

Υπολογιστική Νοημοσύνη

Τραπέζι Εργασίας (#20)

Καράμπελας Σάββας

AEM:9005

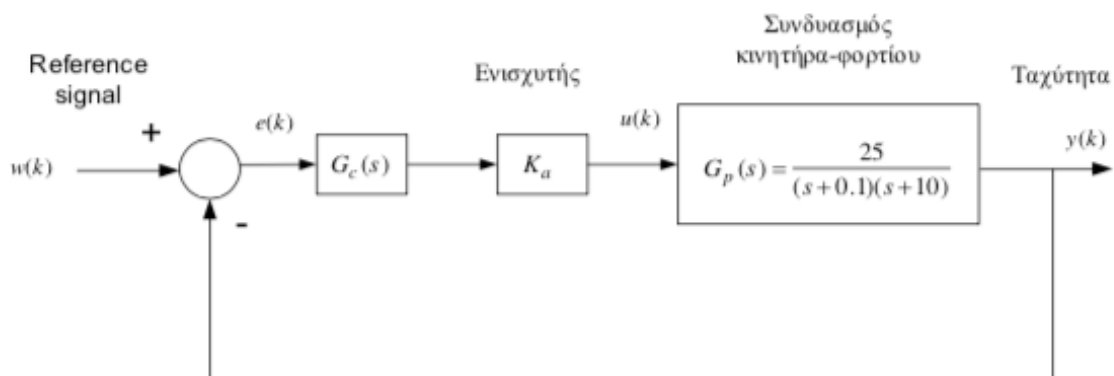
savvaska@ece.auth.gr



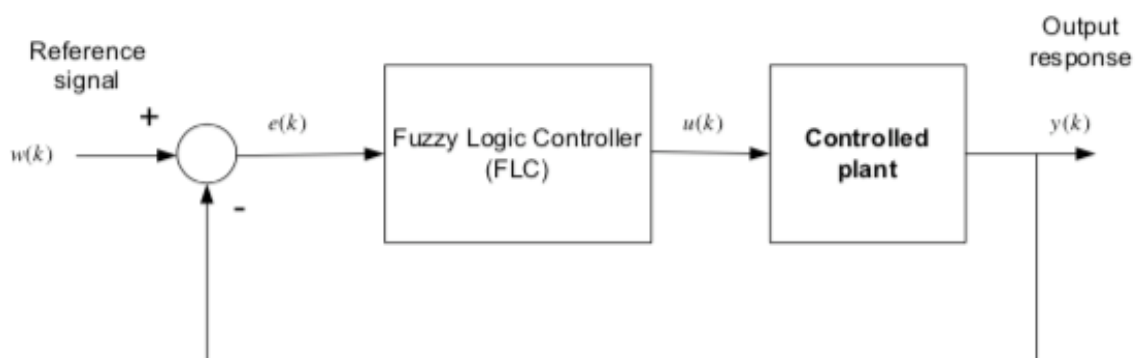
Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Περιγραφή

Στην εργασία αυτή αποσκοπούμε να κάνουμε έλεγχο ταχύτητας ενός μηχανισμού τραπεζιού εργασίας με ασαφείς ελεγκτές. Πιο συγκεκριμένα έχουμε τον παρακάτω (Σχήμα 1) μηχανισμό τραπεζιού εργασίας υψηλής ακρίβειας που χρησιμοποιεί ένα ταχύμετρο ακριβείας και ένα dc κινητήρα απευθείας οδήγησης. Στόχος είναι να διατηρήσουμε την υψηλή ακρίβεια στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας του ελέγχου ταχύτητας. Για να έχουμε μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση, επιλέγουμε ελεγκτές με αναλογική-ολοκληρωτική δράση. Το σύστημα ελέγχου με χρήση ασαφών ελεγκτών φαίνεται στο Σχήμα 2.



Σχήμα 1



Σχήμα 2

Σχεδίαση Γραμμικού Ελεγκτή

Θεωρούμε ότι η μέγιστη ταχύτητα του τραπέζιου εργασίας που μας ενδιαφέρει είναι $\omega_{\max} = 50(\text{rad/sec})$. Όπως αναφέρθηκε, αφού επιθυμούμε μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση του ελέγχου ταχύτητας, επιλέγουμε ένα γραμμικό ελεγκτή PI της μορφής:

$$G_c(s) = K_p + \frac{KI}{s} = \frac{K(s+c)}{s} \quad \text{όπου } c = K_I/K_p, K = K_p$$

Οι προδιαγραφές οι οποίες θέτουμε και με βάση τις οποίες θα προσδιοριστούν οι παράμετροι του γραμμικού ελεγκτή ώστε να τις ικανοποιούν είναι οι εξής:

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

Το τραπέζι εργασίας το οποίο θέλουμε να ελέγξουμε, παρατηρούμε από το Σχήμα 1 ότι έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$G_p(s) = \frac{25}{(s+0,1)(s+10)}$$

από την οποία αντλούμε την πληροφορία ότι έχει πόλους στο -0.1 και στο -10. Καθώς, το τραπέζι εργασίας βρίσκεται σε σειρά με το γραμμικό ελεγκτή, η συνάρτηση ανοιχτού βρόχου η οποία προκύπτει είναι η εξής:

$$G(s) = \frac{25K(s+c)}{s(s+0,1)(s+10)}$$

Από τον κλασσικό αυτόματο έλεγχο γνωρίζουμε ότι το μηδενικό πρέπει να επιλεγεί σε μια θέση κοντά στον κυρίαρχο πόλο της συνάρτησης μεταφοράς. Εδώ, ο κυρίαρχος πόλος είναι ο $s = -0,1$ και συνεπώς επιλέγω το μηδενικό $c = 0,3$ ώστε να βρίσκεται κοντά στο κυρίαρχο πόλο και να τον «ακυρώνει». Η τιμή αυτή επιλέχθηκε με προσοχή καθώς όσο πιο κοντά στον άξονα των φανταστικών αριθμών επιλέγω τη θέση του c , τόσο μεγαλύτερη είναι η πιθανότητα να μην ικανοποιείται η προδιαγραφή της υπερύψωσης. Η μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ανοιχτού βρόχου έχει λοιπόν τη μορφή :

$$G(s) = \frac{25K(s+0,3)}{s(s+0,1)(s+10)}$$

Για την επιλογή του κέρδους K θα χρησιμοποιήσουμε το διάγραμμα του γεωμετρικού τόπου και θα επιλέξουμε μια τιμή που να αντιστοιχεί σε θέσεις πόλων κλειστού βρόχου και συντελεστή απόσβεσης κατάλληλα για τις προδιαγραφές που έχουν τεθεί.

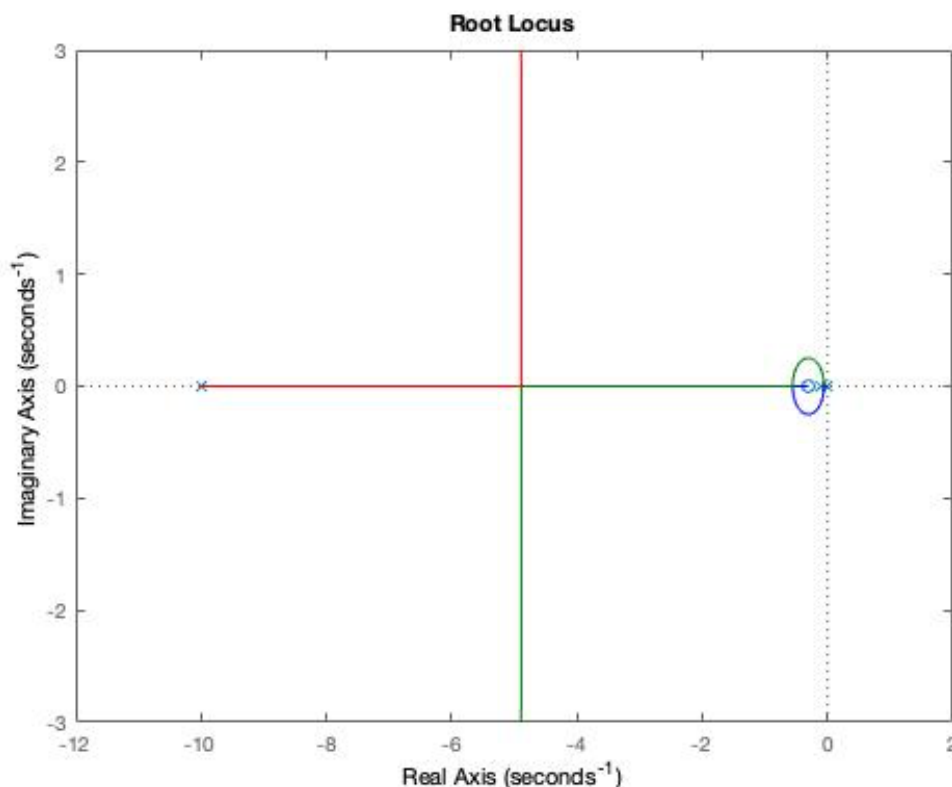
Η συνάρτηση κλειστού βρόχου δύναται από τη παρακάτω σχέση αφού έχω μοναδιαία αρνητική ανάδραση:

$$G_{cl} = \frac{G}{1+G}$$

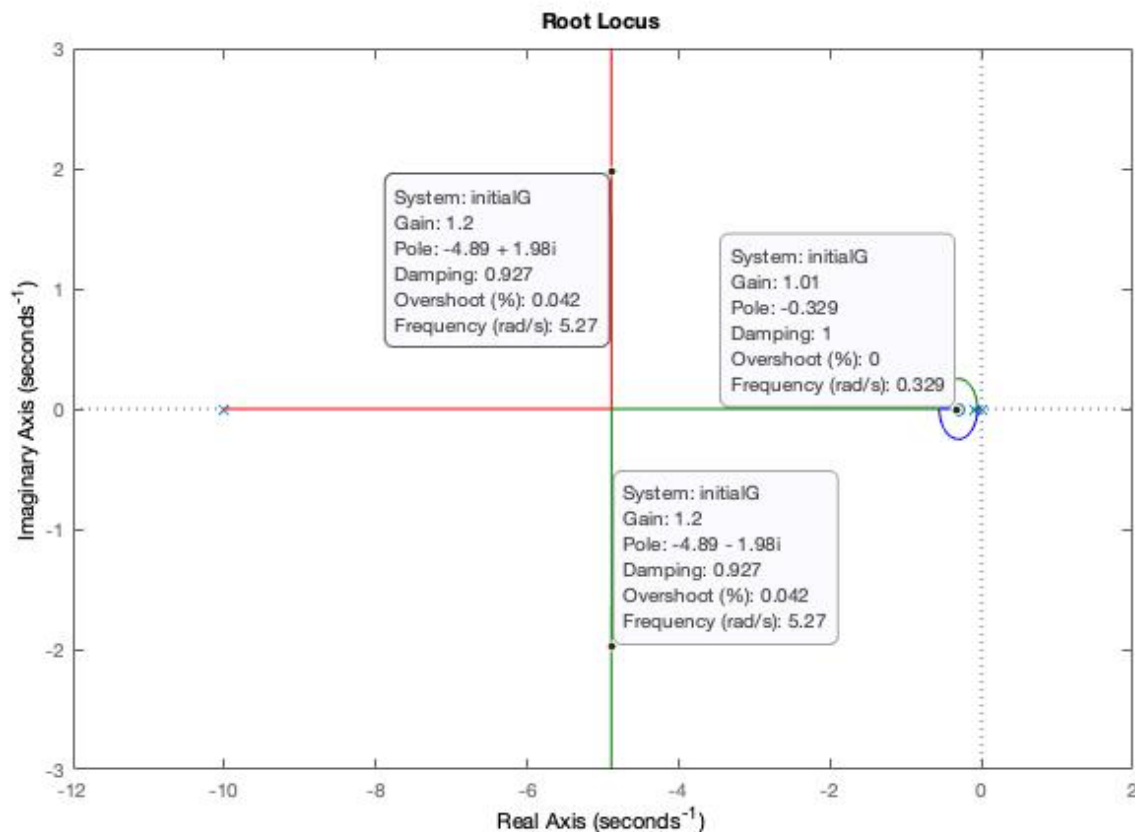
και έτσι το χαρακτηριστικό πολυώνυμο του οποίου οι λύσεις θα μας δώσουν τις θέσεις των πόλων του κλειστού βρόχου είναι :

$$s^3 + 10.1 s^2 + 31 s + 9 = 0$$

και έχει πόλους $X_1 = -0,323$ και $X_{2,3} = -4,888 \pm 1,985j$. Από το γεωμετρικό τόπο που φαίνεται στο σχήμα 3 επιλέγω $K=1,2$ για την οποία έχω τα χαρακτηριστικά συστήματος που φαίνονται στο Σχήμα 4.



Σχήμα 3: Γεωμετρικός Τόπος Ριζών Συστήματος



Σχήμα 4: Χαρακτηριστικά για $K=1,2$

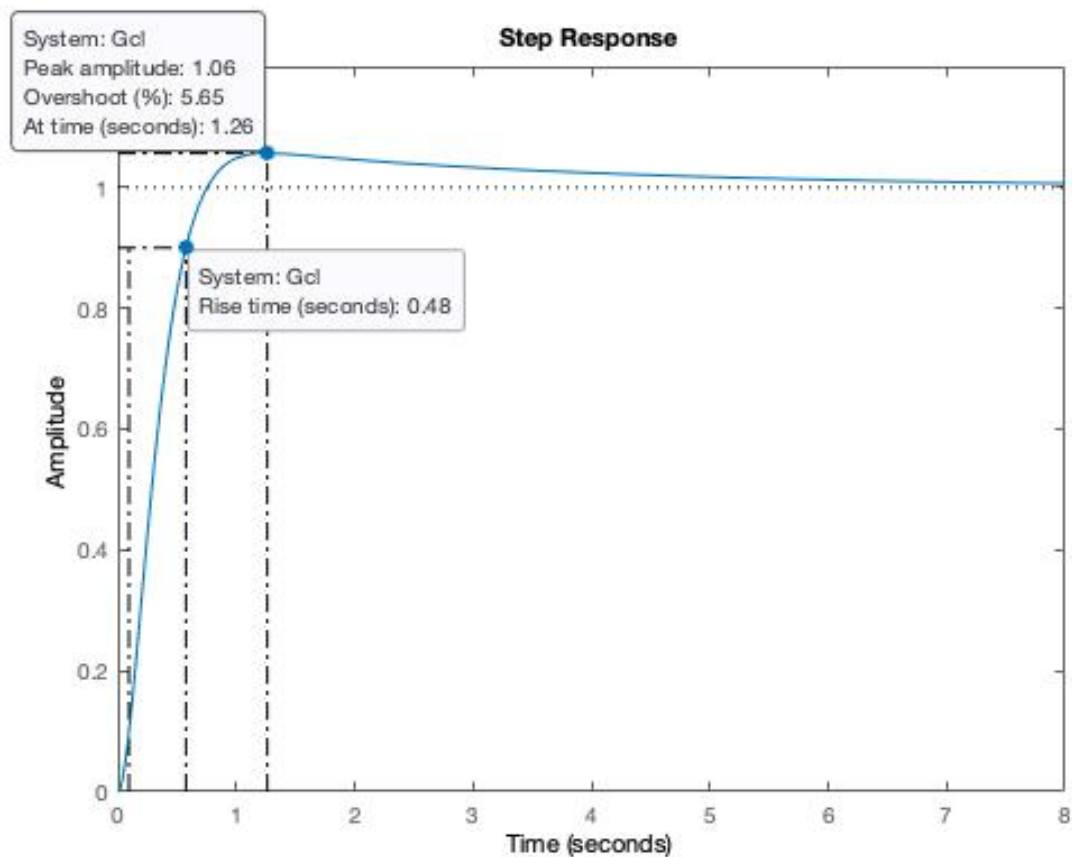
Η τελική μορφή της συνάρτησης μεταφοράς ανοιχτού βρόχου είναι :

$$G(s) = \frac{30(s+0,3)}{s(s+0,1)(s+10)}$$

και η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου θα είναι :

$$G_{cl}(s) = \frac{30(s+0,3)}{s^3 + 10.1 s^2 + 31 s + 9}$$

Αυτό που απομένει είναι να ελεγχθεί ένα οι προδιαγραφές που τέθηκαν για το σύστημα τηρούνται, για την επιλογή των παραμέτρων που επιλέχθηκαν για το γραμμικό ελεγκτή. Επιθυμούμε υπερύψωση για βηματική είσοδο μικρότερη από 8% και χρόνο ανόδου μικρότερο από 0.6 δευτερόλεπτα. Στο Σχήμα 5 έχουμε τη βηματική απόκριση του συστήματος και έχει σημειωθεί ο χρόνος ανόδου στο διάγραμμα καθώς επίσης και η υψηλότερη τιμή υπερύψωσης.



Σχήμα 5: Βηματική Απόκριση

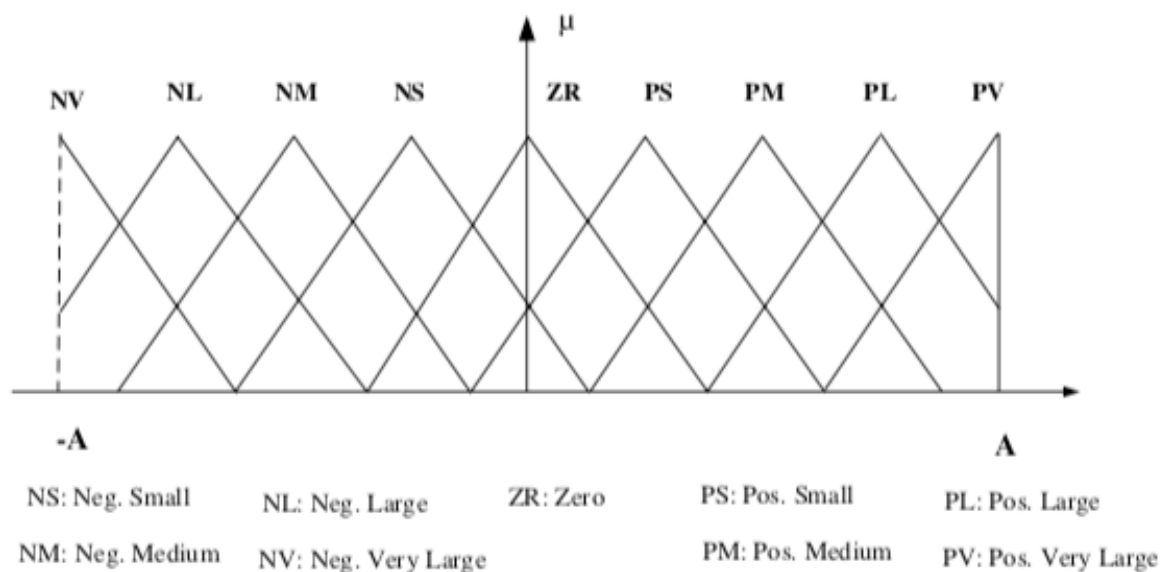
Όπως διακρίνεται από το διάγραμμα η υπερύψωση του συστήματος έχει μέγιστη τιμή $M_p = 5,65\%$ άρα ικανοποιείται η πρώτη προδιαγραφή. Ο χρόνος ανόδου του συστήματος είναι $t_r = 0,48 \text{ s}$ και άρα τηρείται και η δεύτερη προδιαγραφή. Συνεπώς, οι τιμές των παραμέτρων του ελεγκτή που επιλέξαμε είναι αποδεκτές και άρα η συνάρτηση του θα είναι :

$$G_c(s) = 1,2 + \frac{0,36}{s}$$

διότι $K_p = K = 1,2$ και $K_I = cK_p = 0,3 * 1,2 = 0,36$.

Σχεδίαση Ασαφούς Ελεγκτή(FLC)

Προκειμένου να έχουμε μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης για την ταχύτητα, επιλέγουμε και πάλι έναν ασαφή ελεγκτή τύπου FZ-PI. Η υλοποίηση του συστήματος κλειστού βρόχου θα γίνει σε διακριτό χρόνο με διάστημα δειγματοληψίας $T=0.01\text{sec}$. Επιπλέον, οι λεκτικές μεταβλητές του σφάλματος E , της μεταβολής του σφάλματος \dot{E} και της μεταβολής του σήματος ελέγχου \dot{U} περιγράφονται από εννιά λεκτικές τιμές όπως φαίνεται στο Σχήμα 6, με ίδιες συναρτήσεις συμμετοχής.



Σχήμα 6

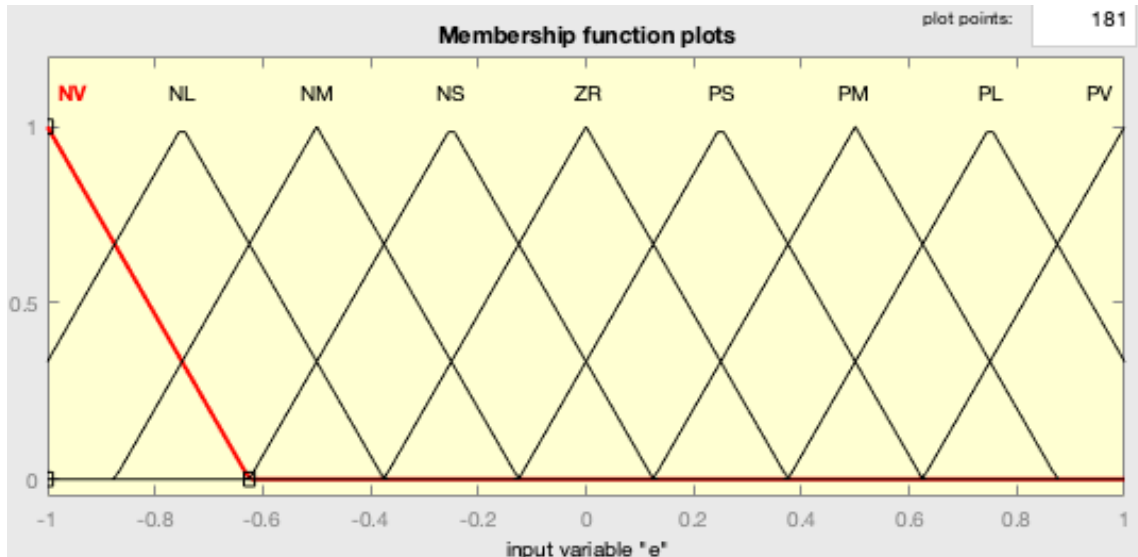
Τέλος, τα χαρακτηριστικά του FLC που θέλουμε να σχεδιάσουμε είναι :

1. Ασαφοποιητής Singleton
2. Το συνδετικό AND υλοποιείται με τον τελεστή min.
3. Η συνάρτηση συμπερασμού υλοποιείται με τον κανόνα Larsen.
4. Το συνδετικό ALSO υλοποιείται με τον τελεστή max.
5. Ο απο-ασαφοποιητής υλοποιείται με την τεχνική COA.

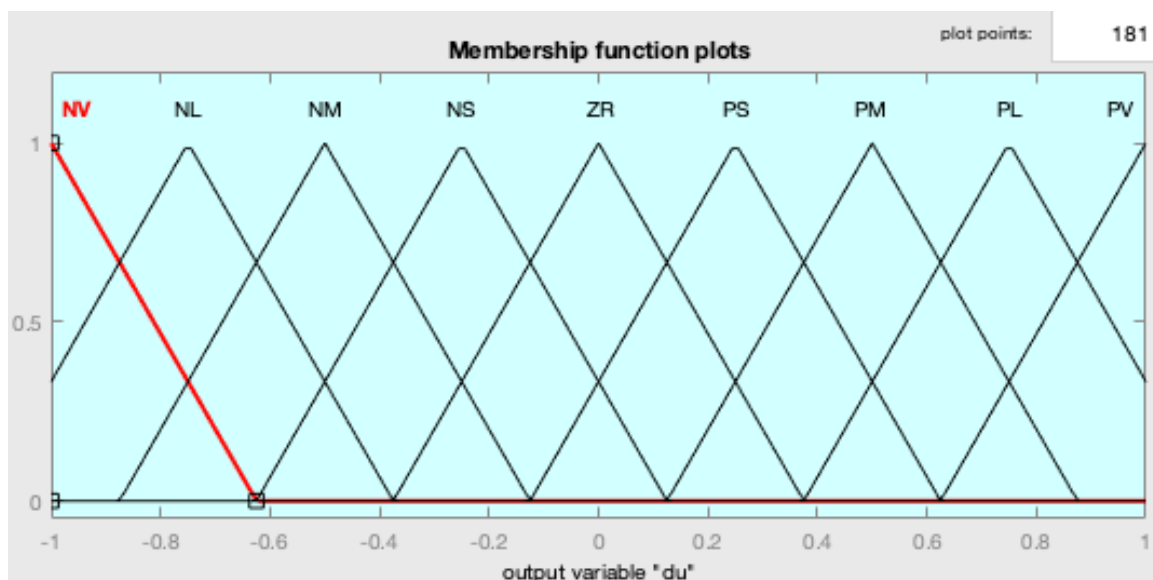
Ξεκινώντας τη σχεδίαση του ασαφούς ελεγκτή, αξιοποιούμε τη σχέση που συνδέει τη μεταβολή του σήματος ελέγχου με το σφάλμα και τη μεταβολή του σφάλματος. Πιο συγκεκριμένα έχουμε:

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

Εκτελώντας λοιπόν, κλιμακοποίηση του σφάλματος και της μεταβολής του σφάλματος έτσι ώστε τα κανονικοποιημένα μεγέθη να μεταβάλλονται στο διάστημα $[-1,1]$, τα διαγράμματα που περιγράφουν τις λεκτικές τιμές των παραπάνω λεκτικών μεταβλητών θα είναι:



Σχήμα 7



Σχήμα 8

Η βάση κανόνων που προκύπτει από όλους τους συνδυασμούς των λεκτικών τιμών των λεκτικών μεταβλητών του σφάλματος και της μεταβολής του σφάλματος φαίνεται στο παρακάτω πίνακα.

| de \ e | NV | NL | NM | NS | ZR | PS | PM | PL | PV |
|--------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| PV | ZR | PS | PM | PL | PV | PV | PV | PV | PV |
| PL | NS | ZR | PS | PM | PL | PV | PV | PV | PV |
| PM | NM | NS | ZR | PS | PM | PL | PV | PV | PV |
| PS | NL | NM | NS | ZR | PS | PM | PL | PV | PV |
| ZR | NV | NL | NM | NS | ZR | PS | PM | PL | PV |
| NS | NV | NV | NL | NM | NS | ZR | PS | PM | PL |
| NM | NV | NV | NV | NL | NM | NS | ZR | PS | PM |
| NL | NV | NV | NV | NV | NL | NM | NS | ZR | PS |
| NV | NV | NV | NV | NV | NV | NL | NM | NS | ZR |

Πίνακας 1: Βάση κανόνων ασαφούς ελεγκτή

Πιο αναλυτικά η βάση διαμορφώνεται από 81 κανόνες (9^2 συνδυασμοί) και ο κάθε κανόνας είναι της μορφής:

$$\text{If } E \text{ is } A \text{ and } \dot{E} \text{ is } B, \text{ then } \ddot{U} \text{ is } C$$

και A και B είναι τιμές στον οριζόντιο και κατακόρυφο άξονα αντίστοιχα, ενώ το C είναι οι τιμές των κελιών του πίνακα.

Σενάριο 1

Το πρώτο που κάνουμε είναι να ρυθμίσουμε τα κέρδη κλιμακοποίησης ώστε η απόκριση κλειστού βρόχου για βηματική διέγερση $r = 50 * \text{stepfun}$ να έχει καλύτερα χαρακτηριστικά από αυτά του γραμμικού ελεγκτή. Δηλαδή, υπερύψωση μικρότερη από 5% και χρόνο ανόδου μικρότερο από 0.6sec. Εφόσον το σήμα αναφοράς r έχει μέγιστη τιμή το 50, για να εφαρμόσουμε κλιμακοποίηση θα διαιρέσουμε τα μεγέθη με το 50. Ακόμη, από τη θεωρία έχουμε ότι για τα κέρδη ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$\alpha = T_i = \frac{1}{c} = \frac{10}{3} \text{ και } K_e = 1 \text{ οπότε θα προκύψει για το κέρδος } K :$$

$$K = \frac{K_p}{K_e F(a)} = 0.36$$

$$\text{Και } K_d = a K_e = 3.33.$$

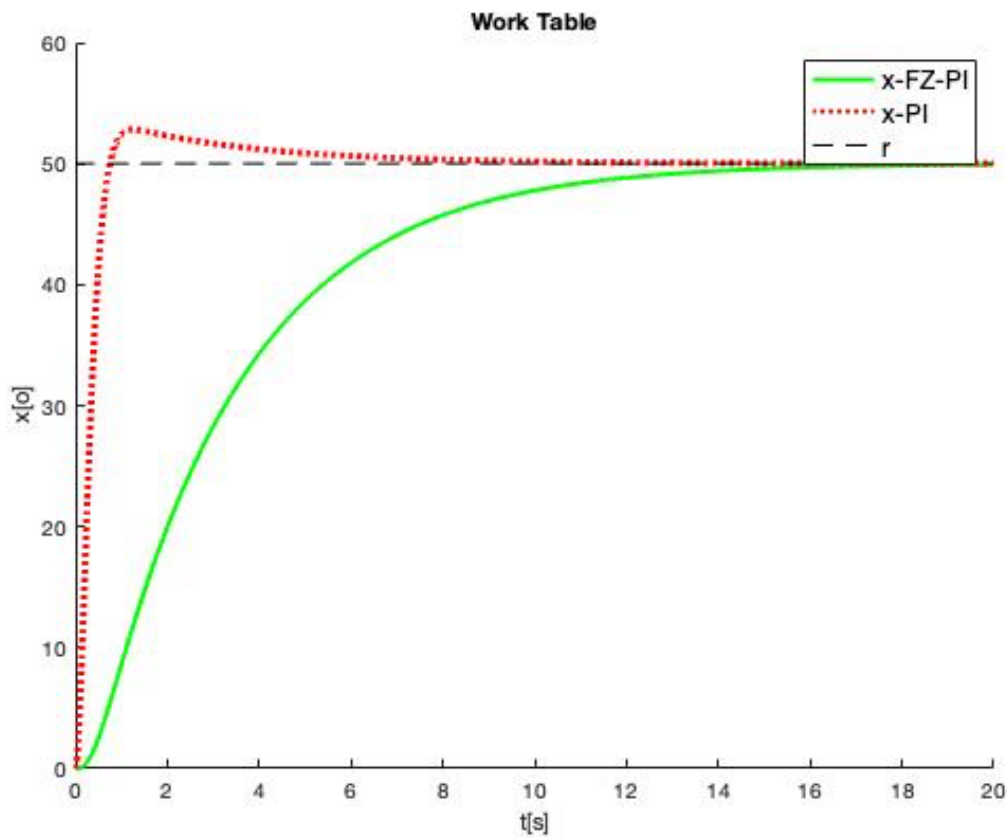
Οι αριθμητικές αυτές τιμές προκύπτουν επειδή σε αυτό το στάδιο θεωρούμε σαν αρχικές τιμές των κερδών, αυτές που καθορίστηκαν για το γραμμικό ελεγκτή στην προηγούμενη φάση της εργασίας.

Προκειμένου να μπορέσουμε να δείξουμε την επίδραση στην έξοδο του συστήματος που προκύπτει από τις παραπάνω τιμές των κερδών, θα χρειαστεί να αναλύσουμε με τη βοήθεια των διαφορικών εξισώσεων. Εάν ορίζουμε x τη γωνία του, τότε από τη συνάρτηση μεταφοράς $G_p(s)$ θα προκύψει ότι:

$$x'' = -10.1x' - x + 25u$$

Έχοντας αυτή τη σχέση για το σύστημα μπορούμε να προχωρήσουμε στο σχεδιασμό της προσομοίωσης του. Αρχικά, υπολογίζουμε τη τιμή του σφάλματος και κανονικοποιούμε το αποτέλεσμα διαιρώντας με το 50 που είναι η μέγιστη τιμή του σήματος αναφοράς. Υπολογίζουμε τη μεταβολή του σφάλματος(κανονικοποιημένο) και έπειτα πολλαπλασιάζουμε το σφάλμα με το κέρδος K_e και τη μεταβολή του με το κέρδος K_d . Επειδή, κατά τη προσομοίωση παρατηρήθηκε απόκλιση των τιμών από το διάστημα $[-1,1]$, εφαρμόζουμε και έναν έλεγχο ορίων ώστε οι τιμές των μεταβλητών να μην βρίσκονται εκτός του διαστήματος αυτού. Στη συνέχεια, οι μεταβλητές εισάγονται στο ασαφές μας σύστημα το οποίο χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση `evalfis` επιστρέφει στην έξοδο του τη μεταβολή του σήματος ελέγχου \dot{U} . Τέλος, πολλαπλασιάζουμε την έξοδο του συστήματος με το κέρδος κλιμακοποίησης K και με τη τιμή κανονικοποίησης(50). Μετά από τη διαδικασία αυτή το σήμα ελέγχου ανανεώνεται και τροφοδοτείται στο σύστημα.

Το διάγραμμα της απόκρισης του συστήματος για τις αρχικές αυτές τιμές των κερδών του FZ-PI ελεγκτή φαίνεται στο Σχήμα 9, και είναι σε αντιπαράβολή με την απόκριση του γραμμικού ελεγκτή που σχεδιάστηκε προηγουμένως για τα κέρδη αυτά. Είναι εμφανές ότι η απόκριση του ασαφούς ελεγκτή είναι πολύ απογοητευτική και οι προδιαγραφές που τέθηκαν, οι οποίες είναι και αυστηρότερες από αυτές του γραμμικού, δεν ικανοποιούνται. Συγκεκριμένα, ο χρόνος ανόδου ήταν υψηλότερος(6.8sec).Είναι απαραίτητο λοιπόν να αναπροσαρμόσουμε τις τιμές των κερδών αυτών ώστε να επιτύχουμε τα θεμιτά αποτελέσματα στην απόκριση.



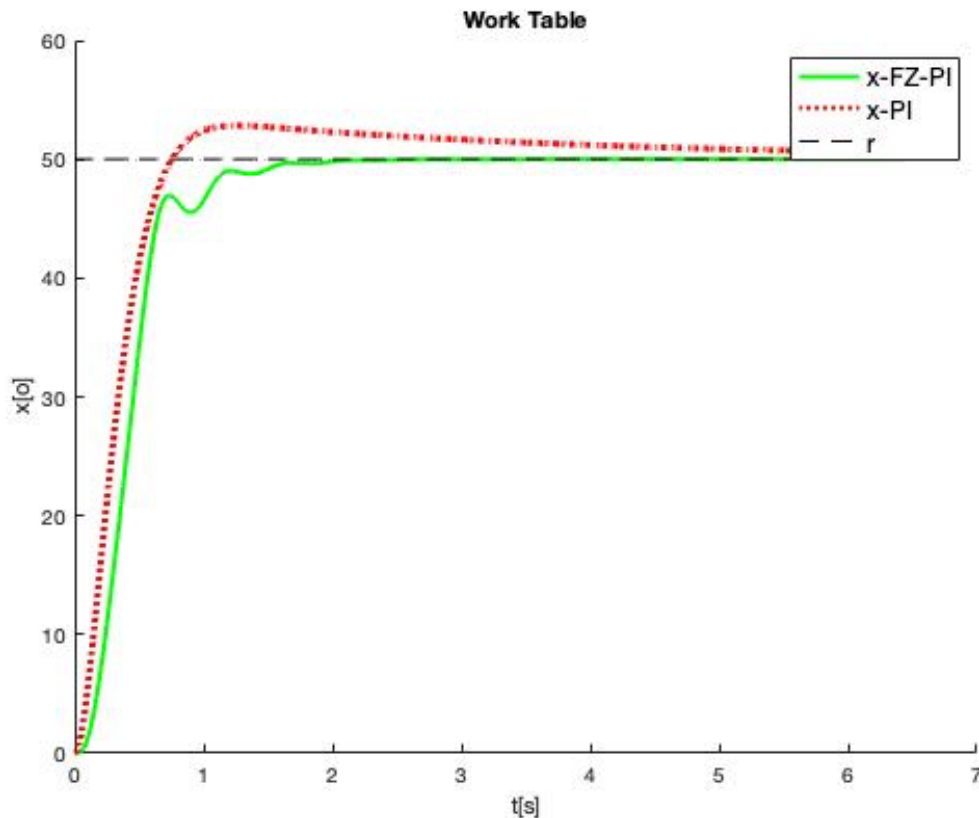
Σχήμα 9: Απόκριση συστήματος για αρχικά κέρδη

Οι αλλαγές που εφαρμόζουμε είναι οι εξής:

- i) Αυξάνουμε δραστικά τη τιμή του $K=10$
- ii) Μειώνουμε δραστικά τη τιμή του $\alpha = 0.4$
- iii) Αυξάνουμε λίγο τη τιμή του $K_e=2$

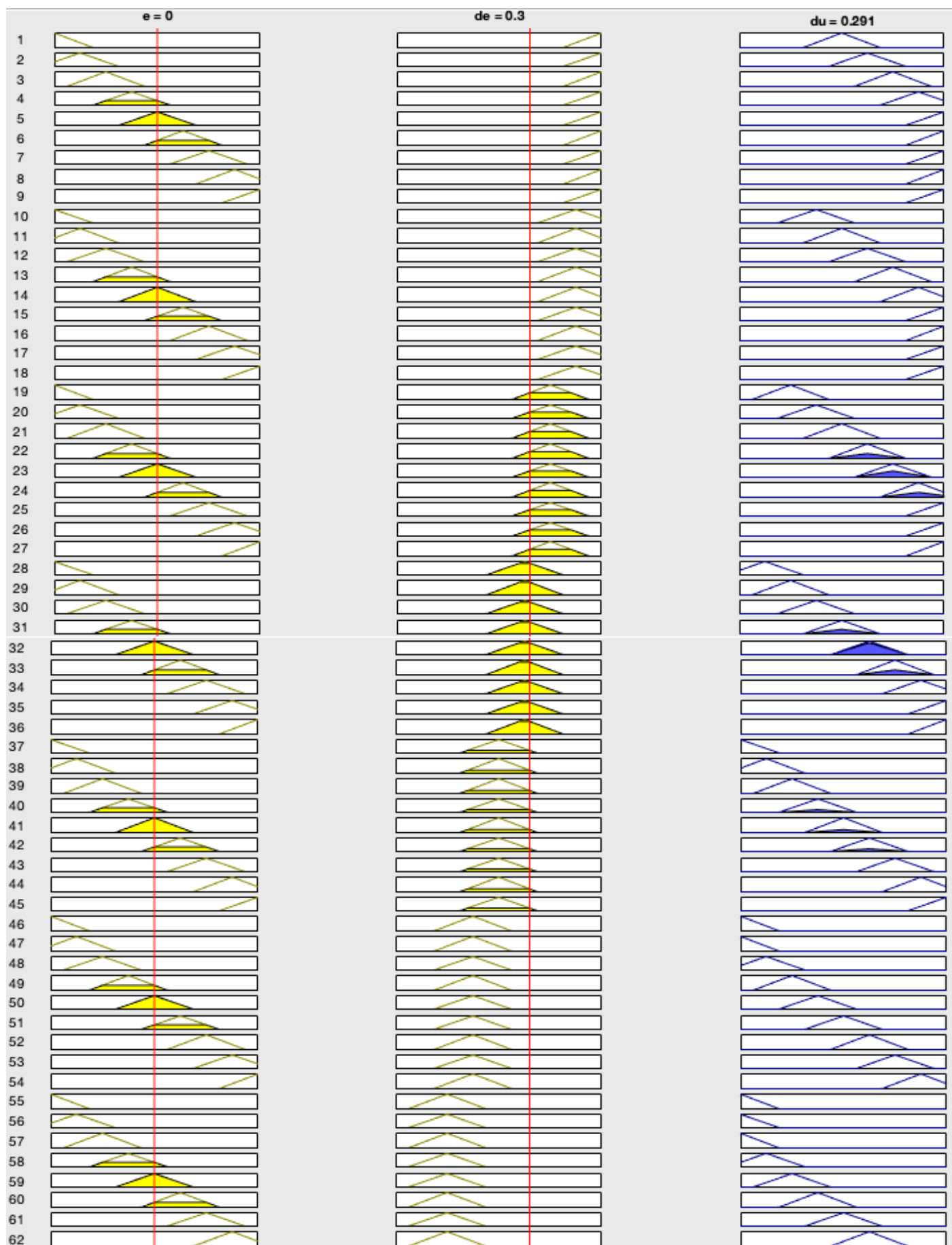
Προσομοιώνοντας τώρα η απόκρισή του ασαφούς ελεγκτή σε σχέση με αυτή του γραμμικού φαίνεται στο Σχήμα 10. Είναι φανερό ότι δεν υπάρχει υπερύψωση οπότε τηρείται η πρώτη προδιαγραφή και ο χρόνος ανόδου μετρήθηκε $t_r = 0.47s$ που ικανοποιεί τη προδιαγραφή για χρόνο ανόδου μικρότερο από $0.6sec$.

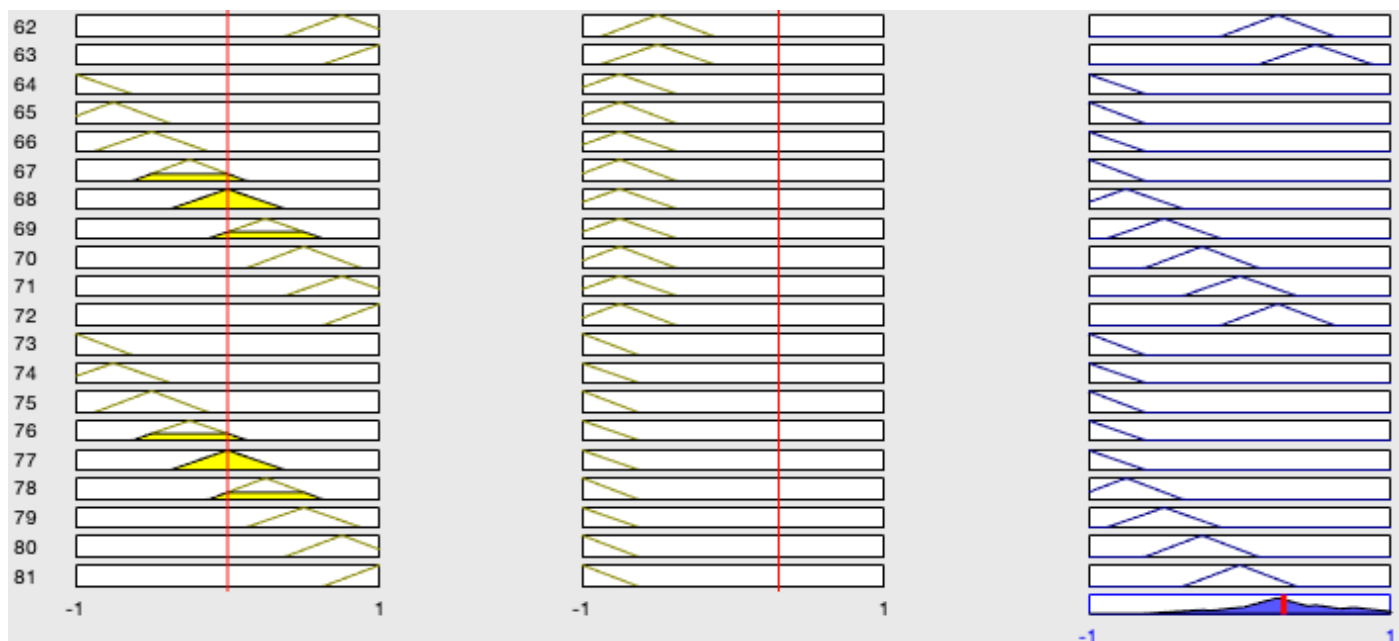
Τελικά, ο ασαφής ελεγκτής παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά από το γραμμικό αφού έχει μικρότερο χρόνο ανόδου $t_{rf} = 0.47 < t_{rl} = 0.48$ και μικρότερη υπερύψωση αφού $M_{pl} = 5.65\%$ και $M_{pf} = 0$.



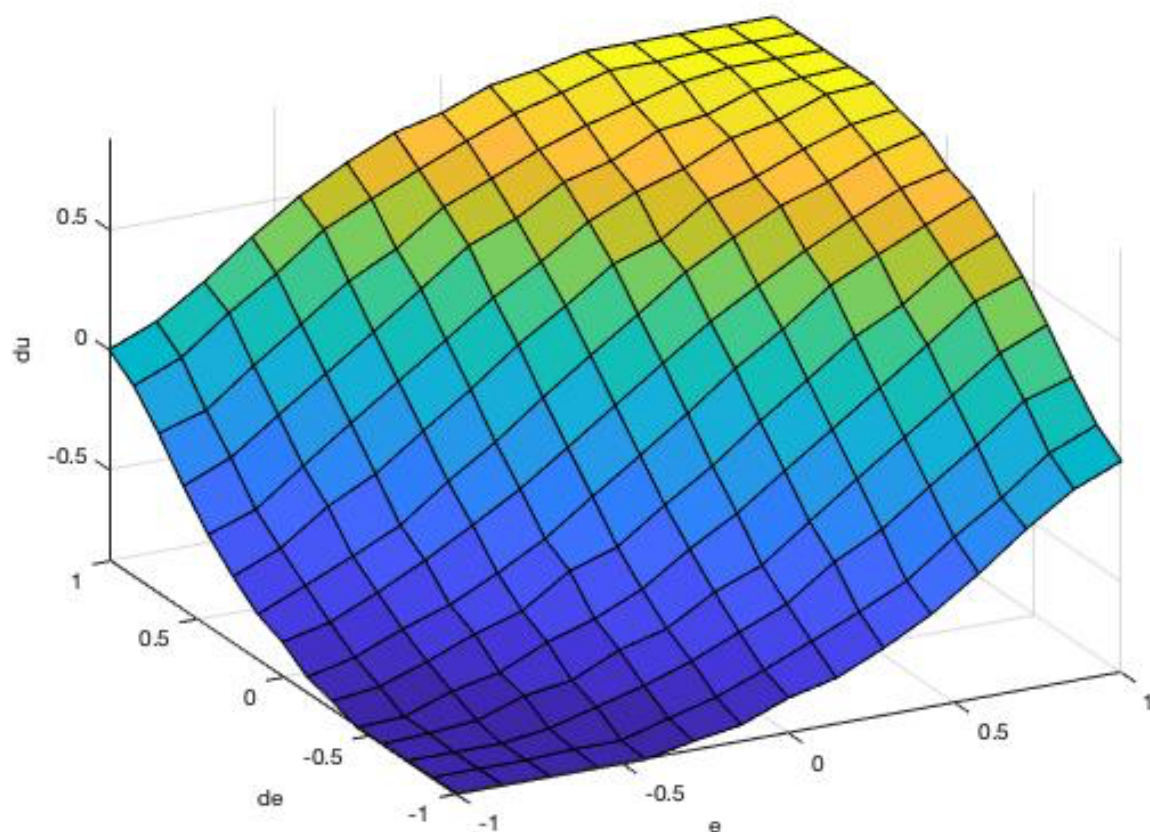
Σχήμα 10: Απόκριση συστήματος με νέες τιμές κερδών

Στη συνέχεια της εργασίας, από τη βάση που έχει διαμορφωθεί θεωρούμε μια διέγερση όπου e is ZR και Δe is PS. Για να δείξουμε ποιοι κανόνες διεγείρονται και ποια επί μέρους συμπεράσματα προκύπτουν θα χρησιμοποιήσουμε το rule viewer που μας παρέχει το MATLAB. Χρησιμοποιώντας την εντολή `ruleview(trapeziErgasiasFIS)` ανοίγουμε το παράθυρο του rule viewer. Καθώς το ZR είναι στο διάστημα $[-0.375 \ 0 \ 0.375]$ και το PS στο $[-0.125 \ 0.25 \ 0.625]$ επιλέγουμε να εισάγουμε η διέγερση $[E \ \dot{E}]^T = [0 \ 0.3]^T$. Στα σχήματα που έχουν παρατεθεί παρακάτω διακρίνεται ποιοι κανόνες διεγείρονται. Οι περισσότεροι κανόνες δεν επηρεάζουν καθώς έχουν μηδενική τιμή για μία από τις δύο εισόδους. Οι κανόνες που εν τέλει ενεργοποιούνται είναι αυτοί για τους οποίους υπάρχει έξοδος. Από το σχήμα αυτοί είναι οι (22,23,24,31,32,33,40,41,42) δηλαδή 9 κανόνες συνολικά. Η τιμή της εξόδου είναι $\dot{U} = 0.291$. Δηλαδή, η έξοδος ανήκει στο διάστημα της λεκτικής τιμής PS. Αυτό βέβαια είναι αναμενόμενο με βάση το πίνακα που έχει διαμορφωθεί.





Στο τελευταίο τμήμα για το Σενάριο 1, δημιουργούμε την τρισδιάστατη επιφάνεια της εξόδου του ασαφούς ελεγκτή σε σχέση με τις εισόδους του. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούμε την εντολή `gensurf` του MATLAB.

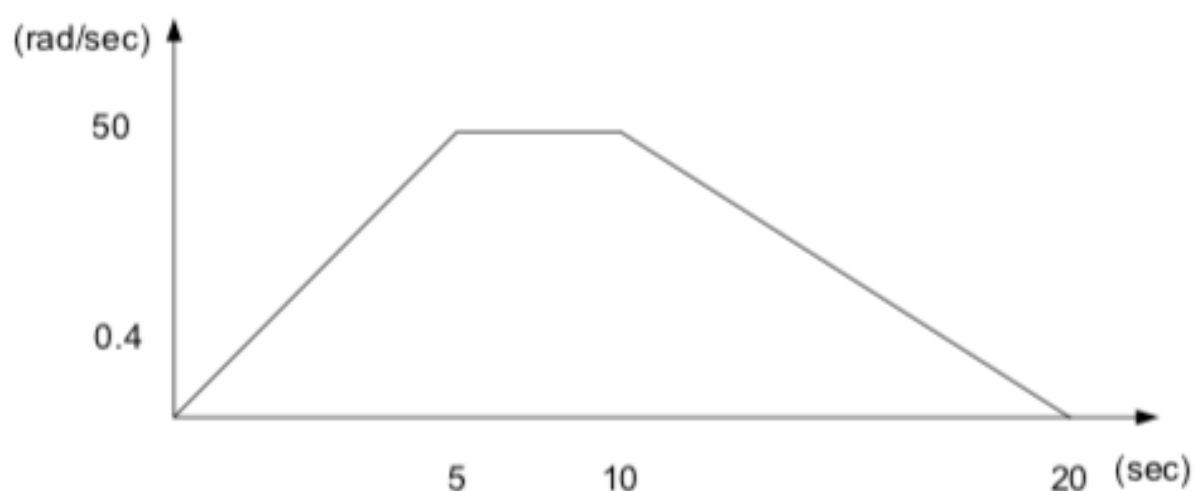
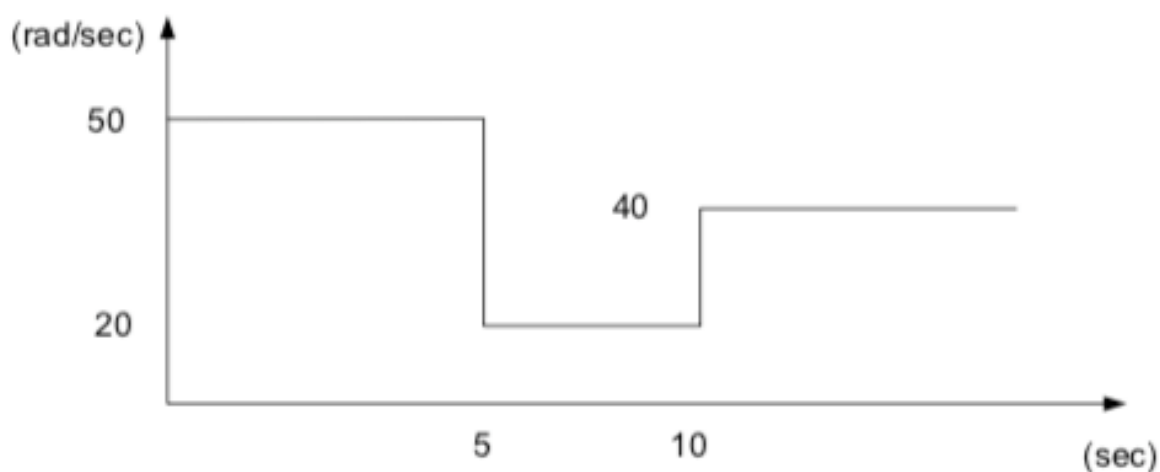


Σχήμα 11: 3D απεικόνιση της εξόδου του ασαφούς ελεγκτή

Από το σχήμα παρατηρούμε ότι η έξοδος τείνει στη μεγαλύτερη θετική τιμή, 1, όταν και οι δύο λεκτικές μεταβλητές εισόδου έχουν θετικές τιμές και αντίθετα τείνει στην μεγαλύτερη αρνητική τιμή, -1, όταν και οι δύο λεκτικές μεταβλητές εισόδου έχουν αρνητικές τιμές. Τέλος, όταν οι δύο λεκτικές μεταβλητές εισόδου έχουν τιμές που αλληλοαναιρούνται, η λεκτική τιμή της εξόδου είναι μηδέν.

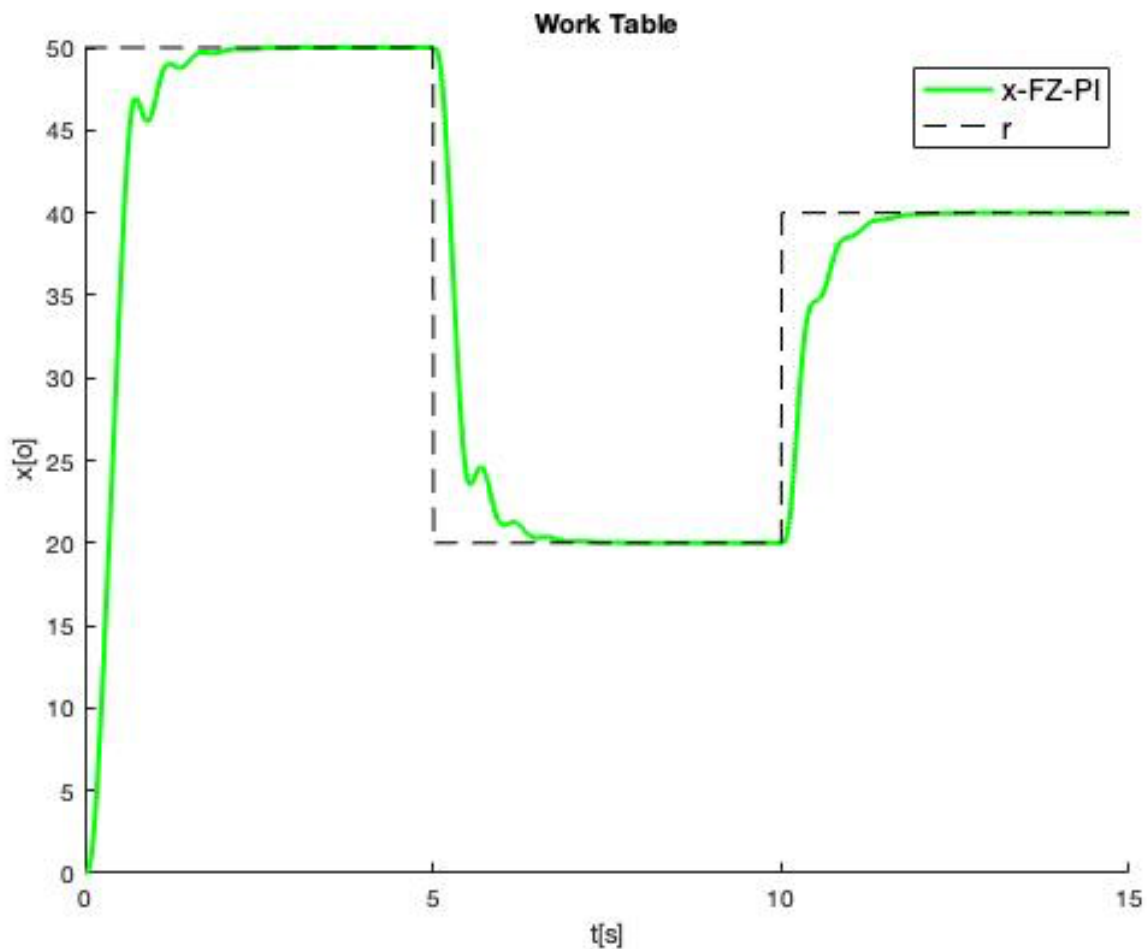
Σενάριο 2

Σε αυτό το τμήμα της εργασίας εξετάζουμε δύο διαφορετικά προφίλ του σήματος αναφοράς, τα οποία φαίνονται παρακάτω:



Για τις παραμέτρους του ασαφούς ελεγκτή που έχουμε επιλέξει, υλοποιούμε τη γραφική παράσταση της απόκρισης των στροφών του συστήματος κλειστού βρόχου για τα δύο διαφορετικά σήματα αναφοράς.

Στο σχήμα 12 βλέπουμε το αποτέλεσμα της προσομοίωσης για το παλμικό σήμα αναφοράς.

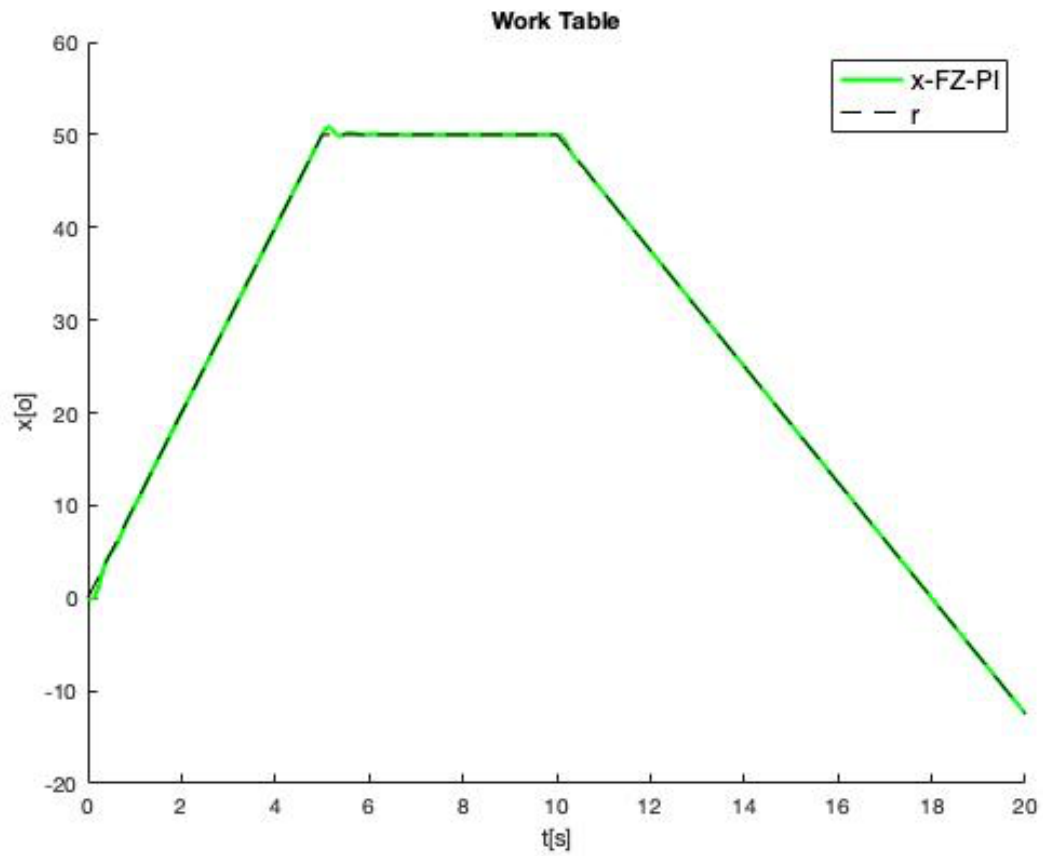


Σχήμα 12: Απόκριση Συστήματος για παλμικό σήμα αναφοράς

Το σύστημα ακολουθεί το παλμικό σήμα αναφοράς, αλλά όταν η τιμή του σήματος αναφοράς αλλάζει απότομα (γωνίες) δημιουργείται μια μεταβατική φάση στην έξοδο. Ωστόσο, αυτή η φάση είναι μικρή και ακολουθεί όπως φαίνεται στο διάγραμμα τους χρόνους (ανόδου και υπερύψωσης) που ορίστηκαν για τον ασαφή ελεγκτή.

Στο σχήμα 13 βλέπουμε το αποτέλεσμα της προσομοίωσης για το τραπεζοειδές σήμα αναφοράς. Παρατηρούμε ότι ο ελεγκτής εδώ ακολουθεί το τραπεζοειδές σήμα αναφοράς με εξαιρετική ακρίβεια. Ωστόσο, και εδώ έχουμε ένα μικρό μεταβατικό φαινόμενο το οποίο οφείλεται στην ασυνέχεια της παραγώγου, είναι όμως και πάλι όπως δείχνει το διάγραμμα εντός των προδιαγραφών που έχουν οριστεί για τον ελεγκτή. Συμπερασματικά, μπορούμε να αποφανθούμε ότι ο

ελεγκτής έτσι όπως έχει οριστεί θα ακολουθεί με πολύ μεγάλη ακρίβεια εισόδους ράμπας.



Σχήμα 13: Απόκριση Συστήματος σε Τραπεζοειδές σήμα αναφοράς