



ΑΣΑΦΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

DC-MOTOR-FLC

Κιλάρογλου Ελευθέριος (8501)

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης

Θεσσαλονίκη 2021

Εισαγωγή

Η εργασία έχει ως στόχο τη δημιουργία ενός ασαφούς ελεγκτή τύπου PI για τον έλεγχο ενός κινητήρα DC. Στο σύστημα, είσοδοι είναι η τάση τροφοδοσίας V_a και η ροπή φορτίου T_L , και έξοδος η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα ω_δ . Μετά την κατάστρωση των διαφορικών εξισώσεων του συστήματος, την εύρεση του πίνακα μεταφοράς του συστήματος, την προσέγγιση κυρίου πόλου, και με βάση τα τεχνικά χαρακτηριστικά του κινητήρα, η έξοδος του συστήματος δίνεται από την παρακάτω εξίσωση (εξίσωση 9-79 των σημειώσεων):

$$\Omega(s) = \frac{18.69}{s + 12.064} V_a(s) - \frac{2.92(s + 440)}{s + 12.064} T_L(s)$$

Η τάση τροφοδοσίας V_a είναι η είσοδος ελέγχου στο σύστημα, ενώ η ροπή του φορτίου T_L είναι ένα είδος διαταραχής. Σκοπός της διαδικασίας ελέγχου του συστήματος είναι η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα ω_δ να διατηρείται σταθερή ή να επηρεάζεται λίγο από τη ροπή φορτίου T_L .

Επειδή το σήμα αναφοράς είναι 150rad/sec , σε πρώτη φάση το κανονικοποιούμε στο διάστημα $[-1,1]$, διαιρώντας το με 150.

Βάση κανόνων

Η σχεδίαση της ασαφούς βάσης κανόνων ενός FZ-PI γίνεται με βάση τα παρακάτω εμπειρικά βήματα:

MPI-1: Για τα σημεία κορυφής και κοιλάδας $\{c_1, c_2\}$ η έξοδος είναι $\dot{U}_0 = e$ όταν $\Delta e = 0$.

MPI-2: $\dot{u} = \dot{u}_0 + \Delta e = e + \Delta e$

Έτσι προκύπτουν στο σύνολο 81 κανόνες οι οποίοι είναι οι εξής:

$\Delta E \backslash E$	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

Σενάριο 1

Ρύθμιση κερδών:

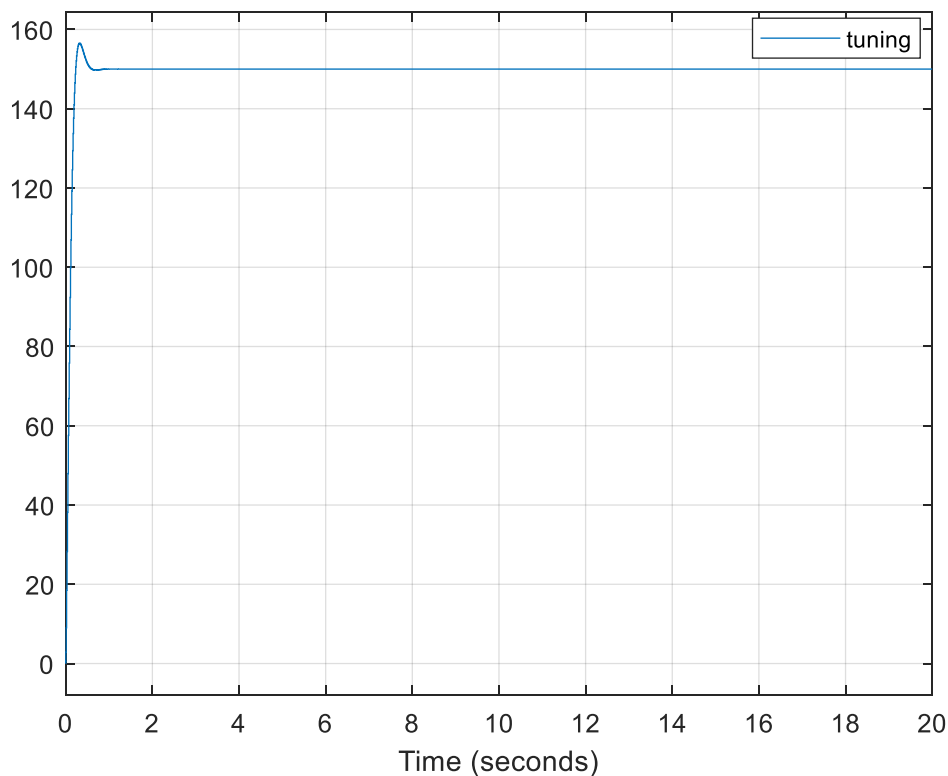
Θεωρώντας $T_L = 0$ η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$\frac{\Omega(s)}{V_a(s)} = \frac{18.69}{s + 12.064}$$

Με τη βοήθεια του Simulink δημιουργούμε το σύστημα κλειστού βρόγχου και προσθέτουμε έναν γραμμικό ελεγκτή PI (αρχείο tuning.slx). Με τη βοήθεια του PID tuner και τις ανάλογες δοκιμές τιμών Response Time και Transient Behavior καταλήξαμε στους εξής συντελεστές του ελεγκτή:

$$K_P = 0.31011 \text{ και } K_I = 8.1187$$

Οι συντελεστές αυτοί ικανοποιούν την προδιαγραφή για το πολύ 5% υπερύψωση με βηματική είσοδο αλλά και τη προδιαγραφή για χρόνο ανόδου το πολύ 160 όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Χρησιμοποιώντας ως αρχικές τιμές για τους απαιτούμενους συντελεστές K_e , K_d , a και K αυτές που προκύπτουν από τους συντελεστές K_P και K_I του γραμμικού ελεγκτή έχουμε:

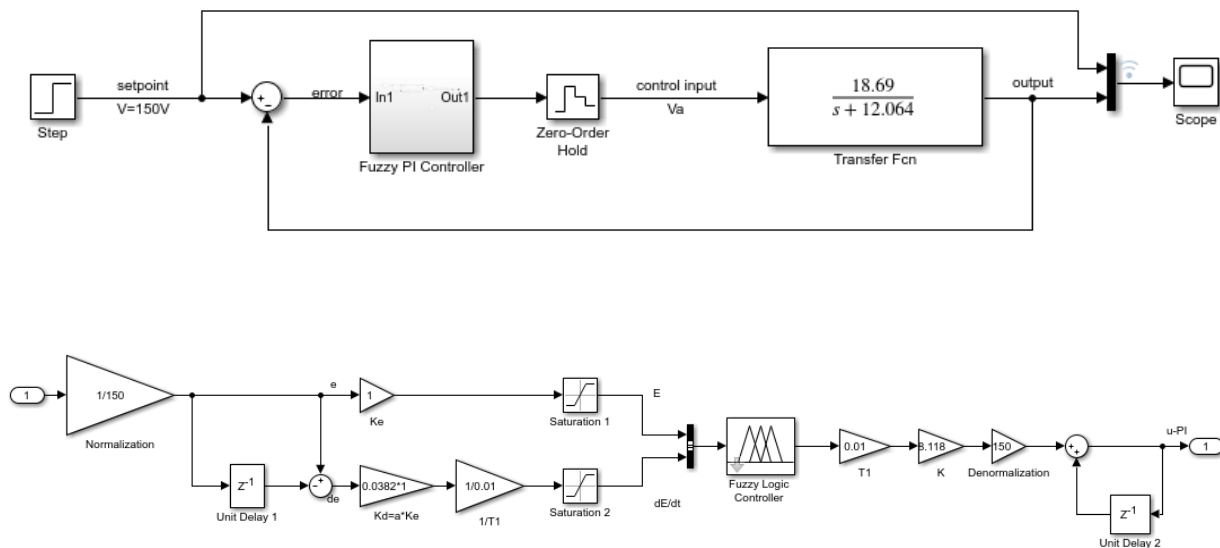
$$K_e = 1$$

$$a = \frac{K_P}{K_I} = 0.0382$$

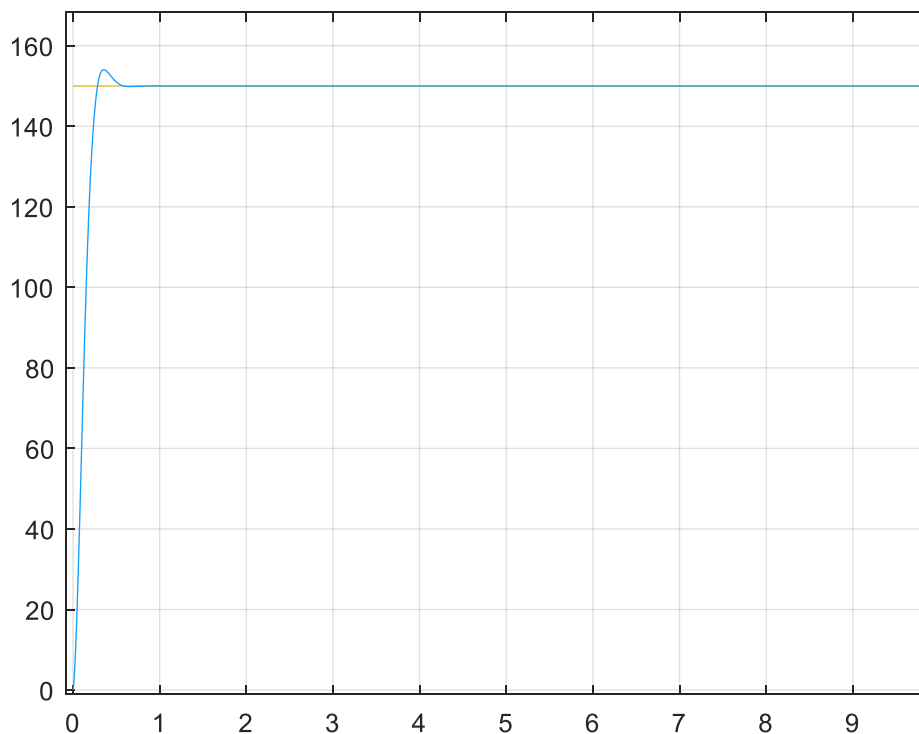
$$K_d = aK_e = 0.0382$$

$$K = \frac{K_P}{F\{\alpha K_e\}} = \frac{K_P}{\alpha F\{K_e\}} = \frac{K_P}{a * 1} = 8.118$$

Βάση αυτών προκύπτει το ακόλουθο σύστημα στο Simulink:



Εφαρμόζοντας βηματική είσοδο παίρνουμε την απόκριση του FZ-PI ελεγκτή:



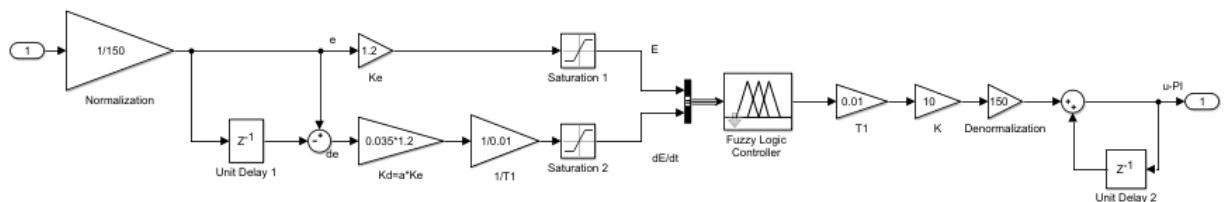
Παρατηρούμε ότι το overshooting είναι 2.58% και πληροί τις προδιαγραφές. Ο χρόνος ανόδου όμως έχει υπερβεί το ανώτατο όριο έχοντας φτάσει στα 180.686ms. Για το λόγο αυτό, κρίνεται απαραίτητο να προβούμε σε περαιτέρω ρυθμίσεις.

Εφαρμόζοντας την συγκριτική μέθοδο ρύθμισης των κερδών, έχουμε:

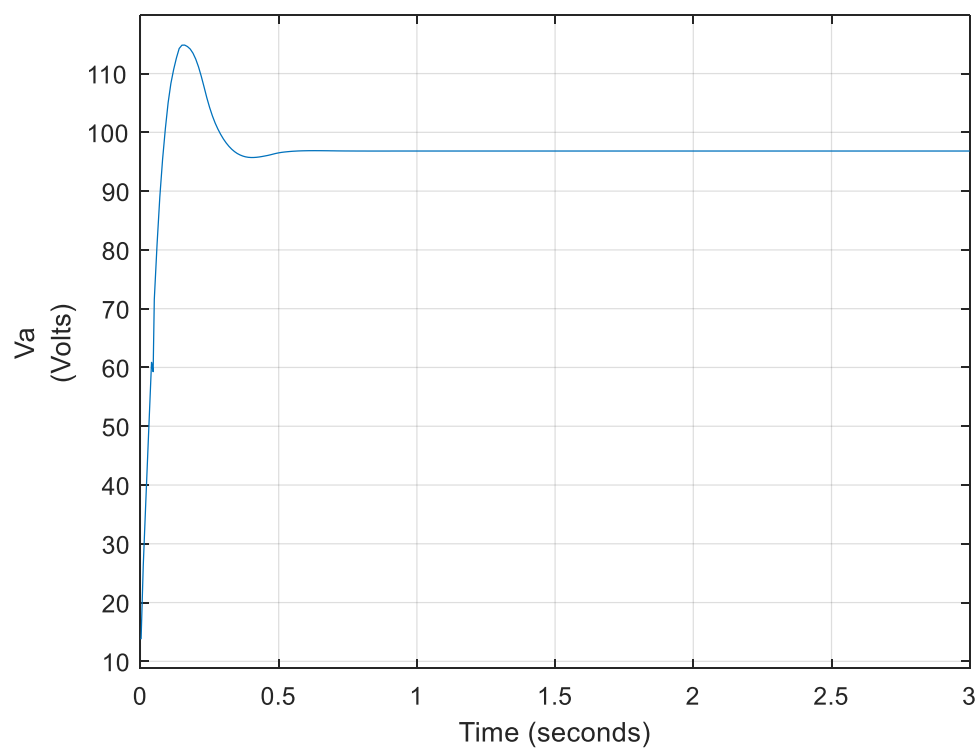
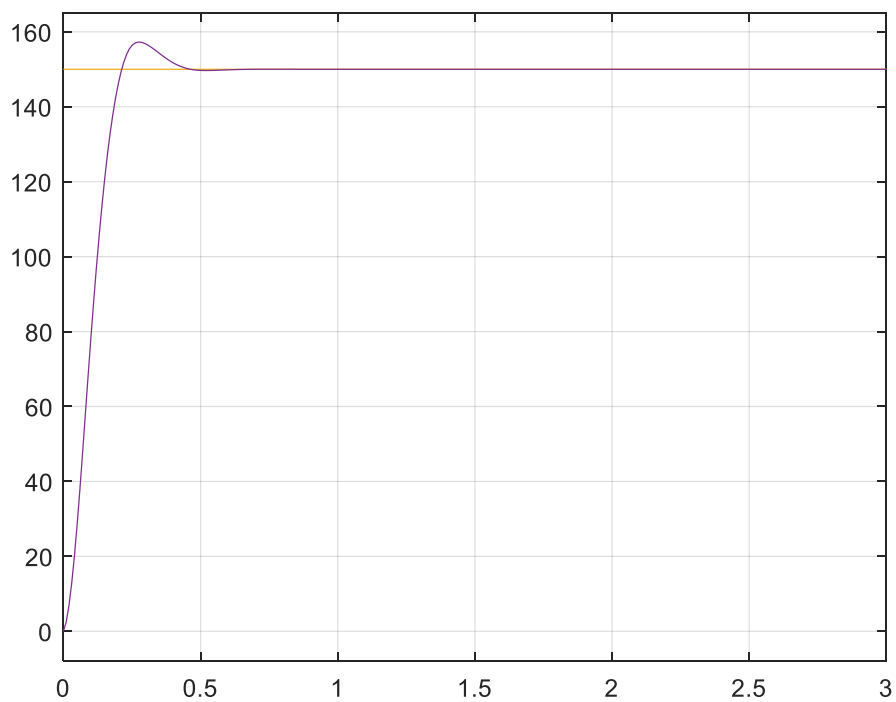
- Ρυθμίζουμε τα K_e/K για γρηγορότερη απόκριση. Έτσι έχουμε $K_e = 1.2$ και $K = 10$.
- Ρυθμίζουμε το α για ακόμα πιο γρήγορη απόκριση και παίρνουμε σαν τιμή $\alpha = 0.035$.

Στην παραπάνω εφαρμογή, επιλέχθηκε χρόνος δειγματοληψίας $T = 0.01 \text{ sec}$

Έτσι προκύπτει η ακόλουθη διάταξη:



Οι βηματική απόκριση του ελεγκτή καθώς και η είσοδος ελέγχου φαίνεται παρακάτω.

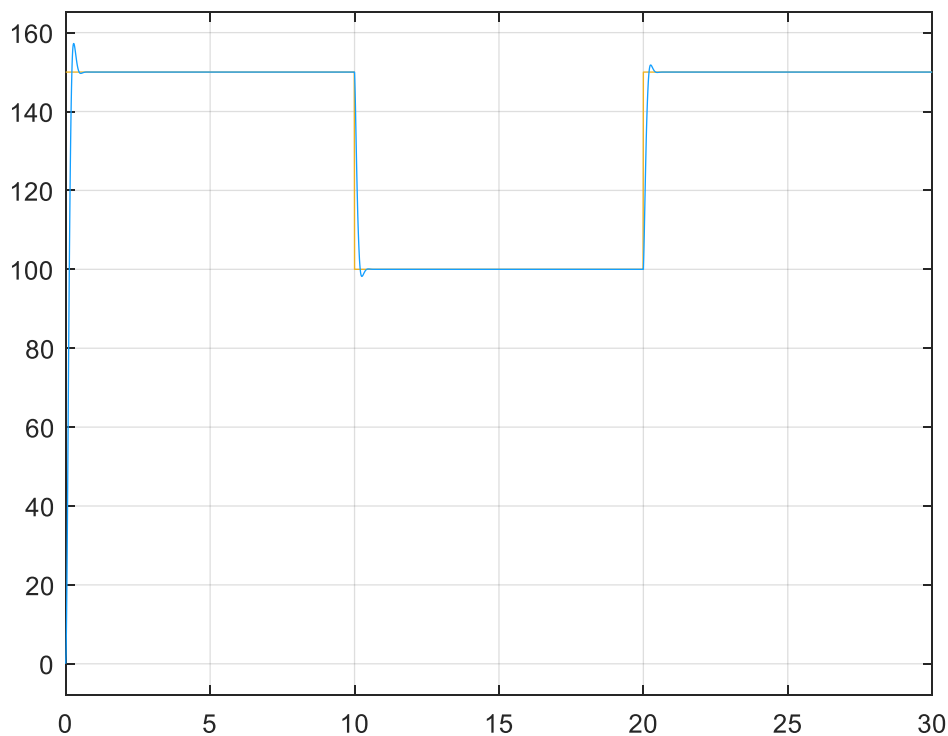


Βλέπουμε ότι ο χρόνος ανόδου βρίσκεται στα $140.664ms$ ενώ το overshooting στο 4.737% όπου πληρούν τις προδιαγραφές. Επίσης από τη βηματική απόκριση του σήματος ελέγχου V_a παρατηρούμε ότι $V_a(t) \leq 200V$ για κάθε $t > 0$. Επομένως ικανοποιείται και η πέμπτη προδιαγραφή.

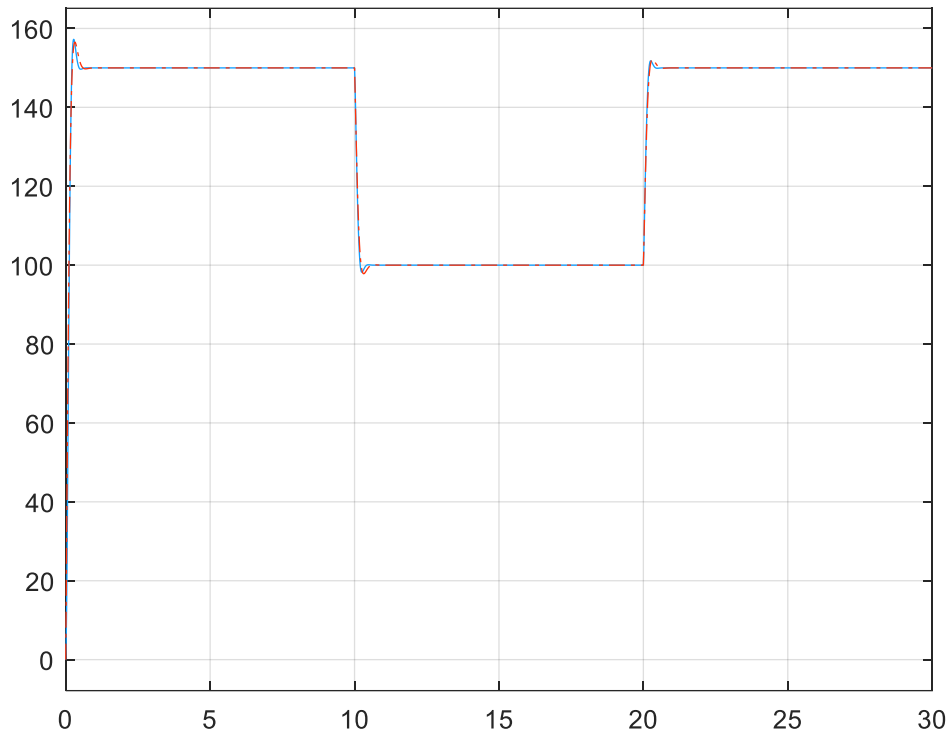
Τα χαρακτηριστικά των αποκρίσεων του γραμμικού PI και του FZ-PI δίνονται στον πίνακα που ακολουθεί:

	K_P	K_I	K_e	α	K	Χρόνος Ανόδου	Ποσοστό Υπερύψωσης
PI	0.31011	8.1187	—	—	—	157 msec	4.35%
FZ-PI, Αρχικά	—	—	1	0.0382	8.118	180 msec	2.58%
FZ-PI, Τελικά	—	—	1.2	0.035	10	140 msec	4.74%

Εφαρμόζουμε λοιπόν τη διέγερση του Σχ. 3 στο σύστημα και παίρνουμε το διάγραμμα απόκρισης-διέγερσης του συστήματος (με μπλέ χρώμα φαίνεται η έξοδος ενώ με κίτρινο η είσοδος):



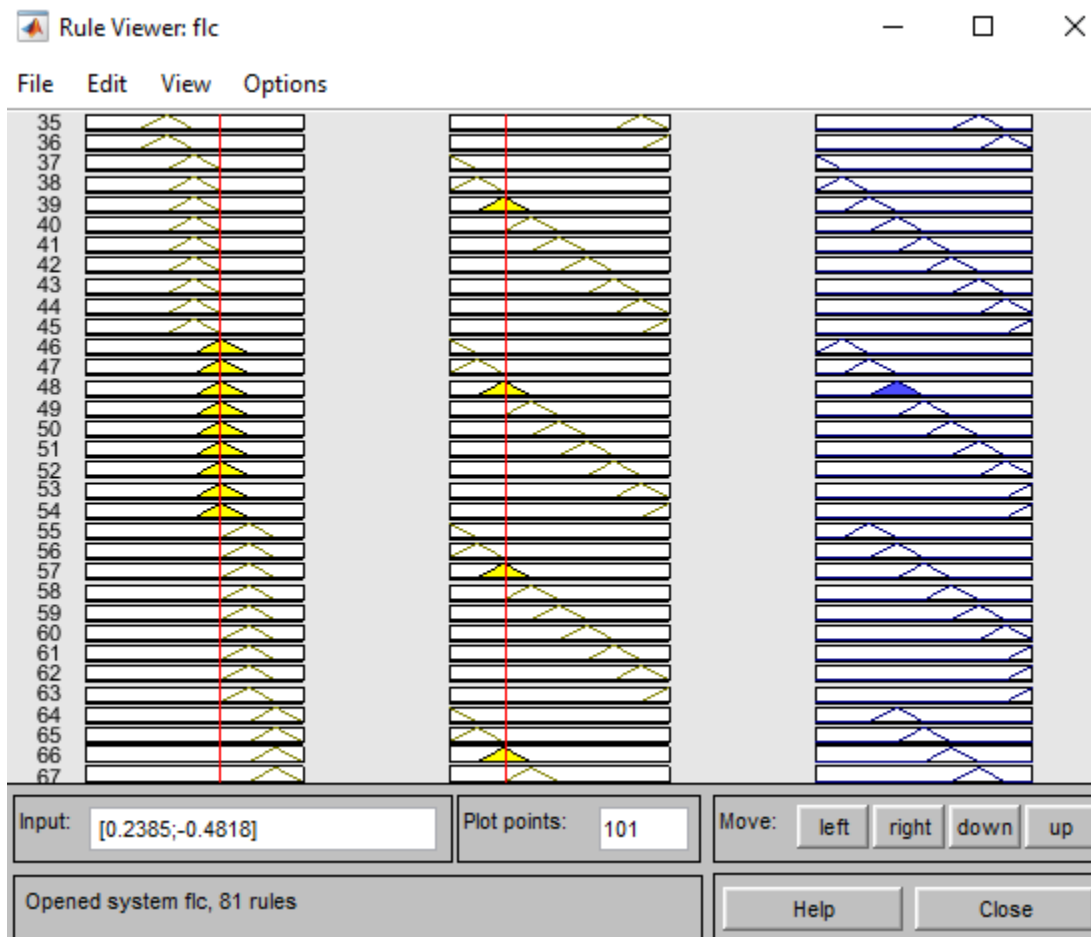
Επιπλέον παρακάτω φαίνεται η επίδραση στην έξοδο του συστήματος η οποία προκύπτει από τη ρύθμιση των κερδών του ελεγκτή FZ-PI (με μπλε χρώμα φαίνεται η απόκριση του FZ-PI ενώ με κόκκινες ημι-διακεκομμένες γραμμές η απόκριση του γραμμικού PI ελεγκτή):



Θεωρούμε τώρα μια διέγερση όπου **e is PS** ΚΑΙ **Δe is NM**. Σύμφωνα με τη βάση που αναπτύξαμε παραπάνω αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα μια έξοδο **Δu is NS**.

Πρακτικά αυτό μεταφράζεται ως εξής: Το σφάλμα e είναι θετικά μικρό και επομένως η τρέχουσα έξοδος του συστήματος βρίσκεται λίγο κάτω από το σήμα αναφοράς $y(k) < r$. Επίσης η μεταβολή του σφάλματος Δe είναι αρνητικά μέτρια δηλαδή η έξοδος του συστήματος αυξάνεται μέτρια σε σχέση με την προηγούμενη τιμή της $y(k) > y(k-1)$. Επομένως θα πρέπει να μειώσουμε το σήμα ελέγχου με μικρό ρυθμό προκειμένου να αποφύγουμε την υπερπήδηση του σήματος αναφοράς και κίνηση πάνω από αυτό.

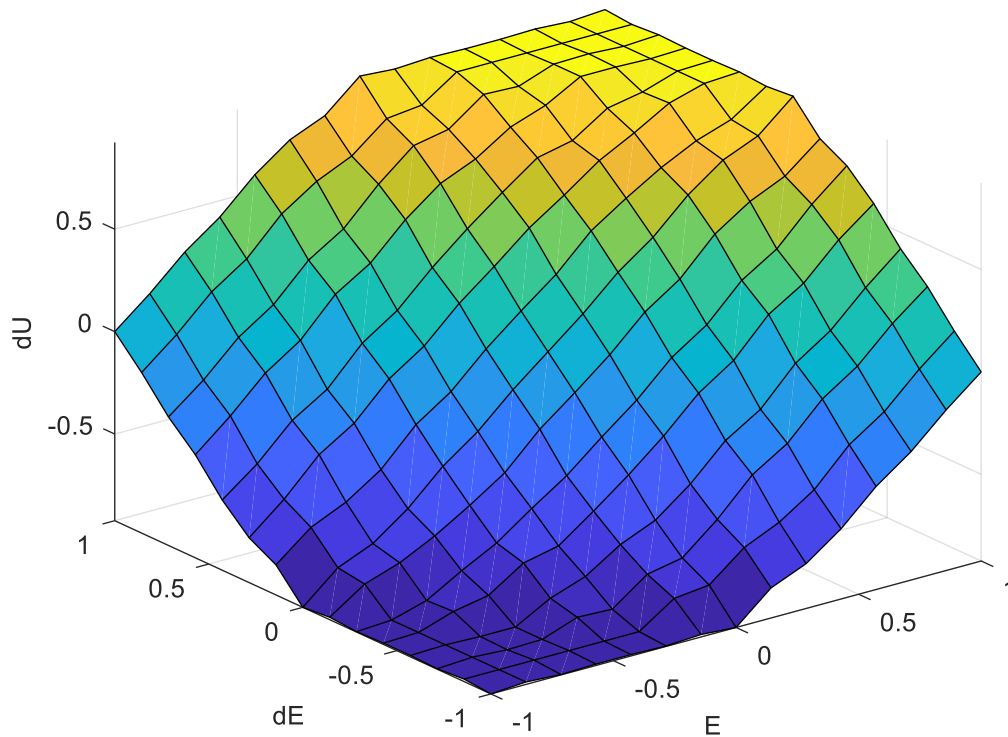
Η διέγερση αυτή φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Όπως βλέπουμε στην παραπάνω εικόνα εφαρμόζεται η διέγερση **E is PS AND ΔE is NM** και το αποτέλεσμα είναι **ΔU is NS**. Επειδή λοιπόν ο μόνος κανόνας που διεγείρεται στην έξοδο είναι ο NS το συνολικό συμπέρασμα που προκύπτει θα είναι και αυτό που φαίνεται στο σχήμα.

Εδώ πέρα να τονίσουμε πως θεωρήσαμε ότι ο μόνος κανόνας που διεγείρεται είναι ο **IF E is PS AND ΔE is NM THEN ΔU is NS**. Κάλιστα όμως θα μπορούσε μαζί με αυτόν τον κανόνα να διεγερώντουσαν και άλλοι κανόνες όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:

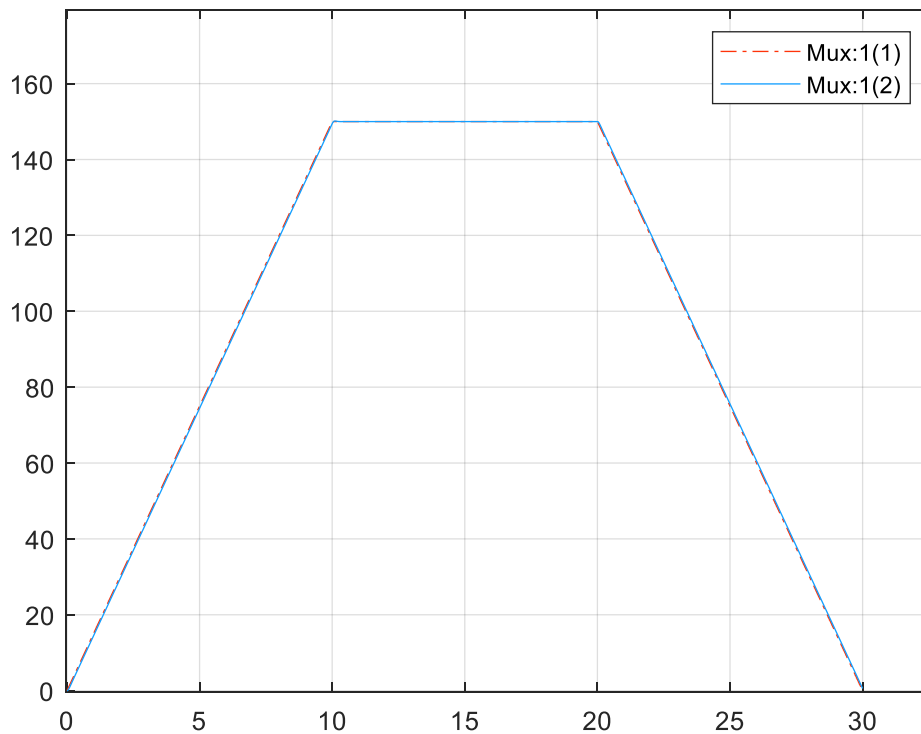
Η τρισδιάστατη επιφάνεια της εξόδου του ασαφούς ελεγκτή $\Delta u(k)$ σε σχέση με τις εισόδους $e(k)$ και $\Delta e(k)$ φαίνεται παρακάτω:



Όπως παρατηρούμε η μορφή των κανόνων είναι απολύτως λογική και αναμενόμενη καθώς πρέπει να διατηρεί το σφάλμα στο μηδέν. Δηλαδή για μεγάλο θετικό/αρνητικό σφάλμα εμφανίζεται μεγάλη τιμή στο ΔU που προσπαθεί να το μειώσει/αυξήσει με μεγάλο ρυθμό ενώ για μικρά σφάλματα εμφανίζεται μικρή τιμή στο ΔU που προσπαθεί να το μειώσει/αυξήσει με μικρό ρυθμό. Είναι φανερό λοιπόν ότι η σχέση μεταξύ e , Δe , Δu και άρα και η ασαφής βάση κανόνων είναι γραμμική.

Σενάριο 2

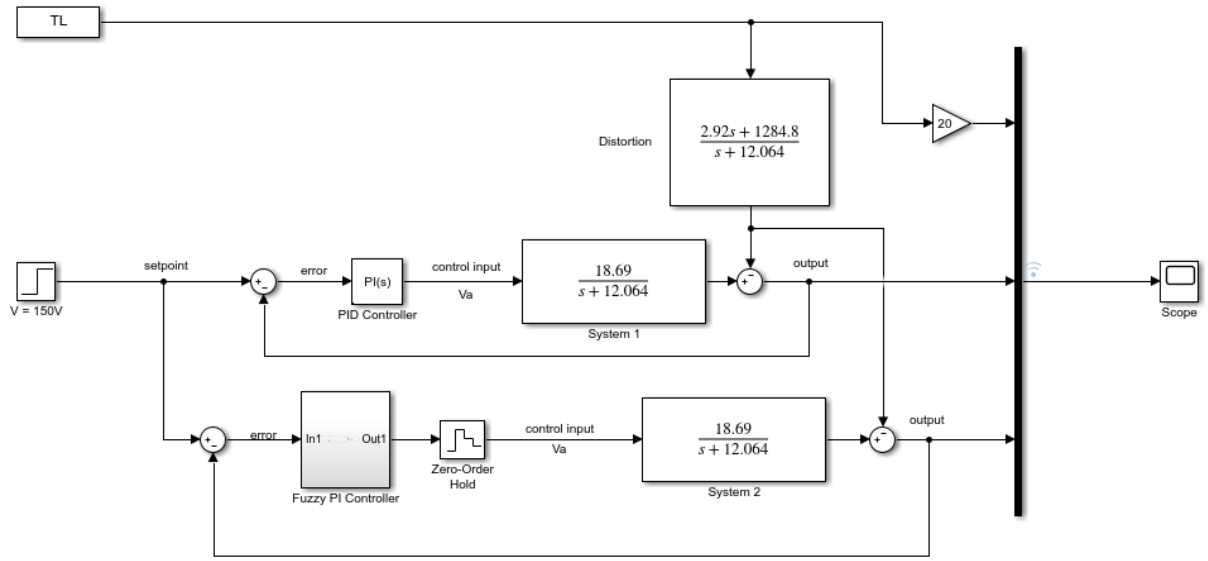
Στο σενάριο αυτό εξετάζουμε το προφίλ κίνησης του Σχ.4. Αλλάζοντας την είσοδο και τρέχοντας το simulation παίρνουμε και πάλι την απόκριση των στροφών του συστήματος κλειστού βρόγχου σε σχέση με το προφίλ της κίνησης που προδιαγράφεται (με μπλε φαίνεται η έξοδος ενώ με ημι-διακεκομμένες κόκκινες γραμμές η είσοδος):



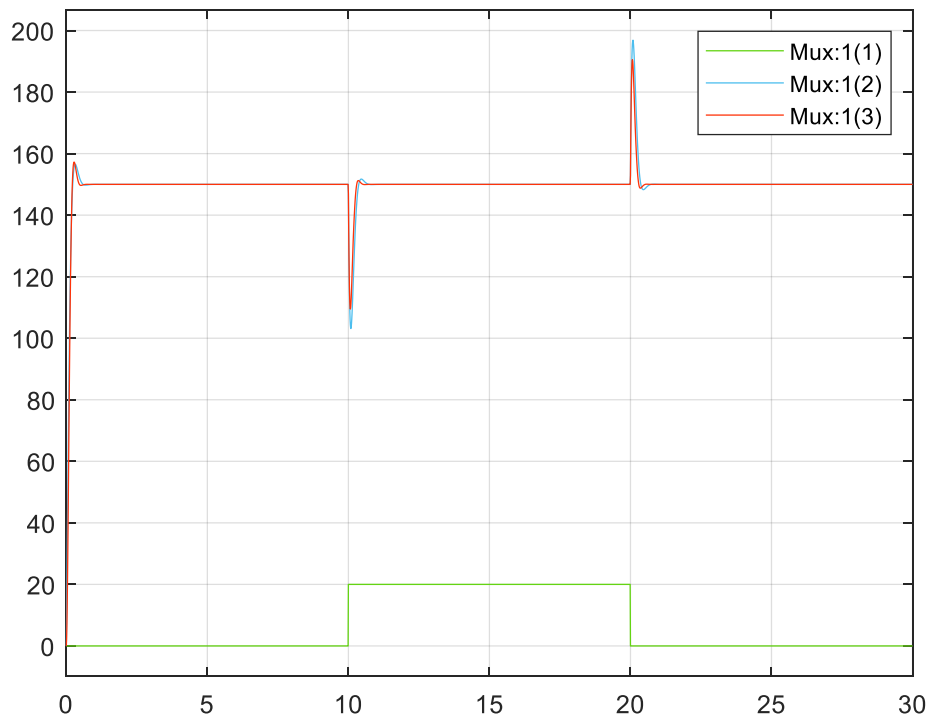
Παρατηρούμε ότι η απόκριση έχει πολύ μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης ενώ παρακολουθεί πιστά τη μορφή της επιτάχυνσης και της επιβράδυνσης. Επιπλέον η υπερύψωση είναι σχεδόν μηδενική (0.505%). Έτσι δε χρειάζεται επιπλέον ρύθμιση των κέρδων κλιμακοποίησης.

Σενάριο 3

Αυτό σενάριο παρουσιάζει μια αρκετά μεγάλη διαφοροποίηση σε σχέση με τα προηγούμενα. Για πρώτη φορά ο όρος TL είναι μη μηδενικός. Αυτό, πρακτικά, μεταφράζεται σαν μια ροπή εξωτερικής φύσεως που εμφανίζεται στο σύστημα. Το νέο ανανεωμένο σύστημα παρουσιάζεται παρακάτω:



Η γραφική παράσταση της απόκρισης των στροφών του συστήματος κλειστού βρόγχου φαίνεται παρακάτω. Με ανοιχτό μπλε απεικονίζεται η απόκριση του γραμμικού ελεγκτή, με κόκκινο η απόκριση του ασαφούς ελεγκτή ενώ με πράσινο το προφίλ της διαταραχής (κλιμακοποιημένο με κέρδος 20):



Παρατηρούμε πως με την εμφάνιση της διαταραχής οι στροφές παρουσιάζουν μια μικρή βύθιση και στη συνέχεια επανέρχονται στην κανονική τιμή λειτουργίας. Με άλλα λόγια, το σύστημα κλειστού βρόγχου απορροφά τις διαταραχές και αναπροσαρμόζει τη λειτουργία του έτσι ώστε η ταχύτητα να παραμένει σταθερή.