



ΑΛΕΞΑΝΔΡΕΙΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΑΥΤΟΜΑΤΙΣΜΟΥ Τ.Ε.

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟΥ
ΤΕΤΡΑΚΟΠΤΕΡΟΥ

ΥΠΕΥΘΥΝΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ : ΧΡΗΣΤΟΣ ΥΦΟΥΛΗΣ

ΣΠΟΥΔΑΣΤΕΣ : ΑΛΒΑΝΟΣ ΝΙΚΟΛΑΟΣ , ΙΩΣΗΦΙΔΗΣ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ

Θεσσαλονίκη Ιανουάριος 2018

Ευχαριστίες

Ευχαριστούμε πολύ τον Κύριο Χρήστο Υφούλη για την πολύτιμη συνεργασία του και την βοήθεια που μας προσέφερε για το πέρας της πτυχιακής εργασίας.

Θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά τις οικογένειες και τους φίλους μας για το κουράγιο και την υποστήριξη που μας πρόσφεραν όλα αυτά τα χρόνια.

Περίληψη

Σκοπός της συγκεκριμένης πτυχιακής εργασίας είναι η κατασκευή και ο έλεγχος θέσης ενός εργαστηριακού τετρακόπτερου (quadcopter). Αρχικά θα παρουσιαστούν τα απαραίτητα εξαρτήματα για την συναρμολόγηση της καθώς επίσης και οι μέθοδοι ελέγχου που χρησιμοποιήθηκαν. Μετά την ολοκλήρωση της κατασκευής, σειρά είχαν οι πρώτες δοκιμές με σκοπό την αναγνώριση του μαθηματικού μοντέλου του συστήματος. Με βάση τα αποτελέσματα της αναγνώρισης το σύστημα προσεγγίστηκε ως πρωτοβάθμιο. Κατά την αναγνώριση του συστήματος γίνεται πλέον εφικτή η σχεδίαση ελεγκτών. Η πρώτη προσπάθεια για έλεγχο πραγματοποιήθηκε με την υλοποίηση ενός αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή (PI), κάνοντας χρήση τεσσάρων μεθόδων σχεδίασης. Στην συνέχεια κρίνεται απαραίτητη η εύρεση ενός δευτεροβάθμιου μοντέλου. Έπειτα παρουσιάζονται οι μέθοδοι σχεδίασης ενός αναλογικού-διαφορικού ελεγκτή (PD), ενός αναλογικού-ολοκληρωτικού-διαφορικού ελεγκτή (PID) καθώς επίσης και η εισαγωγή όλων των απαραίτητων φίλτρων. Τέλος θα συγκριθούν οι τρεις βασικοί ελεγκτές (PI,PD,PID) και θα πραγματοποιηθεί αναφορά στις πιθανές βελτιστοποιήσεις της πτυχιακής.

Abstract

The purpose of this thesis is the construction and position's control of a quadcopter. First of all, there is a presentation of the necessary parts for its assembly as well as of the control methods used. The first thing to be done after the completion of the construction was a test flight in order to identify the mathematical model of the system. Based on the results of identification, the system was approached as a first order system. After the identification is done, it's now possible to design controllers. The first attempt to control the quadcopter was accomplished by implementing a proportional-integral controller (PI), using four different methods. Afterwards, a second order system is considered necessary to be found. The design methods of a proportional-derivative controller (PD), a proportional-integral-derivative controller (PID) and the application of all necessary filters are the presented. Finally, the three controllers (PI, PD, PID) will be compared, and a reference for possible optimizations will be made.

Περιεχόμενα

1 Ιστορική εξέλιξη ιπτάμενων οχημάτων.....	1
1.1 Η βασική ιδέα.....	1
1.2 Η πρώτη πραγματική πτήση μη επανδρωμένου.....	2
1.3 Μη επανδρωμένα σταθερού πτερυγίου.....	2
1.4 Τετρακόπτερο.....	2
1.5 Μη επανδρωμένα αεροσκάφη	3
1.6 Έλεγχος μη επανδρωμένων	3
1.7 Χρήση των μη επανδρωμένων	3
1.8 Κατηγορίες μη επανδρωμένων	4
1.9 Πλεονεκτήματα των μη επανδρωμένων	6
1.10 Βασικοί σχηματισμοί του τετρακόπτερου και κινήσεις στο χώρο.....	6
1.10.1 Σχηματισμός +	7
1.10.2 Σχηματισμός x.....	8
2 Περιγραφή της κατασκευής και των εξαρτημάτων της	10
2.1 Arduino	10
2.1.1 Τροφοδοσία Arduino.....	11
2.1.2 Περιγραφή βασικών ακροδεκτών	11
2.3 Περιγραφή Brushless DC	11
2.3.1 Πλεονεκτήματα	12
2.4 Electronic Speed Controller (ESC).....	13
2.4.1 Βασικά στοιχεία του (ESC).....	14
2.4.2 Λειτουργία ESC	14
2.4.3 Οδήγηση Κινητήρων (BLDC)	15
2.5 Προπέλες	16
2.5.1 Βασικά χαρακτηριστικά.....	17
2.5.2 Πως επηρεάζει το μέγεθος της προπέλας.....	17
2.6 Τροφοδοτικό	18
2.6.1 Παλμοτροφοδοτικό	18
2.7 Αισθητήριο απόστασης	19
2.7.1 Αρχή λειτουργίας αισθητηρίου HC-SR04	21
2.8 Η επιλογή των υλικών	21
2.9 Κυκλωματική διάταξη ελέγχου	23

2.10 Μέρη της κατασκευής.....	24
3 Θεωρία ελεγκτών και αναγνώριση του συστήματος.....	26
3.1 Βασική θεωρία ελεγκτών.....	26
3.2 Αναγνώριση του συστήματος.....	30
4 Σχεδίαση αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή (PI) και σύγκριση προσομοίωσης με πειραματικά αποτελέσματα.....	34
4.1 Κατάργηση αρχικού πόλου.....	34
4.1.1 Βηματική είσοδος.....	36
4.1.2 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα).....	39
4.2 Κατάργηση νέου πόλου (ολοκληρωτή).....	41
4.2.1 Βηματική είσοδος.....	43
4.2.2 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα).....	46
4.3 Τοποθέτηση του μηδενικού αριστερά των δύο πόλων.....	48
4.3.1 Βηματική είσοδος.....	50
4.3.2 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα).....	52
4.4 Σχεδίαση σύμφωνα με το βέλτιστο πολυώνυμο (ITAE).....	54
4.4.1 Βηματική είσοδος.....	57
4.4.2 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα).....	60
4.5 Συμπεράσματα Κεφαλαίου.....	62
5 Αναγνώριση συστήματος δευτέρου βαθμού και σχεδίαση αναλογικού-διαφορικού ελεγκτή (PD).....	65
5.1 Διαδικασία αναγνώρισης μοντέλου δευτέρου βαθμού.....	65
5.2 Σχεδίαση ελεγκτή PD σύμφωνα με το βέλτιστο πολυώνυμο (ITAE).....	73
5.2.1 Εισαγωγή πρόδρασης στο σύστημα.....	76
5.2.2 Βηματική είσοδος.....	80
5.2.3 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα).....	81
5.3 Συμπεράσματα Κεφαλαίου.....	82
6 Σχεδίαση αναλογικού-ολοκληρωτικού-διαφορικού ελεγκτή (PID) και χρήση φίλτρων.....	84
6.1 Σχεδίαση PID σύμφωνα με το βέλτιστο πολυώνυμο (ITAE).....	84
6.2 Θεωρία φίλτρων και επίδραση αυτών στο σύστημα.....	87
6.2.1 Ανάλυση του φίλτρου παραγώγου (N).....	89
6.2.2 Βηματική είσοδος.....	90
6.2.3 Ανάλυση του συντελεστή στάθμισης.....	94
6.2.4 Βηματική είσοδος.....	95
6.2.5 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα).....	99

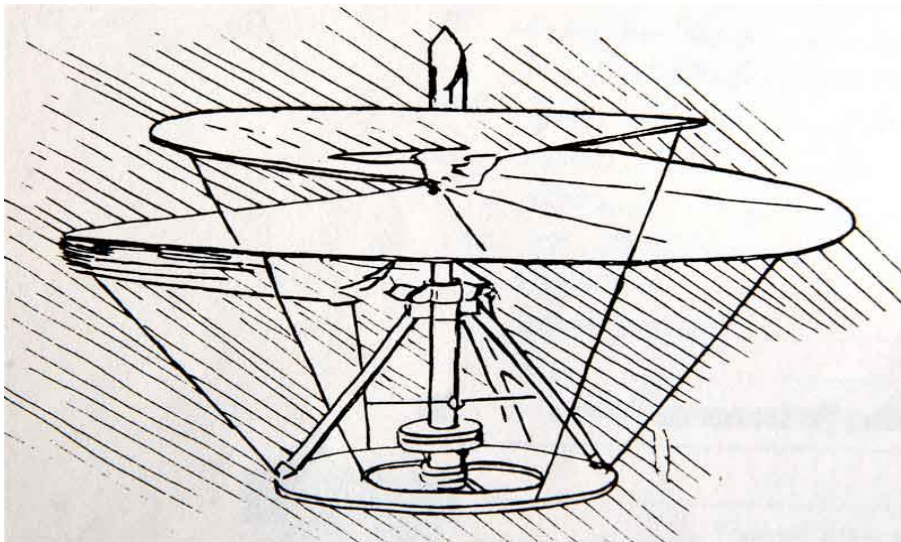
6.2.6 Ανάλυση του φίλτρου εισόδου (Prefilter).....	101
6.2.7 Βηματική είσοδος.....	104
6.2.8 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα)	107
6.3 Χώρος κατάστασης (State-Space)	109
6.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου	111
7 Παράρτημα Κώδικα – Μελλοντικές Βελτιστοποιήσεις	113
7.1 Βασικός κώδικας	113
7.2 Βελτιστοποιήσεις πτυχιακής	118
Βιβλιογραφία.....	120

1 Ιστορική εξέλιξη ιπτάμενων οχημάτων

1.1 Η βασική ιδέα

Το όνειρο της πτήσης, μία από τις μεγαλύτερες προκλήσεις για τους ανθρώπους, είχε δημιουργήσει απογοήτευση αιώνων και εκατοντάδες δραματικές προσπάθειες. Η έννοια του αυτομάτου είχε απασχολήσει από τα αρχαία χρόνια τους ανθρώπους. Πρώτος, ο Αρχύτας από τον Τάραντα της Σικελίας (430-350 π.χ.), καινοτόμος στα μαθηματικά και ιδρυτής της επιστημονικής μηχανικής, κατασκεύασε ένα αεριοπρωθούμενο περιστέρι, που αποκλήθηκε 'πετομηχανή' ή 'περιστερά'.

Μία από τις πρώτες προσπάθειες κατασκευής ιπτάμενου οχήματος πραγματοποιήθηκε την περίοδο την Αναγέννησης από τον Leonardo da Vinci, ο οποίος ήταν ένας από τους πιο πολυμήχανους ανθρώπους στην ιστορία της ανθρωπότητας. Ήταν Ιταλός αρχιτέκτονας, ζωγράφος, γλύπτης, μουσικός, εφευρέτης, μηχανικός. Από το 1487-1490 εμφανίστηκαν τα πρώτα σχέδια του μηχανικού για πτητικές συσκευές. Το πιο διάσημο από αυτά ήταν η αεροέλικα ή ελικοπτερο του Leonardo, το οποίο ήταν ένα ξύλινο πλέγμα με μια πάνινη έλικα από πάνω του, η οποία περιστρέφεται για να προκαλέσει ανύψωση.



Εικόνα 1 : Ελικοειδής αερόβιδα του Leonardo da Vinci

1.2 Η πρώτη πραγματική πτήση μη επανδρωμένου

Η πρώτη χρήση ενός μη επανδρωμένου οχήματος συνέβη στις 22 Αυγούστου 1849. Το αεροσκάφος αυτό ονομαζόταν Austrian Balloon και ήταν ένα αερόστατο φορτωμένο με εκρηκτικό υλικό. Χρησιμοποιήθηκε από την Αυστρία για τον βομβαρδισμό της Ιταλικής πόλης Βενετία. Τα αερόστατα απογειώθηκαν από το αυστριακό πλοίο Vulcano. Ένα σημαντικό μειονέκτημα αυτών ήταν η πορεία του ανέμου. Στην πρώτη κιάλας αποστολή που πραγματοποιήθηκε από την Αυστρία, το πρόβλημα αυτό έγινε φανερό. Παρά το γεγονός ότι μερικά αερόστατα κατάφεραν επιτυχώς να βομβαρδίσουν την Βενετία, κάποια λόγω του μη ευνοϊκού ανέμου πέρασαν σε Αυστριακό έδαφος.

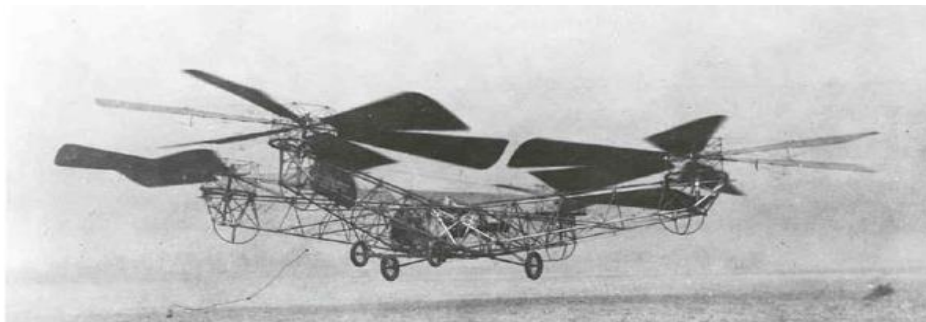
Γενικά, τα αερόστατα δεν αποτελούν μέχρι σήμερα μία αξιόπιστη μη επανδρωμένη πλατφόρμα, αντίθετα τα αεροσκάφη σταθερών πτερυγίων, λόγω, τόσο των επιδόσεών τους όσο και της δυνατότητας εξέλιξής τους αποτελούν μία σταθερή λύση.

1.3 Μη επανδρωμένα σταθερού πτερυγίου

Λίγο μετά τον πρώτο παγκόσμιο πόλεμο κατασκευάστηκε το πρώτο μη επανδρωμένο αεροσκάφος. Πρωτοπόρο, χρησιμοποιώντας τεχνικές ραδιοελέγχου ήταν το Ruston Proctor Aerial Target του 1916. Λίγο αργότερα στις 12 Σεπτεμβρίου, το 'Hewitt – Sperry Automatic Airplane' γνωστό και ως 'flying bomb' πραγματοποίησε την πρώτη του πτήση. Ο έλεγχος του πραγματοποιήθηκε με την χρήση γυροσκοπίων που αναπτύχθηκαν από τον Έλμερ Σπέρι. Ο σκοπός ήταν αυτό το είδος αεροσκάφους να χρησιμοποιηθεί ως 'εναέρια торπίλη'.

1.4 Τετρακόπτερο

Το πρώτο τετρακόπτερο κατασκευάστηκε από τον Dr. George de Bothezat και τον Ivan Jerome το 1924, με τέσσερις ρότορες, που ο καθένας τους έφερε έξι πτερύγια, στο τέλος μιας δομής σχήματος Χ. Αρκετές πτήσεις πραγματοποιήθηκαν μέχρι τα τέλη του 1923 όπου το συγκεκριμένο τετρακόπτερο δεν κατάφερε να ανυψωθεί περισσότερο από πέντε μέτρα.



Εικόνα 2 : Το τετρακόπτερο του Bothezat και Ivan Jerome.

1.5 Μη επανδρωμένα αεροσκάφη

Όλα τα οχήματα τα οποία δεν ελέγχονται από πιλότο εντός του οχήματος, αλλά από κάποιο απομακρυσμένο σημείο, ονομάζονται μη επανδρωμένα οχήματα. Τα ιπτάμενα μη επανδρωμένα οχήματα είναι γνωστά ως drones ή UAVs (Unmanned Aerial Vehicles).

Τα μη επανδρωμένα οχήματα μπορούν να κινηθούν:

- Στον αέρα (πάνω από την επιφάνεια της γης).
- Στην επιφάνεια της θάλασσας.
- Υπό την θάλασσα.

1.6 Έλεγχος μη επανδρωμένων

Ο έλεγχος αυτών των οχημάτων μπορεί να πραγματοποιηθεί, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, είτε από απόσταση (π.χ. τηλεχειριστήριο), είτε προγραμματίζοντάς τα να εκτελούν ορισμένες εντολές (διαγραφή συγκεκριμένης πορείας) χωρίς ανθρώπινη παρέμβαση. Αυτό τα καθιστά αυτόνομα. Η αυτονομία τους είναι το κυριότερο χαρακτηριστικό τους καθώς μηδενίζουν τον κίνδυνο που θα διέτρεχε ο πιλότος.

1.7 Χρήση των μη επανδρωμένων

Ο κυριότερος λόγος ανάπτυξης των μη επανδρωμένων ιπτάμενων οχημάτων είναι η χρήση τους για στρατιωτικές εφαρμογές, (π.χ. μεταφορά εκρηκτικών, παρακολούθηση, κατασκοπία, κ.α.) Τα τελευταία χρόνια χρησιμοποιούνται και σε άλλα πεδία, όπως χαρτογράφηση, τηλεπισκόπηση, κινηματογραφικές λήψεις τοπίων, πρόσβαση σε δύσβατες περιοχές για εξερεύνηση και για μεταφορά εξοπλισμού πρώτων βοηθειών, επιτήρηση μεγάλων χώρων όπως εργοστάσια κ.α..

1.8 Κατηγορίες μη επανδρωμένων

Τα μη επανδρωμένα οχήματα (UAVs), μπορούν να διαχωριστούν σε τρεις βασικές κατηγορίες ανάλογα με το σύστημα ανύψωσης που διαθέτουν.

- Ιπτάμενα οχήματα σταθερών πτερυγίων.

Η μορφή αυτών των οχημάτων μοιάζει με αυτή των συμβατικών αεροπλάνων. Στα πτερύγια οφείλεται η ικανότητα τους να απογειώνονται, να προσγειώνονται και να κινούνται διατηρώντας σταθερό το ύψος τους. Ένα σημαντικό μειονέκτημα αυτής της κατηγορίας είναι το γεγονός ότι δεν έχουν την δυνατότητα σταθερής πτήσης πάνω από ένα σημείο (το γνωστό και ως hover) σε αντίθεση με τις άλλες δυο κατηγορίες.



Εικόνα 3 : Μη επανδρωμένο ιπτάμενο όχημα σταθερών πτερυγίων

- Ιπτάμενα οχήματα περιστρεφόμενου πτερυγίου.

Η μορφή αυτών των οχημάτων μοιάζει με αυτή των συμβατικών ελικοπτέρων. Τα οχήματα αυτής της κατηγορίας διαθέτουν έναν κύριο έλικα ο οποίος χρησιμοποιείται για την ώθηση του οχήματος, και έναν δευτερεύον στο τέλος του κύριου κορμού, ο οποίος είναι υπεύθυνος για τους απαραίτητους ελιγμούς.



Εικόνα 4 : Μη επανδρωμένο ιπτάμενο όχημα περιστρεφόμενου πτερυγίου

- Ιπτάμενα οχήματα με περιστρεφόμενους ρότορες.

Χαρακτηριστικό αυτών των οχημάτων είναι το γεγονός ότι η ώθησή τους οφείλεται στην περιστροφή των ελίκων στον οριζόντιο άξονα, δηλαδή η ώθηση γίνεται στον κάθετο άξονα. Αυτά τα οχήματα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τον αριθμό των ελίκων τους σε:

- 1) 3 έλικες (τρικόπτερο)
- 2) 4 έλικες (τετρακόπτερο)
- 3) 6 έλικες (εξακόπτερο)
- 4) 8 έλικες (οκτακόπτερο)



Εικόνα 5 : Μη επανδρωμένο ιπτάμενο όχημα με περιστρεφόμενους ρότορες.

Τετρακόπτερο είναι ένα ελικοφόρο μικρού μεγέθους του οποίου η λειτουργία βασίζεται στην ύπαρξη τεσσάρων κινητήρων. Οι κινητήρες που τοποθετούνται στα τετρακόπτερα λειτουργούν ανά ζεύγη. Το πρώτο ζεύγος περιστρέφεται με την φορά του ρολογιού (CW), και το δεύτερο με την αντίθετη φορά (CCW). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, αποδίδοντας διαφορετικά επίπεδα ισχύος σε κάθε κινητήρα, να δίνεται η δυνατότητα στο χειριστή να επιτύχει μεγάλη γκάμα κινήσεων. Με την αλλαγή της ταχύτητας του κάθε ρότορα, είναι δυνατόν να δημιουργηθεί μία ολική ώθηση έχοντας ως αποτέλεσμα πλευρική ή διαμήκης κίνηση.

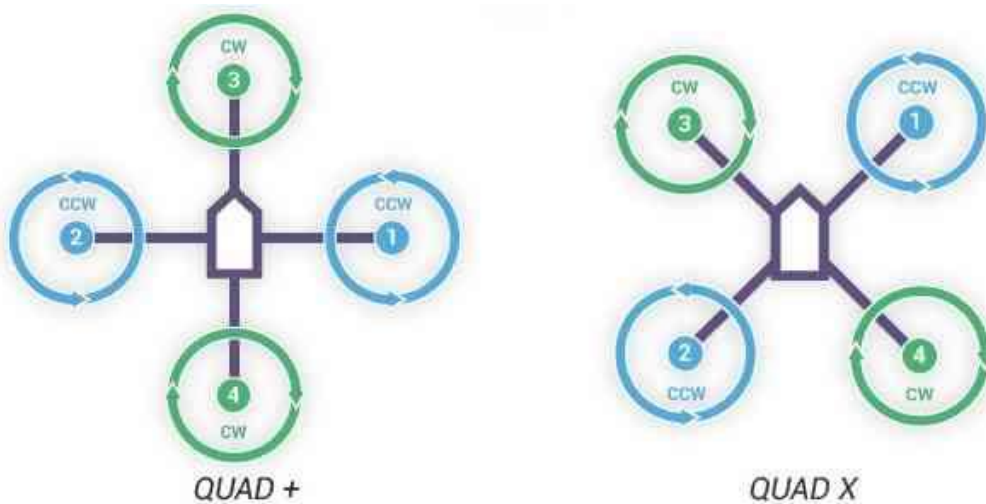
1.9 Πλεονεκτήματα των μη επανδρωμένων

Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα που έχουν τα μη επανδρωμένα οχήματα είναι τα εξής :

- Η ικανότητα τους να λειτουργούν σε πολύ επικίνδυνα περιβάλλοντα χωρίς τον ανθρώπινο κίνδυνο.
- Λόγω της απουσίας του πιλότου μπορούν να πραγματοποιήσουν κινήσεις και ελιγμούς που δεν περιορίζονται από τα ανθρώπινα όρια.
- Μπορούν να σχεδιαστούν σε κάθε επιθυμητό μέγεθος.

Καταλήγοντας σε σύγκριση με ένα συμβατικό ελικόπτερο που έχει έναν τεράστιο ρότορα ανύψωσης ,ο οποίος δεν είναι ασφαλής, ένα τετρακόπτερο μπορεί να θεωρηθεί ασφαλέστερο, ευκολότερο στην χρήση και μπορεί να αντιμετωπίσει αποτελεσματικότερα άνισες ροές αέρα.

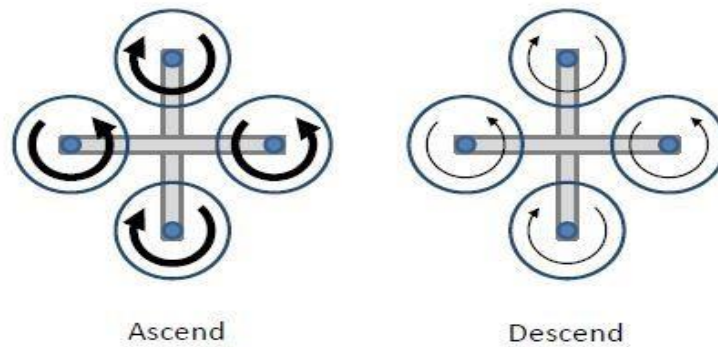
1.10 Βασικοί σχηματισμοί του τετρακόπτερου και κινήσεις στο χώρο



Εικόνα 6 : Οι δύο βασικοί σχηματισμοί ενός quadcopter.

Στην παραπάνω εικόνα παρουσιάζεται ο σχηματισμός +, και ο x. Και στους δυο σχηματισμούς, οι δυο κινητήρες του κάθε άξονα έχουν την ίδια φορά περιστροφής. Έτσι έχουμε ένα ζεύγος που περιστρέφεται με ωρολογιακή φορά (CW), και ένα ζεύγος που περιστρέφεται με ανθρωρολογιακή φορά (CCW). Αυτός είναι ο λόγος που τα τετρακόπτερα δεν παρουσιάζουν γυροσκοπικά φαινόμενα όπως τα συμβατικά ελικόπτερα.

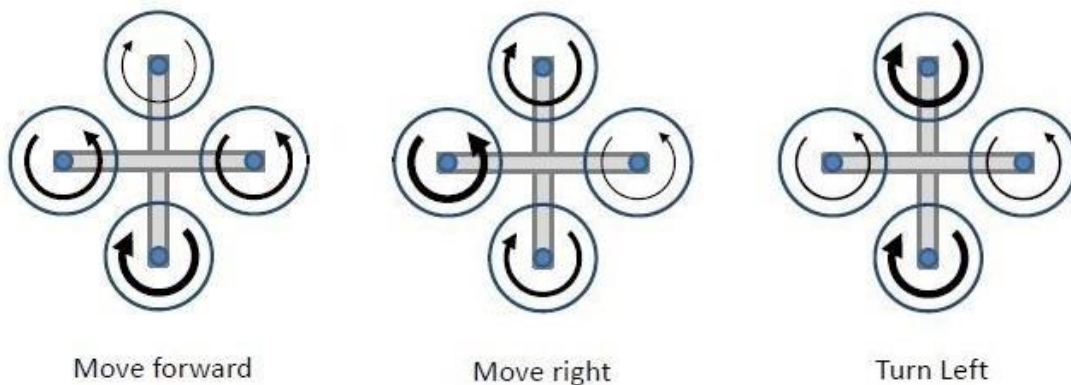
Το τετρακόπτερο ανεξάρτητα από τον σχηματισμό του για να μπορέσει αν αιωρηθεί πάνω από ένα σταθερό σημείο (hover), πρέπει η συνολική ώθηση που παράγεται από τους τέσσερις ρότορες να είναι ίση με την δύναμη της βαρύτητας που ασκείται πάνω στο όχημα. Σε περίπτωση που αυξήσουμε τις στροφές σε όλους τους κινητήρες θα παρατηρήσουμε κάθετη ανύψωση, ενώ σε αντίθετη περίπτωση θα παρατηρήσουμε πτώση.



Εικόνα 7 : Ανύψωση και πτώση τετρακόπτερου.

1.10.1 Σχηματισμός +

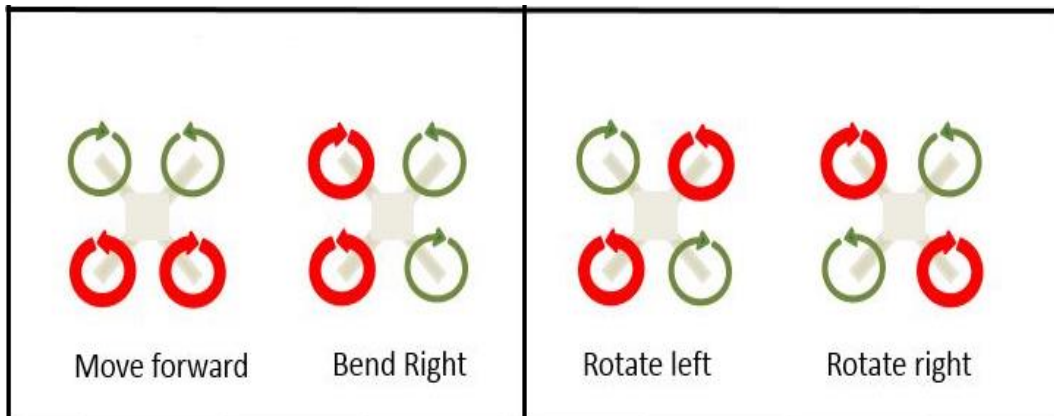
Η κίνηση προς τα εμπρός μπορεί να πραγματοποιηθεί αυξάνοντας τις στροφές του πίσω κινητήρα και μειώνοντας τις στροφές του μπροστά, διατηρώντας σταθερή την ταχύτητα των άλλων δύο. Η δεξιά κίνηση επιτυγχάνεται αυξάνοντας τις στροφές του αριστερού κινητήρα και μειώνοντας τις στροφές του δεξιού, διατηρώντας σταθερές τις στροφές των άλλων δύο. Τέλος για περιστροφή προς τα αριστερά γύρω από τον κάθετο άξονα αρκεί να αυξήσουμε την ταχύτητα των κινητήρων που περιστρέφονται με ωρολογιακή φορά (CW) και να μειώσουμε την ταχύτητα των άλλων δύο που περιστρέφονται με την αντίθετη φορά του ρολογιού (CCW).



Εικόνα 8 : Περιγραφή κινήσεων σε σχηματισμό +.

1.10.2 Σχηματισμός x

Σε αυτό το σχηματισμό για να πραγματοποιηθεί η κίνηση προς τα εμπρός αρκεί η αύξηση της ταχύτητας των δύο πίσω κινητήρων και η μείωση της ταχύτητας των δύο μπροστά. Για να κινηθεί προς τα δεξιά αρκεί η μείωση της ταχύτητας των δύο δεξιά κινητήρων και η αύξηση ταχύτητας των δύο αριστερά. Η επίτευξη της περιστροφής γύρω από τον κάθετο άξονα είτε δεξιά είτε αριστερά, επιτυγχάνεται όπως και στον σχηματισμό +.

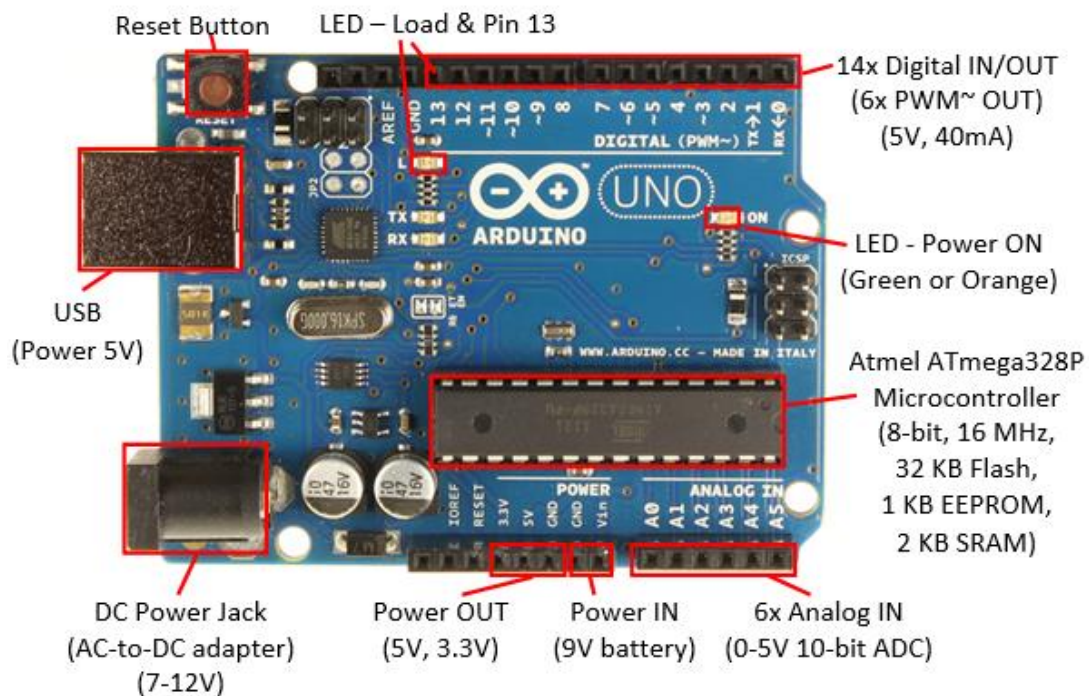


Εικόνα 9 : Περιγραφή κινήσεων σε σχηματισμό x.

2 Περιγραφή της κατασκευής και των εξαρτημάτων της

2.1 Arduino

Το Arduino είναι μια ηλεκτρονική πλατφόρμα ανοικτού κώδικα και σχεδιασμού, που βασίζεται στην εύκολη χρήση τόσο του υλικού (hardware) όσο και του λογισμικού (software). Το Arduino είναι μία πλακέτα η οποία περιλαμβάνει έναν μικροελεγκτή ATmega. Ο μικροελεγκτής αυτός διαθέτει εισόδους και εξόδους. Τα pins (inputs / outputs) μπορούν να λειτουργήσουν φορτώνοντας (upload) τον μικροελεγκτή με ένα συγκεκριμένο κώδικα. Η γλώσσα προγραμματισμού που χρησιμοποιείται είναι η Wiring, η οποία είναι αρκετά εύκολη στη σύνταξη. Η γλώσσα αυτή άλλωστε έχει βασιστεί στη C/C++.



Εικόνα 10 : Πλακέτα Arduino Uno R3.

Στην παραπάνω εικόνα παρουσιάζεται μία από τις διάφορες εκδόσεις του Arduino, η πλακέτα Arduino Uno R3 η οποία χρησιμοποιήθηκε για την πραγμάτωση της πτυχιακής εργασίας.

2.1.1 Τροφοδοσία Arduino

Οι βασικοί τρόποι τροφοδοσίας του Arduino είναι οι εξής :

- Μέσω USB θύρας υπολογιστή (5 Volt), με τη χρήση καλωδίου.
- Αυτόνομη παροχή ρεύματος από μπαταρία.
- Παροχή ρεύματος από εξωτερική πηγή (πχ τροφοδοτικό, 7-12 Volt).
- Σύνδεση παροχής ρεύματος απευθείας στα pins (+) VCC IN και (-) GND.

2.1.2 Περιγραφή βασικών ακροδεκτών

Ο Arduino Uno R3 διαθέτει :

- Δεκατέσσερις ψηφιακές γραμμές εισόδου / εξόδου (digital input/output pins)
- Έξι αναλογικές εισόδους (analog input pins).
- Δυο ακροδέκτες εξόδου (5V και 3.3V)
- Τρεις ακροδέκτες γείωσης (GND)
- Έναν ακροδέκτη Reset

Οι ψηφιακές γραμμές αριθμούνται από το 0–13 και έξι από αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την παραγωγή PWM (Pulse Width Modulation). Συγκεκριμένα οι PWM γραμμές είναι οι 3, 5, 6, 9, 10, 11. Οι αναλογικές συμβολίζονται με το γράμμα A (analog) και ένα νούμερο από το 0–5 (A0–A5).

2.3 Περιγραφή Brushless DC

Οι BLDC είναι κινητήρες συνεχούς ρεύματος όπου το βασικό τους χαρακτηριστικό είναι ότι δεν διαθέτουν ψήκτρες. Οι κινητήρες αυτοί είναι γνωστοί και ως σύγχρονοι τριφασικοί κινητήρες μόνιμου μαγνήτη. Οι κινητήρες BLDC διαθέτουν έναν ρότορα και ένα στάτη. Οι μόνιμοι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι στον δρομέα και ο στάτης είναι αυτός που φέρει τα τυλίγματα των φάσεων.

Η τροφοδότηση αυτών των κινητήρων πραγματοποιείται από μια πηγή συνεχούς ρεύματος η οποία με την σειρά της στέλνει το ρεύμα σε ένα μετατροπέα (Electronic Speed Controller - ESC). Ο ESC εντοπίζει τη θέση του δρομέα και ισοσταθμίζει την παροχή ρεύματος στις περιελίξεις του στάτη με σκοπό την δημιουργία ενός περιστρεφόμενου μαγνητικού πεδίου. Ο μετατροπέας αυτός είναι υπεύθυνος για την πρόσληψη του ρεύματος και την μετατροπή του από συνεχές σε κατάλληλο τριφασικό σήμα. Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος (BLDC), διακρίνονται σε 2 βασικές κατηγορίες :

- Κινητήρες που περιέχουν αισθητήρες hall
- Κινητήρες χωρίς αισθητήρες hall (sensorless)

Μια ακόμη σημαντική κατηγοριοποίηση τους είναι σε Outrunner και Inrunner.

- Outrunner είναι οι κινητήρες που έχουν μόνιμους μαγνήτες τοποθετημένους στο εσωτερικό ενός κελύφους (δρομέας), το οποίο με τη σειρά του είναι προσαρμοσμένο σε έναν άξονα. Τα τυλίγματα είναι τοποθετημένα πάνω στις αυλακώσεις του στάτη και έτσι ο δρομέας περιστρέφεται γύρω του.
- Inrunner είναι οι κινητήρες που έχουν τους μαγνήτες τους τοποθετημένους γύρω από τον άξονα του κινητήρα (δρομέας). Τα τυλίγματα του κινητήρα βρίσκονται στο εσωτερικό του κελύφους (στάτης). Με αυτό τον τρόπο ο δρομέας περιστρέφεται στο εσωτερικό του κελύφους.



Εικόνα 11 : BLDC κινητήρας Outrunner. Εικόνα 12: BLDC κινητήρας Inrunner.

2.3.1 Πλεονεκτήματα

Ο κινητήρας BLDC είναι η ιδανική επιλογή για εφαρμογές που απαιτούν υψηλή αξιοπιστία, υψηλή απόδοση και μεγάλο λόγο ισχύος προς όγκο. Σε γενικές γραμμές, ένας κινητήρας BLDC θεωρείται ένας κινητήρας υψηλής απόδοσης που είναι σε θέση να παρέχει μεγάλη ροπή σε ένα τεράστιο εύρος στροφών. Επιπλέον πλεονεκτήματα αυτών είναι τα παρακάτω :

- Έχουν τη δυνατότητα αλλαγής φοράς περιστροφής.
- Έχουν μεγάλη ροπή εκκίνησης και μικρό ρεύμα εκκίνησης.
- Έχουν ομαλή εκκίνηση και παύση.
- Λειτουργούν σε χαμηλά επίπεδα θορύβου, παράγουν λίγες δονήσεις.
- Επισκευάζονται εύκολα και έχουν μεγάλη διάρκεια ζωής.
- Δεν παράγουν σπινθήρες λόγω της απουσίας ψηκτρών.

Σημαντικό μειονέκτημα αυτής της κατηγορίας κινητήρων (BLDC) είναι πως σε υψηλές θερμοκρασίες λειτουργίας, οι μόνιμοι μαγνήτες που διαθέτουν, χάνουν τις μαγνητικές τους ιδιότητες. Γενικότερα, οι μόνιμοι μαγνήτες αρχίζουν να χάνουν τις ιδιότητες τους σε θερμοκρασίες περίπου 80°C / 176°F ($80^{\circ}\text{C} \times 9/5 + 32$).

Οι κινητήρες που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του εργαστηριακού τετρακόπτερου είναι οι Emax XA2212 / 980 KV (Brushless Outrunner). Αξίζει να σημειωθεί πως ο δρομέας αυτών των κινητήρων φέρει δεκατέσσερις μαγνητικούς πόλους. Αυτό σημαίνει ότι τα ζεύγη των πόλων του δρομέα είναι 7 (14/2).



Εικόνα 13 : Brushless Dc Motor XA2212

Ο όρος KV αναφέρεται στον αριθμό περιστροφών ανά λεπτό (rpm) που θα πραγματοποιήσει ο κινητήρας χωρίς φορτίο ανά Volt τροφοδοσίας. Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή με αυτό τον κινητήρα (980KV) και τάση τροφοδοσίας 12V, ο μέγιστος αριθμός στροφών είναι $980 \cdot 12 = 11760$ rpm.

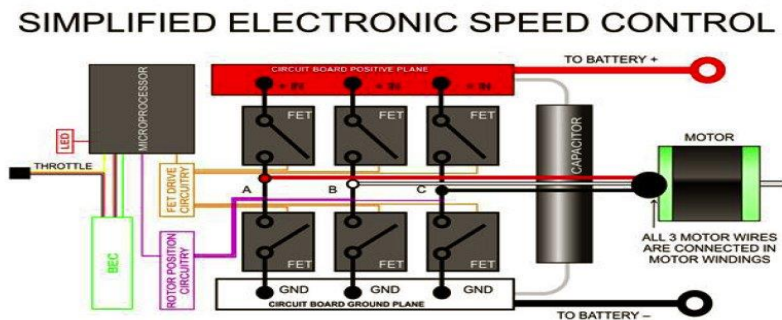
2.4 Electronic Speed Controller (ESC)

Ο ESC είναι ένα ηλεκτρικό κύκλωμα το οποίο χρησιμοποιείται για την μεταβολή της ταχύτητας ενός ηλεκτροκινητήρα, της κατεύθυνσης του, καθώς επίσης μπορεί να λειτουργεί και ως δυναμικό φρένο. Υπάρχουν ηλεκτρονικοί ελεγκτές οι οποίοι χρησιμοποιούν αισθητήρες Hall ή περιστροφικό κωδικοποιητή (Encoder) για να μπορέσουν να αναγνωρίσουν με ακρίβεια την θέση του δρομέα. Επίσης υπάρχουν ελεγκτές οι οποίοι αναγνωρίζουν την θέση του δρομέα μετρώντας την αντιηλεκτρεγερτική δύναμη (ΑΗΕΔ) στα μη οδηγούμε τυλίγματα, εξαλείφοντας την ανάγκη για ξεχωριστούς αισθητήρες Hall ή Encoder. Οι τελευταία κατηγορία ελεγκτών είναι τύπου Sensorless.

2.4.1 Βασικά στοιχεία του (ESC)

Ο ηλεκτρονικός ελεγκτής αποτελείται από τα παρακάτω βασικά στοιχεία :

- Τα τρανζίστορ ισχύος
- Το κύκλωμα οδήγησης των τρανζίστορ (H-Bridge)
- Τον μικροεπεξεργαστή
- Και το κύκλωμα ανίχνευσης της θέσης του δρομέα

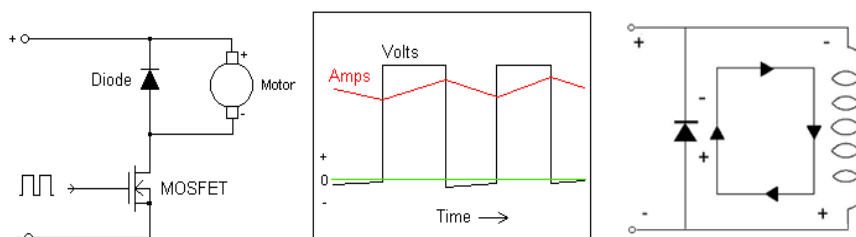


Εικόνα 14 : Κύκλωμα ESC.

2.4.2 Λειτουργία ESC

Οι ESC μπορούν να εναλλάσσουν την ενέργεια με την οποία τροφοδοτούν τον κινητήρα ενεργοποιώντας και απενεργοποιώντας πολύ γρήγορα τα τρανζίστορ MOSFET που διαθέτουν (fast switching). Τα MOSFET λειτουργούν σε αυτή την περίπτωση ως διακόπτες, όπου η εναλλαγή της κατάστασης τους (ON-OFF) πραγματοποιείται 2000 φορές το δευτερόλεπτο. Στην παρακάτω εικόνα παρατηρούμε ότι όταν το MOSFET είναι ενεργοποιημένο το ρεύμα αυξάνεται (με την μορφή ράμπας) καθώς αυξάνεται το μαγνητικό πεδίο στα τυλίγματα του στάτη.

Όταν το MOSFET είναι απενεργοποιημένο η αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια των τυλιγμάτων πρέπει να απορροφηθεί από τον ESC. Συνδέοντας μία δίοδο (ανάστροφα πολωμένη) παράλληλα με τον κινητήρα επιστρέφεται η ενέργεια πίσω σε αυτόν η οποία μειώνεται σταδιακά με την μορφή ράμπας, όσο το μαγνητικό πεδίο μηδενίζει.

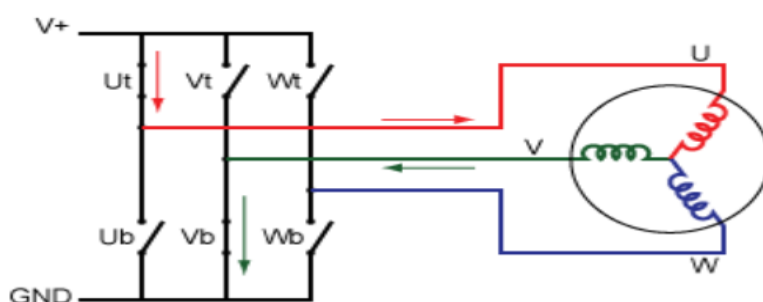


Εικόνα 15 : Electronic Speed Controller Circuit.

Ο ηλεκτρονικός ελεγκτής ταχύτητας δέχεται ένα σήμα PWM (Pulse Width Modulation) συχνότητας 50Hz. Ρυθμίζοντας κατάλληλα το πλάτος του παλμού που εισέρχεται στον ESC επηρεάζονται σημαντικά οι στροφές του κινητήρα. Αν δεχθεί σήμα με πλάτος παλμού 1 ms τότε στην έξοδο του παράγει σήμα με 0% κύκλο εργασίας (duty cycle) και δεν περιστρέφει τον κινητήρα. Αν το πλάτος παλμού είναι 1.5 ms τότε στην έξοδο το σήμα που θα δημιουργηθεί θα έχει 50% κύκλο εργασίας καθώς θα οδηγήσει τον κινητήρα με την μισή της μέγιστης ταχύτητάς του. Τέλος αν το εισερχόμενο σήμα έχει πλάτος παλμού 2 ms, ο κύκλος εργασίας του παραγόμενου σήματος θα είναι 100% οδηγώντας τον κινητήρα με πλήρη ταχύτητα.

2.4.3 Οδήγηση Κινητήρων (BLDC)

Για την επίτευξη της οδήγησης των κινητήρων συνεχούς ρεύματος (BLDC), όπως αναφερθήκαμε παραπάνω είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός ESC. Ο ESC είναι υπεύθυνος για την περιστροφή του δρομέα και κατ' επέκταση για το έλεγχο της ταχύτητας του κινητήρα. Για να μπορέσει να περιστραφεί ο δρομέας ο ελεγκτής θα πρέπει να γνωρίζει με ακρίβεια την θέση του δρομέα σχετικά με τα τυλίγματα του στάτη. Το κύκλωμα οδήγησης εμφανίζεται στην παρακάτω εικόνα.

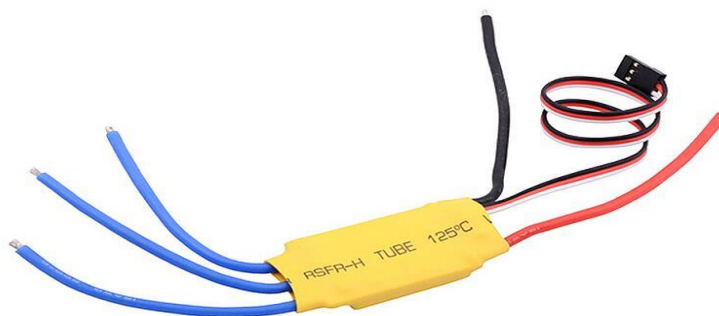


Εικόνα 16 : Κύκλωμα οδήγησης BLDC.

Ένα από τα πιο βασικά στοιχεία που διαθέτει ένας ηλεκτρονικός ελεγκτής ταχύτητας είναι η γέφυρα H (H-Bridge) στην οποία κάθε μια από τις τρεις φάσεις του κινητήρα συνδέεται σε ένα ξεχωριστό κλάδο της γέφυρας. Τα τρανζίστορ ανοιγοκλείνουν με μια συγκεκριμένη σειρά, έτσι ώστε σε κάθε μετάβαση του ρεύματος να ενεργοποιούνται δύο περιελίξεις εκ των οποίων, στη μια θα εισέρχεται το ρεύμα (θετική τάση) και στην άλλη θα εξέρχεται (αρνητική τάση), ενώ η τρίτη τη στιγμή αυτής της μετάβασης δεν θα διαρρέεται από ρεύμα (δυναμικό 0). Η τρίτη φάση η οποία δεν διαρρέεται από ρεύμα δέχεται την αντιηλεκτρεγερτική δύναμη (ΑΗΕΔ), η οποία χρησιμοποιείται από τον ESC για να αναγνωρίσει τη θέση του δρομέα.

Η αλλαγή της κατάστασης (+,-,0) κάθε φάσης πραγματοποιείται κάθε 51,42° ηλεκτρικές μοίρες. Οι ηλεκτρικές μοίρες εξαρτώνται άμεσα από τα ζεύγη των πόλων του δρομέα. Για να πραγματοποιηθεί ένας πλήρης ηλεκτρικός κύκλος (360°) και άρα ένας μηχανικός κύκλος, απαιτείται η αλλαγή της ροής του ρεύματος σε κάθε φάση επτά φορές (7*51,42°). Ωστόσο πρέπει να σημειωθεί ότι ένας ηλεκτρικός κύκλος δεν ταυτίζεται με ένα μηχανικό κύκλο του δρομέα της μηχανής. Συνεπώς για κάθε ζεύγος πόλων επιτυγχάνεται ένας ηλεκτρικός κύκλος.

Για την υλοποίηση αυτής της πτυχιακής εργασίας χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις XXD HW30A ESC. Στην παρακάτω εικόνα διακρίνουμε τρία γαλάζια καλώδια τα οποία είναι οι αμφίδρομες έξοδοι του ESC. Δυο καλώδια, ένα μαύρο (V-) και ένα κόκκινο (V+) που συνδέονται στην τάση τροφοδοσίας. Τέλος παρατηρούμε ένα BEC το οποίο περιέχει τρία καλώδια εκ των οποίων το ένα χρησιμοποιείται ως είσοδος για το PWM που εισέρχεται στον ESC, το δεύτερο είναι η γείωση του και το τρίτο μένει ασύνδετο.



Εικόνα 17 : Electronic Speed Control (ESC).

2.5 Προπέλες

Μια προπέλα είναι ένας τύπος ανεμιστήρα όπου μετατρέπει την περιστροφική κίνηση ενός κινητήρα ή άλλης μηχανικής πηγής έτσι ώστε να παραχθεί προωθητική δύναμη. Η προωθητική αυτή δύναμη είναι αποτέλεσμα της περιστροφής και μετακίνησης του αέρα.

Οι προπέλες είναι κατασκευασμένες συνήθως είτε από πλαστικό είτε από ανθρακόνημα (carbon fiber). Παρά το γεγονός ότι οι προπέλες από ανθρακόνημα παράγουν λιγότερες δονήσεις και θόρυβο, έχουν μικρότερη ανυψωτική δύναμη και μεγαλύτερο κόστος από τις πλαστικές.

2.5.1 Βασικά χαρακτηριστικά

Δύο είναι τα βασικά χαρακτηριστικά που διακρίνουμε σε μία προπέλα, το μήκος (length) και το βήμα της (pitch). Το βήμα (pitch) είναι μία αριθμητική τιμή που αναπαριστά την απόσταση σε ίντσες που θα διανύσει το όχημα μέσω του αέρα κατά την ολοκλήρωση μίας πλήρους περιστροφής της προπέλας. Για παράδειγμα, αν στις προπέλες αναγράφονταν τα εξής χαρακτηριστικά 9x45, τότε το μήκος της προπέλας είναι 9 ίντσες και το βήμα είναι 4.5 ίντσες.

2.5.2 Πως επηρεάζει το μέγεθος της προπέλας

Χρησιμοποιώντας προπέλες μικρού μήκους, είναι ευκολότερο να ελεγχθεί η συνολική ταχύτητα της κατασκευής κατά την διάρκεια της πτήσης. Αυτό δεν είναι εφικτό χρησιμοποιώντας μεγαλύτερες προπέλες, καθώς χρειάζονται περισσότερο χρόνο για την μετάβαση από το ένα επίπεδο ταχύτητας στο άλλο. Επιπλέον, οι μικρές προπέλες αναγκάζουν τον κινητήρα να λειτουργεί σε υψηλότερες στροφές από ότι οι προπέλες μεγάλου μήκους. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η ανυψωτική δύναμη του UAV να προέρχεται από τη γρηγορότερη περιστροφή των κινητήρων.

Αξιοσημείωτο είναι ότι, για την τοποθέτηση μεγαλύτερης προπέλας στο σύστημα, πρέπει να επιλεγεί κινητήρας με μικρό δείκτη KV. Αντίθετα, όσο μεγαλώνει ο δείκτης KV, θα παρατηρηθούν καλύτερα αποτελέσματα με μικρότερη προπέλα. Εκείνο που έχει ιδιαίτερη σημασία είναι πως η κατανάλωση του ρεύματος εξαρτάται άμεσα από το μέγεθος της προπέλας, ανεξάρτητα από το αν η σταθερά KV είναι μικρή ή μεγάλη. Έτσι όσο μεγαλύτερη προπέλα τοποθετηθεί στο σύστημα, τόσο περισσότερο ρεύμα θα ζητήσει ο κινητήρας για να καλύψει τις απαιτούμενες ανάγκες.

Για την υλοποίηση αυτής της πτυχιακής εργασίας χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις προπέλες APC 9X4.5 DD Direct Drive εκ των οποίων οι δύο είναι CW (clockwise) και οι άλλες δύο είναι CCW (counter clockwise).



Εικόνα 18 : APC Propellers.

2.6 Τροφοδοτικό

Είναι γνωστό ότι για την λειτουργία των ηλεκτρονικών συσκευών απαιτείται συνεχής τάση. Τα δίκτυα διανομής ενέργειας παρέχουν εναλλασσόμενη τάση. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται τροφοδοτικά (power supply) τα οποία μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση (ac) σε συνεχή (dc). Είναι σημαντικό να αναφέρουμε πως υπάρχουν διάφορα είδη τροφοδοτικών που διατίθενται στο εμπόριο. Ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής υπάρχουν τα γραμμικά, τα παλμοτροφοδοτικά (Switching Power Supply) καθώς και τα προγραμματιζόμενα τροφοδοτικά. Τα τελευταία χρόνια χρησιμοποιούνται τα παλμοτροφοδοτικά λόγω της αξιοπιστίας τους και του μικρού τους όγκου σε σχέση με τα γραμμικά.

2.6.1 Παλμοτροφοδοτικό

Τα παλμοτροφοδοτικά είναι μία ηλεκτρονική συσκευή η οποία αρχικά μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση τροφοδοσίας σε συνεχή με τη βοήθεια μιας ανόρθωσης. Στη συνέχεια μετατρέπει την τιμή της συνεχούς τάσης σε κάποια επιθυμητή τιμή. Τα συγκεκριμένα τροφοδοτικά είναι συστήματα κλειστού βρόγχου. Αυτό σημαίνει ότι το κύκλωμα που ελέγχει το τρανζίστορ μεταγωγής λαμβάνει ανάδραση από τις εξόδους τροφοδοσίας, αυξάνοντας ή μειώνοντας τον κύκλο λειτουργίας της τάσης που εφαρμόζεται στον μετασχηματιστή ανάλογα με την κατανάλωση (αυτή η προσέγγιση ονομάζεται PWM, Pulse Width Modulation). Έτσι, η τροφοδοσία ρεύματος αναπροσαρμόζεται ανάλογα με την κατανάλωση της συνδεδεμένης συσκευής.

Ένα από τα πιο σημαντικά πλεονεκτήματα αυτών των τροφοδοτικών είναι πως καταναλώνουν λιγότερη ενέργεια σε σχέση με τα γραμμικά. Επιπλέον η απόδοση αυτών είναι αρκετά μεγάλη και κυμαίνεται μεταξύ 70-90%. Ένα βασικό χαρακτηριστικό αυτών είναι ότι μπορούν να παράξουν υψηλές συχνότητες. Τέλος διαθέτουν επίσης μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας με μικρό μέγεθος και βάρος.

Τα μειονεκτήματα αυτών είναι ότι έχουν πολλαπλά κυκλώματα ελέγχου και παράγουν πολύ υψηλό θόρυβο ο οποίος για να εξαλειφθεί είναι απαραίτητη η παρουσία φίλτρων.

Τα δύο τροφοδοτικά που χρησιμοποιήθηκαν για το πέρας της πτυχιακής εργασίας είναι τα Mini Switching Power Supply. Τα χαρακτηριστικά αυτών είναι τα παρακάτω.

- Εναλλασσόμενη τάση εισόδου : 230 volt
- Συνεχές τάση εξόδου : 12 volt
- Μέγιστο ρεύμα : 30 Ampere
- Συνολική ισχύς : 360 Watt



Εικόνα 19 : Switching Power Supply.

Αυτά τα τροφοδοτικά διαθέτουν στο ένα άκρο τρεις υποδοχές (φάση (L), ουδέτερος (N), γείωση ή αγωγός προστασίας (PE)), στις οποίες εισέρχεται η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου (230 volt) και στο άλλο άκρο τέσσερις υποδοχές (V+,V+,V-,V-), από τις οποίες εξέρχεται η συνεχής τάση. Οι τέσσερις αυτές υποδοχές είναι οι δύο εξόδοι (12 volt DC η κάθε μια) που παρέχουν τα συγκεκριμένα τροφοδοτικά

2.7 Αισθητήριο απόστασης

Υπέρηχος είναι εκείνο το κύμα με συχνότητα μεγαλύτερη από ότι μπορεί να αντιληφθεί το ανθρώπινο αυτί. Το ακουστό φάσμα στους ανθρώπους εκτείνεται κατά προσέγγιση από τα 20 Hz έως τα 20 KHz (20.000 Hz), ενώ οι υπέρηχοι που αποστέλλει ο αισθητήρας είναι της τάξης των 40 KHz.

Ο αισθητήρας υπερήχων είναι ένας αισθητήρας όπου η λειτουργία του είναι παρόμοια με αυτή των ραντάρ. Εκτιμά την απόσταση ενός στόχου λαμβάνοντας υπόψη του την αντανάκλαση ενός ηχητικού σήματος πάνω σε ένα στόχο. Πιο συγκεκριμένα παράγει έναν ήχο υψηλής συχνότητας και χρησιμοποιώντας το επιστρεφόμενο σήμα καθορίζει την απόσταση ή ακόμα και την ταχύτητα του στόχου. Για να το επιτύχει αυτό υπολογίζει το χρονικό διάστημα που μεσολάβησε από την αποστολή του ήχου μέχρι την λήψη της ηχώ. Καταναλώνει ελάχιστη ενέργεια και είναι ιδανικός για χρήση, σε συστήματα ασφαλείας, σε αυτόνομα αυτοκίνητα και γενικά σε κάθε άλλη εφαρμογή η οποία απαιτεί την ανίχνευση κοντινών αντικειμένων ή την μέτρηση απόστασης από το αισθητήρα.

Για την διεκπεραίωση αυτή της πτυχιακής εργασίας χρησιμοποιήθηκε το αισθητήριο απόστασης HC-SR04. Το αισθητήριο αυτό έχει μεγάλη διακριτική ικανότητα έως και 3mm και έχει την δυνατότητα υπολογισμού απόστασης από 2 μέχρι και 400cm.



Εικόνα 20 : Αισθητήριο απόστασης HC-SR04.

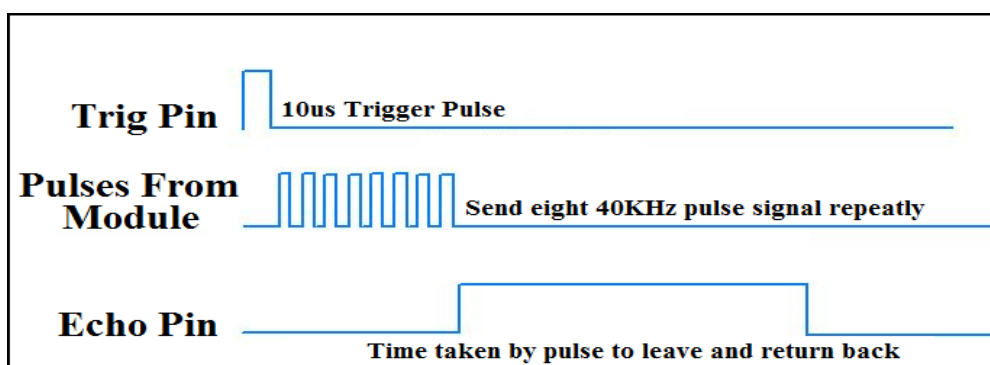
Όπως εμφανίζεται και στην παραπάνω εικόνα το αισθητήριο διαθέτει τέσσερις ακροδέκτες :

	Pin Symbol	Pin Function Description
1	Vcc	5 Volt Power Supply
2	Trig	Trigger Input Pin
3	Echo	Receiver Output Pin
4	Gnd	Power Ground

Πίνακας 1 : Περιγραφή ακροδεκτών αισθητηρίου.

2.7.1 Αρχή λειτουργίας αισθητηρίου HC-SR04

Για να μπορέσει να λειτουργήσει το αισθητήριο είναι απαραίτητο να συνδεθεί ο ακροδέκτης (VCC) στα 5 volt και ο ακροδέκτης (GND) στην γείωση. Το αισθητήριο HC-SR04 αποτελείται από έναν πομπό (transmitter) με ακροδέκτη (Trig) και ένα δέκτη (receiver) με ακροδέκτη (Echo). Για να ξεκινήσει η διαδικασία αναπαραγωγής υπερήχων με σκοπό τη μέτρηση της απόστασης, είναι σημαντικό στον ακροδέκτη (Trig) να σταλεί σήμα 5 volt για τουλάχιστον 10μs. Αφού περάσει ο απαραίτητος χρόνος, ο πομπός στέλνει 8 συνεχόμενους παλμούς συχνότητας 40 KHz και στη συνέχεια δίνεται σήμα σε ένα χρονιστή (timer) να ξεκινήσει. Το υπερηχητικό κύμα ταξιδεύει μέχρις ότου εντοπίσει κάποιο αντικείμενο στην πορεία του. Το αντικείμενο αυτό με τη σειρά του προκαλεί την αντανάκλαση του υπερήχου προς το αισθητήριο. Όταν ο δέκτης εντοπίσει το αντανακλώμενο σήμα θα δώσει εντολή στο χρονιστή να σταματήσει. Γνωρίζοντας ότι η ταχύτητα του ήχου στον αέρα είναι 340m/s μπορεί να υπολογιστεί η απόσταση του αντικειμένου από τον αισθητήρα. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο χρόνος που υπολογίστηκε από το χρονιστή διαιρείται δια δύο καθώς το υπερηχητικό κύμα έφτασε στον μισό του συνολικού χρόνου μέχρι να αντανακλασθεί.



Εικόνα 21 : Timing Diagram Ultrasonic HC-SR04.

2.8 Η επιλογή των υλικών

Η επιλογή των εξαρτημάτων της κατασκευής ξεκίνησε με τους κινητήρες. Όταν πλέον είχε κατασκευαστεί ο βασικός κορμός της κατασκευής, το συνολικό βάρος του quadcopter υπολογίστηκε περίπου στο 1 Kg. Αυτό σημαίνει ότι ο κάθε κινητήρας πρέπει να είναι ικανός να σηκώνει τουλάχιστον 250 gr (1kg / 4) για να μπορέσει το quadcopter να αιωρηθεί. Πιο συγκεκριμένα η ανυψωτική δύναμη του κάθε κινητήρα πρέπει να είναι τρεις ή τέσσερις φορές μεγαλύτερη από το 1/4 του συνολικού βάρους της κατασκευής, έτσι ώστε να μην λειτουργούν στις μέγιστες στροφές τους για να σηκώσουν το quadcopter. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχει μεγαλύτερο εύρος ελέγχου. Καταφέραμε μια αναλογία της τάξης 3/1, της ανυψωτικής δύναμης (των κινητήρων) / συνολικό βάρος της κατασκευής, επιλέγοντας τους κινητήρες Emax XA2212 / 980 KV.

Επιπλέον χαρακτηριστικά του παραπάνω κινητήρα παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

XA 2212 Brushless motor test record							
Motor type	The voltage (V)	Prop. Size	Current (A)	Thrust (G)	Power (W)	Efficiency (G/W)	RPM
XA 2212 980KV	12	APC 10*4.7	15.1	880	181.2	4.9	6960
	8	APC 10*4.7	9.5	550	76	7.2	5470
	12	APC 9*6	12.3	730	147.6	4.9	8220
	8	APC 9*6	7.1	400	56.8	7.0	6090

Πίνακας 2 : Χαρακτηριστικά απόδοσης κινητήρα.

Στον πίνακα εμφανίζονται κατά σειρά η τάση τροφοδοσίας, το μέγεθος της προπέλας, το ρεύμα που χρειάζεται ο κινητήρας, η ανυψωτική δύναμη, η ισχύς, η αποδοτικότητα (ανυψωτικής δύναμης / ισχύς) και τέλος οι στροφές του κινητήρα (rpm).

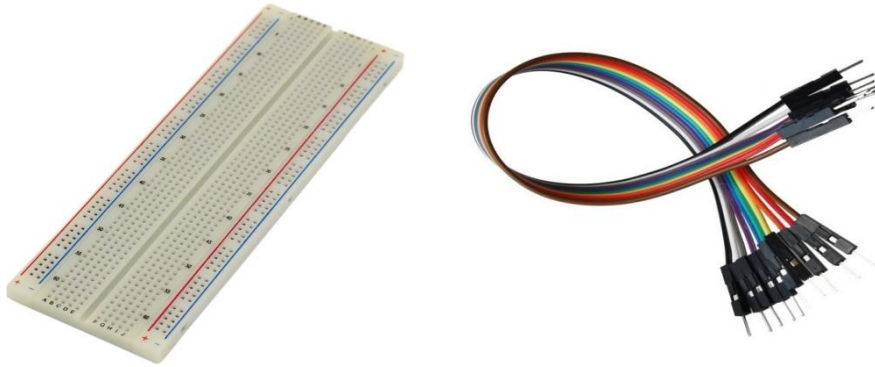
Το επόμενο βήμα μετά την επιλογή των κινητήρων ήταν η επιλογή προπέλας. Αξιοποιήθηκαν τα δεδομένα του παραπάνω πίνακα. Για την επίτευξη του λόγου 3/1 που αναφέρθηκε παραπάνω χρειαστήκαμε Thrust περίπου 750gr ανά κινητήρα (APC 9*6). Εν τέλει επιλέχθηκαν οι προπέλες APC 9*4.5 καθώς έχουν σχεδόν την ίδια ανυψωτική δύναμη με μικρότερη κατανάλωση ρεύματος.

Το τελευταίο στάδιο ήταν η επιλογή τροφοδοτικών. Τα δύο τροφοδοτικά επιλέχθηκαν έτσι ώστε να έχουν δύο κανάλια τροφοδοσίας (12 volt το κάθε ένα) και να μπορούν να παρέχουν την απαραίτητη ένταση ρεύματος 30A (2 κινητήρες ανά τροφοδοτικό). Από την παραπάνω επιλογή της προπέλας (APC 9*4.5) γίνεται φανερό ότι το μέγιστο ρεύμα που ζητάει ο κάθε κινητήρας είναι περίπου 11A. Συνοψίζοντας, η επιλογή του τροφοδοτικού όσον αφορά την παροχή ρεύματος έγινε με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε να υπάρχει ανοχή περίπου 7 με 8 Ampere (30A – 22A ρεύμα κινητήρων) όταν και οι δύο κινητήρες θα δουλεύουν στις μέγιστες στροφές τους.

Η προπέλα APC 10*4.7 δεν επιλέχθηκε καθώς το μέγιστο ρεύμα που θα ζητούσαν οι κινητήρες ήταν πολύ μεγάλο (30.2A) και έτσι έπρεπε να διαφύγουμε σε ένα τροφοδοτικό των 40 A για να έχουμε την απαραίτητη ανοχή.

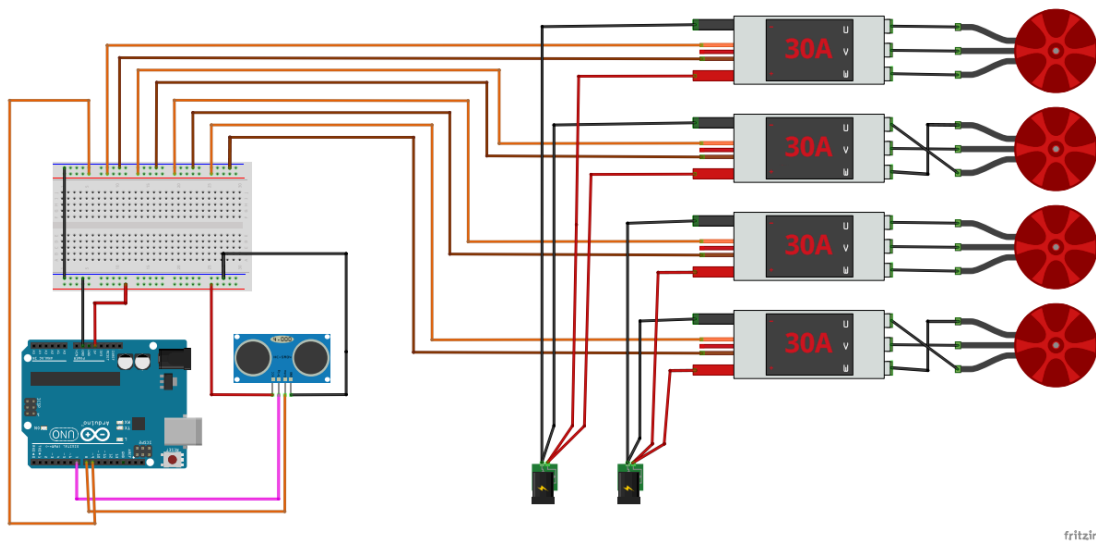
2.9 Κυκλωματική διάταξη ελέγχου

Για την επίτευξη του ελέγχου του quadcopter χρησιμοποιήθηκαν τα παραπάνω υλικά (BLDC motor, ESC, Έλικες, Τροφοδοτικά) όπως αναφέρθηκαν στις προηγούμενες ενότητες του κεφαλαίου. Η συνδεσμολογία των υλικών πραγματοποιήθηκε με την βοήθεια ενός ράστερ (breadboard) και την χρήση κατάλληλων καλωδίων.



Εικόνα 22 : BreadBoard and Jumper Wires.

Με την βοήθεια του προγράμματος Fritzing σχεδιάστηκε η κυκλωματική διάταξη για τον έλεγχο θέσης όπως εμφανίζεται παρακάτω.



Εικόνα 23 : Συνδεσμολογία κυκλώματος για τον έλεγχο θέσης.

Για να μπορέσουν να λειτουργήσουν τα εξαρτήματα χρειάστηκε να δεσμεύσουμε κάποια pins από την πλακέτα arduino. Η γραμμές VCC (5 volt dc) και GND (γείωση) δίνουν τροφοδοσία στο ράστερ. Το αισθητήριο απόστασης τροφοδοτείται από το ράστερ και δεσμεύει δύο γραμμές από τον arduino για να μπορέσει να ξεκινήσει τη διαδικασία μέτρησης της απόστασης. Οι ψηφιακές γραμμές για τη λειτουργία αυτή είναι η 7 (TRIG) και η 8 (ECHO). Έπειτα οι ηλεκτρονικοί ελεγκτές για να οδηγήσουν τους κινητήρες είναι απαραίτητο να δεχτούν ένα σήμα PWM. Έτσι χρησιμοποιήθηκε η ψηφιακή γραμμή 9 (PWM) η οποία αποδίδει όπως παρατηρούμε και από την παραπάνω συνδεσμολογία το σήμα σε μία στήλη του ράστερ. Από την συγκεκριμένη στήλη λαμβάνουν και οι τέσσερις ESC το ίδιο PWM. Τέλος οι ESC τροφοδοτούνται με 12 volt ανά ζευγάρια, από δύο τροφοδοτικά.

2.10 Μέρη της κατασκευής

Ο βασικός κορμός (quadcopter) καθώς και η βάση της πτυχιακής εργασίας αποτελούνται από ξύλο. Η βάση (τάβλα) έχει διαστάσεις 71,5x56.5 cm και πάχος 1.5 cm. Στο κέντρο της υπάρχει ένας κύβος ο οποίος αποτελεί το στήριγμα του άξονα. Πιο συγκεκριμένα στο κέντρο του κύβου υπάρχει μια οπή στην οποία φωλιάζει ο άξονας και παραμένει σταθερός για να μην δημιουργεί προβλήματα κατά την πτήση. Ο κύβος αυτός έχει διαστάσεις 12.5x12.5 cm και πάχος 4 cm. Επιπλέον οι διαστάσεις του quadcopter είναι 72x72 cm. Το κάθε φτερό του προεξέχει από το τετράγωνο που είναι τοποθετημένα τα υλικά 28,5 cm, στο οποίο είναι τοποθετημένος ένας κινητήρας και ένα ηλεκτρονικός ελεγκτής. Ειδικότερά οι διαστάσεις των φτερών είναι 28,5x5 cm με πάχος 5 cm. Τέλος ο τετραγωνικός κορμός του τετρακόπτερου έχει μήκος 15cm, πλάτος 15cm και το πάχος του είναι 3 cm.



Εικόνα 24 : Εργαστηριακό Quadcopter.

Στο τέλος του κάθε φτερού οι κινητήρες είναι στερεωμένοι με τέσσερις βίδες και τέσσερα παξιμάδια. Όπως παρατηρούμε από την παρακάτω εικόνα, κάτω από τη βάση κάθε κινητήρα βρίσκεται ένα κομμάτι αντικραδασμικού λάστιχου. Οι διαστάσεις αυτού είναι 5x5 cm και πάχος 1cm. Η ύπαρξη τους στο συγκεκριμένο μέρος της κατασκευής προήλθε από την ανάγκη ελάττωσης του θορύβου (κραδασμών) που δημιουργούσαν οι κινητήρες. Αναλυτικότερα, λειτουργώντας το σύστημα χωρίς την παρουσία του αντικραδασμικού υλικού παρατηρούνταν περισσότερες δονήσεις. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το ξύλο δεν απορροφά τους κραδασμούς το ίδιο αποτελεσματικά με το αντικραδασμικό λάστιχο.



Εικόνα 25 : Φτερό Quadcopter.

Για να μπορέσει να προσαρμοστεί η προπέλα πάνω στον άξονα του κινητήρα χρησιμοποιήθηκε ένας αντάπτορας (Bullet Adapter).

Για τις ανάγκες του ελέγχου και συνυπολογίζοντας ότι το quadcopter δεν θα πραγματοποιεί ελεύθερες αλλά ελεγχόμενες κινήσεις (γραμμικές και περιστροφικές σε στύλο), χρησιμοποιήθηκε ένα γραμμικό ρουλεμάν στο κέντρο της κατασκευής και ένας άξονας. Το γραμμικό ρουλεμάν ή αλλιώς γραμμικό έδρανο επιτρέπει τη γραμμική κίνηση των κινούμενων μερών (στη δικιά μας περίπτωση την κίνηση του quadcopter). Το μήκος του άξονα είναι 111,5 cm και το πάχος του 2 cm. Ο άξονας προσαρμόζεται τέλεια μέσα στο γραμμικό ρουλεμάν διότι και αυτό με την σειρά του έχει διάμετρο 2 cm.



Εικόνα 26 : Γραμμικό ρουλεμάν.

3 Θεωρία ελεγκτών και αναγνώριση του συστήματος

3.1 Βασική θεωρία ελεγκτών

Κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος ελέγχου, ο επιθυμητός στόχος είναι η υπό έλεγχο εγκατάσταση να λειτουργεί όσο το δυνατόν περισσότερο ικανοποιητικά, με βάση συγκεκριμένων προδιαγραφών. Για την επίτευξη του στόχου αυτού είναι απαραίτητη η προσθήκη της βαθμίδας ελέγχου ή αντιστάθμισης.

Οι ελεγκτές ανάλογα με τη δράση ελέγχου που παρέχουν, κατατάσσονται στις εξής βασικές κατηγορίες:

- **Αναλογικός ελεγκτής (P-controller)**

Στον αναλογικό ελεγκτή (proportional controller), η έξοδος του ελεγκτή είναι ανάλογη του σφάλματος ελέγχου. Η συνάρτηση μεταφοράς του εμφανίζεται παρακάτω.

$$C(s) = K_p$$

Ο ελεγκτής αυτός είναι ένα αναλογικό κέρδος, ο οποίος δρα διορθωτικά με στόχο τη μείωση του σφάλματος ελέγχου. Με την αύξηση του κέρδους επιτυγχάνεται ταχύτερη απόκριση του συστήματος και αποτελεσματικότερη αντιμετώπιση του σφάλματος. Σε περίπτωση υπερβολικής αύξησης του αναλογικού κέρδους (K_p) το σύστημα μπορεί να εμφανίσει ανεπιθύμητες ταλαντώσεις, ή ακόμα να γίνει ασταθές. Το μειονέκτημα αυτού του ελεγκτή είναι ότι δεν μπορεί να εξαλείψει πλήρως το σφάλμα.

- **Ολοκληρωτικός ελεγκτής (I-controller)**

Στον ολοκληρωτικό ελεγκτή (integral controller), η έξοδος του σήματός του είναι ανάλογη με το ολοκλήρωμα του σφάλματος που δέχεται στην είσοδο. Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή εμφανίζεται παρακάτω.

$$C(s) = \frac{K_i}{s}$$

Ο ολοκληρωτικός όρος αθροίζει τον όρο του σφάλματος με την πάροδο του χρόνου. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, η ύπαρξη ακόμη και ενός μικρού σφάλματος, να προκαλεί την αργή αύξηση της ολοκληρωτικής συνιστώσας. Η αύξηση αυτή θα συνεχίσει να πραγματοποιείται ανά το χρόνο μέχρις ότου το σφάλμα μόνιμης κατάστασης να πάρει την τιμή μηδέν. Με την προσθήκη του ελεγκτή εισάγεται ένας πόλος στην αρχή των αξόνων του μιγαδικού επιπέδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την προς τα δεξιά μετατόπιση του γεωμετρικού τόπου ριζών (Γ.Τ.Ρ.) του συστήματος και τη μείωση της ταχύτητας απόκρισής του.

- **Διαφορικός ελεγκτής (D-controller)**

Στο διαφορικό έλεγχο η τιμή της εξόδου του ελεγκτή (derivative controller) μειώνεται σε περίπτωση που η ελεγχόμενη μεταβλητή (έξοδος συστήματος) αυξάνεται με ραγδαίο ρυθμό. Η απόκριση του διαφορικού όρου είναι ανάλογη με το ρυθμό μεταβολής αυτής της μεταβλητής. Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή εμφανίζεται παρακάτω.

$$C(s) = K_d * s$$

Σκοπός αυτό του ελεγκτή είναι η πρόληψη και η καταστολή του σφάλματος πριν αυτό εμφανιστεί. Αυτό όμως δε σημαίνει ότι το σφάλμα μόνιμης κατάστασης θα μηδενιστεί.

- **Αναλογικός-Ολοκληρωτικός ελεγκτής (PI)**

Ο αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής συνδυάζει αθροιστικά τον αναλογικό και ολοκληρωτικό έλεγχο. Πιο συγκεκριμένα προσφέρει ικανοποιητική ταχύτητα απόκρισης και μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή εμφανίζεται παρακάτω.

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Μια περεταίρω ανάλυση στην παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή θα έχει ως αποτέλεσμα την εξής μορφή :

$$C(s) = \frac{K_p * s + K_i}{s} = \frac{K_p * (s + \frac{K_i}{K_p})}{s} = \frac{K_p * (s + z)}{s}$$

Όπως παρατηρούμε από την παραπάνω σχέση ο PI προσθέτει στο Γ.Τ.Ρ. του συστήματος αναφοράς έναν πόλο και ένα μηδενικό. Ο πόλος αυτός τοποθετείται στη θέση $s=0$ (αρχή των αξόνων) και το μηδενικό στη θέση $s=-z$. Ο ολοκληρωτής δρα με σκοπό την εξάλειψη του σφάλματος, ενώ με την προσθήκη του μηδενικού αυξάνεται η υπερέψωση. Μία υπερβολική αύξηση των κερδών του ελεγκτή (K_p και K_i) μπορεί να προκαλέσει μεγάλη υπερέψωση στην απόκριση ή ακόμα και αστάθεια του συστήματος.

- **Αναλογικός-Διαφορικός ελεγκτής (PD)**

Ο αναλογικός-διαφορικός ελεγκτής συνδυάζει αθροιστικά τον αναλογικό και διαφορικό έλεγχο. Ο συγκεκριμένος ελεγκτής δίνει τη δυνατότητα αύξησης της ταχύτητας απόκρισης (περεταίρω αύξηση του όρου K_p) λόγω της μείωσης των ταλαντώσεων που προκαλεί ο διαφορικός όρος. Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή εμφανίζεται παρακάτω.

$$C(s) = K_p + K_d * s$$

Μια περεταίρω ανάλυση στην παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή θα έχει ως αποτέλεσμα την εξής μορφή :

$$C(s) = K_d * \left(s + \frac{K_p}{K_d} \right) = K_d * (s + z)$$

Ο PD ελεγκτής εισάγει στο Γ.Τ.Ρ. του συστήματος ένα μηδενικό στη θέση $s=-z$. Το συγκεκριμένο είδος ελέγχου έχει προληπτική δράση και είναι ιδιαίτερα αποτελεσματικό σε συστήματα που εμφανίζουν απότομες αλλαγές. Στην πράξη ο PD ελεγκτής εξαιτίας του διαφορικού όρου ενισχύει το θόρυβο ο οποίος μπορεί να εμφανιστεί στην απόκριση του συστήματος. Ένα σημαντικό μειονέκτημα αυτού του τύπου ελεγκτή είναι πως δεν μπορεί να αντιμετωπίσει μόνιμες διαταραχές που προκαλούνται στο σύστημα (επίδραση εξωτερικών παραγόντων), με συνέπεια την ύπαρξη μόνιμου σφάλματος.

- **Αναλογικός-Ολοκληρωτικός-Διαφορικός ελεγκτής (PID)**

Ο αναλογικός-ολοκληρωτικός -διαφορικός ελεγκτής συνδυάζει αθροιστικά τον αναλογικό τον ολοκληρωτικό και το διαφορικό έλεγχο. Λόγο της ύπαρξης των τριών όρων (P-I-D) ο ελεγκτής αυτός δίνει τη δυνατότητα στο σύστημα να πετύχει υψηλότερες ταχύτητες λειτουργίας, μείωση της υπερύψωσης καθώς και μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση. Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή εμφανίζεται παρακάτω.

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d * s$$

Μια περεταίρω ανάλυση στην παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή θα έχει ως αποτέλεσμα την εξής μορφή :

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{K_p * s + K_i + K_d * s^2}{s} = \frac{K_d * \left(s^2 + \frac{K_p}{K_d} * s + \frac{K_i}{K_d} \right)}{s} = \frac{K_d * (s^2 + a * s + b)}{s} \\ &= K_d * \frac{(s + z_1) * (s + z_2)}{s} \end{aligned}$$

Όπου

$$a = z_1 + z_2 = \frac{K_p}{K_d} \text{ και } b = z_1 * z_2 = \frac{K_i}{K_d}$$

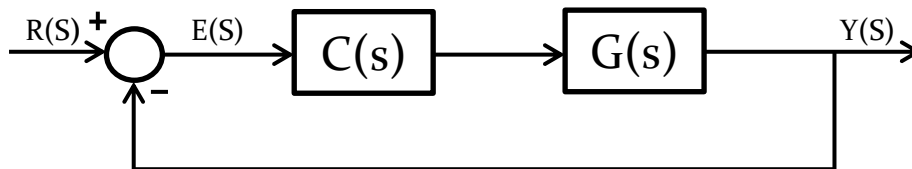
Ο PID ελεγκτής εισάγει στο Γ.Τ.Ρ. του συστήματος δύο μηδενικά, ένα στη θέση $s=-z_1$ και ένα στη θέση $s=-z_2$ καθώς επίσης και ένα πόλο στην αρχή των αξόνων. Για την ικανοποιητική λειτουργία του συστήματος αναφοράς είναι απαραίτητη η ρύθμιση των κερδών K_p , K_i , K_d με τέτοιο τρόπο ώστε να ανταποκρίνονται στις απαιτήσεις του συστήματος.

Συνοψίζοντας η λειτουργία των κερδών K_p , K_i , K_d παρουσιάζεται στον παρακάτω πίνακα.

Κέρδη Ελεγκτή	Χρόνος Ανύψωσης	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης	Μόνιμο Σφάλμα
K_p	Μείωση	Αύξηση	Μικρή Αλλαγή	Μείωση
K_i	Μείωση	Αύξηση	Αύξηση	Εξάλειψη
K_d	Μικρή Αλλαγή	Μείωση	Μείωση	Μικρή Αλλαγή

Πίνακας 3 : Επίδραση των Κερδών.

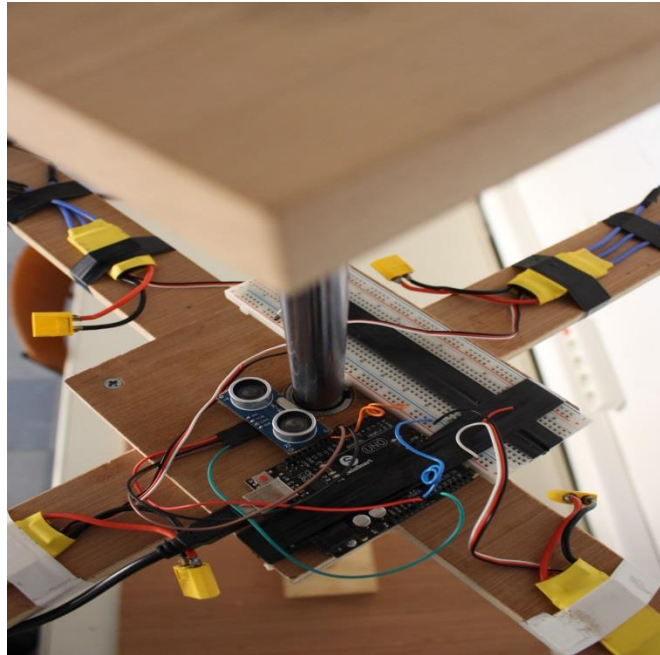
Η γενική μορφή ενός συστήματος κλειστού βρόγχου αναπαριστάται στο παρακάτω μπλοκ διάγραμμα, όπου στη θέση της βαθμίδας $C(s)$ μπορεί να τοποθετείτε ένας από τους παραπάνω ελεγκτές και η βαθμίδα $G(s)$ περιέχει τη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος.



Εικόνα 27 : Μπλοκ διάγραμμα κλειστού βρόγχου.

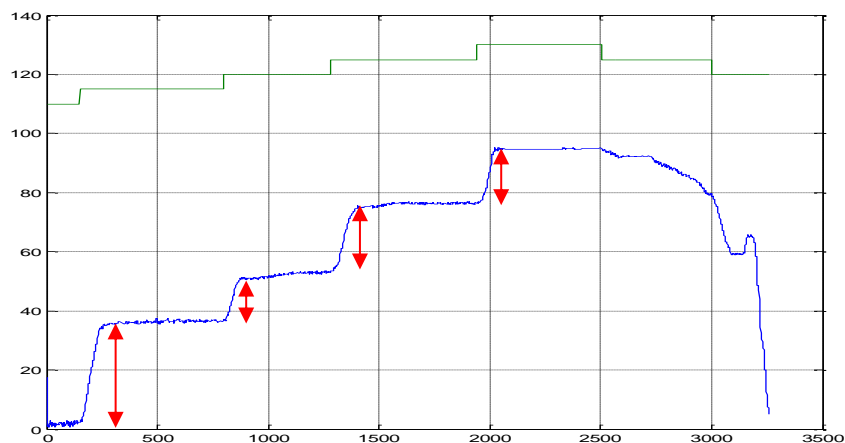
3.2 Αναγνώριση του συστήματος

Για την αναγνώριση του συστήματος τοποθετήθηκε το αισθητήριο απόστασης σε οριζόντια θέση δίπλα στο γραμμικό ρουλεμάν. Στο τέλος του άξονα είναι τοποθετημένη μια τάπα. Η θέση του αισθητηρίου είναι τέτοια ώστε όταν ο πομπός στέλνει το υπερηχητικό σήμα να εντοπίζει το εμπόδιο (τάπα) και αυτό με την σειρά του να αντανακλά τον ήχο προς το δέκτη. Με αυτό τον τρόπο υλοποιείται ο έλεγχος θέσης του quadcopter.



Εικόνα 28 : Τοποθέτηση αισθητηρίου.

Με τη χρήση του arduino και τη συγγραφή του κατάλληλου κώδικα πραγματοποιήσαμε ένα πείραμα ανοικτού βρόχου με σκοπό την αναγνώριση του συστήματος.



Σχήμα 1 : Πείραμα ανοικτού βρόχου.

Στο παραπάνω διάγραμμα εμφανίζεται μία πράσινη γραμμή, στην οποία παρουσιάζονται οι βηματικές αλλαγές της εισόδου (αλλαγή του PWM ανά 5 μονάδες). Η αρχική τιμή του PWM στην είσοδο είναι το 100 καθώς είναι η απαραίτητη τιμή ενέργειας για την αιώρηση του τετρακόπτερου. Σε κάθε βηματική αλλαγή παρατηρούμε τη μεταβολή της εξόδου (αποτελέσματα αισθητηρίου) η οποία παρουσιάζεται με μπλε χρώμα. Με βάση τη μορφή της εξόδου μπορούμε να πραγματοποιήσουμε μια αρχική προσέγγιση του συστήματος ως μοντέλο πρώτου βαθμού.

Η μορφή της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος είναι η παρακάτω :

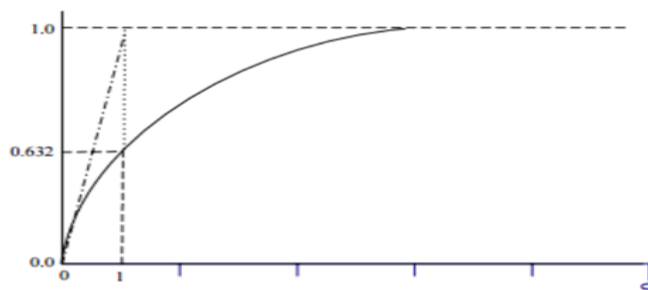
$$G(s) = \frac{k}{\tau * s + 1}$$

K: ενίσχυση του συστήματος $\rightarrow K = \Delta y / \Delta x$.

Δy : τελική – αρχική τιμή εξόδου του συστήματος.

Δx : τελική – αρχική τιμή σήματος ελέγχου (βήμα).

τ : Η σταθερά χρόνου. Είναι ο χρόνος κατά τον οποίο η έξοδος του συστήματος βρίσκεται στο 63% της τελικής της τιμής.



Εικόνα 29 : Βηματική απόκριση.

Από τη παραπάνω εικόνα γίνεται φανερό ότι η απόκριση του συστήματος ,δηλαδή η έξοδος αυξάνεται εκθετικά από την τιμή 0 προς την τελική τιμή 1. Επίσης η χρονική σταθερά (τ) καθορίζει την αρχική κλίση καθώς και την ταχύτητα απόκρισης.

Για την εύρεση της συνάρτησης μεταφοράς χρησιμοποιήθηκαν τα δεδομένα του Σχήματος 1 (διάγραμμα εισόδου-εξόδου). Αρχικά για τον υπολογισμό της χρονικής σταθεράς εντοπίζουμε το 63% του Δy σε κάθε αλλαγή βήματος και υπολογίζουμε τον αριθμό των δειγμάτων από την αρχή του βήματος μέχρις αυτό. Έπειτα πολλαπλασιάζουμε τα δείγματα με το χρόνο δειγματοληψίας και έχουμε τη σταθερά τ (sec).

Χρόνος δειγματοληψίας = 0.04 sec.

- Βήμα 1: $K_1 = \Delta y_1 / \Delta x \rightarrow (36-3) / 5 = 33 / 5 = 6.6$.
215 – 160 = 55 δείγματα (μέχρι το 63%)
 $\tau_1 = 55 * 0.04 = 2.2 \text{ sec}$
- Βήμα 2: $K_2 = \Delta y_2 / \Delta x \rightarrow (51-36) / 5 = 15 / 5 = 3$.
844 – 800 = 44 δείγματα (μέχρι το 63%)
 $\tau_2 = 44 * 0.04 = 1.76 \text{ sec}$
- Βήμα 3: $K_3 = \Delta y_3 / \Delta x \rightarrow (75-51) / 5 = 24 / 5 = 4.8$.
1348 – 1294 = 54 δείγματα (μέχρι το 63%)
 $\tau_3 = 54 * 0.04 = 2.16 \text{ sec}$
- Βήμα 4: $K_4 = \Delta y_4 / \Delta x \rightarrow (95-75) / 5 = 20 / 5 = 4$.
2004 – 1960 = 44 δείγματα (μέχρι το 63%)
 $\tau_4 = 44 * 0.04 = 1.76 \text{ sec}$

Για τον τελικό υπολογισμό του συνολικού κέρδους (K) και της χρονικής σταθεράς (τ) του συστήματος υπολογίστηκε ο μέσος όρος των τιμών των παραπάνω δειγμάτων.

$$K = \frac{\kappa_1 + \kappa_2 + \kappa_3 + \kappa_4}{4} = \frac{18,4}{4} = 4,6 \quad \text{και} \quad \tau = \frac{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_4}{4} = \frac{7,88}{4} = 1,97$$

Επομένως η συνάρτηση μεταφοράς θα είναι της μορφής :

$$G(s) = \frac{4.6}{1.97 * s + 1}$$

Από την παραπάνω σχέση διαιρώντας παρονομαστή και αριθμητή με το συντελεστή του s (1.97), καταλήγουμε στην τελική συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος :

$$G(s) = \frac{2.3}{s + 0.5}$$

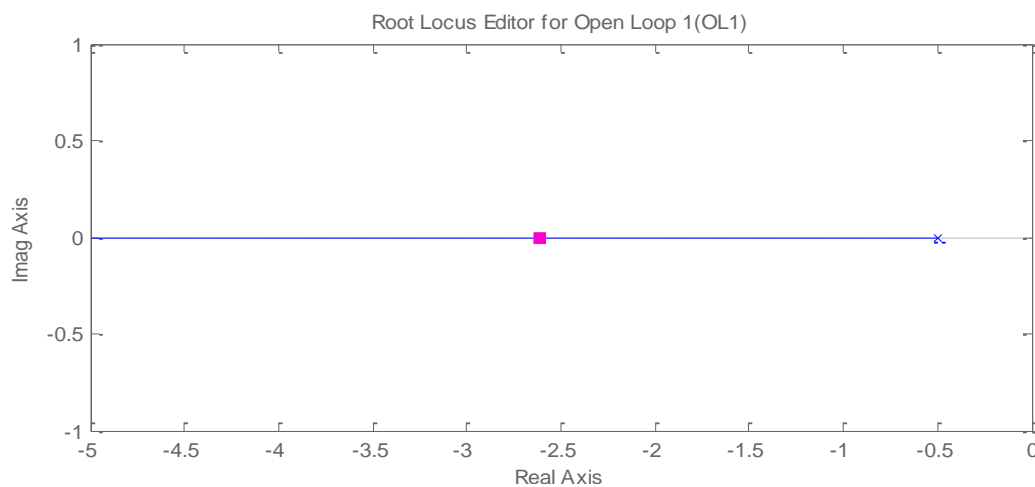
4 Σχεδίαση αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή (PI) και σύγκριση προσομοίωσης με πειραματικά αποτελέσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθούν οι μέθοδοι σχεδίασης του αναλογικού-ολοκληρωτικού ελεγκτή (PI) με σκοπό τον έλεγχο θέσης του quadcopter, καθώς επίσης θα συγκριθούν τα πειραματικά αποτελέσματα που πάρθηκαν με τη χρήση του arduino με αυτά της προσομοίωσης του προγράμματος Matlab (rltool).

Σύμφωνα με την αρχική προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς $G(s) = \frac{2.3}{s+0.5}$ (πρωτοβάθμιο σύστημα) έγιναν οι πρώτες προσπάθειες για έλεγχο με τη χρήση ενός PI ελεγκτή. Οι μέθοδοι που χρησιμοποιήθηκαν για τον έλεγχο αυτό είναι οι παρακάτω:

- Κατάργηση του αρχικού πόλου
- Κατάργηση του νέου πόλου (ολοκληρωτή)
- Τοποθέτηση του μηδενικού αριστερά από τον πόλο του συστήματος
- Εύρεση κατάλληλων κερδών με τη χρήση βέλτιστου πολυωνύμου (ITAE)

Ο Γεωμετρικός τόπος ριζών της συνάρτησης μεταφοράς φαίνεται στην παρακάτω εικόνα, όπου διακρίνεται ένας πόλος στη θέση $s=-0.5$.



Σχήμα 2 : Γ.Τ.Ρ συστήματος.

Με την προσθήκη του ελεγκτή το σύστημα από πρωτοβάθμιο (τύπου 0) μετατρέπεται σε δευτεροβάθμιο (τύπου 1) λόγω της εισαγωγής του ολοκληρωτή ($s=0$).

4.1 Κατάργηση αρχικού πόλου

Στη συγκεκριμένη σχεδίαση του ελεγκτή παρά την προσθήκη ενός πόλου και ενός μηδενικού το σύστημα παραμένει τύπου μηδέν καθώς το μηδενικό τοποθετείται στη θέση του αρχικού πόλου ($s=-0.5$). Για την επίτευξη της κατάργησης του αρχικού πόλου η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι η εξής .

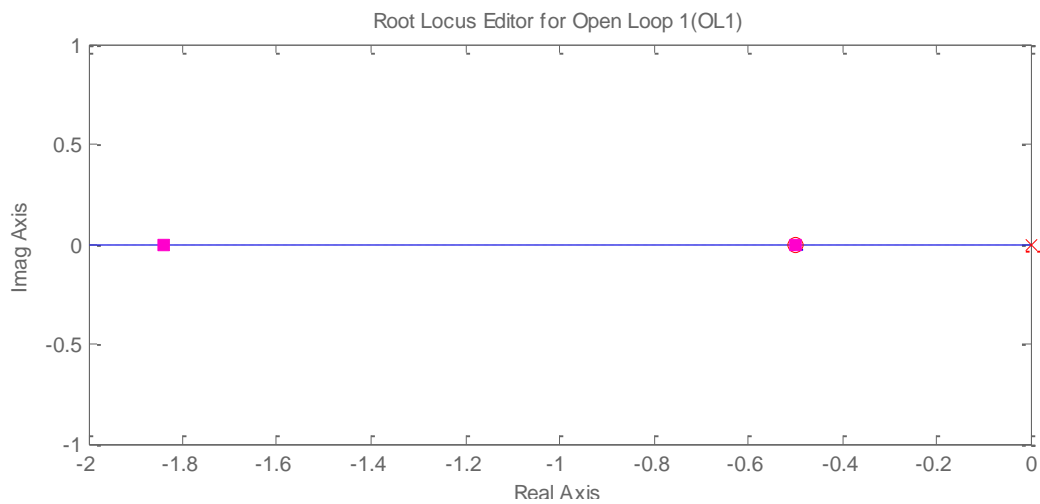
$$C(s) = \frac{K_p * (s + 0.5)}{s}$$

Με βάση τη συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή (C(s)) και τη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος (G(s)) οι συναρτήσεις μεταφοράς ανοιχτού και κλειστού βρόγχου τροποποιούνται ως εξής :

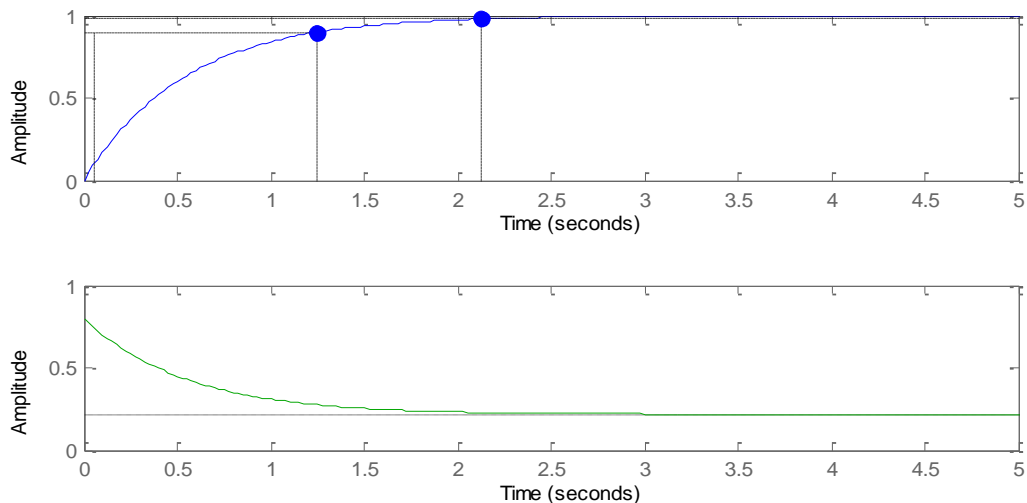
$$\Sigma. \text{ M. A. B. : } G(s) * C(s) = \frac{2.3}{s + 0.5} * \frac{K_p * (s + 0.5)}{s} = \frac{2.3 * K_p}{s}$$

$$\Sigma. \text{ M. K. B. : } T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s) * C(s)}{1 + G(s) * C(s)} = \frac{2.3 * K_p}{s + 2.3 * K_p}$$

Μία ικανοποιητική σχεδίαση με βάση την παραπάνω μέθοδο λαμβάνεται με κέρδη $K_p=0.8$ και $K_i=0.4$. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω δύο γραφήματα.



Σχήμα 3 : Νέος Γ.Τ.Ρ μετά από κατάργηση πόλου

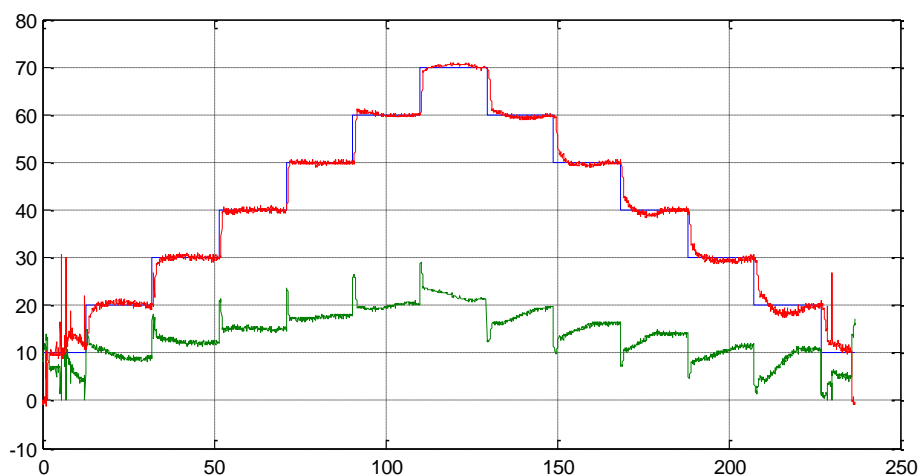


Σχήμα 4 : Απόκριση συστήματος κλειστού βρόγχου (διάγραμμα 1) και δράση ελεγκτή (διάγραμμα 2)

4.1.1 Βηματική είσοδος

Στο παρόν υποκεφάλαιο θα συγκριθούν τα πειραματικά αποτελέσματα με αυτά τις προσομοίωσης για βηματική είσοδο. Επίσης θα αναλυθούν οι αποκρίσεις καθώς και η δράση του ελεγκτή για διάφορες τιμές των κερδών (K_p , K_i) αλλά και η επίδραση των διαταραχών στο σύστημα.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα με βάση τα κέρδη που επιλέχθηκαν στην προσομοίωση.



Σχήμα 5 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου.

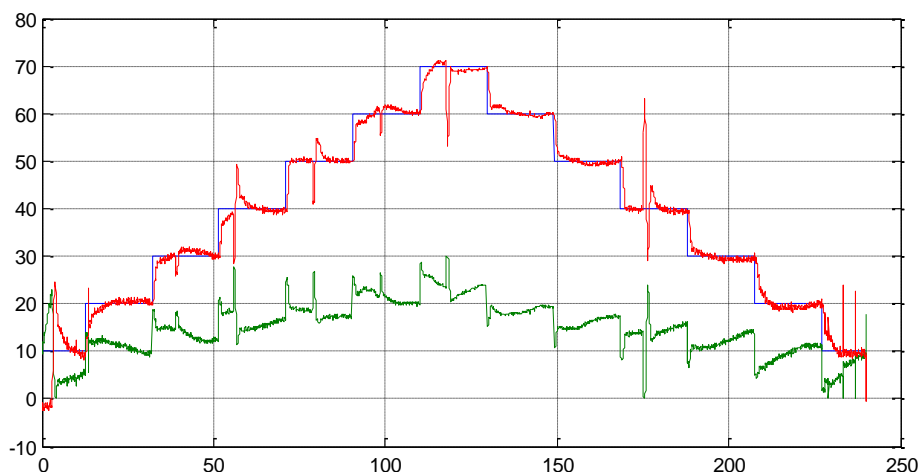
Στο Σχήμα 5 εμφανίζονται τρία διαγράμματα. Στο διάγραμμα με μπλε παρουσιάζονται οι 7 βηματικές αλλαγές (είσοδος) όπου το κάθε βήμα έχει διάρκεια 20 sec, με κόκκινο η απόκριση (έξοδος) του συστήματος και με πράσινο εμφανίζεται η δράση του ελεγκτή. Στον άξονα y εμφανίζεται το ύψος σε cm ενώ στον άξονα x ο χρόνος σε sec.

Παρατηρήσεις :

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, παρατηρώντας την απόκριση (r to y) του συστήματος (Σχήμα 4) ο χρόνος ανόδου (rise time) και ο χρόνος αποκατάστασης (settling time) είναι $T_r=1.20$ sec και $T_s=2.1$ sec αντίστοιχα. Επιπλέον παρατηρείται έντονη δράση στο σήμα ελέγχου του ελεγκτή (r to u) όπως φαίνεται στο Σχήμα 4, όπου κατά την εκκίνηση του συστήματος ο ελεγκτής δρα με σκοπό την μείωση του σφάλματος και την προσέγγιση της επιθυμητής τιμής. Όταν το σφάλμα της μόνιμης κατάστασης τείνει στο μηδέν η δράση του ελεγκτή μειώνεται σταδιακά. Από την άλλη σύμφωνα με τα πειραματικά αποτελέσματα, σε κάθε βηματική αλλαγή η απόκριση (έξοδος) του συστήματος ακολουθεί πιστά το set point ενώ ο ελεγκτής δρα με σκοπό την εξάλειψη του σφάλματος. Από τις παραπάνω βηματικές αποκρίσεις ο χρόνος ανόδου και ο χρόνος αποκατάστασης είναι περίπου $T_r=1$ sec και $T_s=2$ sec αντίστοιχα. Βλέπουμε λοιπόν ότι τα πειραματικά αποτελέσματα επαληθεύουν αυτά της προσομοίωσης και τα κέρδη του ελεγκτή που επιλέχθηκαν ανταποκρίνονται στις ανάγκες του συστήματος. Με τον ελεγκτή αυτό επιτυγχάνεται

στην πράξη μια γρήγορη απόκριση χωρίς υπερυψώσεις και με μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος υπό την επίδραση στιγμιαίων διαταραχών, τις οποίες εισάγουμε χειροκίνητα, για τις ίδιες τιμές των κερδών του ελεγκτή που επιλέχθηκαν παραπάνω.

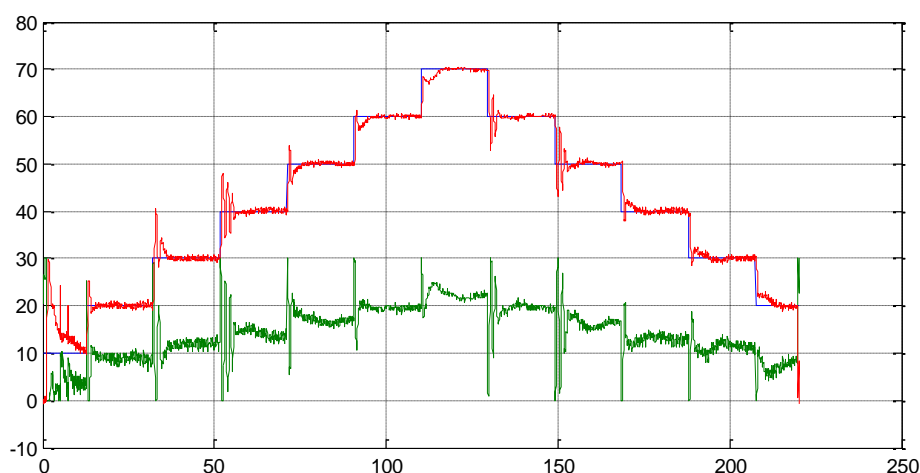


Σχήμα 6 : Ανταπόκριση διαταραχών.

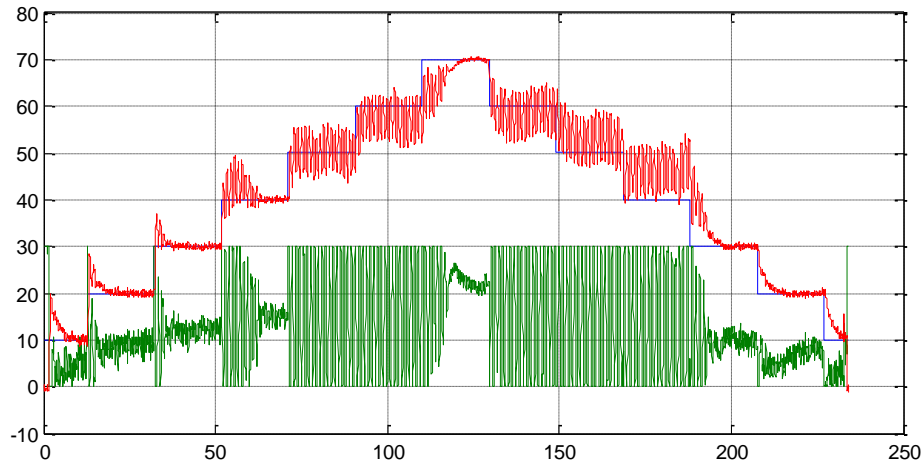
Παρατηρήσεις :

Από το παραπάνω διάγραμμα γίνεται φανερό ότι το σύστημα μπορεί να ανταποκριθεί εγκαίρως στις στιγμιαίες διαταραχές. Στα βήματα στα οποία έχει εισαχθεί διαταραχή ο ελεγκτής διορθώνει το σφάλμα και η έξοδος ακολουθεί και πάλι το σήμα αναφοράς. Ο συγκεκριμένος ελεγκτής έχει ικανοποιητική δράση για την αντιμετώπιση διαταραχών.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζονται δύο σχεδιάσεις ελεγκτή με κακή επιλογή των κερδών (K_p, K_i).



Σχήμα 7 : Διαγραμματική απεικόνιση βηματικών αποκρίσεων με ταλαντωτική συμπεριφορά.



Σχήμα 8 : Διαγραμματική απεικόνιση βηματικών αποκρίσεων με ταλαντωτική συμπεριφορά.

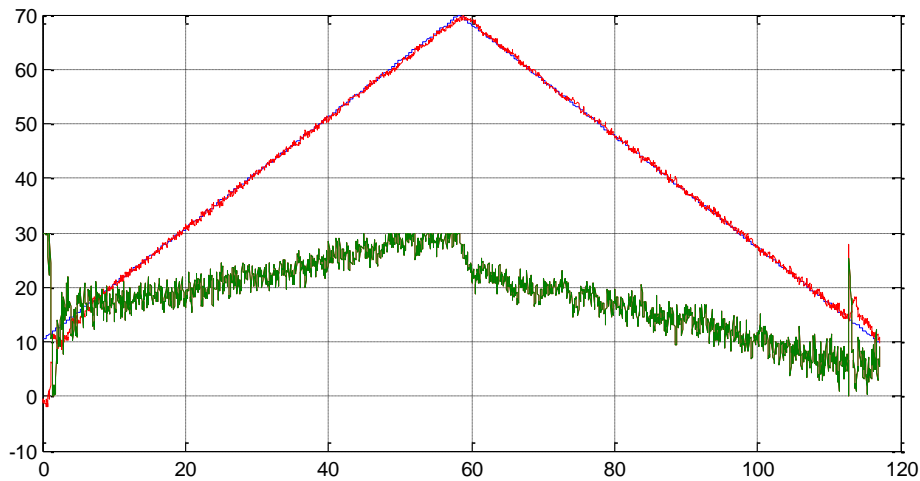
Παρατηρήσεις :

Με βάση την προηγούμενη ανάλυση και το Γ.Τ.Ρ. του Σχήματος 3, υπό κανονικές συνθήκες με μεγαλύτερα κέρδη θα είχαμε γρηγορότερη απόκριση χωρίς ταλαντώσεις. Το πρόβλημα είναι ο κορεσμός του σήματος ελέγχου που καθιστά το σύστημα μη γραμμικό, οδηγεί σε ταλάντωση του σήματος ελέγχου (έχουμε απότομα άλματα ανάμεσα στα δύο όρια) και αυτό οδηγεί σε ταλαντώσεις της εξόδου και σημαντική υποβάθμιση της απόκρισης. Πιο συγκεκριμένα στο Σχήμα 7 τα κέρδη του ελεγκτή είναι $K_p=2$ και $K_i=1$ με τα οποία το σύστημα εμφανίζει ταλαντώσεις με ποσοστό υπερύψωσης που κυμαίνεται από 20% έως 100% (Overshoot). Οι χρόνοι ανόδου και αποκατάστασης είναι $T_r=0.5$ sec και $T_s=5$ sec αντίστοιχα. Ενώ στο Σχήμα 8 τα κέρδη του ελεγκτή είναι $K_p=4$ και $K_i=2$. Με την υπερβολική αύξηση των κερδών αυξάνεται ακόμα περισσότερο η ταχύτητα απόκρισης του συστήματος, με τίμημα την εισαγωγή ταλαντώσεων.

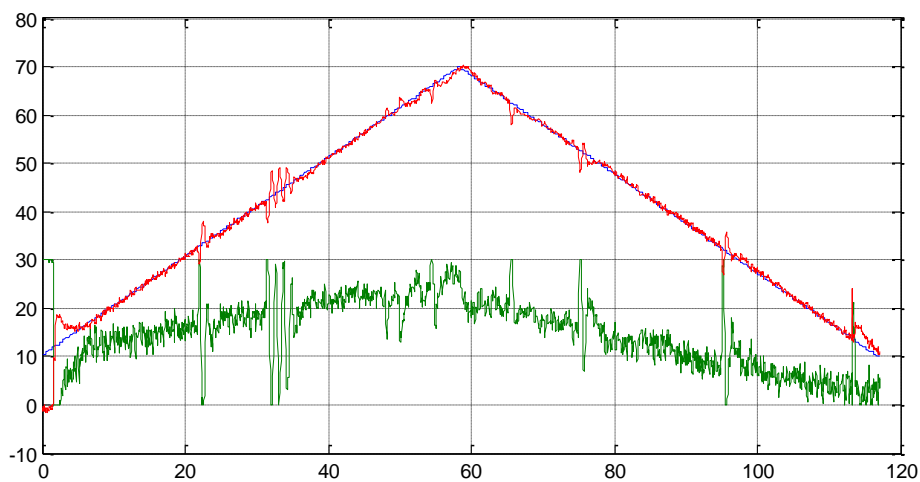
4.1.2 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα)

Το υποκεφάλαιο αυτό παρουσιάζει την απόκριση του συστήματος σε είσοδο ανωφέρεια (ράμπα). Θα αναλυθεί η έξοδος του συστήματος και η δράση του ελεγκτή σε σχέση με την επιθυμητή τιμή (set point) και η επίδραση των διαταραχών για διάφορες τιμές των κερδών.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος για είσοδο ράμπα με κέρδη $K_r=4$ και $K_i=2$.



Σχήμα 9 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.

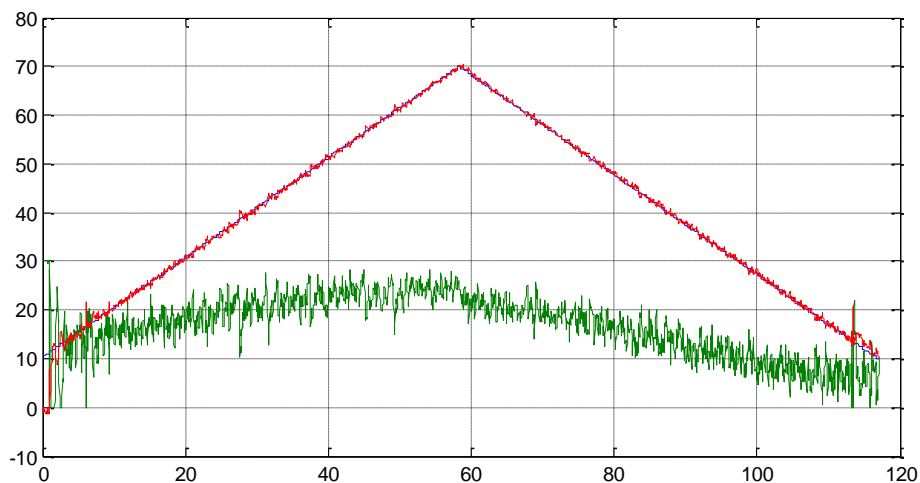


Σχήμα 10 : Ανταπόκριση συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές.

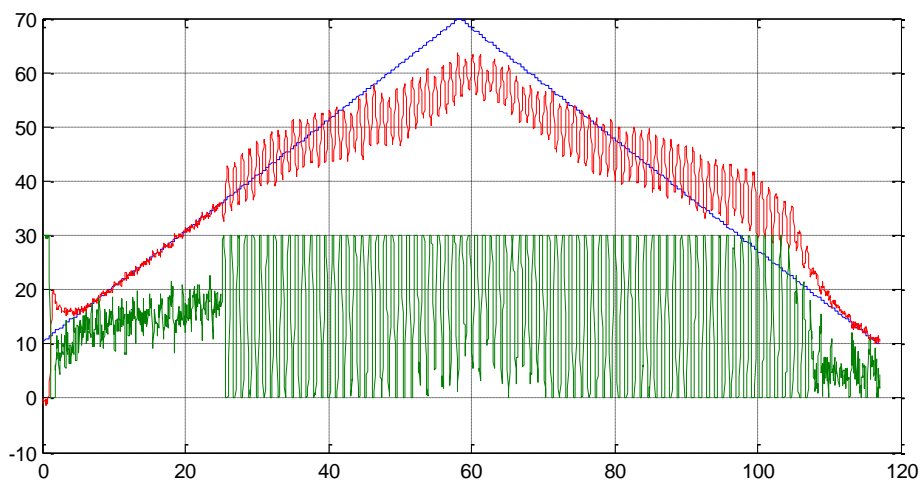
Παρατηρήσεις :

Για να πραγματοποιηθεί η είσοδος ανωφέρεια (ράμπα) εφαρμόζονται βηματικές αλλαγές μικρής διάρκειας (στη συγκεκριμένη απεικόνιση 500 ms) με μεταβολή του σήματος PWM. Λόγω αυτής της μικρής διάρκειας των βημάτων η χρήση αυξημένων κερδών δίνει τη δυνατότητα στην έξοδο του συστήματος να ακολουθεί το set point. Πιο συγκεκριμένα στο Σχήμα 9 απεικονίζεται η απόκριση του συστήματος για Κέρδη $K_r=2$ και $K_i=4$. Συγκρίνοντας τις βέλτιστες τιμές των κερδών για είσοδο βαθμίδα με αυτές για είσοδο ανωφέρεια διαπιστώνεται πως για τη συγκεκριμένη απόκριση υπάρχει περιθώριο αύξησης των κερδών κατά περίπου πέντε φορές. Όσον αφορά το Σχήμα 10, η απόκριση του συστήματος ανταποκρίνεται στις στιγμιαίες διαταραχές ακολουθώντας το set point.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος με κέρδη $K_r=5$ και $K_i=2,5$.



Σχήμα 11 : Διαγραμμική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.



Σχήμα 12 : Αδυναμία ανταπόκρισης της διαταραχής για είσοδο ράμπα.

Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 11 παρατηρείται γρηγορότερη απόκριση σε σχέση με την απόκριση του Σχήματος 9. Αυτό οφείλεται στην αύξηση του αναλογικού και του ολοκληρωτικού κέρδους. Παράλληλα στο Σχήμα 12 γίνεται εμφανής η αδυναμία ανταπόκρισης του συστήματος σε στιγμιαία διαταραχή. Η δράση του ελεγκτή οδηγεί σε έντονο κορεσμό και το σύστημα αδυνατεί στη συνέχεια να επανέλθει. Καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι μια περαιτέρω αύξηση των κερδών δίνει τη δυνατότητα καλύτερης απόκρισης του συστήματος αλλά αυξάνει την ευαισθησία του στις στιγμιαίες διαταραχές.

4.2 Κατάργηση νέου πόλου (ολοκληρωτή)

Η δεύτερη μέθοδος σχεδίασης διαπραγματεύεται την τοποθέτηση του μηδενικού που εισάγει ο ελεγκτής PI σε μία θέση πολύ κοντά στο νέο πόλο (ολοκληρωτή) με σκοπό την προσεγγιστική κατάργηση αυτού με κατάλληλη αύξηση του κέρδους. Για την επίτευξη της σχεδίασης αυτής η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι η εξής .

$$C(s) = \frac{K_p * (s + 0.125)}{s}$$

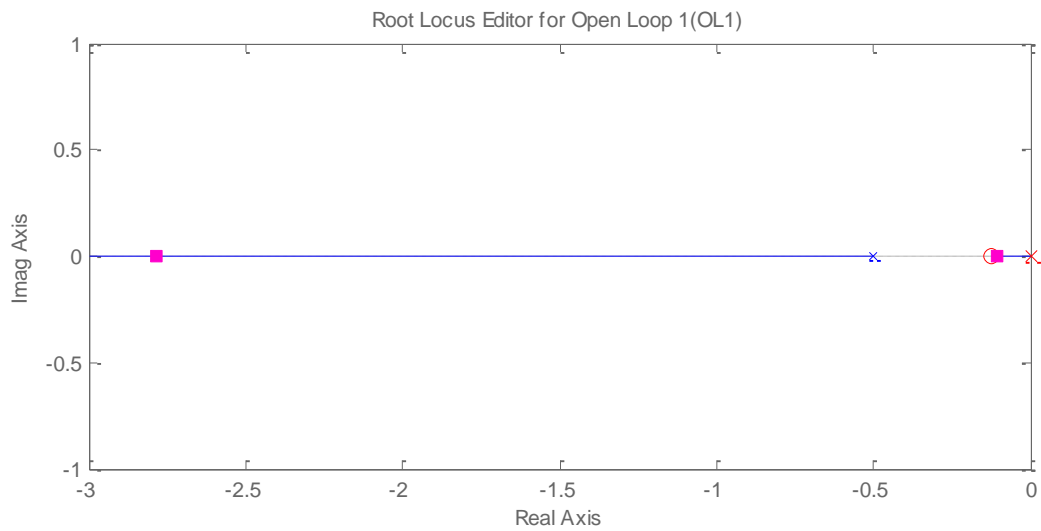
Η μορφή της συνάρτησης μεταφοράς του ελεγκτή φανερώνει πως το μηδενικό τοποθετήθηκε στη θέση $s=-0.125$, δηλαδή σε ένα σημείο πολύ πιο δεξιά από το μηδενικό πόλο και συνεπώς αρκετά κοντά στην αρχή των αξόνων.

Για τη συγκεκριμένη μέθοδο σχεδίασης, οι συναρτήσεις μεταφοράς ανοικτού και κλειστού βρόχου τροποποιούνται ως εξής:

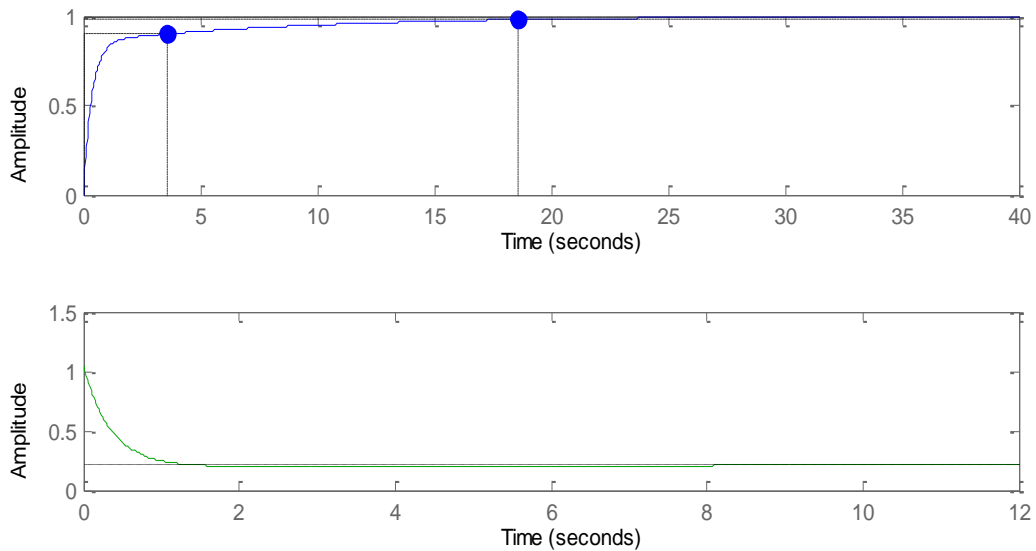
$$\Sigma. \text{ M. A. B. : } G(s) * C(s) = \frac{2.3}{s + 0.5} * \frac{K_p * (s + 0.125)}{s} = \frac{2.3 * K_p * (s + 0.125)}{s * (s + 0.5)}$$

$$\Sigma. \text{ M. K. B. : } T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s) * C(s)}{1 + G(s) * C(s)} = \frac{2.3 * K_p * (s + 0.125)}{s^2 + (2.3 * K_p + 0.5) * s + 0.2875 * K_p}$$

Μία ικανοποιητική σχεδίαση με βάση την παραπάνω μέθοδο λαμβάνεται με κέρδη $K_r=1.04$ και $K_i=0.13$. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω δύο γραφήματα.



Σχήμα 13 : Νέος Γ.Τ.Ρ. με προσεγγιστική κατάργηση ολοκληρωτή.

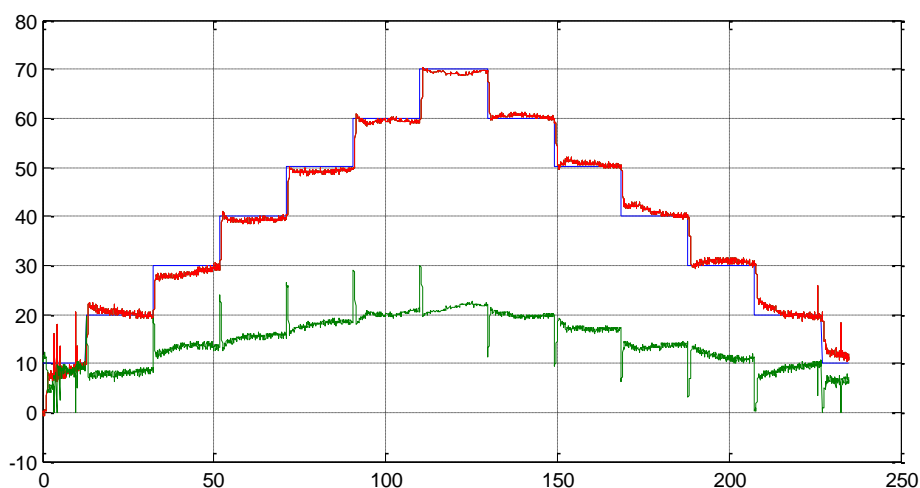


Σχήμα 14 : Απόκριση συστήματος κλειστού βρόγχου (διάγραμμα 1) και δράση ελεγκτή (διάγραμμα 2).

4.2.1 Βηματική είσοδος

Όπως προαναφέρθηκε, στο υποκεφάλαιο αυτό θα αναλυθεί η επιρροή της εισόδου βαθμίδας στο σύστημα.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα με βάση τα κέρδη που επιλέχθηκαν στην προσομοίωση.

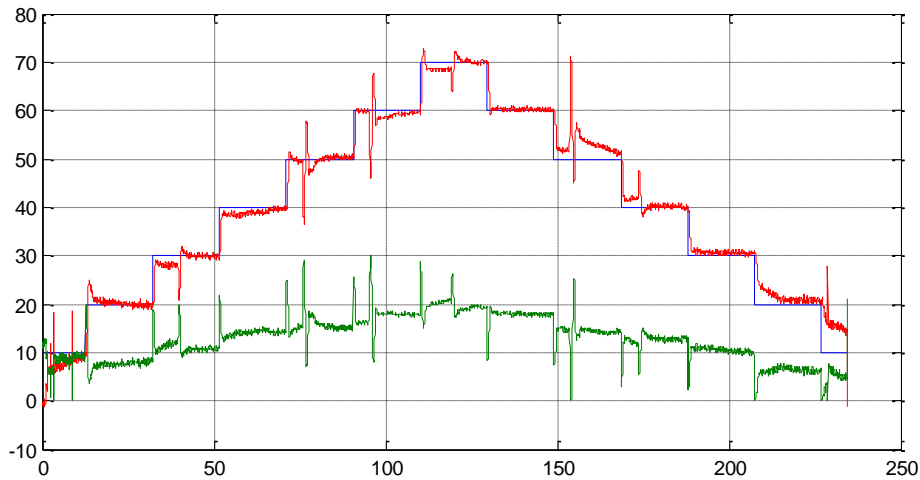


Σχήμα 15 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου.

Παρατηρήσεις :

Με βάση τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, παρατηρώντας την απόκριση (r to y) του συστήματος (Σχήμα 14), ο χρόνος ανόδου (rise time) και ο χρόνος αποκατάστασης (settling time) είναι $T_r=3.53$ sec και $T_s=18.6$ sec αντίστοιχα. Η βασική λειτουργία του σήματος ελέγχου (r to u) στην προκειμένη περίπτωση είναι παρόμοια με αυτήν της προηγούμενης σχεδίασης (κατάργηση αρχικού πόλου). Εξετάζοντας τα πειραματικά αποτελέσματα καταλήγουμε στη σχετική επαλήθευση των χρόνων ανόδου και αποκατάστασης, των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης. Παρά την έντονη δράση του ελεγκτή για εξάλειψη του σφάλματος μόνιμης κατάστασης το σύστημα προσεγγίζει την επιθυμητή τιμή (set point) οριακά στο χρόνο διάρκειας του βήματος. Σημαντική παρατήρηση είναι ότι το σύστημα σε πραγματικό χρόνο εμφανίζεται ως προς το χρόνο ανόδου πιο γρήγορο σε σχέση με την προσομοίωση. Επίσης εμφανίζονται υπερυψώσεις της τάξεως των 5-20% για τα κέρδη που επιλέχθηκαν ενώ στα αποτελέσματα της προσομοίωσης για οποιαδήποτε αύξηση των κερδών δεν εμφανίζεται υπερύψωση.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται οι στιγμιαίες διαταραχές για τις ίδιες τιμές των κερδών του ελεγκτή που επιλέχθηκαν παραπάνω.

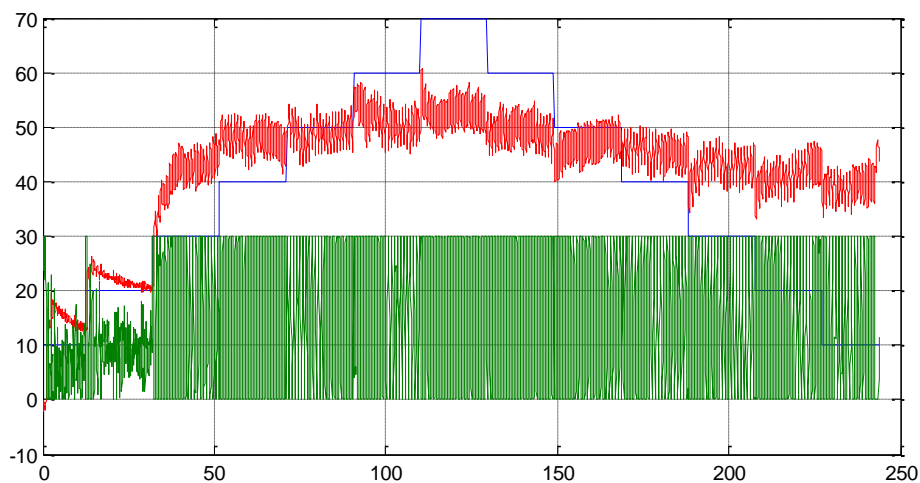


Σχήμα 16 : Ανταπόκριση διαταραχών.

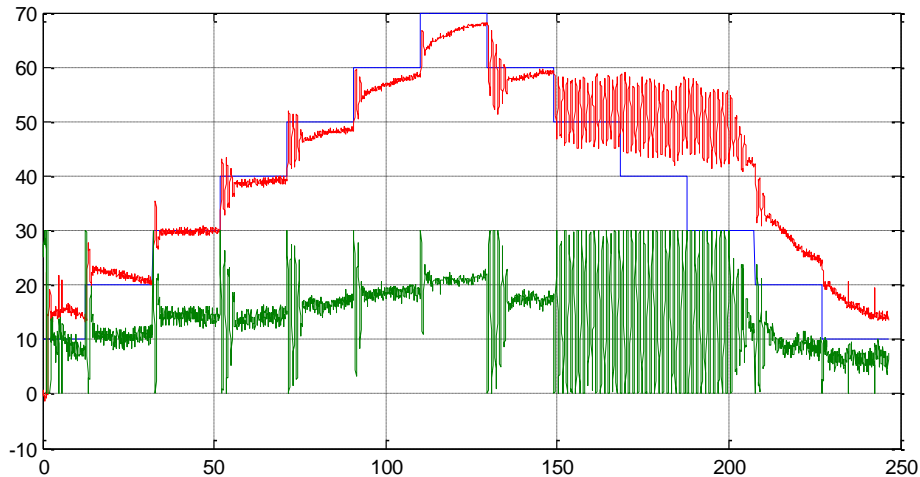
Παρατηρήσεις :

Στο παραπάνω διάγραμμα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος η οποία ανταποκρίνεται εγκαίρως στις στιγμιαίες διαταραχές. Στα βήματα στα οποία έχει εισαχθεί διαταραχή ο ελεγκτής διορθώνει το σφάλμα και η έξοδος ακολουθεί και πάλι το σημείο αναφοράς. Ο συγκεκριμένος ελεγκτής έχει ικανοποιητική δράση για την αντιμετώπιση διαταραχών αλλά αργή διόρθωση του σφάλματος στην μόνιμη κατάσταση. Αυτό οφείλεται στην μικρή τιμή του ολοκληρωτικού κέρδους που συνεπάγεται η χρήση ενός μηδενικού κοντά στην αρχή των αξόνων.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζονται δύο σχεδιάσεις ελεγκτή με κακή επιλογή των κερδών (K_p, K_i).



Σχήμα 17 : Διαγραμματική απεικόνιση βηματικών αποκρίσεων με ταλαντωτική συμπεριφορά.



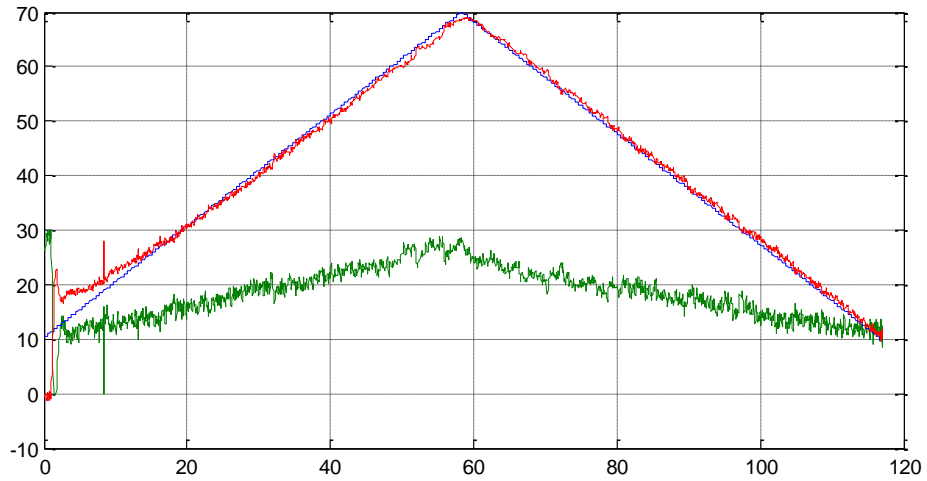
Σχήμα 18 : Διαγραμματική απεικόνιση βηματικών αποκρίσεων με ταλαντωτική συμπεριφορά.

Παρατηρήσεις :

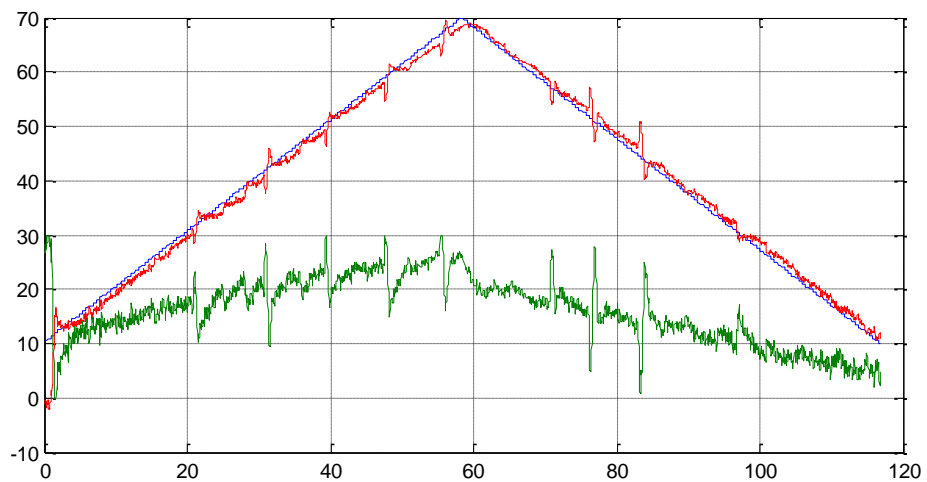
Στο Σχήμα 17 τα κέρδη του ελεγκτή είναι $K_r=8$ και $K_i=1$ τα οποία είναι περίπου οκτώ φορές μεγαλύτερα από τα ικανοποιητικά αρχικά κέρδη που επιλέχθηκαν. Λόγω της μεγάλης αυτής αύξησης των κερδών εντοπίζεται σημαντική επιτάχυνση της απόκρισης του συστήματος και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση ταλαντώσεων και την αδυναμία στο να ακολουθεί η έξοδος την είσοδο αναφοράς. Η αδυναμία εντοπισμού της εισόδου εμφανίζεται στο σύστημα από το βήμα 20-30 και διαρκεί ως το τέλος της πειραματικής διαδικασίας. Αυτό γίνεται φανερό και από το σήμα ελέγχου το οποίο βρίσκεται μόνιμα στον κορεσμό. Η διαγραμματική απεικόνιση των βηματικών αλλαγών του Σχήματος 18 είναι αποτέλεσμα της μετακίνησης του μηδενικού δεξιότερα προς την αρχή των αξόνων. Πιο συγκεκριμένα το μηδενικό τοποθετήθηκε στη θέση $s=-0.076$ με αποτέλεσμα τα κέρδη του ελεγκτή να μεταβληθούν. Η τιμή που πήρε το αναλογικό κέρδος μετά τη μετατόπιση είναι $K_r=2.6$ και η τιμή του ολοκληρωτικού κέρδους είναι $K_i=0.2$. Μελετώντας τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρατηρείται ότι κατά τη μετακίνηση του μηδενικού δεξιότερα ο χρόνος ανόδου μειώνεται και ο χρόνος αποκατάστασης αυξάνεται αισθητά. Αυτό παρατηρείται επίσης και από τα πειραματικά αποτελέσματα καθώς είναι φανερό πως στο Σχήμα 18 το σύστημα δεν προλαβαίνει να αποκατασταθεί κατά τη μεταβολή του βήματος στην άνοδο παρά την περαιτέρω αύξηση των κερδών. Στην κάθοδο δε το σύστημα αποκτά ταλαντωτική συμπεριφορά.

4.2.2 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα)

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος για είσοδο ράμπα με κέρδη $K_r=2.4$ και $K_i=0.3$.



Σχήμα 19 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.

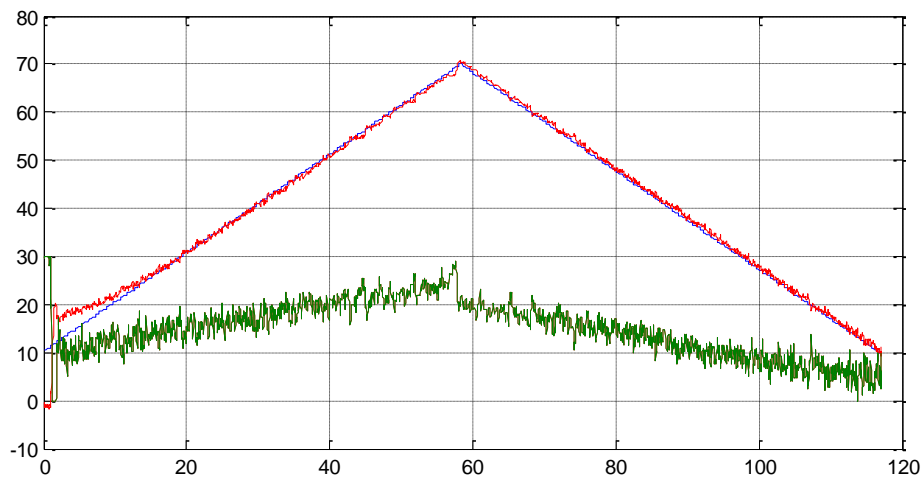


Σχήμα 20 : Ανταπόκριση συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές.

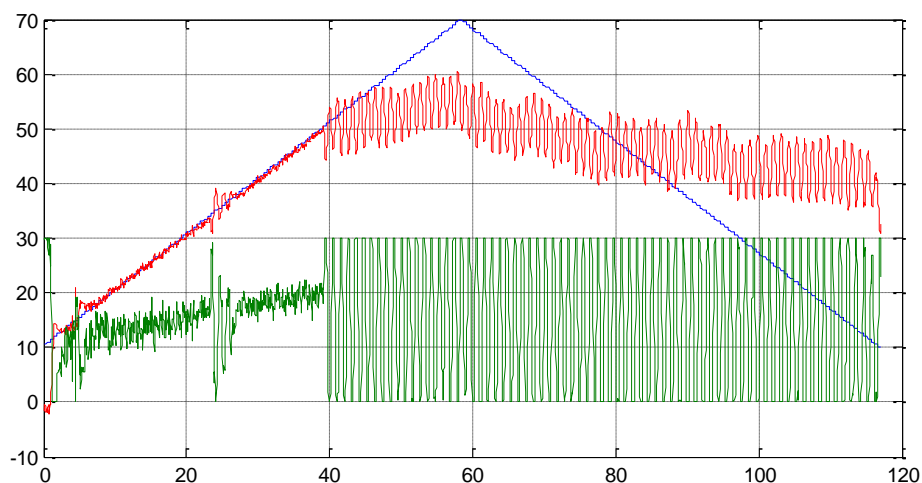
Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 19 απεικονίζεται η απόκριση του συστήματος για Κέρδη $K_r=2.4$ και $K_i=0.3$. για τα συγκεκριμένα κέρδη του ελεγκτή που χρησιμοποιήθηκαν η απόκριση του συστήματος είναι αρκετά ικανοποιητική. Η έξοδος του συστήματος ακολουθεί την είσοδο αναφοράς αλλά εντοπίζεται απόκλιση στην έξοδο για υψηλές τιμές του PWM. Όσον αφορά το Σχήμα 20, η απόκριση του συστήματος ανταποκρίνεται στις στιγμιαίες διαταραχές ακολουθώντας το set point. Το σύστημα αυτό μπορεί να αντιμετωπίσει έντονες διαταραχές χωρίς να υπάρχει ο κίνδυνος της αστάθειας. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το σύστημα είναι σχετικά αργό.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος με κέρδη $K_r=4$ και $K_i=0.5$.



Σχήμα 21 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.



Σχήμα 22 : Αδυναμία ανταπόκρισης της διαταραχής για είσοδο ράμπα.

Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 21 παρατηρείται γρηγορότερη απόκριση σε σχέση με την απόκριση του Σχήματος 19. Αυτό οφείλεται στην αύξηση του αναλογικού και του ολοκληρωτικού κέρδους. Παράλληλα στο Σχήμα 22 γίνεται εμφανής η αδυναμία ανταπόκρισης του συστήματος σε στιγμιαία διαταραχή. Ειδικότερα το σύστημα δεν μπορεί να αντιμετωπίσει έντονες διαταραχές όπως αυτή στα 50 cm όπου το σύστημα αδυνατεί να εντοπίσει εκ νέου το set point. Η δράση του ελεγκτή φτάνει στον κορεσμό διότι αδυνατεί να διορθώσει το σφάλμα. Όπως και στην σχεδίαση της κατάργησης πόλου έτσι κι' εδώ το συμπέρασμα είναι, ότι μια περεταίρω αύξηση των κερδών δίνει την δυνατότητα καλύτερης απόκρισης του συστήματος αλλά αυξάνει την ευαισθησία του στις στιγμιαίες διαταραχές.

4.3 Τοποθέτηση του μηδενικού αριστερά των δύο πόλων

Η συγκεκριμένη μέθοδος σχεδίασης που είναι η τρίτη κατά σειρά, αναφέρεται στην τοποθέτηση του μηδενικού αριστερά των δύο πόλων του συστήματος μετά την εισαγωγή του ελεγκτή PI. Σκοπός αυτής της σχεδίασης είναι η επίτευξη γρηγορότερης απόκρισης σε σχέση με τις άλλες δύο σχεδιάσεις οι οποίες αναφέρθηκαν παραπάνω. Για την επίτευξη της σχεδίασης αυτής η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι η εξής .

$$C(s) = \frac{K_p * (s + 1)}{s}$$

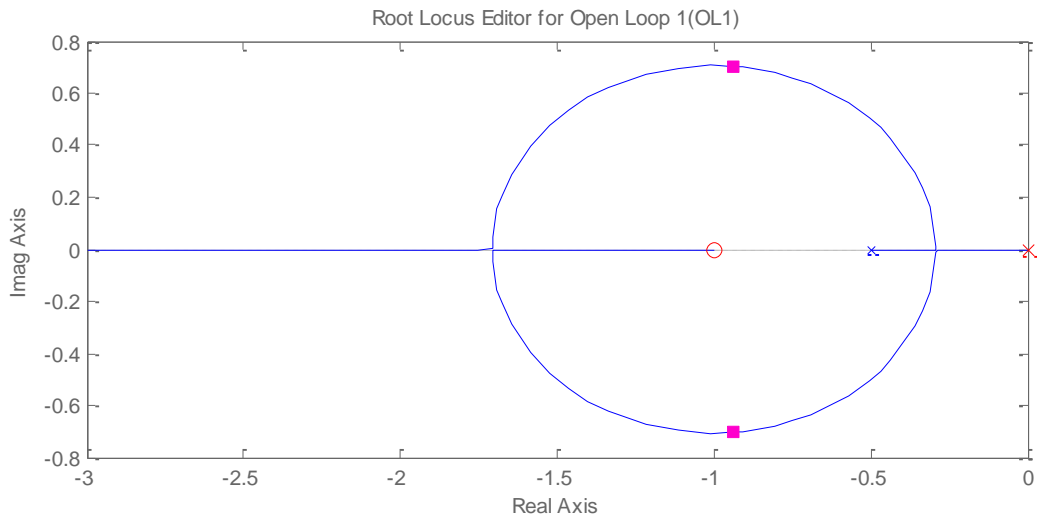
Η μορφή της συνάρτησης μεταφοράς του ελεγκτή φανερώνει πως το μηδενικό τοποθετήθηκε στην θέση $s=-1$.

Για τη συγκεκριμένη μέθοδο σχεδίασης, οι συναρτήσεις μεταφοράς ανοικτού και κλειστού βρόχου τροποποιούνται ως εξής:

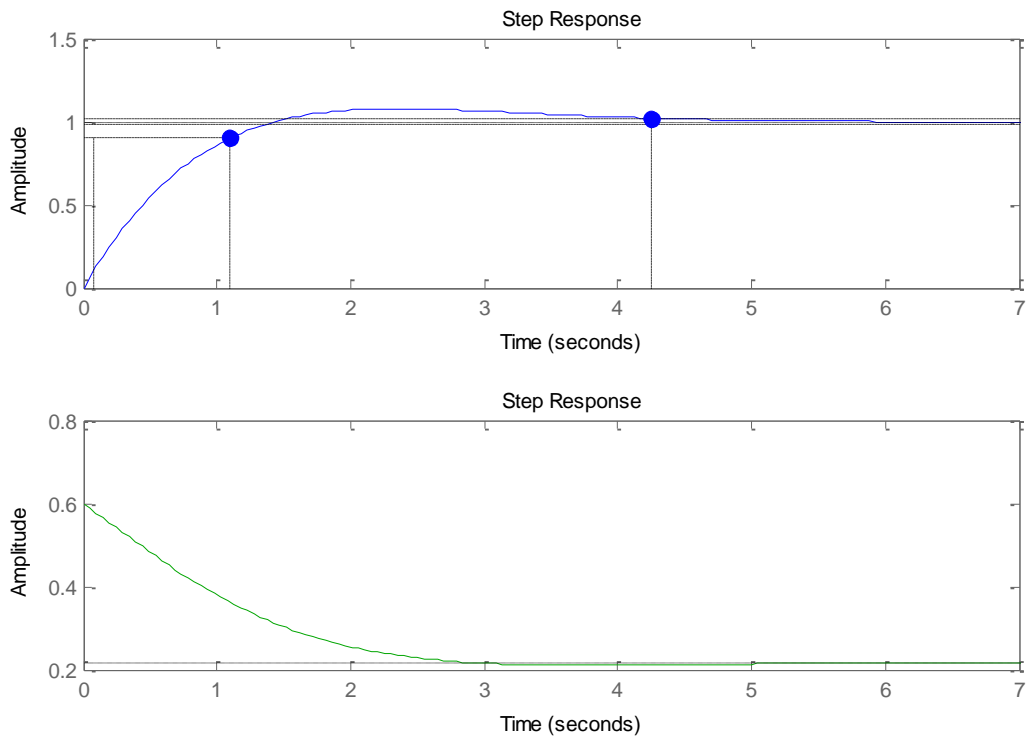
$$\Sigma. \text{ M. A. B. : } G(s) * C(s) = \frac{2.3}{s + 0.5} * \frac{K_p * (s + 1)}{s} = \frac{2.3 * K_p * (s + 1)}{s * (s + 0.5)}$$

$$\Sigma. \text{ M. K. B. : } T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s) * C(s)}{1 + G(s) * C(s)} = \frac{2.3 * K_p * (s + 1)}{s^2 + (2.3 * K_p + 0.5) * s + 2.3 * K_p}$$

Μία ικανοποιητική σχεδίαση με βάση την παραπάνω μέθοδο λαμβάνεται με κέρδη $K_r=0.6$ και $K_i=0.6$. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω δύο γραφήματα.



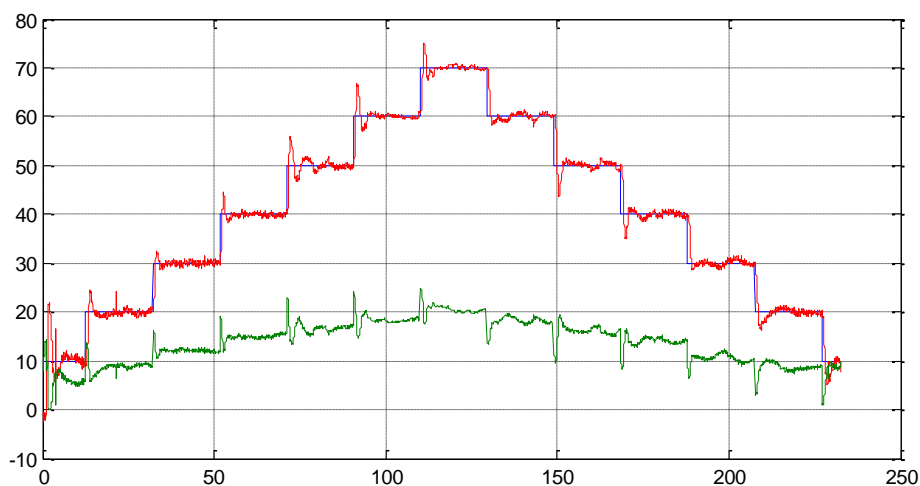
Σχήμα 23 : Νέος Γ.Τ.Ρ. για τοποθέτηση του μηδενικού αριστερά των δύο πόλων.



Σχήμα 24 : Απόκριση συστήματος κλειστού βρόγχου (διάγραμμα 1) και δράση ελεγκτή (διάγραμμα 2).

4.3.1 Βηματική είσοδος

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα με βάση τα κέρδη που επιλέχθηκαν στην προσομοίωση.

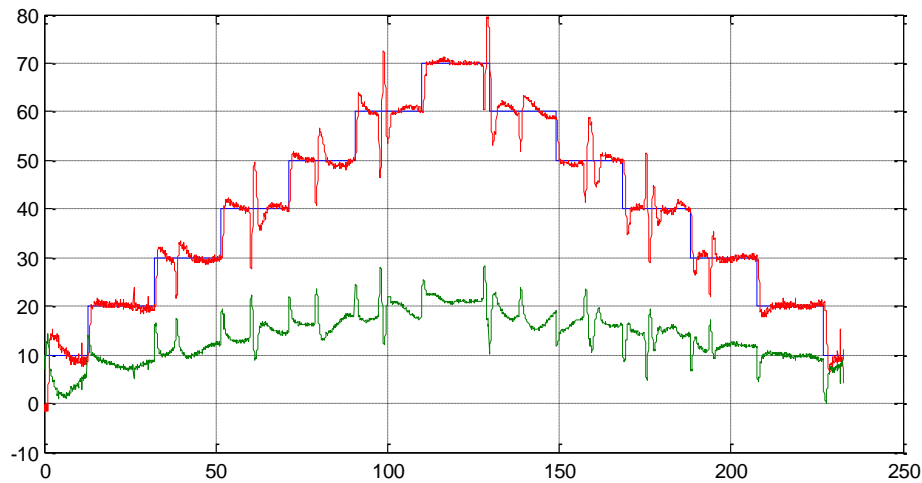


Σχήμα 25 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου.

Παρατηρήσεις :

Με βάση τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, παρατηρώντας την απόκριση (r to y) του συστήματος (Σχήμα 24), ο χρόνος ανόδου (rise time) και ο χρόνος αποκατάστασης (settling time) είναι $T_r=1.04$ sec και $T_s=4.25$ sec αντίστοιχα. Η βασική λειτουργία του σήματος ελέγχου (r to u) στην προκειμένη περίπτωση είναι παρόμοια με αυτήν των προηγούμενων σχεδιάσεων (κατάργηση αρχικού πόλου, τοποθέτηση του μηδενικού πολύ κοντά στο μηδέν). Εξετάζοντας τα πειραματικά αποτελέσματα διαπιστώνουμε πως ο χρόνος ανόδου και ο χρόνος αποκατάστασης είναι $T_r=0.7$ sec και $T_s=4.5$ sec αντίστοιχα. Είναι εμφανές πως τα πειραματικά αποτελέσματα επαληθεύουν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Με βάση τη συγκεκριμένη επιλογή των κερδών (K_p, K_i) γίνεται φανερό πως ο γεωμετρικός τόπος ριζών του συστήματος της προσομοίωσης αλλάζει και οι πόλοι του συστήματος από πραγματικοί αποκτούν φανταστικό μέρος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της ταχύτητας απόκρισης με τίμημα την εισαγωγή υπερυψώσεων στο σύστημα. Μια σημαντική διαφορά των πειραματικών αποτελεσμάτων με αυτά της προσομοίωσης είναι πως λόγω της ύπαρξης του μηδενικού παρατηρούμε υπερύψωση της τάξεως 50% στο πραγματικό σύστημα, έναντι 7% της προσομοίωσης.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος υπό την επίδραση στιγμιαίων διαταραχών, για τις ίδιες τιμές των κερδών του ελεγκτή που επιλέχθηκαν παραπάνω.

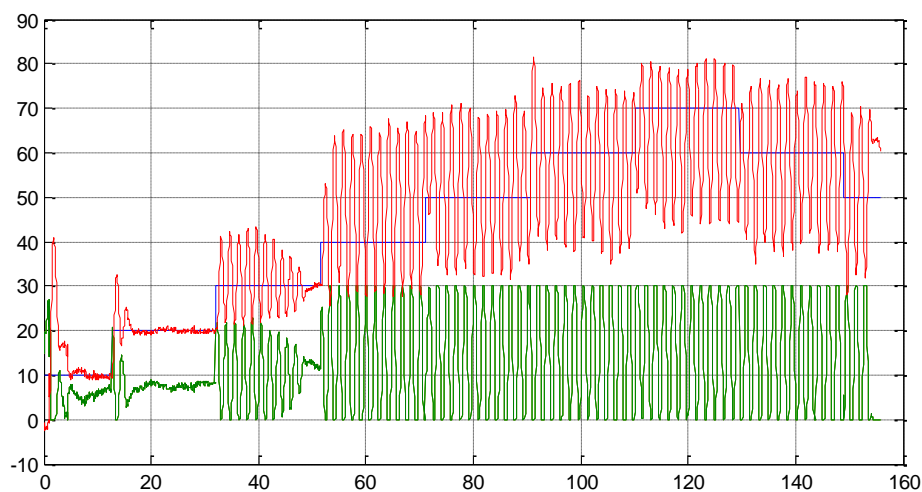


Σχήμα 26 : Ανταπόκριση διαταραχών.

Παρατηρήσεις :

Από το παραπάνω διάγραμμα γίνεται φανερό ότι το σύστημα μπορεί να ανταποκριθεί γρήγορα στις στιγμιαίες διαταραχές. Στα βήματα στα οποία έχει εισαχθεί διαταραχή ο ελεγκτής διορθώνει το σφάλμα και η έξοδος ακολουθεί και πάλι το σημείο αναφοράς. Για το συγκεκριμένο ελεγκτή λόγω της μεγάλης ταχύτητας απόκρισης στο σήμα εξόδου εντοπίζονται μεγάλες υπερυψώσεις κατά τη διόρθωση των στιγμιαίων διαταραχών.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται μια σχεδίαση ελεγκτή με κακή επιλογή των κερδών (K_p, K_i).



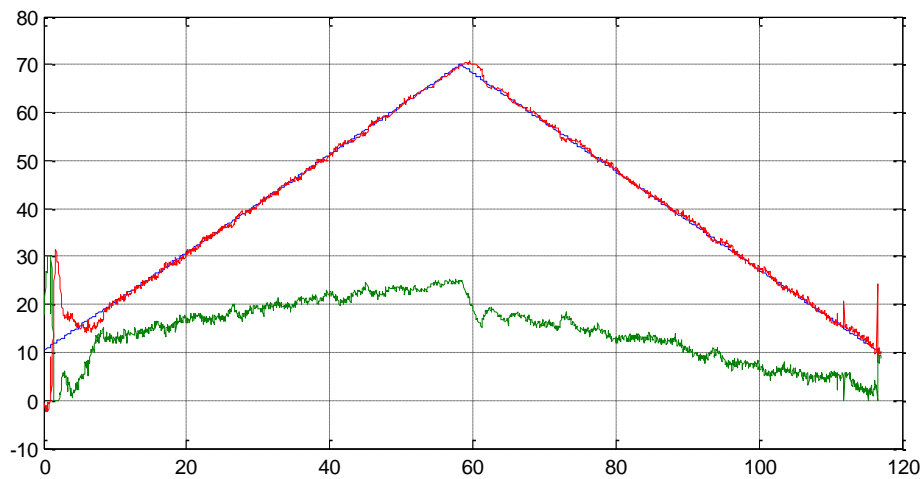
Σχήμα 27 : Διαγραμματική απεικόνιση βηματικών αποκρίσεων με ταλαντωτική συμπεριφορά.

Παρατηρήσεις :

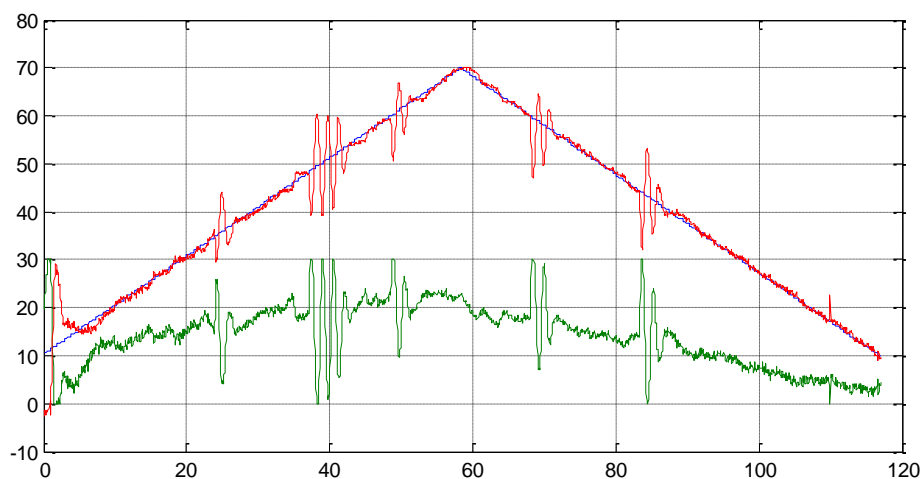
Στο Σχήμα 27 τα κέρδη του ελεγκτή είναι $K_p=1.2$ και $K_i=1.2$ τα οποία είναι δύο φορές μεγαλύτερα από τα βέλτιστα κέρδη που εντοπίστηκαν. Λόγω της μεγάλης αυτής αύξησης των κερδών εντοπίζεται σημαντική επιτάχυνση της απόκρισης και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση ταλαντώσεων. Αυτή η μη γραμμική ταλαντωτική συμπεριφορά οφείλεται στο φαινόμενο του κορεσμού που παρατηρείται στο σήμα ελέγχου.

4.3.2 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα)

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος για είσοδο ανωφέρεια (ράμπα) με κέρδη $K_p=1.5$ και $K_i=1.5$.



Σχήμα 28 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.

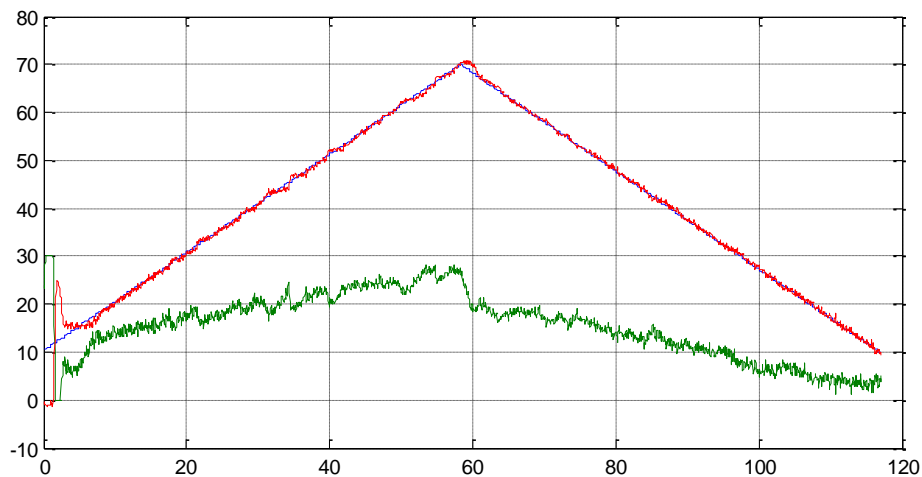


Σχήμα 29 : Ανταπόκριση συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές.

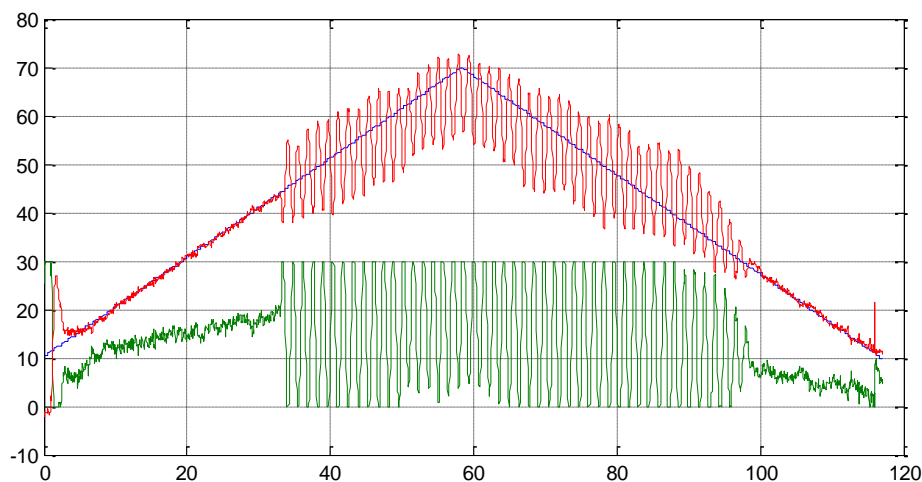
Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 28 απεικονίζεται η απόκριση του συστήματος για Κέρδη $K_r=1.5$ και $K_i=1.5$. Για τα συγκεκριμένα κέρδη του ελεγκτή που χρησιμοποιήθηκαν η απόκριση του συστήματος είναι αρκετά ικανοποιητική. Η έξοδος του συστήματος ακολουθεί την είσοδο αναφοράς αλλά όπως και σε προηγούμενες σχεδιάσεις για μεγάλες τιμές τις εισόδου η έξοδος παρουσιάζει απόκλιση. Αυτό το φαινόμενο εντοπίζεται κυρίως κατά την πτώση του τετρακόπτερου από τα 70 εκατοστά. Όσον αφορά το Σχήμα 29, η απόκριση του συστήματος ανταποκρίνεται στις στιγμιαίες διαταραχές ακολουθώντας το set point. Το σύστημα αυτό μπορεί να αντιμετωπίσει έντονες διαταραχές χωρίς να υπάρχει ο κίνδυνος εμφάνισης ταλαντώσεων και αδυναμίας προσέγγισης της επιθυμητής τιμής (set point).

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος με κέρδη $K_r=2$ και $K_i=2$.



Σχήμα 30 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.

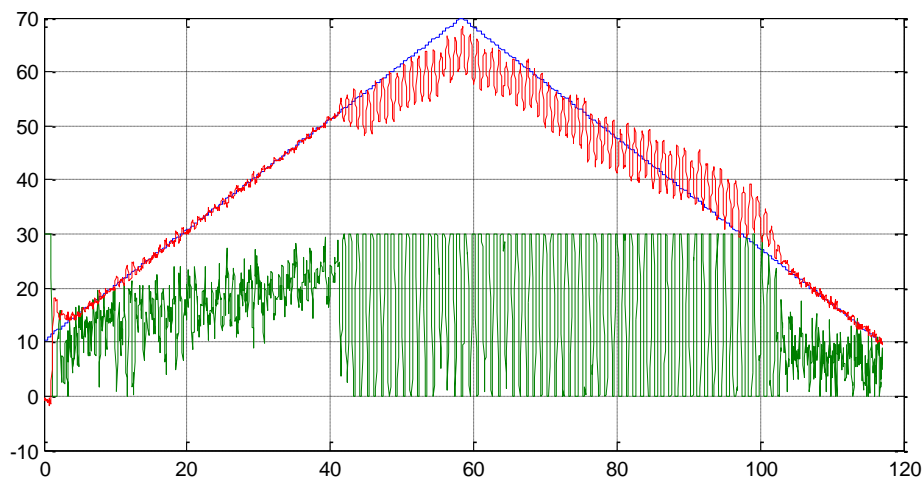


Σχήμα 31 : Αδυναμία ανταπόκρισης της διαταραχής για είσοδο ράμπα.

Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 30 παρατηρείται γρηγορότερη απόκριση σε σχέση με αυτή του Σχήματος 28. Αυτό οφείλεται στην αύξηση του αναλογικού και του ολοκληρωτικού κέρδους. Όπως είναι φανερό στο Σχήμα 31 παρατηρείται αδυναμία αντιμετώπισης των διαταραχών. Συγκεκριμένα από την πρώτη κιάλας προσπάθεια εισαγωγής διαταραχών, περίπου στα 40 cm, η έξοδος του συστήματος αδυνατεί να προσεγγίσει την επιθυμητή τιμή και ταλαντεύεται γύρω από αυτή. Παρά το γεγονός ότι ο ελεγκτής έχει ολοκληρωτική δράση (εξάλειψη του σφάλματος) δεν δύναται να αντιμετωπίσει την διαταραχή λόγω του φαινομένου του κορεσμού.

Στο διάγραμμα που ακολουθεί εμφανίζεται η περίπτωση επιλογής αρκετά υψηλών κερδών με αποτέλεσμα η έξοδος του συστήματος να χάνει το σημείο αναφοράς χωρίς την ύπαρξη στιγμιαίας διαταραχής. Τα κέρδη που επιλέχθηκαν είναι $K_p = 7$ και $K_i = 7$.



Σχήμα 32 : Αδυναμία ανταπόκρισης του συστήματος.

4.4 Σχεδίαση σύμφωνα με το βέλτιστο πολυώνυμο (ITAE)

Η συγκεκριμένη σχεδίαση του ελεγκτή βασίζεται στον υπολογισμό του αναλογικού και ολοκληρωτικού κέρδους σύμφωνα με το βέλτιστο πολυώνυμο δευτέρου βαθμού. Η γενική μορφή του ελεγκτή PI είναι:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p * s + K_i}{s}$$

Με βάση τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς του ελεγκτή ($C(s)$) και τη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ($G(s)$) οι συναρτήσεις μεταφοράς ανοιχτού και κλειστού βρόγχου τροποποιούνται ως εξής :

$$\Sigma. \text{ Μ. Α. Β. : } G(s) * C(s) = \frac{2.3}{s + 0.5} * \frac{K_p * s + K_i}{s} = \frac{2.3 * (K_p * s + K_i)}{s^2 + 0.5 * s}$$

$$\begin{aligned} \Sigma. \text{M. K. B. : } T(s) &= \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s) * C(s)}{1 + G(s) * C(s)} = \frac{\frac{2.3 * (Kp * s + Ki)}{s^2 + 0.5 * s}}{1 + \frac{2.3 * (Kp * s + Ki)}{s^2 + 0.5 * s}} = \\ &= \frac{\frac{2.3 * (Kp * s + Ki)}{s^2 + 0.5 * s}}{\frac{s^2 + 0.5 * s}{s^2 + 0.5 * s} + \frac{2.3 * (Kp * s + Ki)}{s^2 + 0.5 * s}} = \frac{2.3 * (Kp * s + Ki)}{s^2 + 0.5 * s + 2.3 * (Kp * s + Ki)} \end{aligned}$$

Επομένως η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου είναι η παρακάτω :

$$T(s) = \frac{2.3 * (Kp * s + Ki)}{s^2 + 0.5 * s + 2.3 * Kp * s + 2.3 * Ki}$$

Η χαρακτηριστική εξίσωση (Χ.Ε.) της συνάρτησης μεταφοράς είναι λοιπόν:

$$\text{Χ. Ε. : } s^2 + (0.5 + 2.3 * Kp) * s + 2.3 * Ki = 0$$

Σε αυτό το σημείο είναι σημαντικό να αναφερθεί πως η πρότυπη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου ενός δευτεροβάθμιου συστήματος έχει τη μορφή :

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 * \zeta * \omega_n * s + \omega_n^2}$$

Η χαρακτηριστική εξίσωση αυτής είναι :

$$\text{Χ. Ε. : } s^2 + 2 * \zeta * \omega_n * s + \omega_n^2 = 0$$

Το βέλτιστο δευτεροβάθμιο πολυώνυμο όπου ο συντελεστής απόσβεσης είναι $\zeta=0.7$, είναι της μορφής:

$$s^2 + 1.4 * \omega_n * s + \omega_n^2$$

Τέλος για τον υπολογισμό των κερδών εξισώνουμε τους συντελεστές της Χ.Ε. με τους συντελεστές του βέλτιστου πολυωνύμου.

$$0.5 + 2.3 * Kp = 1.4 * \omega_n \quad (1)$$

$$2.3 * Ki = \omega_n^2 \quad (2)$$

Από την (1) έχουμε :

$$Kp = \frac{(1.4 * \omega_n - 0.5)}{2.3}$$

Και από την (2) έχουμε:

$$Ki = \frac{\omega_n^2}{2.3}$$

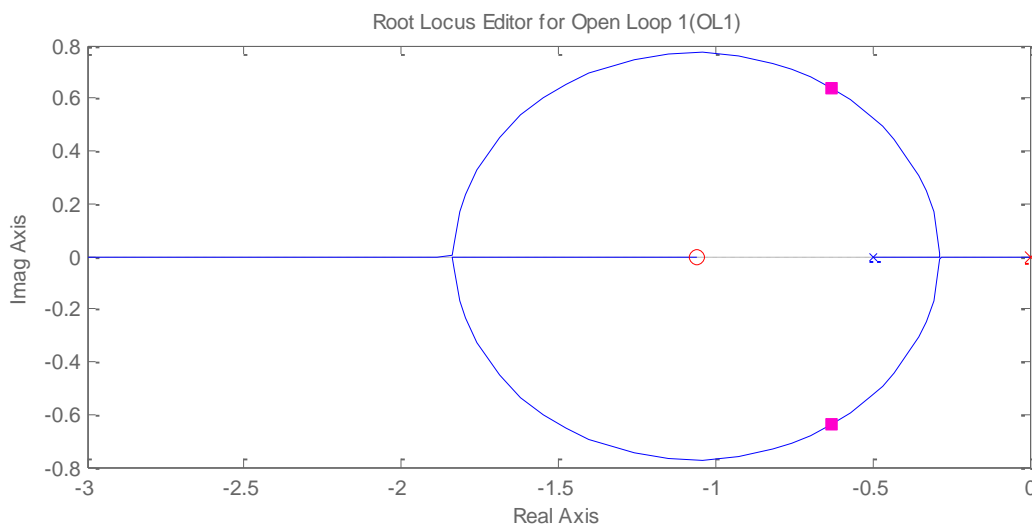
Από τις παραπάνω σχέσεις, μεταβάλλοντας την τιμή του ω_n μπορούμε να υπολογίσουμε τα βέλτιστα κέρδη του ελεγκτή.

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές των κερδών K_i και K_p για διάφορες τιμές του ω_n .

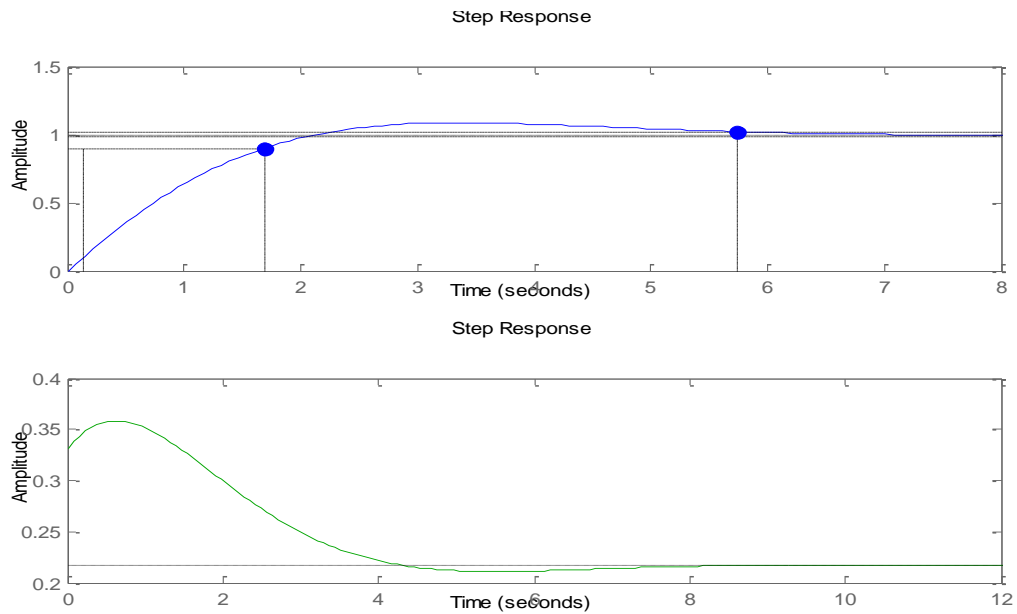
ω_n (r/s)	K_i	K_p
0,7	0,21304	0,2087
0,8	0,27826	0,26957
0,9	0,35217	0,33043
1	0,43478	0,3913
1,1	0,52609	0,45217
1,5	0,97826	0,69565
2	1,73913	1

Πίνακας 4 : Τιμές κερδών συναρτήσει του ω_n .

Μία ικανοποιητική σχεδίαση με βάση την παραπάνω μέθοδο λαμβάνεται με κέρδη $K_p=0.33$ και το $K_i=0.352$. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω δύο γραφήματα.



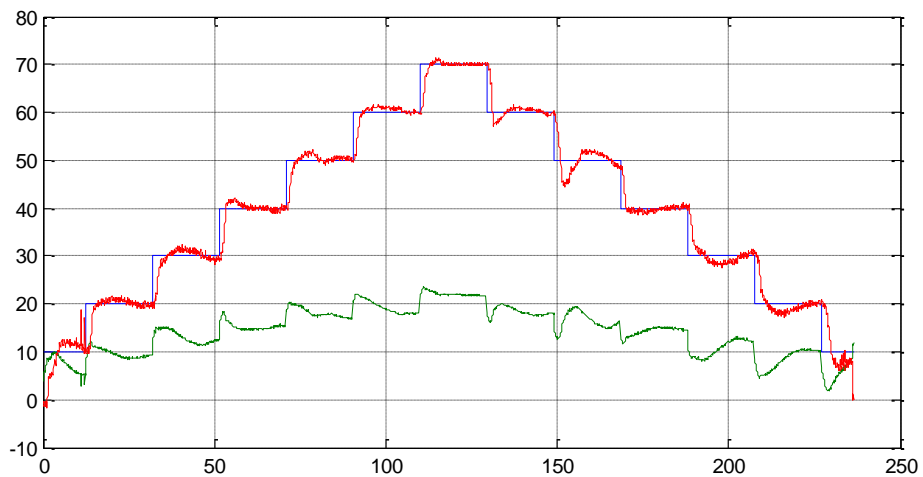
Σχήμα 33 : Νέος Γ.Τ.Ρ για ελεγκτή σύμφωνα με το βέλτιστο πολυώνυμο (ITAE).



Σχήμα 34 : Απόκριση συστήματος κλειστού βρόγχου (διάγραμμα 1) και δράση ελεγκτή (διάγραμμα 2).

4.4.1 Βηματική είσοδος

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα με βάση τα κέρδη που επιλέχθηκαν στην προσομοίωση.

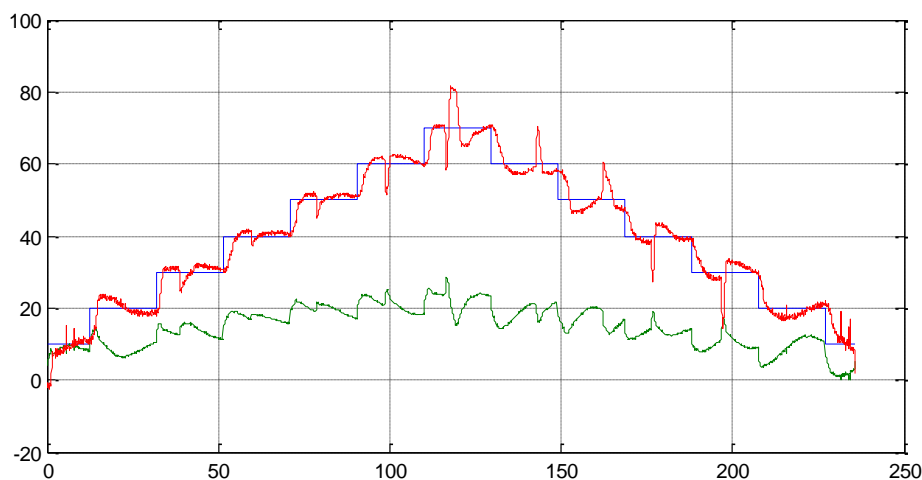


Σχήμα 35 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου.

Παρατηρήσεις :

Μελετώντας την απόκριση (r to y) του συστήματος (Σχήμα 34), ο χρόνος ανόδου (rise time) και ο χρόνος αποκατάστασης (settling time) είναι $T_r=1.7$ sec και $T_s=5.8$ sec αντίστοιχα. Εξετάζοντας τα πειραματικά αποτελέσματα διαπιστώνουμε πως ο χρόνος ανόδου και ο χρόνος αποκατάστασης είναι $T_r=2.5$ sec και $T_s=10$ sec αντίστοιχα. Είναι προφανές ότι οι χρόνοι αποκατάστασης και ανόδου του πραγματικού συστήματος σε σχέση με αυτούς της προσομοίωσης είναι κατά πολύ μεγαλύτεροι. Παρά τις μεγάλες διαφορές στους χρόνους του συστήματος, η μορφή του σήματος ελέγχου είναι η αναμενόμενη σύμφωνα με την προσομοίωση. Η διαμόρφωση του γεωμετρικού τόπου ριζών για τη μέθοδο αυτή είναι παρόμοια με τη μορφή της σχεδίασης για τοποθέτηση αριστερά των δύο πόλων. Παρατηρούμε από το γεωμετρικό τόπο ριζών του συστήματος, με βάση τα κέρδη που επιλέχθηκαν, πως οι πόλοι του συστήματος αποκτούν μιγαδική μορφή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση υπερύψωσης στο αποτέλεσμα της προσομοίωσης (Σχήμα 34, διάγραμμα 1). Αυτό αποδεικνύεται και από τα αποτελέσματα του πραγματικού συστήματος όπου σε διάφορα βήματα της πειραματικής διαδικασίας εμφανίζονται υπερυψώσεις της τάξεως του 20%.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται οι στιγμιαίες διαταραχές για τις ίδιες τιμές των κερδών του ελεγκτή που επιλέχθηκαν παραπάνω.

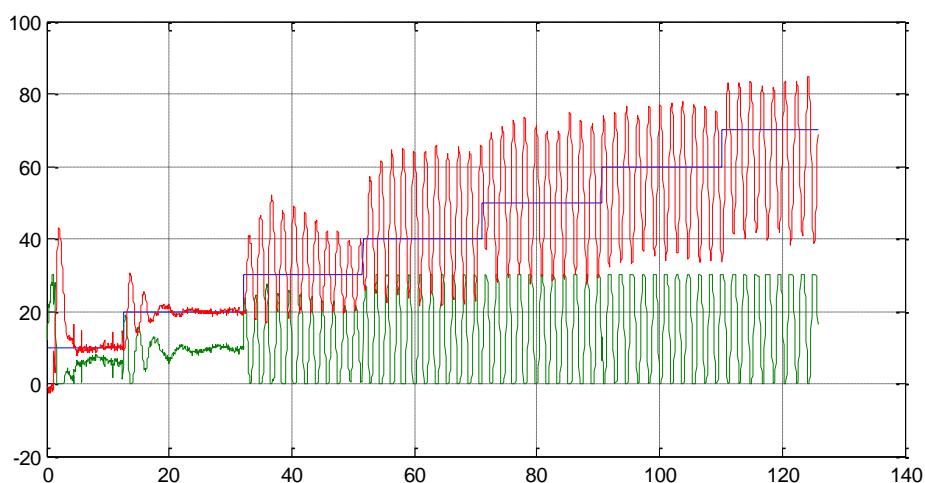


Σχήμα 36 : Ανταπόκριση διαταραχών.

Παρατηρήσεις :

Παρατηρώντας το παραπάνω διάγραμμα συμπεραίνουμε πώς για μικρές στιγμιαίες διαταραχές το σύστημα ανταποκρίνεται ικανοποιητικά εξαλείφοντας το σφάλμα ενώ για έντονες στιγμιαίες διαταραχές εντοπίζεται σχετική αδυναμία ανταπόκρισης. Ειδικότερα για τις έντονες διαταραχές ορισμένων βημάτων, λόγω της μειωμένης ταχύτητας απόκρισης του συστήματος η αντιμετώπιση των διαταραχών είναι αργή σε σημείο να μην επιτυγχάνεται ο μηδενισμός του σφάλματος κατά τη χρονική διάρκεια του βήματος.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται μια σχεδίαση ελεγκτή με κακή επιλογή των κερδών (K_p, K_i).



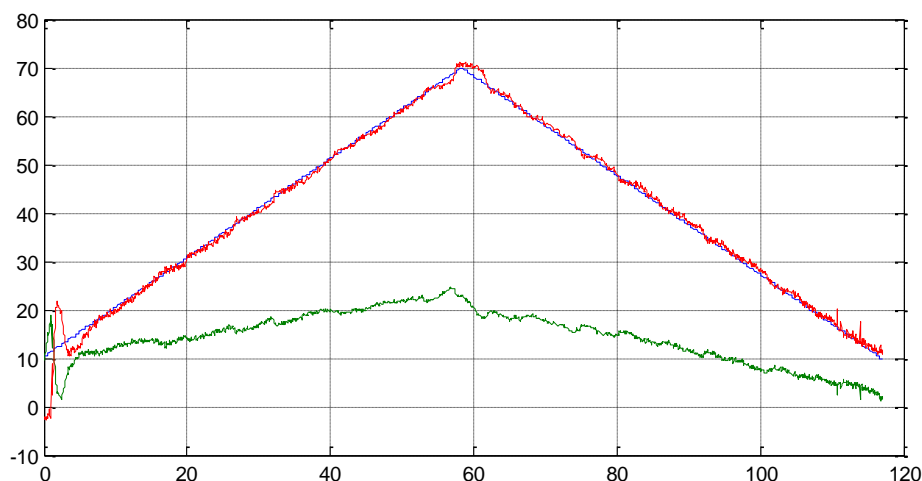
Σχήμα 37 : Διαγραμματική απεικόνιση βηματικών αποκρίσεων με ταλαντωτική συμπεριφορά.

Παρατηρήσεις :

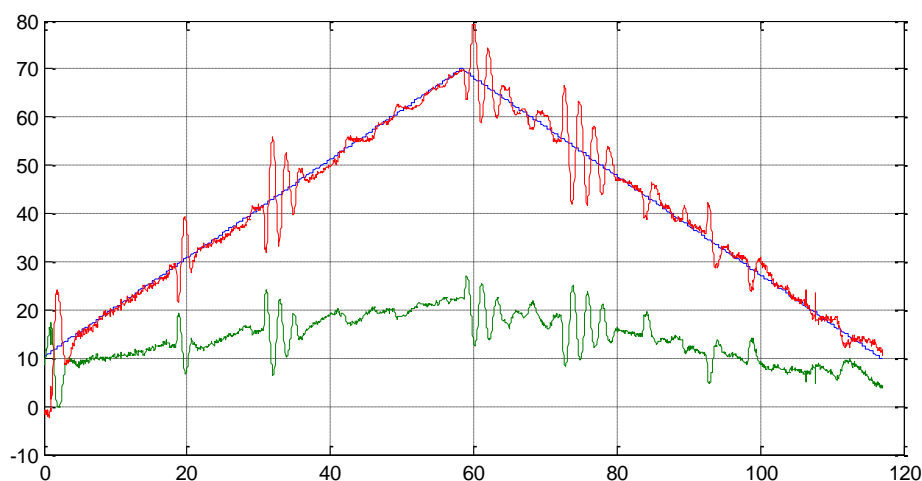
Στο Σχήμα 37 τα κέρδη του ελεγκτή είναι $K_p=1.0$ και $K_i=1.74$ όπου το K_p είναι πέντε φορές μεγαλύτερο και το K_i τρεις φορές μεγαλύτερο από τα βέλτιστα κέρδη. Λόγω της μεγάλης αυτής αύξησης των κερδών εντοπίζεται σημαντική επιτάχυνση της απόκρισης και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση ταλαντώσεων. Αυτή η μη γραμμική ταλαντωτική συμπεριφορά οφείλεται στο φαινόμενο του κορεσμού που παρατηρείται στο σήμα ελέγχου.

4.4.2 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα)

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος για είσοδο ράμπα με κέρδη $K_r=0.7$ και $K_i=0.7$.



Σχήμα 38 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.

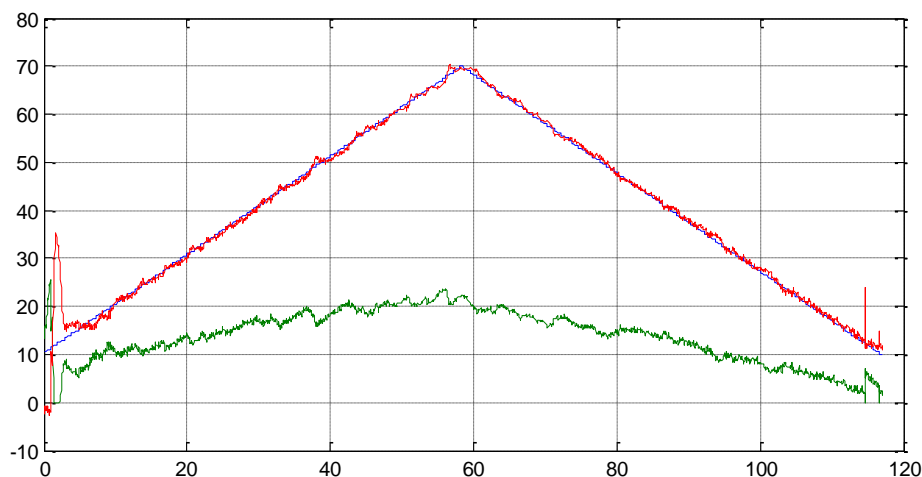


Σχήμα 39 : Ανταπόκριση συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές.

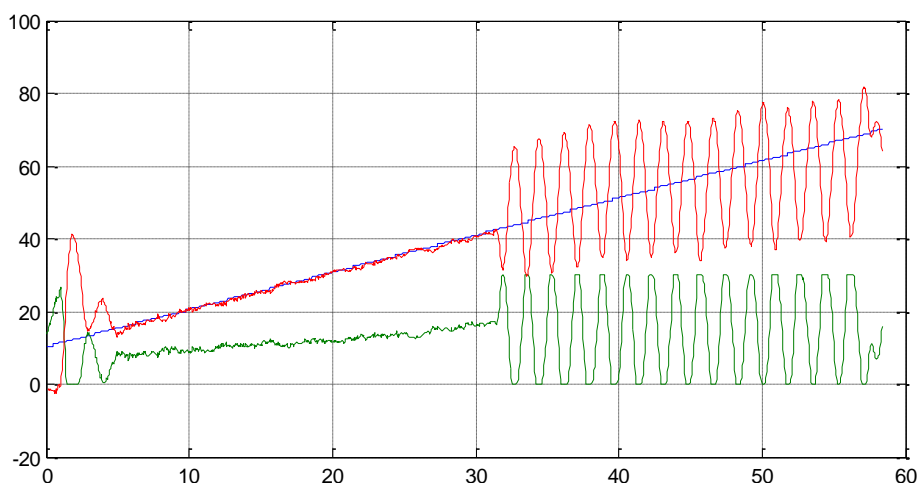
Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 38 απεικονίζεται η απόκριση του συστήματος για Κέρδη $K_r=0.7$ και $K_i=0.7$. Το αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος για το συγκεκριμένο έλεγχο είναι περίπου δύο φορές μεγαλύτερα από τα κέρδη που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση της βέλτιστης βηματικής απόκρισης. Η έξοδος του συστήματος ακολουθεί ικανοποιητικά την είσοδο αναφοράς αλλά όπως και σε προηγούμενες σχεδιάσεις για μεγάλες τιμές τις εισόδου η έξοδος παρουσιάζει απόκλιση. Όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 39, ένα σημαντικό χαρακτηριστικό της συμπεριφοράς του συστήματος είναι πως ενώ ανταποκρίνεται ικανοποιητικά και για μικρές αλλά και για έντονες στιγμιαίες διαταραχές, το σήμα του ελεγκτή δεν φτάνει ποτέ στον κορεσμό.

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος με κέρδη $K_r=2$ και $K_i=2$.



Σχήμα 40 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.



Σχήμα 41 : Αδυναμία ανταπόκρισης της διαταραχής για είσοδο ράμπα.

Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 40 τα κέρδη του ελεγκτή αυξήθηκαν και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της ταχύτητας απόκρισης του συστήματος. Η έξοδος ακολουθεί πιστά το set point ενώ το σήμα ελέγχου δεν φτάνει ποτέ στον κορεσμό καθ' όλη την διάρκεια της πειραματικής διαδικασίας. Η αύξηση των κερδών όμως προκαλεί πρόβλημα στο σύστημα όταν αυτό δέχεται διαταραχή. Αυτό φαίνεται στο Σχήμα 41 όπου δεν μπορεί να ανταποκριθεί σε μια στιγμιαία διαταραχή και αρχίζει να ταλαντεύεται γύρω από το σημείο αναφοράς. Στα 40 cm περίπου το σύστημα λόγω της διαταραχής έχασε το set point και παρόλο που ο ελεγκτής έχει ολοκληρωτική δράση δεν μπόρεσε να εξαλείψει το σφάλμα.

4.5 Συμπεράσματα Κεφαλαίου

Συγκρίνοντας τις μεθόδους που αναλύθηκαν στο παρόν κεφάλαιο καταλήγουμε στο συμπέρασμα πως η καλύτερη και πιο αξιόπιστη μέθοδος σχεδίασης είναι η κατάργηση του αρχικού πόλου. Λόγω της κατάργησης του αρχικού πόλου του συστήματος ο γεωμετρικός τόπος ριζών μεταβλήθηκε και το σύστημα με την προσθήκη του ελεγκτή από δευτεροβάθμιο έγινε πρωτοβάθμιο. Αυτό έδωσε την δυνατότητα αύξησης των κερδών του ελεγκτή αρκετά έτσι ώστε να επιτευχθεί καλύτερη δυνατή απόκριση. Όσον αφορά την δεύτερη μέθοδο σχεδίασης, κατάργηση του νέου πόλου, δεν ήταν αρκετά αποτελεσματική διότι οι αποκρίσεις ήταν αργές. Στην συγκεκριμένη μέθοδο με την προσθήκη του μηδενικού κοντά στη αρχή των αξόνων μειώνονται υπερβολικά τα περιθώρια του ολοκληρωτικού κέρδους (K_i). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αργή διόρθωση του σφάλματος και κατά συνέπεια μειώνεται και η ταχύτητα απόκρισης του συστήματος. Η Τρίτη μέθοδος σχεδίασης ήταν η τοποθέτηση του μηδενικού αριστερά των δύο πόλων, όπου σκοπός αυτής της υλοποίησης ήταν η αύξηση της ταχύτητας απόκρισης. Αυτή η τοποθέτηση άλλαξε το Γ.Τ.Ρ του συστήματος σε κύκλο. Στην πραγματικότητα τα αποτελέσματα αυτής της σχεδίασης δεν ήταν ικανοποιητικά διότι ο χρόνος ανόδου μειώθηκε ενώ ο χρόνος αποκατάστασης αυξήθηκε αισθητά σε σχέση με την πρώτη μέθοδο σχεδίασης. Αυτό οφείλεται στην ύπαρξη μεγάλων υπερυψώσεων ή ακόμα και αποσβεννύμενων ταλαντώσεων κατά τη χρονική διάρκεια των βηματικών αλλαγών. Οι ταλαντώσεις που εμφανίστηκαν στην έξοδο του συστήματος οφείλονται στο ότι οι πόλοι του Γ.Τ.Ρ μετακινήθηκαν πάνω στον κύκλο και από πραγματικοί έγιναν μιγαδικοί. Τέλος η τέταρτη μέθοδος σχεδίασης η οποία βασίζεται στη χρήση του βέλτιστου δευτεροβάθμιου πολυωνύμου, δεν είχε τα αναμενόμενα αποτελέσματα. Η απόκριση του συστήματος ήταν σχετικά αργή παρά το γεγονός ότι είχε μικρή υπερύψωση κατά την αλλαγή των βημάτων.

Εν κατακλείδι στον παρακάτω πίνακα εμφανίζονται συνοπτικά τα χαρακτηριστικά των βέλτιστων αποτελεσμάτων των τεσσάρων μεθόδων που αναλύθηκαν.

Σχεδίαση	Χρόνος ανόδου Tr (sec)	Χρόνος αποκατάστασης Ts (sec)	Υπερύψωση (Υ %)
Πρώτη	1.0	2.0	0
Δεύτερη	1.0 sec	20.0 sec	2
Τρίτη	0.7 sec	4.5 sec	30-50
Τέταρτη	2.5 sec	10.0 sec	5-20

Πίνακας 5: Συνοπτικός πίνακας αποτελεσμάτων.

Σημαντικό στοιχείο για την λειτουργία του συστήματος είναι η ίδια η λειτουργία των κινητήρων της κατασκευής. Μετά από μία σειρά πειραμάτων καταλήξαμε στο συμπέρασμα ότι τα κέρδη των κινητήρων δεν είναι ίδια σε όλο το εύρος τιμών της εισόδου. Τα κέρδη αυτά δεν είναι γραμμικά και αυτό εντοπίζεται εύκολα παρατηρώντας την απόκριση της εξόδου από βήμα σε βήμα. Όσο πιο μικρή είναι η τιμή της εισόδου τόσο μεγαλύτερα είναι τα κέρδη των κινητήρων. Αντιθέτως όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της εισόδου τόσο μικρότερα είναι τα κέρδη των κινητήρων. Για να μπορέσει να διορθωθεί αυτό το πρόβλημα θα πρέπει να υπολογιστεί μία συνάρτηση μεταφοράς για κάθε βήμα της πειραματικής διαδικασίας.

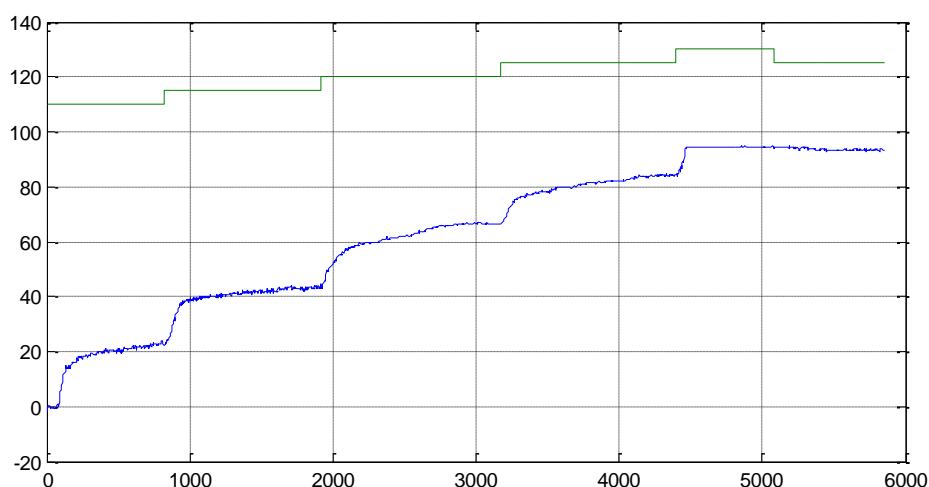
Σύμφωνα με την θεωρία για ένα πρωτοβάθμιο σύστημα με την εισαγωγή ενός ελεγκτή PI δεν είναι πιθανή η ύπαρξη υπερυψώσεων ή ταλαντώσεων. Αναλύοντας τα πειραματικά αποτελέσματα αυτού του κεφαλαίου καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η χρήση ενός δευτεροβάθμιου μοντέλου θα ανταποκρινόταν καλύτερα στο πραγματικό μας σύστημα. Στοιχεία που υποδεικνύουν την αστοχία του πρωτοβάθμιου μοντέλου είναι οι υπερυψώσεις και οι αποσβεννύμενες ταλαντώσεις.

5 Αναγνώριση συστήματος δευτέρου βαθμού και σχεδίαση αναλογικού-διαφορικού ελεγκτή (PD)

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται η μέθοδος αναγνώρισης του συστήματος δευτέρου βαθμού, η σχεδίαση ενός αναλογικού-διαφορικού ελεγκτή (PD) με τη χρήση του βέλτιστου πολυωνύμου (ITAE) καθώς επίσης και η σύγκριση των πειραματικών αποτελεσμάτων του ελεγκτή με αυτά της προσομοίωσης.

5.1 Διαδικασία αναγνώρισης μοντέλου δευτέρου βαθμού

Με τη χρήση του arduino πραγματοποιήθηκε ένα πείραμα ανοιχτού βρόχου το οποίο παρουσιάζεται στην παρακάτω εικόνα.



Σχήμα 42 : Πείραμα ανοιχτού βρόχου για την αναγνώριση συστήματος δευτέρου βαθμού.

Στο πράσινο διάγραμμα απεικονίζεται η είσοδος του συστήματος όπου το κάθε βήμα της εισόδου έχει διάρκεια 20 sec. Η είσοδος ξεκινά από τη τιμή 110 και αυξάνεται ανά 5. Αυτή η αύξηση πραγματοποιείται με τη μεταβολή του σήματος PWM. Στο μπλε διάγραμμα παρουσιάζεται η έξοδος του συστήματος. Με κάθε μεταβολή του σήματος PWM η έξοδος μεταβάλλεται και το quadcopter ανυψώνεται. Ο άξονας x αναφέρεται στα δείγματα της πειραματικής διαδικασίας ενώ ο άξονας y στο ύψος σε εκατοστά (cm).

Στην συνέχεια για να μπορέσουμε να αναγνωρίσουμε το σύστημα χρησιμοποιήσαμε το εργαλείο System Identification Toolbox του προγράμματος Matlab.

Παρακάτω παρουσιάζονται οι εντολές που χρησιμοποιήθηκαν στο Matlab.

```
>> load('open_loop.m');  
>> u1=open_loop(800:1200,2);  
>> y1=open_loop(800:1200,1);  
>> u1=u1-110;  
>> u2=open_loop(1900:2500,2);  
>> y2=open_loop(1900:2500,1);  
>> u2=u2-115;
```

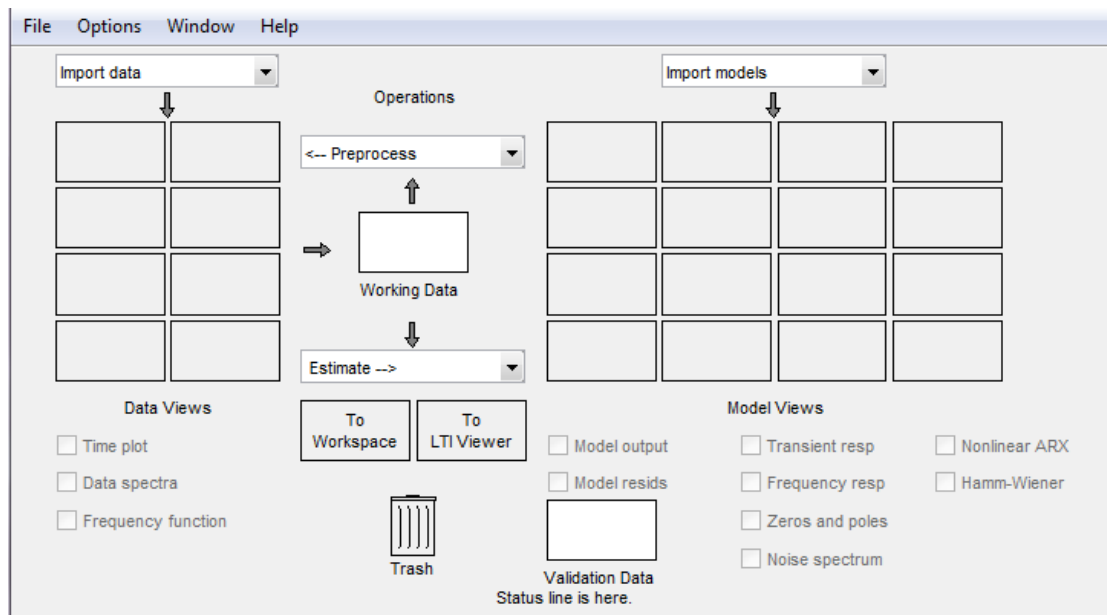
Επεξήγηση εντολών :

Αρχικά φορτώνουμε το m file το οποίο ονομάζεται open_loop. Η μεταβλητή u1 είναι η είσοδος και η μεταβλητή y1 η έξοδος του συστήματος για την δεύτερη βηματική αλλαγή. Επιλέγουμε τα δείγματα του δεύτερου βήματος που μας ενδιαφέρουν από το m file έτσι ώστε να εισάγουμε στο Identification Toolbox μία βηματική απόκριση και όχι όλες τις βηματικές αλλαγές που πραγματοποιήθηκαν κατά τη διεξαγωγή του πειράματος. Η εντολή u1=u1-110 γράφηκε με σκοπό την ορθή απεικόνιση της εισόδου. Πιο συγκεκριμένα αντί η είσοδος να εμφανίζεται από 110 έως 115 θα εμφανίζεται από 0 έως 5. Οι επόμενες εντολές αναφέρονται για την τρίτη βηματική απόκριση και έχουν την ίδια σημασία όπως και πριν.

Για να χρησιμοποιήσουμε το εργαλείο του Matlab πληκτρολογούμε την εντολή

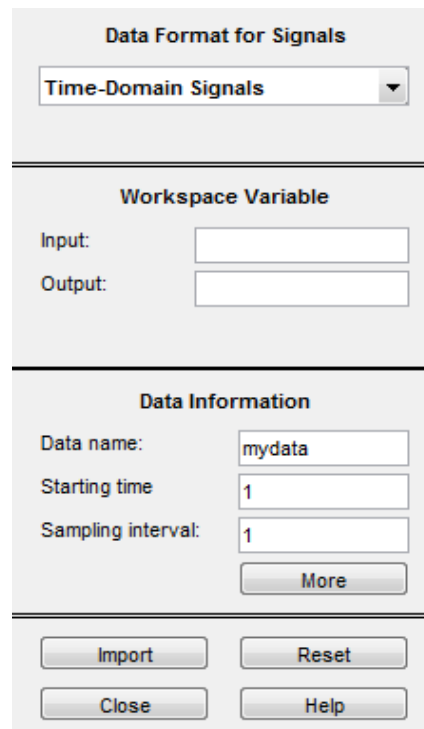
```
>> ident  
Opening System Identification Tool ..... done.
```

Στη συνέχεια το πρόγραμμα μας εμφανίζει το παράθυρο που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



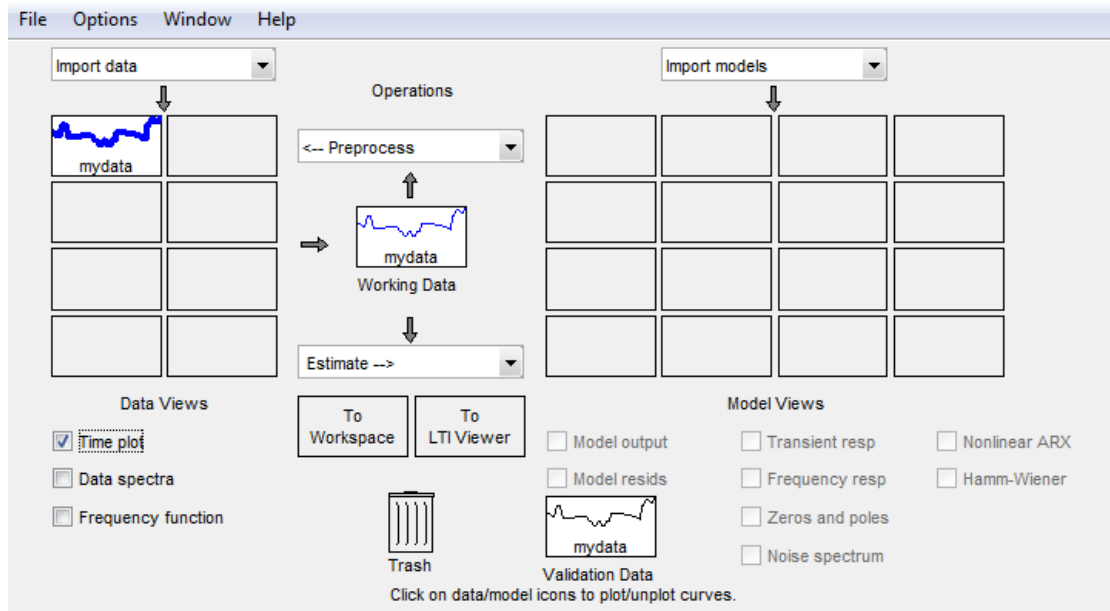
Εικόνα 30 : Παράθυρο διεργασιών System Identification Toolbox.

Για να μπορέσουμε να εισάγουμε τα απαραίτητα στοιχεία που αφορούν το σύστημα, στην καρτέλα import data επιλέγουμε Data Object και στη συνέχεια εμφανίζεται ένα παράθυρο. Στο παράθυρο αυτό, στο Data Format For Signals επιλέγουμε το Time-Domain Signals όπως φαίνεται παρακάτω.



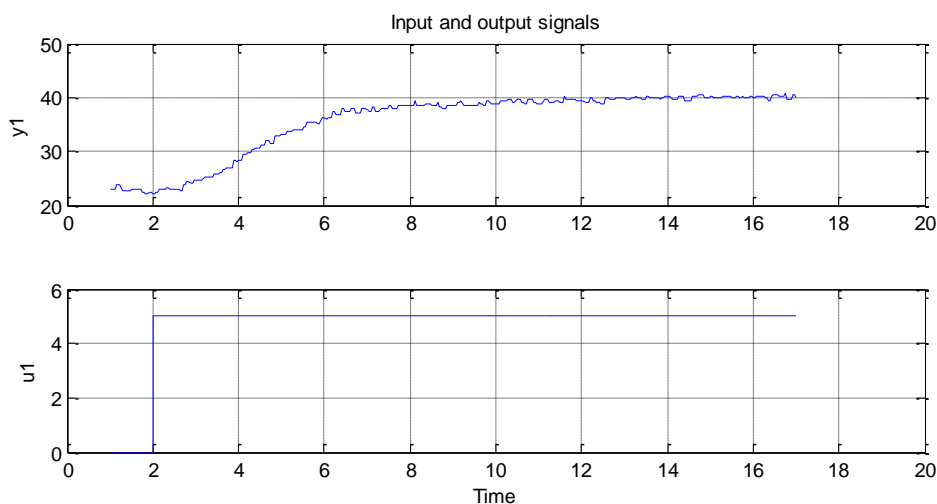
Εικόνα 31 : Παράθυρο εισαγωγής στοιχείων.

Στο Workspace Variable στην επιλογή Input και Output εισάγουμε το u_1 και το y_1 αντίστοιχα. Παρακάτω στο Data Information αφήνουμε το Data Name και το Starting Time ως έχει. Η μόνη αλλαγή που πραγματοποιείται είναι στο χρόνο δειγματοληψίας (Sampling Interval) όπου αντί για την τιμή 1 εισάγουμε την τιμή 0.04. Τέλος πατάμε το button Import και τα δεδομένα εισάγονται στο παράθυρο διεργασιών κάτω από την καρτέλα Import Data. Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται η εισαγωγή της δεύτερης απόκρισης.



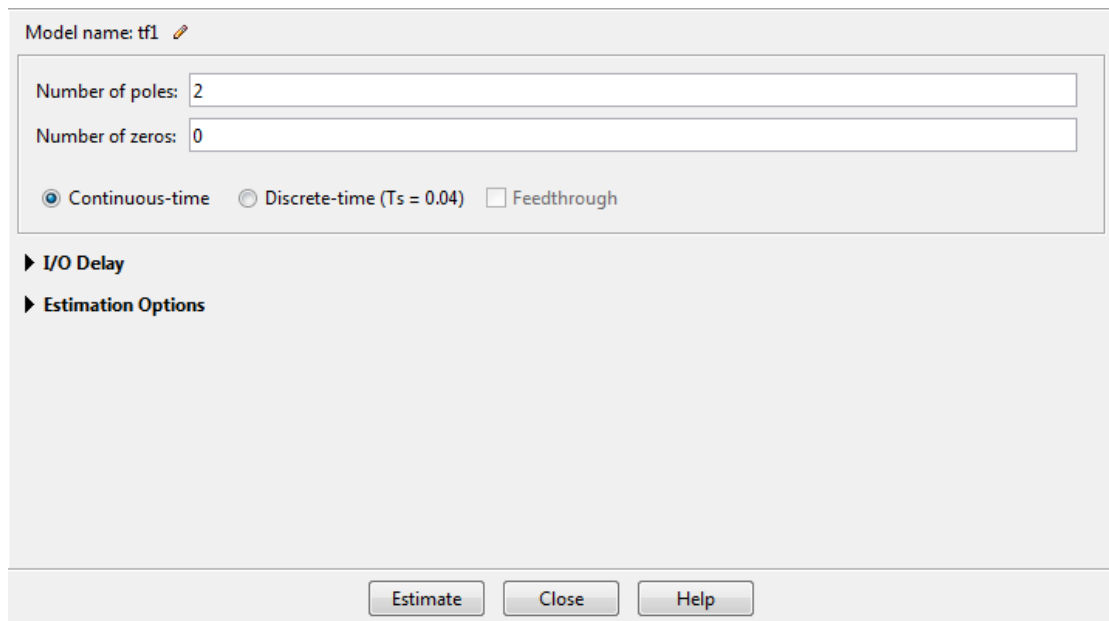
Εικόνα 32 : Παράθυρο διεργασιών με την προσθήκη της δεύτερης απόκρισης.

Στην παραπάνω εικόνα ενεργοποιώντας την επιλογή Time Plot λαμβάνουμε τα παρακάτω γραφήματα.



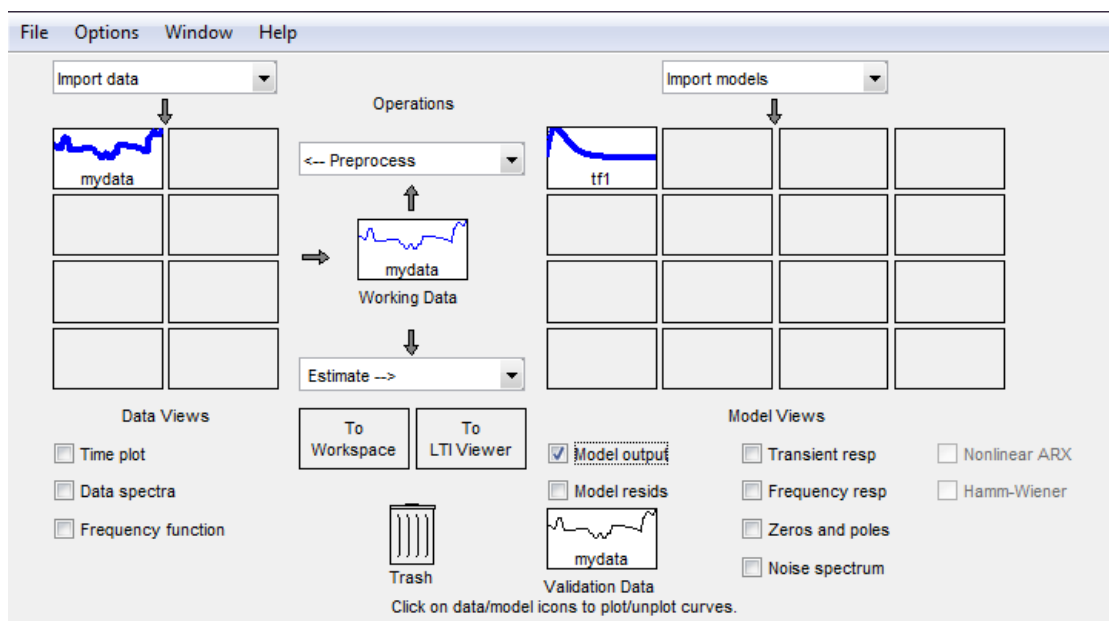
Σχήμα 43 : Απεικόνιση εξόδου (Διάγραμμα 1), εισόδου (Διάγραμμα 2) της δεύτερη βηματικής απόκρισης.

Στο παράθυρο διεργασιών (Εικόνα 32) στην καρτέλα Estimate επιλέγουμε Transfer Function Model. Έπειτα εμφανίζεται ένα παράθυρο όπου στην επιλογή Number Of Poles και Number Of Zeros εισάγουμε τις τιμές δύο και μηδέν αντίστοιχα.



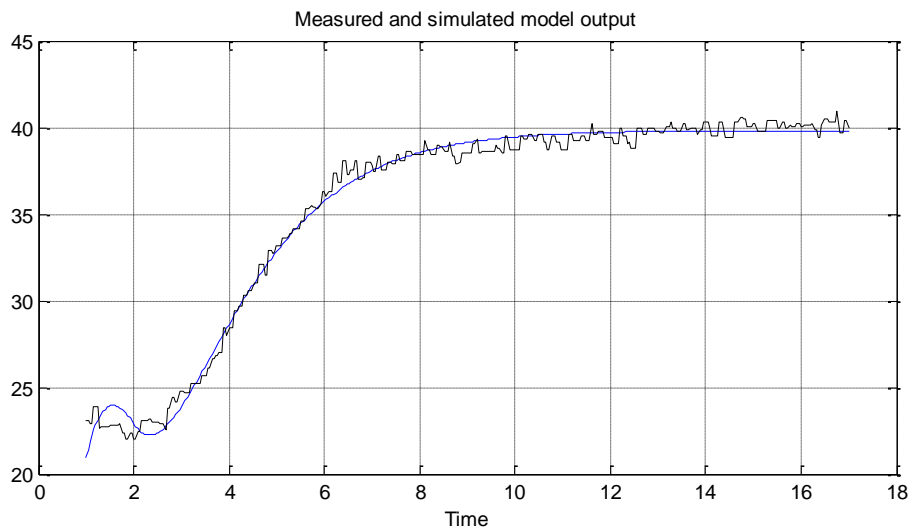
Εικόνα 33 : Παράθυρο επιλογής πόλων και μηδενικών.

Στην Εικόνα 33 επιλέχθηκαν οι τιμές αυτές διότι επιδιώκουμε την προσέγγιση ενός μοντέλο δευτέρου βαθμού. Πατώντας το button Estimate το πρόγραμμα επεξεργάζεται τα δεδομένα και στο παράθυρο διεργασιών κάτω από την καρτέλα Import Models μας εμφανίζει την έξοδο της διεργασίας.



Εικόνα 34 : Παράθυρο διεργασιών μετά την προσέγγιση του μοντέλου.

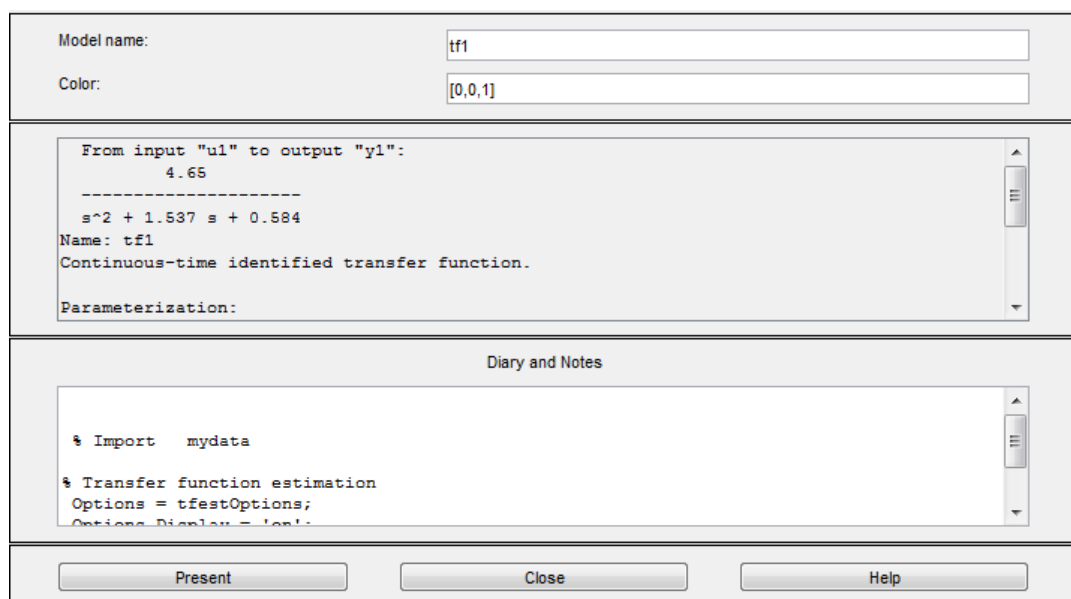
Ενεργοποιώντας την επιλογή Model Output στο πρόγραμμα εμφανίζεται η παρακάτω εικόνα.



Σχήμα 44 : Προσέγγιση δευτέρου βαθμού της δεύτερης βηματικής αλλαγής.

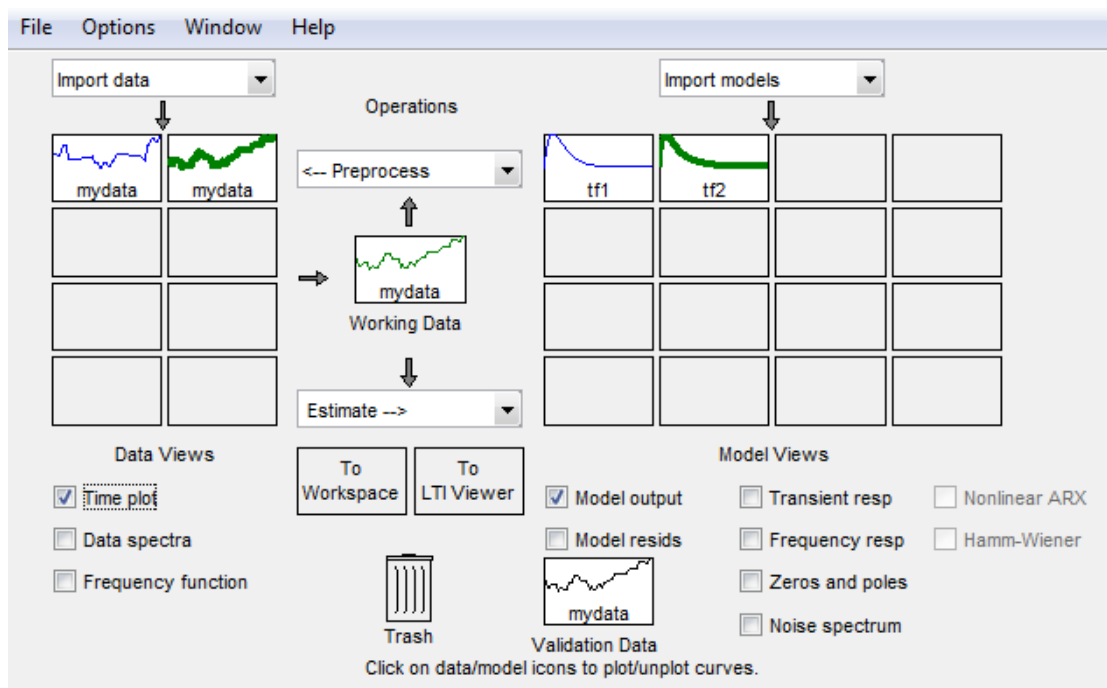
Στο διάγραμμα, με μαύρο χρώμα παρουσιάζεται η πειραματική βηματική απόκριση του δευτέρου βήματος της πειραματικής διαδικασίας, ενώ με μπλε χρώμα η προσέγγιση που λαμβάνουμε μέσω του προγράμματος. Η βηματική απόκριση προσεγγίστηκε ικανοποιητικά με ποσοστό ταύτισης 91.1%.

Τέλος στο παράθυρο της διεργασίας (Εικόνα 34), επιλέγοντας τις ιδιότητες του πλαισίου της συνάρτησης μεταφοράς με όνομα tf1 εμφανίζεται το παρακάτω παράθυρο το οποίο περιέχει την δευτεροβάθμια συνάρτηση μεταφοράς.



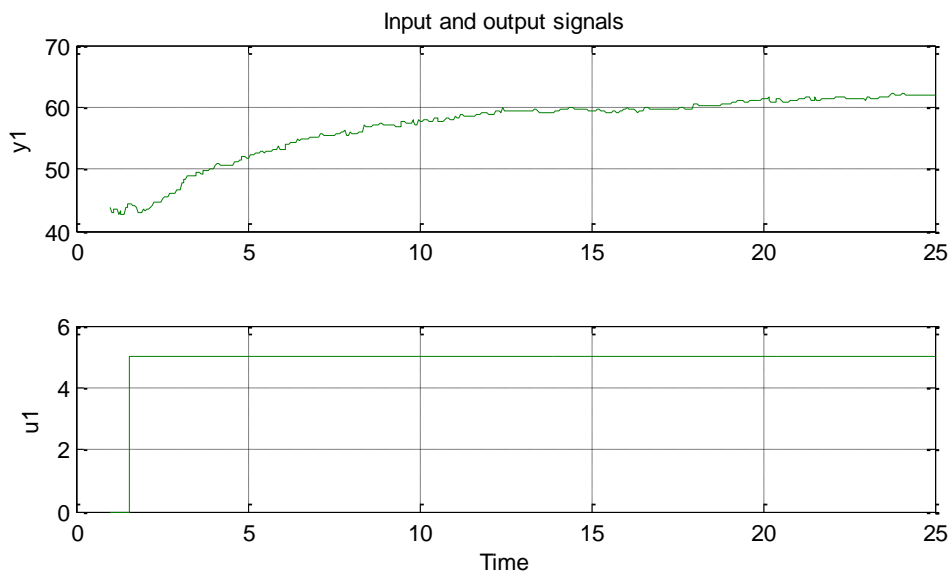
Εικόνα 35 : Παράθυρο εμφάνισης δευτεροβάθμιας συνάρτησης μεταφοράς.

Η ίδια διαδικασία ισχύει αν εισάγουμε στο πρόγραμμα τα στοιχεία της τρίτης βηματικής απόκρισης της πειραματικής διαδικασίας. Παρακάτω παρουσιάζεται το παράθυρο μετά την εισαγωγή των απαραίτητων στοιχείων.

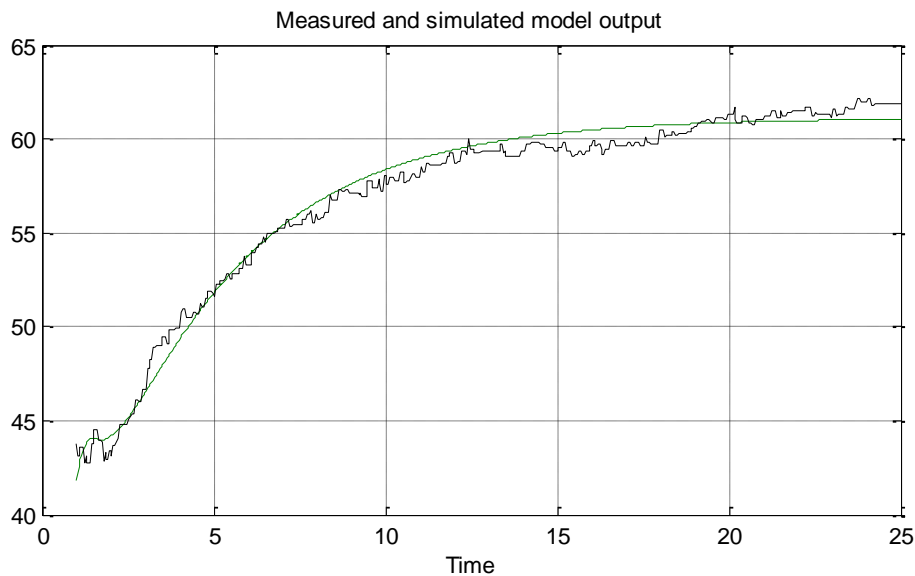


Εικόνα 36 : Παράθυρο διεργασιών με την προσθήκη της τρίτης απόκρισης.

Ενεργοποιώντας τις επιλογές Time Plot και Model Output λαμβάνουμε τα παρακάτω γραφήματα.



Σχήμα 45 : Απεικόνιση εξόδου (Διάγραμμα 1), εισόδου (Διάγραμμα 2) της τρίτης βηματικής απόκρισης.



Σχήμα 46 : Προσέγγιση δευτέρου βαθμού της τρίτης βηματική αλλαγής.

Στο πράσινο διάγραμμα (Σχήμα 46) εμφανίζεται η προσέγγιση που πραγματοποιήσε το πρόγραμμα. Η προσέγγιση που πραγματοποιήθηκε έγινε με ποσοστό ταύτισης 87%.

Τέλος στο παράθυρο της διεργασίας (Εικόνα 36), επιλέγοντας τις ιδιότητες του πλαισίου της συνάρτησης μεταφοράς με όνομα tf2 εμφανίζεται το παρακάτω παράθυρο το οποίο περιέχει την δευτεροβάθμια συνάρτηση μεταφοράς.

Model name:

Color:

From input "u1" to output "y1":

4.049

$s^2 + 1.598 s + 0.3313$

Name: tf2

Continuous-time identified transfer function.

Parameterization:

Diary and Notes

```
% Import mydata
% Transfer function estimation
Options = tfestOptions;
```

Εικόνα 37 : Παράθυρο εμφάνισης δευτεροβάθμιας συνάρτησης μεταφοράς.

Συνοψίζοντας οι συναρτήσεις μεταφοράς στις οποίες καταλήξαμε μετά την διαδικασία προσέγγισης είναι οι παρακάτω:

- Σ.Μ.Α.Β. δεύτερης βηματικής απόκρισης είναι η εξής

$$G(s) = \frac{4.65}{s^2 + 1.537 * s + 0.584}$$

- Σ.Μ.Α.Β. τρίτης βηματικής απόκρισης είναι η εξής

$$G(s) = \frac{4.049}{s^2 + 1.598 * s + 0.3313}$$

Από τις παραπάνω Σ.Μ. υπολογίζοντας το μέσο όρο αυτών έχουμε την τελική δευτεροβάθμια συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόγχου του συστήματος η οποία φαίνεται παρακάτω.

$$G(s) = \frac{4.5}{s^2 + 1.5 * s + 0.45}$$

5.2 Σχεδίαση ελεγκτή PD σύμφωνα με το βέλτιστο πολυώνυμο (ITAE)

Για τη σχεδίαση ενός αναλογικού – διαφορικού ελεγκτή (PD) και τον υπολογισμό των κερδών του, χρησιμοποιήθηκε το βέλτιστο ITAE δευτεροβάθμιο πολυώνυμο κατά τον ίδιο τρόπο με τη σχεδίαση του PI (ITAE).

Η γενική μορφή του ελεγκτή PD είναι η εξής:

$$C(s) = K_p + K_d * s$$

Μετά την προσθήκη του ελεγκτή στο σύστημα με συνάρτηση μεταφοράς την παραπάνω δευτεροβάθμια, καταλήγουμε στη συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόγχου του συνολικού συστήματος.

$$\Sigma. \text{ Μ. Α. Β. : } C(s) * G(s) = (K_p + K_d * s) * \frac{4.5}{s^2 + 1.5 * s + 0.45} = \frac{4.5(K_p + K_d * s)}{s^2 + 1.5 * s + 0.45}$$

Κατά συνέπεια η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου είναι η παρακάτω.

$$\begin{aligned} \Sigma. \text{ Μ. Κ. Β. : } T(s) &= \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s) * G(s)}{1 + C(s) * G(s)} = \frac{\frac{4.5(K_p + K_d * s)}{s^2 + 1.5 * s + 0.45}}{1 + \frac{4.5(K_p + K_d * s)}{s^2 + 1.5 * s + 0.45}} = \\ &= \frac{\frac{4.5(K_p + K_d * s)}{s^2 + 1.5 * s + 0.45}}{\frac{s^2 + 1.5 * s + 0.45}{s^2 + 1.5 * s + 0.45} + \frac{4.5(K_p + K_d * s)}{s^2 + 1.5 * s + 0.45}} = \frac{\frac{4.5(K_p + K_d * s)}{s^2 + 1.5 * s + 0.45}}{\frac{s^2 + 1.5 * s + 0.45 + 4.5(K_p + K_d * s)}{s^2 + 1.5 * s + 0.45}} \Rightarrow \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \Sigma. \text{ M. K. B.} = T(s) = \frac{4.5(K_p + K_d * s)}{s^2 + (1.5 + 4.5 * K_d) * s + 0.45 + 4.5 * K_p}$$

Ο παρονομαστής της $\Sigma. \text{ M. K. B.}$ αποτελεί τη χαρακτηριστική εξίσωση (X.E.) του συστήματος

$$\text{X.E.: } s^2 + (1.5 + 4.5 * K_d) * s + 0.45 + 4.5 * K_p = 0$$

Από τη χαρακτηριστική εξίσωση της πρότυπης συνάρτησης μεταφοράς δευτέρου βαθμού με συντελεστή απόσβεσης $\zeta=0.7$ καταλήγουμε στο βέλτιστο πολυώνυμο δευτέρου βαθμού.

$$s^2 + 1.4 * \omega_n * s + \omega_n^2 = 0$$

Τέλος για τον υπολογισμό των κερδών εξισώνουμε τους συντελεστές της X.E. με τους συντελεστές του βέλτιστου πολυωνύμου.

$$1.5 + 4.5 * K_d = 1.4 * \omega_n \quad (1)$$

$$0.45 + 4.5 * K_p = \omega_n^2 \quad (2)$$

Από την (1) έχουμε :

$$K_d = \frac{(1.4 * \omega_n - 1.5)}{4.5}$$

Και από την (2) έχουμε:

$$K_p = \frac{\omega_n^2 - 0.45}{4.5}$$

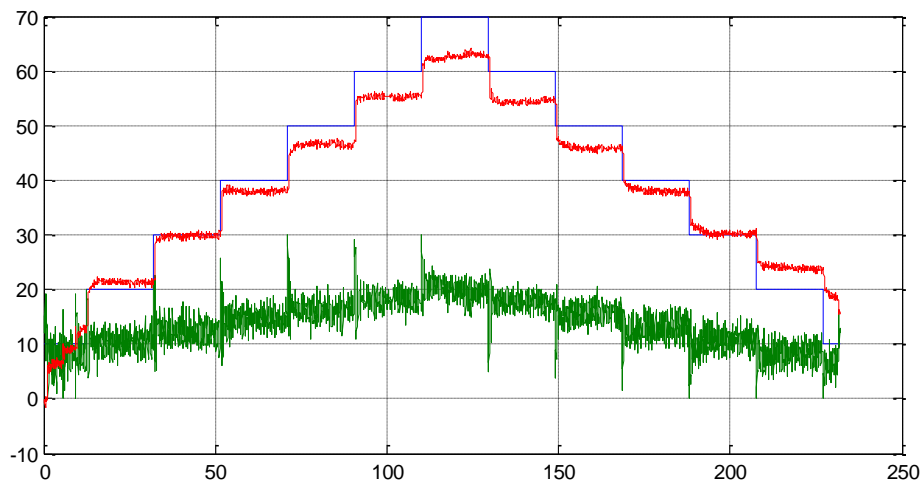
Από τις παραπάνω σχέσεις, μεταβάλλοντας την τιμή του ω_n μπορούμε να υπολογίσουμε τα βέλτιστα κέρδη του ελεγκτή.

Στον πίνακα που ακολουθεί παρουσιάζονται οι τιμές των κερδών K_d και K_p για διάφορες τιμές του ω_n .

$\omega_n(r/s)$	K_p	K_d
1.5	0.4	0.13333
1.6	0.46889	0.16444
1.7	0.54222	0.19556
1.8	0.62	0.22667
1.9	0.70222	0.25778
2	0.78889	0.28889
2.1	0.88	0.32
2.2	0.97556	0.35111
2.3	1.07556	0.38222
2.4	1.18	0.41333
2.5	1.28889	0.44444

Πίνακας 6 : Τιμές κερδών συναρτήσει του ω_n .

Από τον Πίνακα 6 επιλέχθηκαν οι τιμές των κερδών για $\omega_n=2.5$ και στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζονται οι βηματικές αλλαγές καθ' όλη τη διάρκεια της πειραματικής διαδικασίας.



Σχήμα 47 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου χωρίς πρόδραση.

Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 47, όπως ήταν αναμενόμενο ο ελεγκτής PD δεν μπορεί να διορθώσει το σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας λόγω έλλειψης της ολοκληρωτικής δράσης (I). Για μεγάλες τιμές της εισόδου παρατηρείται αύξηση της σφάλματος στην μόνιμη κατάσταση και αυτό οφείλεται στη μη γραμμικότητα των κινητήρων. Όπως προαναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο καθώς αυξάνεται η τιμή της εισόδου η δράση των κερδών των κινητήρων μειώνεται. Παρά το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση η απόκριση του συστήματος είναι αρκετά γρήγορη. Μια ακόμα σημαντική παρατήρηση είναι πως ο συγκεκριμένος ελεγκτής λόγω της διαφορικής του δράσης (D) εισάγει θόρυβο στο σύστημα και αυτό φαίνεται από την πυκνότητα του σήματος ελέγχου το οποίο παρουσιάζεται με πράσινο χρώμα.

5.2.1 Εισαγωγή πρόδρασης στο σύστημα

Η έξοδος του συστήματος παρουσιάζει μεγάλη απόκλιση από την είσοδο. Στην προσπάθεια για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος εισάγεται πρόδραση στο σύστημα μετά την προσθήκη του ελεγκτή PD. Η πρόδραση αυτή θα λειτουργήσει ως μία επιπλέον ενίσχυση του συστήματος αναλόγως του βήματος στο οποίο βρίσκεται το τετρακόπτερο.

Ο υπολογισμός της απαραίτητης πρόδρασης για το σύστημα πραγματοποιήθηκε με την ακόλουθη διαδικασία. Παρακάτω παρουσιάζονται οι εντολές που χρησιμοποιήθηκαν στο περιβάλλον του Matlab.

```
>> x = [10 20 30 40 50 60 70];
>> u = [7 10.5 12 15 17.5 20 21];
>> p = polyfit(x , u , 1)
p =
0.2375  5.2143
>> u2 = p(1)*x+p(2)
u2 =
Columns 1 through 6
7.5893  9.9643  12.3393  14.7143  17.0893  19.4643
Column 7
21.8393
>> plot (x,u,'x');
>> hold on;
>> plot (x,u);
>> plot (x,u2,'o');
>> plot (x,u2,'r');
```

Επεξήγηση εντολών :

Με τη χρήση του προγράμματος Matlab και την εκτέλεση της εντολής edit εισήχθησαν όλες οι τιμές του m file της πειραματικής διαδικασίας του Σχήματος 5. Το σχήμα αυτό επιλέχθηκε διότι το σήμα του ελεγκτή, εξαιρώντας τις απότομες αλλαγές λόγω της μεταβολής του βήματος, έχει τη μορφή ευθείας. Για τον υπολογισμό της πρόδρασης είναι απαραίτητο να είναι γνωστά τα επίπεδα ισχύος που απαιτούνται έτσι ώστε το τετρακόπτερο να αιωρείται πάνω από ορισμένες θέσεις. Για το λόγο αυτό δημιουργήθηκε ένα διάνυσμα x το οποίο αποτελείται από τα βήματα της πειραματικής διαδικασίας κατά την άνοδο και ένα διάνυσμα u το οποίο αποτελείται από την δράση του ελεγκτή σε κάθε βήμα (π.χ. για την τιμή 10 του διανύσματος x αντιστοιχεί η τιμή 7 του διανύσματος u). Η εντολή polyfit περιέχει τρεις μεταβλητές εκ των οποίων οι δύο είναι τα διανύσματα x και u και η τρίτη είναι ο επιθυμητός βαθμός της εξίσωσης που προσεγγίζει την ευθεία. Με την εκτέλεση της εντολής αυτής το πρόγραμμα εμφανίζει τους συντελεστές αυτής της ευθείας.

Η γενική μορφή της ευθείας είναι :

$$y = \alpha * x + \beta$$

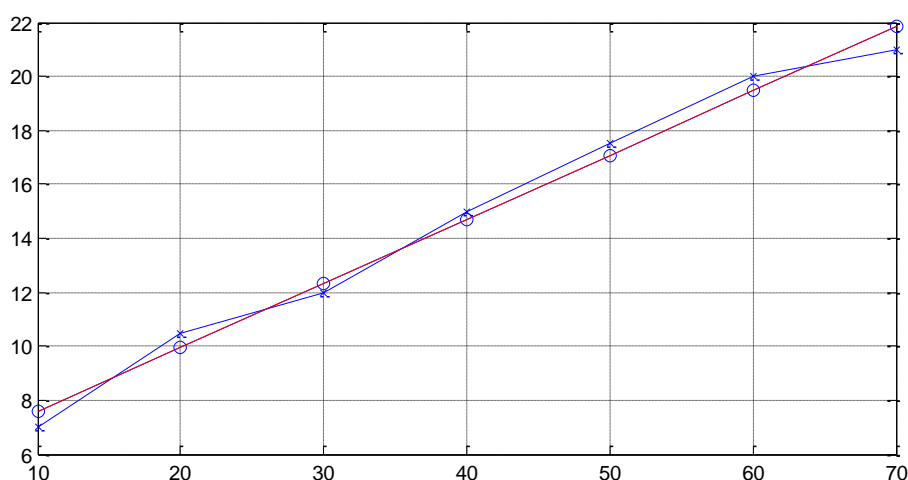
όπου σύμφωνα με το αποτέλεσμα της εντολής polyfit οι συντελεστές της ευθείας είναι 0.2375 και 5.2143 αντίστοιχα.

Άρα η τελική μορφή της ευθείας είναι :

$$y = 0.2375 * x + 5.2143$$

Η εξίσωση αυτή εισάγεται στο Matlab με το διάνυσμα $u2$ όπου $p(1)$ και $p(2)$ είναι η κλίση και η μετατόπιση της ευθείας.

Οι παραπάνω εντολές του κώδικα δίνουν την εικόνα που ακολουθεί.



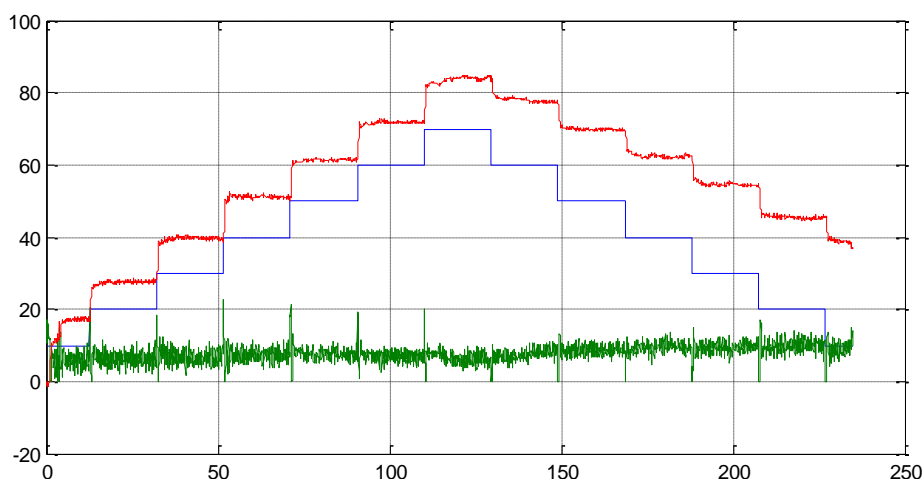
Σχήμα 48 : Απεικόνιση ευθείας.

Στο γράφημα με μπλε χρώμα παρουσιάζονται τα σημεία των διανυσμάτων x και u που δόθηκαν ως είσοδος και στο γράφημα με κόκκινο χρώμα η καλύτερη προσέγγιση αυτών των σημείων μέσω της ευθείας u_2 .

Με βάση την παραπάνω διαδικασία που πραγματοποιήθηκε εισάγουμε στο περιβάλλον του Arduino την πρόδραση ($u=0.23*setpoint+5.21$). Επομένως αντί για $u=95$ το οποίο είναι το σήμα PWM όλων των κινητήρων, τώρα με την προσθήκη της πρόδρασης το σήμα που θα λαμβάνουν οι κινητήρες φαίνεται παρακάτω.

$$u = 0.2375 * setpoint + 5.2143 + 95$$

Επιλέγοντας από τον Πίνακα 6 την τιμή $\omega_n=2.5$ παρουσιάζεται παρακάτω το αποτέλεσμα της πειραματικής διαδικασίας.

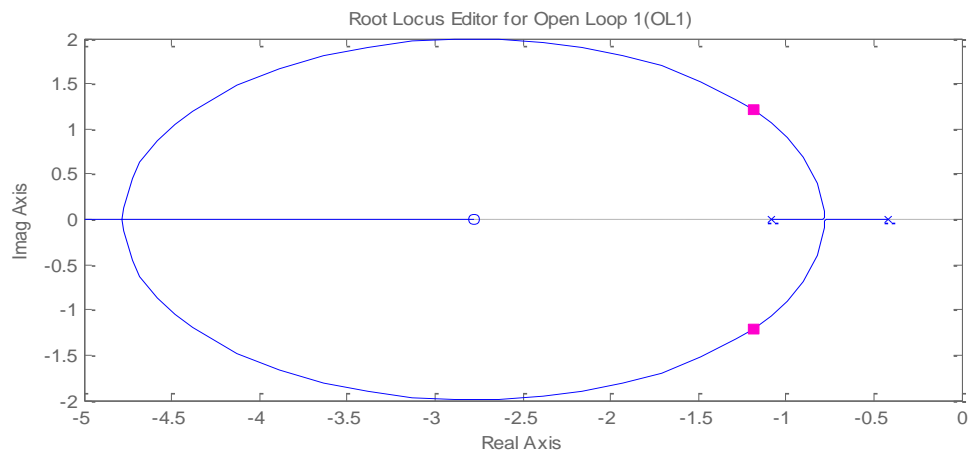


Σχήμα 49 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου με την προσθήκη πρόδρασης.

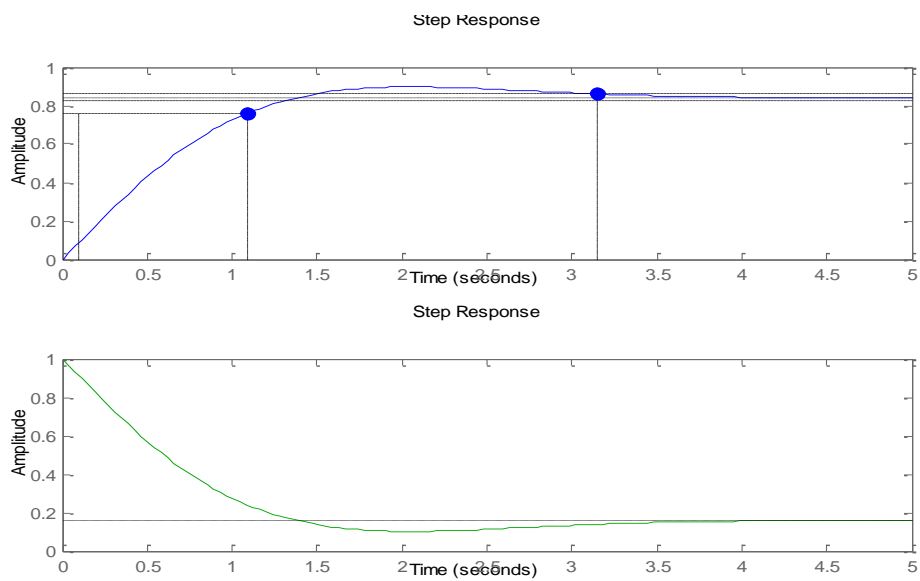
Παρατηρήσεις :

Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 49 με την προσθήκη της πρόδρασης η έξοδος σε κανένα από τα βήματα της πειραματικής διαδικασίας δεν μπορεί να ακολουθήσει την είσοδο. Το σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας εξακολουθεί να υπάρχει διότι ο ελεγκτής PD όπως έχει προαναφερθεί δεν έχει ολοκληρωτική δράση για να το μηδενίσει. Πιο συγκεκριμένα σε κάθε βηματική αλλαγή της εισόδου ο ελεγκτής δίνει την απαραίτητη ισχύ στους κινητήρες έτσι ώστε το τετρακόπτερο να ανυψωθεί και στη συνέχεια ο διαφορικός του όρος ο οποίος παίζει τον ρόλο του φρένου περιορίζει τα απότομα πετάγματα του σήματος ελέγχου. Μια σημαντική παρατήρηση με την προσθήκη της πρόδρασης στο σύστημα είναι πως το σήμα ελέγχου είναι αρκετά ομαλό και βρίσκεται καθ' όλη τη διάρκεια του πειράματος στην ίδια στάθμη σε σχέση με το Σχήμα 48. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως ο άξονας δεν έχει αρκετή λίπανση.

Μία ικανοποιητική σχεδίαση με βάση την παραπάνω μέθοδο (ITAE) λαμβάνεται με κέρδη $K_r=0.542$ και $K_i=0.195$ όπου αυτά αντιστοιχούν στην τιμή $\omega_n=1.7$. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω δύο γραφήματα.



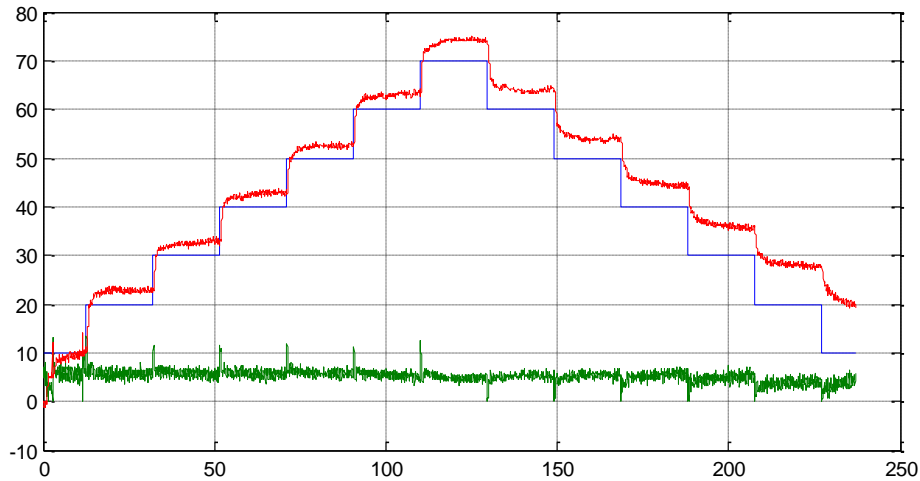
Σχήμα 50 : Γ.Τ.Ρ. του συστήματος με την προσθήκη του ελεγκτή PD.



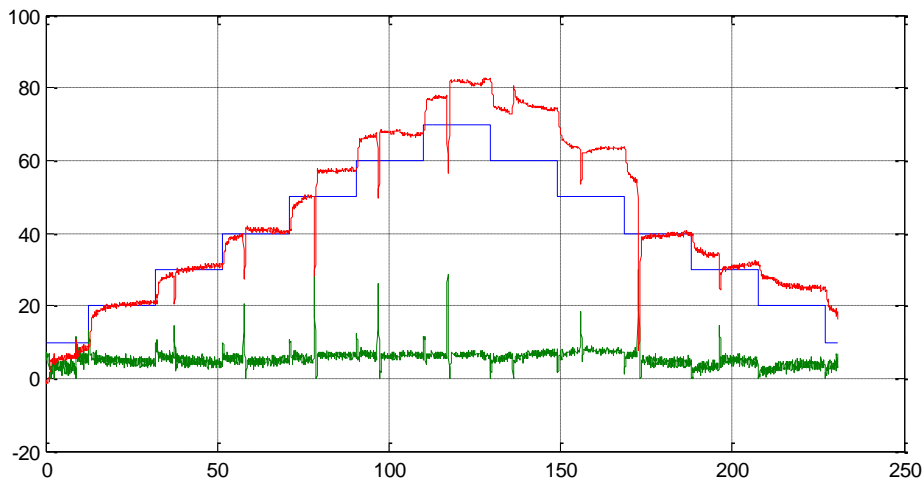
Σχήμα 51 : Απόκριση συστήματος κλειστού βρόχου (διάγραμμα 1) και δράση ελεγκτή (διάγραμμα 2).

5.2.2 Βηματική είσοδος

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα με βάση τα κέρδη που επιλέχθηκαν στην προσομοίωση.



Σχήμα 52 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου.



Σχήμα 53 : Προσπάθεια αντιμετώπισης διαταραχών.

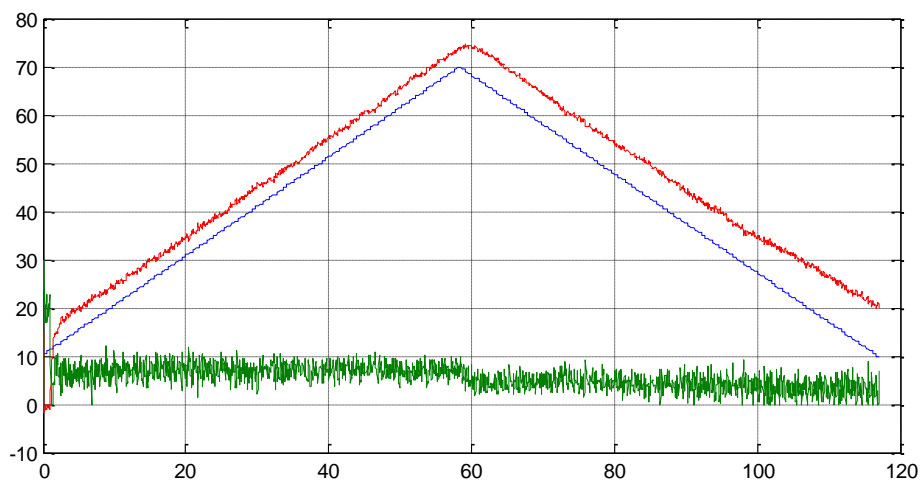
Παρατηρήσεις :

Με την προσθήκη του ελεγκτή PD στο σύστημα ο γεωμετρικός τόπος ριζών μεταβάλλεται και αυτό φαίνεται στο Σχήμα 50. Μια ακόμα σημαντική παρατήρηση που διαπιστώνεται από το διάγραμμα 1 του Σχήματος 51 είναι πώς η απόκριση κλειστού βρόγχου παρουσιάζει σφάλμα, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, της τάξεως του 20%. Ενώ στην προσομοίωση το σφάλμα είναι 20% κάτω από την τιμή αναφοράς στην πραγματικότητα παρατηρείται απόκλιση της τάξεως του 20% προς τα πάνω (Σχήμα 52). Αυτό το γεγονός οφείλεται στην ύπαρξη της πρόδρασης στο σύστημα. Επιπλέον για την τιμή $\omega_n=1.7$ (Σχήμα 52) διαπιστώνεται μείωση του

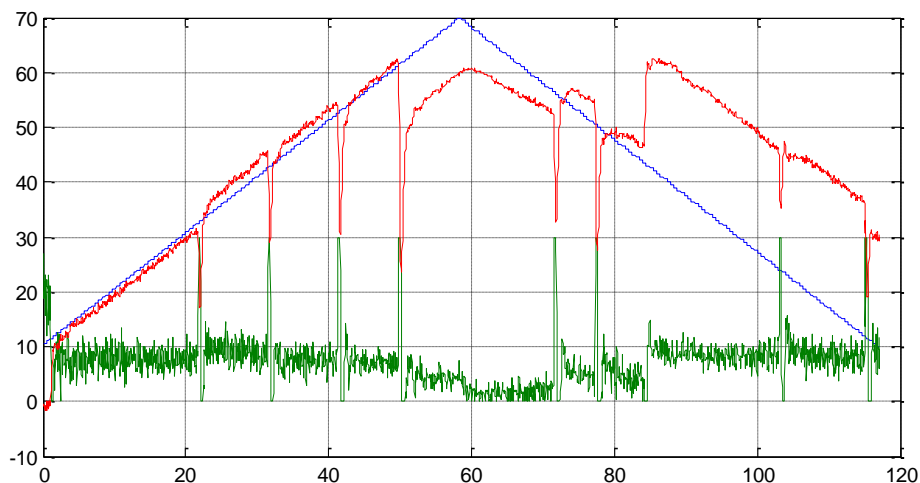
σφάλματος σε σχέση με την τιμή $\omega n=2.5$ (Σχήμα 49). Στο Σχήμα 53 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος υπό την επίδραση στιγμιαίων διαταραχών. Ο ελεγκτής PD ανταποκρίνεται εγκαίρως στις στιγμιαίες διαταραχές αλλά αδυνατεί να προσεγγίσει ικανοποιητικά την είσοδο αναφοράς.

5.2.3 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα)

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος για είσοδο ράμπα με κέρδη $K_p=1.29$ και $K_i=0.44$ που αντιστοιχούν στην τιμή $\omega n=2.5$.



Σχήμα 54 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα.



Σχήμα 55 : Προσπάθεια αντιμετώπισης διαταραχών.

Παρατηρήσεις :

Στο Σχήμα 54 από την αρχή του πειράματος η έξοδος αδυνατεί να ακολουθήσει την είσοδο αναφοράς και το σφάλμα διατηρείται και αυξάνεται με την πάροδο του χρόνου. Όσον αφορά το Σχήμα 55 παρουσιάζονται οι στιγμιαίες διαταραχές καθ' όλη τη διάρκεια του πειράματος. Κατά την άνοδο πραγματοποιήθηκε μια έντονη διαταραχή στα 60 cm (πιέζοντας προς τα κάτω το τετρακόπτερο) όπου παρατηρείται έντονη αύξηση του σήματος ελέγχου με σκοπό η έξοδος να ακολουθήσει την είσοδο. Μια ακόμα έντονη διαταραχή πραγματοποιήθηκε κατά την κάθοδο περίπου στα 45 cm (σπρώχνοντας προς τα πάνω το τετρακόπτερο). Και στις δύο διαταραχές που εισήχθησαν στο σύστημα κατά την αιώρηση του quadcopter παρατηρήθηκε μεγάλη απόκλιση της εξόδου από το set point. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως ο ελεγκτής PD ανταποκρίνεται στις στιγμιαίες διαταραχές χωρίς να μπορεί να διορθώσει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης.

5.3 Συμπεράσματα Κεφαλαίου

Κατά την πρώτη απόπειρα για έλεγχο με τη χρήση του PD ελεγκτή τα αποτελέσματα των πειραμάτων δεν έδωσαν ικανοποιητικές αποκρίσεις. Έτσι καταλήξαμε στο συμπέρασμα πως είναι απαραίτητη η προσθήκη πρόδρασης στο σύστημα καθώς εντοπίζεται ανάγκη για περισσότερη ισχύ κατά την πραγματοποίηση των βηματικών αλλαγών. Η πρόδραση αυτή δεν σημαίνει απαραίτητα πως θα μειώσει το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Μια σημαντική διαφορά του αναλογικού-διαφορικού σε σχέση με τον αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή είναι πως ο PD δεν διαθέτει τον ολοκληρωτικό όρο (I) με αποτέλεσμα να μην μπορεί να διορθώσει το μόνιμο σφάλμα. Μια επιπλέον διαφορά είναι πως ο PD είναι αρκετά πιο γρήγορος από τον PI. Αυτό γίνεται φανερό κατά τη μεταβολή του γεωμετρικού τόπου ριζών. Με την εισαγωγή ενός PI ελεγκτή στο σύστημα προστίθεται ένα μηδενικό (σε μία θέση πάνω στον πραγματικό άξονα, αναλόγως τη μέθοδο σχεδίασης) και ένα πόλος στην αρχή των αξόνων (ολοκληρωτής). Ο πόλος αυτός καθιστά το σύστημα αρκετά αργό αλλά αυξάνει την ευστάθεια του. Αντίθετα ο PD εισάγει ένα μηδενικό στον πραγματικό άξονα με αποτέλεσμα την επιτάχυνση της απόκρισης του συστήματος. Αξιοσημείωτη είναι η μορφή του σήματος ελέγχου κατά την υλοποίηση του PI ελεγκτή, η οποία παρουσιάζεται αρκετά πιο ομαλή σε σχέση με αυτή του PD. Αυτό οφείλεται στο ότι ο διαφορικός όρος (D) εισάγει θόρυβο στο σύστημα. Τέλος διαπιστώθηκε πως και οι δύο ελεγκτές μπορούν να ανταποκριθούν στις στιγμιαίες διαταραχές, με τον PI να μηδενίζει το σφάλμα και με τον PD να προσπαθεί να προσεγγίσει το set point.

6 Σχεδίαση αναλογικού-ολοκληρωτικού-διαφορικού ελεγκτή (PID) και χρήση φίλτρων.

Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστεί η μέθοδος σχεδίασης ενός PID ελεγκτή καθώς επίσης και τα φίλτρα που χρησιμοποιήθηκαν για την καλύτερη δυνατή απόκριση. Η σχεδίαση πραγματοποιήθηκε βάσει του βέλτιστου πολυωνύμου τρίτου βαθμού (ITAE). Επίσης θα συγκριθούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με αυτά της πειραματικής διαδικασίας.

6.1 Σχεδίαση PID σύμφωνα με το βέλτιστο πολυώνυμο (ITAE)

Η συγκεκριμένη σχεδίαση του ελεγκτή βασίζεται στον υπολογισμό του αναλογικού, ολοκληρωτικού και διαφορικού κέρδους σύμφωνα με το βέλτιστο (ITAE) πολυώνυμο τρίτου βαθμού. Η γενική μορφή του ελεγκτή είναι:

$$PID = C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d * s = \frac{K_d * s^2 + K_p * s + K_i}{s}$$

Με βάση τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς του ελεγκτή (C(s)) και τη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος (G(s)) οι συναρτήσεις μεταφοράς ανοιχτού και κλειστού βρόγχου τροποποιούνται ως εξής :

$$\begin{aligned} \Sigma. \text{ M. A. B : } G(s) * C(s) &= \frac{4.5}{s^2 + 1.5 * s + 0.45} * \frac{K_d * s^2 + K_p * s + K_i}{s} = \\ &= \frac{4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s} \end{aligned}$$

$$\Sigma. \text{ M. K. B : } T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s) * C(s)}{1 + G(s) * C(s)} = \frac{\frac{4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s}}{1 + \frac{4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s}} =$$

$$= \frac{\frac{4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s}}{\frac{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s} + \frac{4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s}} \Rightarrow$$

$$\frac{\frac{4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s}}{\frac{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s + 4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s}}$$

$$\Rightarrow \Sigma. \text{ M. K. B : } T(s) = \frac{4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}{s^3 + 1.5 * s^2 + 0.45 * s + 4.5 * (K_d * s^2 + K_p * s + K_i)}$$

Η χαρακτηριστική εξίσωση (Χ.Ε.) της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου είναι λοιπόν:

$$Χ.Ε. = s^3 + (1.5 + 4.5 * Kd) * s^2 + (0.45 + 4.5 * Kp) * s + 4.5 * Ki$$

Επιπλέον το βέλτιστο (ΙΤΑΕ) πολυώνυμο τρίτου βαθμού είναι:

$$s^3 + 1.75 * \omega_n * s^2 + 2.15 * \omega_n^2 * s + \omega_n^3$$

Τέλος για τον υπολογισμό των κερδών εξισώνουμε τους συντελεστές της Χ.Ε. με τους συντελεστές του βέλτιστου πολυωνύμου.

$$1.5 + 4.5 * Kd = 1.75 * \omega_n \quad (1)$$

$$0.45 + 4.5 * Kp = 2.15 * \omega_n^2 \quad (2)$$

$$4.5 * Ki = \omega_n^3 \quad (3)$$

Από την (1) έχουμε :

$$Kd = \frac{(1.75 * \omega_n - 1.5)}{4.5}$$

Από την (2) έχουμε:

$$Kp = \frac{(2.15 * \omega_n^2 - 0.45)}{4.5}$$

Και από την (3) έχουμε:

$$Ki = \frac{\omega_n^3}{4.5}$$

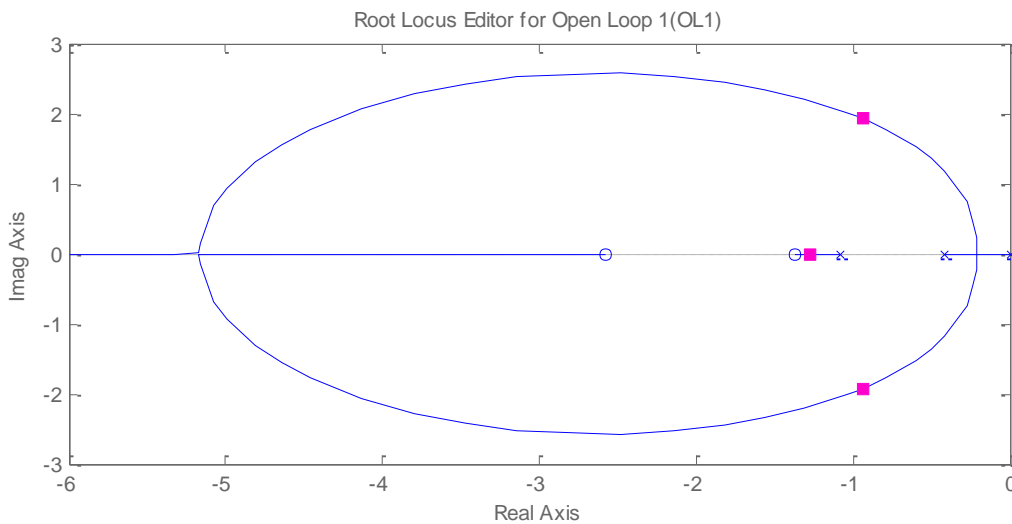
Από τις παραπάνω σχέσεις, μεταβάλλοντας την τιμή του ω_n μπορούμε να υπολογίσουμε τα βέλτιστα κέρδη του ελεγκτή.

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές των κερδών K_p , K_d και K_i για διάφορες τιμές του ω_n .

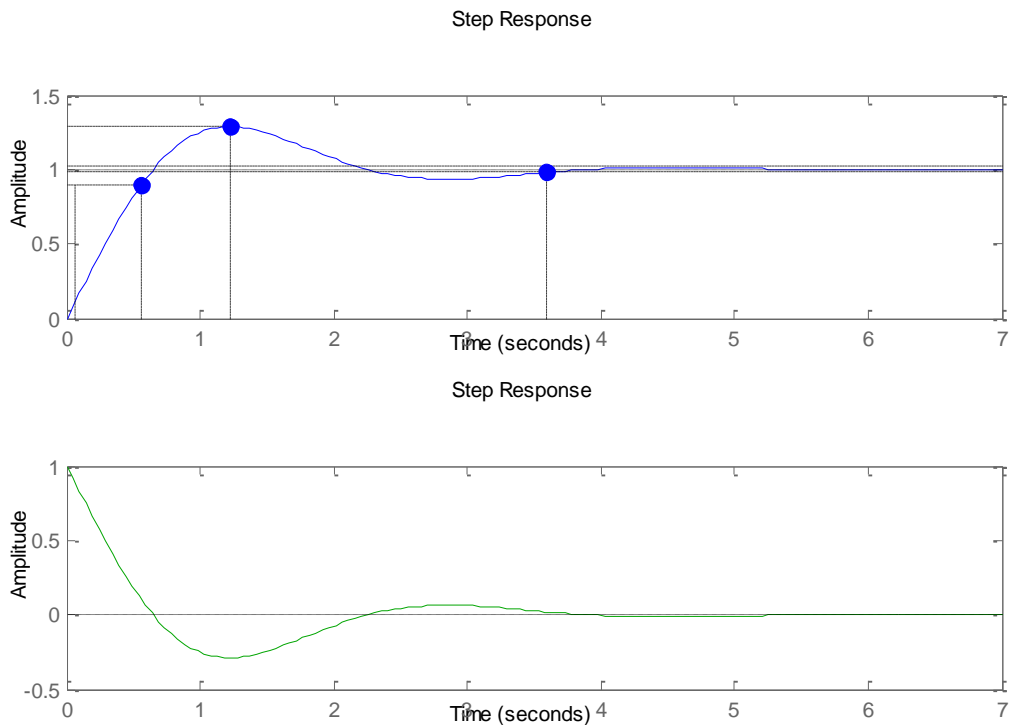
$\omega_n(r/s)$	K_p	K_d	K_i
1,5	0,975	0,25	0,75
1,6	1,123	0,289	0,91
1,7	1,28	0,328	1,091
1,8	1,448	0,367	1,296
1,9	1,625	0,406	1,524
2	1,811	0,444	1,778
2,1	2,007	0,483	2,058
2,2	2,212	0,522	2,366
2,3	2,427	0,561	2,703
2,4	2,652	0,6	3,072
2,5	2,886	0,639	3,472

Πίνακας 7 : Τιμές κερδών συναρτήσει του ω_n .

Μία ικανοποιητική σχεδίαση με βάση την παραπάνω μέθοδο (ITAE) λαμβάνεται με κέρδη $K_p=1,448$, $K_d=0,367$ και $K_i=1.296$ όπου αυτά αντιστοιχούν στην τιμή $\omega_n=1.8$ r/s. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα παρακάτω δύο γραφήματα.



Σχήμα 56 : Γ.Τ.Ρ. του συστήματος με την προσθήκη του ελεγκτή PID.



Σχήμα 57 : Απόκριση συστήματος κλειστού βρόχου (διάγραμμα 1) και δράση ελεγκτή (διάγραμμα 2).

6.2 Θεωρία φίλτρων και επίδραση αυτών στο σύστημα

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα παρουσιαστεί η θεωρία των φίλτρων που χρησιμοποιήθηκαν στον ελεγκτή PID. Τα προβλήματα που εμφανίστηκαν με την προσθήκη του PID ήταν ο θόρυβος στο σήμα ελέγχου που προκαλούσε ο διαφορικός όρος καθώς επίσης και οι μεγάλες υπερευρώσεις σε διάφορες βηματικές αλλαγές της πειραματικής διαδικασίας, λόγω μεγάλων κερδών. Για την εξάλειψη αυτών των προβλημάτων χρησιμοποιήθηκαν τρεις μέθοδοι.

- Εισαγωγή ενός φίλτρου παραγώγου N
- Εισαγωγή ενός συντελεστή στάθμισης b
- Εισαγωγή ενός φίλτρου εισόδου (prefilter) P

Η μορφή του PID ελεγκτή είναι η παρακάτω :

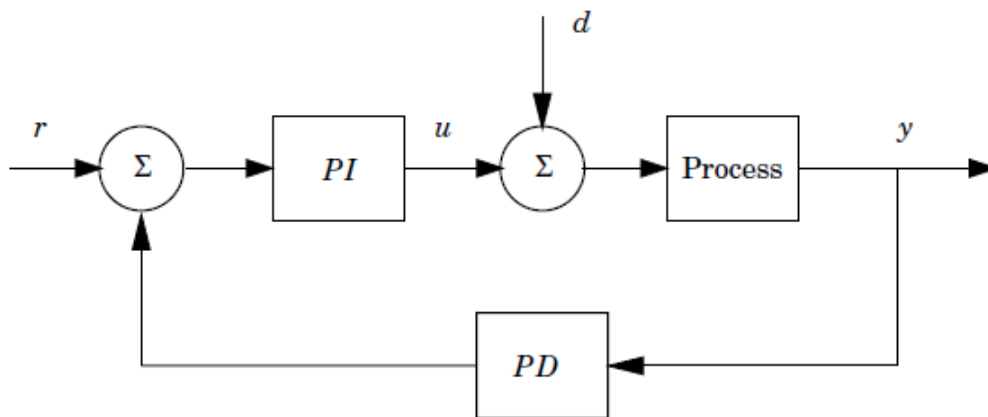
$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d * s$$

Η μορφή αυτή είναι εκφρασμένη ως προς τα κέρδη K_p, K_i και K_d . Ο ελεγκτής αυτός μπορεί να γραφεί και με ένα διαφορετικό τρόπο. Παρακάτω εμφανίζεται ο ελεγκτής εκφρασμένος ως προς το χρόνο.

$$u(t) = K(e(t) + \frac{1}{T_i} * \int e(\tau) * d\tau + T_d * \frac{de(t)}{dt})$$

$$u(t) = K((r(t) - y(t)) + \frac{1}{T_i} * \int e(\tau) * d\tau + T_d * (c \frac{dr(t)}{dt} - \frac{dy(t)}{dt}))$$

Με κάθε ακαριαία μεταβολή του set point ο όρος $dr(t)/dt$ τείνει στο άπειρο και δημιουργεί πρόβλημα κατά την παραγωγή. Γι' αυτό λοιπόν η σταθερά c λαμβάνει την τιμή μηδέν ($c=0$) με σκοπό το μηδενισμό του όρου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να παραγωγίζεται μόνο η έξοδος και όχι η είσοδος του συστήματος.



Εικόνα 38 : Μπλοκ διάγραμμα PI-PD στην ανάδραση.

Από το παραπάνω μπλοκ διάγραμμα γίνεται φανερό ότι αρχικά το σήμα εισόδου ολοκληρώνεται (PI), στη συνέχεια περνάει στην διαδικασία (Process) και αυτή με την σειρά της δίνει την έξοδο του συστήματος. Η έξοδος αυτή επιστρέφει στον αρχικό αθροιστή μέσω αρνητικής ανάδρασης στην οποία παρεμβάλλεται ο ελεγκτής PD. Ο ελεγκτής αυτός τοποθετείται στη συγκεκριμένη θέση με σκοπό την παραγωγή μόνο του σήματος εξόδου του συστήματος.

Με την προσθήκη του φίλτρου παραγώγου (N) και του συντελεστή στάθμισης (b) η μορφή του ελεγκτή PID διαμορφώνεται ως εξής :

$$U(s) = K(b * R(s) - Y(s) + \frac{1}{T_i} * (R(s) - Y(s)) - \frac{s * T_d}{1 + s * \frac{T_d}{N}} * Y(s))$$

6.2.1 Ανάλυση του φίλτρου παραγώγου (N)

Όπως έχει προαναφερθεί το πρόβλημα που δημιουργεί ο διαφορικός όρος (D) είναι η μεγάλη αύξηση του θορύβου στο σύστημα. Για αυτό λοιπόν το λόγο εισάγουμε το φίλτρο παραγώγου (N) το οποίο είναι μία πρωτοβάθμια συνάρτηση μεταφοράς.

Αν θεωρήσουμε ότι η έξοδος του συστήματος είναι της μορφής

$$y(t) = \sin(t) + n(t) = \sin(t) + a_n * \sin\omega_n * t$$

τότε ύστερα από την παραγωγή του αρχικού σήματος, η μορφή του σήματος εξόδου φαίνεται παρακάτω.

$$\frac{dy(t)}{dt} = \cos t + n(t) = \cos t + a_n * \omega * \cos\omega_n * t$$

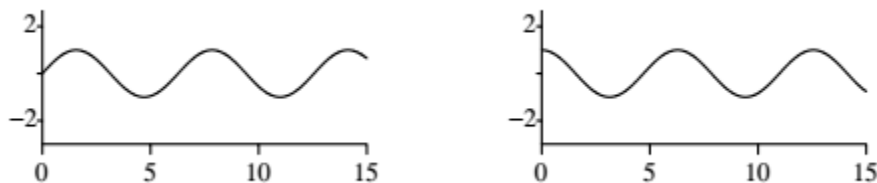
Ο λόγος του σήματος ως προς το θόρυβο είναι $1/a_n$ για το αρχικό σήμα. Στην περίπτωση όπου το σήμα έχει παραγωγιστεί ο λόγος αυτός διαμορφώνεται ως ω/a_n . Αυτός ο λόγος μπορεί να είναι οσοδήποτε μεγάλος όσο το ω αυξάνεται. Άρα για πολύ υψηλές συχνότητες ο θόρυβος που εισάγεται στο σύστημα είναι αρκετά αυξημένος.

Σε πρακτική υλοποίηση ενός ελεγκτή με διαφορική δράση είναι απαραίτητο να περιορίσουμε το κέρδος υψηλής συχνότητας του διαφορικού όρου. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί με την προσθήκη της παρακάτω συνάρτησης μεταφοράς στον ελεγκτή.

$$Gd(s) = \frac{s * T}{1 + s * \frac{T}{N}}$$

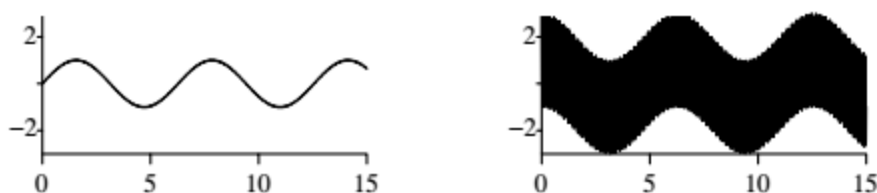
Όπου T ο χρόνος παραγωγίσης του σήματος.

Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται η έξοδος του συστήματος χωρίς την παραγωγή του σήματος.



Εικόνα 39 : Διάγραμμα (1) Είσοδος και διάγραμμα (2) έξοδος του συστήματος χωρίς παραγωγή.

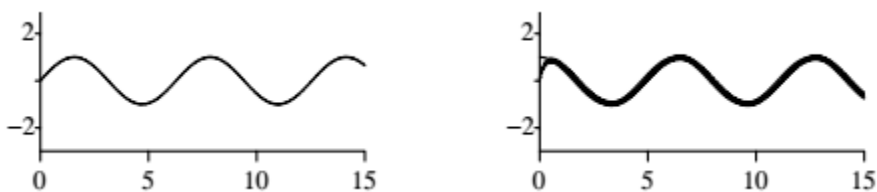
Ύστερα από παραγωγή η έξοδος του συστήματος παίρνει την παρακάτω μορφή.



Εικόνα 40 : Διάγραμμα (1) Είσοδος και διάγραμμα (2) έξοδος του συστήματος με παραγωγή.

Με την προσθήκη του παρακάτω φίλτρου παρατηρείται εξομάλυνση του σήματος εξόδου και αυτό γίνεται φανερό από την Εικόνα 41 (διάγραμμα 2).

$$Gd(s) = \frac{s}{1 + \frac{s}{5}}$$



Εικόνα 41 : Διάγραμμα (1) Είσοδος και διάγραμμα (2) έξοδος του συστήματος με την χρήση του φίλτρου.

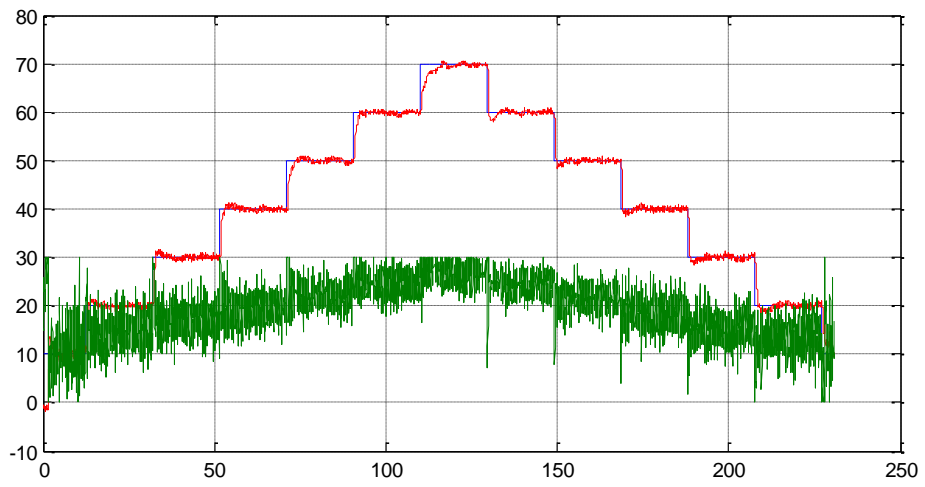
6.2.2 Βηματική είσοδος

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα παρουσιαστεί η επίδραση του φίλτρου παραγώγου (N) στην έξοδο του συστήματος, για βηματική είσοδο. Ο παρακάτω πίνακας περιέχει την τιμή του $\omega_n = 1,8$ r/s, η οποία επιλέχθηκε ως η πιο ικανοποιητική, την μεταβολή της τιμής του φίλτρου παραγώγου (N) και το συντελεστή στάθμισης (b). Ο συντελεστής στάθμισης θα αναλυθεί στο υποκεφάλαιο 6.2.3.

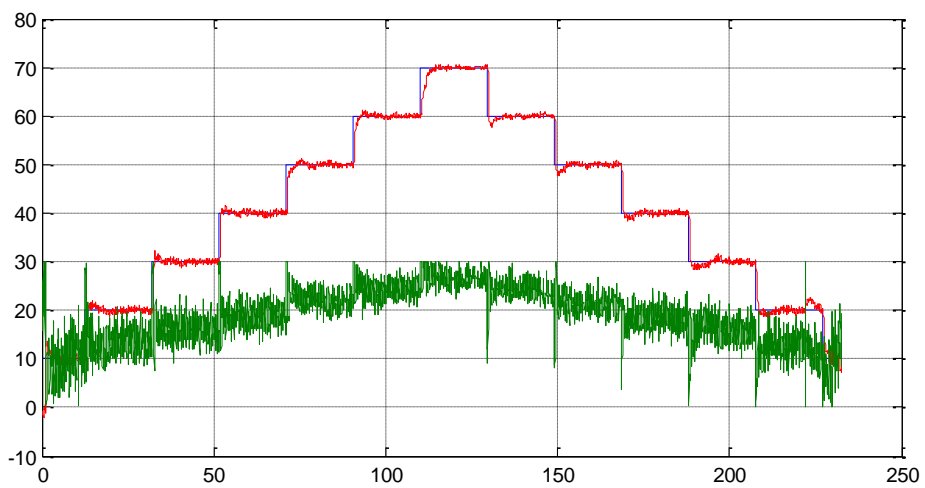
ω_n (r/s)	N	b
1,8	50	1
1,8	10	1
1,8	5	1
1,8	1	1

Πίνακας 8 : Μεταβολή του φίλτρου παραγώγου (N).

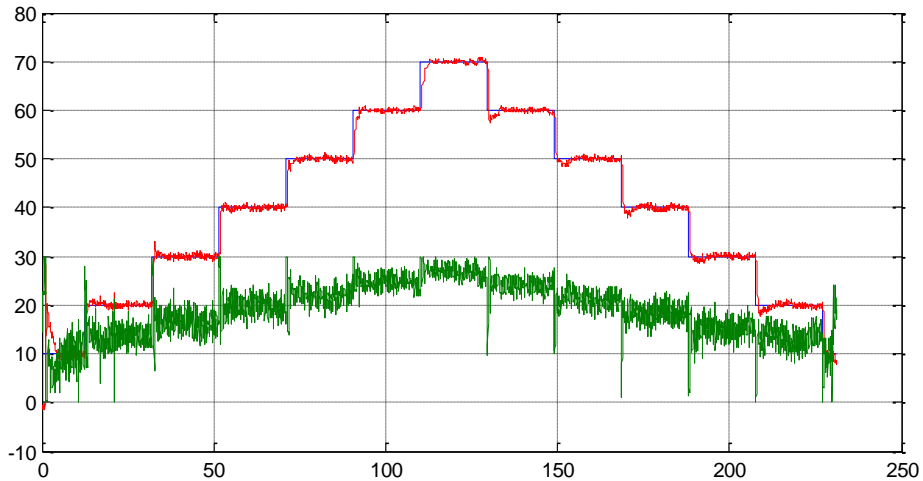
Παρακάτω παρουσιάζονται τέσσερα διαγράμματα για τις τιμές του Πίνακα 8.



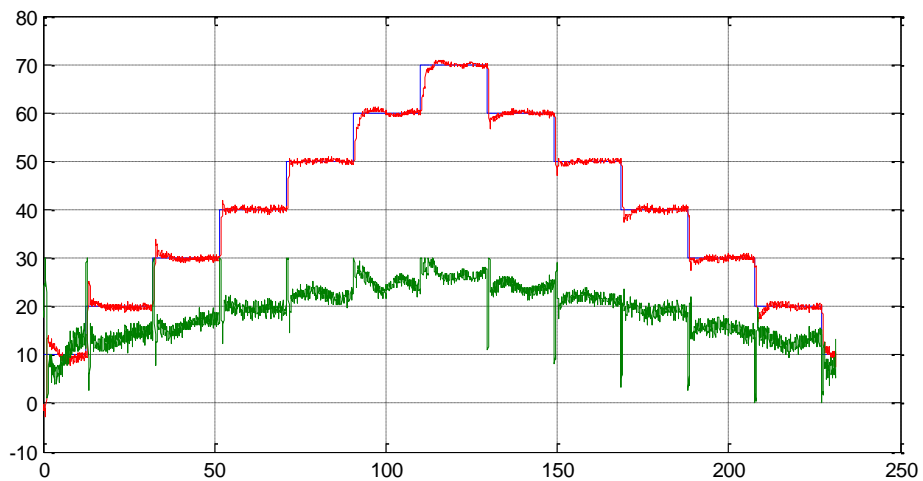
Σχήμα 58 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $N=50$.



Σχήμα 59 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $N=10$.



Σχήμα 60 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $N=5$.



Σχήμα 61 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $N=1$.

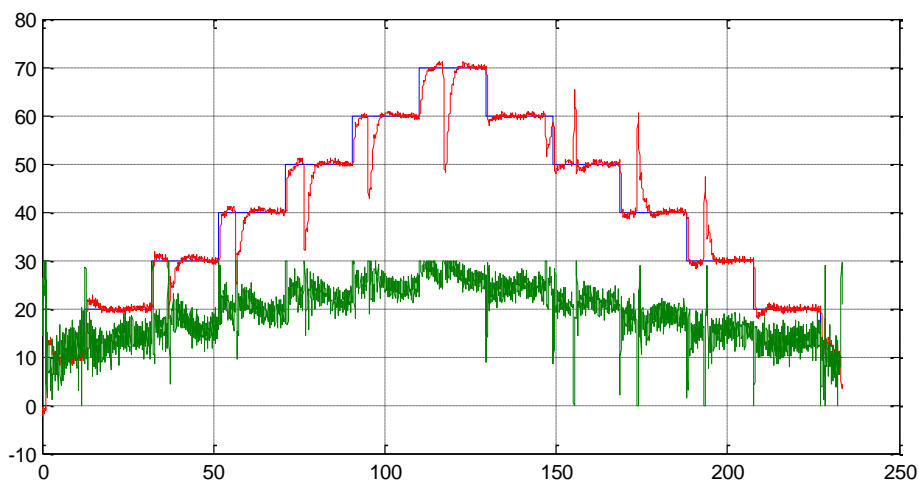
Παρατηρήσεις :

Σκοπός των παραπάνω πειραμάτων ήταν η εύρεση μίας ικανοποιητικής τιμής για το φίλτρο παραγώγου (N). Από τα αποτελέσματα των πειραμάτων που πραγματοποιήθηκαν διαπιστώθηκε ότι καθώς μειώνεται η τιμή του φίλτρου παραγώγου το σήμα ελέγχου εξομαλύνεται όλο ένα και περισσότερο. Ειδικότερα για μεγάλες τιμές του φίλτρου το σήμα εμφανίζεται αρκετά θορυβώδες (Σχήμα 58, Σχήμα 59) ενώ για μικρότερες τιμές παρατηρείται σημαντική βελτίωση του σήματος ελέγχου (Σχήμα 60, Σχήμα 61). Χαρακτηριστική είναι η περίπτωση του Σχήματος 61 όπου ο όρος N ισούται με την τιμή ένα ($N=1$). Το σήμα ελέγχου εμφανίζεται πιο ομαλό από αυτό του πειράματος για $N=5$ αλλά παρατηρείται και μία αύξηση των τιμών της υπερύψωσης κυρίως για μικρές τιμές της εισόδου. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η τιμή του N είναι πολύ μικρή με αποτέλεσμα να φιλτράρεται υπερβολικά ο διαφορικός

όρος (φρένο του συστήματος). Η μείωση αυτή σε συνδυασμό με την αυξημένη επίδραση των κερδών για μικρές τιμές της εισόδου, αυξάνουν την υπερύψωση. Μία ακόμα σημαντική παρατήρηση από τα παραπάνω διαγράμματα είναι πως για μεγάλες τιμές του N το σήμα ελέγχου εμφανίζεται να βρίσκεται στον κορεσμό για μεγάλο χρονικό διάστημα ενώ για μικρές τιμές, ο ελεγκτής εμφανίζεται να λειτουργεί στον κορεσμό για μικρό χρονικό διάστημα. Συνοψίζοντας η πιο ικανοποιητική σχεδίαση ήταν αυτή του Σχήματος 60 για $N=5$. Παρακάτω θα γίνει η σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με αυτά των πειραματικών αποτελεσμάτων.

Ο γεωμετρικός τόπος ριζών του δευτεροβάθμιου συστήματος ήταν σταυρός. Με την προσθήκη του ελεγκτή PID μεταβάλλεται και αυτό φαίνεται και από το Σχήμα 56. Παρατηρούμε ότι ο ελεγκτής αυτός προσθέτει στο σύστημα δύο μηδενικά και έναν πόλο στην αρχή των αξόνων ($s=0$). Η απόκριση του συστήματος (διάγραμμα 1) του κλειστού βρόγχου με βάση τα κέρδη που επιλέχθηκαν, τα οποία αντιστοιχούν στη φυσική συχνότητα $\omega_n=1.8$ r/s, παρουσιάζεται στο Σχήμα 57. Ο χρόνος ανόδου και ο χρόνος αποκατάστασης της απόκρισης του συστήματος είναι $T_r=0.5$ sec και $T_s=3.6$ sec αντίστοιχα. Ένα ακόμα χαρακτηριστικό του διαγράμματος 1 είναι πως εμφανίζεται υπερύψωση της τάξεως του 30%. Η υπερύψωση αυτή οφείλεται στην εισαγωγή των δύο μηδενικών που προσθέτει ο PID στον Γ.Τ.Ρ καθώς επίσης και στο ότι οι πόλοι απέκτησαν μιγαδικό μέρος. Παρόλα αυτά η υπερύψωση στο πραγματικό σύστημα δεν εμφανίζεται σε καμία από τις βηματικές αποκρίσεις. Όσον αφορά το Σχήμα 60 ο χρόνος ανόδου και αποκατάστασης είναι $T_r=0.6$ sec και $T_s=1.5$ sec αντίστοιχα. Το πραγματικό σύστημα εμφανίζεται πιο γρήγορο ως προς το χρόνο αποκατάστασης, ενώ ο χρόνος ανόδου είναι κοντά στο χρόνο ανόδου της προσομοίωσης. Ο χρόνος αποκατάστασης της προσομοίωσης εμφανίζεται μεγαλύτερος καθώς το σύστημα παρουσιάζει υπερύψωση, γεγονός που δεν εντοπίζεται στα πειραματικά αποτελέσματα.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος υπό την επίδραση στιγμιαίων διαταραχών, για τις τιμές $\omega_n=1,8$, $N=5$ και $b=1$.



Σχήμα 62 : Ανταπόκριση του συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές.

Παρατηρήσεις :

Από το παραπάνω διάγραμμα είναι εμφανές ότι το σύστημα ανταποκρίνεται άμεσα στις έντονες στιγμιαίες διαταραχές (που εισήχθησαν χειροκίνητα). Ο ελεγκτής PID λόγω της διαφορικής του δράσης δεν επιτρέπει την εμφάνιση υπερύψωσης στην έξοδο του συστήματος σε κανένα από τα βήματα της πειραματική διαδικασία, ύστερα από την αντιμετώπιση των διαταραχών. Στα βήματα στα οποία έχει εισαχθεί διαταραχή ο ελεγκτής διορθώνει το σφάλμα και η έξοδος ακολουθεί και πάλι το σημείο αναφοράς. Ο συγκεκριμένος ελεγκτής έχει ικανοποιητική δράση για την αντιμετώπιση διαταραχών.

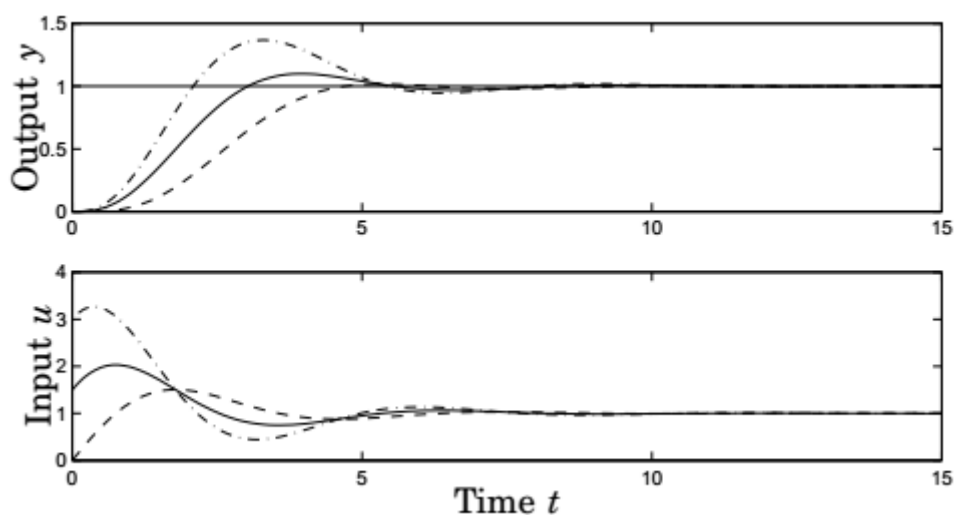
6.2.3 Ανάλυση του συντελεστή στάθμισης

Χρησιμοποιώντας τη βασική εξίσωση του PID, η οποία είναι εκφρασμένη ως προς το χρόνο, όταν γίνει μία αλλαγή στο σήμα αναφοράς (ακαριαία μεταβολή) θα οδηγήσει σε ένα απότομο πέταγμα στο σήμα ελέγχου. Το αποτέλεσμα αυτό είναι ανεπιθύμητο, για αυτό το λόγο η διαφορική δράση συχνά δεν εφαρμόζεται στο σήμα αναφοράς. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να αποφευχθεί φιλτράροντας την τιμή αναφοράς πριν αυτή τροφοδοτηθεί στον ελεγκτή. Μια άλλη λύση είναι να δοθεί η δυνατότητα στην αναλογική δράση να εφαρμοστεί σε ένα μόνο μέρος του σήματος αναφοράς. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται στάθμιση τιμής (set point weighting).

Η βασική σχέση που εκφράζει την παραπάνω διαδικασία παρουσιάζεται παρακάτω.

$$u(t) = K((b * r(t) - y(t)) + \frac{1}{T_i} * \int e(\tau) * d\tau + T_d * (c \frac{dr(t)}{dt} - \frac{dy(t)}{dt}))$$

Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται η επίδραση του συντελεστή στάθμισης.



Εικόνα 42 : Διάγραμμα (1) βηματική απόκριση (Output y) και διάγραμμα (2) σήμα ελέγχου (Input u).

Από την παραπάνω εικόνα παρατηρείται η βηματική απόκριση (διάγραμμα 1) και το σήμα ελέγχου (διάγραμμα 2) για διαφορετικές τιμές του όρου b. Το διακεκομμένο διάγραμμα αναφέρεται στην τιμή b=0, το συνεχές διάγραμμα στην τιμή b=0.5 και το διάγραμμα με τις αξονικές γραμμές στην τιμή b=1.0. Παρατηρείται ότι για μικρές τιμές του συντελεστή στάθμισης (b) ελαχιστοποιείται το πρόβλημα των υπερυψώσεων. Αυτό φαίνεται και από το σήμα ελέγχου (μικρά πετάγματα κατά τη μεταβολή της εισόδου) όπου για μικρές τιμές είναι πιο ομαλό. Ένα πρόβλημα που δημιουργείται όταν ο όρος b είναι μικρότερος του ένα είναι πως το σύστημα εμφανίζεται πιο αργό.

Στην παραπάνω μαθηματική σχέση όπως έχει προαναφερθεί η σταθερά c ισούται με μηδέν (c=0). Αν στη σταθερά b εισάγουμε την τιμή 0 (b=0) τότε διαμορφώνεται ένας I-PD ελεγκτής, αν όμως εισάγουμε την τιμή 1 (b=1) τότε ο ελεγκτής μεταβάλλεται σε ένα PI-D ελεγκτή. Ο ελεγκτής PID έχει ένα βαθμό ελευθερίας. Με τη χρήση του όρου b αποκτά δύο βαθμούς ελευθερίας και αυτό γίνεται φανερό διότι για οποιαδήποτε τιμή του b ο κλάδος της ανάδρασης του συστήματος φιλοξενεί κάποιον από τους όρους του PID.

Για b=0 και c=0 η μορφή του ελεγκτή I-PD φαίνεται παρακάτω.

$$u(t) = K((0 * r(t) - y(t)) + \frac{1}{T_i} * \int e(\tau) * d\tau + T_d * (0 * \frac{dr(t)}{dt} - \frac{dy(t)}{dt}))$$

$$u(t) = -K * y(t) + K * \frac{1}{T_i} * \int e(\tau) * d\tau - K * T_d * \frac{dy(t)}{dt}$$

Για b=1 και c=0 η μορφή του ελεγκτή PI-D φαίνεται παρακάτω.

$$u(t) = K((1 * r(t) - y(t)) + \frac{1}{T_i} * \int e(\tau) * d\tau + T_d * (0 * \frac{dr(t)}{dt} - \frac{dy(t)}{dt}))$$

$$u(t) = K * r(t) - K * y(t) + K * \frac{1}{T_i} * \int e(\tau) * d\tau - K * T_d * \frac{dy(t)}{dt}$$

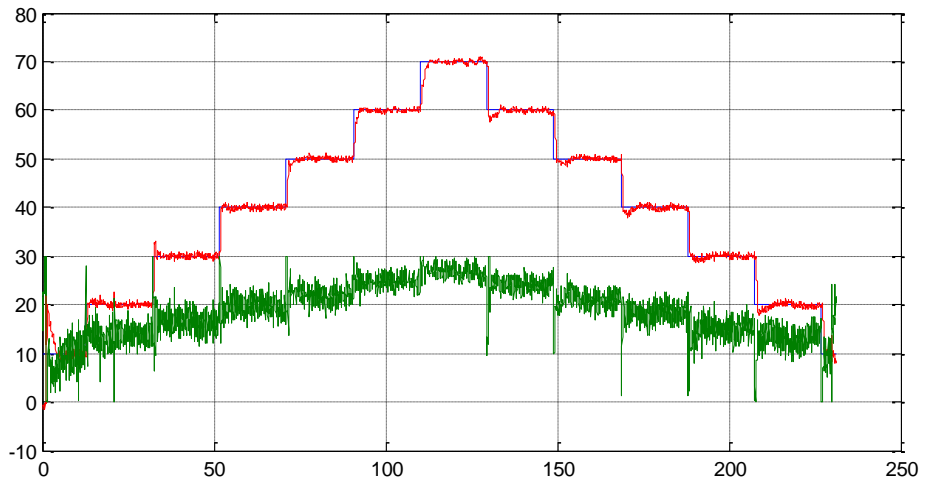
6.2.4 Βηματική είσοδος

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα παρουσιαστεί η επίδραση του συντελεστή στάθμισης (b) στο σύστημα, για βηματική είσοδο. Ο παρακάτω πίνακας περιέχει την τιμή του $\omega_n=1,8$ r/s, τη μεταβολή της τιμής του συντελεστή στάθμισης (b) και την τιμή του φίλτρου παραγώγου N=5, η οποία επιλέχθηκε ως η πιο ικανοποιητική.

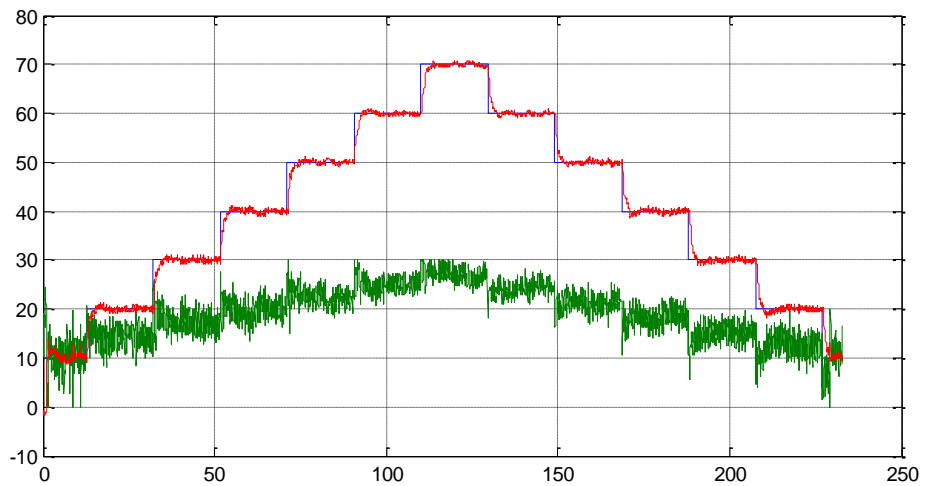
$\omega_n(r/s)$	N	b
1,8	5	1
1,8	5	0,5
1,8	5	0,1

Πίνακας 9 : Μεταβολή του συντελεστή στάθμισης (b).

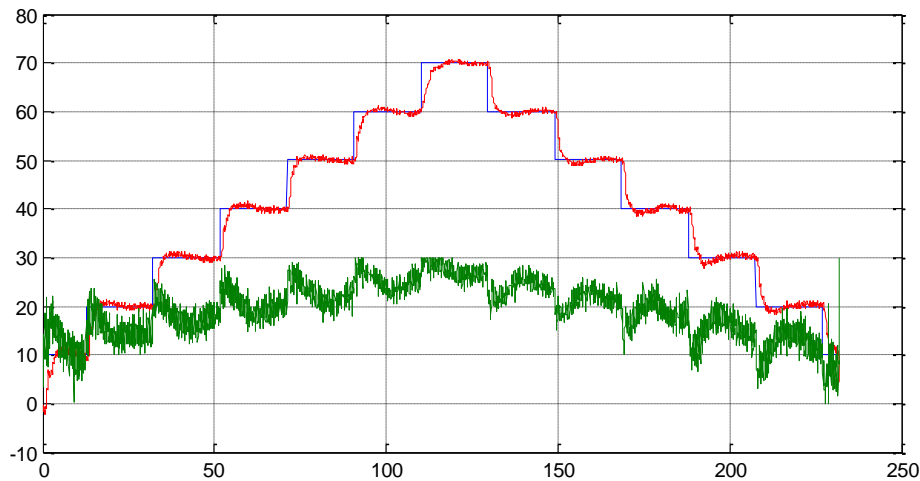
Παρακάτω παρουσιάζονται τρία διαγράμματα για τις τιμές του Πίνακα 9.



Σχήμα 63 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $b=1$.



Σχήμα 64 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $b=0.5$.



Σχήμα 65 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $b=0.1$.

Παρατηρήσεις :

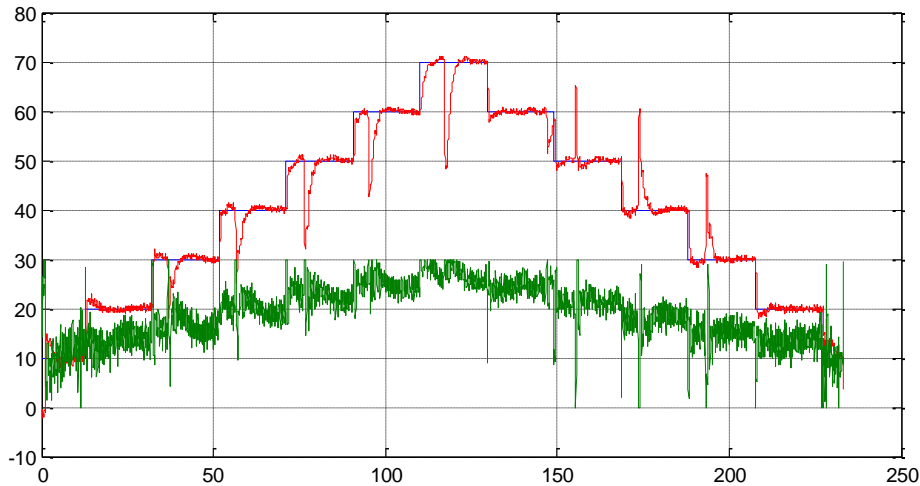
Στα παραπάνω τρία διαγράμματα μεταβάλλοντας την τιμή του συντελεστή στάθμισης (b) σκοπός είναι η παρουσίαση της επίδρασης του, στο σύστημα καθώς επίσης και η εύρεση μιας ικανοποιητικής τιμής. Από τα αποτελέσματα των πειραμάτων που πραγματοποιήθηκαν διαπιστώθηκε ότι καθώς μειώνεται η τιμή του συντελεστή στάθμισης μειώνεται το πλάτος του σήματος ελέγχου κατά τη μεταβολή του βήματος. Δηλαδή σε κάθε βηματική αλλαγή περιορίζεται το απότομο πέταγμα της εισόδου και αυτό επιτυγχάνεται με την εφαρμογή μιας αναλογίας στο σήμα αναφοράς ($b \cdot r - y$). Αυτή η εφαρμογή της αναλογίας δίνει τη δυνατότητα ελαχιστοποίησης των υπερυψώσεων με τίμημα τη μείωση της ταχύτητας απόκρισης.

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζεται η επίδραση της τιμής του συντελεστή στάθμισης στην ταχύτητα απόκρισης του συστήματος.

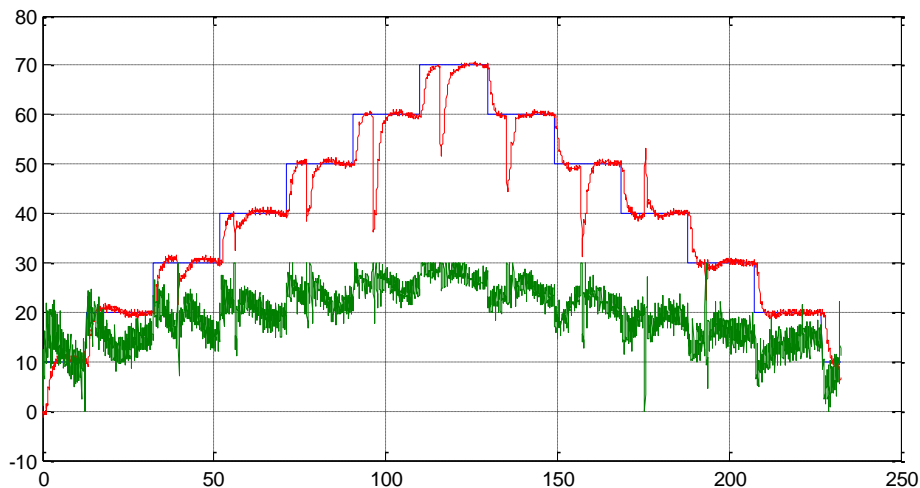
Σχήμα	Χρόνος Ανόδου T_r (sec)	Χρόνος Αποκατάστασης T_s (sec)	Συντελεστής Στάθμισης (b)
63	0,6	1,5	1
64	2	4,5	0,5
65	3,5	10	0,1

Πίνακας 10 : Επίδραση του συντελεστή (b) στην ταχύτητα απόκρισης.

Στα παρακάτω δυο διαγράμματα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος υπό την επίδραση στιγμιαίων διαταραχών, για τις τιμές του συντελεστή στάθμισης $b=1$ και $b=0.1$.



Σχήμα 66 : Ανταπόκριση του συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές για $b=1$.



Σχήμα 67 : Ανταπόκριση του συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές για $b=0.1$.

Παρατηρήσεις :

Από τα παραπάνω δύο διαγράμματα είναι εμφανές ότι η μείωση του όρου b επηρεάζει την έξοδο του συστήματος κατά την αντιμετώπιση των στιγμιαίων διαταραχών. Και στα δύο πειράματα που πραγματοποιήθηκαν οι στιγμιαίες διαταραχές ήταν πολύ έντονες. Πιο συγκεκριμένα στο Σχήμα 66 ο ελεγκτής PID δρα ακαριαία για την αντιμετώπιση των διαταραχών. Αυτό γίνεται φανερό και από τα απότομα πετάγματα στο σήμα ελέγχου κατά τη διαδικασία ανταπόκρισης. Αντιθέτως στο Σχήμα 67 ο ελεγκτής προσπαθεί να αντιμετωπίσει τη διαταραχή και η επαναφορά του συστήματος (έξοδος ως προς είσοδος) πραγματοποιείται πιο αργά. Αυτό συμβαίνει καθώς το φίλτρο στάθμισης παίρνει την τιμή 0.1 ($b=0.1$), δηλαδή η τιμή της εισόδου που αποδίδεται στο σύστημα είναι το 10% της προαπαιτούμενης. Η αργή διόρθωση γίνεται φανερή στο σήμα ελέγχου όπου τα απότομα πετάγματα δεν εμφανίζονται.

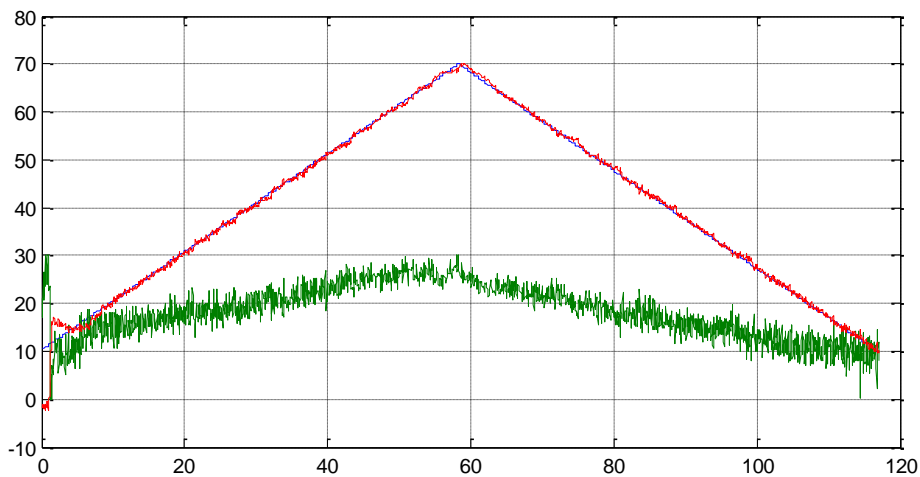
6.2.5 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα)

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα αναλυθεί η επιρροή της εξόδου για είσοδο ανωφέρεια (ράμπα). Πιο συγκεκριμένα θα παρουσιαστούν τα πειράματα σε πραγματικό χρόνο για τις πιο ικανοποιητικές τιμές της φυσικής συχνότητας (ω_n), του φίλτρου παραγωγού (N) και του συντελεστή στάθμισης (b). Ο παρακάτω πίνακας περιέχει τις τιμές που χρησιμοποιήθηκαν για την επίτευξη των πειραμάτων.

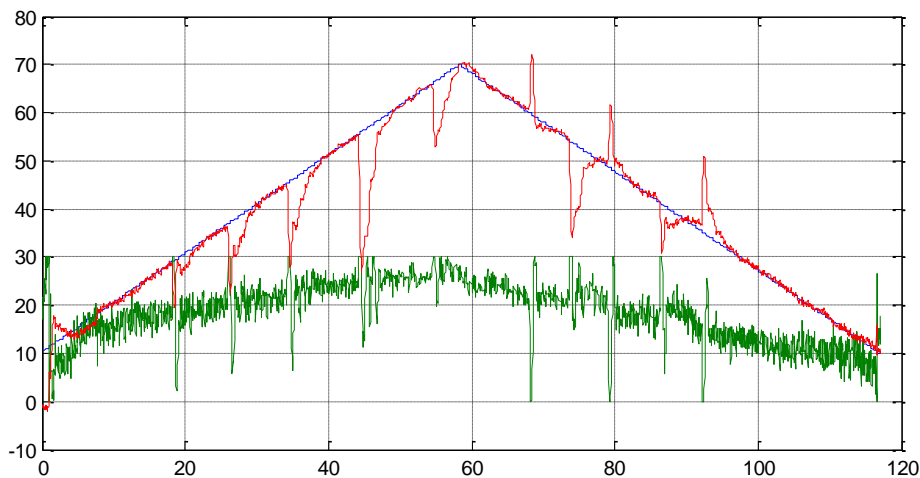
$\omega_n(r/s)$	N	b
1,8	5	1
2.5	5	1

Πίνακας 11 : Ικανοποιητικές τιμές για είσοδο ράμπα.

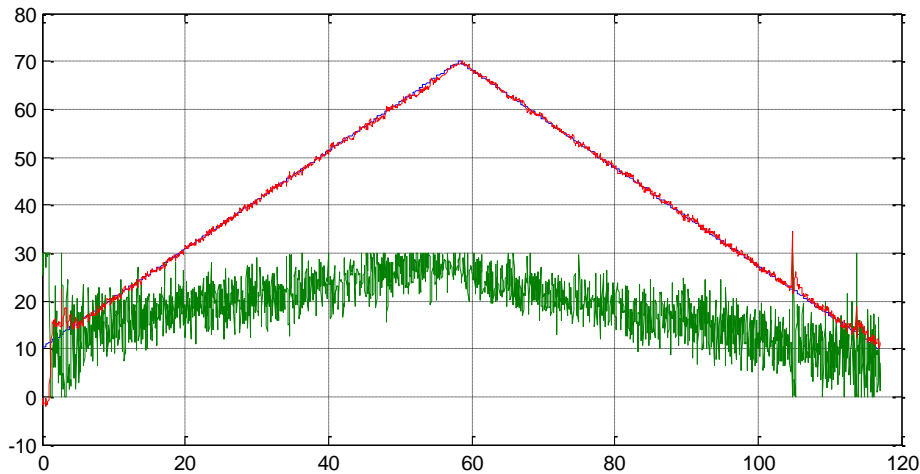
Παρακάτω θα παρουσιαστούν τέσσερα διαγράμματα για τις τιμές του Πίνακα 11.



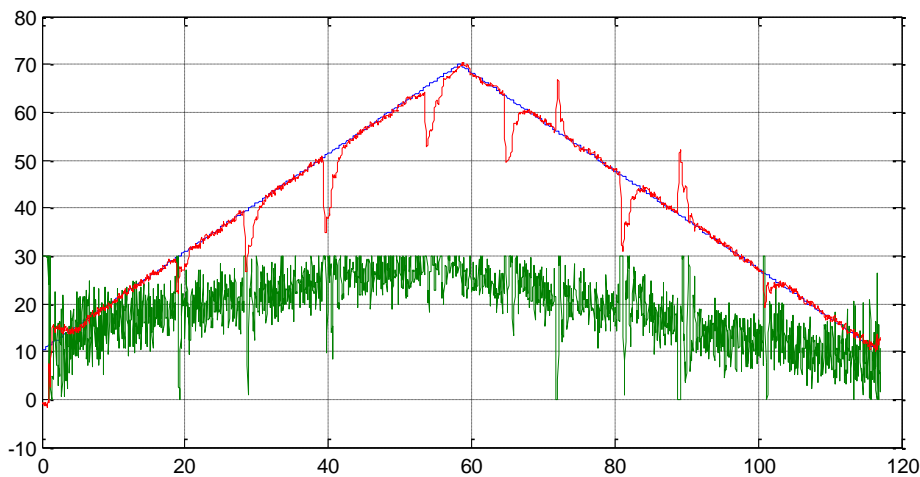
Σχήμα 68 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα με $\omega_n=1.8$.



Σχήμα 69 : Ανταπόκριση συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές για $\omega_n=1.8$.



Σχήμα 70 : Διαγραμματική απεικόνιση απόκρισης για είσοδο ράμπα με $\omega_n=2.5$.



Σχήμα 71 : Ανταπόκριση συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές για $\omega_n=2.5$.

Παρατηρήσεις :

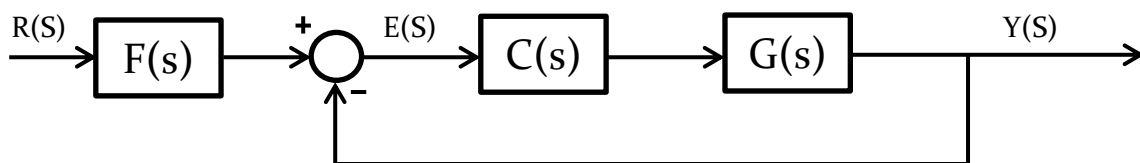
Από τα παραπάνω διαγράμματα παρατηρείται ότι και για τις δύο τιμές της φυσικής συχνότητας (ω_n) (Σχήμα 68, Σχήμα 70) η έξοδος του συστήματος ακολουθεί πιστά την είσοδο αναφοράς (set point). Παρατηρείται ορισμένη βελτίωση στην απόκριση για $\omega_n=2.5$ r/s (Σχήμα 70) καθώς όπως έχει προαναφερθεί, για είσοδο ράμπα το σύστημα επιδέχεται αρκετή αύξηση των κερδών. Όσον αφορά τις διαταραχές που εισήχθησαν στο σύστημα η έξοδος ανταποκρίνεται και για τις δύο τιμές του ω_n (Σχήμα 69, Σχήμα 71) αρκετά ικανοποιητικά. Για την τιμή $\omega_n=1.8$ r/s το σήμα ελέγχου εμφανίζεται πιο ομαλό σε σχέση με την τιμή $\omega_n=2.5$ r/s παρά το γεγονός ότι η τιμή του φίλτρου παραγώγου (N) είναι σταθερή. Αυτό οφείλεται στο ότι τα κέρδη του ελεγκτή αυξήθηκαν. Το συμπέρασμα είναι ότι το φίλτρο παραγώγου ελαχιστοποιεί το θόρυβο που εισέρχεται στο σύστημα αλλά αν η τιμή του διαφορικού όρου αυξηθεί δραματικά τότε το φίλτρο δεν θα μπορέσει να τον εξομαλύνει.

Μια σημαντική παρατήρηση είναι πως το quadcopter ξεκινώντας από τα μηδέν εκατοστά (cm) για να φτάσει την είσοδο αναφοράς εμφανίζει υπερύψωση στο πρώτο βήμα και στα τέσσερα παραπάνω διαγράμματα. Αυτή η υπερύψωση οφείλεται στο ότι η τιμή του PWM που εισέρχεται στους κινητήρες για να ανυψωθεί το quadcopter από την τιμή μηδέν είναι αρκετά μεγάλη. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να διορθωθεί με τη χρήση ενός φίλτρου εισόδου (prefilter). Η ανάλυση αυτού θα παρουσιαστεί στο επόμενο υποκεφάλαιο.

6.2.6 Ανάλυση του φίλτρου εισόδου (Prefilter)

Όπως έχει αναφερθεί προηγουμένως ένα σημαντικό πρόβλημα κατά την ακαριαία μεταβολή του σήματος αναφοράς (set point) είναι το γεγονός ότι το σήμα ελέγχου εμφανίζει πολύ μεγάλα πετάγματα. Αυτό επηρεάζει την απόκριση του συστήματος (μεγάλη υπερύψωση), κυρίως στα βήματα για μικρές τιμές της εισόδου. Όπως έγινε φανερό η χρήση του συντελεστή στάθμισης δε μείωσε επαρκώς αυτό το πρόβλημα, έτσι κρίνεται απαραίτητη η χρήση του φίλτρου εισόδου στο σύστημα. Η μορφή του πρωτοβάθμιου φίλτρου φαίνεται παρακάτω.

$$F(s) = \frac{f}{s + f}$$



Εικόνα 43 : Προσθήκη φίλτρου στο σύστημα.

Με σκοπό την εισαγωγή του παραπάνω φίλτρου στον κώδικα του Arduino πραγματοποιήθηκε η παρακάτω μαθηματική ανάλυση.

Κάνοντας χρήση της μεθόδου Backward Difference, ισχύει :

$$s = \frac{z - 1}{T * z}$$

Έτσι από τις δύο παραπάνω σχέσεις έχουμε:

$$F(z) = \frac{f}{\frac{z - 1}{T * z} + f} = \frac{f}{\frac{T * z * f + z - 1}{T * z}} = \frac{f * T * z}{T * z * f + z - 1} = \frac{f * T * z}{(1 + T * f) * z - 1}$$

Ο λόγος λοιπόν της εξόδου του φίλτρου πρόδρασης προς την είσοδο του συστήματος είναι:

$$\frac{Rf(z)}{R(z)} = \frac{f * T * z}{(1 + T * f) * z - 1} = \frac{\frac{f * T * z}{z}}{\frac{(1 + T * f) * z - 1}{z}} = \frac{f * T}{\frac{(1 + T * f) * z}{z} - \frac{1}{z}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{Rf(z)}{R(z)} = \frac{f * T}{(1 + T * f) - z^{-1}}$$

Υπολογίζοντας τα χιαστί γινόμενα των παραπάνω κλασμάτων έχουμε την εξίσωση που ακολουθεί.

$$\Rightarrow Rf(z) * (1 + T * f) - Rf(z) * z^{-1} = f * T * R(z) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Rf(z) * (1 + T * f) = Rf(z) * z^{-1} + f * T * R(z)$$

Επιλύοντας την παραπάνω εξίσωση σε εξίσωση διαφορών έχουμε τη σχέση που εμφανίζεται στη συνέχεια.

$$rf(\kappa) * (1 + T * f) = rf(\kappa - 1) + f * T * r(\kappa) \Rightarrow$$

$$rf(\kappa) = \frac{1}{(1 + T * f)} * rf(\kappa - 1) + \frac{1}{(1 + T * f)} * f * T * r(\kappa)$$

Θέτοντας όπου $\alpha = 1/(1+T*f)$ η παραπάνω σχέση απλοποιείται ως εξής :

$$rf(\kappa) = \alpha * rf(\kappa - 1) + (1 - \alpha) * r(\kappa)$$

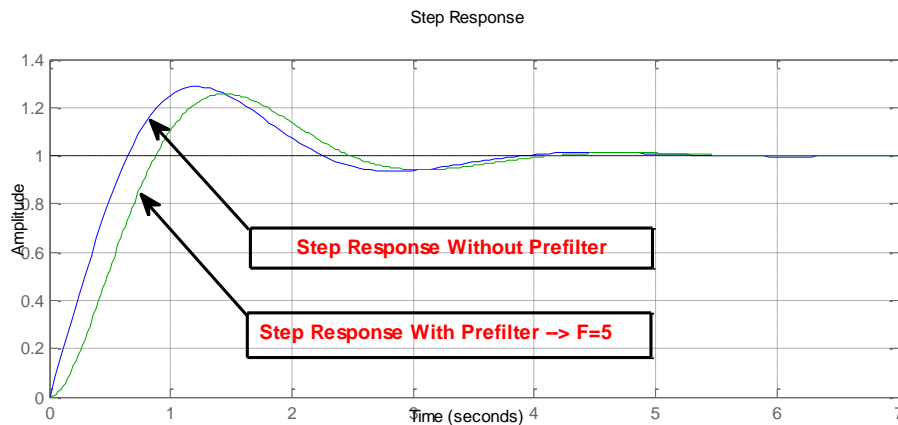
όπου :

$$(1 - \alpha) = 1 - \frac{1}{1 + f * T} = \frac{1 + f * T}{1 + f * T} - \frac{1}{1 + f * T} = \frac{f * T}{1 + f * T}$$

Με την βοήθεια του προγράμματος Matlab και τη συγγραφή κατάλληλων εντολών θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της επίδρασης του φίλτρου εισόδου στο σύστημα. Παρακάτω εμφανίζεται ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε.

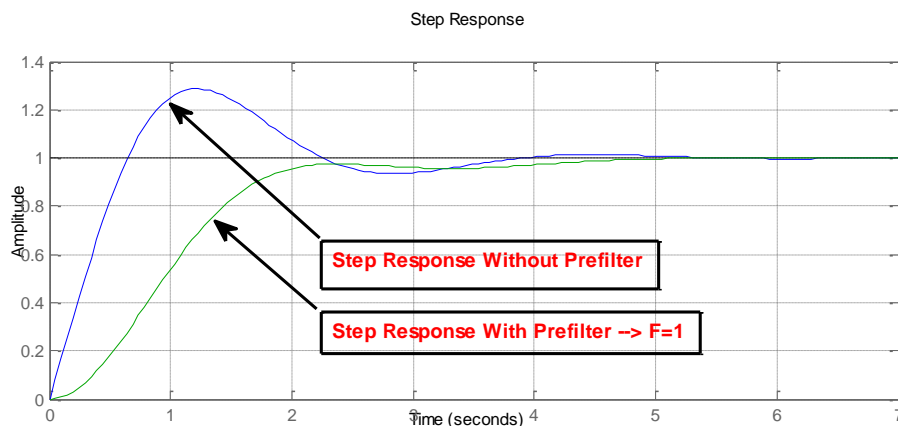
```
>> s=tf('s');
>> g=4.5/(s^2+1.5*s+0.45);
>> kp=1.448; kd=0.367; ki=1.296;
>> c=(kp*s+ki+kd*s^2)/s;
>> gcl=feedback(c*g,1);
>> f=5; prefilter=f/(s+f);
>> gcl_f=gcl*prefilter;
>> step(gcl,gcl_f); grid;
```


Το αποτέλεσμα της εκτέλεσης του παραπάνω κώδικα δίνει την ακόλουθη εικόνα.



Σχήμα 72 : Επίδραση του φίλτρου εισόδου με τιμή $F=5$.

Μεταβάλλοντας την τιμή του φίλτρου εισόδου από πέντε σε ένα και εκτελώντας τις τελευταίες εντολές του κώδικα εμφανίζεται η ακόλουθη εικόνα.



Σχήμα 73 : Επίδραση του φίλτρου εισόδου με τιμή $F=1$.

Όπως παρατηρούμε από τα παραπάνω δύο διαγράμματα όσο μικρότερη είναι η τιμή του φίλτρου εισόδου (prefilter) τόσο περισσότερο μειώνεται η υπερύψωση. Ένα σημαντικό μειονέκτημα της μείωσης της τιμής του φίλτρου είναι πως καθιστά το σύστημα πιο αργό και ως προς το χρόνο ανόδου (T_r) και ως προς το χρόνο αποκατάστασης (T_s). Επομένως θα πρέπει να επιλεγθεί μια τιμή του φίλτρου έτσι ώστε το σύστημα να συνδυάζει ικανοποιητική ταχύτητα απόκρισης με μικρό ποσοστό υπερύψωσης.

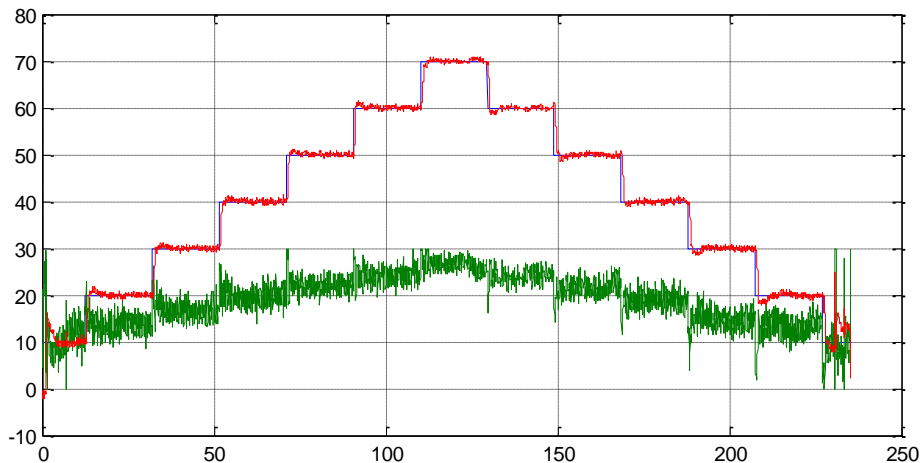
6.2.7 Βηματική είσοδος

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα παρουσιαστεί η επίδραση του φίλτρου εισόδου (prefilter) στο σύστημα, για βηματική είσοδο. Ο παρακάτω πίνακας περιέχει την τιμή του $\omega_n=1,8$ r/s, τη μεταβολή της τιμής του φίλτρου εισόδου (f) καθώς επίσης και την τιμή του φίλτρου παραγώγου (N) η οποία επιλέχθηκε ως η πιο ικανοποιητική.

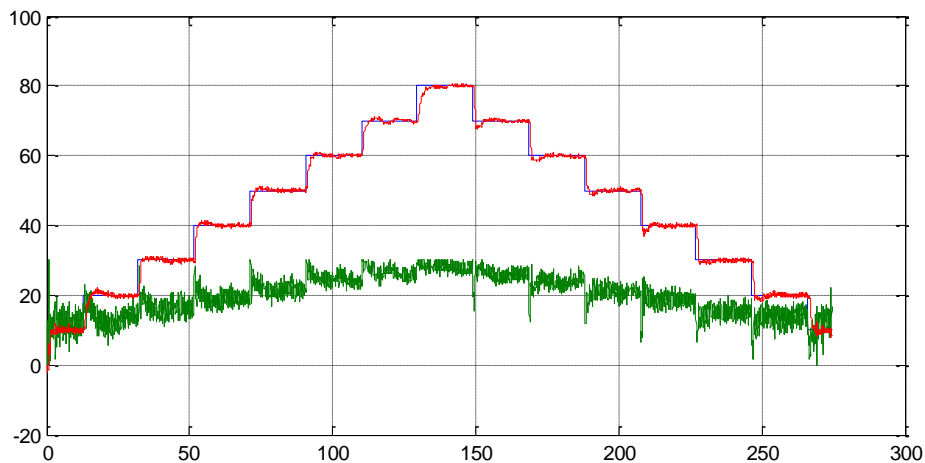
ω_n (r/s)	N	f1	f2
1,8	5	5	5
1,8	5	1	5
1,8	5	0.5	1

Πίνακας 12 : Μεταβολή του φίλτρου εισόδου.

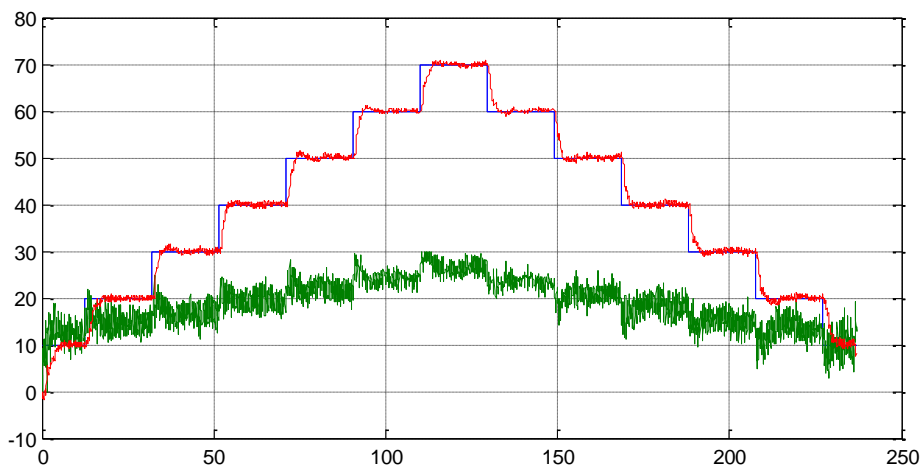
Στον παραπάνω πίνακα εμφανίζονται δύο μεταβλητές του φίλτρου εισόδου (f1, f2). Το f1 φιλτράρει τα πρώτα δύο βήματα δηλαδή από τα μηδέν έως τα είκοσι εκατοστά (cm), ενώ το f2 φιλτράρει τα υπόλοιπα. Αυτό πραγματοποιήθηκε διότι στα μικρά βήματα της πειραματικής διαδικασίας εμφανίζονται μεγάλες υπερυψώσεις ενώ στα μεγάλα το ποσοστό υπερύψωσης είναι αρκετά μικρό. Όπως έχει προαναφερθεί οφείλεται στη μη γραμμικότητα των κερδών των κινητήρων.



Σχήμα 74 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για f1=5 και f2=5.



Σχήμα 75 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $f_1=1$ και $f_2=5$.



Σχήμα 76 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου για $f_1=0.5$ και $f_2=1$.

Παρατηρήσεις :

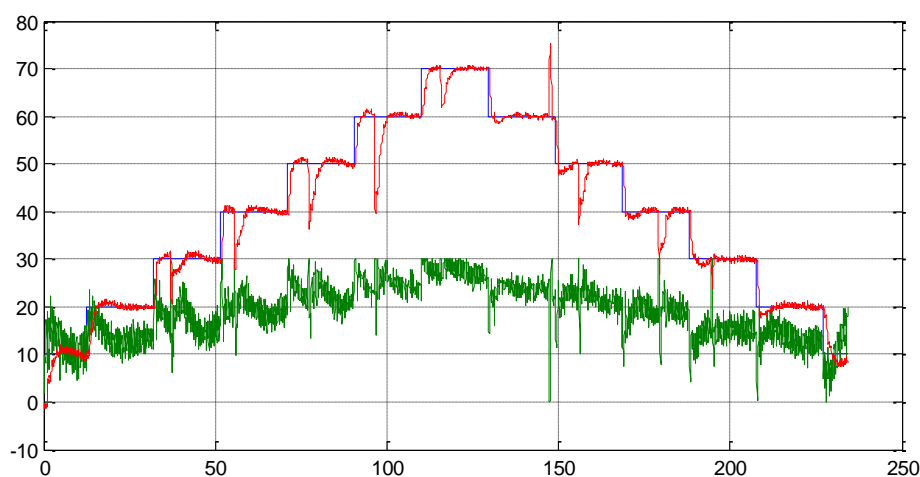
Παρατηρώντας το Σχήμα 74 γίνεται φανερό ότι η τιμή του φίλτρου που επιλέχθηκε δεν επιλύει το πρόβλημα της υπερύψωσης στα μικρά βήματα της εισόδου αναφοράς. Για αυτό λοιπόν χρησιμοποιήθηκαν μικρότερες τιμές του φίλτρου εισόδου (prefilter). Στο Σχήμα 75 παρατηρείται ένας συνδυασμός τιμών του φίλτρου, με τη μικρή τιμή ($f=1$) να επιδρά στα μικρά βήματα (0-20 set point) και με τη μεγάλη ($f=5$) στα μεγάλα βήματα (30-70 set point) της πειραματικής διαδικασίας. Ειδικότερα η τιμή $f=1$ εξαλείφει το πρόβλημα της υπερύψωσης στα δύο πρώτα βήματα, ενώ η τιμή $f=5$ χρησιμοποιήθηκε στα μεγάλα βήματα με σκοπό την διατήρηση της ταχύτητας απόκρισης του συστήματος διότι σε εκείνα τα βήματα δεν εμφανίζονται υπερυψώσεις. Τέλος στο Σχήμα 76 η τιμή του φίλτρου για τα πρώτα βήματα είναι $f=0.5$ και για τα υπόλοιπα είναι $f=1$. Με τη χρήση αυτών των τιμών η απόκριση του συστήματος για τα βήματα από μηδέν έως είκοσι εκατοστά δεν παρουσιάζει

υπερύψωση. Στα μεγάλα βήματα λόγω της πολύ μικρής τιμής του φίλτρου ($f=1$) η ταχύτητα του συστήματος μειώνεται. Αυτό φαίνεται και από τους χρόνους του συστήματος. Παρακάτω παρουσιάζεται ο πίνακας ο οποίος περιέχει την επίδραση του φίλτρου εισόδου (prefilter) στην ταχύτητα απόκρισης.

Σχήμα	Φίλτρο Εισόδου	Χρόνος Ανόδου T_r (sec)	Χρόνος Αποκατάστασης T_s (sec)
74	$f_1=5 - f_2=5$	0,9	3
75	$f_1=1 - f_2=5$	1	6,5
76	$f_1=0,5 - f_2=1$	2	8

Πίνακας 13 : Επίδραση του φίλτρου (f) στην ταχύτητα απόκρισης.

Στο παρακάτω διάγραμμα παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος υπό την επίδραση στιγμιαίων διαταραχών, για τις τιμές του φίλτρου εισόδου $f_1=1$ και $f_2=5$.



Σχήμα 77 : Ανταπόκριση του συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές.

Παρατηρήσεις :

Από το παραπάνω διάγραμμα είναι εμφανές ότι το σύστημα ανταποκρίνεται ικανοποιητικά στις διαταραχές που προκαλούνται. Σημαντική είναι η παρατήρηση ότι το φίλτρο εισόδου δεν επιδρά κατά την διαδικασία ανταπόκρισης των διαταραχών. Αυτό εντοπίζεται στο γεγονός ότι η ανταπόκριση του συστήματος στις στιγμιαίες διαταραχές είναι γρηγορότερη από την ανταπόκριση με τη χρήση του συντελεστή στάθμισης στο σύστημα. Από την Εικόνα 43 παρατηρείται ότι το φίλτρο αυτό δρα μόνο κατά την αλλαγή του σήματος εισόδου.

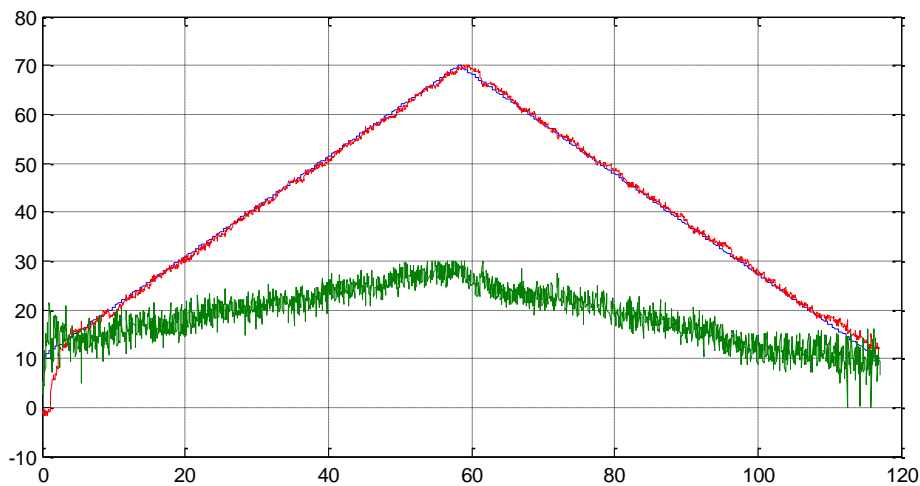
6.2.8 Είσοδος ανωφέρεια (ράμπα)

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα αναλυθεί η επιρροή της εξόδου για είσοδο ανωφέρεια (ράμπα) με την προσθήκη του φίλτρου εισόδου (f). Ποία συγκεκριμένα θα παρουσιαστούν τα πειράματα σε πραγματικό χρόνο για τις πιο ικανοποιητικές τιμές της φυσικής συχνότητας (ω_n), του φίλτρου παραγωγού (N) και του φίλτρου εισόδου (f). Ο παρακάτω πίνακας περιέχει τις τιμές που χρησιμοποιήθηκαν για την επίτευξη των πειραμάτων.

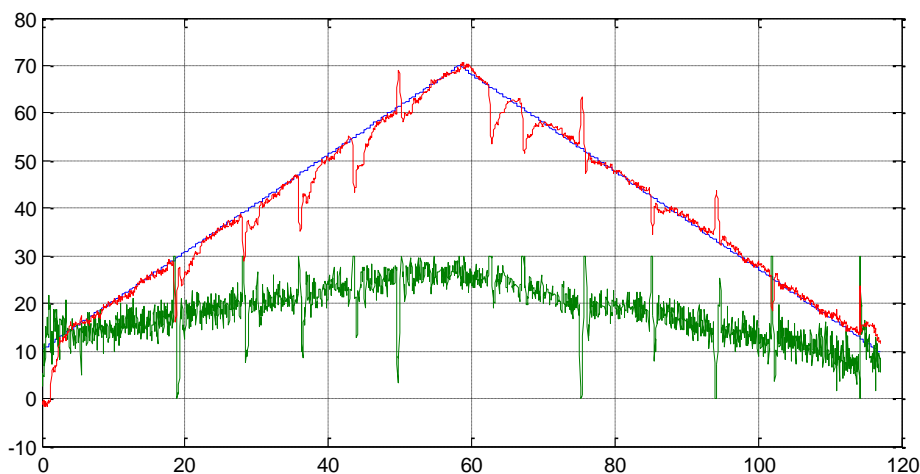
$\omega_n(r/s)$	Φίλτρο Παραγωγού (N)	Φίλτρο Εισόδου (f)
1,8	5	f1=1 – f2=5
1,8	5	f1=0,5 – f2=5

Πίνακας 14 : Ικανοποιητικές τιμές για είσοδο ράμπα.

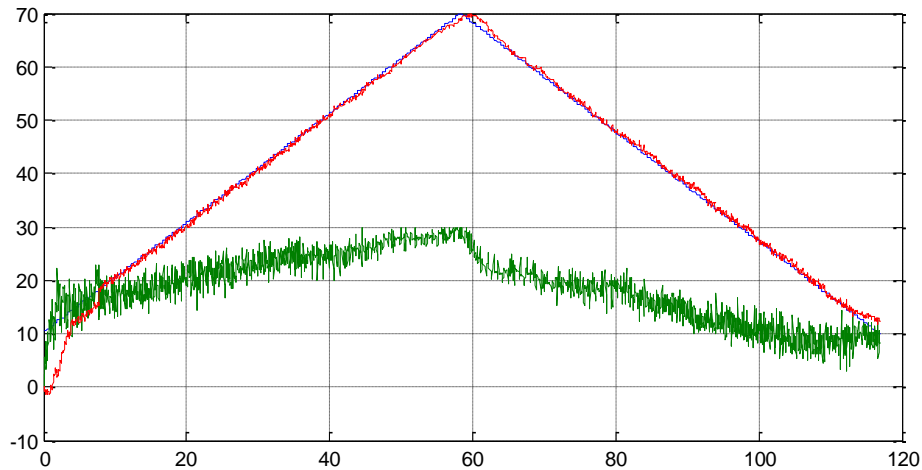
Παρακάτω θα παρουσιαστούν τρία διαγράμματα για τις τιμές του Πίνακα 14.



Σχήμα 78 : Απόκριση για είσοδο ράμπα, με f1=1 και f2=5.



Σχήμα 79 : Αντιμετώπιση διαταραχών, με f1=1 και f2=5.



Σχήμα 80 : Απόκριση για είσοδο ράμπα, με $f_1=0,5$ και $f_2=5$.

Παρατηρήσεις :

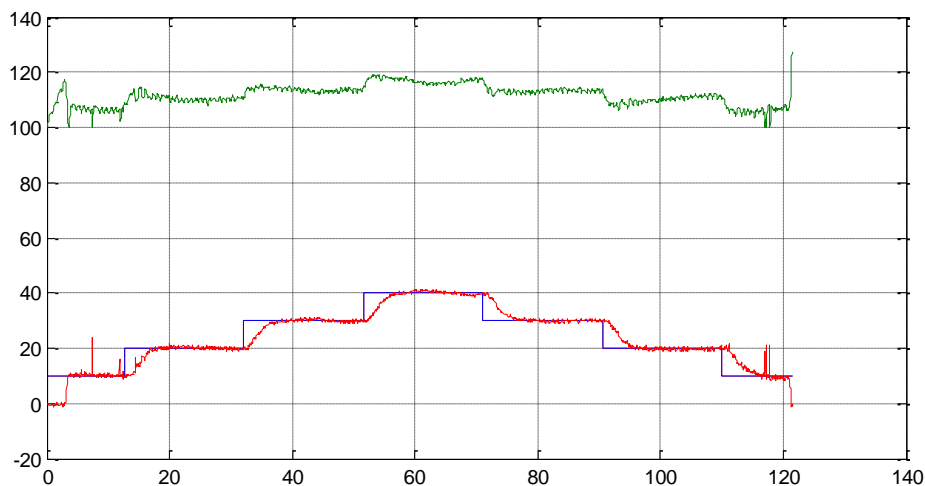
Από τα παραπάνω διαγράμματα (Σχήμα 78, Σχήμα 80) όπως είναι αναμενόμενο παρατηρείται μεγάλη ομοιότητα στην έξοδο του συστήματος αλλά και ίδια συμπεριφορά του σήματος ελέγχου για τιμές του σήματος αναφοράς από είκοσι εκατοστά και πάνω. Αυτό συμβαίνει για δύο λόγους. Πρώτον καθώς οι τιμές των κερδών στο σύστημα είναι ίδιες και δεύτερον διότι η τιμή του φίλτρου εισόδου, για σήμα αναφοράς μεγαλύτερο του είκοσι, είναι ίση με πέντε ($f_2=5$) και στις δύο περιπτώσεις. Μεγάλη διαφορά εντοπίζεται στις μεταβολές του σήματος αναφοράς από την τιμή μηδέν έως είκοσι (set point 0-20) όπου στο Σχήμα 78 η τιμή του φίλτρου είναι $f_1=1$ ενώ στο Σχήμα 80 είναι $f_1=0.5$. Στο Σχήμα 78 εμφανίζεται η εκκίνηση του τετρακόπτερου, από τη βάση, πιο ομαλή σε αντίθεση με την απόκριση του σχήματος 80 όπου παρατηρείται απόκλιση της εξόδου από την επιθυμητή τιμή (η έξοδος είναι κάτω από το σήμα αναφοράς μέχρι να φτάσει την τιμή είκοσι). Αυτό συμβαίνει καθώς το φιλτράρισμα που πραγματοποιείται για $f_1=0.5$ είναι πολύ πιο έντονο από αυτό για $f_1=1$ με αποτέλεσμα να επιβραδύνει το σύστημα. Επιπλέον στο Σχήμα 79 παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος ύστερα από την εισαγωγή στιγμιαίων διαταραχών όπου εμφανίζεται να ανταποκρίνεται με επιτυχία. Η απόκριση του συστήματος στις διαταραχές είναι αρκετά ικανοποιητική αν και το φίλτρο εισόδου δεν επιδρά στην αντιμετώπισή τους.

6.3 Χώρος κατάστασης (State-Space)

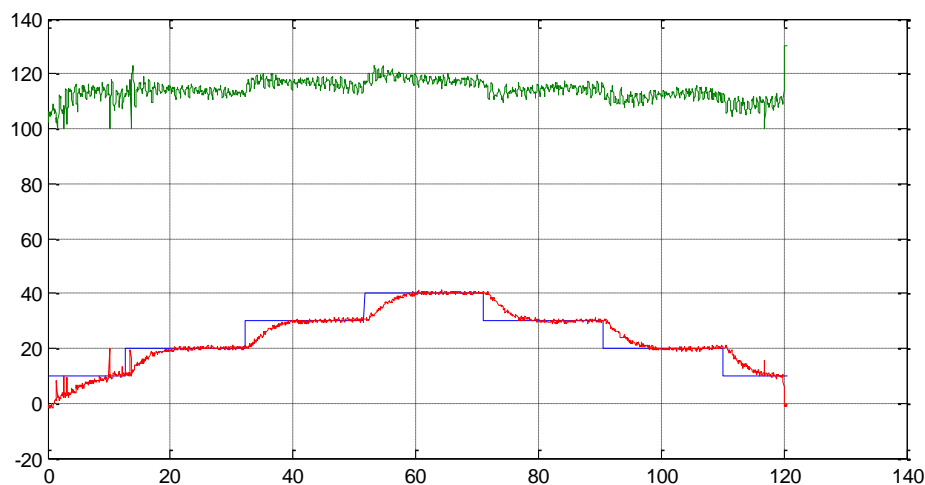
Στην προσπάθεια για περαιτέρω βελτίωση των πειραματικών αποτελεσμάτων το δευτεροβάθμιο σύστημα μεταφέρθηκε στο χώρο κατάστασης. Στη συνέχεια σχεδιάστηκε ένας παρατηρητής (φίλτρο kalman) ο οποίος μας προσέφερε τα παρακάτω πειραματικά αποτελέσματα. Ο παρακάτω πίνακας περιέχει τις τιμές του ελεγκτή και του παρατηρητή για τα τρία διαγράμματα που ακολουθούν.

Σχεδίαση	K1	K2	K3	L1	L2
1	1,62	0,7	0,8	5,4	14,44
2	2,95	1,07	1	6,64	22,06
3	2,0	0,7	1	6,98	25,01

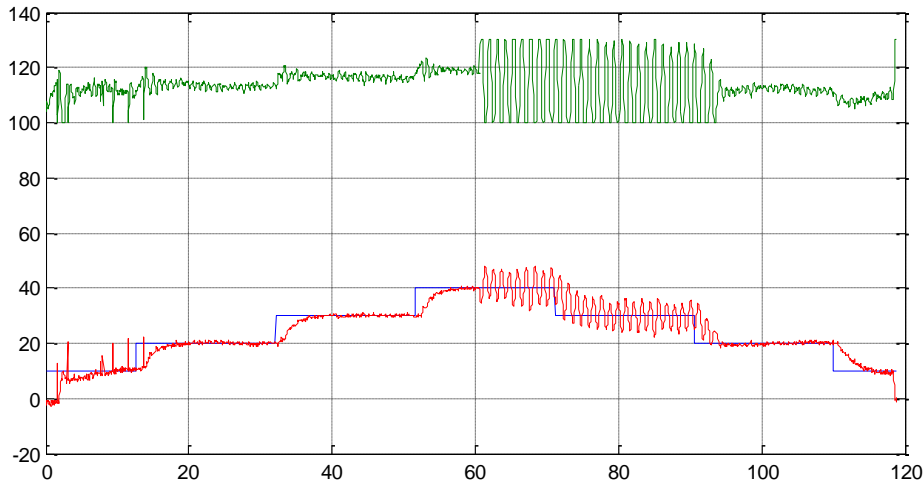
Πίνακας 15 : Τιμές ελεγκτή και παρατηρητή.



Σχήμα 81 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου πρώτης σχεδίασης.



Σχήμα 82 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου δεύτερης σχεδίασης.



Σχήμα 83 : Βηματικές αποκρίσεις κλειστού βρόγχου τρίτης σχεδίασης.

Παρατηρήσεις:

Στο Σχήμα 81 παρατηρείται πως η έξοδος του συστήματος ακολουθεί πιστά την είσοδο αναφοράς. Βέβαια το σύστημα εμφανίζεται αρκετά αργό ως προς το χρόνο ανόδου και αποκατάστασης. Ο χρόνος ανόδου και αποκατάστασης είναι $T_r=5$ sec και $T_s=8$ sec αντίστοιχα. Μια σημαντική παρατήρηση είναι πως το σήμα ελέγχου εμφανίζεται αρκετά πιο ομαλό σε σχέση με το σήμα ελέγχου του PID. Στο Σχήμα 82 τα κέρδη του ελεγκτή και παρατηρητή αυξήθηκαν με αποτέλεσμα το σήμα ελέγχου να εμφανίζεται πιο πυκνό σε σχέση με το σήμα ελέγχου του Σχήματος 81. Στο Σχήμα 83 στο βήμα 30-40 (set point) πραγματοποιήθηκε η πρώτη απόπειρα εισαγωγής στιγμιαίων διαταραχών στο σύστημα η οποία είχε ως αποτέλεσμα την εμφάνιση ταλαντώσεων. Από τα παραπάνω διαγράμματα συμπεραίνουμε ότι κατά την εισαγωγή του παρατηρητή, λόγω του καλύτερου φιλτραρίσματος, το σήμα ελέγχου παρουσιάζεται πιο ομαλό. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το quadcopter να εμφανίζει πιο σταθερό hovering (αιώρηση σε μια επιθυμητή τιμή) καθώς και μείωση της ταχύτητας απόκρισης. Τέλος λόγω της μεγάλης ομαλότητας του σήματος ελέγχου το σύστημα χάνει την εκρηκτικότητα του με αποτέλεσμα την αύξηση της ευαισθησίας του σε στιγμιαίες διαταραχές.

6.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου

Ο αναλογικός-ολοκληρωτικός-διαφορικός ελεγκτής (PID) αποδίδει τα πιο ικανοποιητικά αποτελέσματα σε σχέση με τους ελεγκτές PI και PD, ως προς το χρόνο ανόδου και αποκατάστασης σε συνδυασμό με αμελητέα υπερύψωση. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ο διαφορικός όρος (D), ο οποίος λειτουργεί ως φρένο του συστήματος, επιτρέπει την περεταίρω αύξηση των κερδών K_i και K_p , ενώ ο ολοκληρωτικός όρος (I) λειτουργεί με σκοπό την εξάλειψη του σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Το σημαντικότερο πρόβλημα που εμφανίζεται κατά τη χρήση ενός αναλογικού-ολοκληρωτικού-διαφορικού (PID) ελεγκτή είναι η εισαγωγή θορύβου στο σύστημα λόγω του διαφορικού όρου. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος απαραίτητη είναι η χρήση ενός φίλτρου. Το φίλτρο που χρησιμοποιείται ονομάζεται φίλτρο παραγώγου (N). Παρατηρώντας τα πειραματικά αποτελέσματα διαπιστώθηκε ότι καθώς μειώνεται η τιμή του φίλτρου παραγώγου, τόσο περισσότερο ελαχιστοποιείται ο θόρυβος του συστήματος για σταθερή τιμή της φυσικής συχνότητας. Αυξάνοντας την τιμή της φυσικής συχνότητας και κατά συνέπεια και των κερδών του συστήματος για συγκεκριμένη τιμή του φίλτρου παρατηρείται αύξηση του θορύβου στο σύστημα. Αντιθέτως αν η τιμή του φίλτρου παραγώγου που χρησιμοποιείται είναι πολύ μικρή, τότε φιλτράρεται αρκετά ο διαφορικός όρος με αποτέλεσμα να μειώνεται το φρένο του συστήματος και να εισάγονται υπερυψώσεις-ταλαντώσεις στο σύστημα. Αφού εντοπιστούν τα όρια και μία ικανοποιητική τιμή του φίλτρου παραγώγου, επόμενο πρόβλημα προς επίλυση ήταν αυτό των υπερυψώσεων. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί είτε χρησιμοποιώντας έναν συντελεστή στάθμισης (b) είτε ένα φίλτρο εισόδου (prefilter). Ο συντελεστής στάθμισης περιορίζει την υπερύψωση στην έξοδο δίνοντας στο σύστημα ένα ποσοστό της συνολικής εισόδου κατά την μεταβολή του βήματος. Καθώς μειώνεται η τιμή του συντελεστή αυτού, μειώνονται οι υπερυψώσεις στην έξοδο του συστήματος με τίμημα την μείωση της ταχύτητας απόκρισης. Όσον αφορά το φίλτρο εισόδου, περιορίζει την υπερύψωση στην έξοδο, δίνοντας στο σύστημα την είσοδο σε εκθετική μορφή. Όπως και στην περίπτωση του συντελεστή στάθμισης έτσι και στο φίλτρο εισόδου κατά τη μείωση της τιμής παρατηρείται μείωση των υπερυψώσεων καθώς επίσης και της ταχύτητας απόκρισης του συστήματος. Η σημαντική διαφορά αυτών των δύο είναι το γεγονός ότι ο συντελεστής στάθμισης επηρεάζει όχι μόνο την είσοδο αλλά και την ανταπόκριση του συστήματος σε στιγμιαίες διαταραχές.

7 Παράρτημα Κώδικα – Μελλοντικές Βελτιστοποιήσεις

7.1 Βασικός κώδικας

```
#include <Servo.h>

unsigned int value = 0;

unsigned int m;

const int trigPin = 7; // ακροδέκτης του αισθητηρίου

const int echoPin = 8; // ακροδέκτης του αισθητηρίου

const long T = 40; // χρόνος δειγματοληψίας του αισθητηρίου

const long serialPing = T; // ορίζουμε μια μεταβλητή serialping έτσι ώστε μετά από 40
ms να εμφανίζουμε το αποτέλεσμα στην οθόνη

unsigned long now = 0;

unsigned long last = 0, lastMessage = 0;

double duration, cm;

Servo myservo;

//- Δήλωση μεταβλητών με σκοπό να πετύχουμε βηματικές αλλαγές -//

double Setpoint, Input, Output;

double Step_Change, Step_Change_1, Step_Change_2;

unsigned long now_2 = 0, Step_Time = 0;

unsigned long lastMessage_2 = 0;

//-----//

double y, yold, u, ulow , uhigh , v , r, Ti, Td , Tt , h , a0 , bi , ad, bd;

double b , P , I, D, N;

const int sampleRate = 40;

float Ki=0.00; //Initial Integral Gain

float Kp=0.00; //Initial Proportional Gain

float Kd=0.00; //Initial Differential Gain

float K;
```

```

double outmin=0.00,outmax=30.00;

void setup()
{
// Initialisation

  N = 500.00;

  b = 1.0;

  Tt = 0.1;

  ulow = 0.00;

  uhigh = 30.00;

// Integrator Initialisation

  I=0.0;

  yold=(double)y;

// Controller parameters

  h = (double)T / 1000.0;

  Ti = (double)Kp / (double)Ki;

  Td = (double)Kd / (double)Kp;

  K = (double)Kp;

// Calculate controller - position form

  bi = (double)K *(double)h/(double)Ti;

  ad = (double)Td/((double)Td+(double)N*(double)h);

  bd = (double)K*(double)Td*(double)N/((double)Td+(double)N*(double)h);

  a0 = (double)h/(double)Tt;

  P = (double)K*((double)b*(double)r-(double)y);

  D = (double)ad*(double)D-(double)bd*((double)y-(double)yold);

  v = (double)P+(double)I+(double)D;

  u=(double)v;

```

```

if (v > uhigh) u = (double)uhigh;
else if (v < ulow) u = (double)ulow;
I=(double)I+(double)bi*((double)r-(double)y)+(double)a0*((double)u-(double)v);
yold=(double)y;

// desired attitude in cm
Setpoint = 10.0;
Step_Change_1 = 10.0;
Step_Change_2 = 70.0;
Step_Change = 0.5; //βηματική αύξηση
Step_Time = 500; //ο χρόνος που θα γίνει η βηματική αλλαγή

myservo.attach(9);
myservo.write(20);
delay(7000);

pinMode(echoPin, INPUT);
pinMode(trigPin, OUTPUT);
Serial.begin(9600);
y= readPosition();

lastMessage = millis();
}
void loop()
{
myservo.write(100+u);

now = millis();

```

```

if (now - last > T)
{
  y = readPosition();
  r = Setpoint;

  // Calculate controller - position form
  P = (double)K*((double)b*(double)r-(double)y);
  D = (double)ad*(double)D-(double)bd*((double)y-(double)yold);
  v = (double)P+(double)I+(double)D;
  u=(double)v;

  if (v > uhigh) u = (double)uhigh;
  else if (v < ulow) u = (double)ulow;
  I=(double)I+(double)bi*((double)r-(double)y)+(double)a0*((double)u-(double)v);
  yold=(double)y;
  last = now;
}

if (now - lastMessage > serialPing)
{
  Serial.print(Setpoint);
  Serial.print('\t');
  //Serial.print(" Input = ");
  Serial.print(u);
  Serial.print('\t');
  //Serial.print(" Output = ");
  Serial.print(y);
  Serial.print("\n");
  lastMessage = now;
}

```

```

now_2 = millis();

if(now_2 - lastMessage_2 > Step_Time)
{
  Setpoint = Setpoint + Step_Change;
  if (Setpoint >= Step_Change_2)
    Step_Change = -Step_Change;
  if (Setpoint <= Step_Change_1)
    Step_Change = -Step_Change;
  lastMessage_2 = now_2;
}
}

float readPosition()
{
  digitalWrite(trigPin, LOW);
  delayMicroseconds(2);
  digitalWrite(trigPin, HIGH);
  delayMicroseconds(10);
  digitalWrite(trigPin, LOW);
  duration = pulseIn(echoPin, HIGH);
  cm = 98 - (duration / 58.2);
  return cm;
}

```

7.2 Βελτιστοποιήσεις πτυχιακής

- Μια σημαντική βελτιστοποίηση για τον έλεγχο θέσης του quadcopter είναι ο συστηματικός υπολογισμός ενός πιο ακριβούς μαθηματικού μοντέλου.
- Λόγω της μη γραμμικότητας των κινητήρων μια ακόμα βελτιστοποίηση του συστήματος είναι να υπολογιστεί για κάθε βήμα της πειραματικής διαδικασίας μια νέα συνάρτηση μεταφοράς.
- Εφόσον βρεθεί ένα ακριβές μαθηματικό μοντέλο το σύστημα μπορεί να μεταφερθεί στο χώρο κατάστασης (state-space) με σκοπό την υλοποίηση βέλτιστων ελεγκτών.
- Τέλος για τον έλεγχο περιστροφής μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα γυροσκόπιο σε συνδυασμό με το αισθητήριο απόστασης έτσι ώστε εκτός από τον έλεγχο θέσης να είναι εφικτός και ο έλεγχος περιστροφής του τετρακόπτερου. Η βασική ιδέα είναι, το τετρακόπτερο να αιωρηθεί γύρω από μια επιθυμητή τιμή και στη συνέχεια να περιστραφεί.

Βιβλιογραφία

Robert H.Bishop, Richard C.Dorf. Σύγχρονα Συστήματα
Αυτόματου Ελέγχου 11η Έκδοση : Εκδόσεις Τζιόλα

Π.Β. Μαλατέστας. Συστήματα Αυτόματου Ελέγχου : Εκδόσεις
Τζιόλα

Stephen J.Charman. Ηλεκτρικές μηχανές 4η έκδοση : Εκδόσεις
Τζιόλα

Ιστοσελίδες

<https://en.wikipedia.org/wiki/Archytas>

https://en.wikipedia.org/wiki/Leonardo_da_Vinci

https://en.wikipedia.org/wiki/Unmanned_aerial_vehicle

<https://en.wikipedia.org/wiki/Quadcopter>

<https://www.arduino.cc/en/Guide/Introduction>

<https://en.wikipedia.org/wiki/Arduino>

https://en.wikipedia.org/wiki/Brushless_DC_electric_motor

https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_speed_control

<https://en.wikipedia.org/wiki/Propeller>

https://en.wikipedia.org/wiki/Switched-mode_power_supply

<http://www.micropik.com/PDF/HCSR04.pdf>

<https://www.mathworks.com/products/matlab.html>

<https://www.cds.caltech.edu/~murray/courses/cds101/fa02/caltech/astrom-ch6.pdf>