSEVIER
- [64] Hojat Dehnavi, *Prediction of the Effect of Heat Generation in Ballscrew on the Accuracy of CNC Milling Machine*, **2012**, 14th International Conference on Modelling and Simulation
- [65] Y. Altintas (1)*, M.R. Khoshdarregi, *Contour error control of CNC machine tools with vibration avoidance*, **2012**
- [66] HEIDENHAIN catalogs, *Encoders for Servo Drives*, November **2008**
- [67] Essam Natsheh and Khalid A. Buragga, *Comparison between Conventional and Fuzzy Logic PID Controllers for Controlling DC Motors*, IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 7, Issue 5, September **2010**
- [68] Satyendra Nath Mandal, J. Pal Choudhury, Dilip De, and S. R. Bhadra Chaudhuri, *Roll of Membership functions in Fuzzy Logic for Prediction of Shoot Length of Mustard Plant*
- [69] *Based on Residual Analysis*, World Academy of Science, Engineering and Technology, **2008**
- [70] Naoki Uchiyama and Kazunori Mori, *Adaptive Control for Feed Drives Considering Coupling Effects Among Multiple Axes*, Int. J. of Automation Technology Vol.4 No.1, **2010**
- [71] Ilyas Eker, Yunis Torun, *Fuzzy logic control to be conventional method*, elsevier
- [72] Timothy J. Ross, *Fuzzy Logic With Engineering Applications*, Second Edition, University of New Mexico, USA, **2004**
- [73] F. Martin McNeill, Ellen Thro, *Fuzzy Logic A Practical Approach*, **1994** by Academic Press, Inc.
- [74] Ahmad M. Ibrahim, *FUZZY LOGIC For Embedded Systems Applications*, **2003**, Elsevier Science (USA).
- [75] Walter Banks, Gordon Hayward, *Fuzzy Logic in Embedded Microcomputers and Control Systems*, Waterloo, Ontario, Canada, **2002**
- [76] M. Berthold, Tutorial, "Fuzzy Logic", Advanced Course on Knowledge Discovery, Ljubljana, June **2005** ACAI, Konstanz University.
- [77] Sungchul Jee, Yoram Koren, *Adaptive fuzzy logic controller for feed drives of a CNC machine tool*, *Mechatronics*, **2004**, Elsevier Ltd.
- [78] Bogumila Mrozek, Zbigniew Mrozek, *Modelling and Fuzzy Control of DC Drive* 14-th European Simulation Multiconference ESM **2000**, May 23-26, Ghent
- [79] M.K. Singh, D.R. Parhi, S. Bhowmik, S.K. Kashyap, *Intelligent Controller for Mobile Robot: Fuzzy Logic Approach*, The 12th International Conference of International Association for Computer Methods and Advances in Geomechanics (IACMAG), **2008**, Goa, India
- [80] Sylvain Lavernhe, Christophe Tournier, Claire Lartigue, *Model for performance prediction in multi-axis machining*, Author manuscript, published in "International Journal of Advanced Manufacturing Technology (**2007**)
- [81] M. H. Ghaemi, *Modeling and Control of Dynamic Systems*, Laboratory, Gdansk University of Technology, Faculty of Ocean Engineering and Ship Technology
- [82] Ch.V. Ramana1, Bhanu Prakash Battula, Moulana Mohammed, and Md. Ali Hussain,

- [83] *Essentials of Fuzzy Logic with Embedded Systems*, International Journal of Research and Reviews in Computing Engineering (IJRRCE) Vol. 1, No. 3, September **2011**, Science Academy Publisher, United Kingdom
- [84] David Prévost and Sylvain Lavernhe, Claire Lartigue, Didier Dumur, *Feed drive modelling for the simulation of tool path tracking in multi-axis High Speed Machining*, International Journal of Mechatronics and Manufacturing Systems, Vol. 4, N°3/4, **2011**
- [85] Pasko, R. - Przybylski, L. & Slodki, B. *High Speed Machining. The Effective Way Of Modern Cutting*, International Workshop Ca Systems And Technologies **2002**
- [86] Günter Pritschow, Jochen Bretschneider, Christian Fahrbach *Control of High Dynamic Servo Axes for Milling Machines*, University of Stuttgart, Institute for Control Technology
- [87] K. Lee¹, S. Ibaraki, A. Matsubara, Y. Kakino, Y. Suzuki, S. Arai & J. Braasch, *A servo parameter tuning method for high-speed NC machine tools based on contouring error measurement*, **2003**.
- [88] Ahmed El-Bakly*, A. Fouda**, W. Sabry, *A Proposed DC Motor Sliding Mode Position Controller Design Using Fuzzy Logic And PID Techniques*, 13th International Conference On Aerospace Sciences & Aviation Technology, Asat- 13, May **2009**
- [89] Lorenzo Tamellini, *Relationships Between Input And Output Membership Functions Shapes In Fuzzy Systems*, matr.708092
- [90] Neenu Thomas, Dr. P. Poongodi, *Position Control of DC Motor Using*
- [91] *Genetic Algorithm Based PID Control*, Proceedings of the World Congress on Engineering, July 1 - 3, , London, U.K.
- [92] Gunadi W. Nurcahyo, Siti Mariyam Shamsuddin, Rose Alinda Alias, Mohd. Noor Md. Sap. *Selection Of Defuzzification Method To Obtain Crisp Value For Representing Uncertain Data In A Modified Sweep Algorithm*, Jcs&T Vol. 3 No.2, October **2003**
- [93] Mohd Fua'ad Rahmat¹ & Mariam Md Ghazaly², *Performance Comparison Between Pid And Fuzzy Logic Controller In Position Control System Of Dc Servomotor*, Jurnal Teknologi, 45(D) Dis. **2006**, Universiti Teknologi Malaysia
- [94] Maher M. F. Algreer And Dr. F. H. Ali, *Position Control Using Fuzzy Logic*, Al-Rafidain Engineering Vol.16 No.1 **2008**
- [95] M. Santos, J. M. De La Cruz, S. Dormido, A. P. De Madrid, *Between Fuzzy-Pid And Pid-Conventional Controllers: A Good Choice*, Ieeexplore.Ieee.Org, **1996**
- [96] V. Chitra, and R. S. Prabhakar, *Induction Motor Speed Control using Fuzzy Logic Controller*, World Academy of Science, Engineering and Technology 23 **2006**
- [97] Ebru Özbay, Muhsin Tunay Gençoğlu, *Self-Tuning Fuzzy Pi Controlled System Model For Small Hydro Power Plants*, 10th International Conference On Clean Energy, Famagusta, N. Cyprus, September 15-17, **2010**
- [98] *Analysis and Control of Linear Systems*, Edited by Philippe de Larminat, **2007** ,First published in Great Britain and the United States in **2007** by ISTE Ltd
- [99] Benjamin c. Kuo, Farid Golnaraghi , *Automatic control systems*, Eighth edition, **2003** John Wiley & Sons, Inc.
- [100] Steve Krar Arthur Gill, *Computer numerical Control Programming basics*, **1999** by Kelmar Associates.
- [101] Paul Oh ,*DC Motor Theory*, MEM 639 Real-Time Microcomputer Control 1, **2005**
- [102] K. Anil Naik, *Stability Enhancement of DC Motor using IMC Tuned PID Controller*, International Journal Of Advanced Engineering Sciences And Technologies Vol No. 4, Issue No. 1, **2011**

- [103] Yoo-Kyung Kim and Gi Joon Jeon, *Error Reduction of Sliding Mode Control Using Sigmoid-Type Nonlinear Interpolation in the Boundary Layer*, International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 2, no. 4, , December **2004**
- [104] Z. Pandilov*, V. Dukovski, *Analytical calculation of the CNC machines servo drives position loop gain*, *Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering*, Vol 37 Iss 2, December, **2009**
- [105] F. Cus, U. Zuperl*, J. Balic, *Combined feedforward and feedback control of end milling system*, *Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering*, March **2011**
- [106] S. Frey ,A. Dadalau ,A. Verl, *Expedient Modeling of Ball Screw Feed Drives*, Stuttgart, February **2011**, Stuttgart Research Centre for Simulation Technology (SRC SimTech)
- [107] Jan Vesely, *Complex Model of Machine Structure with Feed Drive*, International Journal of Engineering and Applied Sciences 6:3 **2010**
- [108] Fu Xiuli, Pan Yongzhi, Wan Yi and Ai Xing, *Research on Predictive Model Surface Roughness in High Speed Milling for Alumnum Alloy 7050-T7451*, **2010** International Conference on Computing, Control and Industrial Engineering
- [109] Naoki Uchiyama , Shigenori Sano, Takaya Nakamura, *Contouring controller design for biaxial feed drive systems considering compliance of transmission mechanism*, Int J Adv Manuf Technol (**2009**)
- [110] Rahul Malhotra, Narinder Singh, Yaduvir Singh, *Design of Embedded Hybrid Fuzzy-GA Control Strategy for Speed Control of DC Motor: A Servo Control Case Study*, International Journal of Computer Applications, Volume 6, No.5, September **2010**
- [111] Syh-Shiuh Yeh & Hsin-Chun Su, *Development of friction identification methods for feed drives of CNC machine tools*, Int J Adv Manuf Technol (**2011**)
- [112] F. S. Sabirov and S. Yu. Savinov, *Diagnostics And Control Of The Accuracy Of Axis Drives For Automatically Controlled Multicoordinate Metal Cutting Machines*, Measurement Techniques, Vol. 54, No. 8, November, **2011**
- [113] David Prevost, Sylvain Lavernhe, Claire Lartigue, *Feed Drive Simulation For The Prediction Of The Tool Path Follow Up In High Speed Machining*
- [114] Xue-Cheng Xi, Geok-Soon Hong, Aun-Neow Poo, *Improving CNC contouring accuracy by integral sliding mode control*, *Mechatronics*, (**2010**), Elsevier
- [115] Wei Li, Edward Red, Greg Jensen and Mark Evans, *Reconfigurable Mechanisms for Application Control (RMAC): Architecture*, *Computer-Aided Design & Applications*, Vol. 4, Nos. 1-4, **2007**
- [116] K. Anil Naik and P. Srikanth, *Stability Enhancement of DC Motor using IMC Tuned PID Controller*, International journal of advanced engineering sciences and technologies Vol No. 4, Issue No. 1, **2011**.
- [117] J.F. Cuttino, T.A. Dow, B.F. Knight *Analytical and Experimental Identification of Nonlinearities in a Single-Nut, Preloaded Ball Screw*. ASME Journal of Mechanical Design, 119 (1) (**1997**)