



Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης
Πολυτεχνική Σχολή
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρονικής και Υπολογιστών

ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΝΟΗΜΟΣΥΝΗ

Εργασία 1^η : Τραπέζι Εργασίας 24
Έλεγχος ταχύτητας ενός μηχανισμού τραπεζιού εργασίας με
ασαφείς Ελεγκτές

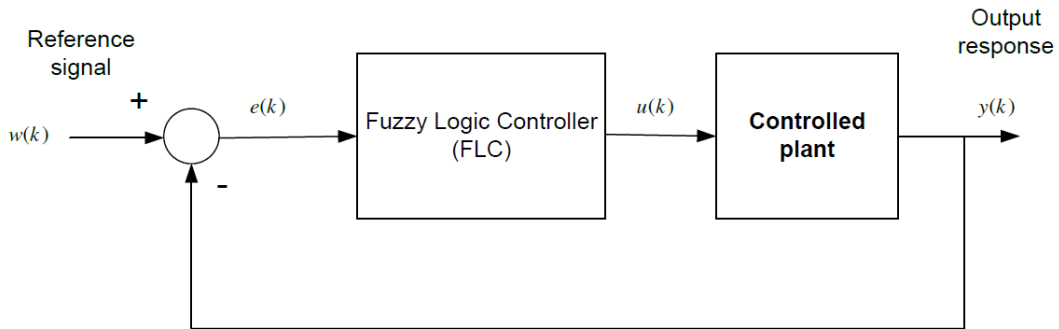
Εαρινό εξάμηνο 2023/24

Δεϊρμεντζόγλου Ιωάννης
Τομέας Ηλεκτρονικής και Υπολογιστών
Α.Ε.Μ.: 10015
Email: deirmentz@ece.auth.gr

Περιεχόμενα	
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	3
Σχεδίαση Γραμμικού Ελεγκτή	4
ΑΣΑΦΗΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ	9
1^ο Σενάριο	12
A.	12
B.	20
Γ.	23
Σενάριο 2	24

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η εργασία αυτή ασχολείται με τον σχεδιασμό, την ανάπτυξη και την αξιολόγηση ενός συστήματος ελέγχου ταχύτητας για έναν μηχανισμό τραπεζιού, με στόχο την ακριβή παρακολούθηση του επιθυμητού σήματος αναφοράς και την επίτευξη ανθεκτικότητας απέναντι σε εξωτερικές διαταραχές. Για την επίτευξη του στόχου αυτού, συνδυάζεται ένας γραμμικός ελεγκτής (PI) με έναν ασαφή ελεγκτή (Fuzzy Logic Controller - FLC), ώστε να βελτιωθεί η συνολική απόδοση του συστήματος ελέγχου.



Σχήμα 1

Ο γραμμικός ελεγκτής (PI) έχει ρυθμιστεί κατάλληλα για να εξαλείψει το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση, διασφαλίζοντας έτσι ότι ο μηχανισμός θα επιτυγχάνει την επιθυμητή ταχύτητα χωρίς μακροχρόνιες αποκλίσεις. Παράλληλα, ο ασαφής ελεγκτής προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα στην απόκριση του συστήματος, καθώς επιτρέπει την ευελιξία προσαρμογής στις μεταβαλλόμενες συνθήκες και παρέχει μεγαλύτερη ανθεκτικότητα στις διαταραχές που μπορούν να προκύψουν κατά τη λειτουργία του μηχανισμού. Ο ασαφής ελεγκτής, με βάση τις κατάλληλα ρυθμισμένες παραμέτρους του, δημιουργεί το σήμα ελέγχου (u) μέσω ανάδρασης, επιτρέποντας στο σύστημα να παρακολουθεί με ακρίβεια το σήμα αναφοράς, ακόμα και σε περιπτώσεις που ο μηχανισμός λειτουργεί υπό απρόβλεπτες συνθήκες ή διαταραχές.

Η εργασία εξετάζει διεξοδικά τη διαδικασία ρύθμισης των παραμέτρων των δύο ελεγκτών, προκειμένου να επιτευχθεί η καλύτερη δυνατή απόδοση και σταθερότητα του συστήματος. Η αξιολόγηση του συστήματος γίνεται μέσω προσομοιώσεων που εκτελούνται σε περιβάλλον MATLAB, χρησιμοποιώντας τα εργαλεία Fuzzy Logic Toolbox και Control Toolbox για την ανάλυση της απόκρισης, της ταχύτητας, και της ανθεκτικότητας του ελεγκτή. Τέλος, τα αποτελέσματα των δοκιμών παρουσιάζουν συγκρίσεις με στόχο να αναδειχθεί η αποτελεσματικότητα της συνδυαστικής χρήσης του PI και του ασαφούς ελεγκτή σε σχέση με τις παραδοσιακές μεθόδους αυτομάτου ελέγχου.

Σχεδίαση Γραμμικού Ελεγκτή

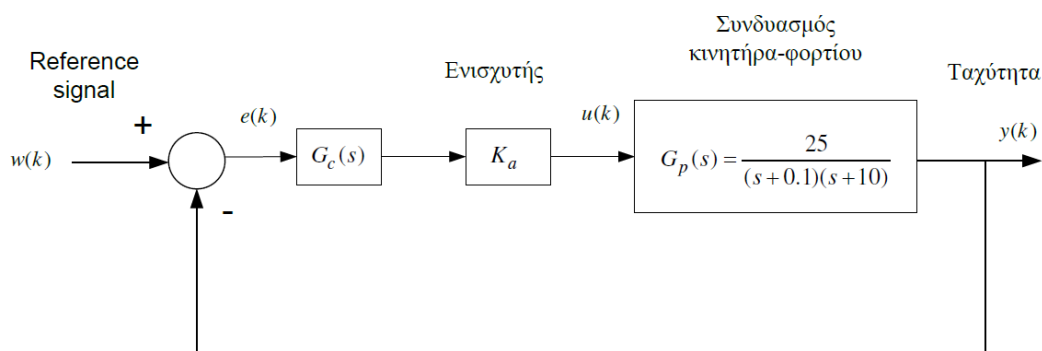
Το σύστημα προς έλεγχο, είναι ένα τραπέζι εργασίας και σκοπός του ελεγκτή είναι να ελέγχει την ταχύτητα του ώστε να την οδηγήσει στην επιθυμητή γωνία εισόδου. Ο μηχανισμός τραπεζιού εργασίας έχει μοντελοποιηθεί με την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς δύο πόλων:

$$G_p(s) = \frac{25}{(s + 0.1)(s + 10)}$$

Ο έλεγχος θα γίνει με έναν PI ελεγκτή που δέχεται ως είσοδο το σφάλμα μεταξύ της εισόδου αναφοράς και της πραγματικής τιμής της ταχύτητας του μηχανισμού του τραπεζιού στην έξοδο $y(k)$, που λαμβάνεται μέσω μοναδιαίας αρνητικής ανάδρασης. Το συνολικό block διάγραμμα του συστήματος απεικονίζεται στην εικόνα 1, όπου $w(k)$ είναι η είσοδος αναφοράς στο σύστημα, ενώ το σήμα $u(k)$, αποτελεί τον νόμο ελέγχου (σήμα εξόδου του ελεγκτή).

Προδιαγραφές Γραμμικού PI ελεγκτή

- Εξάλειψη του σφάλματος στην μόνιμη κατάσταση: Η ταχύτητα του μηχανισμού τραπεζιού θα πρέπει να φτάνει το επιθυμητό επίπεδο χωρίς να παρουσιάζει αποκλίσεις μακροπρόθεσμα.
- Γρήγορη απόκριση και ελάχιστος χρόνος ανόδου: Η απόκριση του συστήματος στο επιθυμητό σήμα αναφοράς πρέπει να είναι άμεση, με τον μικρότερο δυνατό χρόνο ανόδου, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η σταθεροποίηση της ταχύτητας σε σύντομο χρονικό διάστημα.
- Μείωση ταλαντώσεων και υπερβάσεων: Ο σχεδιασμός θα πρέπει να εξασφαλίζει ότι οι ταλαντώσεις και οι υπερβάσεις στη συμπεριφορά του συστήματος ελαχιστοποιούνται, επιτυγχάνοντας σταθερή λειτουργία ακόμα και υπό διαταραχές.
- Ανθεκτικότητα σε εξωτερικές διαταραχές: Το σύστημα πρέπει να μπορεί να ανταποκρίνεται σε εξωτερικές διαταραχές και να διατηρεί την επιθυμητή απόκριση χωρίς σημαντική απόκλιση από το σήμα αναφοράς.



Σχήμα 2: Μπλοκ Διάγραμμα τραπεζιού εργασίας

Η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή θα περιέχει έναν όρο κέρδους και έναν ολοκληρωτή, δηλαδή θα είναι της μορφής:

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_I}{s} \Rightarrow G_c(s) = \frac{k_p(s+c)}{s}$$

Σκοπός της παρούσας σχεδίασης είναι η επιλογή κατάλληλων τιμών για τα κέρδη του ελεγκτή, ώστε να επιτυγχάνονται οι προδιαγραφές που ορίζονται στην εκφώνηση. Με την ολοκλήρωση του σχεδιασμού, οι προδιαγραφές που θέτονται για την απόκριση του συστήματος περιλαμβάνουν:

- Υπερύψωση, για βηματική είσοδο, μικρότερη του 8%
- Χρόνος ανόδου μικρότερος από 0.6 sec.

Η ανάλυση ακολουθεί τα βήματα της κλασικής θεωρίας ελέγχου.

Θεωρητική ανάλυση/ Επιλογή Κερδών

Η τελική συνάρτηση μεταφοράς του ανοιχτού βρόχου $A(s)$, υπολογίζεται από το γινόμενο της συνάρτησης μεταφοράς του ελεγκτή $G_c(s)$ και του συστήματος $G_p(s)$ καθώς και του κέρδους του ενισχυτή K_a :

$$A(s) = G_c(s) * K_a * G_p(s) = \frac{25 * K_p * K_a * (s + c)}{s * (s + 0.1) * (s + 10)}$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος κλειστού βρόχου προκύπτει από την συνάρτηση μεταφοράς του ανοιχτού βρόχου με μοναδιαία αρνητική ανάδραση. Οπότε θα ισούται με:

$$H(s) = \frac{A(s)}{A(s) + 1}$$

Απλοποίηση συστήματος για εισαγωγή στο matlab

$$A(s) = \frac{K * (s + c)}{s * (s + 0.1) * (s + 10)}$$

Η τιμή του μηδενικού του ελεγκτή επιλέγεται μεταξύ των πόλων του συστήματος. Από την εκφώνηση, οι πόλοι του συστήματος είναι στο -0.1 και -10. Η τιμή c επιλέγεται έτσι ώστε να βρίσκεται κοντά στον κυρίαρχο πόλο (στο -0.1). Συνεπώς, επιλέγουμε το c να είναι κοντά στο -0.1 για να επιτύχουμε ταχύτερη απόκριση. Υπερύψωση και χρόνος ανόδου θα ληφθούν από τις σχέσεις για τον συντελεστή απόσβεσης ζ και την φυσική συχνότητα ω_n .

Η συναρτηση μεταφοράς θα είναι:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Το σύστημα είναι 2^{ης} τάξης όπου:

- ζ είναι ο συντελεστής απόσβεσης (damping factor)
- ω_n είναι η φυσική συχνότητα (natural frequency) του συστήματος.

Υπερύψωση M_p

Η υπερύψωση συνδέεται άμεσα με τον συντελεστή απόσβεσης ζ μέσω της ακόλουθης εξίσωσης:

$$M_p = e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \Rightarrow 0.08 = e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

Λύνοντας την εξίσωση προκύπτει $\zeta = 0.62657$

Για τον χρόνο ανόδου ισχύει: $t_r = \frac{\pi - \theta}{\omega_d} \Rightarrow t_r = \frac{\pi - \cos^{-1}(\zeta)}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \Rightarrow \omega_n = 4.81 \text{ rad/sec}$

Με βάση τους παραπάνω συντελεστές, το χαρακτηριστικό πολυώνυμο του συστήματος κλειστού βρόχου, στην οριακή περίπτωση των προδιαγραφών, θα είναι:

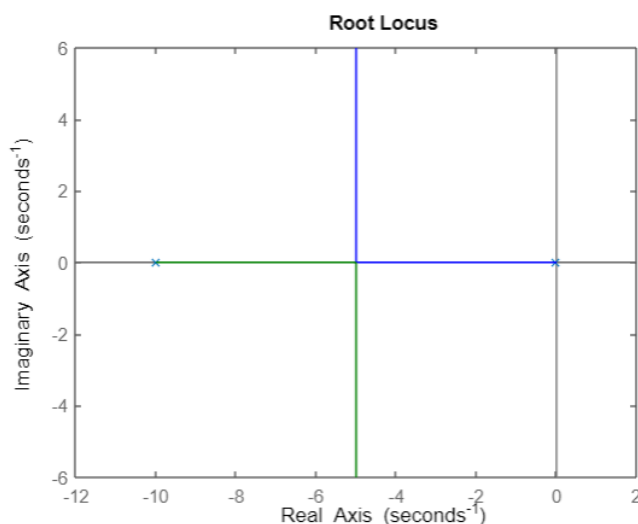
$$s^2 + 6.0276s + 23.1361 = 0$$

Οπότε και οι πόλοι του συστήματος θα είναι οι:

$$s_1 = -3.0138 + j3.7487$$

$$s_2 = -3.0138 - j3.7487$$

Παρακατω παρατίθεται η γραφική παράσταση του γεωμετρικού τόπου των ριζών από την οποία εξάγονται κάποια συμπεράσματα :

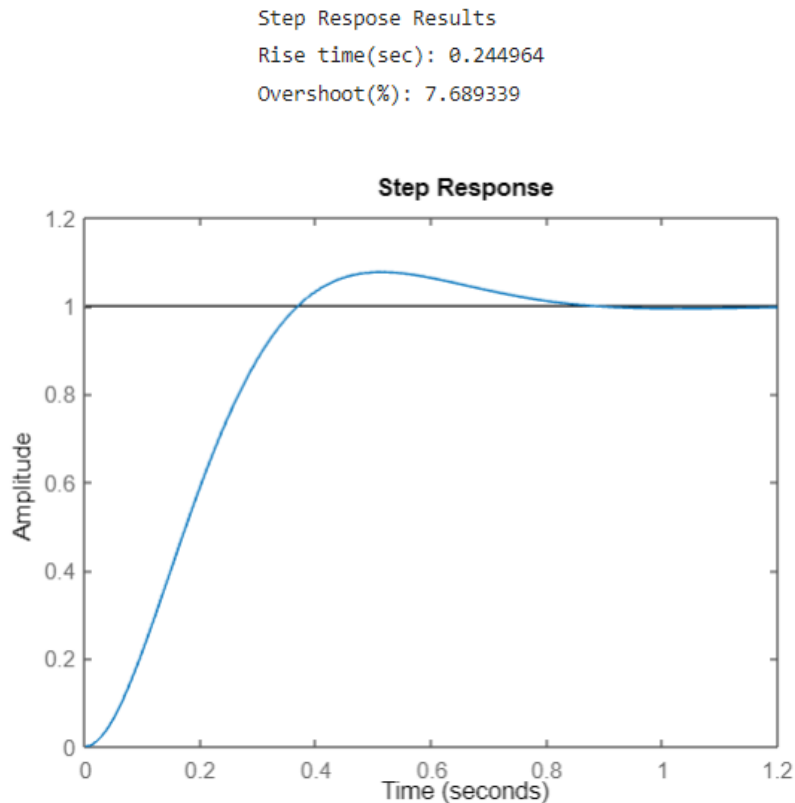


Εικόνα 1: Γεωμετρικός Τόπος των Ριζών για την $A(s)$

Παρατηρείται ότι με την αύξηση του K_r οι πόλοι του συστήματος γίνονται φανταστικοί και τείνουν ασυμπτωτικά προς το άπειρο, με το φανταστικό μέρος να

παραμένει σταθερό και ίσο με -5. Μετα από κάποιες δοκιμές, επιλέγεται το πραγματικό μέρος των πόλων να είναι ± 2.5 , ώστε να είναι μικρότερο του συστήματος οριακών προδιαγραφών. Συνεπώς, για $s = 2.5 - j5$ θα προκύψει ότι $K_p = 1/\text{abs}(H(s)) = 2.52$

Αρά εάν επιλεχθεί **$K_p = 2.5$** και $K_i = 0.25$ θα προκύψουν τα παρακάτω αποτελέσματα :



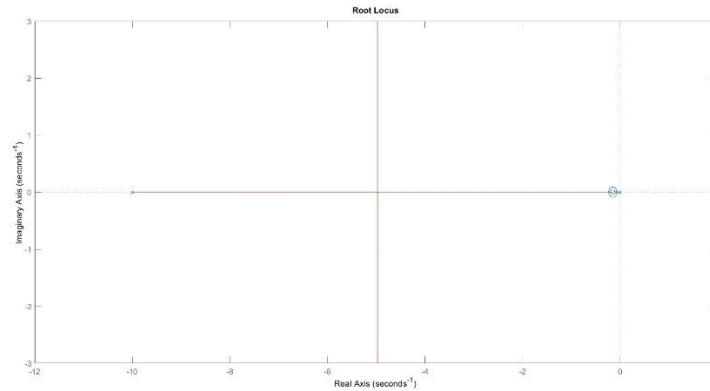
Εικόνα 2: Διάγραμμα Βηματικής απόκρισης του συστήματος για $K_p=2.5$

Από τα αποτελέσματα και τους υπολογισμούς για τον χρόνο ανόδου και την υπερύψωση του συστήματος, φαίνεται ότι πληρούνται οι αρχικές προδιαγραφές. Για του παραπάνω υπολογισμούς υλοποιήθηκε ένα σύντομο livescript με τον live editor του MATLAB όπου επισυνάπτεται μαζί με τα υπόλοιπα αρχεία της εργασίας.

Εάν επιλεγεί το μηδενικό c να είναι κοντά στον κυρίαρχο πόλο -0.1 δηλαδή να θεωρηθεί ότι $c = -0.125$ (δεν γίνεται απαλοιφή) και ότι για την βαθμίδα ενίσχυσης $K_a = 1$ (επιλογή) τότε η συνάρτηση μεταφοράς του ανοιχτού βρόχου θα είναι :

$$A(s) = \frac{25 * K_p * (s + 0.125)}{s * (s + 0.1) * (s + 10)}$$

Παρακατω παρατίθεται ο γεωμετρικός τόπος των ριζών για την συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου σε αυτήν την περίπτωση :

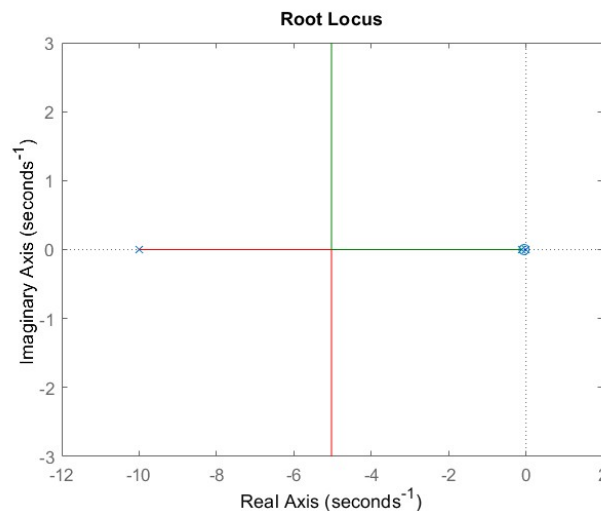


Εικόνα 3: Γεωμετρικός Τόπος των Ριζών

Στην συνέχεια, χρησιμοποιείται το εργαλείο ControlSystemDesigner και με την μέθοδο trial and error τελικά υπολογίζεται $K_p = 2.65$ και $K_i = -c \cdot K_p = 0.125$ και το μηδενικό $c = -0.0473$. Αρά για κέρδος $K_p = 2.65$ τα αποτελέσματα που προκύπτουν είναι :

Step Respose Results
 Rise time(sec): 0.235194
 Overshoot(%): 7.715374

Τέλος, παρατίθενται και ο νέος γεωμετρικός τόπος των ριζών καθώς και το διάγραμμα της βηματικής απόκρισης :



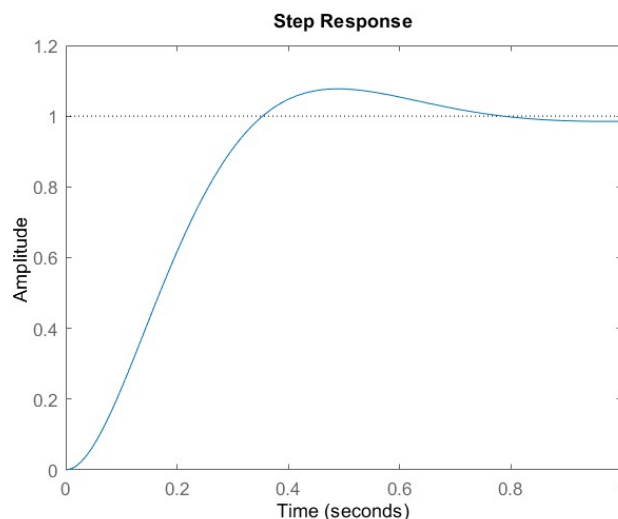
Εικόνα 4: Νέος Γεωμετρικός Τόπος των Ριζών μετα το tuning

Από το διάγραμμα του γεωμετρικού τόπου παρατηρούμε ότι το σύστημα έχει 3 πόλους, οι οποίοι τοποθετούνται στον πραγματικό άξονα. Δύο από αυτούς βρίσκονται στα σημεία -0.1 και -10 και ένας είναι στο σημείο 0 , το οποίο προκύπτει από την παρουσία του ολοκληρωτικού όρου στο σύστημα (ο μηδενιστής του ελεγκτή βρίσκεται αριστερά στο πραγματικό άξονα).

Συνεπώς, οι δύο από τους κλάδους του γεωμετρικού τόπου εκτείνονται προς το άπειρο, κάτι που συμβαίνει εξαιτίας του γεγονότος ότι το σύστημα έχει περισσότερους πόλους από μηδενικά (υπάρχουν 3 πόλοι και 1 μηδενικό). Οι ασύμπτωτες που χαρακτηρίζουν τους κλάδους αυτούς έχουν γωνίες $\pm 90^\circ$ ως προς τον πραγματικό άξονα, καθώς οι 2 πόλοι οδηγούν το σύστημα στο άπειρο συμμετρικά ως προς τον φανταστικό άξονα.

Παρατηρείται επίσης ότι ένας κλάδος ξεκινά από το πόλο -0.1 και πλησιάζει τον πραγματικό άξονα, ενώ ο άλλος κλάδος ξεκινά από τον πόλο -10 . Το κέρδος K_p καθορίζει πόσο γρήγορα το σύστημα οδηγείται προς το μηδενικό του συστήματος και επηρεάζει τη θέση των πόλων του συστήματος κλειστού βρόχου. Στην περίπτωση αυτή, η τιμή του κέρδους K_p διατηρήθηκε σε χαμηλά επίπεδα ώστε να τηρηθεί η προδιαγραφή για μικρή υπερύψωση (μικρότερη από 8%).

Τέλος, το σύστημα εμφανίζει ένα σημείο θλάσης κοντά στον φανταστικό άξονα, υποδεικνύοντας ότι υπάρχει ένα μεταβατικό σημείο στη δυναμική απόκριση του συστήματος σε αυτήν την περιοχή, γεγονός που επηρεάζει τα χαρακτηριστικά της ευστάθειας και της απόκρισης.



Εικόνα 5: Διάγραμμα Βηματικής απόκρισης του συστήματος για $K_p=2.65$

Τελικά, παρατηρείται ότι και στις δυο περιπτώσεις που αναλυθήκαν παραπάνω το K_p έχει παρόμοια τιμή οπότε τελικά επιλέγεται η 1^η επιλογή οπου **$K_p = 2.5$** .

ΑΣΑΦΗΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ

Κλιμακοποίηση Μεταβλητών Εισόδου

Η γωνία του δορυφόρου, η οποία αποτελεί την αναφορά του συστήματος, κυμαίνεται από 0 έως 50 μοίρες. Ως εκ τούτου, το σφάλμα $e(k)$ βρίσκεται στο διάστημα από -50 έως 50. Δεδομένου ότι

$$e(k) = r(k) - y(k)$$

το μέγιστο σφάλμα στην είσοδο του ελεγκτή θα είναι

$$e_{\max} = r_{\max} - y_{\min} = r_{\max} - 0 = r_{\max}$$

Για την εύρεση του r_{\max} θεωρούμε ότι αυτή θα ισούται με τη μέγιστη γωνιακή ταχύτητα που μπορεί να επιτύχει ο κινητήρας, δηλαδή:

$$r_{\max} = \omega_{\max} = 50 \text{ rad/sec}$$

Άρα, $e_{\max} = 50 \text{ rad/sec}$ και άρα

$$e(k) \in [-50, 50]$$

Για τη μεταβολή του σφάλματος δίνεται ότι

$$\Delta e(k) \in [-50, 50]$$

Για την κανονικοποίηση των μεταβλητών εισόδου πολλαπλασιάζω την $e(k)$ με $1/50$ και την $\Delta e(k)$ με $1/50$ και τότε:

$$\Delta e_n(k), e_n(k) \in [-1, 1]$$

Συνεπώς, για να κλιμακοποιηθούν οι τιμές στο εύρος $[-1, 1]$, ο συντελεστής κλιμακοποίησης διαμορφώνεται ως εξής: $k_e = 1/50 = 1/a_e$

Ασαφής Βάση Κανόνων (Fuzzy Rule Base)

Ο ελεγκτής που θα χρησιμοποιηθεί είναι τύπου fuzzy PI (FZ-PI). Η βάση κανόνων του ελεγκτή εξάγεται με βάση τη σχέση (κεφ. 9, Σημειώσεις κ. Θεοχάρη Ι.):

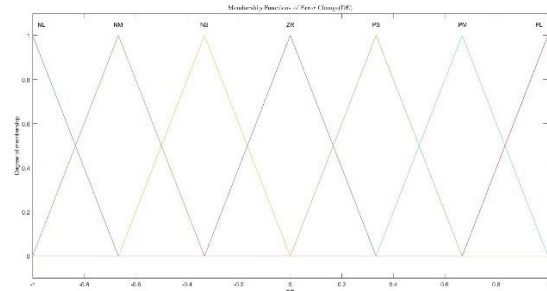
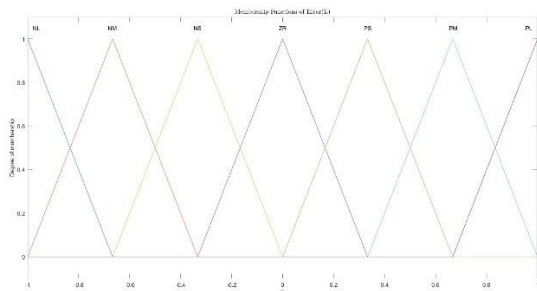
$$\dot{U} = E + \Delta E$$

Σύμφωνα με τους κανόνες του ασαφούς ελεγκτή, το σφάλμα E μπορεί να αντιστοιχηθεί σε 7 διαφορετικές λεκτικές τιμές, όπως και η μεταβολή του σφάλματος ΔE . Ο συνδυασμός αυτών των δύο εισόδων στο σύστημα δημιουργεί μια βάση κανόνων αποτελούμενη από 49 στοιχεία (7×7), τα οποία καθορίζονται σύμφωνα με τους μετα-κανόνες που εξασφαλίζουν τη σωστή λειτουργία του κλειστού βρόχου. Αυτή η βάση κανόνων χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της εξόδου του ασαφούς ελεγκτή, η οποία στη συνέχεια περνάει από τον απο-ασαφοποιητή για να εφαρμοστεί στο σύστημα. Οι συνδυασμοί των εισόδων και οι αντίστοιχες τιμές εξόδου παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

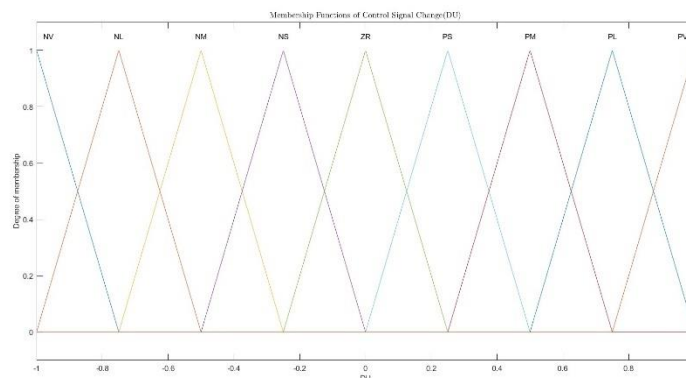
$\Delta E/E$	NL	NM	NS	ZR	PS	PM	PL
NL	NV	NV	NV	NL	NM	NS	ZR
NM	NV	NV	NL	NM	NS	ZR	PS
NS	NV	NL	NM	NS	ZR	PS	PM
ZR	NL	NM	NS	ZR	PS	PM	PL

PS	NM	NS	ZR	PS	PM	PL	PV
PM	NS	ZR	PS	PM	PL	PV	PV
PL	ZR	PS	PM	PL	PV	PV	PV

Με βάση των παραπάνω πίνακα και τις συναρτήσεις της εκφώνησης αναπτύσσεται στο matlab η ασαφής βάση κανόνων. Οι συναρτήσεις συμμετοχής MF παρατίθενται παρακάτω :



Εικόνα 6: Συναρτήσεις συμμετοχής (MF) των λεκτικών μεταβλητών εισόδου E και DE



Εικόνα 7: Συναρτήσεις συμμετοχής (MF) της λεκτικής μεταβλητής εξόδου DU

Σχεδίαση ασαφούς ελεγκτή

Στο αρχείο 'fuzzyLogicController.m' υλοποιείται το μοντέλο του ασαφούς ελεγκτή, με τη χρήση του εργαλείου fuzzy toolbox της MATLAB. Το μοντέλο αυτό θα ενσωματωθεί αργότερα στα συστήματα που δημιουργούνται στο Simulink για τη διαχείριση της ασαφούς λογικής. Ο συγκεκριμένος ασαφής ελεγκτής που δημιουργείται έχει τα παρακάτω κύρια χαρακτηριστικά:

- **Λογικός τελεστής AND:** Η σύνδεση μεταξύ των μεταβλητών με το συνδυαστικό AND υλοποιείται με τον τελεστή min. Αυτό σημαίνει ότι, για να υπολογιστεί ο βαθμός συμμετοχής δύο μεταβλητών σε μια συνθήκη AND, επιλέγεται η ελάχιστη τιμή της συμμετοχής.
- **Λογικός τελεστής ALSO:** Για τον συνδυαστικό τελεστή ALSO, χρησιμοποιείται ο τελεστής max, πράγμα που σημαίνει ότι για να υπολογιστεί η συνολική

συμμετοχή σε μια συνθήκη ALSO, λαμβάνεται η μέγιστη τιμή συμμετοχής μεταξύ των εμπλεκόμενων μεταβλητών.

- **Συνάρτηση συμπερασμού:** Η συνάρτηση συμπερασμού υλοποιείται με βάση τον κανόνα **Larsen**. Ο κανόνας αυτός συνδυάζει τον βαθμό συμμετοχής των εισόδων και των κανόνων του συστήματος, καθορίζοντας τον τρόπο με τον οποίο εξάγονται τα συμπεράσματα από τους ασαφείς κανόνες. Ο βαθμός συμμετοχής πολλαπλασιάζεται μέσω του τελεστή prod και η συναρμολόγηση των αποτελεσμάτων γίνεται με τον τελεστή max .
- **Από-ασαφοποιητής:** Για τη διαδικασία από-ασαφοποίησης χρησιμοποιείται η μέθοδος **Center Of Sums (COS)**. Αυτή η τεχνική βασίζεται στο υπολογισμό του κέντρου βάρους των επιφανειών που δημιουργούνται από τις συνάρτησεις συμμετοχής των εξόδων του συστήματος.

Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά, δημιουργείται το Fis αντικείμενο. Για την υλοποίηση του συστήματος, δηλώνονται δύο είσοδοι: το Σφάλμα (E) και το Παράγωγο του Σφάλματος (DE), με εύρος τιμών από -1 έως 1. Για κάθε είσοδο, ορίζονται επτά ασαφή σύνολα με τριγωνικές συναρτήσεις συμμετοχής (NL, NM, NS, ZR, PS, PM, PL). Παράλληλα, η έξοδος, που αντιπροσωπεύει την Παράγωγο του Σήματος Ελέγχου (DU), έχει εννέα ασαφή σύνολα (NV, NL, NM, NS, ZR, PS, PM, PL, PV). Η μορφή των ασαφών συνόλων θα είναι τριγωνική (trimf) όπως φαίνεται και από τις παραπάνω εικόνες.

Στη συνέχεια, δηλώνονται οι κανόνες που καθορίζουν πώς οι συνδυασμοί των τιμών των εισόδων οδηγούν σε συγκεκριμένες τιμές εξόδου. Υπάρχουν συνολικά 49 κανόνες, όπως παρουσιάστηκαν παραπάνω.

1^ο Σενάριο

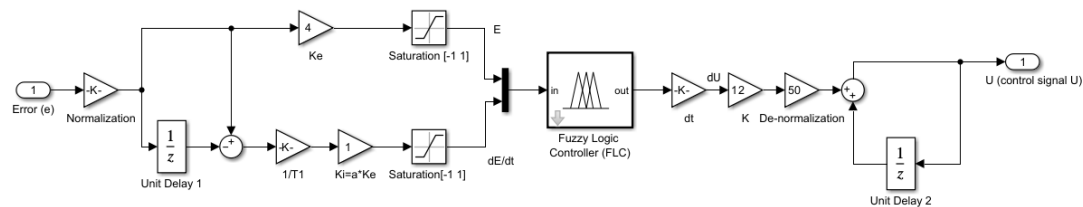
A.

Το μοντέλο του ασαφούς ελεγκτή (fuzzy inference system) ενσωματώνεται στο περιβάλλον του Simulink, αποτελώντας τον πυρήνα ενός ασαφούς PI ελεγκτή. Η διαδικασία ξεκινά με την κλιμακοποίηση του σφάλματος Error (e/E) του συστήματος, ώστε να βρίσκεται στο διάστημα $[-1,1]$, επιτρέποντας πιο ομαλή διαχείριση των τιμών εισόδου. Στη συνέχεια, υπολογίζεται η διακριτή παράγωγος $DE/(dt)$ του σήματος σφάλματος, σε ένα χρονικό διάστημα των 0.01 δευτερολέπτων, προσφέροντας πληροφορίες σχετικά με τη μεταβολή του σφάλματος σε μικρή χρονική κλίμακα.

Τα δύο παραγόμενα σήματα εισόδου - το σφάλμα και η παράγωγός του - πολλαπλασιάζονται στη συνέχεια με τα αντίστοιχα κέρδη τους, k_e και k_i , για να ρυθμιστεί η συνεισφορά κάθε σήματος στο σύστημα ασαφούς λογικής. Τα προσαρμοσμένα αυτά σήματα εισάγονται έπειτα στον ασαφή ελεγκτή, ο οποίος επεξεργάζεται τις εισόδους για να παράγει την έξοδο του συστήματος, η οποία αντιπροσωπεύει την παράγωγο του νόμου ελέγχου.

Η έξοδος αυτή πολλαπλασιάζεται με το κέρδος k_1 για να βελτιστοποιηθεί το αποτέλεσμα, κανονικοποιείται στο διάστημα $[-50,50]$, και ολοκληρώνεται ώστε να προκύψει το τελικό σήμα ελέγχου $u(k)$.

Ο ασαφής ελεγκτής Fuzzy PI Controller που μοντελοποιείται με το εργαλείο Simulink φαίνεται στο παρακάτω σχήμα :



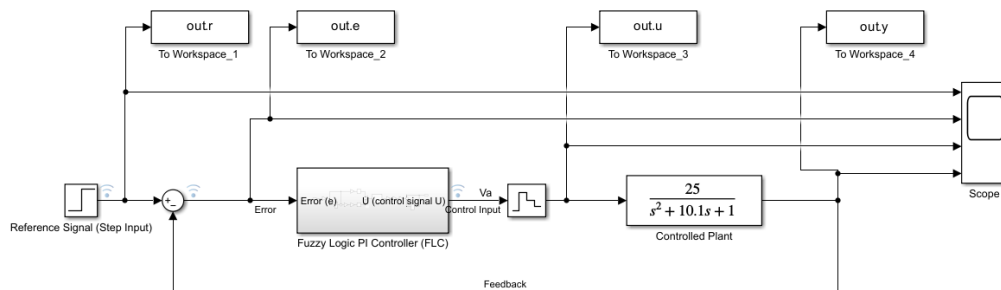
Εικόνα 8: Fuzzy Logic PI Controller (FLC)

Το παραπάνω διάγραμμα παρουσιάζει έναν ασαφή ελεγκτή που ελέγχει το σήμα εξόδου με βάση το σφάλμα εισόδου και τον ρυθμό μεταβολής του. Η είσοδος σφάλματος e περνά πρώτα από ένα βήμα κανονικοποίησης, όπου αντιστρέφεται και ομαλοποιείται. Στη συνέχεια, το σήμα εισέρχεται σε έναν αναδρομικό βρόχο καθυστέρησης, που συγκρίνει το τρέχον σφάλμα με το προηγούμενο, παράγοντας έτσι την τιμή της μεταβολής του σφάλματος. Ακολούθως, το σφάλμα πολλαπλασιάζεται με τη σταθερά K_e και υπόκειται σε κανονικοποίηση με χρήση του ορίου κορεσμού $[-1, 1]$, ώστε να διατηρείται σε ελεγχόμενο εύρος. Το παράγωγο του σφάλματος, που υπολογίζεται με τη βοήθεια της παραμέτρου $K_i = a \times K_e$, κανονικοποιείται επίσης.

Οι δύο παράμετροι E και dE/dt εισάγονται στον ασαφή ελεγκτή, παράγει ένα σήμα εξόδου που αντιπροσωπεύει την επιθυμητή αλλαγή στη ρύθμιση της γωνιακής ταχύτητας. Η έξοδος του ασαφούς ελεγκτή περνά από ένα στάδιο παραγώγου για τον υπολογισμό της μεταβολής dU και στη συνέχεια πολλαπλασιάζεται με το K και έπειτα κανονικοποιείται το εύρος της εξόδου. Το σήμα αυτό προστίθεται στη μονάδα καθυστέρησης που διατηρεί το προηγούμενο σήμα ελέγχου U , και η συνολική έξοδος αποτελεί το σήμα ελέγχου U , το οποίο αποστέλλεται στο σύστημα που ελέγχεται.

Η χρήση του saturation block εδώ επιτρέπει την κανονικοποίηση των τιμών, ώστε το σύστημα να παραμένει εντός αποδεκτών ορίων λειτουργίας, βελτιώνοντας έτσι τη σταθερότητα και την αξιοπιστία του ελεγκτή.

Επίσης, παρατίθεται και το συνολικό σύστημα δηλαδή, ο PI fuzzy controller που εισάγεται σε ένα σύστημα κλειστού βρόχου για να ελέγξει γωνιακή ταχύτητα του τραπεζιού :

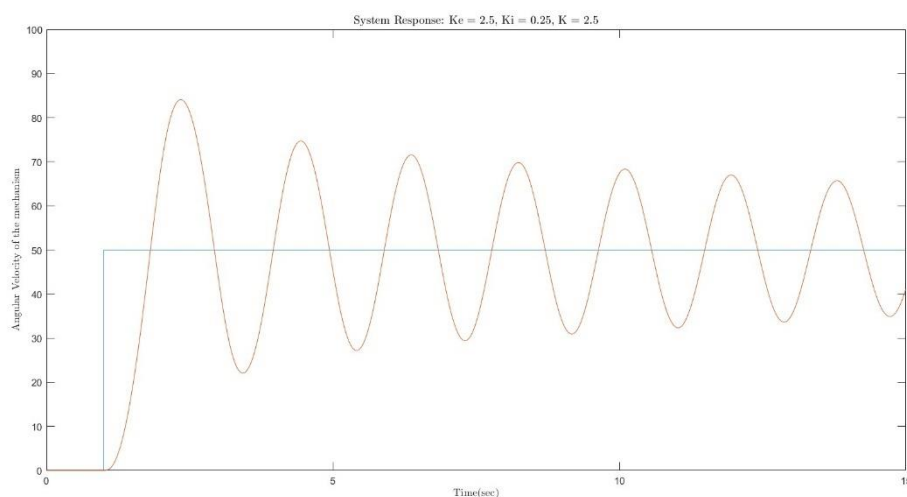


Εικόνα 9: Σύστημα κλειστού βρόχου με Fuzzy Logic PI Controller (FLC)

Σύμφωνα με την εκφώνηση, σε 1^η φάση σαν αρχικές τιμές των κερδών θεωρούνται αυτές που καθορίστηκαν για τον γραμμικό ελεγκτή στην προηγούμενη φάση της εργασίας. Επομένως, η αρχική ρύθμιση των κερδών του PI ελεγκτή είναι :

- $K_p = K = 2.5$
- $a = c = 0.1$
- $K_i = K_p * a = 0.25$

Με βάση τα παραπάνω κέρδη στον ασαφή PI ελεγκτή, προκύπτει η ακόλουθη βηματική απόκριση του συστήματος:



Εικόνα 10: Απόκριση του συστήματος με ίδια κέρδη με τον κλασικό PI ελεγκτή

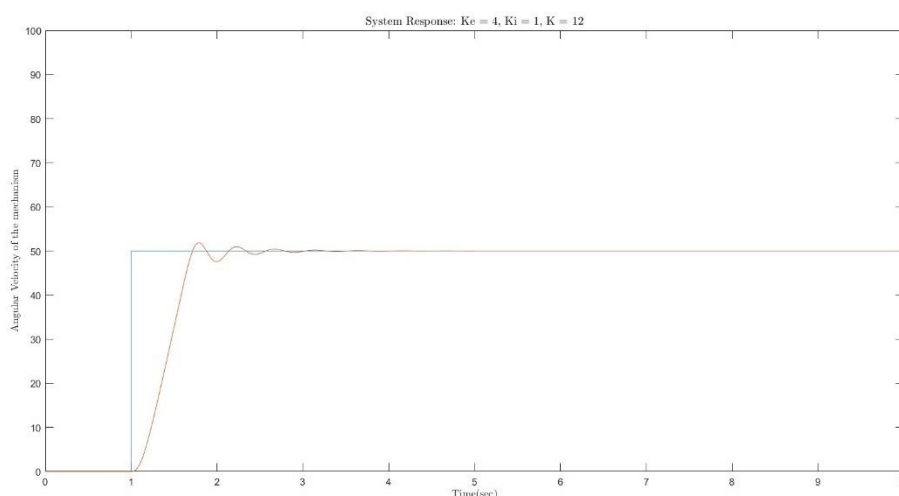
Η έξοδος για τον ασαφή ελεγκτή είναι ένα ρυθμιζόμενο σήμα ελέγχου U , το οποίο εξαρτάται από τις ρυθμίσεις των παραμέτρων a , K_e , K_i , και K . Κάθε μία από αυτές τις παραμέτρους έχει συγκεκριμένο ρόλο στην απόκριση του ελεγκτή.

- Το κέρδος K_e επηρεάζει την κανονικοποίηση του σφάλματος, δηλαδή το πόσο "μεγάλο" θα φτάσει το σφάλμα στην είσοδο του ασαφή ελεγκτή. Μεγαλύτερη τιμή K_e αυξάνει την ευαισθησία στο σφάλμα.
- Το μηδενικό a , η οποία πολλαπλασιάζεται με το K_e για να δώσει το K_i , ελέγχει την επίδραση του ολοκληρωτικού όρου (συσσώρευση σφάλματος) στο σύστημα. Αν είναι πολύ υψηλή, το σύστημα μπορεί να γίνει υπερβολικά "αργό" ή να εμφανίσει ταλάντωση.
- Το K είναι η ενίσχυση (ή κέρδος) του ασαφούς ελεγκτή και καθορίζει το πόσο θα επηρεάσει η έξοδος του ελεγκτή το σήμα ελέγχου UUU .

Η έξοδος U πρέπει να είναι ένα σήμα που σταθεροποιεί το σύστημα, κρατώντας το σφάλμα όσο το δυνατόν πιο κοντά στο μηδέν, χωρίς να οδηγεί σε υπερβολική ταλάντωση ή απότομες αλλαγές. Αν όλα τα κέρδη είναι σωστά ρυθμισμένα, η έξοδος U θα πρέπει να παρακολουθεί τη ρυθμιζόμενη τιμή (set point) του συστήματος με σταθερό τρόπο, χωρίς μεγάλες αποκλίσεις και με ομαλή απόκριση.

Μετά από εφαρμογή της μεθόδου trial and error, προέκυψε ότι τα επιθυμητά κέρδη, ώστε να πληρούνται οι προδιαγραφές (**Rise Time < 0.6sec** και **Overshoot < 5%**), είναι τα ακόλουθα:

- **$K_e = 4$**
- **$K_i = 1$**
- **$a = K_i/K_e = 0.25$**
- **$K = 12$**



Εικόνα 11: Απόκριση συστήματος μετά το tuning

Rise Time(sec): 4.743937e-01
Overshoot factor(%): 3.680704e+00>>

Εικόνα 12: Χαρακτηριστικά συστήματος ασαφούς ελεγκτή μετά το tuning

Μετά το tuning, η απόκριση του συστήματος έχει βελτιωθεί σημαντικά. Παρατηρούμε ότι το σύστημα φτάνει γρήγορα την επιθυμητή τιμή στόχο (50 rad/s) με ελάχιστες ταλαντώσεις. Οι ταλαντώσεις που εμφανίζονται αρχικά είναι μικρές και γρήγορα αποσβένονται, οδηγώντας το σύστημα σε σταθερή κατάσταση μέσα σε περίπου 2-3 δευτερόλεπτα.

Η σταθεροποίηση αυτή υποδεικνύει ότι οι νέες τιμές των παραμέτρων $K_e=4$, $K_i=1$, και $K=12$ είναι πιο κατάλληλες για τον έλεγχο του συστήματος:

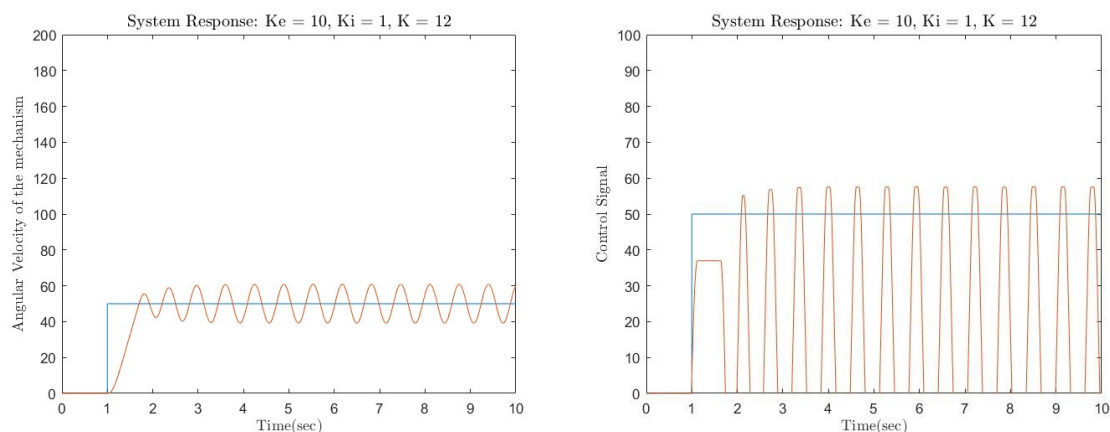
1. **Αύξηση του K_e :** Ενισχύοντας την ευαισθησία στο σφάλμα, ο ελεγκτής αντιδρά πιο έντονα στο αρχικό σφάλμα, οδηγώντας σε γρήγορη προσέγγιση του σημείου στόχου.
2. **Βελτίωση ολοκλήρωσης με το K_i :** Η τιμή του $K_i=1$ εξισορροπεί την επίδραση του ολοκληρωτικού όρου, επιτρέποντας στον ελεγκτή να διορθώνει τα υπολειπόμενα σφάλματα χωρίς να προκαλεί μεγάλη συσσώρευση που θα οδηγούσε σε ταλαντώσεις.
3. **Ενίσχυση με το K :** Το μεγαλύτερο κέρδος $K=12$ αυξάνει την επίδραση της εξόδου του ασαφής ελεγκτή στο σήμα ελέγχου, επιταχύνοντας την επίτευξη της επιθυμητής ταχύτητας.

Γενικά, το σύστημα έχει πλέον γρήγορη και σταθερή απόκριση με ελάχιστες διακυμάνσεις, γεγονός που σημαίνει ότι το tuning ήταν επιτυχές, εξασφαλίζοντας σταθερότητα και αποφυγή υπερβολικών ταλαντώσεων.

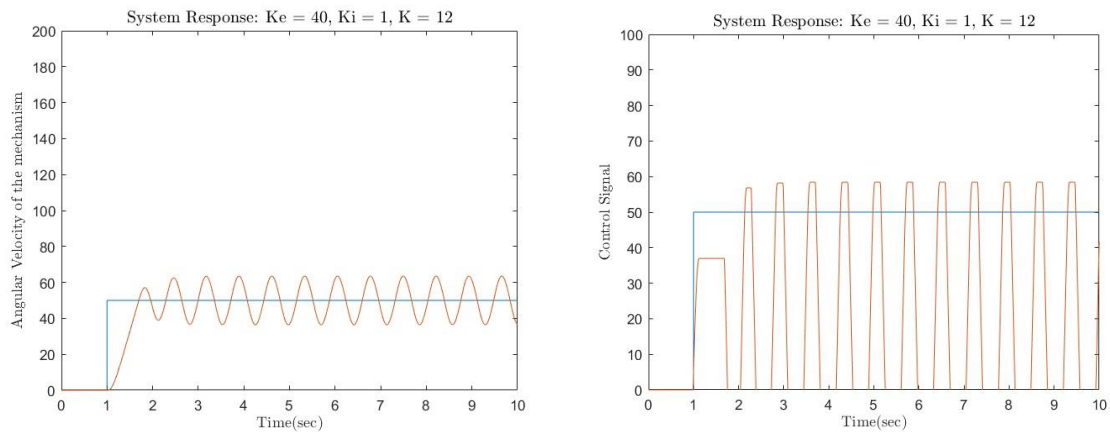
Στην συνέχεια, ζητείται να δειχθεί η επίδραση των κερδών του ασαφούς ελεγκτή στην απόκριση του συστήματος.

- **Αναλογικό κέρδος PI ελεγκτή K_e**

Παρακατω παρατίθεται η απόκριση του συστήματος στο σήμα εξόδου αλλά και το σήμα ελέγχου :



Εικόνα 12: Απόκριση συστήματος και σήμα ελέγχου για $K_e=10$



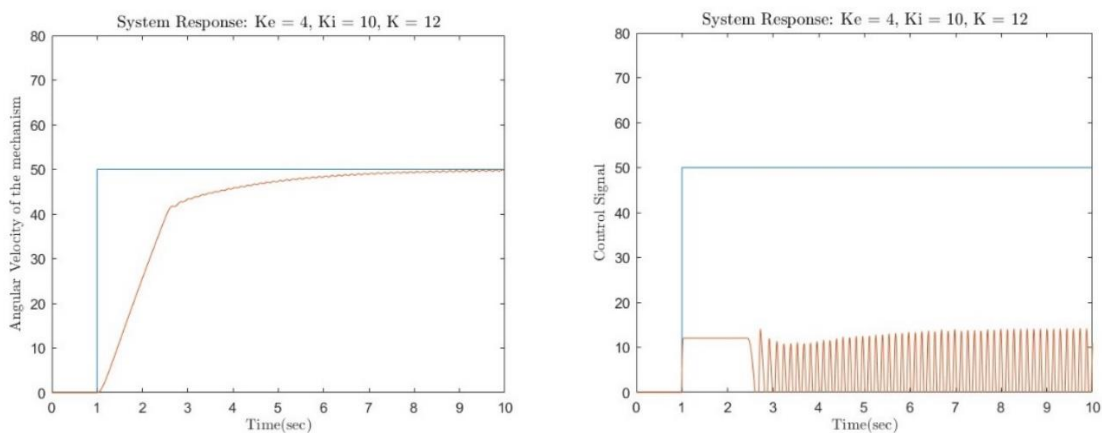
Εικόνα 13: Απόκριση συστήματος και σήμα ελέγχου για $K_e=40$

Η αύξηση του K_e δεν αυξάνει τον χρόνο ανόδου, όπως φαίνεται στο πρώτο διάγραμμα. Το σύστημα φτάνει γρηγορότερα στην επιθυμητή ταχύτητα, κάτι που είναι θετικό για τον έλεγχο του συστήματος. Ωστόσο, παρατηρούνται ταλαντώσεις γύρω από την επιθυμητή τιμή ταχύτητας, κάτι που δεν είναι επιθυμητό σε τέτοιου είδους μηχανισμούς. Οι ταλαντώσεις αυτές οφείλονται στην υπερβολική αύξηση του K_e , που οδηγεί σε ασταθή απόκριση του συστήματος.

Στο δεύτερο διάγραμμα (σήμα ελέγχου), οι ταλαντώσεις αυτές είναι εμφανείς και στο σήμα ελέγχου, το οποίο γίνεται επίσης ασταθές. Αυτό δείχνει ότι ο ελεγκτής ενεργεί επιθετικά για να διορθώσει τις αποκλίσεις της ταχύτητας, κάτι που οδηγεί σε ανεπιθύμητη συμπεριφορά και αυξάνει την πιθανότητα φθοράς του συστήματος.

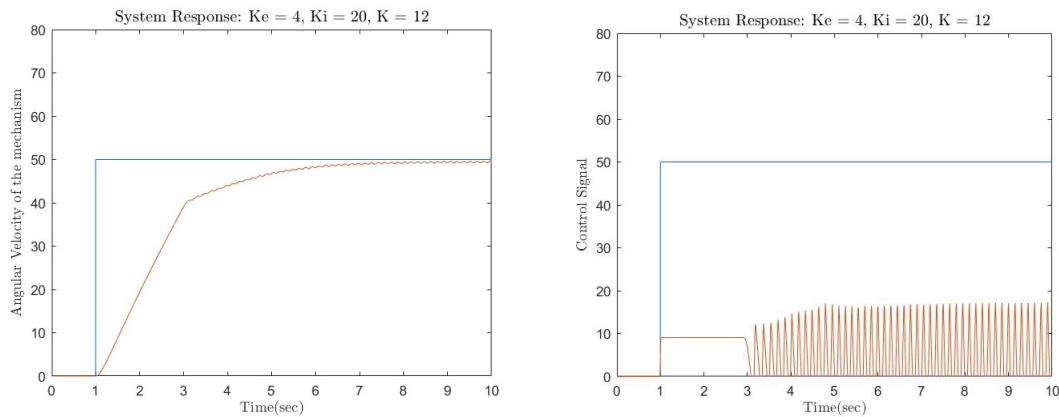
Η αύξηση του K_e μειώνει τον χρόνο ανόδου, αλλά προκαλεί ασταθείς ταλαντώσεις στην ταχύτητα και στο σήμα ελέγχου. Επομένως, χρειάζεται συμβιβασμός, όπου το K_e θα είναι αρκετό για τη μείωση του χρόνου ανόδου, αλλά χωρίς να προκαλεί υπερβολικές ταλαντώσεις στην έξοδο.

• Αύξηση Κέρδους K_i



Εικόνα 14: Απόκριση συστήματος και σήμα ελέγχου για $K_i=10$

Rise Time(sec) : 2.191014e+00
Overshoot factor(%) : 5.243057e-01



Εικόνα 15: Απόκριση συστήματος και σήμα ελέγχου για $K_i=20$

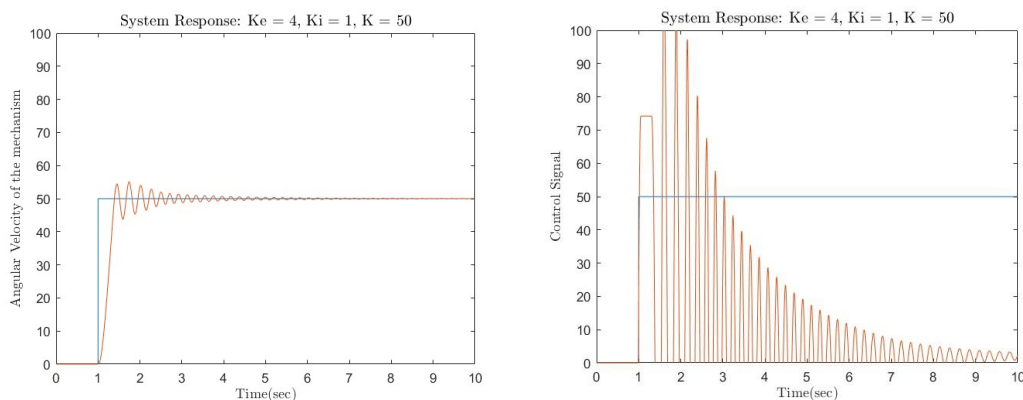
Rise Time(sec): 2.781513e+00
Overshoot factor(%): 2.302129e-01

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, η αύξηση του κέρδους του ολοκληρωτή K_i οδήγησε όχι μόνο σε αύξηση του χρόνου ανόδου αλλά και της υπερύψωσης του συστήματος. Η συγκεκριμένη συμπεριφορά υποδεικνύει ότι η βελτίωση της απόκρισης του συστήματος με μεγαλύτερη ταχύτητα (μικρότερος χρόνος ανόδου) έχει πλέον αντιστραφεί και, καθώς το K_i αυξάνεται, το σύστημα γίνεται πιο αργό και η υπερύψωση αυξάνεται.

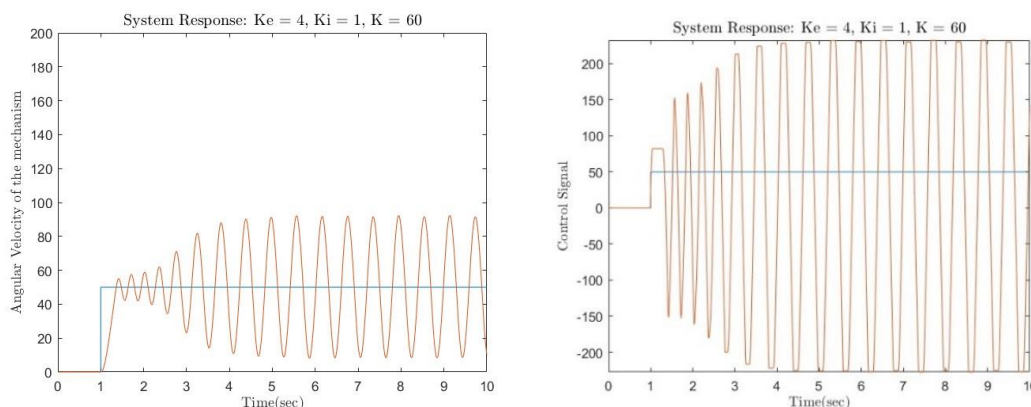
Αυτή η αντίστροφη επίδραση τονίζει τον κρίσιμο ρόλο του κατάλληλου συντονισμού του κέρδους K_i , καθώς η υπερβολική αύξηση του ολοκληρωτικού κέρδους οδηγεί σε μείωση της απόδοσης του συστήματος. Συνεπώς, η τιμή του K_i πρέπει να επιλεγεί με προσοχή, ώστε να επιτευχθεί μια ισορροπία μεταξύ του χρόνου ανόδου και της υπερύψωσης.

- **Κέρδος στην παράγωγο του σήματος ελέγχου K**

Η αύξηση του κέρδους K σε υψηλές τιμές οδηγεί σε σημαντική ενίσχυση του σήματος ελέγχου, γεγονός που μπορεί να προκαλέσει μεγάλες και απότομες αλλαγές στην έξοδο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση πολλών ταλαντώσεων στο σύστημα, οι οποίες ενδέχεται να επηρεάσουν τη σταθερότητά του. Επομένως, απαιτείται προσοχή κατά τη ρύθμιση του K , ώστε να αποφεύγονται αυτές οι ανεπιθύμητες ταλαντώσεις. Παρακατω παρατίθεται η απόκριση του συστήματος στο σήμα εξόδου αλλά και το σήμα ελέγχου :



Εικόνα 16: Απόκριση συστήματος και σήμα ελέγχου για $K=50$



Εικόνα 17: Απόκριση συστήματος και σήμα ελέγχου για $K=60$

Σύγκριση Linear PI ελεγκτή και FLC

Στην ανάλυση της σύγκρισης των δύο τύπων ελεγκτών, δηλαδή του κλασικού και του ασαφούς ελεγκτή, είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι ο ασαφής ελεγκτής παρουσιάζει πλεονεκτήματα σε ορισμένα χαρακτηριστικά της απόδοσής του.

Αρχικά, παρατηρείται ότι ο ασαφής ελεγκτής προκαλεί μικρότερη υπερύψωση του συστήματος σε σύγκριση με τον κλασικό ελεγκτή. Αυτό σημαίνει ότι όταν το σύστημα ανταποκρίνεται σε μία μεταβολή, η κορυφή της αντίδρασης είναι χαμηλότερη, κάτι που είναι θετικό, καθώς μειώνει τον κίνδυνο υπερβολικών ταλαντώσεων και μπορεί να εξασφαλίσει μεγαλύτερη σταθερότητα.

Επιπλέον, οι χρόνοι αποκατάστασης του ασαφούς ελεγκτή είναι συγκρίσιμοι με αυτούς του κλασικού ελεγκτή, πράγμα που σημαίνει ότι, παρά τη μειωμένη υπερύψωση, η απόκριση του συστήματος είναι εξίσου γρήγορη. Ωστόσο, παρατηρείται ότι ο ασαφής ελεγκτής μπορεί να προκαλέσει κάποιες επιπλέον ταλαντώσεις, οι οποίες όμως είναι μικρής έντασης. Αυτές οι μικρές ταλαντώσεις ενδέχεται να μην επηρεάζουν σημαντικά τη συνολική απόδοση του συστήματος, αλλά είναι σημαντικό να ληφθούν υπόψη κατά την αξιολόγηση της σταθερότητας.

Ένα άλλο κρίσιμο σημείο είναι ότι, για τον ίδιο βαθμό υπερύψωσης, ο ασαφής ελεγκτής παρουσιάζει καλύτερο χρόνο ανόδου σε σχέση με τον κλασικό. Αυτό υποδηλώνει ότι η αρχική αντίδραση του συστήματος είναι πιο γρήγορη, γεγονός που είναι ζωτικής σημασίας σε εφαρμογές όπου απαιτείται άμεση απόκριση.

Συνολικά, ο ασαφής ελεγκτής, ειδικά όταν προέρχεται από εμπειρικά μοντέλα, μπορεί να αποδειχθεί πιο αποτελεσματικός σε περιπτώσεις όπου η ακρίβεια των μαθηματικών μοντέλων είναι περιορισμένη ή αβέβαιη. Σε τέτοιες περιπτώσεις, μπορεί να είναι προτιμότερος από τον κλασικό αυτόματο έλεγχο, ο οποίος απαιτεί μεγαλύτερη ακρίβεια στα μοντέλα για να επιτύχει τη βέλτιστη απόδοση. Έτσι, η επιλογή του κατάλληλου ελεγκτή εξαρτάται από τις συνθήκες και τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής, καθώς και από τα χαρακτηριστικά του διαθέσιμου μοντέλου και των δεδομένων.

B.

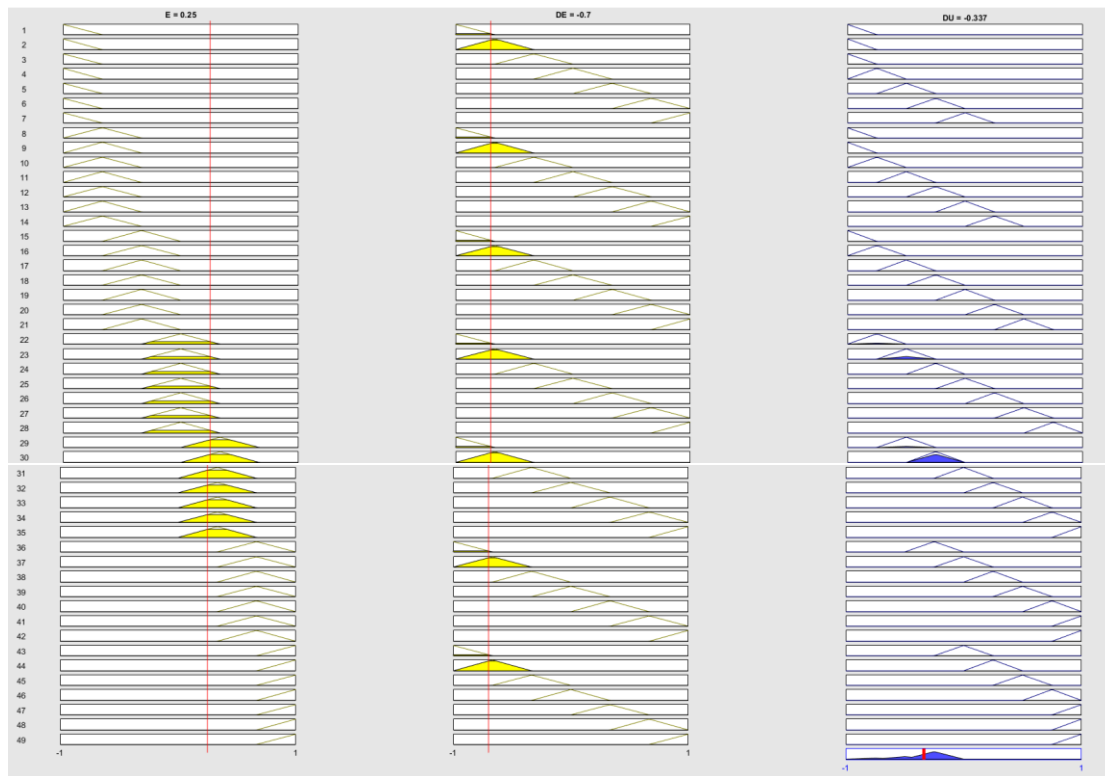
Το συγκεκριμένο ερώτημα επικεντρώνεται στη λειτουργία του ασαφούς ελεγκτή, την ενεργοποίηση των κανόνων και την εξαγωγή συμπερασμάτων με βάση μια συγκεκριμένη διέγερση. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, έχουμε ότι το σφάλμα (**e**) είναι **PS (Positive Small)** και την μεταβολή του σφάλματος (**Δe**) είναι **NM (Negative Medium)**.

Στο σημείο αυτό θεωρούμε σαν είσοδο της ασαφούς βάσης κανόνων μια διέγερση όπου $e=PM$ και $\Delta e=NS$. Η βάση κανόνων αποτελείται από τους 49 κανόνες που περιεγράφηκαν παραπάνω.

Ένα Positive Small (PS) error κινείται στο διάστημα 0 έως 33 rad/sec ή στο κανονικοποιημένο διάστημα [0 0.66]. Στα άκρα του διαστήματος όμως το σφάλμα τείνει είτε προς το μηδέν είτε προς το διάστημα Positive Medium. Στο διάστημα [0.166 0.5] το σφάλμα είναι κυρίως Positive Small. Οπότε επιλέγεται για μελέτη ένα σφάλμα στο 0.25 (ή 12.5 rad/sec ως γωνιακή ταχύτητα του τραπεζιού).

Το Δe που ανήκει στην κατηγορία Negative Medium (NM) ορίζεται στο διάστημα [-1, -0.33]. Αυτό σημαίνει ότι όταν το Δe πλησιάζει το -1, το σφάλμα τείνει να ανήκει περισσότερο στην κατηγορία Negative Large (NL). Παρομοίως όταν το Δe πλησιάζει το -0.33, τείνει να ανήκει στην κατηγορία Negative Small (NS). Στο κέντρο του διαστήματος, περίπου στο Δe είναι κυρίως Negative Medium (NM). Για την ανάλυση επιλέγεται το $\Delta e = -0.7$, που είναι μια χαρακτηριστική τιμή του NM.

Η γραφική αναπαράσταση των διαστημάτων γίνεται με την βοήθεια της εντολής `ruleview(fis)` στο script του `fis` που είχε δημιουργηθεί.



Για $e = PS$ διεγείρονται οι κανόνες 22-35 και για $De = NM$ οι κανόνες 1,2, 8,9, 15,16, 22,23, 29,30, 36,37, 43,44.

- **Κοινοί ενεργοποιημένοι κανόνες:** 22, 23, 29, 30

Αυτοί οι τέσσερις κανόνες είναι οι κανονισμοί που διεγείρονται από τον συνδυασμό των $e=PS$ και $De=NM$, όπως φαίνεται από την βάση των κανόνων.

Συμπέρασμα: Οι κανόνες 22, 23, 29 και 30 είναι αυτοί που τελικά θα συνεισφέρουν στη διαδικασία απόφασης του ασαφούς ελεγκτή, καθώς ενεργοποιούνται τόσο από το e , όσο και από το De .

Ο αποασαφοποιητής γενικά μετατρέπει τις ασαφείς εξόδους του ασαφούς ελεγκτή σε μια καθαρή αριθμητική τιμή που μπορεί να χρησιμοποιηθεί από το σύστημα. Στη μέθοδο **Center of Sums (COS)**, η διαδικασία αποασαφοποίησης βασίζεται στον υπολογισμό του κέντρου μάζας μιας επιφάνειας που δημιουργείται από τη συνένωση όλων των ασαφών συνόλων που προκύπτουν από τους ενεργοποιημένους κανόνες.

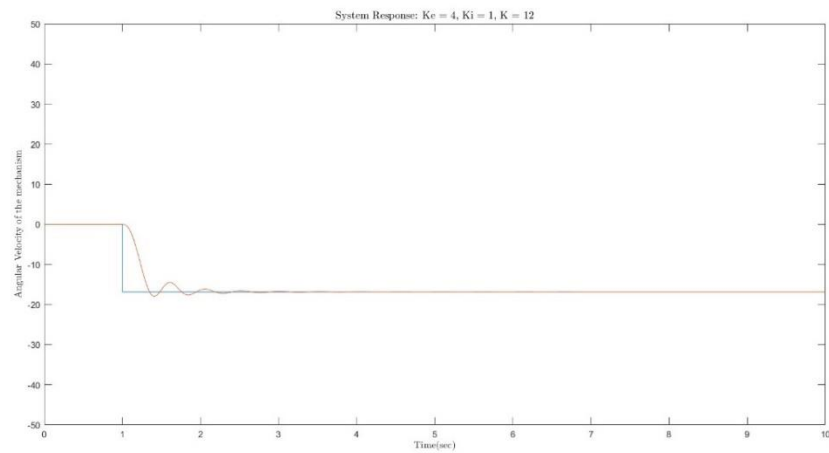
Σε αντίθεση με τη μέθοδο του κέντρου βάρους (COA), στη μέθοδο COS οι ενεργοποιημένοι κανόνες σχηματίζουν ξεχωριστές περιοχές και το συνολικό αποτέλεσμα είναι η συνάθροιση (sums) των διαφόρων ασαφών εξόδων. Στη συνέχεια, το κέντρο αυτής της συνδυασμένης επιφάνειας, δηλαδή το σημείο όπου η μάζα της επιφάνειας ισορροπεί, υπολογίζεται και γίνεται η τελική έξοδος του ελεγκτή.

Η μέθοδος **COS** παρέχει μια πιο ομαλή αποασαφοποίηση σε σχέση με άλλες τεχνικές, όπως για παράδειγμα το "mean of maxima" (όπου απλά επιλέγεται η μέση τιμή των μέγιστων σημείων). Στην **COS**, η έξοδος προκύπτει με ακρίβεια λαμβάνοντας υπόψη το πλήρες εύρος των ασαφών συνόλων, όχι μόνο τα μέγιστα σημεία τους. Αυτό οδηγεί σε πιο σταθερή και ακριβή συμπεριφορά του ελεγκτή, ειδικά όταν εφαρμόζεται σε συστήματα ελέγχου με συνεχείς και αλληλοκαλυπτόμενες εισόδους και εξόδους.

Το συνολικό συμπέρασμα που προκύπτει από την αποασαφοποίηση αφορά τον έλεγχο του σήματος εξόδου dU , που επηρεάζει τη ρύθμιση του ελεγκτή. Η διαδικασία αποασαφοποίησης λαμβάνει υπόψη τις ενεργοποιημένες περιοχές των συναρτήσεων συμμετοχής και εφαρμόζει τους κανόνες για να καθορίσει μια "κεντρική" ή "συνολική" τιμή για την έξοδο.

Για τις τιμές $e=PS$ και $De=NM$, τα ενεργοποιημένα μέρη των κανόνων 22, 23, 29, και 30, συνδυάζονται για να παραγάγουν μια τιμή εξόδου dU , η οποία με τη σειρά της θα προστεθεί στο σήμα ελέγχου U . Αυτή η διαδικασία διασφαλίζει ότι η έξοδος του ελεγκτή θα οδηγήσει σε μια ομαλή προσαρμογή της ελεγχόμενης παραμέτρου. Επομένως, για $dU = -0.337 \Rightarrow \text{Reference Signal} = 50 * (-0.337) = -16.85$.

Στην συνέχεια, το σήμα αναφοράς εισάγεται στο μοντέλο στο Simulink και παρατίθεται η αντίστοιχη βηματική απόκριση :



Εικόνα 18: Απόκριση συστήματος για το Reference Signal

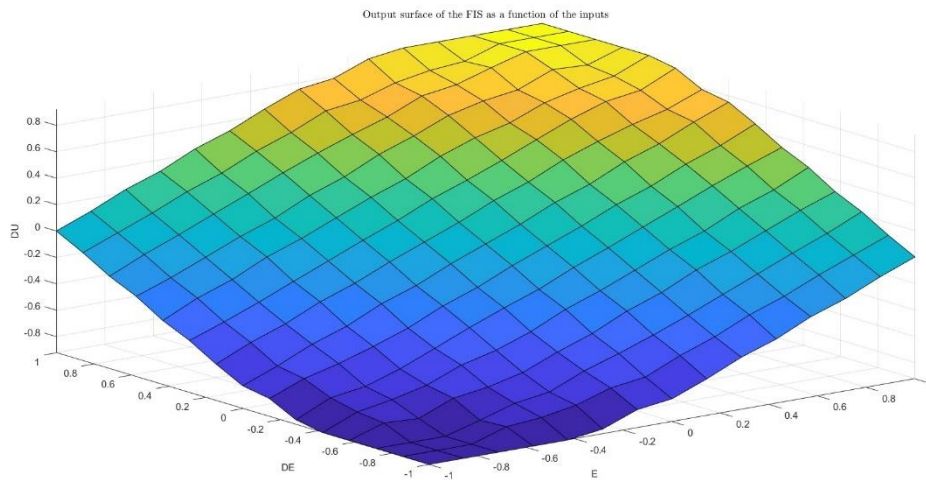
Rise Time(sec) : 2.079410e-01
Overshoot factor(%) : 6.520000e+00

Παρατηρείται ότι το σύστημα αποκρίνεται αρκετά γρήγορα, όμως η υπερύψωση έχει αυξηθεί. Με βάση τα αποτελέσματα της ανάλυσης, παρατηρείται ότι ο χρόνος ανόδου του συστήματος είναι 0.208 δευτερόλεπτα, κάτι που δείχνει ότι το σύστημα αποκρίνεται αρκετά γρήγορα. Επίσης, το ποσοστό υπερύψωσης είναι 6.52%, το οποίο είναι σχετικά μικρό και ελεγχόμενο, ειδικά αν το σύστημα απαιτεί γρήγορη απόκριση.

Επομένως, το σύστημα επιδεικνύει μια καλή ισορροπία μεταξύ γρήγορης απόκρισης και μικρής υπερύψωσης. Σε περίπτωση που αυτή η υπερύψωση θεωρηθεί μη αποδεκτή, όπως συζητήθηκε προηγουμένως, θα μπορούσε να γίνει προσαρμογή του κέρδους K_i για να μειωθεί, αν και αυτό θα οδηγήσει σε πιο αργό χρόνο ανόδου.

Γ.

Η βάση των ασαφών κανόνων του ελεγκτή παρέχει την κατευθυντήρια λογική για τη ρύθμιση της εξόδου, που προκύπτει με τη χρήση της εντολής gensurf() στο Simulink, δημιουργώντας μια τρισδιάστατη επιφάνεια απεικόνισης της εξόδου $\Delta u(k)$ ως συνάρτηση των εισόδων $E(k)$ και $DE(k)$. Οι κανόνες που αναπτύχθηκαν βασίζονται στη σχέση $U\dot{U} = E + \dot{E}$, με στόχο την προσαρμογή του σήματος εξόδου $u(k)$ για την επίτευξη της επιθυμητής απόκρισης του συστήματος. Παρακατω, παρατίθεται η εν λόγω επιφάνεια :



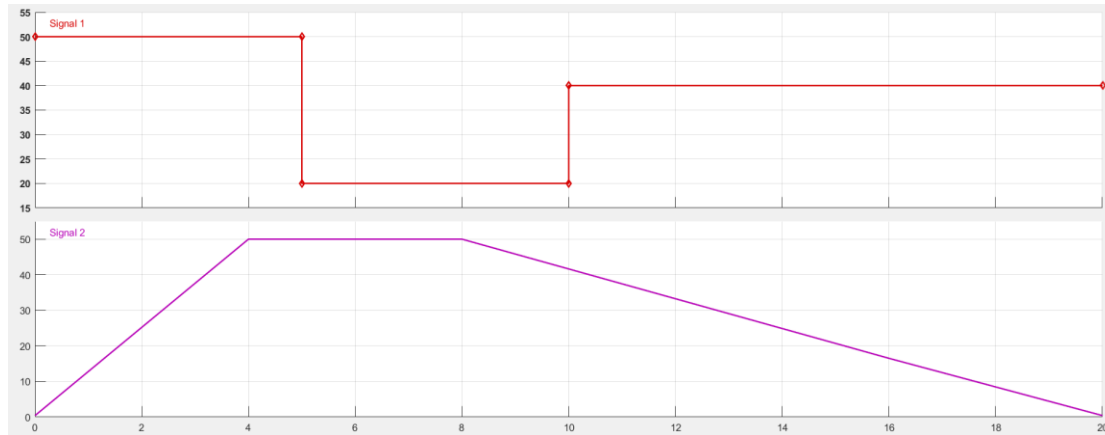
Εικόνα 19: Τρισδιάστατη επιφάνεια της εξόδου (DU) του ασαφούς ελεγκτή

Η έξοδος αντιδρά διαφορετικά ανάλογα με τις τιμές του σφάλματος και της μεταβολής του: όταν και το σφάλμα E και η μεταβολή DE είναι αρνητικές, η έξοδος του ελεγκτή γίνεται επίσης αρνητική, ώστε να μειωθεί η απόκλιση από το επιθυμητό σήμα. Αντίθετα, όταν το σφάλμα και η μεταβολή του σφάλματος είναι θετικά, η έξοδος του ελεγκτή γίνεται θετική για να συμβάλει στη μείωση του σφάλματος.

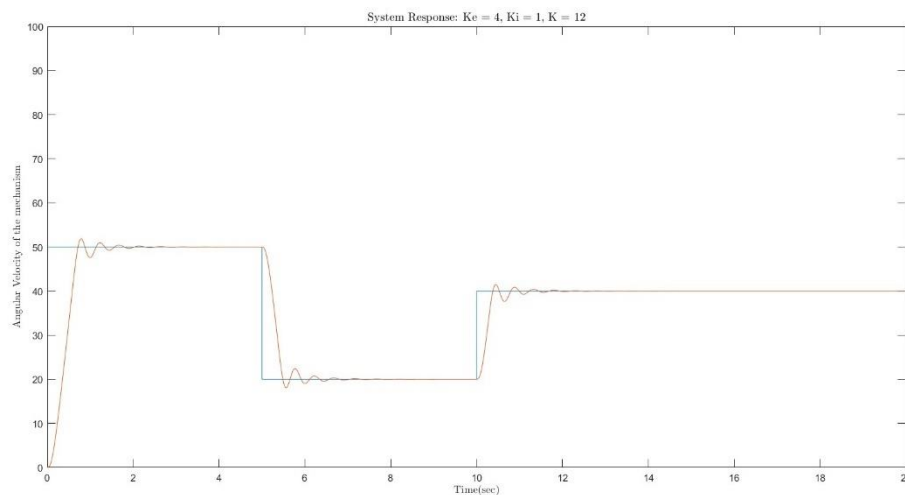
Παρατηρείται ότι για ακραίες τιμές του σφάλματος, όταν η απόκλιση από το σήμα αναφοράς είναι μεγάλη, η έξοδος του ελεγκτή μεταβάλλεται σημαντικά, αντιδρώντας σύμφωνα με το σφάλμα, ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή απόκριση. Παρομοίως, όταν η μεταβολή του σφάλματος είναι σημαντική, η έξοδος αποκτά μεγάλες τιμές για να εξομαλύνει τη μεταβολή της εξόδου, αποτρέποντας φαινόμενα υπερύψωσης ή undershoot. Επίσης, φαίνεται ότι όταν το σφάλμα είναι μικρό και η μεταβολή του είναι επίσης μικρή, τότε αντίστοιχα μικρή θα είναι και η μεταβολή του σήματος ελέγχου του κινητήρα, καθώς σε αυτές τις περιπτώσεις το σήμα ελέγχου είναι κοντά ή πάνω στο σήμα αναφοράς. Σε περιπτώσεις όπου το σφάλμα και η μεταβολή του τείνουν στο μηδέν, η έξοδος του ελεγκτή επίσης τείνει στο μηδέν, καθώς το σύστημα έχει πλησιάσει την επιθυμητή κατάσταση στη μόνιμη φάση λειτουργίας.

Σενάριο 2

Στο δεύτερο σενάριο, εξετάζεται η απόκριση του συστήματος όταν ο ίδιος ασαφής ελεγκτής εφαρμόζεται σε δύο διαφορετικά προφίλ εισόδου. Τα δύο αυτά σήματα παράγονται χρησιμοποιώντας το εργαλείο Signal Builder στο Simulink.



Εικόνα 20: 2 διαφορετικές είσοδοι αναφοράς με το Signal Builder



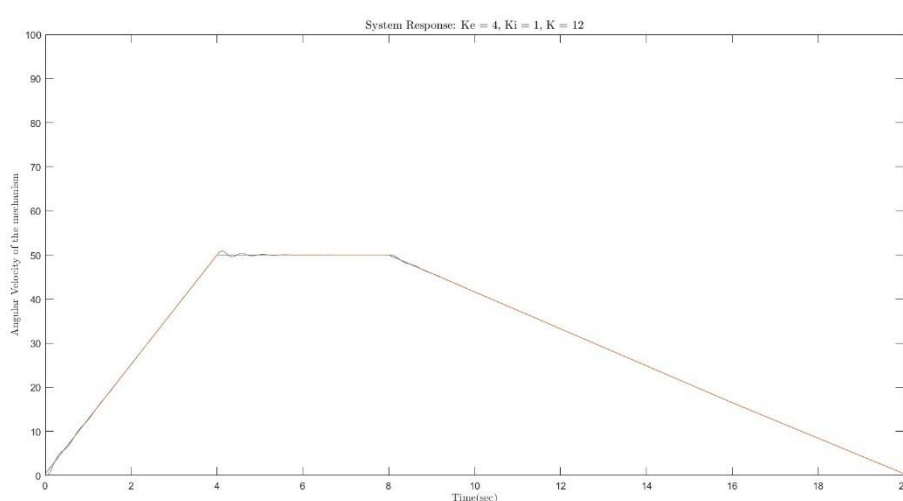
Εικόνα 21: Απόκριση ελεγκτή στο 1ο σήμα αναφοράς

Για το 1^ο σήμα αναφοράς, παρατηρούμε ότι το σύστημα προσπαθεί να ακολουθήσει τις απότομες αλλαγές του σήματος αναφοράς, αλλά παρουσιάζει κάποια μικρή υπερύψωση (overshoot) και ταλαντώσεις κάθε φορά που το σήμα αναφοράς αλλάζει απότομα. Αυτό οφείλεται στην απότομη προσαρμογή που απαιτείται από τον ελεγκτή λόγω των βηματικών μεταβολών.

Σε γενικές γραμμές, ο ελεγκτής ανταποκρίνεται αρκετά καλά, αλλά εμφανίζει παροδικές παρεκκλίσεις καθώς προσπαθεί να φτάσει τη νέα τιμή αναφοράς μετά από κάθε βηματική μεταβολή. Αυτές οι αποκλίσεις, καθώς και οι στιγμιαίες ταλαντώσεις, είναι αναμενόμενες όταν το σύστημα πρέπει να προσαρμόζεται σε απότομες αλλαγές του σήματος αναφοράς. Αυτό επιβεβαιώνει ότι ο ελεγκτής είναι αποτελεσματικός,

αλλά προσαρμόζεται καλύτερα σε πιο ομαλές μεταβολές (όπως αυτές της ράμπας), όπως θα φανεί στο δεύτερο σενάριο.

Γενικά, το σύστημα αποκρίνεται ικανοποιητικά και αρκετά γρήγορα σε κάθε μεταβολή της θέσης του, προσαρμόζοντας άμεσα την έξοδό του ώστε να πλησιάσει την επιθυμητή τιμή. Ωστόσο, πριν φτάσει στη μόνιμη κατάσταση, εμφανίζει ορισμένες ταλαντώσεις. Αν απαιτείται περαιτέρω μείωση αυτών των ταλαντώσεων για μεγαλύτερη ακρίβεια και σταθερότητα, μπορεί να γίνει προσαρμογή αυξάνοντας το κέρδος του ολοκληρωτικού μέρους του ελεγκτή. Η αύξηση του ολοκληρωτικού κέρδους θα μειώσει τις ταλαντώσεις, εξομαλύνοντας την απόκριση του συστήματος, αλλά ταυτόχρονα θα επιφέρει μια μικρή αύξηση στον χρόνο ανόδου, καθυστερώντας ελαφρώς την επίτευξη της τελικής τιμής.



Εικόνα 22: Απόκριση ελεγκτή στο 2ο σήμα αναφοράς

Στην περίπτωση του δεύτερου σεναρίου με το προφίλ αναφοράς της ράμπας, παρατηρούμε ότι το σύστημα ακολουθεί την πορεία της αναφοράς πολύ ικανοποιητικά και εμφανίζει σαφώς καλύτερη απόκριση συγκριτικά με το πρώτο σενάριο των βηματικών μεταβολών.

Αυτό μπορεί να αποδοθεί στο γεγονός ότι ο χρόνος ανόδου του ασαφούς ελεγκτή (FLC) είναι μικρότερος από την κλίση της ράμπας, πράγμα που επιτρέπει στον ελεγκτή να προσαρμόζεται σταδιακά στις μεταβολές της ταχύτητας, χωρίς να δημιουργούνται απότομες αποκλίσεις. Ο ασαφής ελεγκτής έχει έτσι τον χρόνο να προσαρμόσει ομαλά το σήμα ελέγχου, ώστε να διατηρεί τη γωνιακή ταχύτητα κοντά στην τιμή αναφοράς, χωρίς υπερψώσεις ή παροδικές παρεκκλίσεις.

Αυτή η συμπεριφορά δείχνει ότι ο ελεγκτής μπορεί να διαχειριστεί καλύτερα ομαλές και σταδιακές αλλαγές, όπως η ράμπα, αντί για τις απότομες μεταβάσεις που απαιτούν ταχεία προσαρμογή, όπως στις βηματικές εισόδους. Ως αποτέλεσμα, το σύστημα ανταποκρίνεται πιο ομαλά και με μεγαλύτερη ακρίβεια στην επιθυμητή πορεία, επιτυγχάνοντας σταθερότητα στην απόκριση του.