



**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
& ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**  
ΑΡΙΣΤΟΤΕΛΕΙΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ

# Υπολογιστική Νοημοσύνη 1ο Παραδοτέο

Παναγιώτης Καρβουνάρης

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών  
Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης

## Contents

<b>1</b>	<b>Γραμμικός Ελεγκτής</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Ασαφής Ελεγκτής</b>	<b>5</b>
2.1	Σενάριο 1α, Σχεδίαση του ελεγκτή και αποκρίσεις . . . . .	9
2.2	Σενάριο 1β, Λειτουργίες της βάσης του ελεγκτή και συμπεράσματα	15
2.3	Σενάριο 1γ, Ερμηνεία του νόμου ελέγχου FLC . . . . .	18
<b>3</b>	<b>Σενάριο 2</b>	<b>19</b>

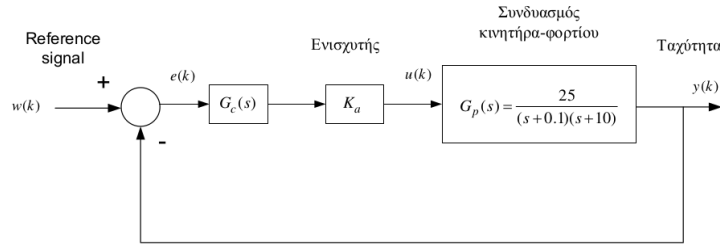


Figure 1: Μπλοκ διάγραμμα συστήματος ελέγχου.

## 1 Γραμμικός Ελεγκτής

Στα πλαίσια της εργασίας θα ασχοληθούμε με τον έλεγχο ενός μηχανισμού λειτουργίας υψηλής ακρίβειας, που χρησιμοποιεί ένα ταχύμετρο ακριβείας και έναν DC-κινητήρα απευθείας οδήγησης όπως φαίνεται στο Figure 1. Στόχος είναι να διατηρήσουμε υψηλή ακρίβεια στην μόνιμη κατάσταση ισορροπίας του ελέγχου ταχύτητας. Για να έχουμε μηδενικό σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση επιλέγουμε έναν γραμμικό ελεγκτή PI της μορφής

$$G_c(s) = \frac{K_p(s+c)}{s} \quad (1)$$

$$c = \frac{K_I}{K_p} \quad (2)$$

Ακόμη θέλουμε το σύστημά μας να ικανοποιεί τις παρακάτω προδιαγραφές:

- Υπερύψωση για βηματική είσοδο μικρότερη από 8%.
- Χρόνος ανόδου μικρότερος από 0.6 δευτερόλεπτα.

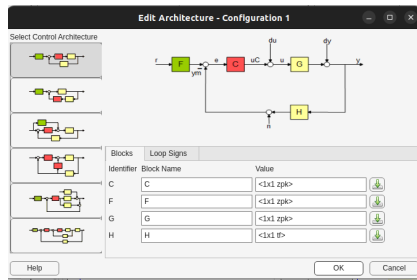
Για την επίτευξη των παραπάνω προδιαγραφών και το σωστό tuning των κερδών του ελεγκτή θα χρησιμοποιήσουμε το εργαλείο Control System Designer του MatLab που μας επιτρέπει να γραφικό και διαδραστικό τρόπο να μεταβάλλουμε τα κέρδη και να βλέπουμε τα αποτελέσματα των αλλαγών.

Ξεκινάμε ορίζοντας την συνάρτηση μεταφοράς του ελεγχόμενου συστήματος  $G_p(s) = \frac{25}{(s+0.1)(s+10)}$  που προκύπτει από της οδηγίες της εργασίας, θέλουμε πόλους στο -0.1 και στο -10. Στο εργαλείο tuning επιλέγουμε την αρχιτεκτονική του συστήματος Figure 2a και θέτουμε τις προδιαγραφές στο διάγραμμα του step response Figure 2b.

Έπειτα από manual tuning του ελεγκτή με την χρήση του διαγράμματος Root Locus καταλήγουμε στο Figure 3, όπου οι καινούργιες τιμές του ελεγκτή φαίνονται κάτω αριστερά και από τα διαγράμματα φαίνεται ότι πληρούνται οι προδιαγραφές.

Εύκολα βλέπουμε ότι ο ελεγκτής είναι  $G_c(s) = \frac{1.5659(s+0.3293)}{s}$ , με  $K_p = 1.5659$  και  $K_I = 0.5156$  και τα χαρακτηριστικά του συστήματος είναι

- Υπερύψωση 6.89%



(a) Αρχιτεκτονική συστήματος ελέγχου.

Design requirement: Step response bound from 0 to 15 (seconds)

Design requirement parameters

Initial value	0	Final value	1
Step time	0 seconds		
Rise time	0.6 seconds	% Rise	80
Settling time	10 seconds	% Settling	1
% Overshoot	8	% Undershoot	1

(b) Αρχιτεκτονική συστήματος ελέγχου.

Figure 2: Ρυθμίσεις εργαλείου tuning

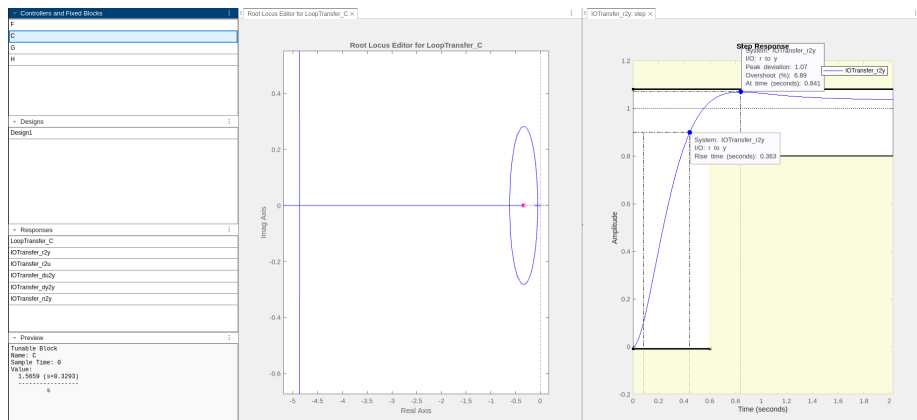
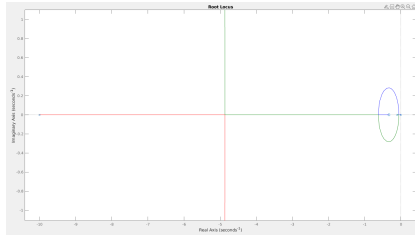
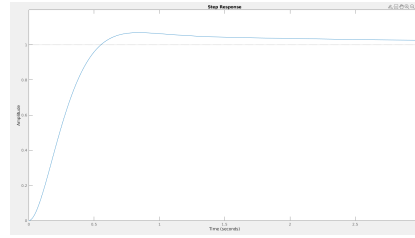


Figure 3: Αρχιτεκτονική συστήματος ελέγχου.



(a) Root Locus.



(b) Step Response.

Figure 4: Αποτελέσματα προσομοίωσης.

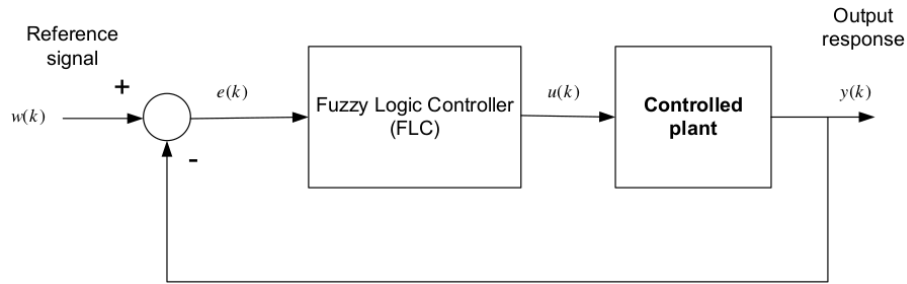


Figure 5: Block διάγραμμα του ασαφούς συστήματος.

- Χρόνος ανόδου 0.363

Έτσι καταλήγουμε στην συνάρτηση ανοικτού βρόγχου

$$A(s) = \frac{39.148(s + 0.3293)}{s(s + 0.1)(s + 10)} \quad (3)$$

και με την χρήση μοναδιαίας ανάδρασης καταλήγουμε στην συνάρτηση κλειστού βρόγχου

$$H(s) = \frac{39.148(s + 0.3293)}{(s + 0.351)(s^2 + 9.749s + 36.73)} \quad (4)$$

Παρακάτω φαίνεται ο γεωμετρικός τόπος ριζών και η βηματική απόκριση του συστήματος

Το MatLab script για την υλοποίηση των παραπάνω είναι το linearPILController\_Design.m

## 2 Ασαφής Ελεγκτής

Στο δεύτερο κομμάτι της εργασίας θα σχεδιάσουμε έναν Fuzzy PI ελεγκτή (FZ-PI), που θα παίρνει ως είσοδο τις λεκτικές μεταβλητές του σφάλματος E και της μεταβολής του σφάλματος dE και ως έξοδο θα δίνει την λεκτική μεταβλητή

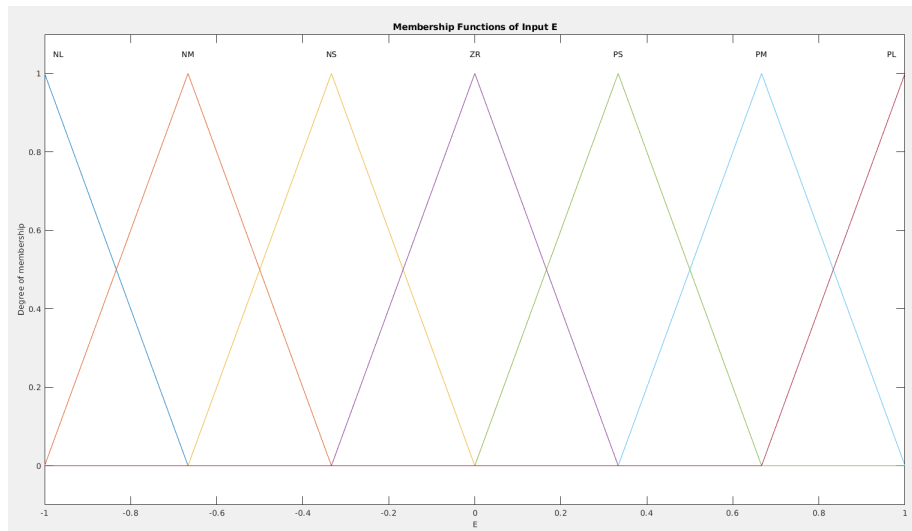


Figure 6: Διάγραμμα για την είσοδο E

της μεταβλητής του σήματος ελέγχου dU. Το block διάγραμμα του συστήματος φαίνεται στο Figure 5

Τα χαρακτηριστικά του FLC σχετικά με την σχεδίαση αναφέρονται παρακάτω

- Ασαφοποιητής Singleton.
- Το συνδυαστικό AND υλοποιείται με τον τελεστή min.
- Η συνάρτηση συμπερασμού υλοποιείται με τον κανόνα Larsen (ο κανόνας Larsen δεν υποστηρίζεται από την MATLAB, όμως μπορούμε με κατάλληλες ρυθμίσεις να κάνουμε μία πολύ καλή προσέγγισή του).
- Το συνδυαστικό ALSO υλοποιείται με τον τελεστή max.
- Ο απο-ασαφοποιητής υλοποιείται με την τεχνική center of Sums, COS.

Επιλέγουμε να φτιάξουμε τον ελεγκτή με την χρήση MATLAB script και της βιβλιοθήκης Fuzzy Logic Toolbox. Ο πλήρης κώδικας βρίσκεται μέσα στο αρχείο create\_fuzzy\_controller.m και ο ελεγκτής είναι αποθηκευμένος στο αρχείο FZ\_PI\_Controller.fis.

Αρχικά, έγινε η αρχικοποίηση του ελεγκτή με mamdani και στην συνέχεια θέσαμε τα inputs και το output με βάση τα ζητούμενα της εργασίας. Τα γραφικά αποτελέσματα φαίνονται στα Figure 6, Figure 7 και Figure 8. Όπως φαίνεται και στα διαγράμματα έχει γίνει ομοιόμορφη κλιμάκωση του σφάλματος και της μεταβολής του σφάλματος, έτσι ώστε τα κανονικοποιημένα μεγέθη να μεταβάλλονται στο διάστημα [-1,1].

Στο Figure 9, έχουμε την δημιουργία των λεκτικών μεταβλητών με βάση τις οδηγίες της εργασίας, με χρήση τριγωνικής μορφής ώστε να βγάζουν τα παραπάνω διαγράμματα και να είναι ίδια με τα διαγράμματα της εργασίας.

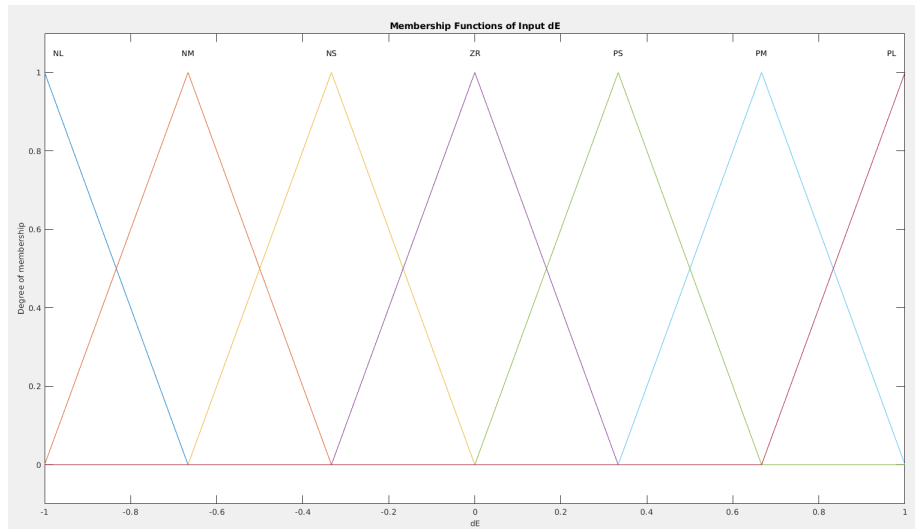


Figure 7: Διάγραμμα για την είσοδο dE

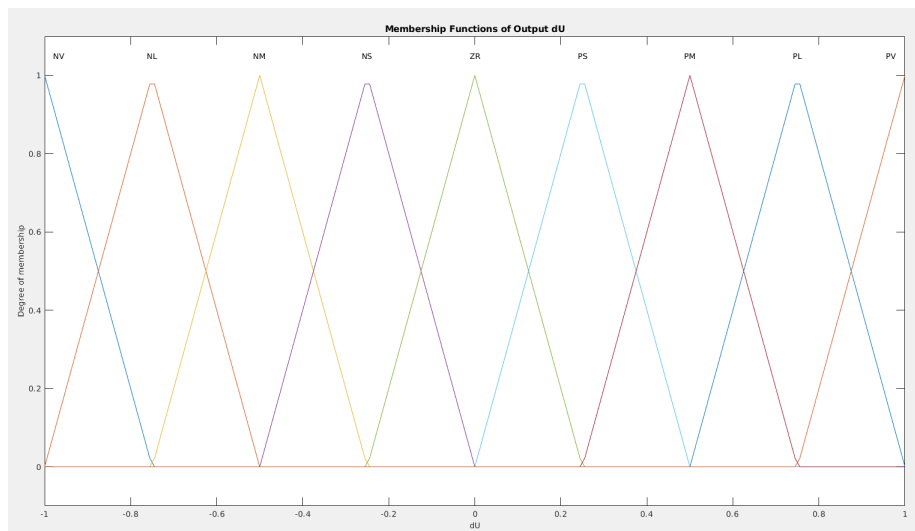


Figure 8: Διάγραμμα για την έξοδο dU

```

% Set oral variables for E
fis = addMF(fis, 'E', 'trimf', [-1 -1 -0.666666], 'Name', 'NL'); % NL
fis = addMF(fis, 'E', 'trimf', [-1 -0.666666 -0.333333], 'Name', 'NM'); % NM
fis = addMF(fis, 'E', 'trimf', [-0.666666 -0.333333 0], 'Name', 'NS'); % NS
fis = addMF(fis, 'E', 'trimf', [-0.333333 0 0.333333], 'Name', 'ZR'); % ZR
fis = addMF(fis, 'E', 'trimf', [0 0.333333 0.666666], 'Name', 'PS'); % PS
fis = addMF(fis, 'E', 'trimf', [0.333333 0.666666 1], 'Name', 'PM'); % PM
fis = addMF(fis, 'E', 'trimf', [0.666666 1 1], 'Name', 'PL'); % PL

% Set oral variables for dE
fis = addMF(fis, 'dE', 'trimf', [-1 -1 -0.666666], 'Name', 'NL'); % NL
fis = addMF(fis, 'dE', 'trimf', [-1 -0.666666 -0.333333], 'Name', 'NM'); % NM
fis = addMF(fis, 'dE', 'trimf', [-0.666666 -0.333333 0], 'Name', 'NS'); % NS
fis = addMF(fis, 'dE', 'trimf', [-0.333333 0 0.333333], 'Name', 'ZR'); % ZR
fis = addMF(fis, 'dE', 'trimf', [0 0.333333 0.666666], 'Name', 'PS'); % PS
fis = addMF(fis, 'dE', 'trimf', [0.333333 0.666666 1], 'Name', 'PM'); % PM
fis = addMF(fis, 'dE', 'trimf', [0.666666 1 1], 'Name', 'PL'); % PL

% Set oral variables for dU
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [-1 -1 -0.75], 'Name', 'NV'); % NV
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [-1 -0.75 -0.5], 'Name', 'NL'); % NL
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [-0.75 -0.5 -0.25], 'Name', 'NM'); % NM
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [-0.5 -0.25 0], 'Name', 'NS'); % NS
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [-0.25 0 0.25], 'Name', 'ZR'); % ZR
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [0 0.25 0.5], 'Name', 'PS'); % PS
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [0.25 0.5 0.75], 'Name', 'PM'); % PM
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [0.5 0.75 1], 'Name', 'PL'); % PL
fis = addMF(fis, 'dU', 'trimf', [0.75 1 1], 'Name', 'PV'); % PV

```

Figure 9: Screenshot από κομμάτι του κώδικα που δείχνει την δημιουργία των λεκτικών μεταβλητών μετά την κλιμάκωση.



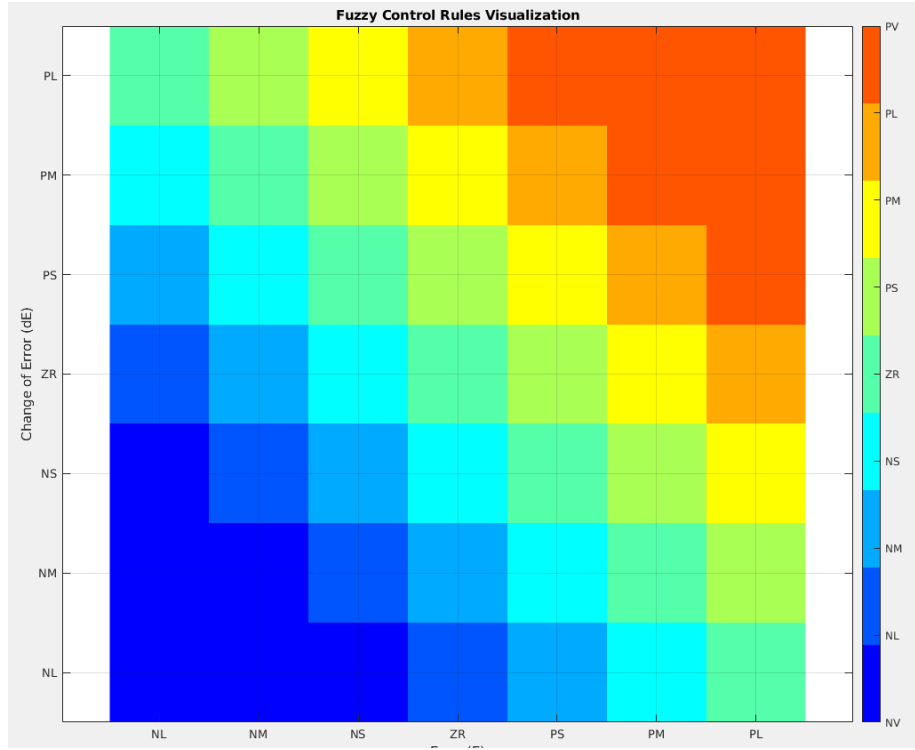


Figure 10: Γραφική αναπαράσταση της βάσης των κανόνων ασαφούς λογικής.

Από την στιγμή που για το σφάλμα ισχύει  $e(k) = r(k) - y(k)$  και γνωρίζουμε ότι το σήμα αναφοράς  $r = r(k)$  μπορεί να κινείται οπουδήποτε στο διάστημα  $[0, 50]$ , θα υπολογίσουμε το διάστημα που κινείται το σφάλμα  $e = e(k)$ . Έχουμε  $[e_{min}, e_{max}] = [-50, 50]$ , επομένως για την κανονικοποίηση ορίζουμε το κέρδος κανονικοποίησης να είναι ίσο με  $\frac{1}{50}$ .

Ο ελεγκτής που θα χρησιμοποιηθεί είναι τύπου FZ-PI και έτσι η βάση κανόνων του ελεγκτή ορίζεται για τις εισόδους που δίνονται βάσει των μετακανόνων πρόσημου σωστής λειτουργίας κλειστού βρόγχου. Επειδή η μία είσοδος χωρίζεται σε 7 λεκτικές τιμές και η άλλη πάλι σε 7, η ασαφής βάση κανόνων θα αποτελείται συνολικά από  $7 \cdot 7 = 49$  ασαφείς κανόνες. Έτσι, η ασαφής βάση κανόνων του ελεγκτή προκύπτει συγκεντρωτικά στο Figure 10.

## 2.1 Σενάριο 1α, Σχεδίαση του ελεγκτή και αποκρίσεις

Πριν ξεκινήσουμε την διαδικασία του tuning των κερδών το FZ-PI θέλουμε να δούμε πως κάθε μία από τις παραμέτρους του επηρεάζουν την έξοδο του συστήματος. Οπότε τα αρχικά κέρδη του FLC PI ελεγκτή υπολογίζονται με βάση τα

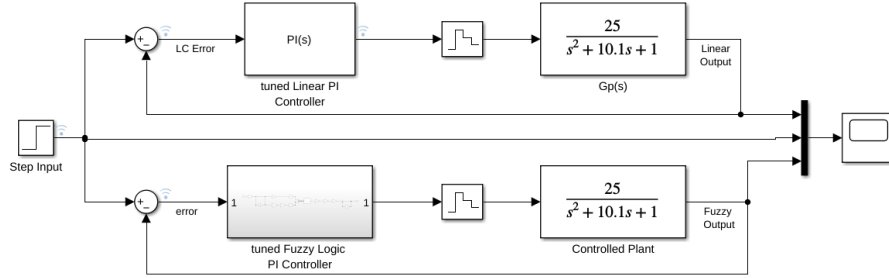


Figure 11: Διάγραμμα Simulink που περιγράφει το μοντέλο του συστήματος, με την χρήση γραμμικό και την χρήση ασαφούς ελεγκτή για καλύτερη σύγκριση.

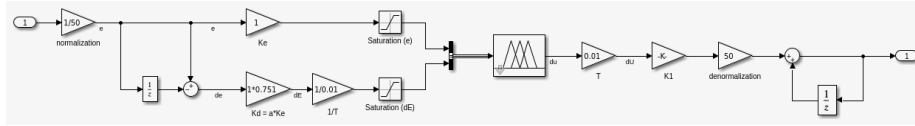


Figure 12: Διάγραμμα Simulink που περιγράφει του ασαφούς ελεγκτή.

κέρδη του γραμμικού PI ελεγκτή που δημιουργήσαμε παραπάνω, δηλαδή με

$$K_p = 1.5659 \quad (5)$$

$$K_I = 0.5156 \quad (6)$$

Οπότε καταλήγουμε στις παρακάτω τιμές για τις παραμέτρους

$$T_i = \frac{K_p}{K_I} = \frac{1.5659}{0.5156} = 3.037 \quad (7)$$

$$a \approx 3.037 \quad (8)$$

$$K_e = 1 \quad (9)$$

$$K_1 = \frac{K_p}{F\{a \cdot K_e\}} = \frac{1.5659}{3.037} = 0.5157 \quad (10)$$

Για την προσομοίωση της λειτουργίας του PI FLC για το ζητούμενο διάστημα δειγματοληψίας  $T = 0.01s$  και την σύγκρισή του με τον γραμμικό ελεγκτή PI, με τα κέρδη που αναφέρθηκαν παραπάνω, θα χρησιμοποιήσουμε το μοντέλο του Simulink που φαίνεται του Figure 11 και πιο συγκεκριμένο το μοντέλο του ασαφούς ελεγκτή φαίνεται στο Figure 12

Στόχος του ελεγκτή είναι να βελτιώσει την απόδοση του ελέγχου σε σχέση με την απόδοση του γραμμικού ελεγκτή. Η είσοδος παραμένει η μέγιστη βηματική διέγερση για  $r = r_{max} = 50$  και οι προδιαγραφές είναι

- Υπερύψωση μικρότερη από 7%

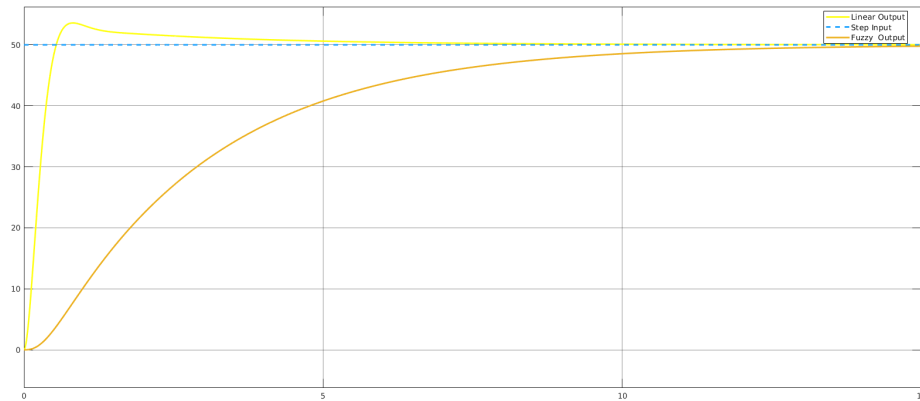


Figure 13: Σύγκριση των αποκρίσεων μεταξύ του γραμμικού tuned ελεγκτή και του ασαφούς ελεγκτή με που βασίζεται στα κέρδη του γραμμικού ελεγκτή μετά από μετασχηματισμό.

- Χρόνος ανόδου μικρότερος από 0.6s

Στο Figure 13 φαίνονται οι δύο ελεγκτές γραμμικός και ασαφής με βάση τα κέρδη που αναφέρθηκαν παραπάνω. Οι προδιαγραφές που έχουμε θέσει δεν ικανοποιούνται, καθώς ο χρόνος ανόδου της ασαφούς λογικής είναι φανερά μεγαλύτερος, αν και δεν έχουμε καθόλου overshooting. Επομένως θα χρειαστεί μία διαδικασία tuning των κερδών κλιμακοποίησης του ελεγκτή FZ\_PI( $K_e$ ,  $a$ ,  $K_1$ ).

Για να δούμε την επίδραση που έχει κάθε μία από αυτές τις παραμέτρους στην απόδοση του ελεγκτή θα κάνουμε μερικές προσπάθειες trial and error ώστε να μπορέσουμε στην συνέχεια να κάνουμε πιο αποτελεσματική αναζήτηση για τις σωστές tuned παραμέτρους και πάλι με trial and error.

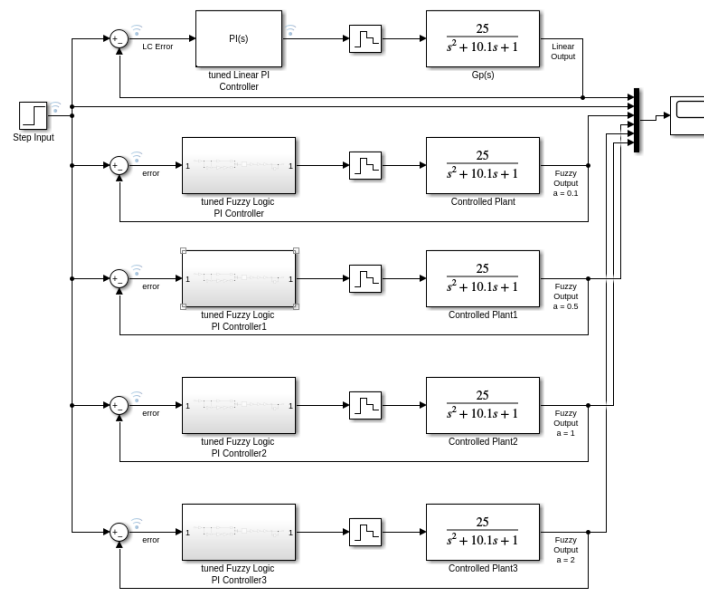
Η υλοποίηση για όλα τα παραδείγματα έχει γίνει στο MATLAB simulink και τα αρχεία βρίσκονται μέσα στο φάκελο του πρώτου παραδοτέου.

Αρχικά θα ξεκινήσουμε διατηρώντας σταθερές τις τιμές των  $K_e$  και  $K_1$  με βάση τις τιμές που πείραμε από τον μετασχηματισμό του γραμμικού PI ελεγκτή και θα δούμε πως επηρεάζει η παράμετρος  $a$  το αποτέλεσμα, Figure 14.

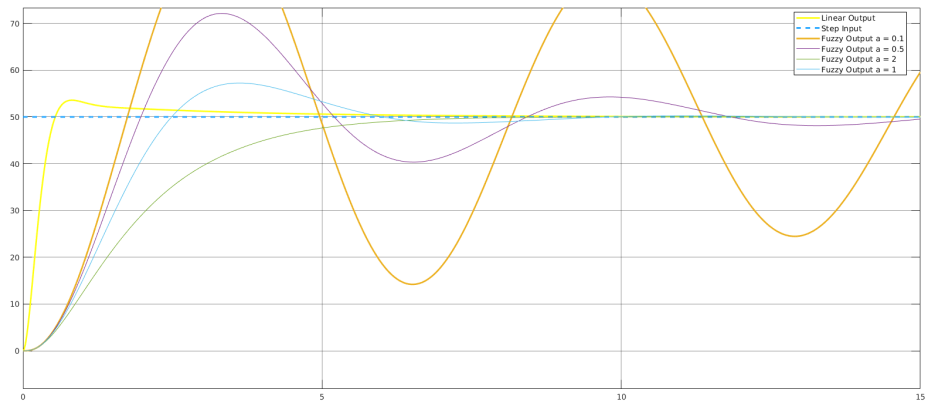
Έπειτα χρησιμοποιούμε την ίδια λογική και τα τις υπόλοιπες δύο παραμέτρους  $K_e$  και  $K_1$ . Τα αποτελέσματα βρίσκονται στα Figure 15 και Figure 16.

Από όλα τα παραπάνω καταλήγουμε στα εξής συμπεράσματα για τον τρόπο με τον οποία κάθε μεταβλητή επηρεάζει την απόδοση του ελεγκτή.

- **Επίδραση  $a$ .** Παρατηρούμε ότι για μικρές τιμές του  $a$  έχουμε πιο γρήγορη απόκριση του συστήματος όμως έχουμε μεγάλα overshoots και έντονη ταλάντωση. Αν αυξήσουμε την τιμή του  $a$  τότε οι ταλαντώσεις μειώνονται και τα overshoot αντίστοιχα, όμως το σύστημα αχαιυστερεί περισσότερο.
- **Επίδραση  $K_1$ .** Παρατηρούμε ότι όσο μικραίνει η τιμή του  $K_1$ , τόσο μειώνεται ο χρόνος ανόδου. Όμως, βλέπουμε ότι σε αυτό το φαινόμενο υπάρχει

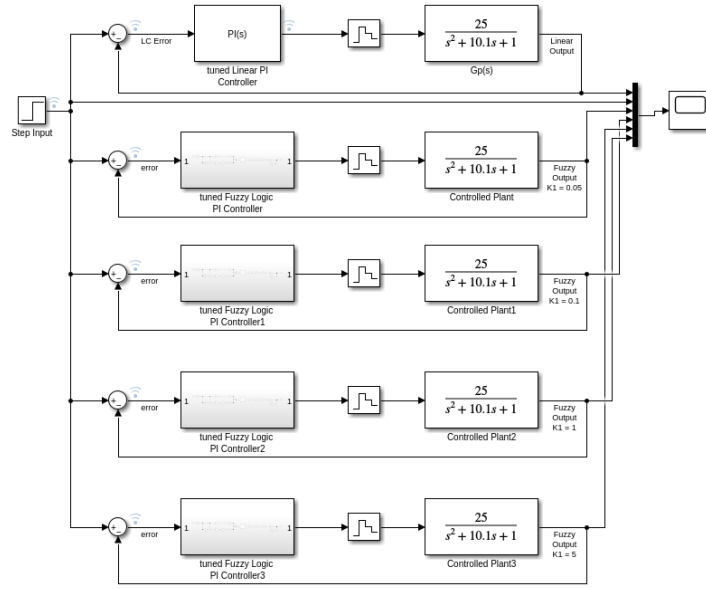


(a)

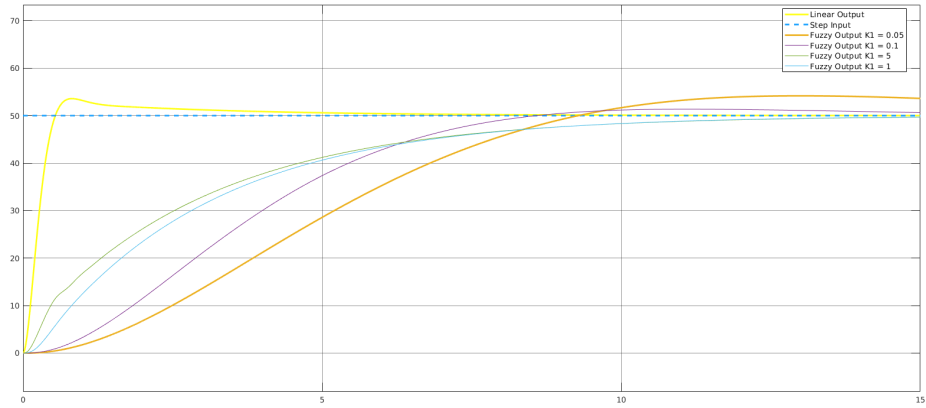


(b)

Figure 14: Test different values of  $a \in \{0.1, 0.5, 1, 2\}$

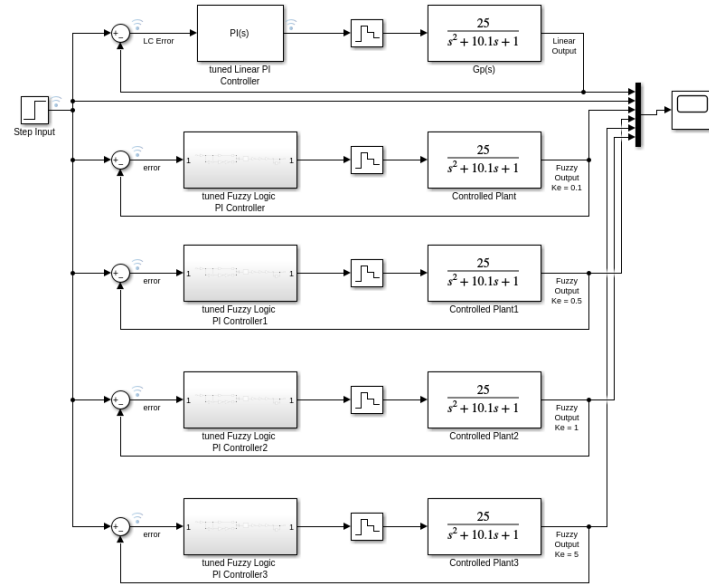


(a)

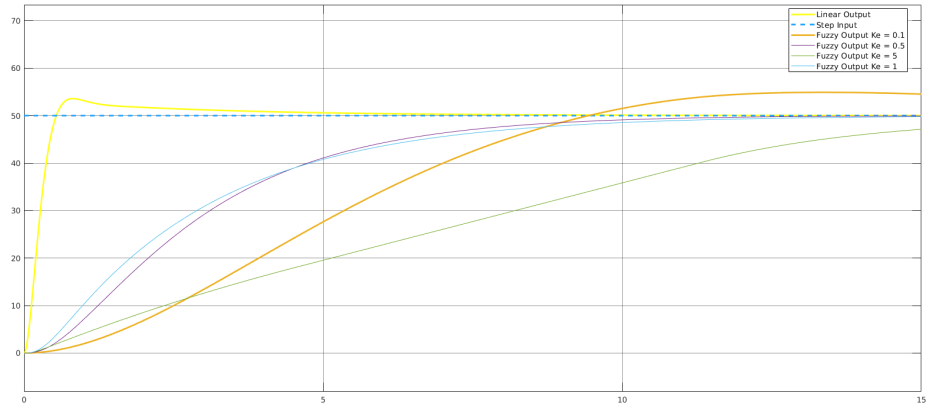


(b)

Figure 15: Test different values of  $K_1 \in \{0.05, 0.1, 1, 5\}$



(a)



(b)

Figure 16: Test different values of  $K_1 \in \{0.1, 0.5, 1, 5\}$

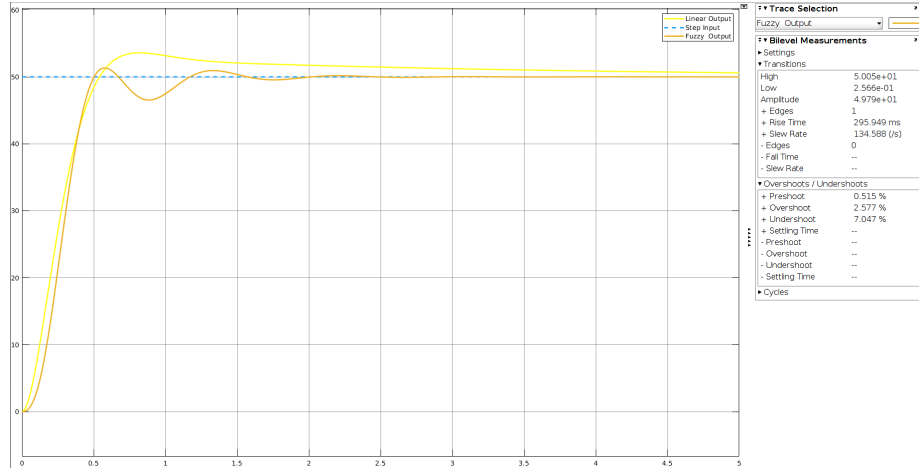


Figure 17: Σύγκριση των αποκρίσεων μεταξύ του γραμμικού tuned ελεγκτή και του tuned ασφαιρικού ελεγκτή.

ένα κάτω όριο ( $K_1 = 1$ ), καθώς τιμές μικρότερες από αυτό το όριο αυξάνουν τον χρόνο ανόδου.

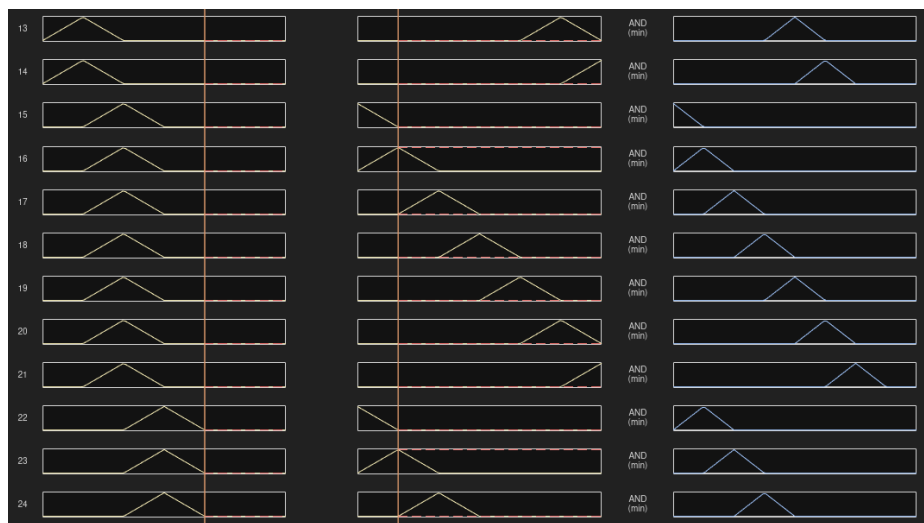
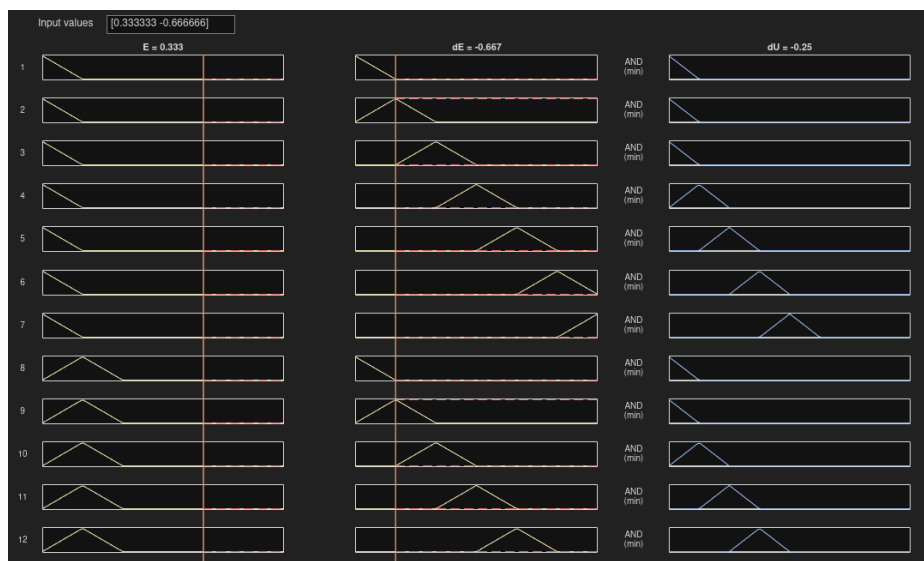
- **Επίδραση  $K_e$ .** Παρατηρούμε ότι το σύστημα συμπεριφέρεται στις μεταβολές με τον ίδιο τρόπο που συμπεριφέρεται και στο  $K_1$ , δηλαδή υπάρχει ένα κάτω όριο ( $K_e = 1$ ), καθώς τιμές τόσο μικρότερες όσο και μεγαλύτερες από αυτό το όριο αυξάνουν τον χρόνο ανόδου.

Με την χρήση αυτών των δεδομένων, έγινε μία έρευνα για διάφορες τιμές στις παραμέτρους του ελεγκτή με την τεχνική trial and error. Τα τελικά αποτελέσματα φαίνονται παρακάτω και η σύγκρισή του tuned linear PI ελεγκτή με τον tuned fuzzy PI ελεγκτή φαίνονται στο Figure 17. Οι τελικές τιμές των παραμέτρων του ελεγκτή είναι

- $K_e = 0.7$
- $K_1 = 25$
- $a = 0.3$

## 2.2 Σενάριο 1β, Λειτουργίες της βάσης του ελεγκτή και συμπεράσματα

Στην συνέχεια θέλουμε να δόσουμε στο σύστημα μία συγκεκριμένη διέγερση ώστε να δούμε τα αποτελέσματα της. Η διέγερση που δίνουμε είναι  $[E, \dot{E}] = [0.333333, -0.666666]$  ή  $[E, \dot{E}] = [PS, NM]$ . Στα Figure 18 και Figure 19 φαίνεται η συμπεριφορά του συστήματος, λαμβάνοντας υπόψη ότι έχουμε ασφαιροποιητή Singleton.





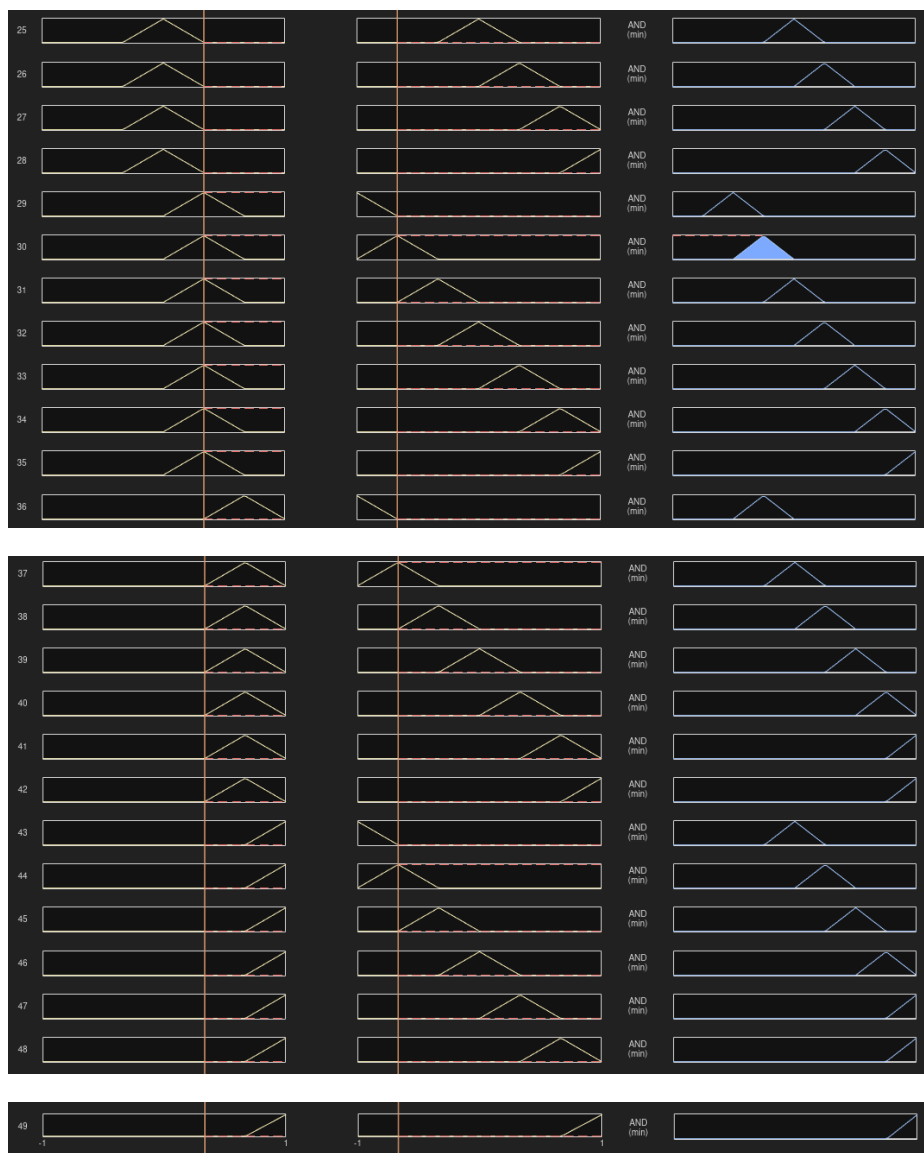


Figure 18: Διέγερση επιμέρους κανόνων.

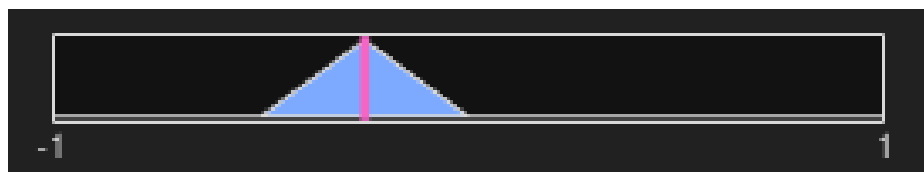


Figure 19: Γραφική αναπαράσταση του τελικού αποτελέσματος.

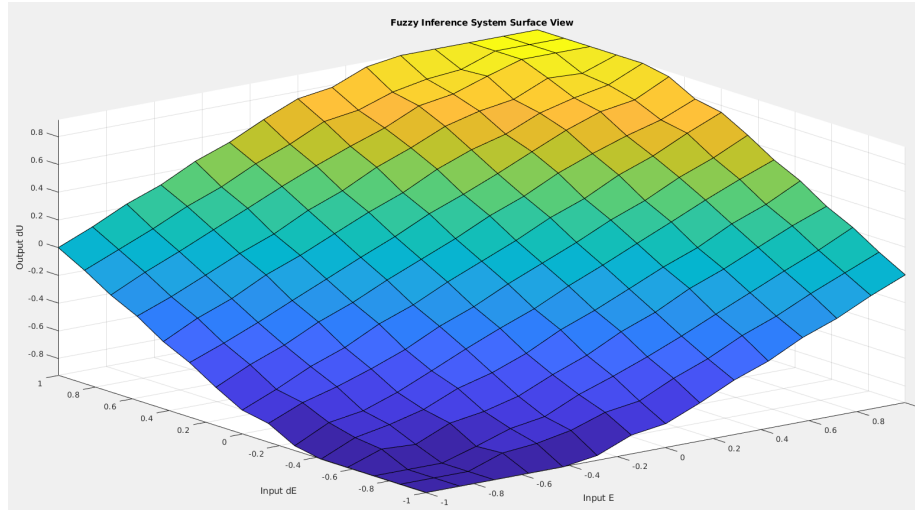


Figure 20: Τρισδιάστατη επιφάνεια της εξόδου του ασαφούς ελεγκτή σε σχέση με τις εισόδους του.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα, διεγείρεται ο κανόνας 30, λόγω του τρόπου μοντελοποίησης του συστήματος παρατηρούμε ότι μόνο ένας ασαφής κανόνας ενεργοποιείται. Με βάση την τεχνική ασαφοποίησης COS, καταλήγουμε στο  $\tilde{U}$ .

Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι όταν το σφάλμα είναι μικρό και θετικό (μικρή θετική περιστροφική ταχύτητα) και δέχεται μία μεσαία αρνητική μεταβολή (μεσαία αρνητική γωνιακή επιτάχυνση), ο ελεγκτής θα μειώσει την περιστροφική ταχύτητα του τραπέζιού με μεσαίο ρυθμό μείωσης. Επειδή θα είναι ενεργός μόνο ένας κανόνας, αυτός θα είναι και ο κυρίαρχος.

### 2.3 Σενάριο 1γ, Ερμηνεία του νόμου ελέγχου FLC

Στο Figure 20 φαίνεται η ζητούμενη τρισδιάστατη επιφάνεια της εξόδου του ασαφούς ελεγκτή  $\tilde{U}$  ως προς τις εισόδους  $E$  και  $\dot{E}$ , όπως αυτή δημιουργήθηκε αυτόματα μέσω του περιβάλλοντος του Fuzzy Logic Designer.

Θα προσπαθήσουμε να ερμηνεύσουμε το Figure 20 με βάση την μορφή των κανόνων του ελεγκτή. Βλέπουμε πως για μικρές (κατ' απόλυτη τιμή) τιμές του  $E$  και  $\dot{E} \in \{NS, ZR, PS\}$  τότε στην έξοδο η μεταβολή του σφάλματος  $\tilde{U}$  έχει επίσης μικρή τιμή καθώς σε αυτές τις περιπτώσεις το σήμα ελέγχου είναι κοντά ή πάνω στο σήμα αναφοράς (με μια μικρή απόκλιση/σφάλμα). Πρακτικά αυτό σημαίνει ότι ο ελεγκτής θα επιβάλει μικρές διορθώσεις για να κρατήσει την ταχύτητα του συστήματος στην σωστή θέση του.

Αντίστοιχα, βλέπουμε πως για μεγάλες (κατ' απόλυτη τιμή) τιμές του  $E \in \{NL, NM, PM, PL\}$ , δηλαδή όταν το σήμα αναφοράς απέχει σημαντικά από το σήμα εξόδου, τότε η έξοδος του ελεγκτή μεταβάλλεται επίσης σημαντικά (με πρόσημο ίδιο με αυτό του σφάλματος) ώστε να καταφέρει να φέρει την έξοδο κοντά

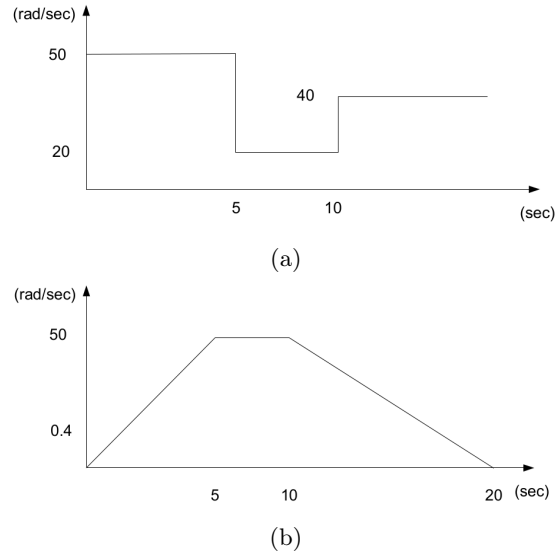


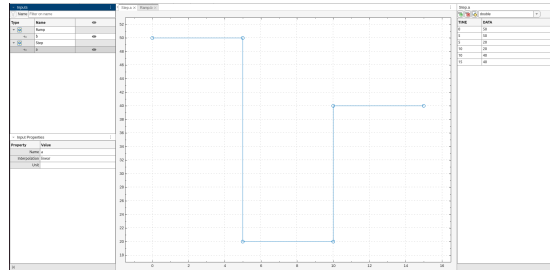
Figure 21: Σενάρια σημάτων εισόδου για το σενάριο 2.

στο σήμα αναφοράς. Παράλληλα, για μεγάλες τιμές του  $\dot{E} \in \{NL, NM, PM, PL\}$ , δηλαδή όταν ο ρυθμός μεταβολής του σήματος εξόδου είναι μεγάλος και αποκλίνει από το σήμα αναφοράς τότε η έξοδος του ελεγκτή μεταβάλλεται επίσης σημαντικά ώστε να αντισταθμίσει τον μεγάλο αυτό ρυθμό και να μην αφήσει να προκαλεστούν μεγάλες overshoots ή undershoots.

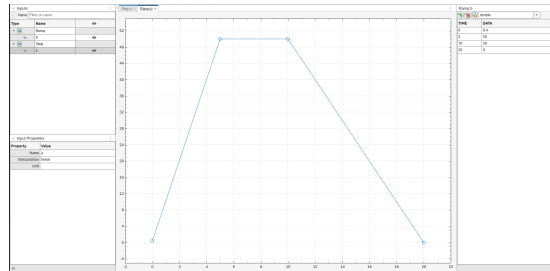
### 3 Σενάριο 2

Τώρα θα εξετάσουμε δυο διαφορετικά προφίλ του σήματος αναφοράς  $r$  όπως φαίνονται στα Figure 21a και Figure 21b. Τα σήματα αυτά έγιναν με την χρήση του Signal Editor του MATLAB και είναι αποθηκευμένα στο signals\_scenario\_2.mat αρχείο. Ακόμη φαίνονται γραφικά στα Figure 22 και Figure 23. Τώρα θα εξετάσουμε δυο διαφορετικά προφίλ του σήματος αναφοράς  $r$  όπως φαίνονται στα Figure 21a και Figure 21b. Τα σήματα αυτά έγιναν με την χρήση του Signal Editor του MATLAB και είναι αποθηκευμένα στο signals\_scenario\_2.mat αρχείο. Τα αποτελέσματα του simulation φαίνονται στα Figure 24 και Figure 25.

Γενικά βλέπουμε το FZ-PI ελεγκτή να μπορεί να κολουθήσει την είσοδο σε ικανοποιητικό βαθμό. Παρατηρούμε, ότι όταν έχουμε απότομες αλλαγές στο σήμα εισόδου, όπως στην περίπτωση με το βηματικό σήμα ελέγχου ο ελεγκτής αργεί να επαναφέρει το σύστημα στην επιθυμητή κατάσταση. Αντίθετα στην είσοδο ράμπας παρατηρούμε η έξοδος ακολουθεί πολύ καλύτερα την είσοδο και αυτο συμβαίνει επειδή δεν έχουμε απότομες αλλαγές. Η βασική διαφοροποίηση φαίνεται στον χρόνου ανόδου καθώς η ομαλές μεταβολές στην είσοδο του σήματος ράμπας μειώνουν πολύ (σχεδόν μηδενίζουν) τον χρόνο ανόδου και κατ' επέκταση μειώνουν το over-

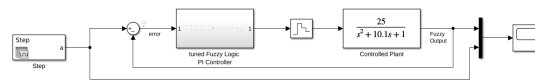


(a)



(b)

Figure 22: Σενάρια σημάτων εισόδου για το σενάριο 2, μέσα από το signal editor.



(a)



(b)

Figure 23: Τα block diagrams για το σενάριο 2.

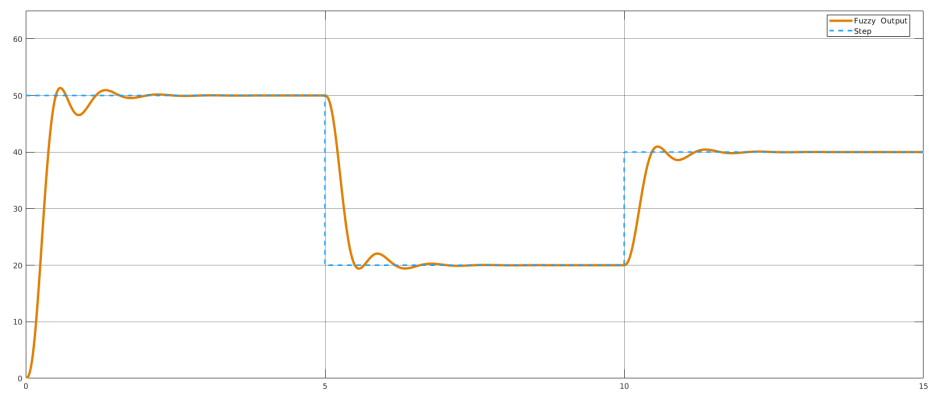


Figure 24: Απόκριση συστήματος με ασαφή ελεγκτή με τελικές τιμές κερδών για το step σήμα εισόδου.

shoot. Να σημειωθεί βέβαια ότι σε κάθε περίπτωση μετά από ένα πεπερασμένο χρονικό διάστημα η έξοδος συγκλίνει στην επιθυμητή τιμή.

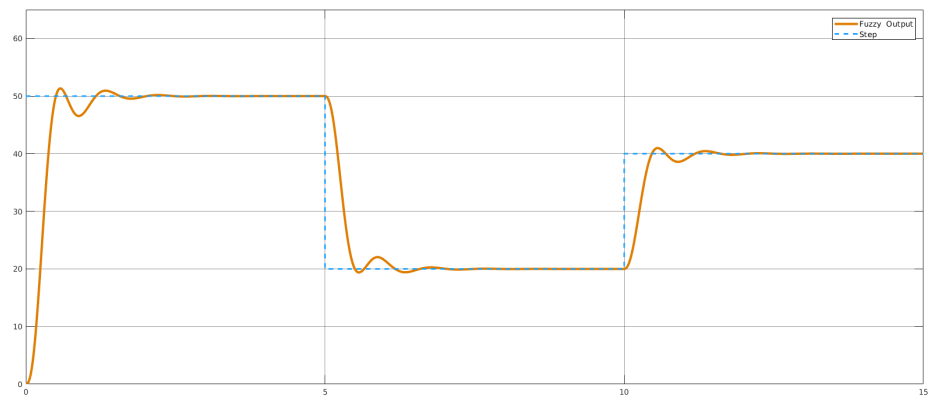


Figure 25: Απόκριση συστήματος με ασαφή ελεγκτή με τελικές τιμές κερδών για το ramp σήμα εισόδου.