

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Έλεγχος κατασκευών με χρήση PID και ασαφούς λογικής

Ιουλία Χαραλάμπους

Εξεταστική επιτροπή: Καθ. Γεώργιος Σταυρακάκης (Επιβλέπων)

Καθ. Γεώργιος Σταυρουλάκης

Καθ. Κώστας Καλαϊτζάκης



ΧΑΝΙΑ 2021

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κύριο Γεώργιο Σταυρακάκη , για την εμπιστοσύνη, την υπομονή, την κατανόηση και τις πολύτιμες συμβουλές του καθ' όλη τη διάρκεια της εκπόνησης της διπλωματικής μου εργασίας.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τον κύριο Γεώργιο Σταυρουλάκη , για τη άμεση βοήθεια και την υποστήριξη του κάθε φορά που προέκυπτε κάποιο πρόβλημα.

Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κύριο Γεώργιο Ταϊρίδη και για τη δική του υποστήριξη και βοήθεια σε κάθε δυσκολία που προέκυπτε.

Ευχαριστώ τον κύριο Κώστα Καλαϊτζάκη για την συμμετοχή του στην εξεταστική επιτροπή για την αξιολόγηση της εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένεια μου και ιδιαιτέρως στους γονείς μου για την συνεχή στήριξη σε όλα τα χρόνια των σπουδών μου στο Πολυτεχνείο Κρήτης.

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας, αποτελεί ο έλεγχος μιας κατασκευής σε αυτή την περίπτωση αποτελείται από μπάλα, δοκό, βάση, βραχίονα μοχλού και μηχανοκίνητο γρανάζι με την χρήση PID και ασαφούς λογικής.

Στο πρώτο μέρος παρουσιάζονται και αναλύονται τα δυναμικά συστήματα που χρησιμοποιήθηκαν στην εργασία.

Στη συνέχεια αναλύονται περαιτέρω τα δυο διαφορετικά είδη ελέγχου που χρησιμοποιήσα στο έλεγχο της κατασκευής, την δομή, τα μειονεκτήματα και πλεονεκτήματα του κάθε ελέγχου.

Στο τέταρτο μέρος αναπτύσσοντας τον κατάλληλο κώδικα και παραθέτοντας τις σωστές τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται πήρα κάποιες γραφικές για την απόκριση θέσης μπάλας με τους δυο ελέγχους εφαρμόζοντας διαφορετικές διαταραχές κάθε φορά.

Τέλος, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τις δοκιμές. Επίσης αναλύονται τα αποτελέσματα για το ποιος ελεγκτής παρουσίασε λιγότερες ταλαντώσεις, χαμηλότερη υπέρβαση και μικρότερο χρόνο σταθεροποίησης.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ	4
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 – ΔΥΝΑΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	5
1.1. ΟΡΙΣΜΟΙ	5
1.2. ΑΥΤΟΝΟΜΑ ΚΑΙ ΜΗ ΑΥΤΟΝΟΜΑ ΔΥΝΑΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	6
1.3. ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΙΣ ΙΣΟΡΡΟΠΙΑΣ ΤΩΝ ΔΥΝΑΜΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ	7
1.3.1. ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΔΥΝΑΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΙΑΦΟΡΙΚΩΝ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ	7
1.3.2. ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΔΥΝΑΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΔΙΑΦΟΡΙΚΩΝ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ	11
1.3.3. ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΕΙΣ	12
1.4. ΔΙΑΤΗΡΗΤΙΚΑ ΚΑΙ ΚΑΤΑΝΑΛΙΣΚΟΝΤΑ ΔΥΝΑΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	13
1.5. ΟΛΟΚΛΗΡΩΣΙΜΑ ΚΑΙ ΜΗ ΟΛΟΚΛΗΡΩΣΙΜΑ ΔΥΝΑΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	14
1.6. ΕΡΓΟΔΙΚΑ ΚΑΙ ΜΗ ΕΡΓΟΔΙΚΑ ΔΥΝΑΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	15
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 – PID ΕΛΕΓΧΟΣ	16
2.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	16
2.2. ΠΩΣ ΔΟΥΛΕΥΕΙ Ο ΕΛΕΓΚΤΗΣ PID	17
2.3. ΜΕΘΟΔΟΙ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ ΤΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ PID	20
2.4. ΔΟΜΗ ΕΛΕΓΚΤΗ PID	21
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 – ΑΣΑΦΗΣ ΕΛΕΓΧΟΣ	22
3.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	22
3.2. ΙΣΤΟΡΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ	23
3.3. ΓΙΑΤΙ ΝΑ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΣΟΥΜΕ ΑΣΑΦΗ ΛΟΓΙΚΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ	25
3.4. ΠΑΡΑΔΟΧΕΣ ΣΤΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΛΕΓΚΤΗ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ (FLC)	25
3.5. ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΕΛΕΓΚΤΗ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ	26
3.6. ΚΥΡΙΑ ΣΥΣΤΑΤΙΚΑ ΤΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ	27
3.7. ΒΗΜΑΤΑ ΣΤΟ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟ ΕΛΕΓΚΤΗ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ	27
3.8. ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΤΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ	28
3.9. ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΤΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ	29
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 – ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ	29

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1. Πίνακας Zeigler-Nichols.....	21
Πίνακας 2. Τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται.....	32
Πίνακας 3. Κανόνες εξαγωγής.....	35
Πίνακας 4. Απόδοση σήματος για μικρή διαταραχή.....	38
Πίνακας 5. Απόδοση σήματος για μέτρια διαταραχή.....	38
Πίνακας 6. Απόδοση σήματος για μεγάλη διαταραχή.....	39

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1. Επισκόπηση των καταστάσεων ισορροπίας στο φασικό χώρο δύο διαστάσεων, φασικά πορτραίτα και ιδιοτιμές.....	10
Σχήμα 2. Φυσικά συστήματα (εντός των πλαισίων) και τα αντίστοιχα φασικά πορτραίτα.	11
Σχήμα 3. Διάγραμμα λειτουργίας ελεγκτή PID.....	17
Σχήμα 4. Πώς λειτουργεί κάθε ελεγκτής χωριστά.....	18
Σχήμα 5. Διαχωρισμός του πεδίου θερμοκρασίας σε τρία ασαφή σύνολα.	23
Σχήμα 6. Αρχιτεκτονική ελεγκτή ασαφούς λογικής.....	27
Σχήμα 7. Σχηματική απεικόνιση συστήματος.....	30
Σχήμα 8. Έλεγχος κλειστού βρόχου.....	30
Σχήμα 9. Σχηματική απεικόνιση του συστήματος Μπάλας - Δοκού.....	32
Σχήμα 10. Ελεγκτής PID.	33
Σχήμα 11. Ασαφής ελεγκτής PID.....	33
Σχήμα 12. Συναρτήσεις συμμετοχής των μεταβλητών εισόδου.....	34
Σχήμα 13. Συναρτήσεις συμμετοχής των μεταβλητών εξόδου.....	34
Σχήμα 14. Επιφάνεια K_p	36
Σχήμα 15. Επιφάνεια K_i	36
Σχήμα 16. Επιφάνεια K_d	36
Σχήμα 17. Απόκριση θέσης μπάλας με ελεγκτές PID και ασαφή PID να εφαρμόζονται σε πραγματικό χρόνο εγκατάστασης για μια μικρή διαταραχή.....	37
Σχήμα 18. Απόκριση θέσης μπάλας με τον ελεγκτή PID και τον ασαφή ελεγκτή PID να εφαρμόζονται σε πραγματικό χρόνο εγκατάστασης για μέτρια διαταραχή.....	38
Σχήμα 19. Απόκριση θέσης μπάλας με τον ελεγκτή PID και τον ασαφή ελεγκτή PID να εφαρμόζονται σε πραγματικό χρόνο εγκατάστασης για μεγάλη διαταραχή.....	39

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 – ΔΥΝΑΜΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

1.1. Ορισμοί

Κάθε σύστημα του οποίου η εξέλιξη από κάποια αρχική κατάσταση περιγράφεται από ένα σύνολο εξισώσεων καλείται δυναμικό σύστημα. Μια μεγάλη ομάδα δυναμικών συστημάτων μπορεί να περιγραφεί μαθηματικά από ένα σύστημα n διαφορικών εξισώσεων πρώτης τάξης

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, t, \mathbf{c}) \quad (1.1)$$

Το \mathbf{x} είναι ένα διάνυσμα n πραγματικών συναρτήσεων ως προς το χρόνο t , που συνήθως περιγράφεται από την σχέση

$$\mathbf{x}(t) \equiv \{x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)\} \quad (1.2)$$

ή από τον συμβολισμό $x \in R^n$. Ο χώρος R^n λέγεται χώρος φάσεων ή καταστάσεων. Οι συναρτήσεις x_i ($i=1, \dots, n$) συνήθως αντιπροσωπεύουν φυσικές ποσότητες όπως θέση, ταχύτητα, θερμοκρασία, πίεση, αλλά και μεγέθη από άλλους επιστημονικούς κλάδους, όπως χημικές συγκεντρώσεις και πληθυσμοί ειδών κλπ. φάσεων ή χώρος των καταστάσεων. Η σταθερά $\mathbf{c} \equiv (c_1, \dots, c_k)$ είναι εξωγενής μεταβλητή και οι c_i ($i=1, \dots, k$) καλούνται παράμετροι ελέγχου του δυναμικού συστήματος. Μεταβάλλοντας την τιμή μιας παραμέτρου ελέγχου είναι δυνατόν να αλλάξει η συμπεριφορά του δυναμικού συστήματος. Κατά την διάρκεια παρατήρησης της εξέλιξης ενός δυναμικού συστήματος οι παράμετρο ελέγχου παραμένουν σταθερές.

Στο χώρο φάσεων, η κατάσταση του συστήματος σε μια δοσμένη χρονική στιγμή καθορίζεται από ένα σημείο. Το σημείο αυτό κινείται σε σχέση με το χρόνο, δημιουργώντας μια τροχιά στο χώρο φάσεων, με ταχύτητα που προσδιορίζεται από το διανυσματικό πεδίο \mathbf{F} :

$R^n \rightarrow R^n$ της σχέσης (1.1). Κάθε σημείο στο χώρο των φάσεων διαγράφει μόνο μια τροχιά που είναι συνέπεια της ντετερμινιστικής φύσεως της περιγραφής του συστήματος. Από φυσική άποψη αυτό σημαίνει ότι αν κάποια χρονική στιγμή είναι γνωστή μια κατάσταση, τότε με ολοκλήρωση της σχέσης (1.1) γνωρίζουμε και το παρελθόν και το μέλλον.

Στην ειδική περίπτωση ενός σημειακού σωματιδίου η κατάσταση του περιγράφεται από την θέση του (τρεις χωρικές συντεταγμένες) και την ταχύτητα του (τρεις συντεταγμένες ταχύτητας) οπότε ο χώρος φάσεων είναι έξι διαστάσεων. Για ένα σωματίδιο που εκτελεί ελεύθερη ταλάντωση ο χώρος φάσεων είναι δύο-διαστάσεων, με συντεταγμένες την θέση και την ταχύτητα.

1.2. Αυτόνομα και μη αυτόνομα δυναμικά συστήματα

Όταν το πεδίο $F: R^n \rightarrow R^n$ δεν εξαρτάται από τον χρόνο, τότε το δυναμικό σύστημα λέγεται αυτόνομο. Η τύπος του αυτόνομου συστήματος είναι της μορφής

$$\frac{dx}{dt} = F(x, c) \quad (1.3)$$

Σε αυτή την περίπτωση οι εξωτερικές δυνάμεις που ασκούνται στο σύστημα είναι ανεξάρτητες του χρόνου. Επίσης μπορεί να αποδειχθεί ότι δύο τροχιές που αντιστοιχούν στην χρονική εξέλιξη δύο διαφορετικών αρχικών συνθηκών δεν τέμνονται στο χώρο των φάσεων (εκτός από την ειδική περίπτωση που οι τροχιές συγκλίνουν στο σημείο ισορροπίας για $t \rightarrow \infty$). Αυτό είναι μια αναπόφευκτη συνέπεια της ντετερμινιστικής φύσης της περιγραφής του συστήματος. Διαφορετικά για μια μόνο αρχική συνθήκη (το σημείο τομής) θα υπήρχαν δυο διαφορετικές τροχιές, πού συνεπάγεται ότι το σύστημα θα ήταν απρόβλεπτο (μη ντετερμινιστικό) στο σημείο τομής.

Όταν το πεδίο F είναι συνάρτηση του χρόνου το δυναμικό σύστημα λέγεται μη αυτόνομο και περιγράφεται από την εξίσωση (1.1). Σ' αυτή την περίπτωση είναι δυνατόν δύο

διαφορετικές τροχιές που αντιστοιχούν σε διαφορετικές αρχικές συνθήκες να διέρχονται από το ίδιο σημείο στο χώρο φάσεων. Αν αυξήσουμε την διάσταση του χώρου φάσεων κατά ένα, θέτοντας το χρόνο ως μεταβλητή, έτσι ώστε οι συντεταγμένες να είναι $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), t$ τότε το δυναμικό σύστημα μετασχηματίζεται σε αυτόνομο, και οι τροχιές πλέον δεν τέμνονται.

Όταν οι νόμοι που περιγράφουν ένα δυναμικό σύστημα είναι ένα σύνολο από διαφορικές εξισώσεις το σύστημα λέγεται ροή, γιατί η λύση είναι συνεχής στο χρόνο. Το σύστημα που περιγράφεται από την εξίσωση (1.1) είναι τέτοιας μορφής. Όταν οι νόμοι είναι ένα σύνολο από εξισώσεις διαφορών με διακριτό χρόνο, το σύστημα λέγεται απεικόνιση και είναι της μορφής

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k) \quad (1.4)$$

1.3. Καταστάσεις ισορροπίας των δυναμικών συστημάτων

1.3.1. Γραμμικά δυναμικά συστήματα διαφορικών εξισώσεων

Ένα δυναμικό σύστημα διαφορικών εξισώσεων λέγεται γραμμικό όταν το διανυσματικό πεδίο F είναι γραμμικός συνδυασμός των μεταβλητών x_i ($i=1, \dots, n$). Ένα γραμμικό σύστημα γράφεται σε διανυσματική μορφή ως

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = A\mathbf{x} \quad (1.5)$$

όπου A συμβολίζει τον σταθερό, μη ιδιάζοντα ($n \times n$) πίνακα των συντελεστών. Αν όλες οι n ιδιοτιμές λ_i του πίνακα A είναι διαφορετικές, τότε υπάρχουν n ανεξάρτητα ιδιοδιανύσματα \mathbf{y}_i και η γενική λύση της εξίσωσης (1.5) μπορεί να εκφραστεί με το γραμμικό συνδυασμό

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^n C_i e^{\lambda_i t} \mathbf{y}_i \quad (1.6)$$

όπου οι n σταθερές C_i προσδιορίζονται από τις αρχικές συνθήκες του συστήματος.

Η κατάσταση x_s του συστήματος για την οποία ισχύει $\dot{x}_s=0$ λέγεται σημείο ισορροπίας και η μελέτη του είναι σημαντική από φυσική άποψη. Ένα σημείο ισορροπίας μπορεί να είναι ασυμπτωτικά σταθερό (καταβόθρα) ή ασταθές (πηγή) αν όλες οι τροχιές που βρίσκονται σε μια γειτονική περιοχή του x_s έλκονται ή απωθούνται από το σημείο ισορροπίας, [5, 50, 123].

Στην ειδική περίπτωση που ο χώρος φάσεων είναι δύο διαστάσεων η μορφή της κατάστασης ισορροπίας εξαρτάται από τις ιδιοτιμές λ_1, λ_2 του πίνακα A . Η ταξινόμηση των δυνατών καταστάσεων ισορροπίας σε σχέση με τις ιδιοτιμές είναι:

A. Πραγματικές ιδιοτιμές

1. Άνισες ιδιοτιμές

1. Ομόσημες, θετικές για ασταθή κόμβο (unstable node)
2. Ομόσημες, αρνητικές για σταθερό κόμβο (stable node)
3. Ετερόσημες για σαγματικό σημείο (saddle point)

2. Ίσες ιδιοτιμές

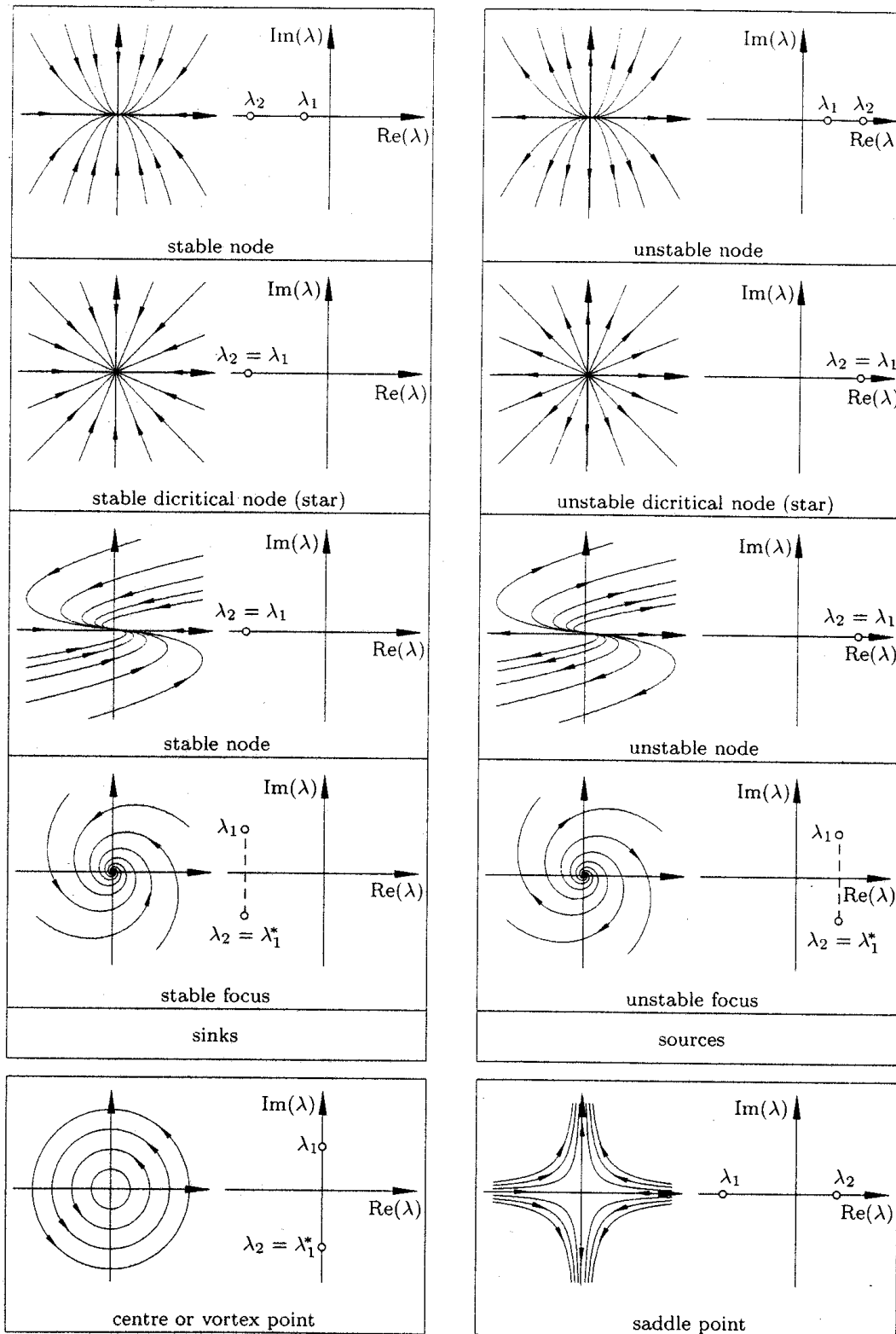
1. Θετικές για ασταθές αστέρι (unstable (dicritical node or star))
2. Αρνητικές για σταθερό αστέρι (stable (dicritical node or star))

B. Μιγαδικές ιδιοτιμές ($\lambda_1, \lambda_2 = a \pm ib$)

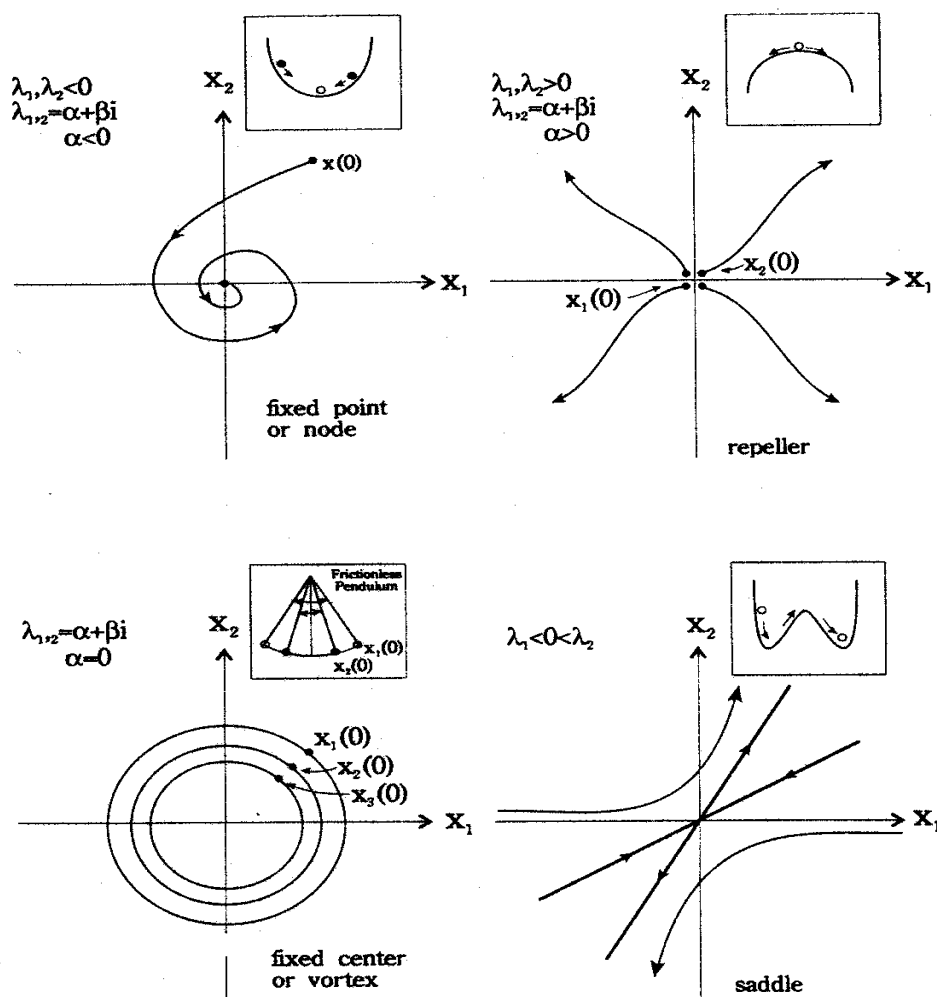
1. Πραγματικό μέρος θετικό για ασταθή εστία (unstable focus)
2. Πραγματικό μέρος αρνητικό για σταθερή εστία (stable focus)
3. Πραγματικό μέρος μηδενικό για σημείο κορυφής (vortex point)

Στο παρακάτω σχήμα δείχνονται τα φασικά πορτραίτα των καταστάσεων ισορροπίας όπως περιγράφηκαν πιο πάνω, ενώ στο σχήμα 2 δείχνονται φυσικά συστήματα και οι αντίστοιχες καταστάσεις ισορροπίας τους.

Για το γραμμικό σύστημα δύο μεταβλητών αποδεικνύεται ότι η κατάσταση ισορροπίας είναι ασυμπτωτικά σταθερή αν και μόνον αν η ορίζουσα του πίνακα A είναι θετική και το ίχνος του (trace) αρνητικό. Σε κάθε άλλη περίπτωση η κατάσταση ισορροπίας είναι ασταθής.



Σχήμα 1. Επισκόπηση των καταστάσεων ισοροπίας στο φασικό χώρο δύο διαστάσεων, φασικά πορτραίτα και ιδιοτιμές



Σχήμα 2. Φυσικά συστήματα (εντός των πλαισίων) και τα αντίστοιχα φασικά πορτραίτα.

1.3.2. Μη γραμμικά δυναμικά συστήματα διαφορικών εξισώσεων

Ένα δυναμικό σύστημα διαφορικών εξισώσεων λέγεται μη γραμμικό όταν το διανυσματικό πεδίο F είναι μη γραμμικός συνδυασμός των μεταβλητών x_i ($i=1, \dots, n$). Ένα μη γραμμικό σύστημα μπορεί να γραφεί στη μορφή

$$\frac{dx}{dt} = F(x), \quad x(t_0) = x_0 \quad (1.7)$$

Για τα μη γραμμικά συστήματα με συνήθεις διαφορικές εξισώσεις δεν υπάρχουν γενικές μέθοδοι αναλυτικών λύσεων εκτός από ειδικές περιπτώσεις. Στην περίπτωση αυτή το

ενδιαφέρον επικεντρώνεται περισσότερο στην ποιοτική παρά στην ποσοτική μελέτη του συστήματος, όπως για παράδειγμα την εύρεση των σημείων ισορροπίας, πού ορίζονται όπως και στα γραμμικά συστήματα. Αυτό γίνεται ειδικότερα φανερό αν θεωρήσουμε για παράδειγμα το πρόβλημα της ροής ενός υγρού γύρω από ένα σώμα. Είναι πιο σημαντικό να απαντήσουμε στην ερώτηση όπως που δημιουργούνται οι δύνες ή πότε η ροή γίνεται τύρβη, παρά να υπολογίσουμε την θέση και την ταχύτητα ενός ξεχωριστού σωματιδίου του υγρού.

Επιπλέον, ενδιαφερόμαστε αν η συμπεριφορά του συστήματος για $t \rightarrow \infty$, η οποία μπορεί να είναι μια κατάσταση ισορροπίας, μια περιοδική λύση ή ακόμα μια ανώμαλη κίνηση, είναι ευσταθής, όπως για παράδειγμα μπορούμε να αναφέρουμε το ηλιακό μας σύστημα του οποίου η εξέλιξη για την περίπτωση $t \rightarrow \infty$, είναι μια πρόκληση για πολλούς φυσικούς και μαθηματικούς επιστήμονες.

Ο προσδιορισμός των καταστάσεων ισορροπίας x_s καθώς και η μορφή των τροχιών στην αντίστοιχη περιοχή δίνουν μια πρώτη γενική άποψη της λύσης του μη γραμμικού συστήματος. Για τον λόγο στο χώρο φάσεων πλησίον του σημείου x_s θεωρούμε ένα σημείο x , τέτοιο ώστε:

$$x = x_s + x' \quad \text{με} \quad |x'| \ll 1 \quad (1.8)$$

Αντικαθιστώντας την (1.8) στην (1.7) και δεδομένου ότι \dot{x}_s κατάσταση ισορροπίας καταλήγουμε στην μελέτη του γραμμικού συστήματος

$$\frac{dx'}{dt} = A'x' \quad (1.9)$$

Είναι εύκολο να δειχτεί ότι ο πίνακας A' ισούται με την Jacobian του διανυσματικού πεδίου F εκτιμούμενη στην κατάσταση ισορροπίας x_s . Οπότε οι ιδιοτιμές του A' καθορίζουν την μορφή ισορροπίας (σταθερή ή ασταθής) στην περιοχή του σημείου ισορροπίας.

1.3.3. Απεικονίσεις

Πολλά δυναμικά συστήματα περιγράφονται από ένα σύνολο εξισώσεων διαφορών $x_{k+1} = f(x_k)$, που αναφέρονται και ως απεικονίσεις. Για τα σημεία ισορροπίας \bar{x} ισχύει $x_{k+1} = x_k = \bar{x}$, οπότε μπορούμε να τα υπολογίσουμε από την εξίσωση ισορροπίας

$$\bar{x} = f(\bar{x}) \quad (1.10)$$

Για να προσδιορίσουμε το είδος της κατάστασης ισορροπίας, μελετάμε την χρονική εξέλιξη μικρών διαταραχών γύρω από αυτά, όπως και στην περίπτωση των ροών και καταλήγουμε σε ανάλογα συμπεράσματα.

1.4. Διατηρητικά και καταναλίσκοντα δυναμικά συστήματα

Έστω ένα σύστημα N ελευθέρων σωματιδίων με συντεταγμένες θέσεων q_i ($i=1, \dots, N$). Σε κάθε σωματίδιο αντιστοιχούν τρεις (3) βαθμοί ελευθερίας που περιγράφουν πλήρως την θέση του στον Ευκλείδειο χώρο, και οι βαθμοί ελευθερίας του συστήματος είναι $3N$. Στο χώρο φάσεων η κατάσταση ενός σωματιδίου καθορίζεται από έξι (6) ανεξάρτητες μεταβλητές, τρεις (3) για τη θέση και τρεις (3) για την ορμή, οπότε στα N σωματίδια του συστήματος αντιστοιχούν $6N$ μεταβλητές.

Στην κλασσική μηχανική η κατάσταση ενός δυναμικού συστήματος περιγράφεται από την Hamiltonian H που δίνεται από το άθροισμα της κινητικής και δυναμικής ενέργειας των σωματιδίων του συστήματος

$$H = E_{κιν} + E_{δυν} \quad (1.11)$$

μέσω των εξισώσεων

$$\frac{dq_i}{dt} = \frac{\partial H}{\partial p_i}, \quad \frac{dp_i}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial q_i} \quad (1.12)$$

Συστήματα των οποίων η Hamiltonian δεν εξαρτάται από το χρόνο ονομάζονται διατηρητικά. Σε αυτά τα συστήματα η ολική ενέργεια διατηρείται σταθερή με την έννοια ότι δεν εμφανίζονται απώλειες ενέργειας λόγω τριβής ή άλλης αιτίας. Εμφανίζουν σημαντικές ιδιότητες, μια από τις οποίες είναι η διατήρηση των όγκων στο χώρο των φάσεων, που απορρέει από την αρχή διατήρησης της μάζας σε συνδυασμό με την διατήρηση της ενέργειας. Επίσης η δυναμική των διατηρητικών συστημάτων είναι αντιστρεπτή ως προς το χρόνο, π.χ αν το φιλμ της κίνησης της Γης γύρω από τον Ηλιο προβληθεί αντίστροφα δεν θα

παρατηρηθεί καμιά διαφορά. Το ηλιακό μας σύστημα καθώς και ένα εκκρεμές χωρίς τριβές μπορούν να θεωρηθούν διατηρητικά συστήματα.

Από την άλλη μεριά συστήματα των οποίων η Hamiltonian εξαρτάται από τον χρόνο ονομάζονται καταναλίσκοντα συστήματα. Αυτά τα συστήματα είναι μη γραμμικά και έχουμε απώλειες ενέργειας λόγω εσωτερικών τριβών. Αν παρατηρήσουμε τον όγκο ενός στοιχείου στο χώρο των φάσεων, τότε για $t \rightarrow \infty$ αυτός θα συσταλθεί σε ένα υπόχωρο με διάσταση μικρότερη από εκείνη του χώρου φάσεων. Ο υπόχωρος στον οποίο συγκλίνουν οι τροχιές λέγεται ελκυστής του συστήματος, με την έννοια της έλξης των τροχιών. Ανάλογα με τον τρόπο που συγκλίνουν οι τροχιές, ομαλά ή όχι ο ελκυστής μπορεί να είναι ομαλός (regular) ή παράξενος (strange) όπως θα αναφερθεί στις επόμενες παραγράφους. Ο αποσβενόμενος ταλαντωτής είναι ένα τυπικό παράδειγμα καταναλίσκοντος συστήματος. Τα καταναλίσκοντα συστήματα, μπορεί να έχουν μια πολύ πιο περίπλοκη εξελικτική μορφή από την απλή απόσβεση, ειδικά όταν η δυναμική τους περιλαμβάνει τόσο φαινόμενα απόσβεσης όσο και μηχανισμούς που τείνουν να διατηρήσουν την ενέργεια τους.

Για ένα μη γραμμικό καταναλίσκον σύστημα που περιγράφεται από την εξίσωση (1.7), όπως αποδεικνύεται, η ιδιότητα συστολής ενός στοιχειώδους όγκου στον χώρο των φάσεων συνεπάγεται την σχέση: $\text{ίχνος}(A') < 0$, όπου ο A' είναι ο πίνακας της σχέσης (1.9). Για τα διατηρητικά συστήματα όπου έχουμε διατήρηση των όγκων, η αντίστοιχη σχέση είναι: $\text{ίχνος}(A') = 0$.

1.5. Ολοκληρώσιμα και μη ολοκληρώσιμα δυναμικά συστήματα

Ένα δυναμικό σύστημα N εξισώσεων είναι ολοκληρώσιμο, αν με κατάλληλο μετασχηματισμό των μεταβλητών μπορεί να μετασχηματιστεί σε N ανεξάρτητες εξισώσεις. Για παράδειγμα έστω το Χαμιλτωνιανό σύστημα

$$\begin{aligned} \frac{d^2x}{dt^2} &= -x - 2xy \\ \frac{d^2y}{dt^2} &= -y - y^2 - x^2 \end{aligned} \quad (1.13)$$

Αυτό είναι ένα σύστημα δύο μη γραμμικών συνεξυγμένων διαφορικών εξισώσεων. Αν εφαρμόσουμε τον μετασχηματισμό $x=(m+n)/2$ και $y=(n-m)/2$ καταλήγουμε στο σύστημα

$$\begin{aligned}\frac{d^2 n}{dt^2} &= -n - n^2 \\ \frac{d^2 m}{dt^2} &= -m + m^2\end{aligned}\quad (1.14)$$

που αποτελείται από δύο μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις που είναι ανεξάρτητες, και άρα το Χαμιλτωνιανό σύστημα των εξισώσεων (1.13) είναι ολοκληρώσιμο [123]. Το ηλιακό μας σύστημα μπορεί να θεωρηθεί ολοκληρώσιμο, αφού η κίνηση κάθε πλανήτη μπορεί να αποσυζευχθεί και να μελετηθεί ανεξάρτητα από τους άλλους πλανήτες.

Από την άλλη μεριά το Χαμιλτωνιανό σύστημα Henon - Heiles σύστημα), που περιγράφει την κίνηση ενός αστέρα μέσα σε ένα γαλαξία, κάτω από την επίδραση των άλλων αστέρων, δεν είναι ολοκληρώσιμο.

$$\begin{aligned}\frac{d^2 x}{dt^2} &= -x - 2xy \\ \frac{d^2 y}{dt^2} &= -y + y^2 - x^2\end{aligned}\quad (1.15)$$

Τα ολοκληρώσιμα συστήματα, αν και μπορεί να είναι μη γραμμικά, περιέχουν ομαλές κινήσεις στο χώρο φάσεων. Αντίθετα, τα μη ολοκληρώσιμα συστήματα μπορεί να παρουσιάζουν πολύ πολύπλοκη (που να ομοιάζει σαν τυχαία) κίνηση. Τα καταναλίσκοντα συστήματα είναι όλα μη ολοκληρώσιμα.

1.6. Εργοδικά και μη εργοδικά δυναμικά συστήματα

Έστω ένα ιδανικό εκκρεμές που αιωρείται αέναα. Στη διάρκεια μιας περιόδου γίνεται ανταλλαγή ενέργειας από τη δυναμική μορφή, στα άκρα κάθε αιώρησης, στην κινητική μορφή στο κατώτερο σημείο της αιώρησης όταν το εκκρεμές αποκτά την μέγιστη ταχύτητα, και το αντίστροφο. Για μικρές αιωρήσεις το εκκρεμές συνιστά ένα ολοκληρώσιμο σύστημα

για το οποίο οι εξισώσεις του Νεύτωνα λύνονται επακριβώς. Το πορτρέτο του εκκρεμούς στο χώρο των φάσεων είναι ένα σημείο που διαγράφει έναν κλειστό, αέναα επαναλαμβανόμενο βρόχο (σχήμα 1.3α). Κάθε περιφορά του σημείου πάνω στο βρόχο αντιστοιχεί στη συμπλήρωση μιας περιόδου της ταλάντωσης του εκκρεμούς. Παρατηρούμε ότι η τροχιά της κίνησης του εκκρεμούς στον χώρο των φάσεων περιορίζεται σε μια πολύ μικρή περιοχή και από αυτή την άποψη το ιδανικό εκκρεμές είναι μη εργοδικό σύστημα.

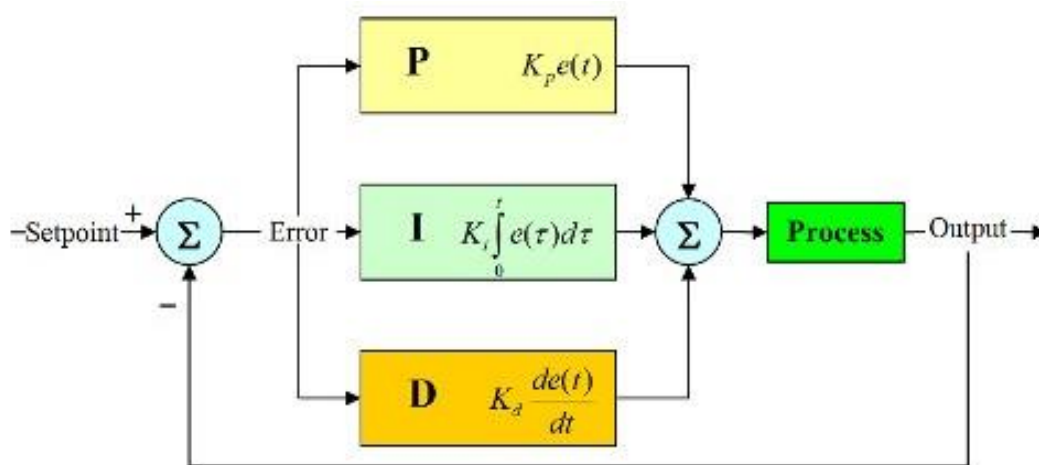
Ας θεωρήσουμε τώρα ένα σύστημα πιο πολύπλοκο από το ιδανικό εκκρεμές, όπως για παράδειγμα το σύνολο των μορίων ενός αερίου σε ένα δοχείο. Τα μόρια του αερίου συγκρούονται διαρκώς μεταξύ τους και με τα τοιχώματα του δοχείου με αποτέλεσμα οι ταχύτητές τους να μεταβάλλονται συνέχεια. Ο Boltzmann και ο Gibbs απέδειξαν ότι η τροχιά του συστήματος μετά από αρκετά μεγάλο χρόνο θα έχει καλύψει ολόκληρο τον χώρο φάσεων, και από αυτή την άποψη το σύστημα των μορίων ενός αερίου σε ένα κλειστό δοχείο θεωρείται εργοδικό σύστημα. Κάθε καταναλίσκον δυναμικό σύστημα είναι και εργοδικό ενώ κάθε διατηρητικό μπορεί να είναι και εργοδικό.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 – PID ΕΛΕΓΧΟΣ

2.1. Εισαγωγή

Οι ελεγκτές PID απαντώνται σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών για έλεγχο βιομηχανικών διεργασιών. Περίπου το 95% των εργασιών κλειστού βρόχου του κλάδου βιομηχανικού αυτοματισμού χρησιμοποιούν ελεγκτές PID. Η συντομογραφία PID σημαίνει Αναλογικός -

Ολοκληρωμένος – Παράγωγος ή στα αγγλικά Proportional-Integral-Derivative. Αυτοί οι τρεις ελεγκτές συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να παράγουν ένα σήμα ελέγχου.



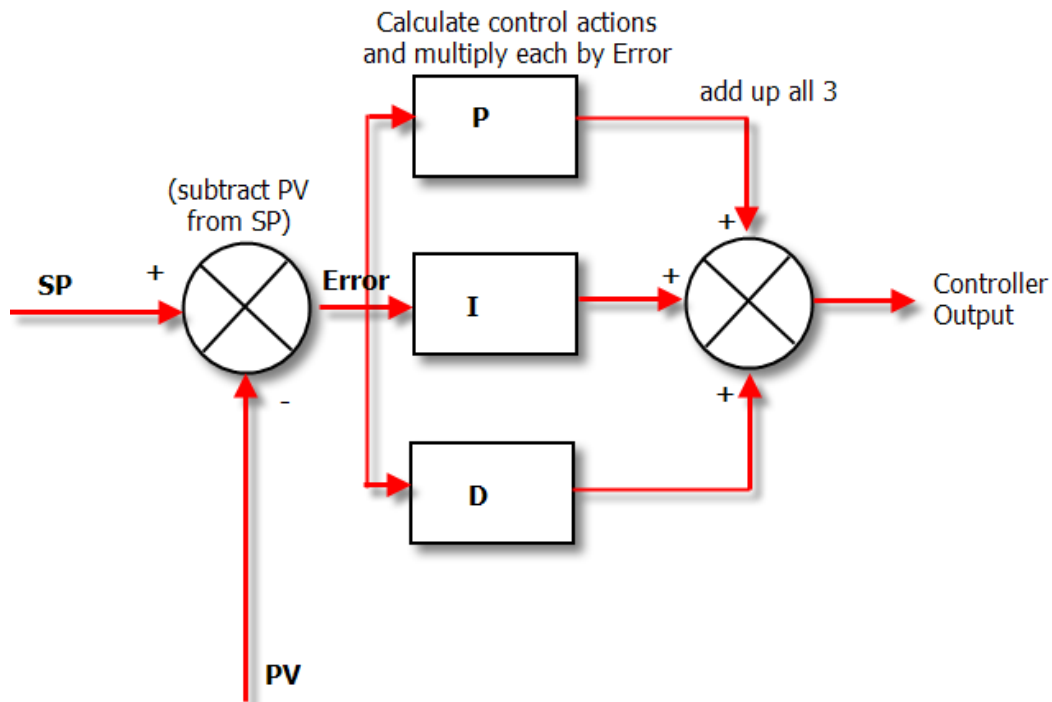
Σχήμα 3. Διάγραμμα λειτουργίας ελεγκτή PID

Ως ελεγκτής ανάδρασης, ο ελεγκτής PID παρέχει την έξοδο ελέγχου στα επιθυμητά επίπεδα. Προτού εφευρεθούν οι μικροεπεξεργαστές, ο έλεγχος PID εφαρμοζόταν από τα αναλογικά ηλεκτρονικά εξαρτήματα, όμως σήμερα όλοι οι ελεγκτές PID δέχονται επεξεργασία από τους μικροεπεξεργαστές. Οι προγραμματιζόμενοι λογικοί ελεγκτές έχουν επίσης τις ενσωματωμένες οδηγίες ελεγκτή PID. Λόγω της ευελιξίας και της αξιοπιστίας των ελεγκτών PID, χρησιμοποιούνται παραδοσιακά σε εφαρμογές ελέγχου διεργασιών.

2.2. Πώς δουλεύει ο ελεγκτής PID

Με τη χρήση απλού ελεγκτή ON-OFF χαμηλού κόστους είναι δυνατές μόνο δύο καταστάσεις ελέγχου, όπως πλήρως ενεργό ή πλήρως ανενεργό. Χρησιμοποιείται για περιορισμένη εφαρμογή ελέγχου όπου αυτές οι δύο καταστάσεις ελέγχου είναι αρκετές για τον επίτευξη του στόχου προγραμματισμού. Ωστόσο, η διττή φύση αυτού του ελέγχου περιορίζει τη χρήση του και ως εκ τούτου αντικαθίσταται από τους ελεγκτές PID.

Ο ελεγκτής PID διατηρεί την έξοδο έτσι ώστε να υπάρχει μηδενικό σφάλμα μεταξύ της μεταβλητής διαδικασίας και του σημείου ρύθμισης/ επιθυμητής εξόδου στις λειτουργίες κλειστού βρόχου. Ο PID χρησιμοποιεί τρεις βασικές συμπεριφορές ελέγχου που εξηγούνται παρακάτω.



Σχήμα 4. Πώς λειτουργεί κάθε ελεγκτής χωριστά

Ελεγκτής P:

Ο αναλογικός ελεγκτής ή ελεγκτής P δίνει έξοδο που είναι ανάλογη με το τρέχον σφάλμα $e(t)$. Συγκρίνει το επιθυμητό ή το καθορισμένο σημείο με την πραγματική τιμή ή την τιμή της διαδικασίας ανατροφοδότησης. Το προκύπτον σφάλμα πολλαπλασιάζεται με την αναλογική σταθερά για να λάβουμε την τιμή της εξόδου. Εάν η τιμή σφάλματος είναι μηδέν, τότε η έξοδος ελεγκτή είναι μηδέν.

Ο συγκεκριμένος ελεγκτής απαιτεί δυναμικό πόλωσης ή χειροκίνητη επαναφορά (reset) όταν χρησιμοποιείται μόνος του. Αυτό συμβαίνει επειδή δεν φτάνει ποτέ στην φάση σταθερής κατάστασης. Παρέχει σταθερή λειτουργία αλλά διατηρεί πάντα το σφάλμα σταθερής κατάστασης. Η ταχύτητα της απόκρισης αυξάνεται όταν αυξάνεται η αναλογική σταθερά K_c .

Ελεγκτής I

Λόγω του περιορισμού του ελεγκτή P όπου υπάρχει πάντα μια μετατόπιση μεταξύ της μεταβλητής διαδικασίας και του σταθερού σημείου, απαιτείται ο ελεγκτής I, ο οποίος παρέχει τις απαραίτητες λειτουργίες για την εξάλειψη του σφάλματος σταθερής κατάστασης. Ενσωματώνει το σφάλμα για μια χρονική περίοδο έως ότου η τιμή σφάλματος να φτάσει στο μηδέν. Διατηρεί την τιμή στην τελική συσκευή ελέγχου στην οποία το σφάλμα γίνεται μηδέν.

Ο ολοκληρωτικός έλεγχος μειώνει την τιμή εξόδου του όταν λαμβάνει χώρα αρνητικό σφάλμα. Περιορίζει την ταχύτητα απόκρισης και επηρεάζει τη σταθερότητα του συστήματος. Η ταχύτητα της απόκρισης αυξάνεται μειώνοντας το κέρδος K_i .

Καθώς το κέρδος του ελεγκτή I μειώνεται, το σφάλμα σταθερής κατάστασης συνεχίζει επίσης να μειώνεται. Για τις περισσότερες περιπτώσεις, ο ελεγκτής PI χρησιμοποιείται ιδιαίτερα όταν δεν απαιτείται απόκριση υψηλής ταχύτητας.

Κατά τη χρήση του ελεγκτή PI, η έξοδος του ελεγκτή I περιορίζεται σε κάποιο εύρος για να ξεπεραστούν οι συνθήκες ολοκληρωμένης περάτωσης όπου η ολοκληρωμένη έξοδος συνεχίζει να αυξάνεται ακόμη και σε μηδενική κατάσταση σφάλματος, λόγω μη γραμμικότητας στην εγκατάσταση.

Ελεγκτής D

Ο ελεγκτής I δεν έχει τη δυνατότητα να προβλέψει τη μελλοντική συμπεριφορά σφάλματος. Έτσι αντιδρά κανονικά μόλις αλλάξει το σταθερό σημείο. Ο ελεγκτής D ξεπερνά αυτό το πρόβλημα προβλέποντας την μελλοντική συμπεριφορά του σφάλματος. Η έξοδος του εξαρτάται από το ρυθμό αλλαγής σφάλματος σε σχέση με το χρόνο, πολλαπλασιαζόμενο με την σταθερά παραγώγου. Δίνει την έναρξη για την έξοδο αυξάνοντας έτσι την απόκριση του συστήματος.

Η απόκριση του ελεγκτή D είναι μεγαλύτερη, σε σύγκριση με τον ελεγκτή PI και επίσης μειώνεται ο χρόνος της εξόδου. Βελτιώνει τη σταθερότητα του συστήματος αντισταθμίζοντας την καθυστέρηση φάσης που προκαλείται από τον ελεγκτή I. Η αύξηση του παραγώγου κέρδους αυξάνει την ταχύτητα απόκρισης. Τελικά, παρατηρούμε ότι συνδυάζοντας αυτούς τους τρεις ελεγκτές, μπορούμε να λάβουμε την επιθυμητή απόκριση για το σύστημα. Επίσης είναι δεδομένο ότι διαφορετικοί κατασκευαστές σχεδιάζουν διαφορετικούς αλγόριθμους PID.

2.3. Μέθοδοι συντονισμού του ελεγκτή PID

Πριν από τη λειτουργία του, ο ελεγκτής PID πρέπει να συντονιστεί ώστε να ταιριάζει με τη δυναμική της διαδικασίας που πρέπει να ελέγχεται. Οι σχεδιαστές δίνουν τις προεπιλεγμένες τιμές για τους όρους P, I και D και ορισμένες φορές αυτές οι τιμές δεν μπορούν να δώσουν την επιθυμητή απόδοση και οδηγούν σε αστάθεια και αργές επιδόσεις ελέγχου. Αναπτύσσονται διάφοροι τύποι μεθόδων συντονισμού για το συντονισμό των ελεγκτών PID και απαιτούν μεγάλη προσοχή από τον χειριστή για την επιλογή των καλύτερων τιμών αναλογικών, ολοκληρωμένων και παραγώγων κερδών. Ορισμένες από αυτές τις μεθόδους περιγράφονται παρακάτω:

Μέθοδος δοκιμής και σφάλματος: Είναι μια απλή μέθοδος συντονισμού ελεγκτή PID. Ενώ το σύστημα λειτουργεί, μπορούμε να συντονίσουμε τον ελεγκτή. Σε αυτήν τη μέθοδο, πρώτα πρέπει να θέσουμε τις τιμές K_i και K_d στο μηδέν και να αυξήσουμε τον αναλογικό όρο (K_p) έως ότου το σύστημα φτάσει σε συμπεριφορά ταλάντωσης. Μόλις ταλαντωθεί, ρυθμίζουμε το K_i (ακέραιος όρος) έτσι ώστε οι ταλαντώσεις να σταματήσουν και τελικά να ρυθμιστεί το D για γρήγορη απόκριση.

Τεχνική καμπύλης αντίδρασης διαδικασίας: Είναι μια τεχνική συντονισμού ανοιχτού βρόχου. Παράγει απόκριση όταν μια βηματική είσοδος εφαρμόζεται στο σύστημα. Αρχικά, πρέπει να εφαρμόσουμε κάποια έξοδο ελέγχου στο σύστημα χειροκίνητα και πρέπει να καταγράψουμε την καμπύλη απόκρισης. Μετά από αυτό πρέπει να υπολογίσουμε την κλίση, τον νεκρό χρόνο, τον χρόνο αύξησης της καμπύλης και τέλος να αντικαταστήσουμε αυτές τις τιμές στις εξισώσεις P, I και D για να πάρουμε τις τιμές κέρδους των όρων PID.

Μέθοδος Zeigler-Nichols: Οι Zeigler και Nichols πρότειναν τις μεθόδους κλειστού βρόχου για τον συντονισμό του ελεγκτή PID. Αυτές είναι η μέθοδος συνεχούς κυκλικής λειτουργίας και η μέθοδος απόσβεσης ταλάντωσης. Οι διαδικασίες και για τις δύο μεθόδους είναι ίδιες αλλά η συμπεριφορά ταλάντωσης είναι διαφορετική. Σε αυτές τις περιπτώσεις, πρώτα πρέπει να ρυθμίσουμε τη σταθερά του ελεγκτή P, το K_p , σε μια συγκεκριμένη τιμή ενώ οι τιμές K_i και K_d είναι ορισμένες μηδέν. Το αναλογικό κέρδος αυξάνεται έως ότου το σύστημα να ταλαντεύεται σε σταθερό πλάτος.

Το κέρδος στο οποίο το σύστημα παράγει σταθερές ταλαντώσεις ονομάζεται απόλυτο κέρδος (K_u) και η περίοδος ταλαντώσεων ονομάζεται τελική περίοδος (P_c). Μόλις επιτευχθεί, μπορούμε να εισαγάγουμε τις τιμές των P, I και D στον ελεγκτή PID από τον πίνακα Zeigler-Nichols, οι οποίες εξαρτώνται από τον ελεγκτή που χρησιμοποιείται όπως P, PI ή PID, όπως φαίνεται παρακάτω.

Πίνακας 1. Πίνακας Zeigler-Nichols

	K_c	T_I	T_D
P	$K_u/2$		
PI	$K_u/2.2$	$P_u/1.2$	
PID	$K_u/1.7$	$P_u/2$	$P_u/8$

2.4. Δομή ελεγκτή PID

Ο ελεγκτής PID αποτελείται από τρεις όρους, δηλαδή αναλογικό, ολοκληρωμένο και παράγωγο έλεγχο. Η συνδυασμένη λειτουργία αυτών των τριών ελεγκτών παρέχει την στρατηγική έλεγχου για τον έλεγχο της διαδικασίας. Ο ελεγκτής PID χειρίζεται τις μεταβλητές διεργασίας όπως πίεση, ταχύτητα, θερμοκρασία, ροή κ.λπ. Ορισμένες από τις εφαρμογές χρησιμοποιούν ελεγκτές PID σε διαδοχικά δίκτυα όπου χρησιμοποιούνται δύο ή περισσότεροι PID για τον έλεγχο.

Όσον αφορά στην δομή του ελεγκτή, αποτελείται από ένα μπλοκ PID που δίνει την έξοδο του στο μπλοκ επεξεργασίας. Η διαδικασία/ μονάδα αποτελείται από συσκευές τελικού

ελέγχου όπως ενεργοποιητές, βαλβίδες ελέγχου και άλλες συσκευές για τον έλεγχο διαφόρων διαδικασιών βιομηχανίας/ εργοστασίου.

Το σήμα ανατροφοδότησης από τη μονάδα επεξεργασίας συγκρίνεται με ένα σημείο ρύθμισης ή σήμα αναφοράς $u(t)$ και το αντίστοιχο σήμα σφάλματος $e(t)$ τροφοδοτείται στον αλγόριθμο PID. Σύμφωνα με τους αναλογικούς, ολοκληρωμένους και παράγωγους υπολογισμούς ελέγχου στον αλγόριθμο, ο ελεγκτής παράγει συνδυασμένη απόκριση ή ελεγχόμενη έξοδο που εφαρμόζεται σε συσκευές ελέγχου εγκατάστασης.

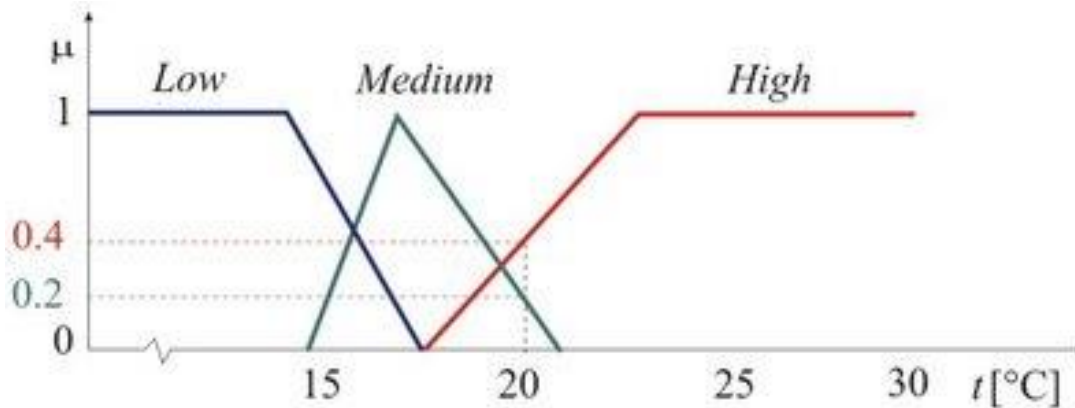
Όλες οι εφαρμογές ελέγχου δεν χρειάζονται και τα τρία στοιχεία ελέγχου. Συνδυασμοί όπως οι έλεγχοι PI και PD χρησιμοποιούνται πολύ συχνά σε πρακτικές εφαρμογές.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 – ΑΣΑΦΗΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

3.1. Εισαγωγή

Ο αυτόματος έλεγχος ανήκει στους τομείς εφαρμογής της θεωρίας fuzzy set που έχουν προσελκύσει την περισσότερη προσοχή. Το 1974, αναφέρθηκε η πρώτη επιτυχημένη εφαρμογή της ασαφούς λογικής στον έλεγχο μιας διαδικασίας εργαστηριακής κλίμακας (Mamdani and Assilian 1975). Ο έλεγχος των τιμμένων ήταν μια πρόιμη βιομηχανική εφαρμογή (Holmblad και Ostergaard 1982). Δεδομένου ότι το πρώτο καταναλωτικό προϊόν που χρησιμοποιεί ασαφή λογική κυκλοφόρησε το 1987, η χρήση του ασαφούς ελέγχου

αυξήθηκε σημαντικά. Εμφανίστηκαν διάφορα περιβάλλοντα CAD για σχεδιασμό ασαφούς ελέγχου μαζί με υλικό VLSI για γρήγορη εκτέλεση. Ο ασαφής έλεγχος εφαρμόζεται σε διάφορα συστήματα διεργασιών στη βιομηχανία, καταναλωτικά ηλεκτρονικά, αυτόματη λειτουργία τρένου, γενικά συστήματα κυκλοφορίας, και σε πολλούς άλλους τομείς.



Σχήμα 5. Διαχωρισμός του πεδίου θερμοκρασίας σε τρία ασαφή σύνολα.

Ένας ελεγκτής ασαφούς λογικής περιγράφει ένα πρωτόκολλο ελέγχου μέσω κανόνων if-then, όπως "εάν η θερμοκρασία είναι χαμηλή, τότε είναι ανοιχτή βαλβίδα θέρμανσης ελαφρώς". Η ασάφεια (αβεβαιότητα) στον ορισμό των γλωσσικών όρων (π.χ. χαμηλή θερμοκρασία) αντιπροσωπεύεται με τη χρήση ασαφών συνόλων, τα οποία είναι σύνολα με αλληλεπικαλυπτόμενα όρια, βλ. Εικόνα 1. Στο πλαίσιο ασαφών συνόλων, ένα συγκεκριμένο στοιχείο τομέα μπορεί ταυτόχρονα ανήκειν σε πολλά σύνολα (με διαφορετικούς βαθμούς συμμετοχής, μ). Για παράδειγμα, $t = 20^\circ\text{C}$ ανήκει στο σύνολο Υψηλών θερμοκρασιών με συνάρτηση 0,4 και στο σύνολο Μεσαίων θερμοκρασιών με συνάρτηση 0,2. Αυτή η σταδιακή μετάβαση από την ιδιότητα μέλους σε μη μέλη διευκολύνει την ομαλή έκβαση της συλλογιστικής (αφαίρεση) με ασαφείς κανόνες εάν-τότε.

Η ασαφής λογική εφαρμόζεται με μεγάλη επιτυχία σε διάφορες εφαρμογές ελέγχου. Σχεδόν όλα τα καταναλωτικά προϊόντα έχουν ασαφή έλεγχο. Μερικά από τα παραδείγματα περιλαμβάνουν τον έλεγχο της θερμοκρασίας του δωματίου με τη βοήθεια του κλιματιστικού, του συστήματος αντι-πέδησης που χρησιμοποιείται στα οχήματα, του ελέγχου στα φανάρια, των πλυντηρίων, των μεγάλων οικονομικών συστημάτων κ.λπ.

3.2. Ιστορικό υπόβαθρο

Ο ασαφής έλεγχος προέκυψε από τη διδακτορική διατριβή στην Τεχνητή Νοημοσύνη. Η εργασία πραγματοποιήθηκε γύρω στο 1972 έως το 1974. Ο στόχος της έρευνας ήταν να δούμε αν οι υπολογιστές μπορούν να μάθουν να εκτελούν μια εργασία παρατηρώντας ότι ένας άνθρωπος το εκτελεί. Το έργο που επιλέχθηκε ήταν ο έλεγχος ενός μοντέλου ατμομηχανής. Τα διαθέσιμα χειριστήρια ήταν «θερμότητα» που παρήγαγαν την πίεση ατμού σε λέβητα, και, το "γκάζι" που έγχυσε τον ατμό στον μονοκύλινδρο κινητήρα επηρεάζοντας την ταχύτητά του. Ο στόχος ελέγχου ήταν η διατήρηση σταθερής πίεσης στον λέβητα και την ταχύτητα του κινητήρα. Πολλά βασικά ζητήματα σχετικά με αυτό το ερευνητικό έργο πρέπει να επισημανθούν για να κατανοήσουν καλά πώς προέκυψε ο ασαφής έλεγχος από αυτό το ερευνητικό έργο.

Το υπολογιστικό περιβάλλον. Ένας μικρός υβριδικός υπολογιστής ήταν διαθέσιμος χτισμένος γύρω από έναν μίνι υπολογιστή PDP-8S με 8K λέξεις (12 bit λέξεις) μαγνητικού πυρήνα RAM. Η χαρτοταινία ήταν η κύρια μορφή δημιουργίας αντιγράφων ασφαλείας Το ποντίκι δεν είχε επινοηθεί ακόμη και η επικοινωνία έγινε μέσω τηλετύπου. Οι είσοδοι και οι έξοδοι ρυθμίστηκαν και διαβάστηκαν μέσω του υβριδικού υπολογιστή. Μια μεμονωμένη εκτέλεση του πειράματος θα περιελάμβανε την εκτύπωση του τηλετύπου με την τρέχουσα ταχύτητα και πίεση και περιμένοντας τον χειριστή να ανταποκριθεί πληκτρολογώντας τις τιμές για τις ρυθμίσεις θερμότητας και γκαζιού. Πατώντας το πλήκτρο επιστροφής, ο υπολογιστής πραγματοποίησε αυτές τις ρυθμίσεις και απάντησε πληκτρολογώντας τις νέες ενδείξεις της ταχύτητας και της πίεσης. Αυτό συνέχισε μέχρις ότου ο λέβητας δεν είχε πλέον νερό, οπότε μπορούσε να ξεκινήσει μια νέα λειτουργία.

Το θεωρητικό πλαίσιο της έρευνας. Η μελέτη ήταν αγνωστικιστική σε σχέση με κάποιο συγκεκριμένο μαθηματικό φορμαλισμό που θα χρησιμοποιηθεί. Δεδομένων των περιορισμένων πόρων του υπολογιστικού μας περιβάλλοντος, νιώσαμε ότι ήταν πιο εύκολο να ξεκινήσουμε χρησιμοποιώντας μια προσέγγιση μάθησης Bayesian. Η ιδέα ήταν να ενημερωθούν οι πιθανότητες μιας ενέργειας δεδομένης της κατάστασης της ατμομηχανής. Αυτή ήταν προφανώς μια αφελής προσέγγιση και δεν αποτελεί έκπληξη το γεγονός ότι οι πιθανότητες μάθησης απέτυχαν να συγκλίνουν. Ήταν αφελές επειδή απέτυχε να λάβει υπόψη το γεγονός ότι ελέγχουμε ένα δυναμικό σύστημα και ο ανθρώπινος χειριστής δεν έλαβε απλώς υπόψη την τρέχουσα κατάσταση για να καθορίσει τη δράση του, αλλά γνώριζε την προηγούμενη πορεία του συστήματος. Ο αλγόριθμος έπρεπε να αναθεωρηθεί με τέτοιο τρόπο

ώστε να χρειαστεί να λάβει υπόψη τις προηγούμενες καταστάσεις, αλλά φοβόταν ότι αυτό θα το έκανε πιο περίπλοκο και θα μπορούσε να τονίσει τη διαθέσιμη μνήμη RAM.

Εισαγωγή της θεωρίας ασαφών συνόλων. Διατηρώντας την αγνωστική θέση της έρευνας έπρεπε να διερευνηθεί μια εναλλακτική προσέγγιση. Η θεωρία των Fuzzy Sets υπήρχε από το 1965, αλλά το 1973 ο Zadeh έγραψε μια εργασία στο περιοδικό IEEE SMC (Zadeh 1973) ότι αντί να εξηγήσει τη θεωρία με τους παραδοσιακούς θεωρητικούς όρους, την παρουσίασε με τρόπο που έδειξε πώς οι αλγόριθμοι βασίζονται σε ασαφή σύνολα. Ένας αλγόριθμος ασαφούς ελέγχου "θα έλεγε" στη μηχανή πώς να ελέγχει την ατμομηχανή αντί να μαθαίνει παρατηρώντας τις ενέργειες του ανθρώπινου χειριστή. Κατασκευάστηκε ο πρώτος αλγόριθμος ασαφούς ελέγχου εντός 4 ημερών και αποδείχθηκε ότι λειτουργεί με ευκολία το μοντέλο.

3.3. Γιατί να χρησιμοποιήσουμε ασαφή λογική στα συστήματα ελέγχου

Ένα σύστημα ελέγχου είναι μια διάταξη φυσικών συστατικών που έχουν σχεδιαστεί για να αλλάζουν ένα άλλο φυσικό σύστημα έτσι ώστε αυτό το σύστημα να εμφανίζει ορισμένα επιθυμητά χαρακτηριστικά. Ακολουθούν ορισμένοι λόγοι για τη χρήση της Ασαφούς Λογικής στα Συστήματα Ελέγχου:

- Ενώ εφαρμόζουμε τον παραδοσιακό έλεγχο, πρέπει να γνωρίζουμε για το μοντέλο και την αντικειμενική λειτουργία που διατυπώνονται με ακριβείς όρους. Αυτό καθιστά πολύ δύσκολη την εφαρμογή σε πολλές περιπτώσεις.
- Εφαρμόζοντας ασαφή λογική για έλεγχο μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την ανθρώπινη εμπειρία και εμπειρία για το σχεδιασμό ενός ελεγκτή.
- Οι ασαφείς κανόνες ελέγχου, βασικά οι κανόνες IF-THEN, μπορούν να χρησιμοποιηθούν καλύτερα στο σχεδιασμό ενός ελεγκτή.

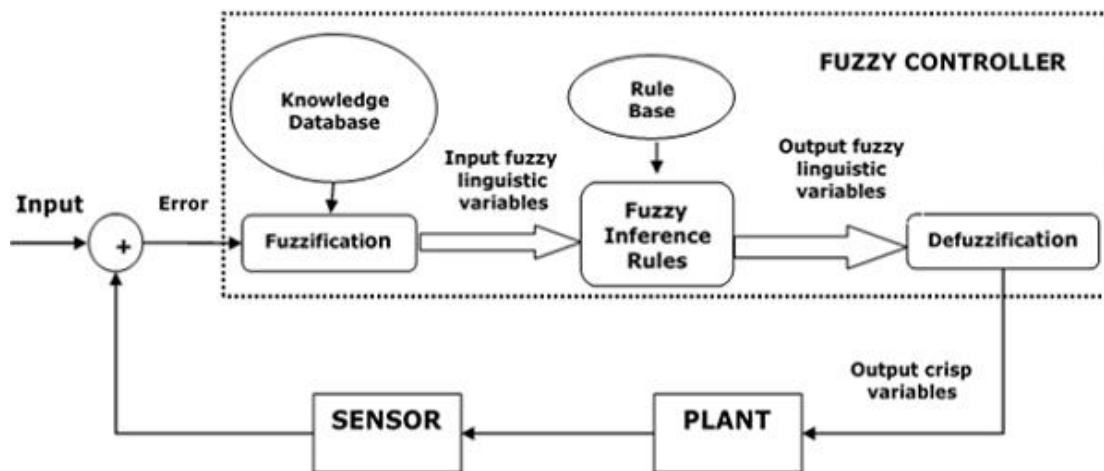
3.4. Παραδοχές στη σχεδίαση Ελεγκτή Ασαφούς Λογικής (FLC)

Κατά το σχεδιασμό του συστήματος ασαφούς ελέγχου, πρέπει να γίνουν οι ακόλουθες έξι βασικές παραδοχές:

- Η εγκατάσταση είναι παρατηρήσιμη και ελεγχόμενη - Πρέπει να υποτεθεί ότι οι μεταβλητές εισόδου, εξόδου καθώς και κατάστασης είναι διαθέσιμες για σκοπούς παρατήρησης και ελέγχου.
- Ύπαρξη ενός σώματος γνώσης - Πρέπει να υποτεθεί ότι υπάρχει ένας οργανισμός γνώσης που έχει γλωσσικούς κανόνες και ένα σύνολο συνόλων δεδομένων εισόδου-εξόδου από το οποίο μπορούν να εξαχθούν κανόνες.
- Ύπαρξη λύσης - Πρέπει να υποτεθεί ότι υπάρχει λύση.
- Η «αρκετά καλή» λύση είναι αρκετή - Η τεχνική ελέγχου πρέπει να αναζητήσει λύση «αρκετά καλή» και όχι βέλτιστη.
- Εύρος ακρίβειας - Ο ελεγκτής ασαφούς λογικής πρέπει να έχει σχεδιαστεί εντός αποδεκτού εύρους ακρίβειας.
- Ζητήματα σχετικά με τη σταθερότητα και τη βελτιστοποίηση - Τα θέματα σταθερότητας και βελτιστοποίησης πρέπει να είναι ανοιχτά στο σχεδιασμό του ελεγκτή ασαφούς λογικής αντί να αντιμετωπίζονται ρητά.

3.5. Αρχιτεκτονική ελεγκτή ασαφούς λογικής

Το παρακάτω διάγραμμα δείχνει την αρχιτεκτονική του Ελεγκτή Ασαφούς Λογικής (FLC).



Σχήμα 6. Αρχιτεκτονική ελεγκτή ασαφούς λογικής

3.6. Κύρια συστατικά του ελεγκτή ασαφούς λογικής

Τα ακόλουθα είναι τα κύρια συστατικά του FLC όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα:

- Fuzzifier - Ο ρόλος του fuzzifier είναι να μετατρέψει τις ευκρινείς τιμές εισόδου σε ασαφείς τιμές.
- Ασαφής Γνωσιακή Βάση - Αποθηκεύει τις γνώσεις για όλες τις ασαφείς σχέσεις εισόδου-εξόδου. Έχει επίσης τη συνάρτηση ιδιότητας μέλους που καθορίζει τις μεταβλητές εισόδου στη βάση ασαφών κανόνων και τις μεταβλητές εξόδου στην εγκατάσταση υπό έλεγχο.
- Βάση ασαφούς κανόνα - Αποθηκεύει τις γνώσεις σχετικά με τη λειτουργία της διαδικασίας του τομέα.
- Επαγωγική μηχανή - Λειτουργεί ως πυρήνας οποιουδήποτε FLC. Βασικά προσομοιώνει τις ανθρώπινες αποφάσεις εκτελώντας κατά προσέγγιση συλλογισμό.
- Defuzzifier - Ο ρόλος του defuzzifier είναι να μετατρέψει τις ασαφείς τιμές σε ευκρινείς τιμές που λαμβάνονται από τη μηχανή ασαφών συμπερασμάτων.

3.7. Βήματα στο σχεδιασμό ελεγκτή ασαφούς λογικής

Ακολουθούν τα βήματα που σχετίζονται με το σχεδιασμό του ελεγκτή ασαφούς λογικής:

- Προσδιορισμός μεταβλητών - Εδώ, οι μεταβλητές εισόδου, εξόδου και κατάστασης πρέπει να προσδιοριστούν από την εγκατάσταση που εξετάζεται.
- Διαμόρφωση ασαφούς υποσυνόλου - Το σύμπαν των πληροφοριών χωρίζεται σε αριθμό ασαφών υποομάδων και σε κάθε υποσύνολο εκχωρείται γλωσσική ετικέτα. Πάντα σιγουρευτείτε ότι αυτά τα ασαφή υποσύνολα περιλαμβάνουν όλα τα στοιχεία του σύμπαντος.
- Λήψη συνδρομής - Αποκτήστε τώρα τη συνδρομή συνδρομής για κάθε ασαφές υποσύνολο που έχουμε στο παραπάνω βήμα.
- Διαμόρφωση ασαφούς βάσης κανόνα - Τώρα διατυπώστε τη βάση ασαφών κανόνων, εκχωρώντας σχέση μεταξύ ασαφούς εισόδου και εξόδου.
- Fuzzification - Η διαδικασία fuzzification ξεκινά σε αυτό το βήμα.
- Συνδυασμός ασαφών εξόδων - Εφαρμόζοντας ασαφή προσέγγιση κατά προσέγγιση, εντοπίζουμε την ασαφή έξοδο και την συγχωνεύουμε.
- Defuzzification - Τέλος, ξεκινούμε τη διαδικασία defuzzification για να δημιουργήσουμε μια ευκρινή απόδοση.

3.8. Πλεονεκτήματα του ελεγκτή ασαφούς λογικής

Ας συζητήσουμε τώρα τα πλεονεκτήματα του ελεγκτή ασαφούς λογικής:

- Φθηνότερος - Η ανάπτυξη ενός FLC είναι συγκριτικά φθηνότερη από την ανάπτυξη μοντέλου ή άλλου ελεγκτή από την άποψη της απόδοσης.
- Ανθεκτικός - Οι FLC είναι πιο ανθεκτικοί από τους ελεγκτές PID λόγω της ικανότητάς τους να καλύπτουν ένα τεράστιο εύρος συνθηκών λειτουργίας.
- Προσαρμόσιμος – Οι FLC είναι προσαρμόσιμοι.
- Εξομοίωση της ανθρώπινης αφαιρετικής σκέψης - Βασικά ο FLC έχει σχεδιαστεί για να μιμείται την ανθρώπινη αφαιρετική σκέψη, τη διαδικασία που χρησιμοποιούν οι άνθρωποι για να συμπεράνουν από ό, τι γνωρίζουν.
- Αξιοπιστία - Ο FLC είναι πιο αξιόπιστος από το συμβατικό σύστημα ελέγχου.
- Απόδοση - Η ασαφής λογική παρέχει περισσότερη αποδοτικότητα όταν εφαρμόζεται στο σύστημα ελέγχου.

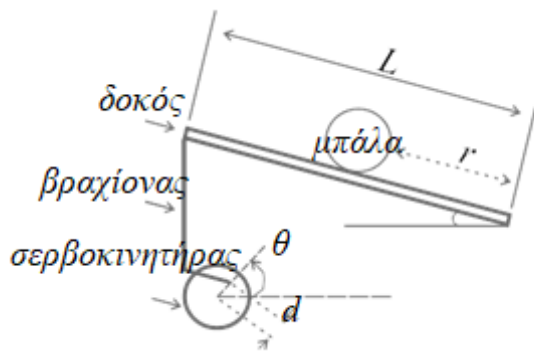
3.9. Μειονεκτήματα του ελεγκτή ασαφούς λογικής

Θα συζητήσουμε τώρα ποια είναι τα μειονεκτήματα του ελεγκτή ασαφούς λογικής:

- Απαιτεί πολλά δεδομένα - Ο FLC χρειάζεται πολλά δεδομένα για να εφαρμοστούν.
- Χρήσιμος σε περίπτωση μέτριων ιστορικών δεδομένων - Ο FLC δεν είναι χρήσιμο για προγράμματα πολύ μικρότερα ή μεγαλύτερα από τα ιστορικά δεδομένα.
- Χρειάζεται υψηλή ανθρώπινη εμπειρία - Αυτό είναι ένα μειονέκτημα, καθώς η ακρίβεια του συστήματος εξαρτάται από τη γνώση και την εμπειρία των ανθρώπων.
- Χρειάζεται τακτική ενημέρωση των κανόνων - Οι κανόνες πρέπει να ενημερώνονται με την πάροδο του χρόνου.

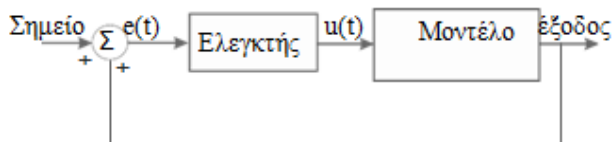
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 – ΠΑΡΟΥΣΙΑΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Το σύστημα που αναλύεται στην παρούσα εργασία αποτελείται από μπάλα, δοκό, βάση, βραχίονα μοχλού και μηχανοκίνητο γρανάζι. Ένα διάγραμμα αυτού του συστήματος, δίνεται στο παρακάτω σχήμα όπου είναι σταθερό το ένα άκρο της δοκού.



Σχήμα 7. Σχηματική απεικόνιση συστήματος

Στο σχήμα 12, το L είναι το μήκος της δοκού, r είναι η θέση της μπάλας, d είναι η απόσταση μεταξύ του κέντρου του γρاناζιού και του συνδέσμου μεταξύ των βραχιόνων, α είναι η γωνία της δοκού και θ είναι η γωνία περιστροφής του γρاناζιού. Μια μπάλα τοποθετείται σε μια δοκό, όπου επιτρέπεται να κυλήσει κατά μήκος της δοκού. Ο αισθητήρας υπερήχων είναι υπεύθυνος για την ανάγνωση της πραγματικής θέσης της μπάλας στη δοκό. Αυτή η θέση τροφοδοτείται σε μορφή feedback στο σύστημα ελέγχου για τη διαμόρφωση ενός ελέγχου κλειστού βρόχου, όπως φαίνεται στο σχήμα 13.



Σχήμα 8. Έλεγχος κλειστού βρόχου

Το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος μπάλας και δοκού που χρησιμοποιείται, βασίζεται στην απλοποιημένη εξίσωση Lagrange για την κίνηση της μπάλας και περιγράφεται παρακάτω:

$$\left(m + \frac{J_b}{R^2}\right)\ddot{r} + \frac{J_b}{R\alpha} \quad mr\dot{\alpha}^2 + mgsin\alpha = 0 \quad (1)$$

Εάν γραμμικοποιήσουμε την εξίσωση (1) σχετικά με τη γωνία της δοκού, $sin\alpha = \alpha$, έχουμε την ακόλουθη γραμμική προσέγγιση:

$$\left(m + \frac{J_b}{R^2}\right)\ddot{r} = mg\alpha \quad (2)$$

Τώρα, αν προσθέσουμε στην εξίσωση την απόσταση του τόξου, η εξίσωση που συνδέει τη γωνία της δοκού με τη γωνία του γραναζιού μπορεί να προσεγγιστεί ως γραμμική όπως παρακάτω:

$$\alpha = \frac{d}{L}\theta \quad (3)$$

Αντικαθιστώντας την (3) στην (2) έχουμε:

$$\left(m + \frac{J_h}{R^2}\right)\ddot{r} = mg\frac{d}{L}\theta \quad (4)$$

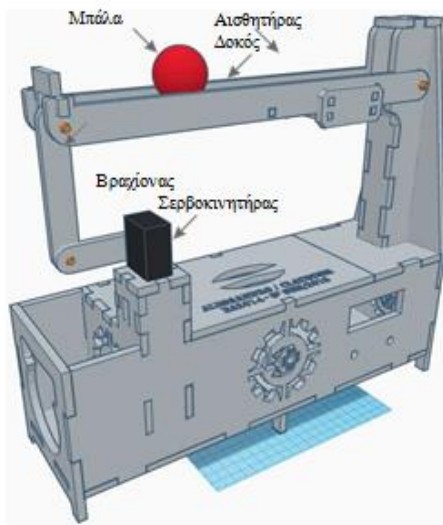
Παίρνοντας τον μετασχηματισμό Laplace της (4), η εξίσωση όσον αφορά την είσοδο και την έξοδο φαίνεται παρακάτω:

$$\left(m + \frac{J_h}{R^2}\right)s^2r(s) = mg\frac{d}{L}\theta \quad (5)$$

Κατά την αναδιάταξη, η συνάρτηση μεταφοράς της θέσης μπάλας ($r(s)$) στη γωνία γραναζιού ($\theta(s)$) αντιπροσωπεύεται ως εξής:

$$\frac{r(s)}{\theta(s)} = \frac{mgd}{L\left(m + \frac{J_h}{R^2}\right)s^2} \quad (6)$$

Το σύστημα της μπάλας και δοκού που χρησιμοποιείται στην παρούσα εργασία και που θα αποτελέσει αντικείμενο μελέτης, φαίνεται σχήμα 14. Οι τιμές των σταθερών που χρησιμοποιούνται παρουσιάζονται στον Πίνακα 2. Ο στόχος του ελεγκτή είναι να ρυθμίσει τη θέση της μπάλας αλλάζοντας τη γωνία της δοκού. Η γωνία της δοκού ελέγχει την επιτάχυνση της μπάλας και όχι τη θέση. Επομένως, ελέγχοντας την επιτάχυνση της μπάλας, η θέση της μπορεί να είναι και έλεγχος.



Σχήμα 9. Σχηματική απεικόνιση του συστήματος Μπάλας - Δοκού

Πίνακας 2. Τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιούνται.

Παράμετροι	Τυπικές τιμές
Μήκος δοκού (L)	30 cm
Μάζα της μπάλας (m)	142 g
Βαρυτική επιτάχυνση (g)	9.8 m/s ²
Στιγμή αδράνειας της μπάλας (J _b)	2mR ² /5Kgm ²
Μετατόπιση μοχλοβραχίονα (d)	0.04 m
Ακτίνα μπάλας (R)	26.2 mm

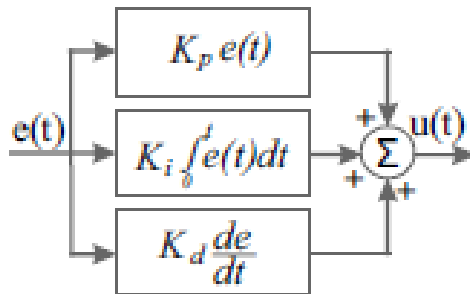
Η δομή ελέγχου PID που αντιπροσωπεύει τη μαθηματική σχέση μεταξύ του σήματος ελέγχου και του σφάλματος δίνεται παρακάτω:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (7)$$

όπου $u(t)$ είναι ο έλεγχος σήματος και $e(t)$ είναι το σήμα σφάλματος μεταξύ της επιθυμητής τιμής και του σημείου ρύθμισης, το K_p είναι το αναλογικό κέρδος, το T_i είναι το ολοκλήρωμα χρόνου, το T_d είναι το παράγωγο χρόνου. Ο άλλος τρόπος για να δείξουμε τον αλγόριθμο PID είναι ο ακόλουθος:

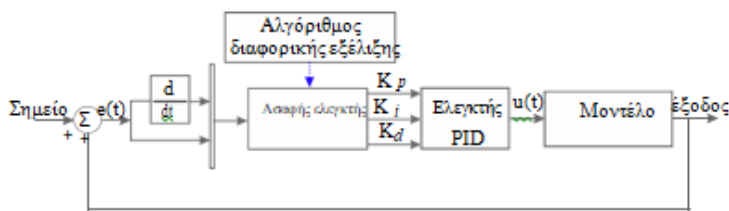
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (8)$$

όπου K_i είναι το ακέραιο κέρδος και K_d είναι το παράγωγο κέρδος. Ο ελεγκτής PID μπορεί επίσης να παρουσιαστεί και με ένα διάγραμμα μπλοκ, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 10. Ελεγκτής PID.

Ο ασαφής ελεγκτής PID που χρησιμοποιείται σε αυτό το έγγραφο χρησιμοποιεί ασαφείς κανόνες για τον προσδιορισμό, σε πραγματικό χρόνο, του συνόλου των παραμέτρων PID. Η δομή αυτού του ελεγκτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



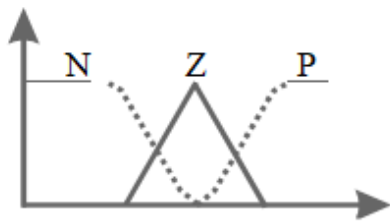
Σχήμα 11. Ασαφής ελεγκτής PID

Οι είσοδοι αυτού του συστήματος είναι το σφάλμα και το παράγωγο του σφάλματος. Οι έξοδοι του συστήματος είναι τα κέρδη PID. Η κύρια ιδέα αυτού του ελεγκτή είναι να προσαρμόσει τα κέρδη PID με συντελεστές στάθμισης που υπολογίζονται μέσω ενός ασαφούς συστήματος. Αυτός ο ελεγκτής, εκμεταλλεύεται τη γρήγορη-δυναμική απόκριση του ασαφούς ελέγχου και την απόδοση σταθερής κατάστασης του ελέγχου PID για να πραγματοποιήσει τη γρήγορη παρακολούθηση και τον σταθερό έλεγχο του συστήματος.

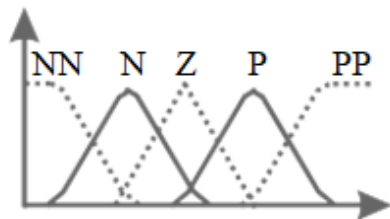
Πριν εφαρμόσουμε το ασαφές σύστημα, χρησιμοποιούμε τον αλγόριθμο διαφορικής εξέλιξης για να βρούμε τις παραμέτρους του ελεγκτή PID. Για αυτόν τον ελεγκτή, χρησιμοποιήθηκαν οι ακόλουθες παράμετροι: μέγεθος πληθυσμού = 50, ποσοστό διέλευσης = 0,7, ελάχιστο ποσοστό μετάλλαξης = 0,2, μέγιστο ποσοστό μετάλλαξης = 0,8, μέγιστος αριθμός επαναλήψεων = 500, κριτήριο διακοπής = MSE μικρότερο από 0,001, αριθμός εκτιμώμενων μεταβλητών = 3. Οι τιμές των παραμέτρων ελεγκτή PID που βρέθηκαν από τον αλγόριθμο

διαφορικής εξέλιξης είναι: $K_p = 2.5$, $K_i = 0,1$ και $K_d = 0,7$. Μέσω αυτών των τιμών, μπορούμε να καθορίσουμε τις παραμέτρους του ασαφούς συστήματος.

Ο ασαφής ελεγκτής PID που προτείνεται στην παρούσα εργασία χρησιμοποιεί τρεις συναρτήσεις συμμετοχής για τις εισόδους και πέντε συναρτήσεις συμμετοχής για τις εξόδους. Οι συναρτήσεις συμμετοχής των εισόδων φαίνονται στο σχήμα 17. Αυτές οι συμμετοχές ορίζονται με γλωσσικές μεταβλητές N (αρνητικό), Z (μηδέν) και P (θετικό). Οι συναρτήσεις συμμετοχής των εξόδων φαίνονται στο σχήμα 18. Αυτές οι συμμετοχές ορίζονται με γλωσσικές μεταβλητές N (αρνητικό), NN (αρνητικό αρνητικό) Z (μηδέν), P (θετικό) και PP (θετικό θετικό).



Σχήμα 12. Συναρτήσεις συμμετοχής των μεταβλητών εισόδου



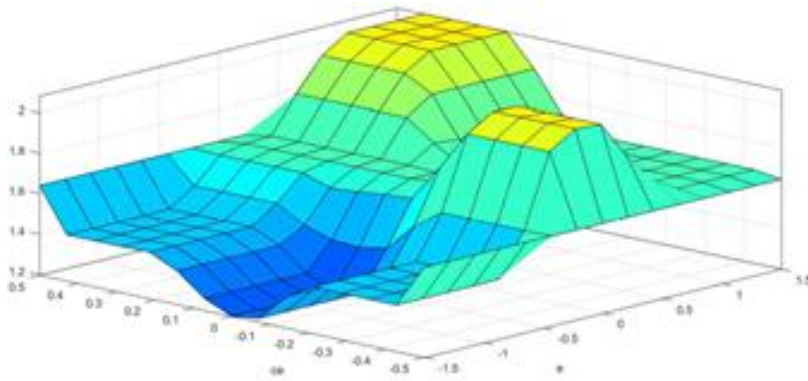
Σχήμα 13. Συναρτήσεις συμμετοχής των μεταβλητών εξόδου

Οι εισοδοί $e(t)$ και $\Delta e(t)$ κανονικοποιούνται εντός του εύρους $[-1,5, 1,5]$ και $[-0,5, 0,5]$, αντίστοιχα. Οι έξοδοι K_p , K_i και K_d των ασαφών ελεγκτών ομαλοποιούνται εντός του εύρους $[0, 3]$, $[0, 1]$, $[0, 1]$, αντίστοιχα. Η βάση κανόνα που χρησιμοποιείται για τις εξόδους K_p , K_i και K_d φαίνεται στον Πίνακα 3.

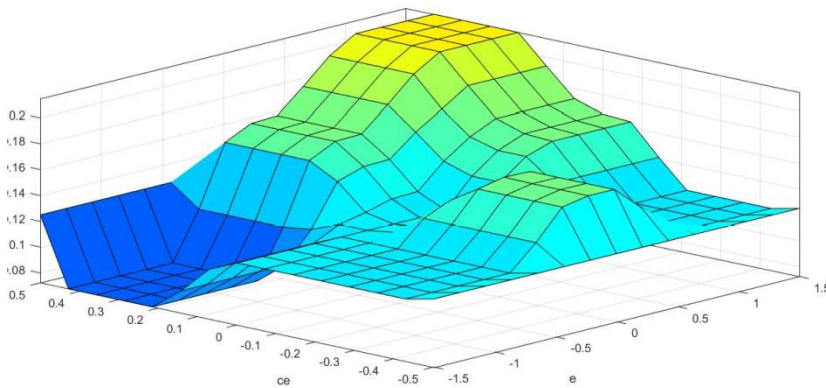
Πίνακας 3. Κανόνες εξαγωγής

e(t)	$\Delta e(t)$	K_p	K_i	K_d
N	N	N	Z	N
N	Z	NN	Z	Z
N	P	N	N	P
Z	N	PP	P	NN
Z	Z	Z	Z	P
Z	P	Z	P	PP
P	N	Z	Z	PP
P	Z	Z	P	N
P	P	PP	PP	P

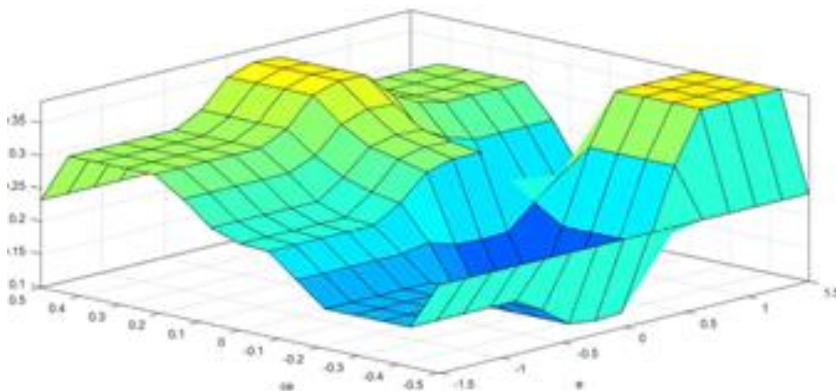
Από τους κανόνες, δημιουργήθηκαν τρισδιάστατες επιφάνειες που επιτρέπουν την οπτικοποίηση των αποτελεσμάτων του ίδιου στις εισόδους και την έξοδο του συστήματος. Τα παρακάτω σχήματα δείχνουν ότι αυτές οι επιφάνειες απεικονίζουν πόσο κανονικά βασίστηκε σε κανόνες που αναπτύχθηκαν. Εάν η βάση κανόνων δεν είναι απολύτως συνεπής, παρατηρούνται σοβαρές δυσανάλογες και ανωμαλίες στην παραγόμενη επιφάνεια.



Σχήμα 14. Επιφάνεια K_p



Σχήμα 15. Επιφάνεια K_i

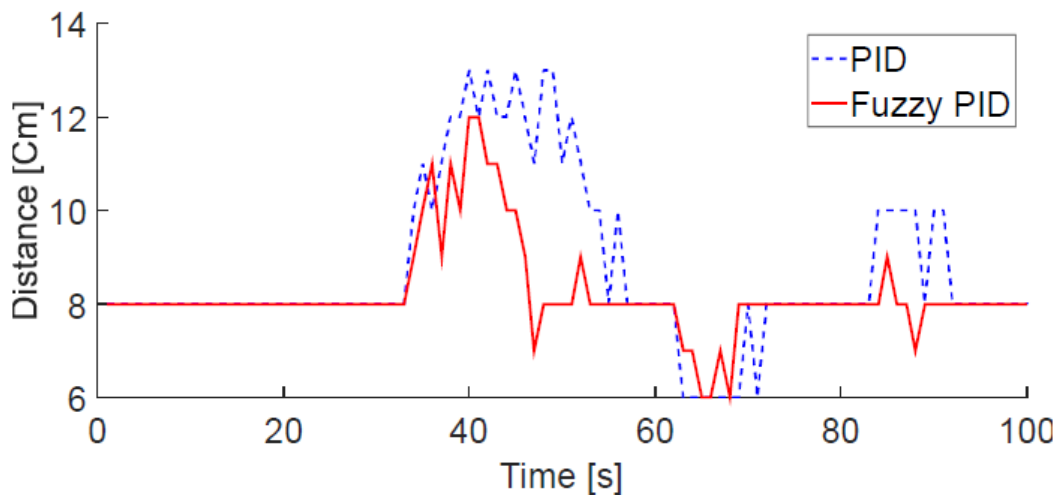


Σχήμα 16. Επιφάνεια K_a

Ο ελεγκτής που χρησιμοποιείται σε σύγκριση είναι ο ελεγκτής PID συντονισμένος από τον Αλγόριθμο Διαφορικής Εξέλιξης. Για αυτόν τον ελεγκτή, χρησιμοποιήθηκαν οι ακόλουθες

παράμετροι: μέγεθος πληθυσμού = 50, ποσοστό διέλευσης = 0,7, ελάχιστο ποσοστό μετάλλαξης = 0,2, μέγιστο ποσοστό μετάλλαξης = 0,8, μέγιστος αριθμός επαναλήψεων = 500, κριτήριο διακοπής = MSE μικρότερο από 0,001, αριθμός εκτιμώμενων μεταβλητών = 3. Οι τιμές των παραμέτρων ελεγκτή PID που βρέθηκαν από τον αλγόριθμο Διαφορικής εξέλιξης είναι: $K_p = 2.5$; $K = 0,1$; $K_d = 0,7$. Η πλατφόρμα που χρησιμοποιείται στις δοκιμές αποτελείται από τον μικροϋπολογιστή, τον μικροελεγκτή, το μηχανοκίνητο γρανάζι και τον αισθητήρα υπερήχων.

Σε όλες τις περιπτώσεις, η σφαίρα διατηρήθηκε σε θέση ισορροπίας, δηλαδή το σημείο ρύθμισής της ήταν 8 cm. Η πρώτη διαταραχή που εφαρμόζεται στο σύστημα φαίνεται στο σχήμα 22.



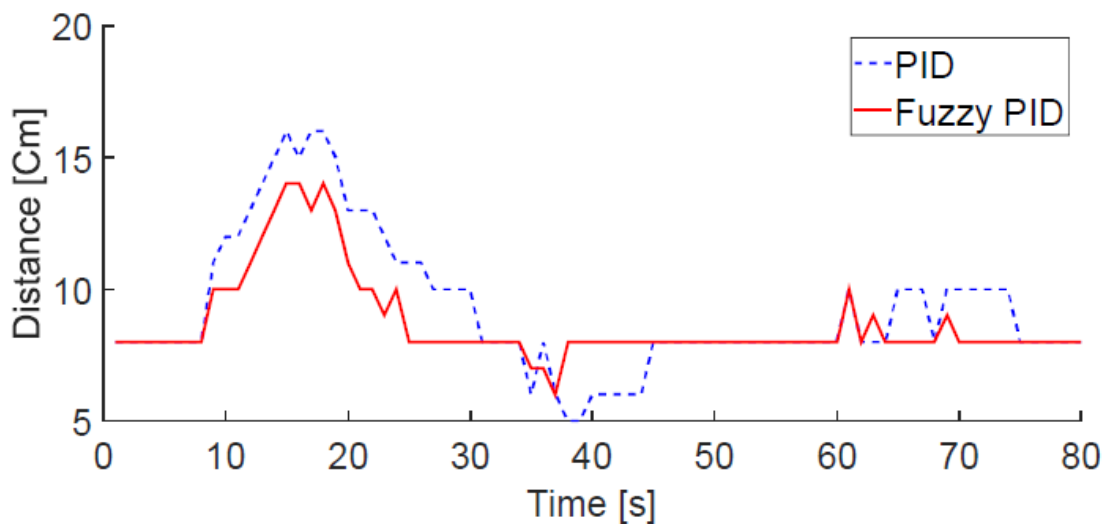
Σχήμα 17. Απόκριση θέσης μπάλας με ελεγκτές PID και ασαφή PID να εφαρμόζονται σε πραγματικό χρόνο εγκατάστασης για μια μικρή διαταραχή.

Από το παραπάνω σχήμα, μπορεί να φανεί ότι ο ασαφής ελεγκτής PID οδηγεί στην τιμή αναφοράς θέσης σε μικρότερο χρόνο από τον ελεγκτή PID. Η απόδοση και των δύο ελεγκτών μπορεί να αποδειχθεί καλύτερα από τον Πίνακα 4.

Πίνακας 4. Απόδοση σήματος για μικρή διαταραχή

Ελεγκτής	Υπέρβαση	Χρόνος σταθεροποίησης
PID	13 cm	94 s
Ασαφής PID	12 cm	90 s

Από το σχήμα 22 και τον πίνακα 4, μπορεί να συναχθεί το συμπέρασμα ότι ο ασαφής ελεγκτής PID έχει καλύτερη απόδοση από τον ελεγκτή PID, δεδομένου ότι παρουσίασε μικρότερη υπέρβαση και μικρότερο χρόνο σταθεροποίησης. Η δεύτερη διαταραχή που εφαρμόζεται στο σύστημα φαίνεται στο σχήμα 23.



Σχήμα 18. Απόκριση θέσης μπάλας με τον ελεγκτή PID και τον ασαφή ελεγκτή PID να εφαρμόζονται σε πραγματικό χρόνο εγκατάστασης για μέτρια διαταραχή.

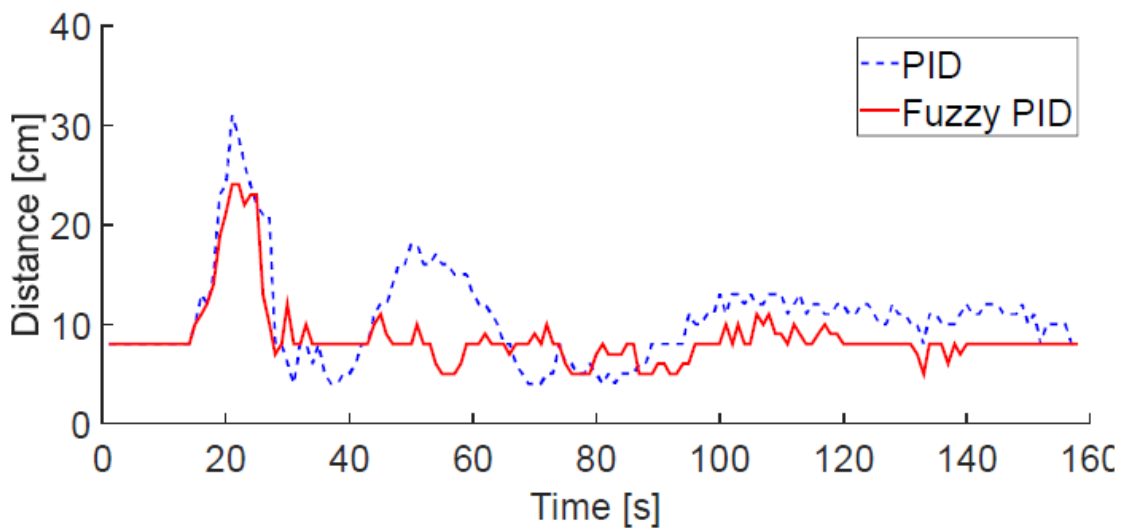
Η απόδοση και των δύο ελεγκτών μπορεί να αποδειχθεί καλύτερα από τον Πίνακα 5.

Πίνακας 5. Απόδοση σήματος για μέτρια διαταραχή

Ελεγκτής	Υπέρβαση	Χρόνος σταθεροποίησης
PID	17 cm	75 s
Ασαφής PID	14 cm	70 s

Μέσω του σχήματος 23 και του πίνακα 5, μπορεί να συναχθεί το συμπέρασμα ότι ο ασαφής ελεγκτής PID έχει καλύτερη απόδοση από τον ελεγκτή PID, καθώς παρουσίασε μικρότερη υπέρβαση και μικρότερο χρόνο σταθεροποίησης.

Η τρίτη διαταραχή που εφαρμόζεται στο σύστημα φαίνεται στο σχήμα 24.



Σχήμα 19. Απόκριση θέσης μπάλας με τον ελεγκτή PID και τον ασαφή ελεγκτή PID να εφαρμόζονται σε πραγματικό χρόνο εγκατάστασης για μεγάλη διαταραχή.

Η απόδοση και των δύο ελεγκτών μπορεί να αποδειχθεί καλύτερα από τον Πίνακα 6.

Πίνακας 6. Απόδοση σήματος για μεγάλη διαταραχή

Ελεγκτής	Υπέρβαση	Χρόνος σταθεροποίησης
PID	17 cm	75 s
Ασαφής PID	14 cm	70 s

Μέσω του σχήματος 24 και του πίνακα 6, μπορεί να συναχθεί το συμπέρασμα ότι ο ασαφής ελεγκτής PID έχει καλύτερη απόδοση από τον ελεγκτή PID, καθώς παρουσίασε μικρότερη υπέρβαση και μικρότερο χρόνο σταθεροποίησης.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η σταθερότητα ενός συστήματος ελέγχου καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από την απόκρισή του σε ένα ξαφνικά εφαρμοζόμενο σήμα, ή παροδικό. Εάν ένα τέτοιο σήμα προκαλεί την υπερβολική διόρθωση του συστήματος, μπορεί να προκύψει ένα φαινόμενο που ονομάζεται κυνήγι στο οποίο το σύστημα πρώτα διορθώνεται σε μία κατεύθυνση και στη συνέχεια υπερεκκρίνεται στην αντίθετη κατεύθυνση. Επειδή το κυνήγι είναι ανεπιθύμητο, λαμβάνονται συνήθως μέτρα για τη διόρθωσή του. Το πιο συνηθισμένο διορθωτικό μέτρο είναι η προσθήκη απόσβεσης κάπου στο σύστημα. Η απόσβεση επιβραδύνει την απόκριση του συστήματος και αποφεύγει την υπερβολική υπέρβαση ή την υπερβολική διόρθωση. Η απόσβεση μπορεί να έχει τη μορφή ηλεκτρικής αντίστασης σε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα, την εφαρμογή ενός φρένου σε ένα μηχανικό κύκλωμα, ή την πίεση του λαδιού μέσω ενός μικρού στομίου όπως στην απόσβεση του αμορτισέρ.

Σε αυτό το έγγραφο, χρησιμοποιήθηκε ένας ασαφής ελεγκτής PID για τον έλεγχο ενός συστήματος μπάλας και δοκού. Για τις δοκιμές του προτεινόμενου ελεγκτή, εφαρμόστηκαν τρεις διαταραχές στο σύστημα. Ο ασαφής ελεγκτής PID συγκρίθηκε στη συνέχεια με έναν συμβατικό ελεγκτή PID συντονισμένο από έναν αλγόριθμο διαφορικής εξέλιξης. Οι δύο ελεγκτές αναπτύχθηκαν σε περιβάλλον MATLAB και Simulink. Ο ασαφής ελεγκτής PID έδειξε ανώτερη απόδοση σε σχέση με τον συμβατικό ελεγκτή PID σε όλες τις περιπτώσεις. Οι αποκρίσεις του ασαφούς PID ελεγκτή ήταν ομαλότερες, παρουσίαζαν λιγότερες ταλαντώσεις, χαμηλότερη υπέρβαση και μικρότερο χρόνο σταθεροποίησης.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Bhogle, P. P., Patre, B. M., Waghmare, L. M., & Panchade, V. M. (2007). Νευρο ασαφή temperature controller. In *2007 International Conference on Mechatronics and Automation* (pp. 3344-3348). IEEE.

Chaoui, H., & Sicard, P. (2011). Adaptive fuzzy logic control of permanent magnet synchronous machines with nonlinear friction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2), 1123-1133.

Druitt, C. M., & Alici, G. (2013). Intelligent control of electroactive polymer actuators based on fuzzy and neurofuzzy methodologies. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 19(6), 1951-1962.

Hampel, R., Wagenknecht, M., & Chaker, N. (Eds.). (2013). *Fuzzy control: Theory and practice* (Vol. 6). Springer Science & Business Media.

Jawhar, S. J., Marimuthu, N. S., & Singh, N. A. (2006). An neuro-fuzzy controller for a non linear power electronic boost converter. In *2006 International Conference on Information and Automation* (pp. 394-397). IEEE.

Karakuzu, C. (2000). An experimental comparison of fuzzy, neuro and classical control techniques. In *21st IEEE Convention of the Electrical and Electronic Engineers in Israel. Proceedings (Cat. No. 00EX377)* (pp. 160-166). IEEE.

Kmet'ová, J., Vasičkaninová, A., & Dvoran, J. (2013, June). Neuro-fuzzy control of exothermic chemical reactor. In *2013 International Conference on Process Control (PC)* (pp. 168-172). IEEE.

Kumar, V., Nakra, B. C., & Mittal, A. P. (2011). A review on classical and fuzzy PID controllers. *International Journal of Intelligent Control and Systems*, 16(3), 170-181.

Lewis, F. L., Campos, J., & Selmic, R. (2002). *Neuro-fuzzy control of industrial systems with actuator nonlinearities* (Vol. 24). Siam.

Miloudi, A., Radadi, E. A. A., Draou, A., & Miloud, Y. (2004). Simulation and modelling of a variable gain PI controller for speed control of a direct torque $\nu\epsilon\rho\sigma$ ασαφή controlled induction machine drive. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)* (Vol. 5, pp. 3493-3498). IEEE.

Miloudi, A., Al-Radadi, E. A., & Draou, A. (2007). A variable gain PI controller used for speed control of a direct torque $\nu\epsilon\rho\sigma$ ασαφή controlled induction machine drive. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 15(1), 37-49.

Orlowska-Kowalska, T., Dybkowski, M., & Szabat, K. (2009). Adaptive sliding-mode neuro-fuzzy control of the two-mass induction motor drive without mechanical sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(2), 553-564.

Pei, Z., Qin, K., & Xu, Y. (2003). Dynamic adaptive fuzzy neural-network identification and its application. In *SMC'03 Conference Proceedings. 2003 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics. Conference Theme-System Security and Assurance (Cat. No. 03CH37483)* (Vol. 5, pp. 4974-4979). IEEE.

Piltan, F., Haghghi, S. T., Sulaiman, N., Nazari, I., & Siamak, S. (2011). Artificial control of PUMA robot manipulator: A-review of fuzzy inference engine and application to classical controller. *International Journal of Robotics and Automation*, 2(5), 401-425.

Precup, R. E., & Hellendoorn, H. (2011). A survey on industrial applications of fuzzy control. *Computers in industry*, 62(3), 213-226.

Riad, T., Hocine, B., & Salima, M. (2010). New direct torque neuro-fuzzy control based SVM-three level inverter-fed induction motor. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 8(2), 425-432.

Rutkowski, L., & Cpałka, K. (2002). A neuro-fuzzy controller with a compromise fuzzy reasoning. *Control and Cybernetics*, 31(2), 297-308.

Sandhu, G. S., & Rattan, K. S. (1997). Design of a neuro-fuzzy controller. In *1997 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics. Computational Cybernetics and Simulation* (Vol. 4, pp. 3170-3175). IEEE.