

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ  
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
Τμήμα Ηλεκτρολόγων & Ηλεκτρονικών Μηχανικών  
[www.eee.uniwa.gr](http://www.eee.uniwa.gr)

Θηβών 250, Αθήνα-Αιγάλεω 12244  
Τηλ. +30 210 538-1225, Fax. +30 210 538-1226



UNIVERSITY of WEST ATTICA  
SCHOOL OF ENGINEERING  
Department of Electrical & Electronics Engineering  
[www.eee.uniwa.gr](http://www.eee.uniwa.gr)

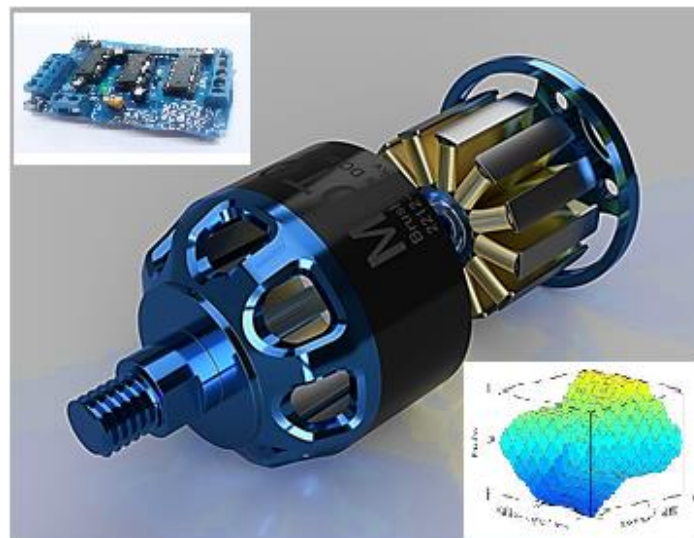
250, Thivon Str., Athens, GR-12244, Greece  
Tel:+30 210 538-1225, Fax:+30 210 538-1226

Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών  
*Ηλεκτρικές & Ηλεκτρονικές Επιστήμες μέσω Έρευνας*

Master of Science By Research in  
*Electrical & Electronics Engineering*

## ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

*Ευφυής Έλεγχος Συστημάτων Οδήγησης DC Κινητήρων με Χρήση Ασαφών  
Ελεγκτών*



Μεταπτυχιακός Φοιτητής: Σπυρίδων Πετράτος, Α.Μ.: 0011

Επιβλέπων: Γεώργιος Ιωαννίδης, Καθηγητής

Αιγάλεω, 5/06/2020

---

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ  
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
Τμήμα Ηλεκτρολόγων & Ηλεκτρονικών Μηχανικών  
[www.eee.uniwa.gr](http://www.eee.uniwa.gr)

Θηβών 250, Αθήνα-Αιγάλεω 12244  
Τηλ. +30 210 538-1225, Fax. +30 210 538-1226



UNIVERSITY of WEST ATTICA  
SCHOOL OF ENGINEERING  
Department of Electrical & Electronics Engineering  
[www.eee.uniwa.gr](http://www.eee.uniwa.gr)

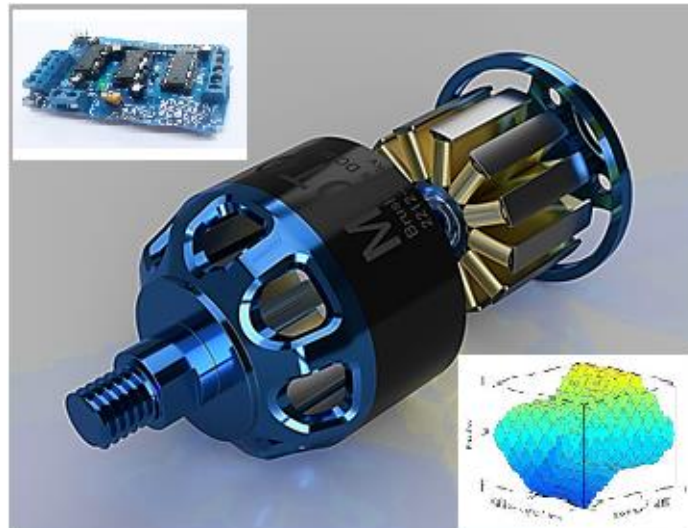
250, Thivon Str., Athens, GR-12244, Greece  
Tel: +30 210 538-1225, Fax: +30 210 538-1226

Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών  
*Ηλεκτρικές & Ηλεκτρονικές Επιστήμες μέσω Έρευνας*

Master of Science By Research in  
*Electrical & Electronics Engineering*

## MSc Thesis

### *Intelligent Control of DC Motor Drive Systems using Fuzzy Logic Controllers*



Student: Petratos Spyridon, Registration Number 0011

MSc Thesis Supervisor: Ioannidis Georgios, Professor

ATHENS-EGALEO, 5/06/2020

---

Η Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή, εξετάστηκε και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή εξεταστική επιτροπή:

Επιβλέπων	Μέλος	Μέλος
Ιωαννίδης Γεώργιος	Κανδής Ξενοφών-Διονύσιος	Καραϊσάς Πέτρος
Καθηγητής	Αναπληρωτής Καθηγητής	Επίκουρος Καθηγητής

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής.

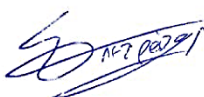
## **ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗΣ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ**

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Πετράτος Σπυρίδων του Αγγέλου, με αριθμό μητρώου 11 φοιτητής του Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών Ηλεκτρικές και Ηλεκτρονικές Επιστήμες μέσω Έρευνας του Τμήματος Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών της Σχολής Μηχανικών του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής, δηλώνω ότι:

«Είμαι ο συγγραφέας αυτής της μεταπτυχιακής διπλωματικής εργασίας και κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της, είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του τίτλου μου».

Ο Δηλών



Μεταπτυχιακός Φοιτητής

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα μεταπτυχιακή εργασία μελετώνται και προσομοιώνονται συστήματα αυτομάτου ελέγχου ταχύτητας Κινητήρων Συνεχούς Ρεύματος Ξένης Διέγερσης, στο περιβάλλον Matlab/Simulink, με τη χρήση τεχνικών Τεχνητής Νοημοσύνης όπως η Ασαφής Λογική (Fuzzy Logic). Γίνεται σύγκριση ως προς τα χαρακτηριστικά της απόκρισης του κινητήρα, όταν για την οδήγηση του χρησιμοποιούνται κλασικοί PI Ελεγκτές, PI Ελεγκτές Διπλού Βρόχου καθώς και Ελεγκτές που χρησιμοποιούν διατάξεις Ασαφούς Λογικής (Fuzzy Logic Controllers ή FLC). Πραγματοποιείται ανάλυση των αποτελεσμάτων τόσο για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όσο και για τις διάφορες μεταβατικές καταστάσεις στις οποίες υποβάλουμε τον κινητήρα. Ακόμα, παρουσιάζεται ο τρόπος σχεδίασης των Ασαφών Ελεγκτών, όπως για παράδειγμα η λογική πίσω από την επιλογή των κανόνων και των ασαφών συνόλων.

**ΛΕΞΕΙΣ – ΚΛΕΙΔΙΑ:** Ασαφής Λογική, Αυτόματος έλεγχος, Δυναμική κατάσταση, Έλεγχος ταχύτητας, Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος Ξένης Διέγερσης., Τεχνητή Νοημοσύνη, Χαρακτηριστικά Απόκρισης

## ABSTRACT

*In this MSc thesis, Control Systems for DC Motor Speed Control are studied and simulated in the Matlab / Simulink environment, using Artificial Intelligence techniques like Fuzzy Logic. Comparison of the results about the response characteristics of the Motor's response is performed when the Motor is driven with classic PI Controllers, PI Double Loop Controllers and Controllers that use Fuzzy Logic configurations (Fuzzy Logic Controllers or FLC). The results are analyzed for both the steady state of operation of the Motor and also the various dynamic states in which the Motor is submitted to. The design method of the Fuzzy Logic Controller, such as the reasoning behind the selection of the rules and the fuzzy sets, is also presented.*

**KEYWORDS:** *Artificial Intelligence, Automatic Control, Dynamic State, Fuzzy Logic, Separately Excited DC Motor, Speed Control, Response Characteristics*

## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Θεό, την οικογένειά μου και τους φίλους μου για την αμέριστη στήριξη τους καθώς και τα μέλη Δ.Ε.Π. και το προσωπικό του Π.Μ.Σ. και ιδιαίτερα τον επιβλέποντα Καθηγητή μου, τον κ. Ιωαννίδη για την απλόχερη υποστήριξη του για την διεκπεραίωση της παρούσας εργασίας.

## ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ: Αντικείμενο και διάρθρωση της εργασίας.....	σελ.10
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1:Ανασκόπηση του πεδίου και μεθοδολογία της έρευνας.....	σελ.11
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Εισαγωγή στους Κινητήρες Σ.Ρ.....	σελ.12
Παράγραφος 2.1 Εισαγωγή.....	σελ.12
Παράγραφος 2.2 Εξισώσεις Δυναμικής Κατάστασης Κινητήρα Ξένης Διέγερσης.....	σελ.13
Παράγραφος 2.3 Μέθοδοι ελέγχου ταχύτητας Κινητήρων Συνεχούς Ρεύματος.....	σελ.15
Παράγραφος 2.4 Περιοχές λειτουργίας Κινητήρων Σ.Ρ.....	σελ.18
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Συστήματα Ασαφούς Λογικής.....	σελ.19
Παράγραφος 3.1 Εισαγωγή.....	σελ.19
Παράγραφος 3.2 Ασαφές σύνολο.....	σελ.19
Παράγραφος 3.3 Ασαφείς Κανόνες.....	σελ.20
Παράγραφος 3.4 Ασαφής συμπερασμός.....	σελ.21
Παράγραφος 3.5 Ασαφής συμπερασμός κατά Mamdani.....	σελ.22
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου-Ευστάθεια.....	σελ.25
Παράγραφος 4.1 Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου.....	σελ.25
Παράγραφος 4.2 Προδιαγραφές μεταβατικής απόκρισης.....	σελ.25
Παράγραφος 4.3 Είδη ελεγκτών.....	σελ.27
Παράγραφος 4.4 Ευστάθεια.....	σελ.28
Παράγραφος 4.5 Κριτήριο Routh.....	σελ.29
Παράγραφος 4.6 Κριτήριο Nyquist.....	σελ.29
Παράγραφος 4.7 Γεωμετρικός Τόπος Ριζών.....	σελ.31
Παράγραφος 4.8 Διαγράμματα Bode.....	σελ.31
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Σχεδίαση Συμβατικού και Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτή ενός Βρόχου για DC Κινητήρα.....	σελ.35
Παράγραφος 5.1 Εισαγωγή.....	σελ.35
Παράγραφος 5.2 Συμβατικός PI Ελεγκτής.....	σελ.35
Παράγραφος 5.3 Διαδικασία Ασαφούς Λογικής.....	σελ.36
Παράγραφος 5.4 Προτεινόμενος Ελεγκτής Ασαφούς Λογικής.....	σελ.37
Παράγραφος 5.5 Σύγκριση αποτελεσμάτων.....	σελ.44
Παράγραφος 5.6 Συμπεράσματα.....	σελ.46



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: Σχεδίαση Συμβατικού και Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτή δύο Βρόχων για DC Κινητήρα.....σελ.48	σελ.48
Παράγραφος 6.1 Εισαγωγή.....σελ.48	σελ.48
Παράγραφος 6.2 Συμβατικός PI Ελεγκτής.....σελ.48	σελ.48
Παράγραφος 6.3 PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου.....σελ.49	σελ.49
Παράγραφος 6.4 Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου .....σελ.50	σελ.50
Παράγραφος 6.4.1 Σχεδίαση Ελεγκτή Ασαφούς Λογικής .....σελ.51	σελ.51
Παράγραφος 6.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών .....σελ.58	σελ.58
Παράγραφος 6.6 Μελέτη της ευστάθειας των συστημάτων χρησιμοποιώντας τα Διαγράμματα Bode.....σελ.68	σελ.68
Παράγραφος 6.7 Συμπεράσματα.....σελ.71	σελ.71
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: Συμπεράσματα.....σελ.73	σελ.73
Βιβλιογραφία-Πηγές.....σελ.74	σελ.74

**Αντικείμενο και διάρθρωση της εργασίας**

---

Το αντικείμενο αυτής της Μεταπτυχιακής εργασίας είναι η εξεύρεση νέων καινοτόμων και πιο αποδοτικών διατάξεων/τεχνικών για τον αυτόματο έλεγχο της ταχύτητας κινητήρων Συνεχούς Ρεύματος (Σ.Ρ.) με τη χρήση τεχνικών τεχνητής νοημοσύνης όπως η Ασαφής Λογική. Στόχος είναι η βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών της απόκρισης των συστημάτων, η οποία θα προκύψει από την εις βάθος κατανόηση και σχεδίαση των συστημάτων οδήγησης με ενσωματωμένους Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής και από την προσομοίωση αυτών των συστημάτων στο περιβάλλον Matlab/Simulink. Η έρευνα στοχεύει στον αποτελεσματικό έλεγχο της ταχύτητας και της ροπής των συστημάτων αυτών περιορίζοντας τις ταλαντώσεις που εμφανίζονται στον άξονα των μηχανών αυτών και συνεπώς τη μηχανική καταπόνησή τους. Συστήματα ευφυούς ελέγχου με ασαφή λογική, σε διάφορες παραλλαγές, έχουν χρησιμοποιηθεί ευρέως σε πολλές εφαρμογές συστημάτων οδήγησης κινητήρων, όπως για παράδειγμα για την οδήγηση κινητήρων Σ.Ρ. ηλεκτρικών τρένων, με μεγάλη επιτυχία, εξοικονομώντας ενέργεια και επιτυγχάνοντας καλύτερες επιδόσεις [1]-[5]. Πολλές μελέτες έχουν δημοσιευτεί που συγκρίνουν τις διάφορες διατάξεις ελέγχου DC κινητήρων, όπου στις περισσότερες από αυτές, οι εφαρμοζόμενοι Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής ξεπέρασαν σε επίδοση τους συμβατικούς τρόπους ελέγχου όσον αφορά στα χαρακτηριστικά της απόκρισης του κινητήρα [6]-[11].

Στο Κεφάλαιο 1, γίνεται ανασκόπηση του ερευνητικού πεδίου της παρούσης εργασίας και παρουσιάζεται η μεθοδολογία της έρευνας. Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται μια εισαγωγή στους Κινητήρες Σ.Ρ. Στο Κεφάλαιο 3 αναλύονται τα Συστήματα Ασαφούς Λογικής και στο Κεφάλαιο 4 γίνεται εισαγωγή στα Συστήματα Αυτόματου Ελέγχου. Στη συνέχεια, στο Κεφάλαιο 5, παρουσιάζονται οι προτεινόμενοι Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής και γίνεται σύγκριση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων για τους διάφορους τύπους ελεγκτών. Στο Κεφάλαιο 6, αναλύεται η ενσωμάτωση του βρόχου ανάδρασης ρεύματος, σε κλασικούς ΠΙ Ελεγκτές αλλά και σε Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής. Τα συστήματα αυτόματου ελέγχου που προκύπτουν, προσομοιώνονται και μελετώνται. Τέλος, στο Κεφάλαιο 7, πραγματοποιείται η εξαγωγή των συμπερασμάτων της παρούσης εργασίας.

### Ανασκόπηση του πεδίου και μεθοδολογία της έρευνας

---

Οι Κινητήρες Σ.Ρ. λόγω της υψηλής πυκνότητας ισχύος τους, της απλής και αξιόπιστης λειτουργίας τους ήταν ανέκαθεν δημοφιλής επιλογή σε βιομηχανικές εφαρμογές και δημόσιες συγκοινωνίες, όπως ηλεκτρικά τρένα και τραμ [12], [13], [19]. Είναι στις περισσότερες περιπτώσεις μια χαμηλού κόστους επιλογή, η ταχύτητά τους είναι εύκολο να μεταβληθεί και μπορούν να αποδώσουν την ονομαστική τους ροπή σε πολύ χαμηλές στροφές [14]. Αυτό τους καθιστά κατάλληλη επιλογή για την οδήγηση φορτίων σταθερών ροπής. Χρησιμοποιούνται επίσης ευρέως σε ηλεκτρικά οχήματα (Electric Vehicles-EV). Τα ηλεκτρικά οχήματα είναι πολύ σημαντικά για τη μείωση, σε παγκόσμιο επίπεδο των εκπομπών του διοξειδίου του άνθρακα. Επιπλέον, μπορούν να αποθηκεύσουν την πλεονάζουσα ενέργεια του δικτύου στους συσσωρευτές που διαθέτουν και να την τροφοδοτήσουν ξανά στο δίκτυο μέσω μετατροπών διπλής κατεύθυνσης, όταν αυτό χρειαστεί, και έτσι μπορούν να συμβάλουν στη βέλτιστη αξιοποίηση της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και να βοηθήσουν στη σταθεροποίηση του δικτύου [15].

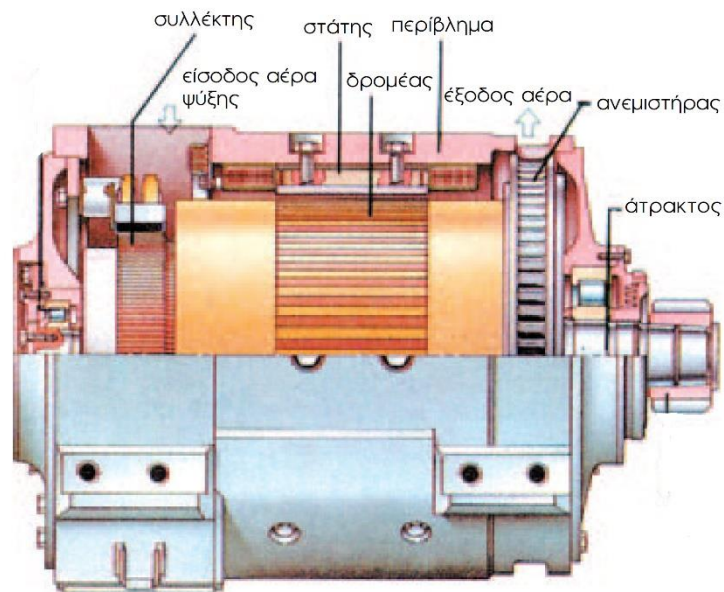
Σε αυτήν την εργασία Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής (Fuzzy Logic Controllers) που χρησιμοποιούνται για την οδήγηση ενός DC κινητήρα ξένης διέγερσης, συγκρίνονται με συμβατικούς αναλογικό-ολοκληρωτικούς PI Ελεγκτές καθώς και με PI Ελεγκτές Διπλού Βρόχου (με ανάδραση ρεύματος), όσον αφορά την συμπεριφορά της απόκρισής τους, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας αλλά και στη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας κατά την υποβολή του κινητήρα σε βηματικές μεταβολές της ταχύτητας και της απαιτούμενης ροπής στον άξονά του. Γίνεται διερεύνηση σχετικά με τη συμπεριφορά του FLC όταν για την σχεδίαση του χρησιμοποιούνται τιμές οι οποίες λαμβάνονται από τη λειτουργία Autotuning του Simulink ή την λειτουργία Manual-Trimming του Simulink. Το αποτέλεσμα της επιλογής των ασαφών συνόλων εξόδου διερευνάται και παρουσιάζεται. Η λογική πίσω από την επιλογή των ασαφών κανόνων παρουσιάζεται επίσης αναλύοντας τη συμπεριφορά του DC Κινητήρα σε διαφορετικές περιοχές λειτουργίας. Τα αποτελέσματα των χαρακτηριστικών της απόκρισης του κινητήρα για κάθε τύπο ελεγκτή παρουσιάζονται, αναλύονται και συγκρίνονται.

Η έρευνα έχει τον χαρακτήρα της επαλήθευσης των θεωρητικών υποθέσεων και εκτιμήσεων, μέσω των προσομοιώσεων που πραγματοποιούνται στο περιβάλλον Power Systems του Simulink, το οποίο προσεγγίζει ικανοποιητικά τις εφαρμογές τέτοιων συστημάτων στην πράξη και βασίζεται στην εις βάθος κατανόηση των θεωρητικών πεδίων της Ασαφούς Λογικής, των Συστημάτων Αυτομάτου Ελέγχου και των DC Κινητήρων.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Εισαγωγή στους Κινητήρες Σ.Ρ.

### 2.1 Εισαγωγή

Τα βασικά μέρη των ηλεκτρικών μηχανών είναι : το σταθερό μέρος: πυρήνας στάτη (stator) και τύλιγμα, το στρεφόμενο μέρος: πυρήνας δρομέα (armature) και τύλιγμα, το διάκενο αέρα το οποίο είναι απαραίτητο για τη σχετική κίνηση του στάτη και του δρομέα και ο συλλέκτης ο οποίος λαμβάνει ή μεταβιβάζει το ρεύμα (στην περίπτωση του κινητήρα ή της γεννήτριας αντίστοιχα), όπως αυτά φαίνονται στο Σχήμα 2.1, [14] :



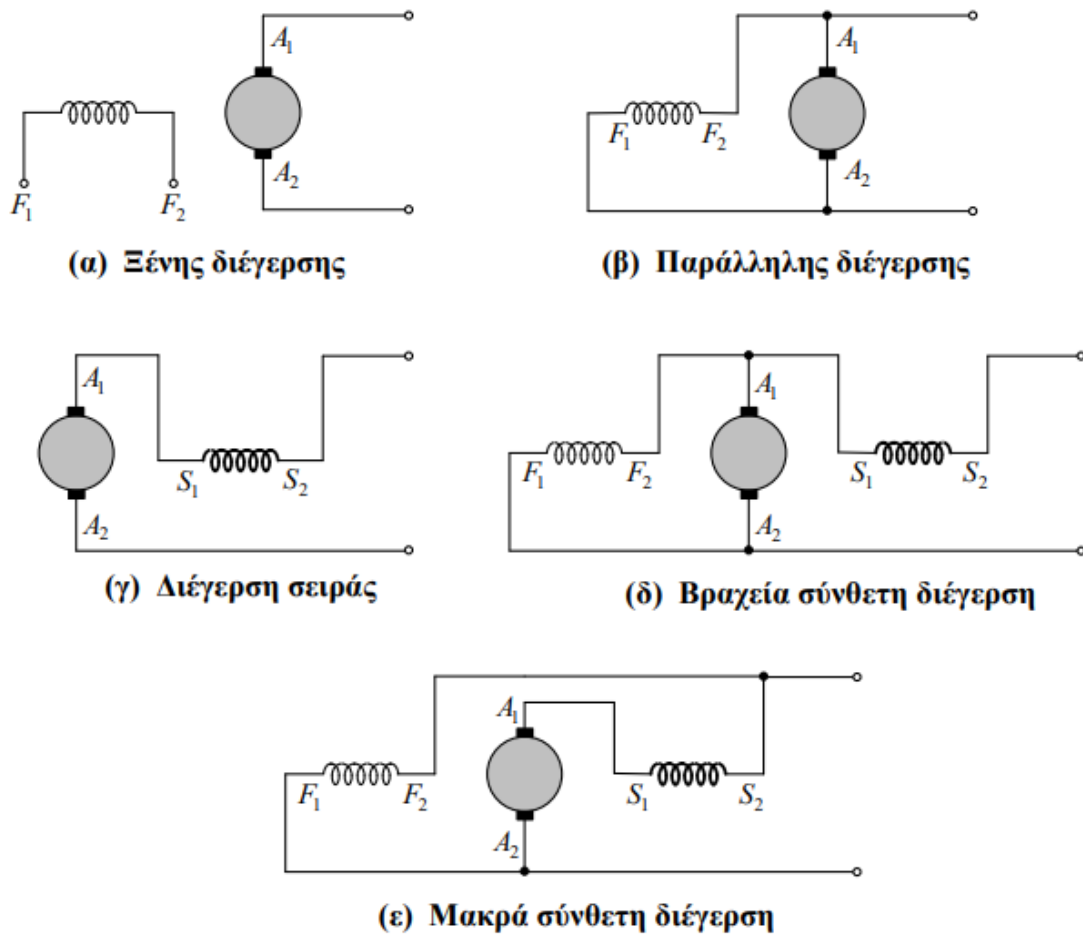
Σχήμα 2.1: Τα βασικά μέρη των Ηλεκτρικών μηχανών, [14].

Οι βασικές κατηγορίες ταξινόμησής τους είναι σε ηλεκτρικές μηχανές συνεχούς ρεύματος (Σ.Ρ.) και σε ηλεκτρικές μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος (Ε.Ρ.), [14].

Βάσει του αριθμού και του τρόπου σύνδεσης των τυλιγμάτων διέγερσης, οι μηχανές Σ.Ρ. χαρακτηρίζονται ως, [14] :

- ξένης διέγερσης
- παράλληλης διέγερσης
- διέγερσης σειράς
- σύνθετης διέγερσης

όπως παρουσιάζονται και στο Σχήμα 2.2 :

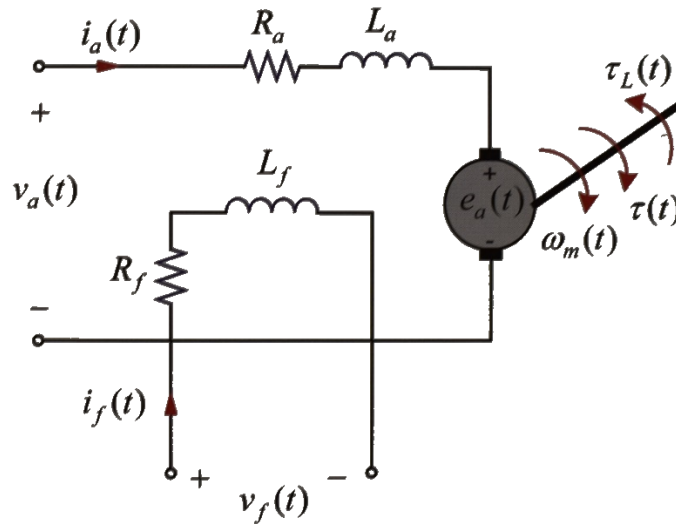


Σχήμα 2.2: Κατηγορίες DC Κινητήρων, [14].

Οι κινητήρες Σ.Ρ. παρέχουν πολλές κατηγορίες χαρακτηριστικών ταχύτητας-ροπής και μεγάλο εύρος μεταβολής της ταχύτητας περιστροφής, με χρήση απλών και μη δαπανηρών μετατροπέων ελέγχου με ταυτόχρονη υψηλή απόδοση λειτουργίας [18].

## 2.2 Εξισώσεις Δυναμικής Κατάστασης Κινητήρα Ξένης Διέγερσης

Στις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν στο Matlab/Simulink χρησιμοποιήθηκε κινητήρας ξένης διέγερσης και γι' αυτό θα αναλυθεί περαιτέρω η τοπολογία και η λειτουργία του συγκεκριμένου κινητήρα. Το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα Σ.Ρ. ξένης διέγερσης φαίνεται στο Σχήμα 2.3 :



Σχήμα 2.3: Ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα Σ.Ρ. ξένης διέγερσης, [18].

Οι διαφορικές εξισώσεις του ηλεκτρικού και του μηχανικού μέρους του κινητήρα Σ.Ρ. ξένης διέγερσης είναι [18]:

➤ Για το ηλεκτρικό μέρος:

$$v_a(t) = R_a * i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + L_{af} * i_f(t) * \omega_m(t) \quad (1.1)$$

$$v_f(t) = R_f * i_f(t) + L_f \frac{di_f(t)}{dt} \quad (1.2)$$

$$e_a(t) = K_m * \varphi(t) * \omega_m(t) = L_{af} * i_f(t) * \omega_m(t) \quad (1.3)$$

➤ Για το μηχανικό μέρος:

$$J \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B\omega_m(t) = \tau(t) - \tau_L(t) \quad (1.4)$$

$$\tau(t) = K_m * \varphi(t) * i_a(t) = L_{af} * i_f(t) * i_a(t) \quad (1.5)$$

όπου:

$v_a$  = τάση του τυλίγματος τυμπάνου, (V)

$i_a$  = ρεύμα του τυλίγματος τυμπάνου, (A)

$R_a$  = αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου, ( $\Omega$ )

$v_f$  = τάση του τυλίγματος διέγερσης, (V)

$i_f$  = ρεύμα του τυλίγματος διέγερσης, (A)

$R_f$  = αντίσταση του τυλίγματος διέγερσης, ( $\Omega$ )

$L_f$  = αυτεπαγωγή του τυλίγματος διέγερσης, (H)

$L_a$  = αυτεπαγωγή του τυλίγματος τυμπάνου, (H)

$L_{af}$  = αλληλεπαγωγή τυλιγμάτων τυμπάνου και διέγερσης, (H)

$e_a$  = αντιηλεκτρεγερτική δύναμη τυλίγματος τυμπάνου, (H)

$\tau$  = εσωτερική ή ηλεκτρομαγνητική ροπή, (Nm)

$\tau_L$  = αποδιδόμενη μηχανική ροπή στο φορτίο του κινητήρα, (Nm)

$K_m$  = κατασκευαστική σταθερά της μηχανής

$\varphi$  = μαγνητική ροή διακένου (Wb)

$J$  = ροπή αδράνειας μηχανής ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ )

$\omega_m$  = γωνιακή ταχύτητα του άξονα της μηχανής, (rpm)

### 2.3 Μέθοδοι ελέγχου ταχύτητας Κινητήρων Συνεχούς Ρεύματος

Η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής ενός Κινητήρα Σ.Ρ. εξαρτάται άμεσα από την τάση του τυλίγματος τυμπάνου, από τη μαγνητική ροή του διακένου, από την ωμική αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου και από το φορτίο στον άξονα του κινητήρα [18].

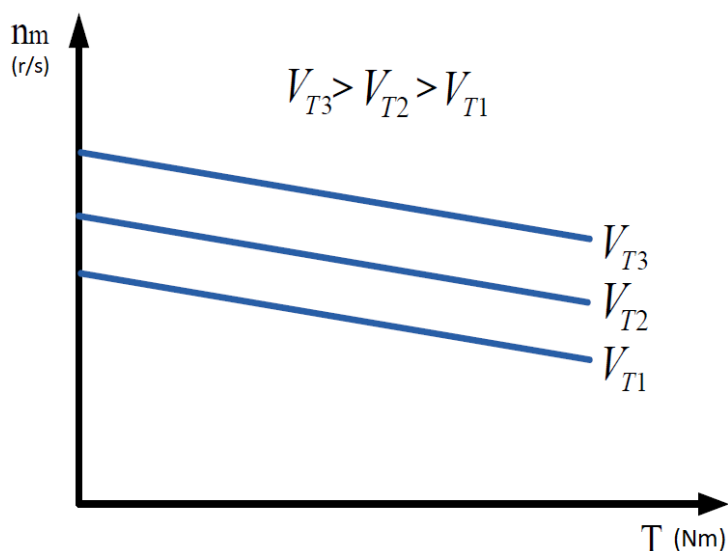
Ο έλεγχος των στροφών σε ένα κινητήρα ξένης ή παράλληλης διέγερσης μπορεί να γίνει με τους παρακάτω τρόπους [14]:

- Με μεταβολή της τάσης των ακροδεκτών του τυλίγματος τυμπάνου
- Με μεταβολή της μαγνητικής ροής του διακένου
- Με την εν σειρά παρεμβολή ωμικής αντίστασης στο τύλιγμα τυμπάνου

#### - Έλεγχος με μεταβολή της τάσης των ακροδεκτών του τυλίγματος τυμπάνου

Σε αυτήν την τεχνική ελέγχου, η ωμική αντίσταση στον κλάδο του τυλίγματος τυμπάνου παραμένει σταθερή, όπως και η τάση στον κλάδο της διέγερσης, σε τιμή τέτοια που να εξασφαλίζει το ονομαστικό ρεύμα της διέγερσης. Η μεταβολή της τάσης στο τύλιγμα

τυμπάνου και συνεπώς και στο ρεύμα του τυμπάνου γίνεται είτε με πλήρως ελεγχόμενη ή ημιελεγχόμενη γέφυρα είτε με μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. Ο έλεγχος των στροφών με ρύθμιση της τάσης στο τύλιγμα τυμπάνου, αφορά το εύρος ταχυτήτων από μηδενική έως την ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα. Αν δεν λάβουμε υπ' όψιν την αντίδραση τυμπάνου, για σταθερή μαγνητική ροή και σταθερή ωμική αντίσταση στον κλάδο του τυμπάνου, η κλίση της χαρακτηριστικής γωνιακής ταχύτητας-ροπής παραμένει σταθερή, ενώ η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής εν κενώ, μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή της εφαρμοζόμενης τάσης στο τύλιγμα τυμπάνου όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.4.

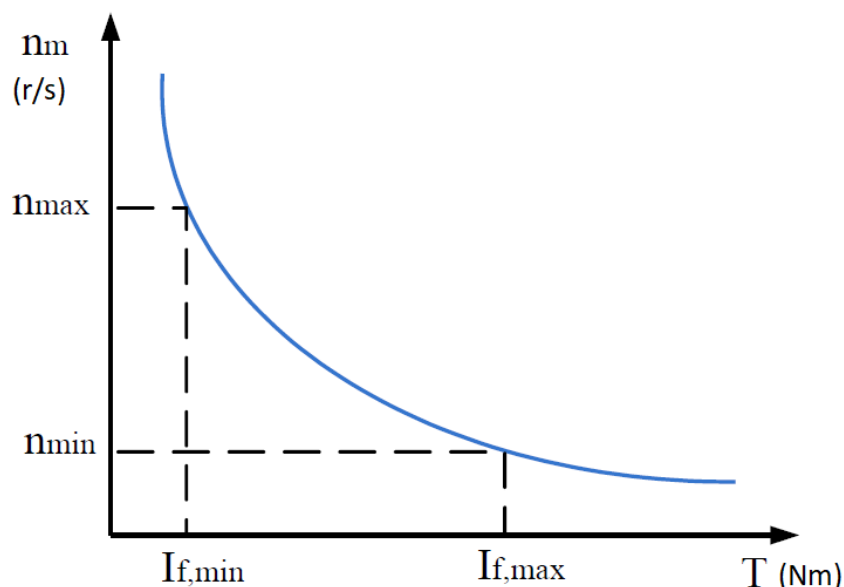


**Σχήμα 2.4:** Επίδραση της μεταβολής της τάσης του τυλίγματος τυμπάνου στη χαρακτηριστική ταχύτητα-ροπής, [14].

#### **-Έλεγχος με μεταβολή της μαγνητικής ροής του διακένου**

Σε αυτήν την τεχνική έλεγχου η τάση τροφοδοσίας και η ωμική αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου παραμένουν σταθερές. Η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα εν κενώ, μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με το ρεύμα διέγερσης. Στο Σχήμα 2.5, φαίνεται ότι για πολύ μικρές τιμές ρεύματος διέγερσης η ταχύτητα τείνει να πάρει πολύ μεγάλες τιμές. Αν, δηλαδή, για οποιονδήποτε λόγο υπάρξει ασυνέχεια στο κύκλωμα της διέγερσης και το ρεύμα της διέγερσης μηδενιστεί, η μαγνητική ροή θα περιοριστεί στην ελάχιστη τιμή που επιβάλλεται από τον παραμένοντα μαγνητισμό. Αυτό θα οδηγήσει στην υπέρμετρη αύξηση των στροφών του κινητήρα με αποτέλεσμα την καταστροφή του. Για αυτόν τον λόγο, οι κινητήρες θα πρέπει να έχουν εγκατεστημένο κύκλωμα ανίχνευσης της ασυνέχειας του ρεύματος στον κλάδο της διέγερσης και να διακόπτουν αμέσως την τροφοδοσία του κινητήρα.

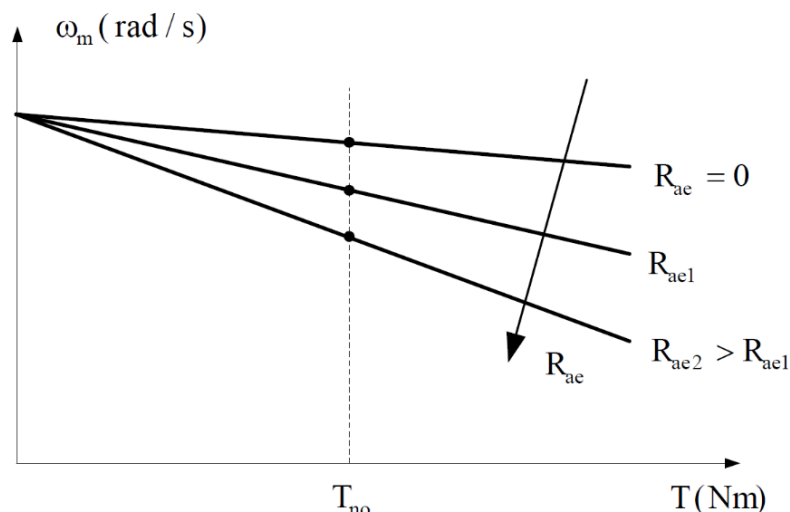




Σχήμα 2.5: Μεταβολή της ταχύτητας εν κενώ, συναρτήσει του ρεύματος διέγερσης, [14].

**-Έλεγχος με παρεμβολή ωμικής αντίστασης στο τύλιγμα τυμπάνου**

Για σταθερή τάση τροφοδοσίας και σταθερό ρεύμα στον κλάδο διέγερσης, η παρεμβολή ωμικής αντίστασης εν σειρά με τύλιγμα τυμπάνου, δεν θα αλλάξει την ταχύτητα περιστροφής εν κενώ, αλλά θα οδηγήσει σε μεγάλη αύξηση της κλίσης, και έτσι με την αύξηση του φορτίου θα μειωθούν οι στροφές, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.6. Αυτή η μέθοδος δεν είναι πολύ αποδοτική, ενεργειακά, καθώς οδηγεί σε μεγάλες απώλειες ενέργειας στο τύλιγμα τυμπάνου και συνήθως εφαρμόζεται για σύντομα χρονικά διαστήματα όπως για παράδειγμα κατά την εκκίνηση ενός κινητήρα για τον περιορισμό του ρεύματος τυμπάνου.

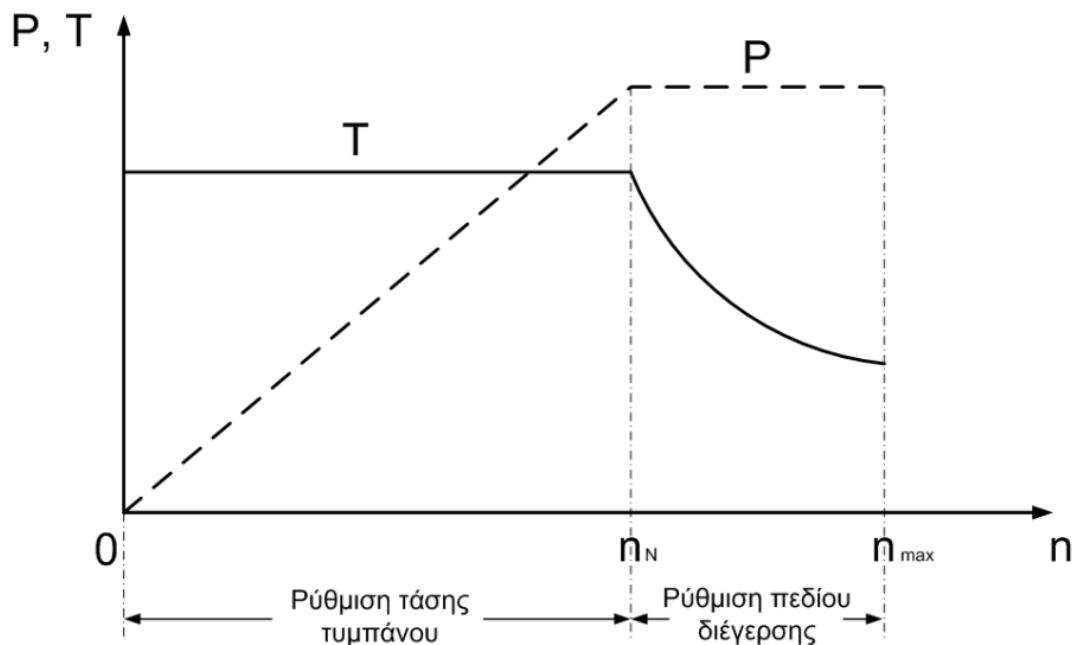


Σχήμα 2.6: Επίδραση της εν σειρά παρεμβολής εξωτερικής ωμικής αντίστασης στο τύλιγμα του δρομέα, [14].

## 2.4 Περιοχές λειτουργίας Κινητήρων Σ.Ρ.

Μέσω της διερεύνησης των εξισώσεων του κινητήρα Σ.Ρ. που παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 2.2., διακρίνουμε τις εξής δύο περιοχές ελέγχου, όπως αυτές παρουσιάζονται στο σχήμα 2.7:

- Την περιοχή σταθερής ροπής, από την στάση του κινητήρα μέχρι τον ονομαστικό αριθμό στροφών του κινητήρα. Στην περιοχή αυτή, ο έλεγχος πραγματοποιείται μέσω της μεταβολής της τάσης τυμπάνου, ενώ η διέγερση διατηρείται σταθερή στην ονομαστική της τιμή.
- Την περιοχή σταθερής ισχύος, από τις ονομαστικές στροφές μέχρι τις μέγιστες στροφές. Στην περιοχή αυτή, ο έλεγχος πραγματοποιείται μέσω της ελάττωσης της μαγνητικής ροής, διατηρώντας την τάση τυμπάνου σταθερή και ίση με την ονομαστική της τιμή.



Σχήμα 2.7: Περιοχές λειτουργίας Κινητήρων Σ.Ρ., [18].

### 3.1 Εισαγωγή

Η ασαφής λογική δεν είναι λογική που παράγει ασάφεια, αλλά ένα σύστημα λογικής το οποίο χρησιμοποιείται για την περιγραφή της ασάφειας [20]. Η ασαφής λογική χρησιμοποιεί τη θεωρία ασαφών συνόλων προσπαθώντας να βαθμονομήσει την ασάφεια. Η κλασική δυαδική λογική, γνωστή και ως λογική Boole, προς τιμήν του Άγγλου μαθηματικού George Boole που τη θεμελίωσε, χρησιμοποιεί αυστηρές, απότομες και ανελαστικές διακρίσεις, με σαφέστατα σύνορα ανάμεσα στα μέλη ή μη-μέλη μιας κατηγορίας. Σε αντιδιαστολή, η ασαφής λογική αντικατοπτρίζει τον τρόπο με τον οποίο σκέφτονται οι άνθρωποι. Επιχειρεί να μοντελοποιήσει τη βαρύτητα που αποδίδουμε σε λέξεις και φράσεις, και τον τρόπο με τον οποίο προβαίνουμε στη λήψη μιας απόφασης. Με τη χρήση της, το αποτέλεσμα είναι να έχουμε συστήματα τα οποία επιδεικνύουν ένα είδος νοημοσύνης που ομοιάζει περισσότερο στη λειτουργία και στον τρόπο σκέψης του ανθρώπινου εγκεφάλου.

Η ασαφής λογική ορίζεται ως ένα σύνολο μαθηματικών αρχών για την αναπαράσταση γνώσης, το οποίο βασίζεται σε βαθμούς συμμετοχής (degree of membership) και όχι στις αυστηρά αριθμητικές τιμές της κλασικής δίτιμης λογικής [20].

### 3.2 Ασαφές σύνολο

Ένα ασαφές σύνολο μπορεί να οριστεί απλοϊκά ως ένα σύνολο με ασαφή όρια.

Έστω  $X$  το υπερσύνολο αναφοράς και τα στοιχεία του, που συμβολίζονται ως  $x$ . Βάσει της κλασικής θεωρίας συνόλων, το σαφές σύνολο  $A$  του  $X$  ορίζεται ως συνάρτηση  $f_A(x)$ , η οποία ονομάζεται χαρακτηριστική συνάρτηση του  $A$ , [20]:

$$f_A(x) : X \rightarrow \{0,1\}$$

$$f_A(x) = \begin{cases} 1, & \text{εάν } x \in A \\ 0, & \text{εάν } x \notin A \end{cases} \quad (3.1)$$

Αυτή η συνάρτηση απεικονίζει το υπερσύνολο  $X$  σε ένα σύνολο με δυο στοιχεία. Για οποιοδήποτε στοιχείο του συνόλου  $x$  του υπερσυνόλου  $X$ , η συνάρτηση  $f_A(x)$  έχει τιμή 1 εάν το  $x$  ανήκει στο σύνολο  $A$  και τιμή 0 εάν το  $x$  δεν ανήκει στο σύνολο  $A$ .

Στη θεωρία της ασαφούς λογικής, το ασαφές σύνολο  $A$  του υπερσυνόλου  $X$  ορίζεται μέσω μιας συνάρτησης  $\mu_A(x)$ , η οποία λέγεται συνάρτηση συμμετοχής (membership function) του συνόλου  $A$ , [22].

$$\mu_A(x) : X \rightarrow [0,1] \text{ όπου} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \mu_A(x) &= 1 \text{ εάν το } x \text{ ανήκει πλήρως στο } A \\ \mu_A(x) &= 0 \text{ εάν το } x \text{ δεν ανήκει στο } A \\ 0 < \mu_A(x) < 1 \text{ εάν το } x \text{ ανήκει εν μέρει στο } A \end{aligned}$$

Έτσι για οποιοδήποτε στοιχείο του  $x$  του υπερσυνόλου  $X$ , η συνάρτηση συμμετοχής  $\mu_A(x)$  ισούται με τον βαθμό κατά τον οποίο ανήκει το στοιχείο  $x$  στο σύνολο  $A$ . Αυτός ο βαθμός, ο οποίος είναι μια τιμή μεταξύ του 0 και του 1 καλείται βαθμός συμμετοχής και εκφράζει το κατά πόσο συμμετέχει το στοιχείο  $x$  στο σύνολο  $A$ , [22].

### 3.3 Ασαφείς Κανόνες

Το δυσκολότερο έργο σε ένα ασαφές σύστημα είναι η ρύθμιση των κανόνων και των συνόλων, [20]. Αυτό μπορεί να κρατήσει μέρες ή και εβδομάδες. Ευφυείς κανόνες παράγουν ευφυή συστήματα ενώ λιγότερο ευφυείς κανόνες δίνουν αναποτελεσματικά συστήματα.

Οι ασαφείς κανόνες ορίζονται ως υπό συνθήκη δηλώσεις με την παρακάτω μορφή:

Εάν (If) το  $x$  είναι  $A$

Τότε (Then) το  $y$  είναι  $B$

Όπου τα  $x$  και  $y$  είναι λεκτικές μεταβλητές, ενώ τα  $A$  και  $B$  είναι λεκτικές τιμές, οι οποίες καθορίζονται από ασαφή σύνολα προερχόμενα από τα υπερσύνολα αναφοράς  $X$  και  $Y$  αντίστοιχα.

Η διαφορά μεταξύ κλασικών κανόνων και ασαφών κανόνων παρουσιάζεται στο παρακάτω παράδειγμα:

Έστω ο κλασικός κανόνας Εάν-Τότε που χρησιμοποιεί την δίτιμη λογική:

Κανόνας 1:

Εάν άτομα\_προς\_εξυπηρέτηση είναι  $> 50$

Τότε χρόνος\_αναμονής είναι μεγάλος

Κανόνας 2:

Εάν άτομα\_προς\_εξυπηρέτηση είναι  $< 20$

Τότε χρόνος\_αναμονής είναι μικρός

Η μεταβλητή άτομα\_προς\_εξυπηρέτηση μπορεί να έχει οποιαδήποτε αριθμητική τιμή μεταξύ 0 και 80 ατόμων ενώ η λεκτική μεταβλητή χρόνος\_αναμονής μπορεί να λαμβάνει είτε την τιμή μεγάλος είτε την τιμή μικρός.

Για το ασαφές σύστημα ορίζουμε ότι η μεταβλητή άτομα\_προς\_εξυπηρέτηση (η οποία έχει πεδίο τιμών από 0 έως 80 και σε αυτό περιλαμβάνονται και ασαφή σύνολα όπως πολλά, λίγα) θα λαμβάνει την τιμή πολλά εάν η τιμή της είναι μεγαλύτερη από 50 και θα λαμβάνει την τιμή λίγα εάν η τιμή της είναι μικρότερη από 20.

Έτσι οι παραπάνω κανόνες μετασχηματισμένοι σε ασαφή μορφή θα είναι:

Κανόνας 1:

Εάν άτομα\_προς\_εξυπηρέτηση είναι πολλά

Τότε χρόνος\_αναμονής είναι μεγάλος

Κανόνας 2:

Εάν άτομα\_προς\_εξυπηρέτηση είναι λίγα

Τότε χρόνος\_αναμονής είναι μικρός

Η συλλογιστική με ασαφείς κανόνες είναι η εξής:

Στα κλασικά συστήματα βασισμένα σε κανόνες, εάν (If) η προϋπόθεση του κανόνα αποτιμάται ως αληθής, τότε (Then) το επακόλουθο είναι επίσης αληθές. Στα ασαφή συστήματα, όπου η προϋπόθεση είναι μια ασαφής δήλωση, πυροδοτούνται όλοι οι κανόνες σε κάποιον βαθμό δηλαδή πυροδοτούνται μερικώς. Εάν η προϋπόθεση αποτιμάται ως αληθής σε κάποιον βαθμό (βαθμός συμμετοχής στην τιμή αληθές), τότε και το επακόλουθο θα είναι αληθές στον ίδιο βαθμό, [22].

### 3.4 Ασαφής συμπερασμός

Ο όρος ασαφής συμπερασμός (fuzzy inference) αναφέρεται στη διαδικασία παραγωγής συμπερασμάτων σε ένα ασαφές σύστημα και μπορεί να οριστεί ως μια αντιστοίχιση, από μια δεδομένη είσοδο σε μία έξοδο, η οποία βασίζεται στη Θεωρία Ασαφών Συνόλων (Fuzzy Set Theory), [22].

Η ευρύτερα χρησιμοποιούμενη τεχνική ασαφούς συμπερασμού (inference) είναι η μέθοδος Mamdani, [20], η οποία έχει λάβει το όνομά της προς τιμήν του καθηγητή Ebrahim Mamdani ο οποίος κατασκεύασε ένα από τα πρώτα ασαφή συστήματα για αυτόματο έλεγχο μιας μηχανής ατμού.

Ο συμπερασμός (inference) κατά Mamdani παρουσιάζεται στο ακόλουθο παράδειγμα και στο Σχήμα 3.1:

Έστω ασαφές σύστημα για την επίλυση ενός απλού προβλήματος με δύο εισόδους, μία έξοδο και τρεις κανόνες:

Κανόνας 1:

Εάν το  $x$  είναι  $A3$

Ή το  $y$  είναι  $B1$

Τότε το  $z$  είναι  $C1$

Κανόνας 2:

Εάν το  $x$  είναι  $A2$

Ή το  $y$  είναι  $B2$

Τότε το  $z$  είναι  $C2$

Κανόνας 3:

Εάν το  $x$  είναι  $A1$

Τότε το  $z$  είναι  $C3$

Όπου τα  $x$ ,  $y$ ,  $z$  είναι λεκτικές μεταβλητές, τα  $A1$ ,  $A2$ ,  $A3$  είναι λεκτικές τιμές οι οποίες καθορίζονται μέσω ασαφών συνόλων που προέκυψαν από το υπερσύνολο αναφοράς  $X$ . Ακόμα τα  $B1$  και  $B2$  είναι λεκτικές τιμές, οι οποίες καθορίζονται μέσω ασαφών συνόλων που προέκυψαν από το υπερσύνολο αναφοράς  $Y$  ενώ  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$  είναι λεκτικές τιμές, οι οποίες καθορίζονται μέσω ασαφών συνόλων που προέκυψαν από το υπερσύνολο αναφοράς  $Z$ .

### 3.5 Ασαφής συμπερασμός κατά Mamdani

Η δομή της διαδικασίας ασαφούς συμπερασμού κατά Mamdani είναι η εξής, [20]:

### 1) Ασαφοποίηση (Fuzzification):

Εισάγονται οι σαφείς είσοδοι,  $x_1$  και  $y_1$  και καθορίζεται ο βαθμός κατά τον οποίο ανήκουν σε κάθε ένα από τα κατάλληλα ασαφή σύνολα.

Έτσι για το παράδειγμα μας, προκύπτει ότι το  $x$  ανήκει στο ασαφές σύνολο  $A_1$  σε ποσοστό 50%, συνεπώς  $\mu_{(x=A_1)} = 0.5$ , με την ίδια λογική  $\mu_{(x=A_2)} = 0.2$ ,  $\mu_{(y=B_1)} = 0.1$ ,  $\mu_{(y=B_2)} = 0.7$ .

### 2) Αποτίμηση των κανόνων (Evaluation of Rules):

Το επόμενο βήμα είναι η εφαρμογή των ασαφοποιημένων εισόδων στις συνθήκες του Εάν μέρους των ασαφών κανόνων, για την παραγωγή των αποτελεσμάτων των κανόνων. Πιο συγκεκριμένα, για το παράδειγμά μας, στον 1<sup>ο</sup> κανόνα εάν το  $x$  ανήκε στο  $A_3$ , το 1<sup>ο</sup> μέρος της «εάν» συνθήκης θα ήταν αληθές κατά τον βαθμό συμμετοχής στον οποίο το  $x$  ανήκε στο  $A_3$ . Στην προκειμένη περίπτωση το  $x$  δεν ανήκει στο ασαφές σύνολο  $A_3$  άρα ο βαθμός συμμετοχής στο  $A_3$  είναι 0. Στην συνέχεια εξετάζεται αν το  $y$  ανήκει στο ασαφές σύνολο  $B_1$  και πραγματικά ανήκει στο  $B_1$  σε ποσοστό 10% (0.1). Επειδή ο κανόνας 1 έχει την «ή» συνθήκη και επειδή το  $y$  ανήκει στο  $B_1$ , το αποτέλεσμα του κανόνα είναι η μέγιστη τιμή μεταξύ των δύο «ή» μερών του κανόνα δηλαδή το 0.1, συνεπώς η μεταβλητή  $z$  λαμβάνει τιμή ίση με το 10% του ασαφούς συνόλου  $C_1$ . Με τον ίδιο τρόπο γίνεται η αποτίμηση των υπολοίπων κανόνων.

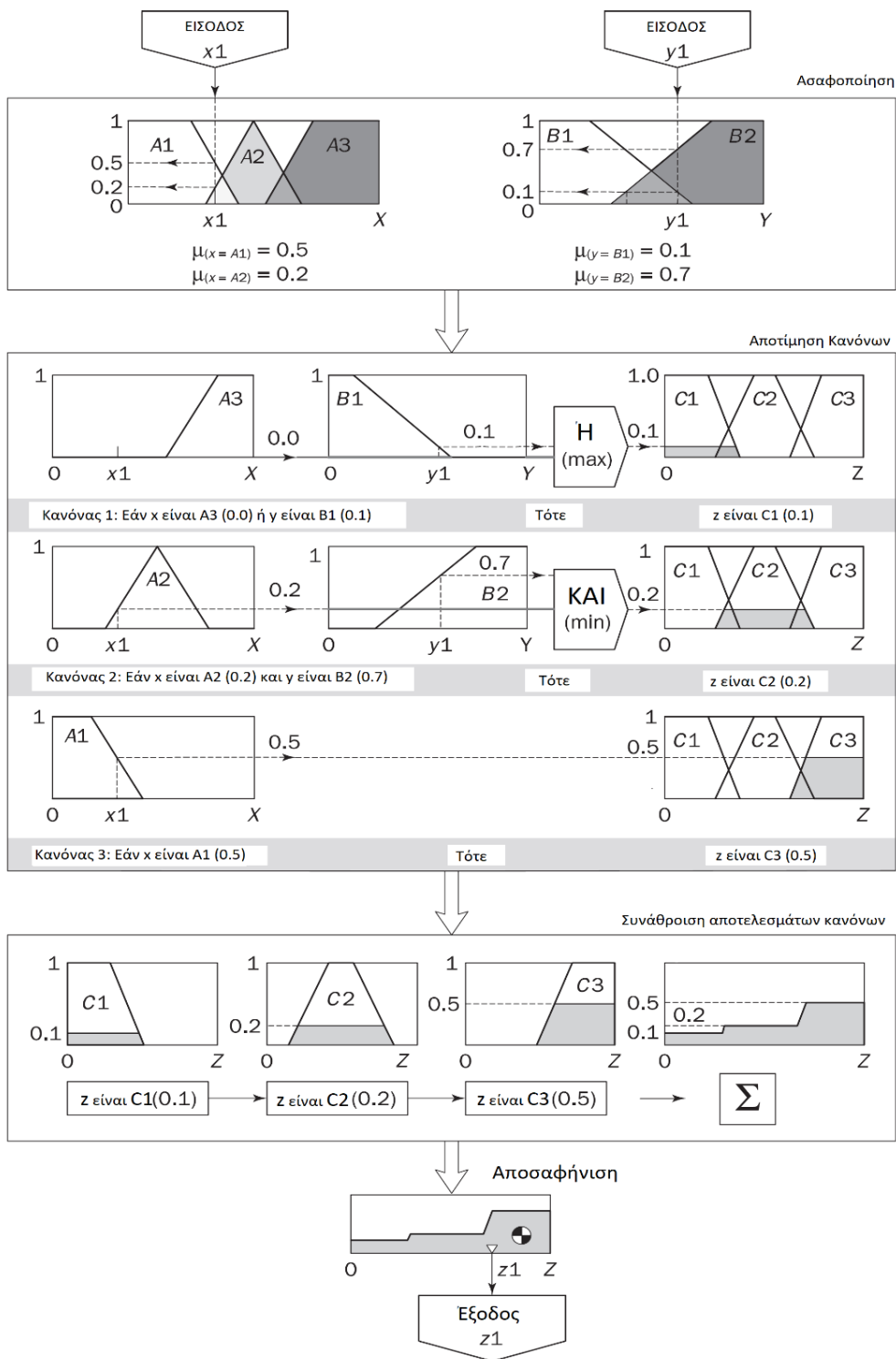
### 3) Συνάθροιση των εξόδων των κανόνων (Aggregation of Rules Consequents):

Συνάθροιση είναι η διαδικασία ενοποίησης των εξόδων όλων των κανόνων. Λαμβάνουμε τις συναρτήσεις συμμετοχής από τα επακόλουθα όλων των κανόνων και τις συνδυάζουμε σε ένα μεμονωμένο ασαφές σύνολο.

### 4) Αποσαφήνιση (Defuzzification):

Τελικό βήμα είναι η αποσαφήνιση καθώς η τελική έξοδος ενός ασαφούς συστήματος πρέπει να είναι μια σαφής αριθμητική τιμή. Υπάρχουν πολλές μέθοδοι αποσαφήνισης, με την πιο διαδεδομένη να είναι η μέθοδος κέντρου βάρους (centroid). Μαθηματικά το κέντρο βαρύτητας δίνεται από τον τύπο:

$$K.B. = \frac{\int_a^b \mu_A(x) x dx}{\int_a^b \mu_A(x) dx} \quad (3.3)$$



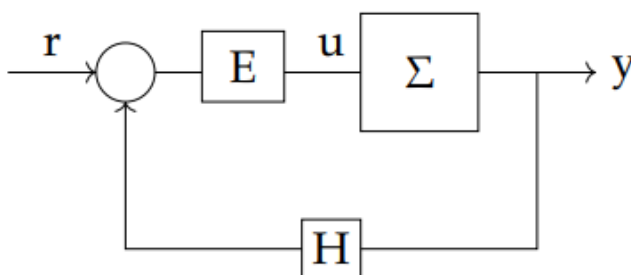
Σχήμα 3.1: Δομή διαδικασίας Ασαφούς Συμπερασμού κατά Mamdani, [22].



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου-Ευστάθεια

### 4.1 Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου

Σκοπός της θεωρίας των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου είναι η σχεδίαση και η ενσωμάτωση κατάλληλων ελεγκτών, οι οποίοι θα παράγουν την επιθυμητή έξοδο για τα υπό έλεγχο συστήματα [17]. Ένα βασικό σύστημα ελέγχου ενός κινητήρα φαίνεται στο Σχήμα 4.1:



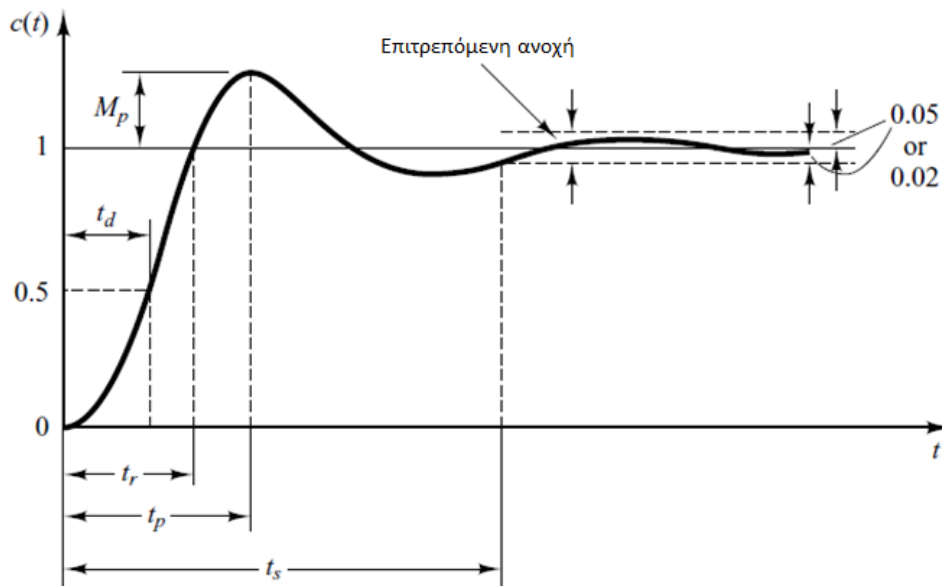
Σχήμα 4.1: Διάγραμμα Βαθμίδων Συστήματος Αυτομάτου Ελέγχου Κινητήρα

όπου:

- $\Sigma$  είναι το υπό έλεγχο σύστημα, δηλαδή, στην προκειμένη περίπτωση ο κινητήρας.
- $u$  είναι η τάση εισόδου του κινητήρα.
- $y$  είναι η έξοδος του συστήματος, δηλαδή, οι στροφές ανά λεπτό του κινητήρα.
- $H$  είναι η ταχογεννήτρια η οποία μετατρέπει την ταχύτητα του κινητήρα σε ηλεκτρικό σήμα.
- $E$  είναι ο ελεγκτής που πρέπει να σχεδιάσουμε, ώστε να ρυθμίζει την τάση εισόδου του κινητήρα και έτσι η απόκρισή του να είναι η επιθυμητή.
- $r$  είναι η τιμή αναφοράς που καθορίζει την επιθυμητή ταχύτητα του συστήματος.

### 4.2 Προδιαγραφές μεταβατικής απόκρισης

Τα χαρακτηριστικά της απόκρισης ενός συστήματος ελέγχου καθορίζονται από τη μορφή της μεταβατικής απόκρισης όταν υποβάλλουμε στο σύστημα μια βηματική είσοδο. Εάν η απόκριση σε μια βηματική είσοδο είναι γνωστή, είναι μαθηματικά εφικτό να υπολογιστεί η απόκριση σε οποιαδήποτε είσοδο [17].



Σχήμα 4.2: Προδιαγραφές μεταβατικής απόκρισης, [17].

Οι προδιαγραφές της μεταβατικής απόκρισης, οι οποίες απεικονίζονται στο Σχήμα 4.2, είναι οι εξής [17]:

1. Χρόνος καθυστέρησης,  $t_d$ : είναι ο χρόνος που απαιτείται για να φτάσει η απόκριση στο 50% της τελικής τιμής για πρώτη φορά.
2. Χρόνος ανόδου,  $t_r$ : Ο χρόνος ανόδου είναι ο χρόνος που απαιτείται για να αυξηθεί η απόκριση από το 10% στο 90%, ή από το 5% στο 95%, ή από το 0% στο 100% της τελικής τιμής. Για υποαποσβενύμενα συστήματα, ο χρόνος υπερύψωσης που χρησιμοποιείται είναι αυτός που απαιτείται για να αυξηθεί η κυματομορφή της απόκρισης από 0% έως το 100%. Για υπεραποσβενύμενα συστήματα, ο χρόνος υπερύψωσης από το 10% έως το 90% συνήθως χρησιμοποιείται.
3. Μέγιστη υπερύψωση,  $M_p$ : ορίζεται ως η μέγιστη απόκλιση της απόκρισης από την τελική τιμή της. Εκφράζεται και ως ποσοστό της τελικής τιμής. Το μέγεθος της μέγιστης (ποσοστιαίας) υπερύψωσης δείχνει άμεσα τη σχετική ευστάθεια του συστήματος.
4. Χρόνος μέγιστης υπερύψωσης,  $t_p$ : είναι ο χρόνος που απαιτείται για να φτάσει η απόκριση στην πρώτη μέγιστη υπερύψωση.
5. Χρόνος αποκατάστασης,  $t_s$ : είναι ο χρόνος που απαιτείται για την κυματομορφή της απόκρισης να φτάσει και να παραμείνει εντός συγκεκριμένων ορίων, που δεχόμαστε ως μόνιμη κατάσταση. Συνήθως, τα όρια αυτά είναι το 5% ή το 2% κατ' απόλυτη τιμή της τελικής τιμής.

Στη συγκεκριμένη εργασία, ως χρόνος ανόδου λήφθηκε υπ' όψιν ο χρόνος που απαιτείται για να αυξηθεί η κυματομορφή της απόκρισης από το 0% στο 100% της τελικής τιμής ενώ ως χρόνος αποκατάστασης λήφθηκε υπ' όψιν ο χρόνος που απαιτείται για την κυματομορφή της απόκρισης να φτάσει και να παραμείνει εντός του 2% της απόλυτης τιμής της τελικής τιμής.

### 4.3 Είδη ελεγκτών

Τα τρία (3) βασικά είδη των ελεγκτών είναι, [21]: ο αναλογικός ελεγκτής  $K_p$ , ο διαφορικός ελεγκτής  $K_d$  και ο ολοκληρωτικός  $K_i$ , από τους οποίους προκύπτουν και συνδυασμοί ανάλογα με την εφαρμογή στην οποία χρησιμοποιούνται και τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα που προσφέρει ο καθένας. Αυτά παρουσιάζονται παρακάτω καθώς και στον Πίνακα 4.1, ο οποίος αναλύει την επίδραση στην απόκριση και την ευστάθεια του συστήματος με την αύξηση μίας (1) εκ των παραμέτρων,  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ , και ενώ οι υπόλοιπες δύο (2) παραμένουν σταθερές, [23]:

*Αναλογικός ελεγκτής ( $K_p$ ):* η έξοδος του ελεγκτή είναι απευθείας ανάλογη του σφάλματος ελέγχου.

- ✚ Όσο υψηλότερη τιμή κέρδους χρησιμοποιηθεί τόσο μικρότερη τιμή σφάλματος θα απαιτείται για να επιφέρει την απαραίτητη μεταβολή της εξόδου του ελεγκτή, ώστε να αντισταθμιστεί η διαταραχή.
- ✚ Υψηλές τιμές κέρδους μετατοπίζουν προς τα δεξιά τον γεωμετρικό τόπο ριζών και αυτό μπορεί να επιφέρει ταλαντώσεις και αστάθεια.
- ✚ Ο συγκεκριμένος ελεγκτής δεν μπορεί να εξαλείψει πλήρως το σφάλμα ελέγχου.

*Ολοκληρωτικός ελεγκτής ( $K_i$ ):* η έξοδος του ελεγκτή μεταβάλλεται, αυξάνεται ή μειώνεται, με ρυθμό που εξαρτάται από το μέγεθος του σφάλματος και την τιμή του  $K_i$ .

- Μηδενίζει το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση.
- Υψηλές τιμές κέρδους μετατοπίζουν προς τα δεξιά τον γεωμετρικό τόπο ριζών κάνοντας το σύστημα πιο αργό και πιο ασταθές.

*Διαφορικός ελεγκτής ( $K_d$ ):* η έξοδος του μεταβάλλεται ανάλογα με το χρονικό ρυθμό μεταβολής του σφάλματος.

- Έχει συνεισφορά στην έξοδο του ελεγκτή μόνο στα χρονικά διαστήματα που υπάρχει μεταβολή του σφάλματος ελέγχου, καθότι όταν το σφάλμα είναι σταθερό, η συνεισφορά του είναι μηδενική.
- Με τη χρήση αυτού του ελεγκτή, επιβάλλεται περιορισμός της εξόδου του ελεγκτή σε απότομους ρυθμούς μεταβολής του σφάλματος, διότι σε αντίθετη περίπτωση η έξοδος θα εμφάνιζε μεγάλες τιμές.

Πίνακας 4.1: Η επίδραση στην απόκριση και την ευστάθεια του συστήματος με την ανεξάρτητη αύξηση κάθε παραμέτρου,  $Kp$ ,  $Ki$ ,  $Kd$ , [23]:

Παράμετρος	Χρόνος Ανόδου	Υπερύψωση	Χρόνος Αποκατάστασης	Σφάλμα μόνιμης κατάστασης	Ευστάθεια
$Kp$	Μειώνεται	Αυξάνεται	Μικρή αλλαγή	Μειώνεται	Χειροτερεύει
$Ki$	Μειώνεται	Αυξάνεται	Αυξάνεται	Μηδενίζει	Χειροτερεύει
$Kd$	Ασήμαντη αλλαγή	Μειώνεται	Μειώνεται	Θεωρητικά καμία αλλαγή	Βελτιώνεται εάν το $Kd$ είναι μικρό

#### 4.4 Ευστάθεια

Ένα πολύ βασικό χαρακτηριστικό που πρέπει να διερευνάται κατά την μελέτη-σχεδίαση ενός συστήματος, είναι η απόλυτη ευστάθεια [17], [21]. Ένα ασταθές σύστημα δεν έχει καμία εφαρμογή στην πράξη, διότι η έξοδος του δεν σταθεροποιείται ποτέ, αντιθέτως αυξάνεται διαρκώς και απεριόριστα. Εάν και εφόσον εξασφαλιστεί η απόλυτη ευστάθεια του συστήματος, εξετάζεται η σχετική του ευστάθεια, η οποία εκφράζει το πόσο ευσταθές είναι το σύστημα κάτω από συγκεκριμένες λειτουργικές συνθήκες. Για τα γραμμικά και χρονικά αμετάβλητα (Γ.Χ.Α.) συστήματα, ένα σύστημα θεωρείται απόλυτα ευσταθές όταν η μεταβατική συνιστώσα της απόκρισης του, τείνει να μηδενιστεί με την πάροδο του χρόνου. Δηλαδή:

$$y_{tr}(t \rightarrow \infty) = 0 \text{ και } y(t \rightarrow \infty) = c_{ss}(t) \quad (4.1)$$

Η σχετική ευστάθεια του συστήματος, καθορίζεται από τις σχετικές θέσεις των πόλων στο μιγαδικό επίπεδο [17]. Η σχετική ευστάθεια σχετίζεται άμεσα από τις θέσεις των ριζών της χαρακτηριστικής εξίσωσης (Χ.Ε) στο αριστερό ημιεπίπεδο. Ένα Γ.Χ.Α. σύστημα n-οστής τάξης έχει Χ.Ε. της μορφής:

$$Q(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (4.2)$$

όπου  $a_0, a_1, \dots, a_n$  = σταθεροί πραγματικοί αριθμοί

Όσον αφορά τα Γ.Χ.Α. συστήματα, οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενες μέθοδοι για τη διερεύνηση της ευστάθειάς τους είναι [17], [21]:

- Το κριτήριο Routh
- Το κριτήριο Nyquist

- Το διάγραμμα τόπου ριζών
- Το διάγραμμα Bode

#### 4.5 Κριτήριο Routh

Το κριτήριο Routh, είναι μια αλγεβρική μέθοδος διερεύνησης της απόλυτης ευστάθειας Γ.Χ.Α. συστημάτων, δηλαδή συστημάτων όπου οι συντελεστές της Χ.Ε. είναι σταθεροί πραγματικοί αριθμοί. Προσδιορίζει αν οι ρίζες της Χ.Ε. (Εξίσωση 4.2), βρίσκονται στο αριστερό ή το δεξί μιγαδικό ημιεπίπεδο χωρίς να είναι απαραίτητο να γίνει επίλυση της. Ακόμα, υποδεικνύει το πλήθος των ριζών που βρίσκονται στο φανταστικό άξονα και στο δεξί ημιεπίπεδο.

Απαραίτητη προϋπόθεση για τη μη ύπαρξη ριζών της Χ.Ε. στο δεξί ημιεπίπεδο, είναι όλοι οι συντελεστές του χαρακτηριστικού πολωνύμου να είναι παρόντες και ομόσημοι. Αν έστω και ένας συντελεστής είναι είτε μηδενικός είτε ετερόσημος σε σχέση με τους υπόλοιπους συντελεστές, τότε το εξεταζόμενο σύστημα είναι ασταθές καθώς υπάρχουν ρίζες της Χ.Ε. στο δεξί ημιεπίπεδο.

#### 4.6 Κριτήριο Nyquist

Έστω η συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{1}{1+s\tau} \rightarrow \frac{1}{1+j\omega\tau} \quad (4.3)$$

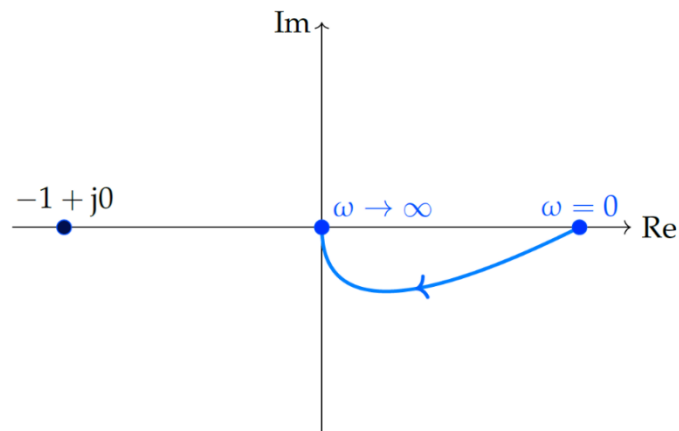
$$\text{με μέτρο} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} \quad (4.4)$$

$$\text{και φάση} = -\tan^{-1}(\omega\tau) \quad (4.5)$$

Το διάγραμμα Nyquist είναι μία αναπαράσταση της συνάρτησης μεταφοράς στο μιγαδικό επίπεδο, [21].

- Για  $\omega \rightarrow 0$ , το μέτρο είναι 1 και η φάση είναι 0.
- Για  $\omega \rightarrow \infty$ , το μέτρο είναι 0 και η φάση είναι  $\pi/2$ .
- Για  $\omega = 1/\tau$  (χαρακτηριστική συχνότητα), το μέτρο είναι  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ , και η φάση είναι  $-\frac{\pi}{4}$

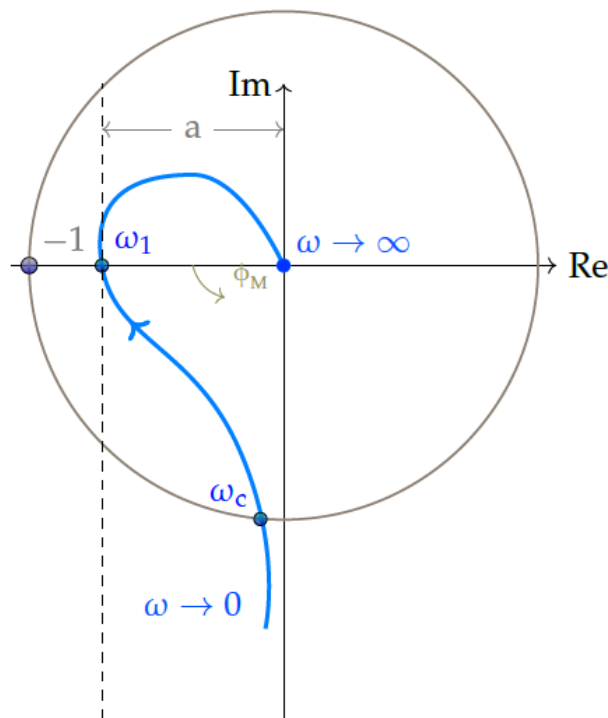
Το διάγραμμα Nyquist δημιουργείται με την τοποθέτηση των τριών παραπάνω σημείων που υπολογίστηκαν στο μιγαδικό επίπεδο, [21], και παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.3 :



**Σχήμα 4.3:** Διάγραμμα Nyquist, της συνάρτησης μεταφοράς της εξίσωσης 4.3, στο μιγαδικό επίπεδο, [21].

Στα διαγράμματα Nyquist, καθοριστική σημασία έχει το **κρίσιμο σημείο**  $-1 + j0$ . Από αυτό το σημείο φέρνουμε μία ευθεία παράλληλη με τον φανταστικό άξονα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4. Αν το διάγραμμα Nyquist δεν περνάει στο αριστερό ημιεπίπεδο που δημιουργεί αυτή η ευθεία, τότε το σύστημα είναι ευσταθές, [21].

Ειδικότερα, έστω μια συνάρτηση μεταφοράς  $A(j\omega)$  με το διάγραμμα Nyquist που φαίνεται στο Σχήμα 4.4 :



**Σχήμα 4.4:** Διάγραμμα Nyquist συνάρτησης μεταφοράς  $A(j\omega)$ , [21].

Στο διάγραμμα του Σχήματος 4.4, το περιθώριο κέρδους εκφράζεται από τον αριθμό  $\alpha$ , με τον οποίο δύναται να πολλαπλασιαστεί το κέρδος της συνάρτησης στο σημείο τομής με τον πραγματικό άξονα, μέχρι να συναντήσουμε το κρίσιμο σημείο  $-1+0j$ . Συνεπώς ένα μεγάλο περιθώριο κέρδους, δηλαδή μία μεγάλη τιμή του  $\alpha$  μπορεί να προκαλέσει την εκτροπή του διαγράμματος Nyquist πέρα από την παράλληλη με τον φανταστικό άξονα, ευθεία, που περνάει από το κρίσιμο σημείο, οδηγώντας το σύστημα στην αστάθεια, [21]. Το περιθώριο φάσης, αντιστοιχεί στη γωνία  $\Phi_M$  η οποία εκφράζει το πόσο μπορεί να περιστραφεί η φάση της συνάρτησης για να έχουμε ευστάθεια, [21].

#### 4.7 Γεωμετρικός Τόπος Ριζών

Οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης της συνάρτησης μεταφοράς, δηλαδή οι θέσεις των πόλων της συνάρτησης μεταφοράς έχουν καθοριστική σημασία για θέματα απόλυτης ευστάθειας αλλά και σχετικής ευστάθειας ενός συστήματος [17], [21].

Η διερεύνηση της απόλυτης ευστάθειας μπορεί να γίνει με κριτήρια όπως του Routh, η χρήση των οποίων δεν απαιτεί την επίλυση της Χ.Ε. Για την μελέτη της σχετικής ευστάθειας όμως είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε τις θέσεις των πόλων στο μιγαδικό επίπεδο, κάτι που μας δίνει πληροφορίες σχετικά με τον βαθμό ευστάθειας του συστήματος (χρόνο ανόδου, μέγιστη υπερύψωση, χρόνο αποκατάστασης κ.α) για δεδομένη είσοδο στο σύστημα. Ο γεωμετρικός τόπος ριζών είναι μια γραφική μέθοδος υπολογισμού των ριζών της Χ.Ε. ενός συστήματος κλειστού βρόγχου ως συνάρτηση του στατικού κέρδους  $K$ , [17], [21]. Μας επιτρέπει να μελετήσουμε και να υπολογίσουμε το είδος της δυναμικής αλλά και στατικής συμπεριφοράς του συστήματος, για δεδομένη υποβληθείσα είσοδο. Επιπρόσθετα, μας επιτρέπει να υπολογίσουμε τις περιοχές ευσταθούς και ασταθούς λειτουργίας.

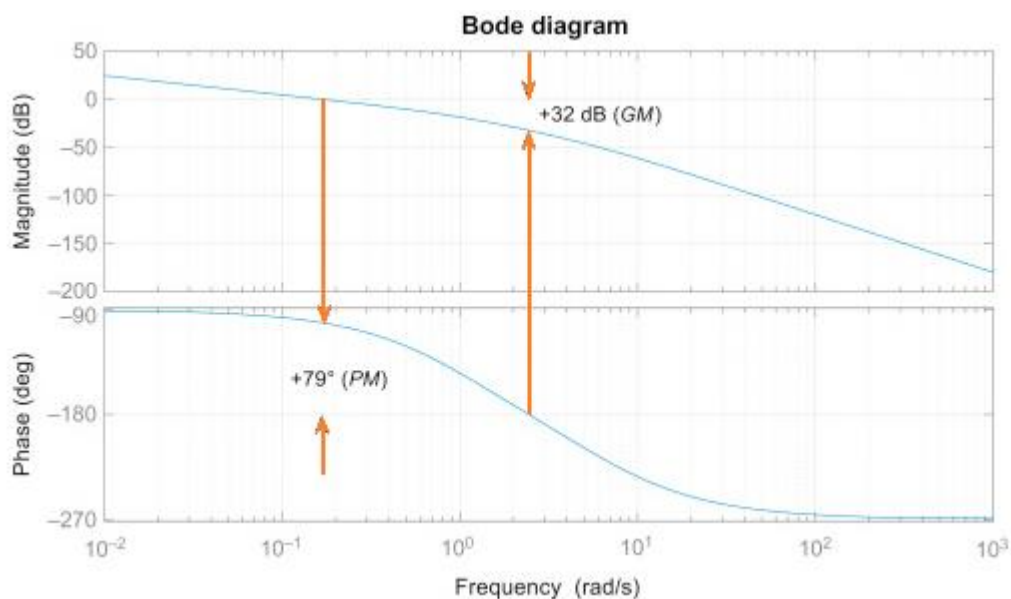
#### 4.8 Διαγράμματα Bode

Ένα πολύ σημαντικό διάγραμμα που μας βοηθάει στη μελέτη της ευστάθειας των Συστημάτων Αυτομάτου Ελέγχου είναι το διάγραμμα Bode [21].

Σε αντιδιαστολή με τα πολικά διαγράμματα, τα διαγράμματα Bode μιας ημιτονοειδούς συνάρτησης μεταφοράς αποτελούνται από δύο επιμέρους καμπύλες: την καμπύλη πλάτους ή μέτρου (magnitude plot) και την καμπύλη φάσης (phase plot) όπως αυτές παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.5. Η σχεδίαση των διαγραμμάτων Bode γίνεται σε λογαριθμική κλίμακα κάτι που επιτρέπει την «συμπίεση» μεγάλων αριθμών. Έτσι τονίζονται καλύτερα τα χαρακτηριστικά της ημιτονοειδούς συνάρτησης μεταφοράς, [17], [21]. Επιπλέον, η λογαριθμική κλίμακα επιτρέπει την επέκταση της κλίμακας της απόκρισης συχνότητας στην περιοχή των χαμηλών συχνοτήτων, δίνοντας έμφαση σε

συγκεκριμένα χαρακτηριστικά τα οποία είναι σημαντικά για τη λειτουργία των συστημάτων.

Στα πολικά διαγράμματα καθώς και στα διαγράμματα Bode, αντί της συνολικής ημιτονοειδούς συνάρτησης μεταφοράς χρησιμοποιείται η ημιτονοειδής συνάρτησης μεταφοράς ανοιχτού βρόχου (loop gain), [21]. Αυτό συμβαίνει διότι μας δίνει σημαντικές πληροφορίες τόσο για την απόλυτη ευστάθεια όσο και για τη σχετική ευστάθεια [17], μέσα από τα αντίστοιχα περιθώρια κέρδους και φάσης, πληροφορίες δηλαδή που είναι αναγκαίες για την ανάλυση και βελτίωση των υπό μελέτη συστημάτων.



**Σχήμα 4.5:** Καμπύλη πλάτους ή μέτρου (magnitude plot) και καμπύλη φάσης (phase plot) των διαγραμμάτων Bode.

Στην καμπύλη πλάτους, αντί της απευθείας τιμής του μέτρου  $|G(j\omega)H(j\omega)|$  χρησιμοποιείται το μέγεθος  $20\log|G(j\omega)H(j\omega)|$  το οποίο μετρείται σε decibel (dB), [21]. Η γενική μορφή της ημιτονοειδούς συνάρτησης μεταφοράς ανοιχτού βρόχου ενός συστήματος  $n$ -οστής τάξης, [21], είναι η :

$$G(j\omega)H(j\omega) = \frac{K(1 + j\omega T_{z1})(1 + j\omega T_{z2}) \dots (1 + j\omega T_{zm})}{(1 + j\omega T_{p1})(1 + j\omega T_{p2}) \dots (1 + j\omega T_{pm})} \quad (4.6)$$

Όπου  $n \geq m$ ,  $z$  τα μηδενικά και  $p$  οι πόλοι του συστήματος

Βάση της θεωρίας των μιγαδικών αριθμών, ο λογάριθμος ενός μιγαδικού είναι επίσης μιγαδικός αριθμός. Έτσι, για τον νεπέριο λογάριθμο έχουμε ότι:



$$\ln G(j\omega)H(j\omega) = \ln[|G(j\omega)H(j\omega)|e^{j\Phi(\omega)}] = \ln|G(j\omega)H(j\omega)| + j\Phi(\omega) \quad (4.7)$$

Ο νεπέριος λογάριθμος της παραπάνω εξίσωσης αποτελείται από τις δύο ξεχωριστές συναρτήσεις της κυκλικής συχνότητας:

$$\ln|G(j\omega)H(j\omega)| = \text{Re}\{\ln G(j\omega)H(j\omega)\} \quad (4.8)$$

$$\Phi(\omega) = \angle G(j\omega)H(j\omega) = \text{Im}\{\ln G(j\omega)H(j\omega)\} \quad (4.9)$$

Οι δύο παραπάνω συναρτήσεις χρησιμοποιούνται για τη χάραξη των διαγραμμάτων μέτρου και φάσης, με τη μόνη διαφορά ότι αντί του νεπέριου λογάριθμου χρησιμοποιείται ο δεκαδικός λογάριθμος, [17].

Χρησιμοποιώντας τα διαγράμματα Bode μπορεί να γίνει διερεύνηση της ευστάθειας ενός συστήματος ελάχιστης φάσης [21]. Ο καλύτερος τρόπος για τον προσδιορισμό της ευστάθειας των συστημάτων μη ελάχιστης φάσης, είναι η χρησιμοποίηση του διαγράμματος Nyquist, παρά η χρησιμοποίηση του διαγράμματος Bode, [21].

Σύστημα ελάχιστης φάσης ονομάζεται ένα σύστημα το οποίο έχει όλους τους πόλους του και όλα τα μηδενικά στο αριστερό ημιεπίπεδο. Μόνο τα συστήματα ελάχιστης φάσης μπορούν να οδηγήσουν σε ένα ευσταθές και αιτιατό<sup>1</sup> αντίστροφο σύστημα. Μια σημαντική ιδιότητα των συστημάτων ελάχιστης φάσης είναι η μοναδική σχέση μεταξύ του φάσματος πλάτους και του φάσματος φάσης. Πιο συγκεκριμένα, η απόκριση φάσης ενός συστήματος ελάχιστης φάσης μπορεί να βρεθεί μοναδικά, από την απόκριση πλάτους, και το αντίστροφο [21].

Για να είναι ένα σύστημα ευσταθές θα πρέπει τα δύο περιθώρια εύρους και φάσης να είναι ταυτόχρονα θετικά [17].

Ειδικότερα, ένα σύστημα χαρακτηρίζεται ευσταθές, όταν η γωνία φάσης είναι περισσότερο θετική των  $-180^\circ$  όταν το κέρδος του συστήματος είναι 0 db και όταν ταυτοχρόνως το κέρδος του συστήματος σε db είναι αρνητικό, στην περίπτωση που η γωνία φάσης είναι  $-180^\circ$  [17].

---

<sup>1</sup> Ένα σύστημα είναι αιτιατό (causal) όταν η παρούσα τιμή της εξόδου του δεν εξαρτάται από μελλοντικές τιμές της εισόδου.

Στην πράξη, η σχετική ευστάθεια είναι αποδεκτή όταν τα περιθώρια εύρους και φάσης αντίστοιχα κυμαίνονται στα όρια, [21] :

$$G.M. > 6 \text{ db} \quad (4.10)$$

$$30^\circ < P.M. < 60^\circ \quad (4.11)$$

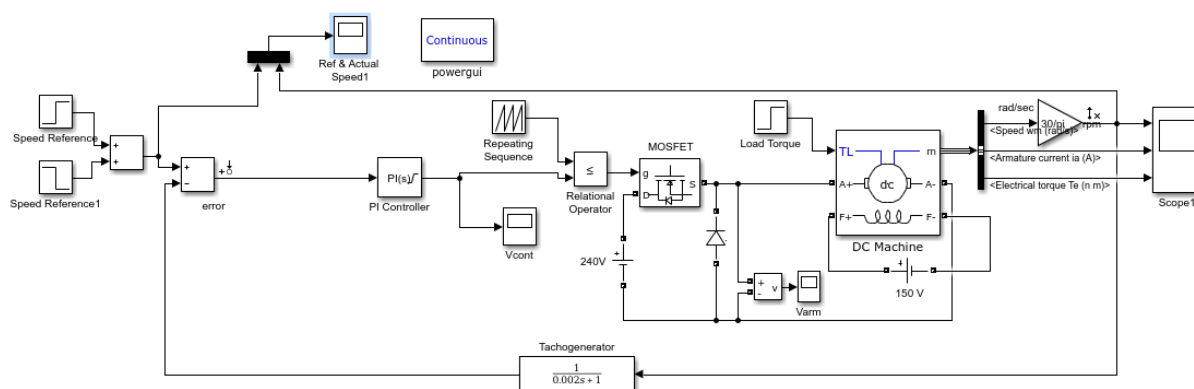
# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Σχεδίαση Συμβατικού και Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτή ενός Βρόχου για DC Κινητήρα

## 5.1 Εισαγωγή

Αυτό το κεφάλαιο οργανώνεται ως εξής: στην ενότητα 5.2 γίνεται περιγραφή του Συμβατικού PI Ελεγκτή, στην ενότητα 5.3 παρουσιάζεται η διαδικασία της ασαφούς λογικής και στην ενότητα 5.4 αναλύεται ο προτεινόμενος Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής. Στη συνέχεια, στην ενότητα 5.5, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκρίνονται και αναλύονται και τέλος, στην ενότητα 5.6 εξάγονται τα συμπεράσματα.

## 5.2 Συμβατικός PI Ελεγκτής

Ο υπό έλεγχο DC κινητήρας που χρησιμοποιείται, έχει ονομαστική ισχύ 5 Hp, ονομαστική τάση τυμπάνου 240 VDC, ονομαστική τάση τυλίγματος διέγερσης 150 VDC και ονομαστικές στροφές 1750 rpm. Ο PI ελεγκτής χρησιμοποιείται για τον έλεγχο μετατροπέα ενός τεταρτημορίου (chopper), ο οποίος αποτελείται από έναν πλήρως ελεγχόμενο ημιαγωγικό διακόπτη (MOSFET), οποίος λειτουργεί ως διακόπτης on/off ανάλογα με το σήμα που δέχεται στην πύλη του (δυαδικό 0 ή 1), μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης (freewheeling diode) και την DC πηγή τροφοδοσίας. Το κύκλωμα του προτεινόμενου συμβατικού PI Ελεγκτή παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.1: Το κύκλωμα του προτεινόμενου συμβατικού PI Ελεγκτή στο περιβάλλον του Simulink

Ο PI ελεγκτής δέχεται το σφάλμα ταχύτητας (επιθυμητή ταχύτητα του κινητήρα μείον την πραγματική ταχύτητα του κινητήρα), παράγει την έξοδο η οποία περνάει από έναν ανιχνευτή κορεσμού και αν η έξοδος είναι μεγαλύτερη από την τιμή του τριγωνικού σήματος τότε η έξοδος του συγκριτή είναι 1, διαφορετικά 0. Αν η έξοδος του συγκριτή είναι 1, το MOSFET θα μεταβεί σε κατάσταση αγωγής και συνεπώς η τάση τροφοδοσίας

των 240V θα εφαρμοστεί στο τύλιγμα τυμπάνου, ενώ στην περίπτωση που η έξοδος του συγκριτή είναι 0, το MOSFET θα λειτουργήσει σαν ανοιχτός διακόπτης, διακόπτοντας την τροφοδοσία του τυλίγματος τυμπάνου. Με αυτήν την τεχνική Διαμόρφωσης Πλάτους Παλμών (Pulse Width Modulation) ελέγχεται η τάση στο τύλιγμα τυμπάνου του κινητήρα και συνεπώς η ταχύτητά του (στροφές). Οι παράμετροι του κινητήρα DC παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.1.

**Πίνακας 5.1** Παράμετροι DC κινητήρα

Παράμετρος	Περιγραφή	Τιμή
<i>La</i>	Αυτεπαγωγή του τυλίγματος τυμπάνου (Henry)	0,016
<i>Ra</i>	Αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου (Ohms)	0,78
<i>Lf</i>	Αυτεπαγωγή του τυλίγματος διέγερσης (Henry)	112,5
<i>Rf</i>	Αντίσταση του τυλίγματος διέγερσης (Ohms)	150
<i>Jm</i>	Ροπή αδράνειας μηχανής (Kg*m <sup>2</sup> )	0,05
<i>Bm</i>	Λόγος απόσβεσης μηχανικού συστήματος (N*m*s)	0,01
<i>Laf</i>	Αλληλεπαγωγή τυλιγμάτων τυμπάνου και διέγερσης (Henry)	1,234

### 5.3 Διαδικασία Ασαφούς Λογικής

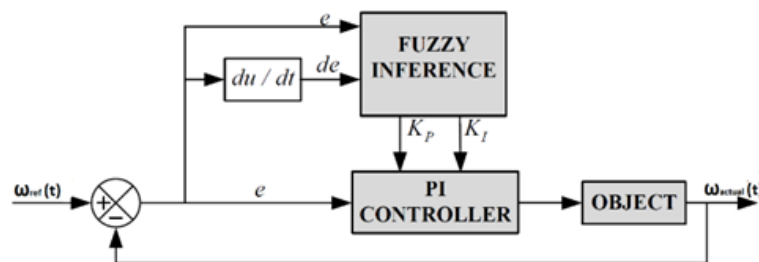
Η ασαφής λογική προτάθηκε για πρώτη φορά από τον A. Zadeh [15] και είναι μια μαθηματική θεωρία που μας βοηθά να αντιπροσωπεύσουμε τη γνώση με βάση τους βαθμούς συμμετοχής αντί για τη δυαδική λογική. Η ασαφής λογική διαμορφώνει τη λήψη αποφάσεων, την ανθρώπινη εμπειρία και την κοινή λογική του ανθρώπου, επομένως παρέχει περισσότερο ευφυή για τον άνθρωπο συστήματα.

Κατά τη διαδικασία της ασαφούς λογικής, αρχικά, οι σαφείς ποσότητες εισόδου μετατρέπονται σε ασαφείς ποσότητες, με βάση την καθορισμένη μέθοδο ασαφοποίησης, στη μονάδα ασαφοποίησης. Μετά από αυτό, οι ασαφείς είσοδοι αποστέλλονται στη μονάδα λήψης αποφάσεων που εκτελεί λειτουργίες βάσει των κανόνων και των βαθμών συμμετοχής των ασαφών συνόλων. Τέλος, οι ασαφείς έξοδοι μετατρέπονται σε σαφείς, αριθμητικές εξόδους από τη μονάδα αποσαφήνισης, [15].

Δύο από τις πιο συχνά χρησιμοποιούμενες μεθόδους Ασαφούς Συμπερασμού είναι η Mamdani και η Sugeno [20]. Η κύρια διαφορά αυτών των δύο μεθόδων είναι στη μέθοδο αποσαφήνισης, η οποία καθορίζει τις σαφείς εξόδους. Η μέθοδος Mamdani, η οποία χρησιμοποιήθηκε στον προτεινόμενο ελεγκτή, χρησιμοποιεί τη μέθοδο του Κέντρου Βαρύτητας (Center of Gravity) ενώ η διαδικασία Sugeno χρησιμοποιεί τη μέθοδο του Σταθμισμένου Μέσου Όρου (Weighted Average). Προτιμήθηκε η μέθοδος Mamdani, αντί της μεθόδου Sygeno, διότι μας επιτρέπει να περιγράψουμε υπάρχουσα γνώση, εξειδίκευση και εμπειρία με περισσότερο διαισθητικό και «ανθρώπινο» τρόπο [20].

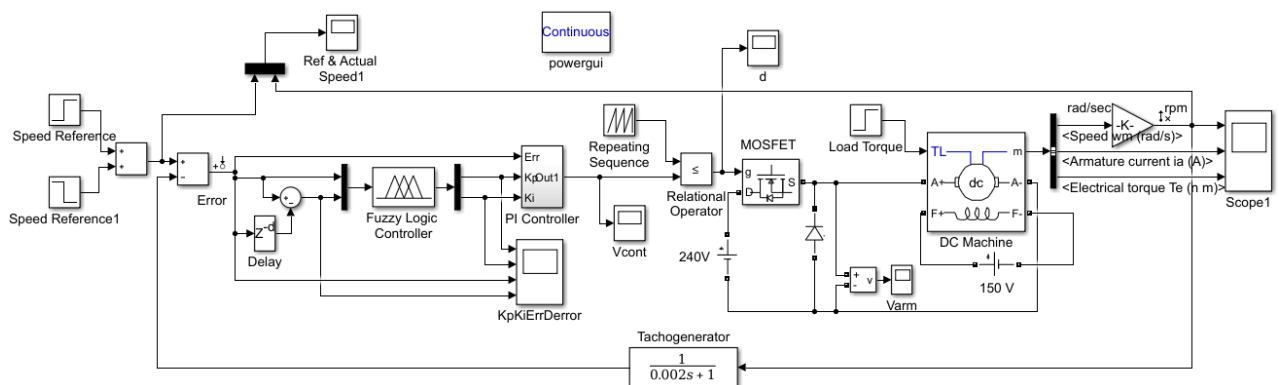
## 5.4 Προτεινόμενος Ελεγκτής Ασαφούς Λογικής

Ο προτεινόμενος Ελεγκτής Ασαφούς Λογικής (Fuzzy Logic Controller ή FLC), όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.2, είναι ένα σύστημα δύο εισόδων και δύο εξόδων. Χρησιμοποιεί εννέα (9) ασαφείς κανόνες, μειώνοντας έτσι την πολυπλοκότητα και τον υπολογιστικό χρόνο. Η επιλογή των κεντρικών τιμών των ασαφών συνόλων εξόδου και των ασαφών κανόνων ήταν στο επίκεντρο του σχεδιασμού.



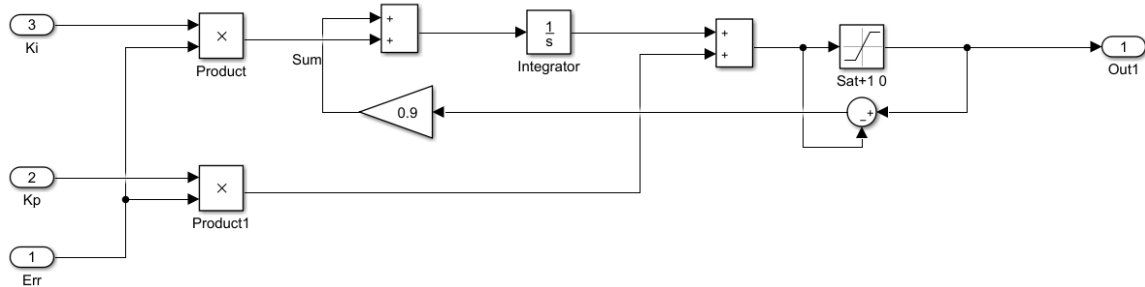
Σχήμα 5.2: Δομικό διάγραμμα του προτεινόμενου Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτή

Όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.2, τα δύο σήματα εισόδου είναι το σφάλμα Error και η μεταβολή του σφάλματος της ταχύτητας του κινητήρα Derror, ενώ τα δύο σήματα εξόδου είναι το αναλογικό ( $K_p$ ) και το ολοκληρωτικό ( $K_i$ ) κέρδος, προκειμένου να παραχθούν τα κατάλληλα μεταβλητά κέρδη που θα εισαχθούν στον PI Ελεγκτή. Η έξοδος του PI ελεγκτή (σήμα ελέγχου) και ένα τριγωνικό σήμα σταθερής συχνότητας χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο του ημιαγωγικού διακόπτη του DC/DC μετατροπέα ενός τεταρτημορίου. Με αυτόν τον τρόπο ελέγχεται η τάση του τυλίγματος τυμπάνου και κατά συνέπεια η ταχύτητα του DC κινητήρα.



Σχήμα 5.3: Το κύκλωμα του προτεινόμενου Ασαφούς PI Ελεγκτή στο περιβάλλον του Simulink

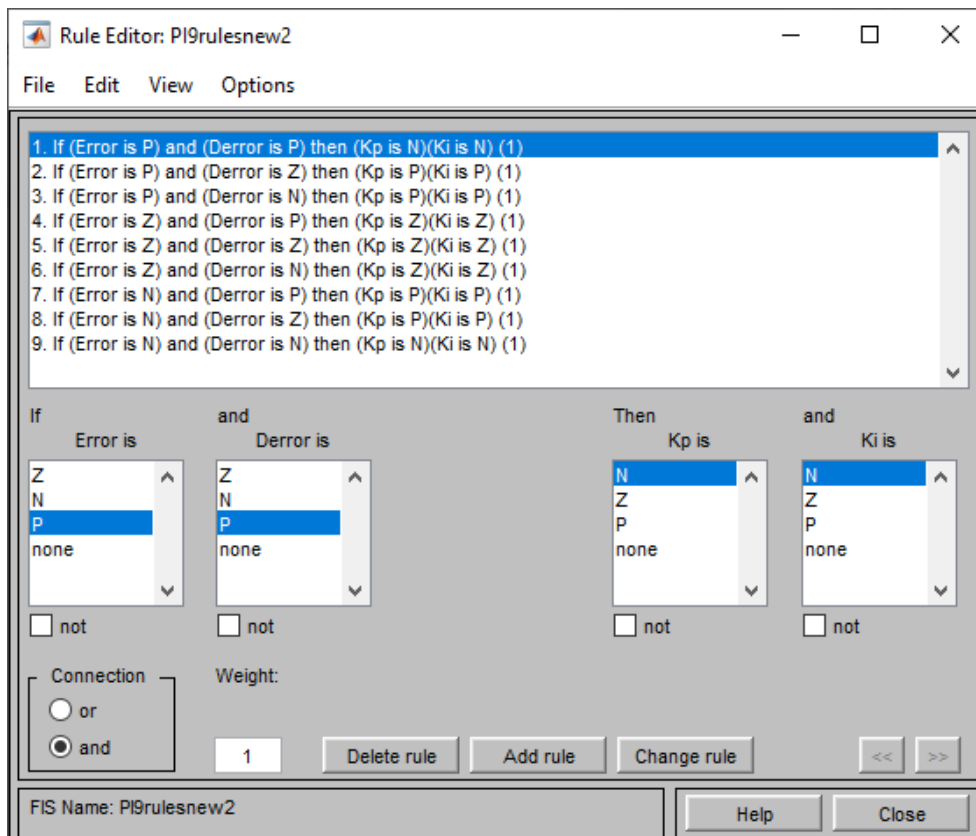
Ο Ασαφούς λογικής PI Ελεγκτής, που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.3, έχει ενσωματωμένο κύκλωμα προστασίας, anti-windup<sup>2</sup>. Αυτό λειτουργεί ως εξής: εάν ο ολοκληρωτής δέχεται μεγάλες, συνεχώς αυξανόμενες τιμές, αυτές δεν θα εξέρχονται στην έξοδο, δημιουργώντας προβλήματα στον έλεγχο, αλλά θα περνούν μέσα από τον ελεγκτή κορεσμού, ο οποίος θα παράγει αριθμητική τιμή 1. Έτσι ο ενισχυτής με κέρδος 0,9 θα λαμβάνει σήμα 1 μείον μια μεγάλη τιμή = μεγάλη αρνητική τιμή. Αυτή η τιμή, θα προστίθεται στην τιμή που θα λαμβάνει ο ολοκληρωτής και θα μειώσει έτσι την πολύ μεγάλη τιμή που δέχεται ο ολοκληρωτής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.4.



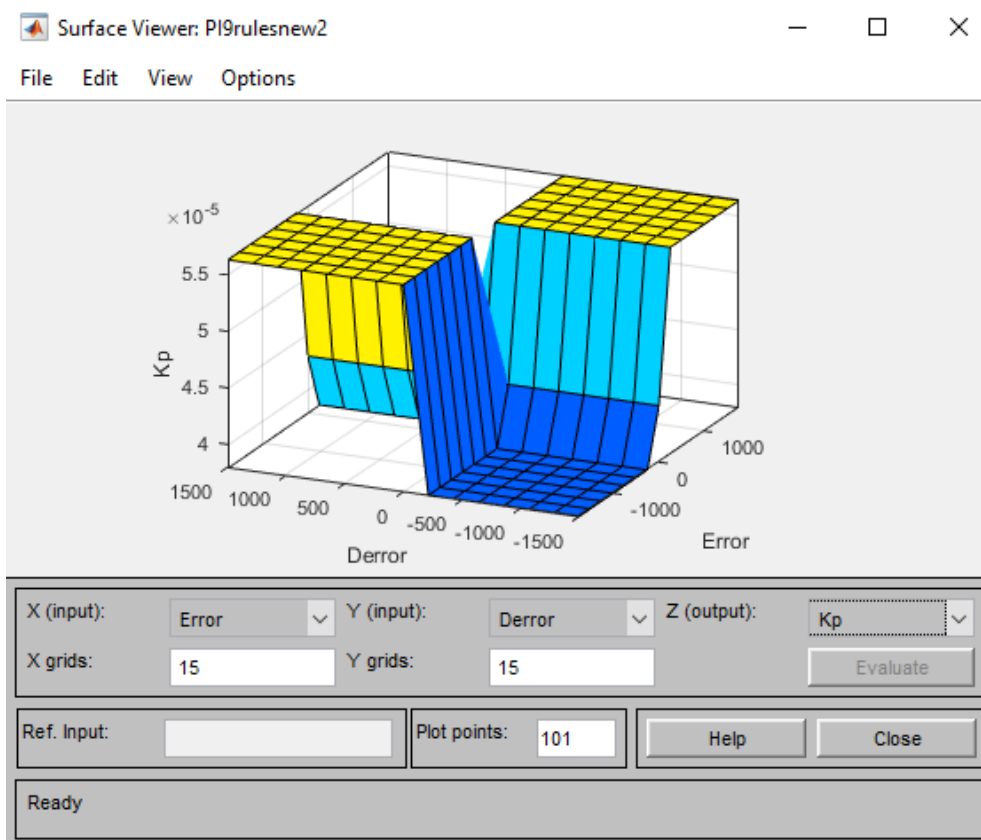
Σχήμα 5.4: Anti-Windup κύκλωμα στον Fuzzy PI Ελεγκτή

Τα ασαφή σύνολα εισόδου έχουν δύο τραπεζοειδείς συναρτήσεις συμμετοχής: Αρνητικό (N) και Θετικό (P) και μία τριγωνική συνάρτηση συμμετοχής: Μηδέν (Z), ενώ τα ασαφή σύνολα εξόδου έχουν τρεις τριγωνικές συναρτήσεις συμμετοχής: Αρνητικό (N), Μηδέν (Z) και Θετικό (P), συνεπώς προκύπτουν εννέα (9) κανόνες οι οποίοι εισάγονται στο Fuzzy Toolbox του Simulink μέσω της επιλογής Rule Editor όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.5. Στο Σχήμα 5.6 παρουσιάζεται μια τρισδιάστατη απεικόνιση της επιφάνειας των εννέα (9) ασαφών κανόνων που εισήχθησαν στον Ασαφή Ελεγκτή.

<sup>2</sup> Ο όρος windup, αναφέρεται στην κατάσταση σε έναν PI ή PID ελεγκτή, όπου συμβαίνει μια μεγάλη αλλαγή στο σφάλμα και ο ολοκληρωτικός όρος του ελεγκτή, συσσωρεύει ένα μεγάλο σφάλμα.



Σχήμα 5.5: Διαδικασία εισαγωγής κανόνων χρησιμοποιώντας την επιλογή Rule Editor στο Fuzzy Toolbox του Simulink



Σχήμα 5.6: Τρισδιάστατη απεικόνιση της επιφάνειας των εννέα (9) ασαφών κανόνων

Οι κεντρικές τιμές των συναρτήσεων συμμετοχής των δύο ασαφών συνόλων εξόδου είναι πολύ σημαντικές για τη συμπεριφορά του υπό έλεγχο συστήματος. Για να βρεθούν οι προαναφερθείσες κεντρικές τιμές, χρησιμοποιήθηκαν δύο τεχνικές βελτιστοποίησης. Στην πρώτη τεχνική, ο DC κινητήρας, που ελέγχεται από έναν συμβατικό ελεγκτή PI, μοντελοποιείται και προσομοιώνεται χρησιμοποιώντας το περιβάλλον Simulink στο MATLAB. Στη συνέχεια, εφαρμόζοντας την επιλογή Autotuning<sup>3</sup>, η οποία είναι ενσωματωμένη στο Simulink, προκύπτουν τα βέλτιστα κέρδη  $K_p$  και  $K_i$ . Στη δεύτερη τεχνική, χρησιμοποιείται η επιλογή Autotuning σε συνδυασμό με την επιλογή Manual-Trimming<sup>4</sup> (επίσης ενσωματωμένη στο Simulink), προκειμένου να επιλεχθεί η δυναμική απόκριση του συμβατικού PI ελεγκτή και να παραχθεί η επιθυμητή απόκριση. Τα δύο ζεύγη κερδών που προέκυψαν εφαρμόζοντας τις παραπάνω τεχνικές βελτιστοποίησης χρησιμοποιούνται ως κεντρικές τιμές για τις συναρτήσεις συμμετοχής των δύο ασαφών συνόλων εξόδου και έτσι προέκυψαν δύο διαφορετικοί Ασαφείς PI ελεγκτές.

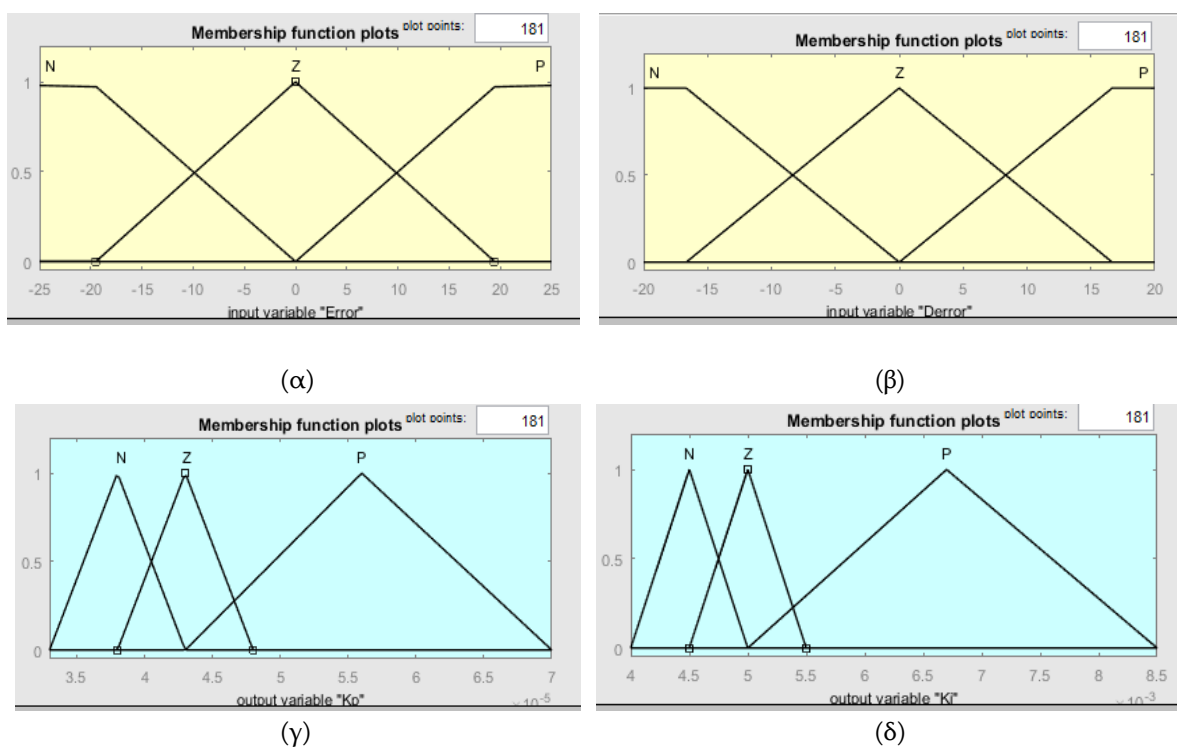
Η μέθοδος ασαφούς συμπερασμού που χρησιμοποιείται είναι η Mamdani. Στη συγκεκριμένη μέθοδο για τον λογικό σύνδεσμο Και-And στα Εάν-If μέρη των κανόνων χρησιμοποιείται η επιλογή Min-Ελάχιστο, επιλέγεται δηλαδή, ο ελάχιστος βαθμός από τα διαφορετικά Εάν-If μέρη των κανόνων. Για τον λογικό σύνδεσμο Ή-Or στα Εάν-If μέρη των κανόνων χρησιμοποιείται η επιλογή Max-Μέγιστο, επιλέγεται δηλαδή, ο μέγιστος βαθμός από τα διαφορετικά Εάν-If μέρη. Στη μέθοδο επαγωγής γίνεται χρήση της επιλογής του Ελαχίστου-Min ενώ στη μέθοδο συνάθροισης των εξόδων των ασαφών κανόνων χρησιμοποιείται η επιλογή του Μεγίστου-Max. Τέλος, η αποσαφήνιση δηλαδή η διαδικασία παραγωγής της τελικής αριθμητικής τιμής της εξόδου γίνεται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο του Κέντρου Βαρύτητας- centroid, η οποία είναι η πιο ευρέως διαδεδομένη, [20].

---

<sup>3</sup> Το Autotuning είναι μια αυτοματοποιημένη μέθοδος του Simulink/Matlab με την οποία υπολογίζονται οι βέλτιστες τιμές  $K_p$  και  $K_i$  για τον PI ελεγκτή ενός συστήματος ελέγχου το οποίο μπορεί να γραμμικοποιηθεί.

<sup>4</sup> Το Manual Trimming είναι μια διαδικασία, που μπορεί να κάνει ο σχεδιαστής του συστήματος μέσα από το Simulink, με την οποία για ένα σύστημα που μπορεί να γραμμικοποιηθεί, μπορεί να επιλέξει τον χρόνο απόκρισης και την συμπεριφορά στα μεταβατικά φαινόμενα και με αυξομειώσεις σε αυτά τα δύο (2) μεγέθη να επιλέξει την βέλτιστη επιθυμητή απόκριση.





**Σχήμα 5.7:** Συναρτήσεις συμμετοχής μεταβλητών εισόδου και εξόδου: (α) Σφάλμα, (β) Μεταβολή σφάλματος, (γ) Αναλογικός συντελεστής  $K_p$ , (δ) Ολοκληρωτικός συντελεστής  $K_i$

Οι Πίνακες 5.2 και 5.3 δείχνουν τα αριθμητικά εύρη των μεταβλητών εισόδου Error και Derror αντίστοιχα. Οι μεταβλητές εισόδου (Z) έχουν στενά εύρη σε σύγκριση με το (N) και το (P), έτσι ώστε οι ασαφείς κανόνες που παράγουν μηδενικές εξόδους (Z) να ενεργοποιούνται αφού το σφάλμα εισέλθει στο εύρος τιμών του (Z), επιτρέποντας στον FLC να λειτουργεί για μεγαλύτερο χρονικό διάστημα στις περιοχές (N) και (P). Κατά την λειτουργία σε αυτές τις περιοχές, τα κέρδη που παρέχονται στον συμβατικό PI ελεγκτή είναι μικρότερα και μεγαλύτερα αντίστοιχα, με αποτέλεσμα να έχουμε πιο αργό έλεγχο κατά τη λειτουργία στην περιοχή (N) και ταχύτερο έλεγχο όταν λειτουργεί στην περιοχή (P).

**Πίνακας 5.2.** Μεταβλητή εισόδου «Σφάλμα» (Error)

Λεκτική Τιμή	Μεταβλητή	Αριθμητικό Εύρος
Αρνητικό	N	[-1750 -1750 -20 0]
Μηδέν	Z	[-20 0 20]
Θετικό	P	[0 20 1750 1750]

**Πίνακας 5.3.** Μεταβλητή εισόδου «Μεταβολή σφάλματος» (Derror)

Λεκτική Τιμή	Μεταβλητή	Αριθμητικό Εύρος
Αρνητικό	N	[-1500 -1500 -10 0]
Μηδέν	Z	[-10 0 10]
Θετικό	P	[0 10 1500 1500]

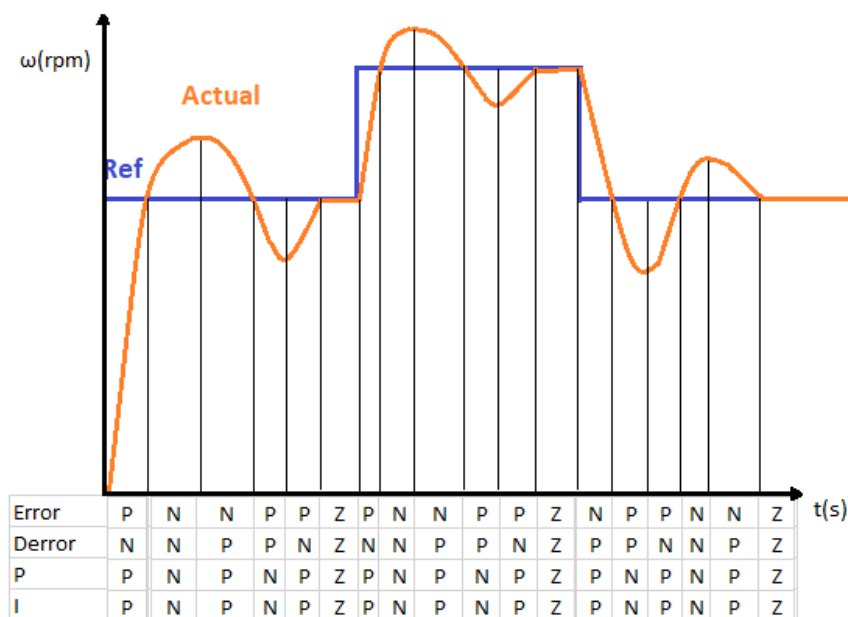
Όπως φαίνεται από το Σχήμα 5.7, οι ασαφείς συναρτήσεις συμμετοχής των ασαφών μεταβλητών εξόδου δεν είναι συμμετρικές. Ο λόγος για αυτό είναι επειδή οι μεταβλητές εξόδου  $Kp$  και  $Ki$  πρέπει να έχουν υψηλότερη θετική τιμή όταν το (P) ασαφές σύνολο ενεργοποιείται από τον FLC. Ο Πίνακας 5.4 που παρουσιάζει τη μεταβλητή εξόδου  $Kp$ , δείχνει ότι η κεντρική τιμή του (N) επιλέγεται να είναι περίπου κατά 13% μικρότερη από την κεντρική τιμή του (Z) ενώ η κεντρική τιμή του (P) είναι κατά 30% υψηλότερη από τις κεντρικές τιμές του (Z). Αυτό συμβαίνει επειδή θέλουμε να εφαρμόζονται υψηλότερες τιμές κέρδους  $Kp$  και  $Ki$  στον PI ελεγκτή όταν οι μεταβλητές εξόδου είναι (P), με αποτέλεσμα την ταχύτερη απόκριση του κινητήρα. Από την άλλη πλευρά, όταν οι έξοδοι του FLC είναι (N), θέλουμε αυτές οι τιμές (N) να είναι κοντά στις βέλτιστες τιμές έτσι ώστε το σύστημα να παραμείνει στιβαρό. Το ίδιο σκεπτικό εφαρμόζεται για τη μεταβλητή εξόδου  $Ki$ , που φαίνεται στον Πίνακα 5.5.

**Πίνακας 5.4.** Μεταβλητή εξόδου  $Kp$ 

Λεκτική Τιμή	Μεταβλητή	Αριθμητικό Εύρος
Αρνητικό	N	[3.3e-05 3.8e-05 4.3e-05]
Μηδέν	Z	[3.8e-05 4.3e-05 4.8e-05]
Θετικό	P	[4.3e-05 5.6e-05 7e-05]

**Πίνακας 5.5.** Μεταβλητή εξόδου  $Ki$ 

Λεκτική Τιμή	Μεταβλητή	Αριθμητικό Εύρος
Αρνητικό	N	[0.004 0.0045 0.005]
Μηδέν	Z	[0.0045 0.005 0.0055]
Θετικό	P	[0.005 0.0067 0.0085]



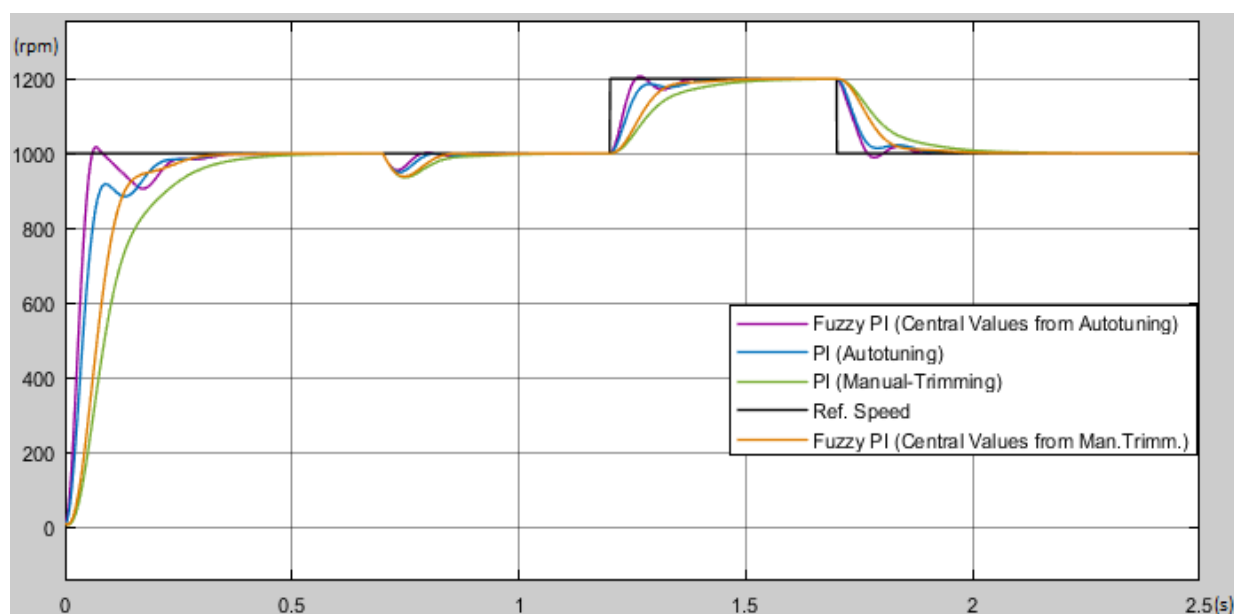
**Σχήμα 5.8:** Ανάλυση της επιλογής των ασαφών κανόνων βάση των περιοχών λειτουργίας του κινητήρα.

Στο Σχήμα 5.8, πραγματοποιείται λεπτομερής ανάλυση κάθε περιοχής λειτουργίας του κινητήρα. Με βάση τις ασαφείς μεταβλητές Error and Derror που κατανομούνται σε κάθε περιοχή και την επιθυμητή παραχθείσα έξοδο του FLC, προκύπτουν οι ασαφείς κανόνες. Κατά την εκκίνηση του κινητήρα, όπου το σφάλμα είναι (P) και το Derror είναι (N), ο FLC παράγει (P) τιμές για τον PI ελεγκτή, (η κεντρική τιμή του (P) επιλέγεται να είναι κατά 30% υψηλότερη από την κεντρική τιμή του (Z)), έτσι ώστε η ταχύτητα αναφοράς να επιτυγχάνεται ταχύτερα σε σύγκριση με την περίπτωση στην οποία χρησιμοποιείται συμβατικός αναλογικός και ολοκληρωτικός PI ελεγκτής με σταθερό κέρδος. Μόλις ξεπεραστεί η τιμή αναφοράς, η εντολή ελέγχου του ελεγκτή είναι (N) έτσι ώστε τα κέρδη (P) από την προηγούμενη κατάσταση, να μειωθούν σε τιμές μικρότερες από τις βέλτιστες τιμές, (η κεντρική τιμή του (N) είναι κατά 12% μικρότερη από την κεντρική τιμή του (Z)), με αποτέλεσμα λιγότερο ταχύ έλεγχο και αποτροπή αστάθειας και ταλαντωτικής συμπεριφοράς. Όταν η ταχύτητα του κινητήρα φτάσει την τιμή αναφοράς, η εντολή ελέγχου του ελεγκτή πρέπει να είναι (Z) έτσι ώστε να αποφεύγεται η υπερβολική υπερύψωση ή/και η ταλαντωτική συμπεριφορά. Κατά τη διάρκεια της βηματικής αύξησης της ταχύτητας που φαίνεται στο Σχήμα 5.7, όπου το Σφάλμα είναι (P) και το Derror είναι (N), ο FLC παράγει τιμές (P) για τον ελεγκτή PI έτσι ώστε η ταχύτητα αναφοράς να επιτυγχάνεται γρηγορότερα. Ο FLC παράγει επίσης τιμές (P) για τον ελεγκτή PI κατά τη διάρκεια της βηματικής μείωσης της ταχύτητας όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.8, όπου το σφάλμα είναι (N) και το Derror είναι (P) έτσι ώστε ο κινητήρας να συγκλίνει γρηγορότερα στην ταχύτητα αναφοράς.

## 5.5 Σύγκριση αποτελεσμάτων

Στο Σχήμα 5.9, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, της μεταβατικής απόκρισης φορτίου και ταχύτητας για τους τέσσερις (4) διαφορετικούς ελεγκτές (δύο συμβατικούς και δύο ασαφείς PI ελεγκτές). Ο πρώτος ελεγκτής Fuzzy PI (FPI-Autotuning) έχει κεντρικές τιμές για τις δύο συναρτήσεις συμμετοχής εξόδου προερχόμενες από την επιλογή Autotuning του Simulink.

Ο δεύτερος ελεγκτής Fuzzy PI (FPI-Manual-Trimming) έχει κεντρικές τιμές για τις δύο συναρτήσεις συμμετοχής εξόδου προερχόμενες από την επιλογή Manual-Tuning του Simulink. Ο τρίτος ελεγκτής είναι ο PI-Autotuning με σταθερά κέρδη  $K_p$  και  $K_i$  τα οποία προέρχονται από την επιλογή Autotuning του Simulink και ο τέταρτος ελεγκτής είναι ο PI-Manual-Trimming με σταθερά κέρδη  $K_p$  και  $K_i$  τα οποία προέρχονται από την επιλογή Manual Trimming του Simulink.



**Σχήμα 5.9:** Αποτελέσματα προσομοίωσης μεταβατικής απόκρισης φορτίου και ταχύτητας για διαφορετικές τεχνικές ελέγχου βελτιστοποίησης:

Για  $t = 0s$ , ο κινητήρας ξεκινά με φορτίο 6 Nm (30% του ονομαστικού φορτίου),

$t = 0,7s$  πραγματοποιείται βηματική αύξηση φορτίου από 6 σε 18 Nm (90 % του ονομαστικού φορτίου)

$t=1,2s$  πραγματοποιείται βηματική αύξηση της ταχύτητας από 1000 σε 1200 rpm

$t = 1,7s$  πραγματοποιείται βηματική μείωση της ταχύτητας από 1200 σε 1000 rpm.

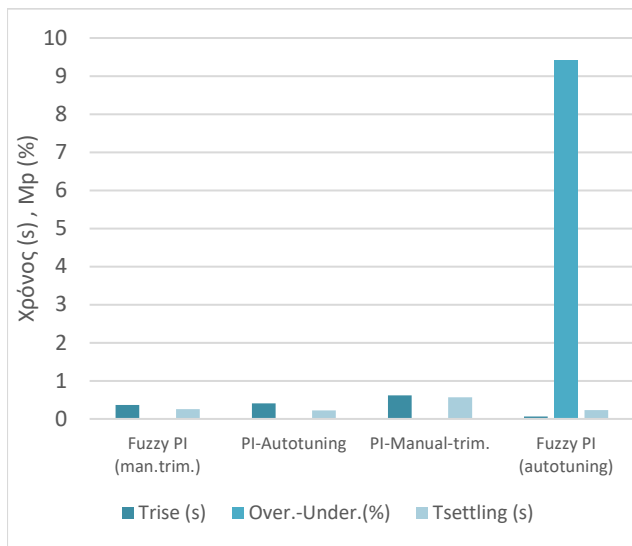
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.9, ο ελεγκτής FPI-Autotuning, παρουσιάζει τα καλύτερα αποτελέσματα σε σύγκριση με όλους τους άλλους ελεγκτές όσον αφορά στους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης για μεταβατική απόκριση φορτίου και ταχύτητας του

κινητήρα. Αυτό όχι μόνο δείχνει τη θετική επίδραση που έχει ο FLC στην μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος, αλλά επίσης αποδεικνύει ότι η επιλογή των κεντρικών τιμών στα ασαφή σύνολα εξόδου είναι καθοριστικής σημασίας για την απόκριση του συστήματος.

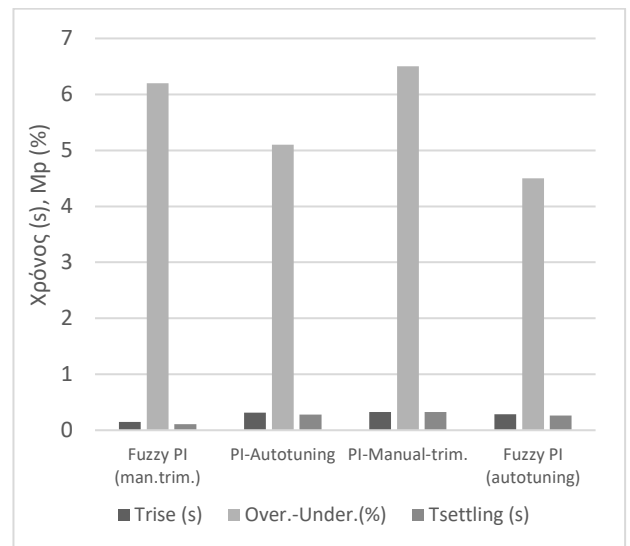
Οι χρόνοι ανόδου, αποκατάστασης και η υπερύψωση/βύθιση κατά τη διάρκεια της βηματικής μεταβολής της ταχύτητας του κινητήρα (από 1200 στις 1000 rpm) και του φορτίου (από 6 στα 18 Nm) για τους τέσσερις (4) ελεγκτές παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.10. Στα περισσότερα μεταβατικά φαινόμενα, ο FLC με κεντρικές τιμές που προέρχονται από τη επιλογή Autotuning του Simulink, παρέχει τα καλύτερα αποτελέσματα όσο αφορά στους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης. Ιδιαίτερα, κατά την βηματική μεταβολή της ταχύτητας του κινητήρα από 0 σε 1000 rpm, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.10α, ο ελεγκτής FPI-Autotuning είχε τον χαμηλότερο χρόνο ανόδου (0,06 s), και επίσης τον χαμηλότερο χρόνο αποκατάστασης (0,408 s) μαζί με τον PI-Autotuning Ελεγκτή, ενώ παρατηρήθηκε βύθιση 9,4% με τον ελεγκτή FPI-Autotuning λόγω της γρήγορης δράσης του FLC για τη μείωση του σφάλματος.

Επιπλέον, για την περίπτωση της βηματικής αύξησης του φορτίου του κινητήρα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.10β, ο ελεγκτής FPI-Autotuning είχε την χαμηλότερη βύθιση (4,5%) και επίσης χαμηλότερο χρόνο ανόδου και αποκατάστασης σε σχέση με τους κλασικούς PI ελεγκτές. Κατά την βηματική αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα από 1000 σε 1200 rpm, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.10γ, ο ελεγκτής FPI-Autotuning είχε τον χαμηλότερο χρόνο ανόδου (0,056 s) ενώ ο ελεγκτής PI-Autotuning είχε τον χαμηλότερο χρόνο αποκατάστασης (0,068 s).

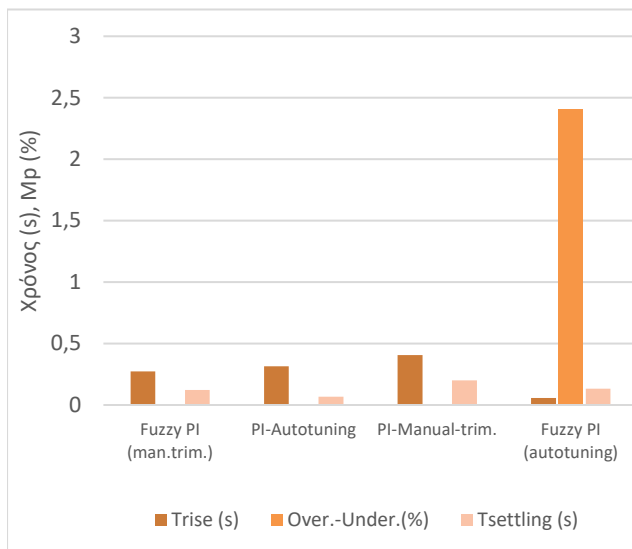
Κατά τη διάρκεια της βηματικής μείωσης της ταχύτητας του κινητήρα από 1200 σε 1000 rpm που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.10δ, ο ελεγκτής FPI-Autotuning παρουσίασε καλύτερη συμπεριφορά σε σύγκριση με τους δύο συμβατικούς PI ελεγκτές και τον ελεγκτή FPI-Manual-Trimming, όσον αφορά τους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης. Αυτό δείχνει ότι η επιλογή των κεντρικών τιμών είναι καθοριστική για την συμπεριφορά του συστήματος στην δυναμική κατάσταση. Το σύστημα που χρησιμοποιεί τον ελεγκτή FPI-Autotuning είχε μια μικρή υπερύψωση 1,8%.



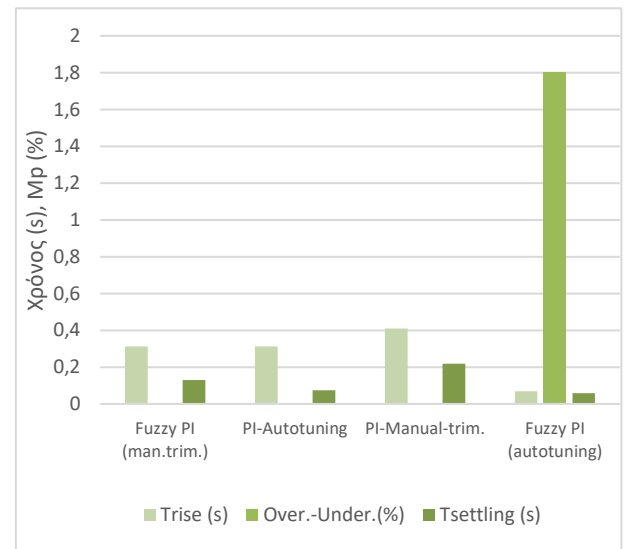
(α)



(β)



(γ)



(δ)

**Σχήμα 5.10:** Χρόνος ανόδου (Trise), Χρόνος αποκατάστασης (Tsettlng) και Μέγιστη υπερέψωση/βύθιση (Mp): (α) κατά τη βηματική αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα από 0 σε 1000 rpm υπό φορτίο 6 Nm. (β) κατά τη βηματική αύξηση του φορτίου του κινητήρα από 6 σε 18 Nm υπό λειτουργία στις 1000 rpm (γ) κατά τη βηματική αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα, από 1000 rpm σε 1200 rpm υπό φορτίο 18 Nm, (δ) κατά τη διάρκεια βηματικής μείωσης της ταχύτητας του κινητήρα, από 1200 rpm σε 1000 rpm υπό 18 Nm φορτίο.

## 5.6 Συμπεράσματα

Αυτή η προσομοίωση δείχνει ότι ένας PI Ελεγκτής Ασαφούς Λογικής (Fuzzy PI) με κεντρικές τιμές που προέρχονται από τη επιλογή Autotuning του Simulink (FPI-Autotuning Controller) ξεπερνά σε ταχύτητα απόκρισης τους κλασικούς ελεγκτές PI

όσον αφορά τους χρόνους ανόδου, τους χρόνους αποκατάστασης και της ποσοστιαίας υπερύψωσης/βύθισης κατά τις βηματικές μεταβολές του φορτίου και της ταχύτητας. Προσφέρει πολύ γρήγορη απόκριση στον έλεγχο για να επιτευχθεί πιο γρήγορα η ταχύτητα αναφοράς. Έτσι υπάρχει η περίπτωση να εισάγει μια μικρή υπερύψωση/βύθιση στο σύστημα λόγω της πολύ γρήγορης δράσης για τη μείωση του σφάλματος. Επιπλέον, αποδείχθηκε ότι οι κεντρικές τιμές των συναρτήσεων συμμετοχής των δύο ασαφών συνόλων εξόδου είναι πολύ σημαντικές για τη συμπεριφορά του ελεγχόμενου συστήματος στη δυναμική κατάσταση. Ο ελεγκτής FPI-Autotuning έδειξε ότι παρέχει καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά τους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης σε σύγκριση με τον ελεγκτή FPI-Manual-Trimming, δείχνοντας ότι κέρδη  $K_p$  και  $K_i$  που οδηγούν σε καλύτερη συμπεριφορά σε κλασικούς PI ελεγκτές, όταν χρησιμοποιηθούν σαν κεντρικές τιμές σε Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής, θα δημιουργήσουν Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής που θα προσφέρουν καλύτερα χαρακτηριστικά απόκρισης. Τέλος, αποδείχτηκε ότι η ενσωμάτωση Ασαφών Ελεγκτών στους συμβατικούς Ελεγκτές PI-Autotuning και PI-Manual Trimming οδηγεί σε συστήματα ελέγχου Ασαφούς Λογικής με καλύτερα χαρακτηριστικά απόκρισης.

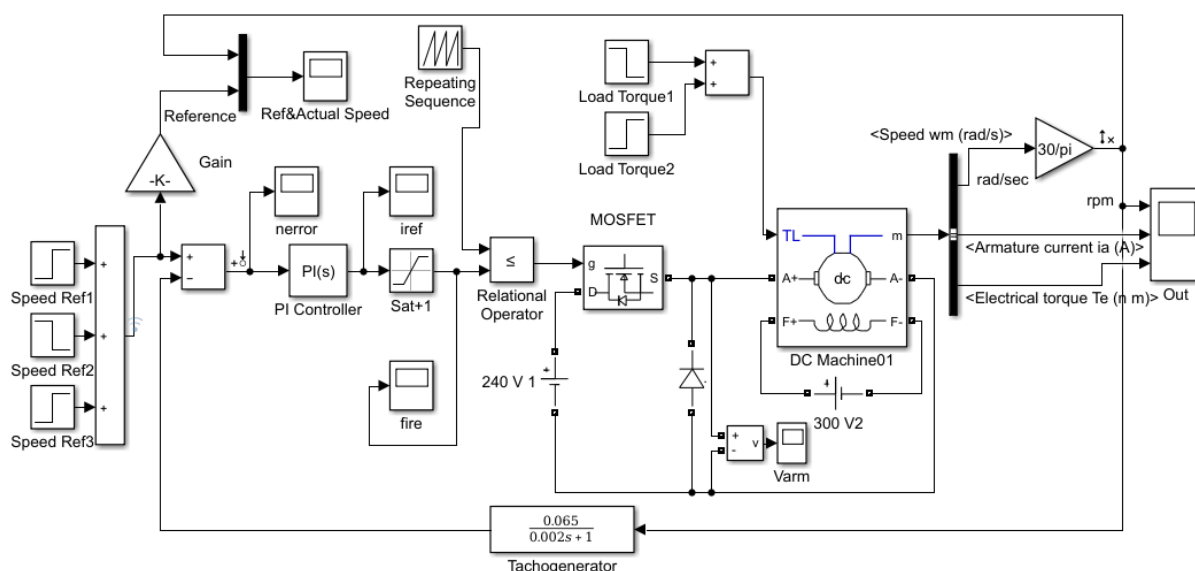
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: Σχεδίαση Συμβατικού και Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτή δύο Βρόχων για DC Κινητήρα

### 6.1 Εισαγωγή

Αυτό το κεφάλαιο οργανώνεται ως εξής: στην ενότητα 6.2 γίνεται περιγραφή του Συμβατικού PI Ελεγκτή, στην ενότητα 6.3 παρουσιάζεται ο PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου και στην ενότητα 6.4 αναλύεται ο προτεινόμενος Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου. Στη συνέχεια, στην ενότητα 6.5 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, ενώ στην ενότητα 6.6 μελετώνται τα Διαγράμματα Bode κάθε συστήματος. Τέλος, στην ενότητα 6.7 εξάγονται τα συμπεράσματα.

### 6.2 Συμβατικός PI Ελεγκτής

Το κύκλωμα του Συμβατικού PI Ελεγκτή, το οποίο παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.1, αποτελείται από κινητήρα Σ.Ρ., ισχύος 5 HP, τάσης διέγερσης 300V DC, ονομαστικών στροφών 1750 rpm και ο οποίος τροφοδοτείται από μια πηγή τάσης Σ.Ρ. 240 V DC. Η λειτουργία του κυκλώματος είναι όμοια με αυτήν που περιγράφεται στην ενότητα 5.2. Οι τιμές των συντελεστών  $K_p$  και  $K_i$  του PI Ελεγκτή, επιλέγονται με την χρήση της λειτουργίας Manual Trimming του Simulink. Οι παράμετροι του DC κινητήρα παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.1.



Σχήμα 6.1: Ο προτεινόμενος Συμβατικός PI Ελεγκτής που υλοποιήθηκε στο Simulink



Πίνακας 6.1. Παράμετροι DC κινητήρα

Παράμετρος	Περιγραφή	Τιμή
$L_a$	Αυτεπαγωγή του τυλίγματος τυμπάνου (Henry)	0,028
$R_a$	Αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου (Ohms)	2,581
$L_f$	Αυτεπαγωγή του τυλίγματος διέγερσης (Henry)	156
$R_f$	Αντίσταση του τυλίγματος διέγερσης (Ohms)	281,3
$J_m$	Ροπή αδράνειας μηχανής (Kg*m <sup>2</sup> )	0,02215
$B_m$	Λόγος απόσβεσης μηχανικού συστήματος (N*m*s)	0,002953
$L_{af}$	Αλληλεπαγωγή τυλιγμάτων τυμπάνου και διέγερσης (Henry)	0,9483

Ο κινητήρας μελετάται με βάση τη συμπεριφορά του στη μεταβατική απόκριση στροφών και φορτίου, συγκεκριμένα:

Μεταβατική απόκριση στροφών:

- Βηματική αύξηση στροφών από τις 0 στις 1500 rpm την χρονική στιγμή  $t=0$ , υπό φορτίο 2 Nm.
- Βηματική μείωση στροφών κατά 500 rpm την χρονική στιγμή  $t=5,8$  s
- Βηματική αύξηση στροφών κατά 500 rpm την χρονική στιγμή  $t=8$  s

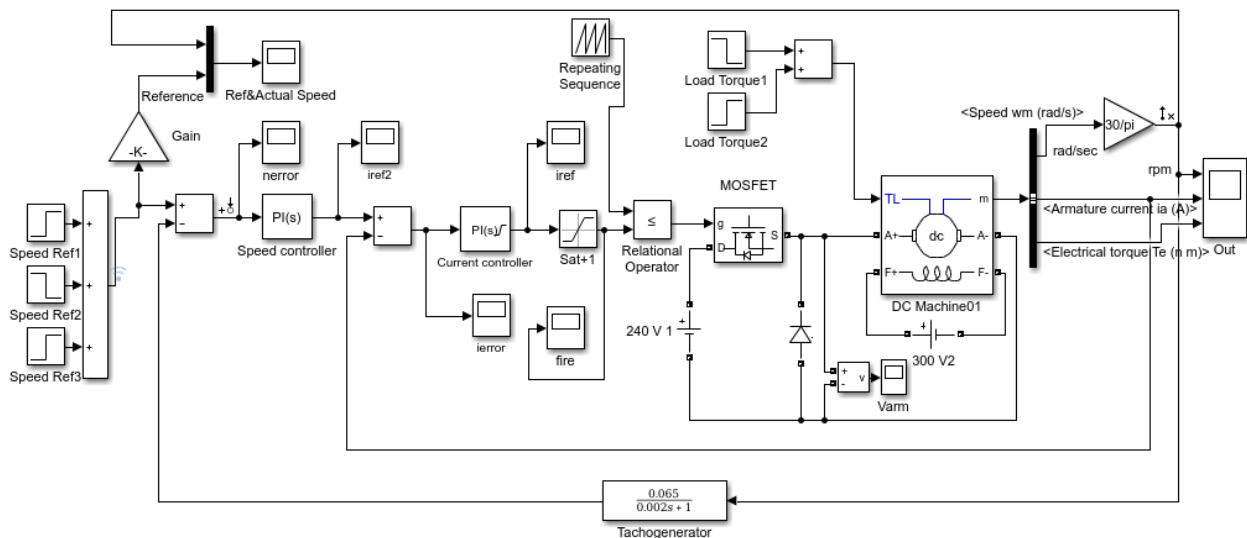
Μεταβατική απόκριση φορτίου:

- Βηματική αύξηση φορτίου από τα 2 στα 20 Nm που είναι το ονομαστικό φορτίο του κινητήρα, τη χρονική στιγμή  $t=1,7$  s
- Βηματική μείωση φορτίου από τα 20 στα 2 Nm, τη χρονική στιγμή  $t=3,6$  s

Τα μεταβατικά φαινόμενα που προκαλούμε στον κινητήρα είναι τα ίδια και για τους τρεις (3) τύπους Ελεγκτών που παρουσιάζονται σε αυτό το κεφάλαιο.

### 6.3 PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου

Το κύκλωμα του Σχήματος 6.2, έχει αρκετές ομοιότητες με το κύκλωμα του Συμβατικού PI ελεγκτή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.1. Η σημαντική διαφορά μεταξύ τους είναι το γεγονός ότι στο κύκλωμα του PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου έχει προστεθεί βρόγχος ανάδρασης του ρεύματος τυμπάνου του κινητήρα.

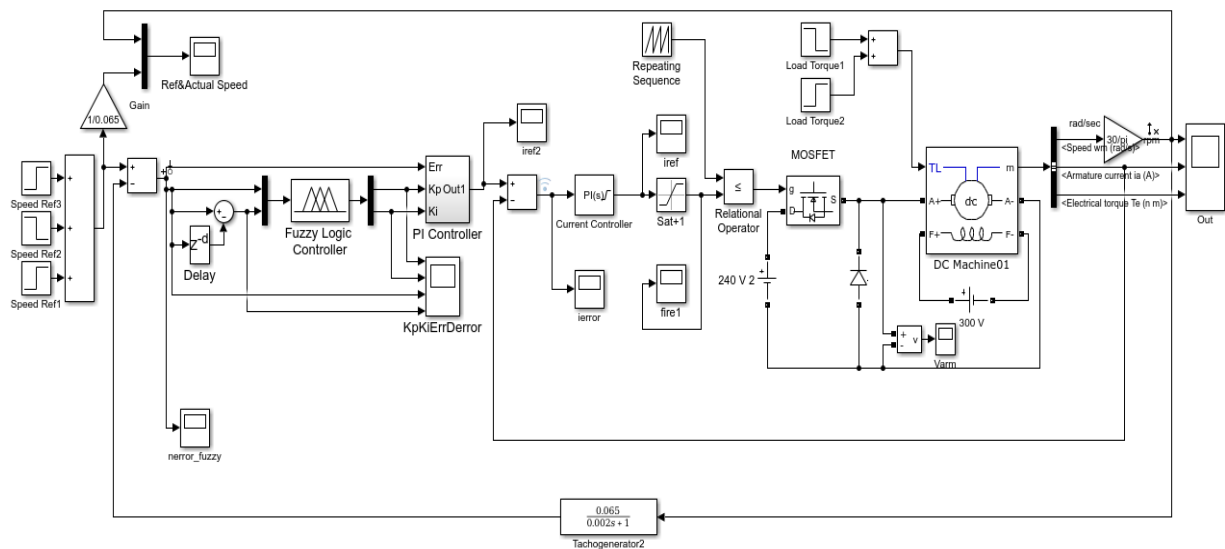


**Σχήμα 6.2:** Ο προτεινόμενος PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου που υλοποιήθηκε στο Simulink

Με αυτόν τον τρόπο απότομες μεταβολές στο ρεύμα τυμπάνου εξομαλύνονται από τον PI ελεγκτή του βρόχου ανάδρασης ρεύματος, ο οποίος δέχεται το αντίστοιχο σφάλμα και προσπαθεί να το μηδενίσει. Το πλεονέκτημα που παρέχει ο συγκεκριμένος PI ελεγκτής δύο (2) βρόγχων είναι ότι επειδή τα μεταβατικά φαινόμενα που προκαλούνται στον κινητήρα εμφανίζονται πρώτα ως μεταβολή του ρεύματος τυμπάνου και ύστερα ως μεταβολή στην τάση και τις στροφές του κινητήρα, υπάρχει άμεσος έλεγχος και σταθεροποίηση του ρεύματος τυμπάνου κάτι το οποίο οδηγεί στην ταχύτερη επαναφορά του κινητήρα στην επιθυμητή ταχύτητα. Ακόμα, υπάρχει συνεχής επιτήρηση του ρεύματος τυμπάνου και συνεπώς προστασία από υπερ-ρεύματα και βραχυκυκλώματα. Οι τιμές των συντελεστών  $K_p$  και  $K_i$ , του PI Ελεγκτή του εξωτερικού βρόχου για τον έλεγχο των στροφών αλλά και του PI Ελεγκτή του εσωτερικού βρόχου για τον έλεγχο του ρεύματος, επιλέγονται με την χρήση της λειτουργίας Manual Trimming του Simulink.

#### 6.4 Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου

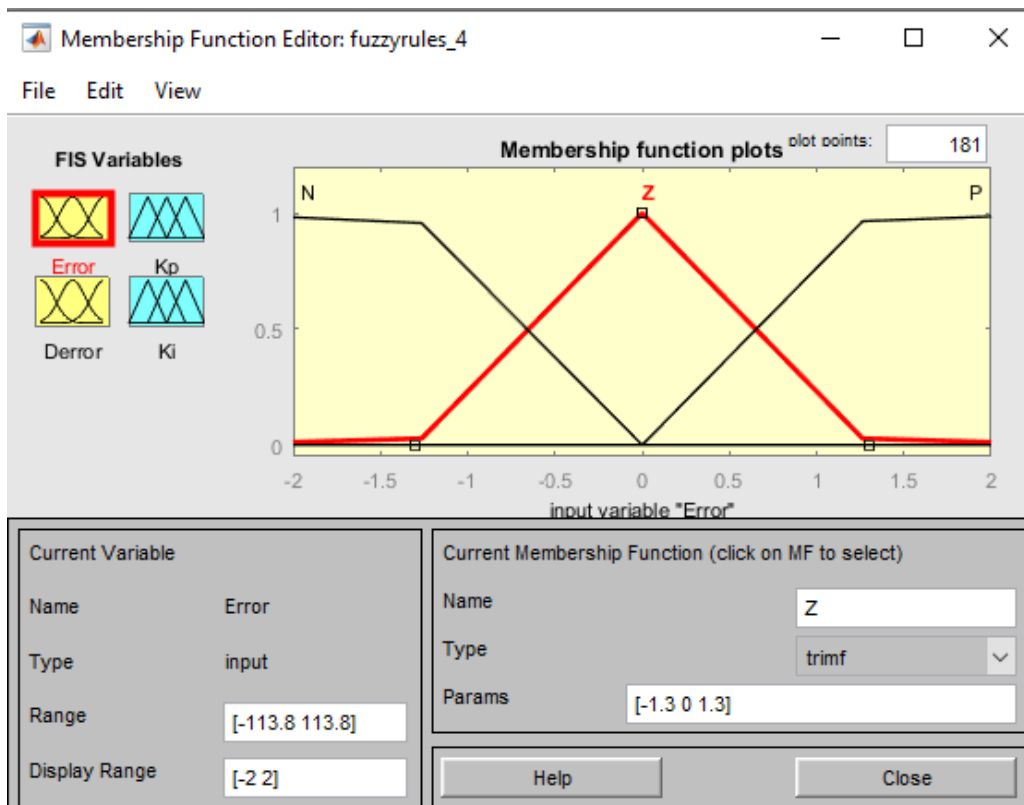
Η σημαντική διαφορά στο κύκλωμα του Ασαφούς λογικής PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 6.3, είναι το γεγονός ότι έχει προστεθεί ελεγκτής ασαφούς λογικής ο οποίος οδηγεί τον εξωτερικό PI ελεγκτή, ο οποίος ελέγχει τις στροφές του κινητήρα. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται καλύτερη απόκριση του συστήματος κατά την διάρκεια της μεταβατικής απόκρισης στροφών και φορτίου σε σχέση με τον PI ελεγκτή δύο (2) βρόγχων.



Σχήμα 6.3: Ο προτεινόμενος Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου που υλοποιήθηκε στο Simulink

#### 6.4.1 Σχεδίαση Ελεγκτή Ασαφούς Λογικής

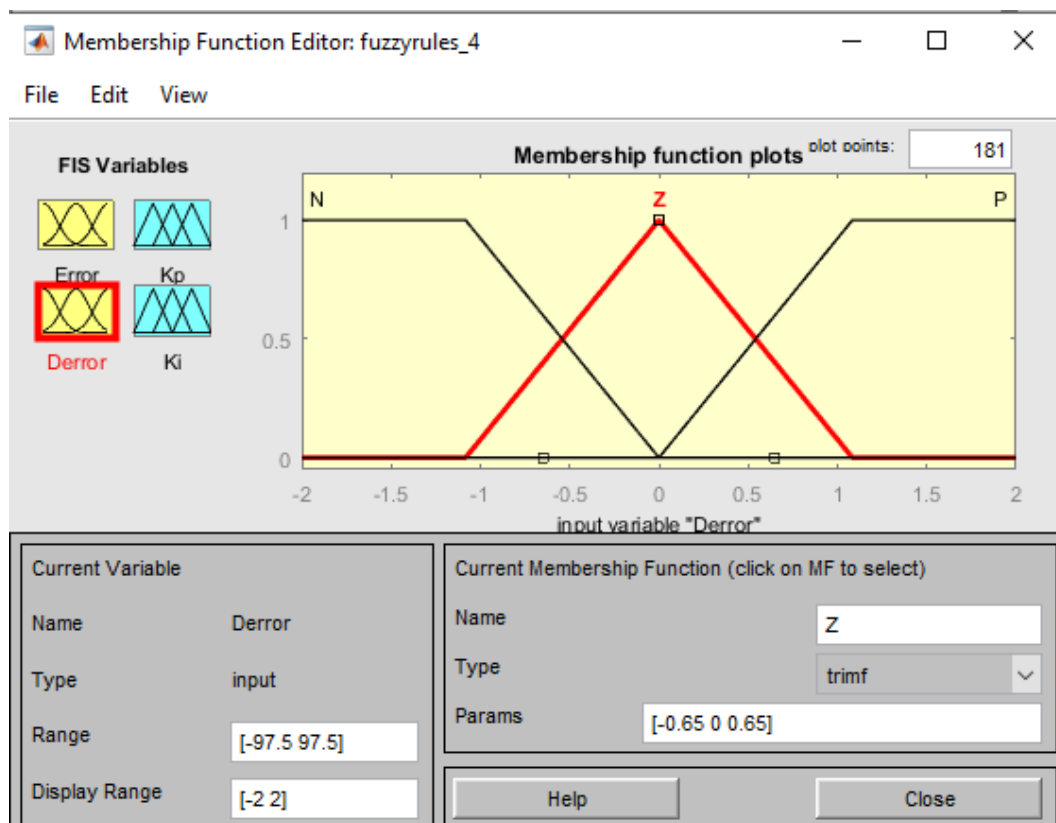
Η σχεδίαση του Ασαφούς Ελεγκτή ξεκινά με την επιλογή του εύρους των τιμών των ασαφών μεταβλητών. Το εύρος των ορίων της ασαφούς μεταβλητής **Error** επιλέχθηκε να είναι  $[-1750, 1750]$  επειδή οι ονομαστικές στροφές του κινητήρα είναι 1750. Λόγω της χρήσης ταχογεννήτριας έχει γίνει αλλαγή της κλίμακας των συναρτήσεων μεταφοράς και του εύρους της ασαφούς μεταβλητής **Error** πολλαπλασιάζοντας όλες τις τιμές με τον αριθμό 0,065 που είναι το κέρδος της ταχογεννήτριας. Το εύρος της μεταβλητής Z επιλέχθηκε να είναι από -20 έως 20 (ή υπό κλίμακα  $[-1.3, 1.3]$ ) καθώς είναι επιθυμητό να ενεργοποιείται η ασαφής μεταβλητή Z μόνο όταν το σφάλμα λάβει αρκετά χαμηλή τιμή δηλαδή βρεθεί εντός του διαστήματος  $[-20, 20]$  και σε διαφορετική περίπτωση να είναι ενεργοποιημένες οι ασαφείς μεταβλητές N και P οι οποίες ενεργοποιούν τα ασαφή σύνολα N ή P στις μεταβλητές εξόδου Kp και Ki. και επιβραδύνουν ή επιταχύνουν αντίστοιχα την απόκριση του συστήματος. Το εύρος των ορίων των συνόλων της ασαφούς μεταβλητής **Error** παρουσιάζεται στον Πίνακα 6.2 και στο Σχήμα 6.4.



Σχήμα 6.4: Ασαφή σύνολα μεταβλητής εισόδου Error

Πίνακας 6.2. Μεταβλητή εισόδου «Σφάλμα» (Error)

Λεκτική Τιμή	Μεταβλητή	Αριθμητικό Εύρος
Αρνητικό	N	[-1750 -1750 -20 0]
Μηδέν	Z	[-20 0 20]
Θετικό	P	[0 20 1750 1750]



Σχήμα 6.5: Ασαφή σύνολα μεταβλητής εισόδου Derror

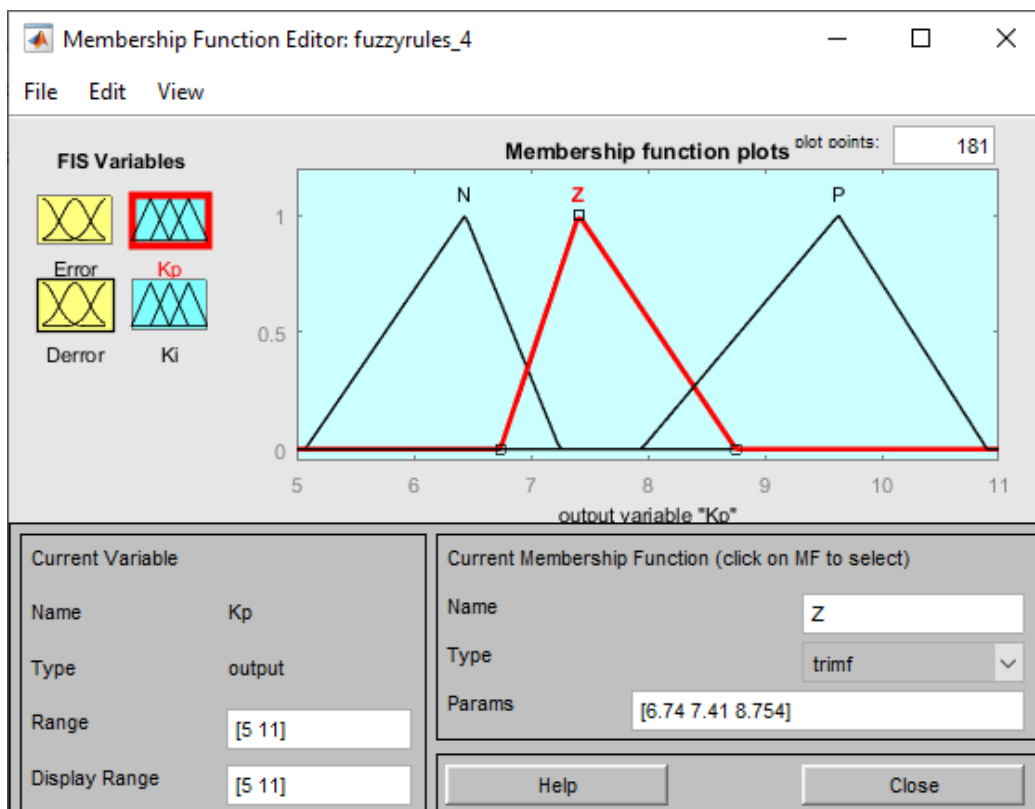
Το εύρος των ορίων της ασαφούς μεταβλητής **Derror** είναι  $[-1500, 1500]$  ή μετά την αλλαγή της κλίμακας λόγω της χρήσης ταχογεννήτριας  $[-97.5, 97.5]$ . Το εύρος της μεταβλητής Z επιλέχθηκε να είναι από  $-10$  έως  $10$  (ή υπό κλίμακα  $[-0.65, 0.65]$ ) καθώς είναι επιθυμητό να ενεργοποιείται η ασαφής μεταβλητή Z μόνο όταν η μεταβολή του σφάλματος λάβει αρκετά χαμηλή τιμή δηλαδή βρεθεί εντός του διαστήματος  $[-10, 10]$  και σε διαφορετική περίπτωση να είναι ενεργοποιημένες οι ασαφείς μεταβλητές N και P οι οποίες ενεργοποιούν τα ασαφή σύνολα N ή P στις μεταβλητές εξόδου Kp και Ki και επιβραδύνουν ή επιταχύνουν αντίστοιχα την απόκριση του συστήματος. Το εύρος των ορίων των συνόλων της ασαφούς μεταβλητής **Derror** παρουσιάζεται στον Πίνακα 6.3 και στο Σχήμα 6.5.

Πίνακας 6.3. Μεταβλητή εισόδου «Μεταβολή σφάλματος» (Derror)

Λεκτική Τιμή	Μεταβλητή	Αριθμητικό Εύρος
Αρνητικό	N	$[-1500 -1500 -10 0]$
Μηδέν	Z	$[-10 0 10]$
Θετικό	P	$[0 10 1500 1500]$

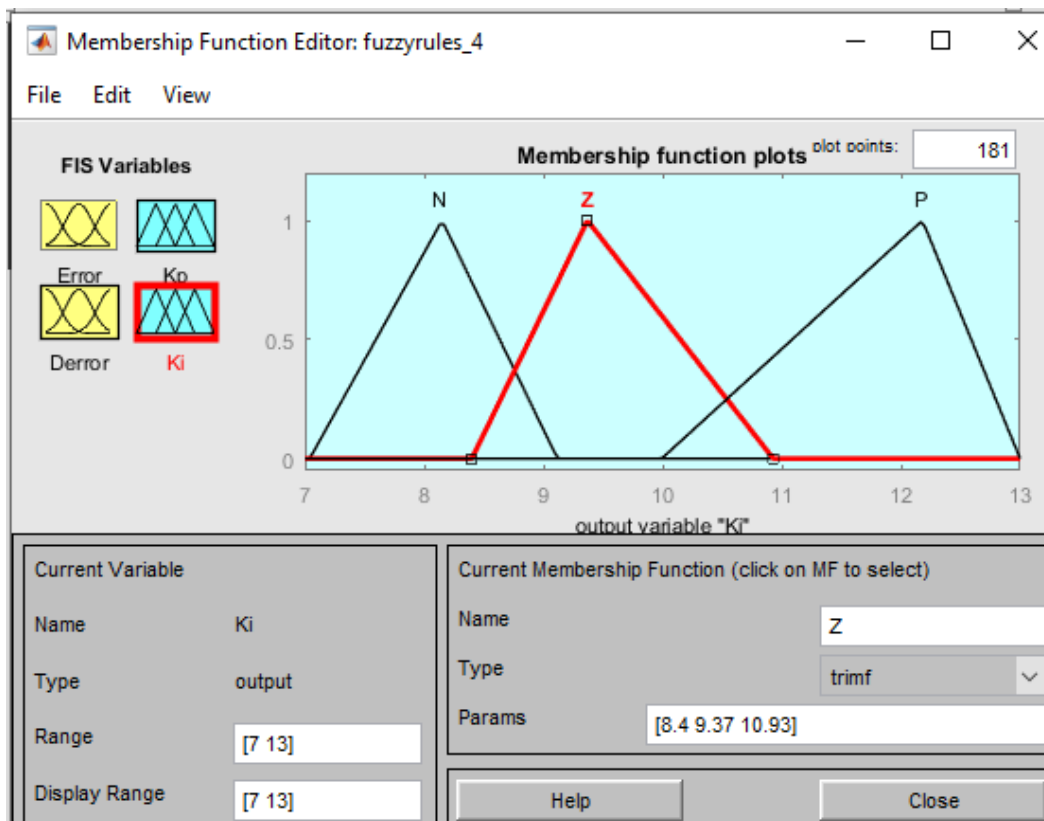
Όπως φαίνεται στα Σχήματα 6.6 και 6.7, οι ασαφείς συναρτήσεις συμμετοχής των ασαφών μεταβλητών εξόδου δεν είναι συμμετρικές. Ο λόγος για αυτό είναι επειδή οι

μεταβλητές εξόδου  $K_p$  και  $K_i$  πρέπει να έχουν υψηλότερη θετική τιμή όταν το (P) ασαφές σύνολο ενεργοποιείται από τον FLC.



Σχήμα 6.6: Ασαφή σύνολα μεταβλητής εξόδου  $K_p$

Ο Πίνακας 6.4, που παρουσιάζει τη μεταβλητή εξόδου  $K_p$ , δείχνει ότι η κεντρική τιμή του (N) επιλέγεται να είναι περίπου κατά 13% μικρότερη από την κεντρική τιμή του (Z) ενώ η κεντρική τιμή του (P) είναι κατά 30% υψηλότερη από τις κεντρικές τιμές του (Z). Αυτό συμβαίνει επειδή θέλουμε να εφαρμόζονται υψηλότερες τιμές κέρδους  $K_p$  και  $K_i$  στον PI ελεγκτή όταν οι μεταβλητές εξόδου είναι (P), με αποτέλεσμα την ταχύτερη απόκριση του κινητήρα. Από την άλλη πλευρά, όταν οι έξοδοι του FLC είναι (N), θέλουμε αυτές οι τιμές (N) να είναι κοντά στις βέλτιστες τιμές έτσι ώστε το σύστημα να παραμείνει ευσταθές. Το ίδιο σκεπτικό εφαρμόζεται για τη μεταβλητή εξόδου  $K_i$ , που φαίνεται στον Πίνακα 6.5.



Σχήμα 6.7: Ασαφή σύνολα μεταβλητής εξόδου Ki

Πίνακας 6.4. Μεταβλητή εξόδου Kp

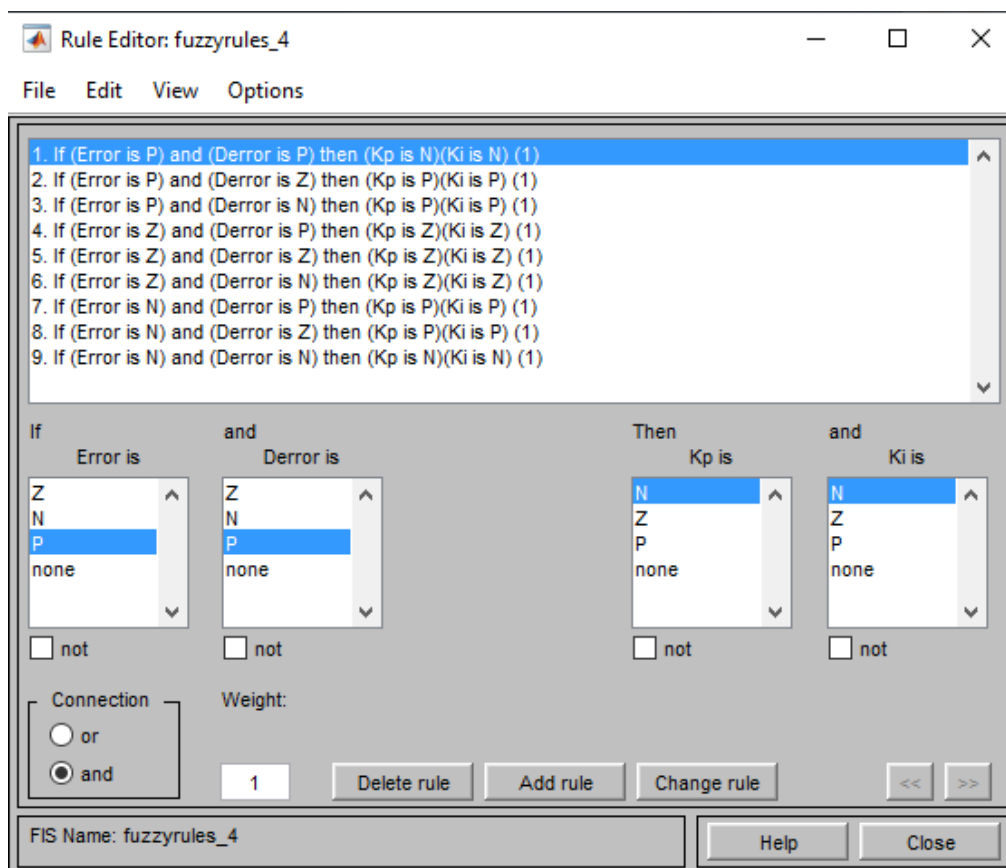
Λεκτική Τιμή	Μεταβλητή	Αριθμητικό Εύρος
Αρνητικό	N	[5.071 6.44 7.25]
Μηδέν	Z	[6.74 7.41 8.75]
Θετικό	P	[7.944 9.63 10.9]

Πίνακας 6.5. Μεταβλητή εξόδου Ki

Λεκτική Τιμή	Μεταβλητή	Αριθμητικό Εύρος
Αρνητικό	N	[7.04 8.15 9.12]
Μηδέν	Z	[8.4 9.37 10.93]
Θετικό	P	[9.99 12.18 13]

Η μέθοδος ασαφούς συμπερασμού που χρησιμοποιείται είναι η Mamdani. Στη συγκεκριμένη μέθοδο για τον λογικό σύνδεσμο Και-And στα Εάν-If μέρη των κανόνων, οι οποίοι παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.8, χρησιμοποιείται η επιλογή Min-Ελάχιστο, επιλέγεται δηλαδή ο ελάχιστος βαθμός από τα διαφορετικά Εάν-If μέρη των κανόνων. Για τον λογικό σύνδεσμο Ή-Or στα Εάν-If μέρη των κανόνων χρησιμοποιείται η επιλογή Max-Μέγιστο, επιλέγεται δηλαδή ο μέγιστος βαθμός από τα διαφορετικά Εάν-If μέρη. Στη μέθοδο επαγωγής γίνεται χρήση της επιλογής του Ελαχίστου-Min ενώ στη μέθοδο συνάθροισης των εξόδων των ασαφών κανόνων χρησιμοποιείται η επιλογή του

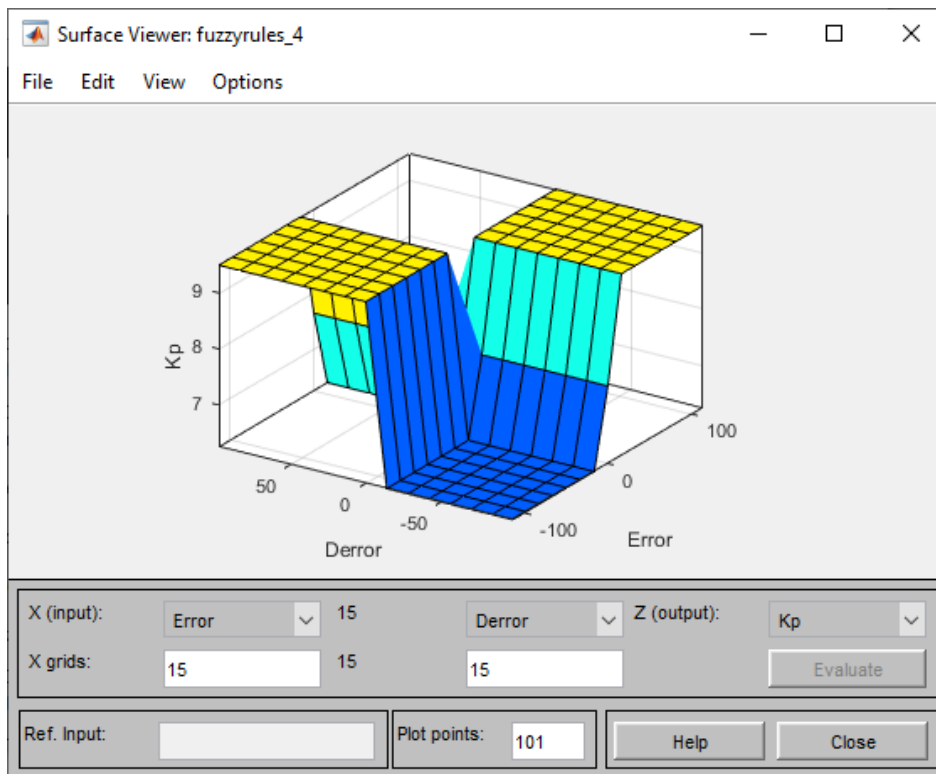
μεγίστου-Max. Τέλος, η αποσαφήνιση, δηλαδή η διαδικασία παραγωγής της τελικής αριθμητικής τιμής εξόδου γίνεται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο του Κέντρου Βαρύτητας-centroid.



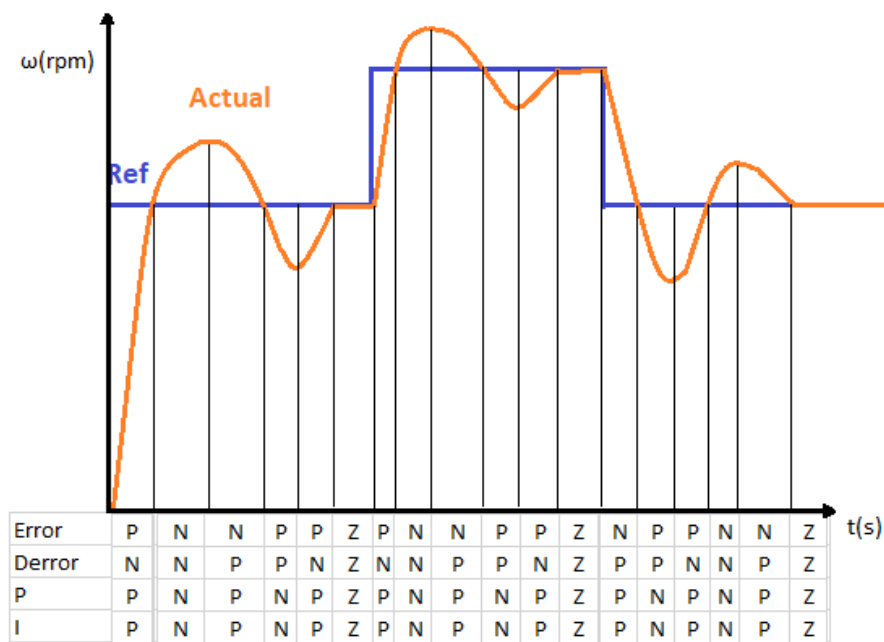
**Σχήμα 6.8:** Διαδικασία εισαγωγής κανόνων χρησιμοποιώντας την επιλογή Rule Editor στο Fuzzy Toolbox του Simulink.

Στο Σχήμα 6.9 παρουσιάζεται μια τρισδιάστατη απεικόνιση της επιφάνειας των εννέα (9) ασαφών κανόνων που εισήχθησαν στον Ασαφή Ελεγκτή, ενώ στο Σχήμα 6.10, πραγματοποιείται λεπτομερής ανάλυση των ασαφών συνόλων που επιλέχθηκαν για κάθε περιοχή λειτουργίας του κινητήρα.





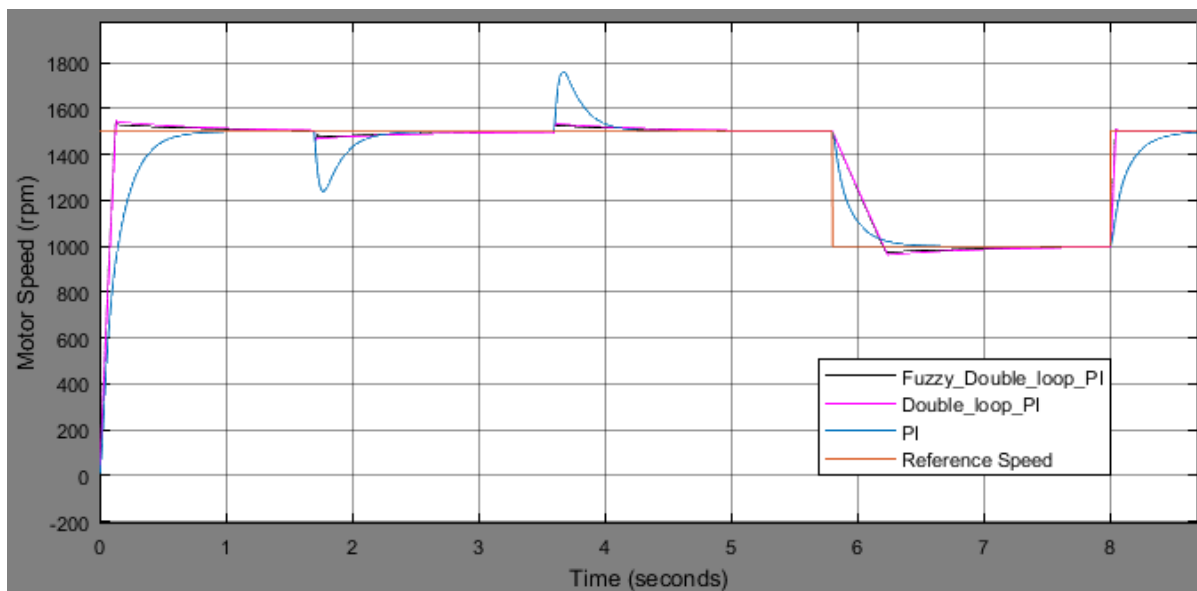
Σχήμα 6.9: Τρισδιάστατη απεικόνιση της επιφάνειας των 9 ασαφών κανόνων



Σχήμα 6.10: Ανάλυση της επιλογής των ασαφών κανόνων βάση των περιοχών λειτουργίας

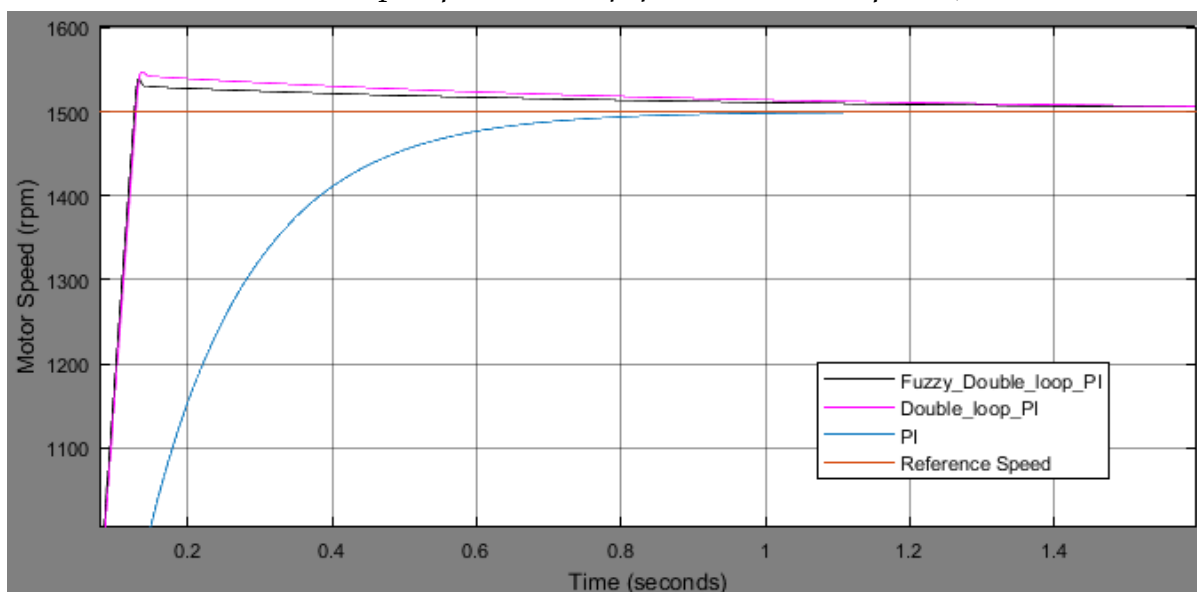
## 6.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών

Η μεταβατική απόκριση της ταχύτητας και της ροπής του DC κινητήρα αναλύεται στις επόμενες πέντε (5) παραγράφους, στις οποίες παρουσιάζονται μεγεθυμένα τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που φαίνεται στο Σχήμα 6.11, έτσι ώστε να διευκολυνθεί η σύγκριση μεταξύ των διαφόρων τύπων Ελεγκτών.



Σχήμα 6.11: Αποτελέσματα προσομοίωσης για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών υπό μεταβατικά φαινόμενα φορτίου και ταχύτητας

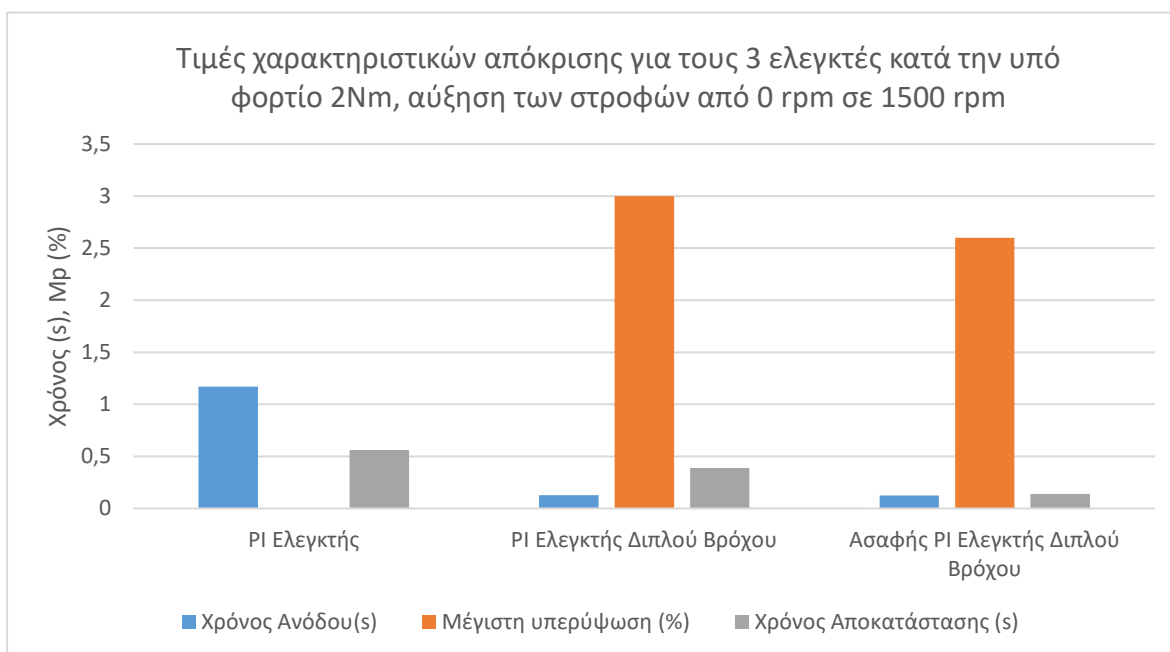
1<sup>η</sup> μεταβατική απόκριση (αύξηση των στροφών του κινητήρα από τις 0 rpm στις 1500 rpm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών):



Σχήμα 6.12: Αποτελέσματα προσομοίωσης, κατά την αύξηση των στροφών του κινητήρα από τις 0 στις 1500 rpm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών

**Πίνακας 6.6.** Τιμές χαρακτηριστικών απόκρισης του κινητήρα κατά την αύξηση των στροφών του κινητήρα από τις 0 στις 1500 rpm

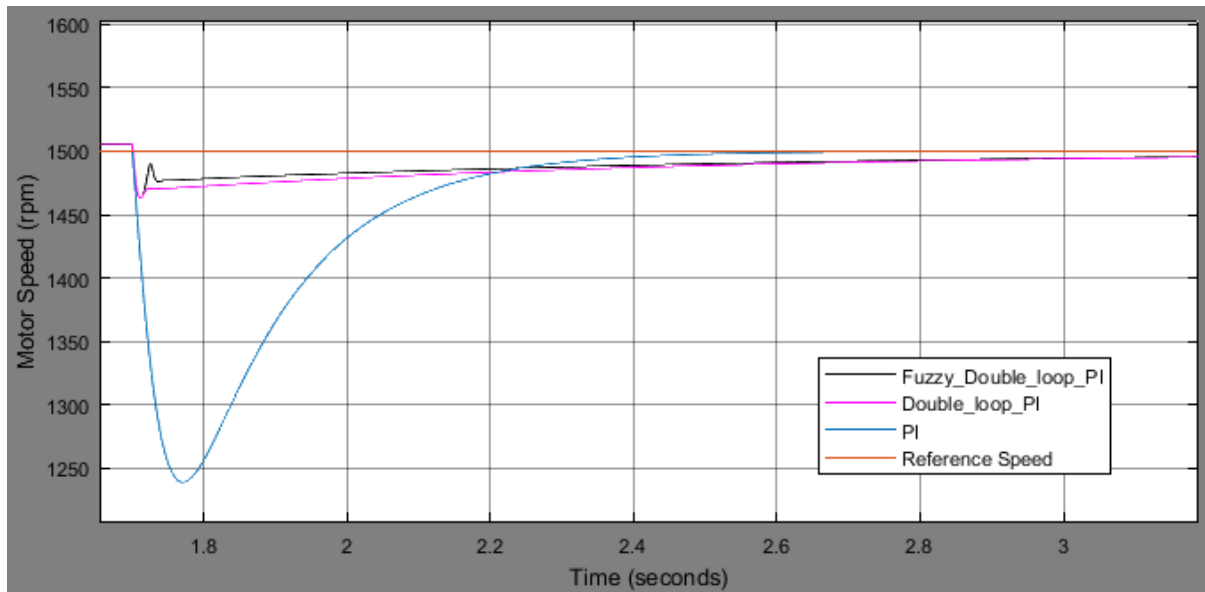
Ελεγκτής	Χρόνος Ανόδου(s)	Μέγιστη υπερύψωση (%)	Χρόνος Αποκατάστασης (s)
PI Ελεγκτής	1,17	0	0,56
PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	0,125	3	0,39
Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	0,125	2,6	0,139



**Σχήμα 6.13:** Ραβδογράμματα αποτελεσμάτων προσομοίωσης, κατά την αύξηση των στροφών από τις 0 στις 1500 rpm, για τους διάφορους τύπους Ελεγκτών

Όπως φαίνεται στα Σχήματα 6.12 και 6.13 αλλά και στον Πίνακα 6.6, κατά την αύξηση των στροφών από τις 0 στις 1500 rpm, παρατηρούμε ότι ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** παρουσιάζει τον μικρότερο χρόνο αποκατάστασης (0,139 s) που είναι χρόνος τέσσερις φορές μικρότερος σε σχέση με τον **κλασικό PI Ελεγκτή**, ενώ μαζί με τον **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου** έχουν τους χαμηλότερους χρόνους ανόδου (0,125s,) σχεδόν δέκα (10) φορές μικρότερους σε σχέση με τον **κλασικό PI Ελεγκτή**, ο οποίος έχει χρόνο ανόδου 1,17s. Ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζει μέγιστη υπερύψωση 2,6% ενώ ο **PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** μέγιστη υπερύψωση 3%, τιμές που θεωρούνται εντός των αποδεκτών ορίων.

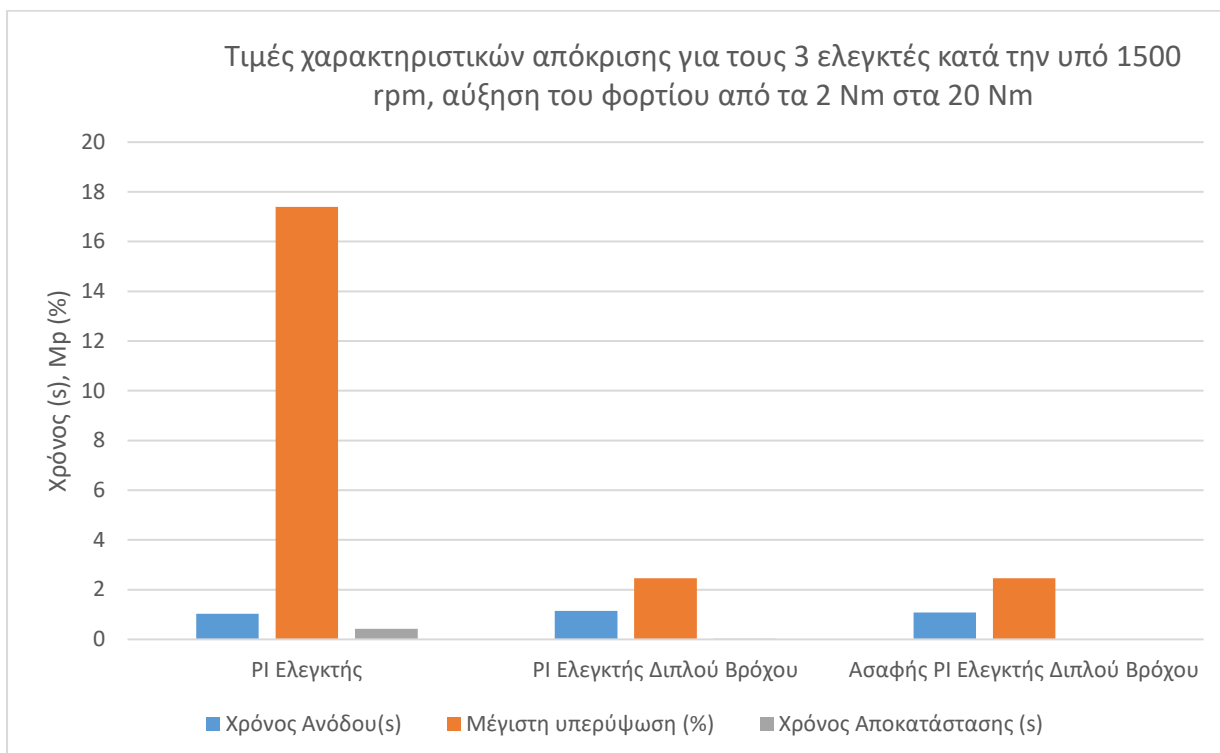
2<sup>η</sup> μεταβατική απόκριση (αύξηση του φορτίου του κινητήρα από τα 2 στα 20Nm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών):



Σχήμα 6.14: Αποτελέσματα προσομοίωσης, κατά την αύξηση του φορτίου του κινητήρα από τα 2 στα 20Nm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών

Πίνακας 6.7. Τιμές χαρακτηριστικών απόκρισης του κινητήρα κατά την αύξηση του φορτίου του κινητήρα από τα 2 στα 20Nm

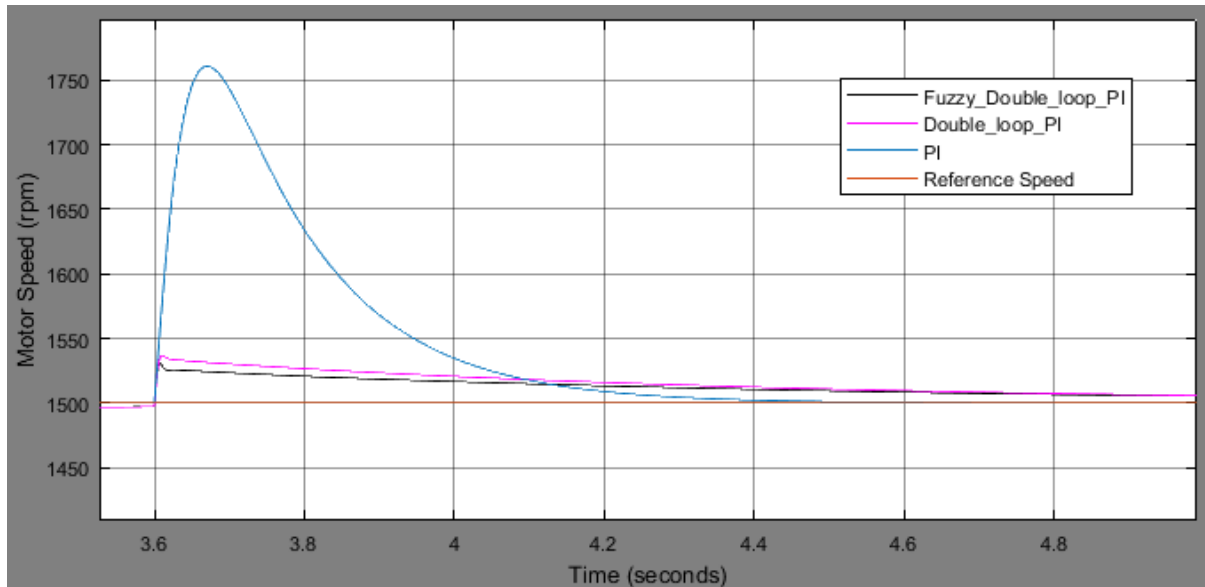
Ελεγκτής	Χρόνος Ανόδου(s)	Μέγιστη υπερέψωση (%)	Χρόνος Αποκατάστασης (s)
PI Ελεγκτής	1,03	17,4	0,42
PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	1,14	2,46	0,02
Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	1,08	2,46	0,016



**Σχήμα 6.15:** Ραβδογράμματα αποτελεσμάτων προσομοίωσης, κατά την αύξηση του φορτίου από τα 2 στα 20Nm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών

Κατά την αύξηση του φορτίου από τα 2 στα 20Nm (ονομαστικό φορτίο) παρατηρούμε ότι ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** παρουσιάζει σχεδόν μηδενικό χρόνο αποκατάστασης (0,016 s), που είναι χρόνος παραπάνω από είκοσι έξι (26) φορές μικρότερος σε σχέση με τον κλασικό **PI Ελεγκτή** και κατά 20% μικρότερος από αυτόν του **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου**. Οι χρόνοι ανόδου του PI Ελεγκτή και του Ασαφής PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου είναι σχεδόν ίδιοι 1,03s και 1,08s αντίστοιχα ενώ του PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου είναι 1,14s. Ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** και ο **PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζουν τη χαμηλότερη μέγιστη υπερύψωση 2,46%, έκαστος, επτά (7) φορές χαμηλότερη από αυτήν του PI Ελεγκτή (17,4%). Από τα Σχήματα 6.14 και 6.15 αλλά τον Πίνακα 6.7, παρατηρούμε ότι ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζει εξαιρετικά χαρακτηριστικά απόκρισης σε ένα πολύ απαιτητικό μεταβατικό φαινόμενο στο οποίο το φορτίο της μηχανής από το 10% αυξάνεται στο 100% και ενώ ένας κλασικός PI Ελεγκτής θα παρουσίαζε μεγάλη βύθιση της τάξης του 17,4% ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου εμφανίζει μείωση των στροφών κατά μόνο 2,46%.

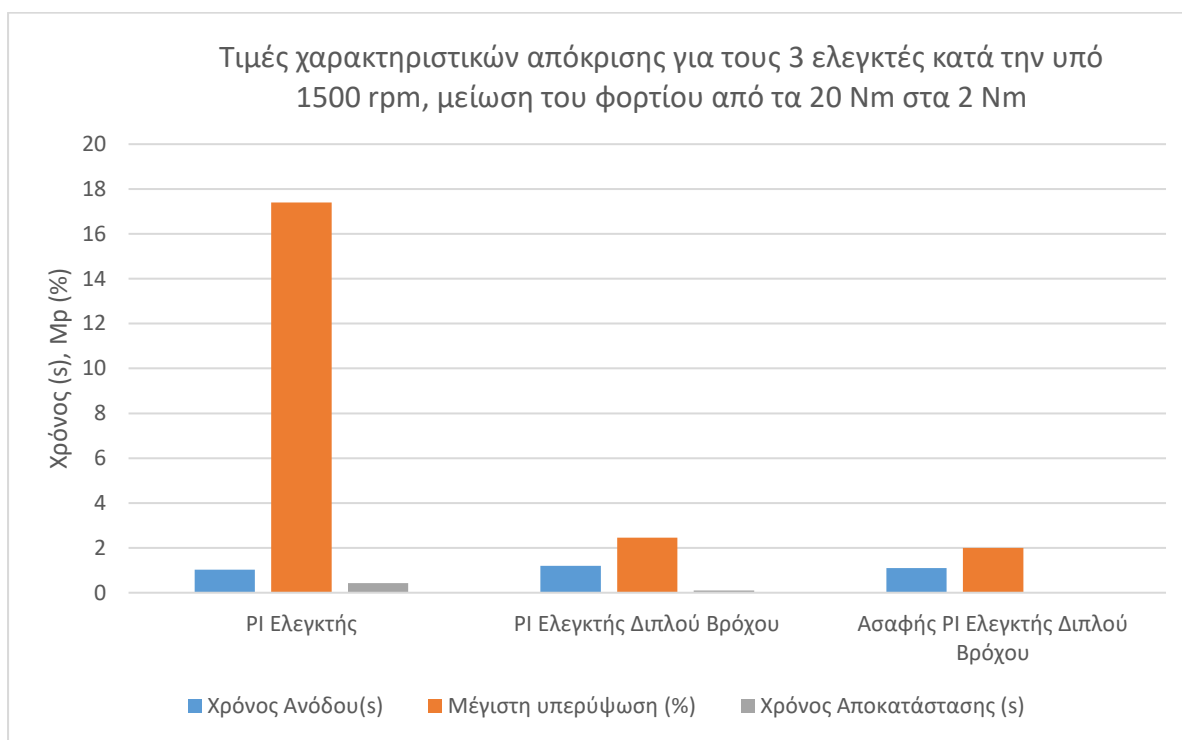
3<sup>η</sup> μεταβατική απόκριση (μείωση του φορτίου του κινητήρα από τα 20 στα 2Nm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών):



Σχήμα 6.16: Αποτελέσματα προσομοίωσης, κατά την μείωση του φορτίου του κινητήρα από τα 20 στα 2Nm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών

Πίνακας 6.8. Τιμές χαρακτηριστικών απόκρισης του κινητήρα κατά την μείωση του φορτίου του κινητήρα από τα 20Nm στα 2Nm

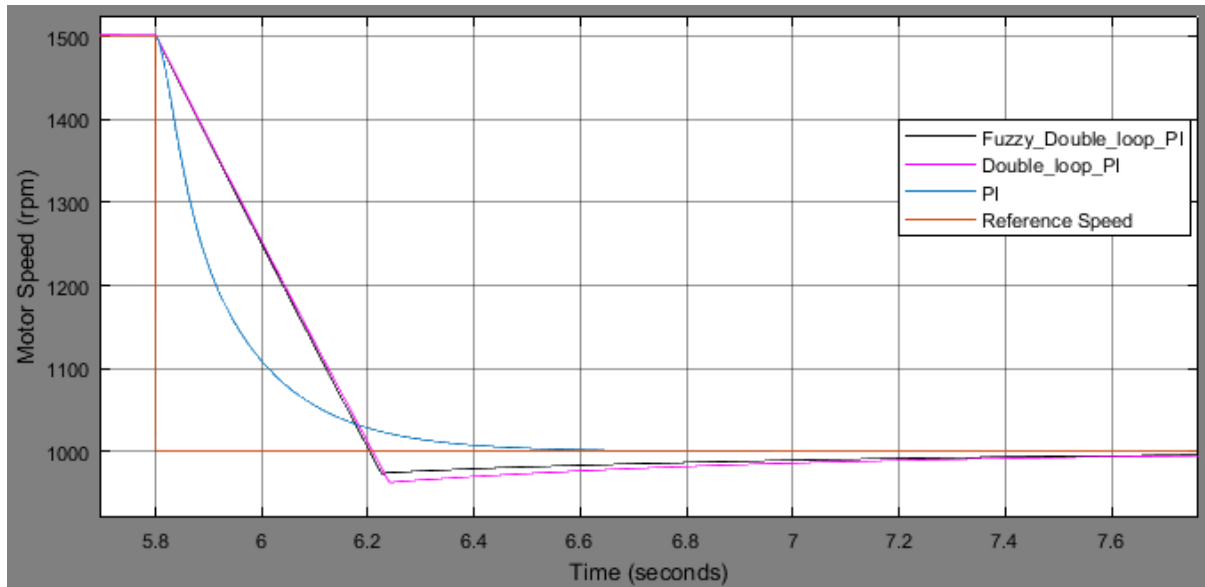
Ελεγκτής	Χρόνος Ανόδου(s)	Μέγιστη υπερέψωση (%)	Χρόνος Αποκατάστασης (s)
PI Ελεγκτής	1,03	17,4	0,423
PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	1,2	2,46	0,097
Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	1,1	2	0,008



**Σχήμα 6.17:** Ραβδογράμματα αποτελεσμάτων προσομοίωσης, κατά την μείωση του φορτίου από τα 20Nm στα 2Nm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών

Κατά τη μείωση του φορτίου από τα 20 στα 2Nm παρατηρούμε ότι ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου παρουσιάζει σχεδόν μηδενικό χρόνο αποκατάστασης (0,008s), που είναι χρόνος πενήντα δύο (52) φορές μικρότερος σε σχέση με τον κλασικό PI Ελεγκτή και δώδεκα (12) φορές μικρότερος σε σχέση με τον **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου**, όπως φαίνεται στα Σχήματα 6.16 και 6.17 αλλά και στον Πίνακα 6.8. Ο χρόνος ανόδου του **PI Ελεγκτή** είναι 1,03s, ενώ του **Ασαφή PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου** και του **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου** είναι 1,1s και 1,2s μεγαλύτεροι κατά 7% και 17%, αντίστοιχα, από αυτούς του PI Ελεγκτή. Ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** και ο **PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζουν την χαμηλότερη υπερύψωση 2% και 2,46% αντίστοιχα. Παρατηρούμε ότι ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζει τα καλύτερα χαρακτηριστικά απόκρισης σε ένα πολύ απαιτητικό μεταβατικό φαινόμενο στο οποίο το φορτίο της μηχανής από το 100% μειώνεται στο 10%. Ο **κλασικός PI Ελεγκτής** παρουσιάζει μεγάλη υπερύψωση (μεγέθους 17,4%), λόγω της απότομης μείωσης του φορτίου ενώ ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζει μείωση των στροφών κατά μόνο 2,46%. Συνολικά η απόκριση που προσφέρει ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** κρίνεται εξαιρετική καθώς προσφέρει άμεση επίτευξη των στροφών σε σχεδόν 1s, κατά την διάρκεια ενός πολύ έντονου μεταβατικού φαινομένου, σχεδόν μηδενικό χρόνο αποκατάστασης και πολύ χαμηλή υπερύψωση ίση με 2% αντί για 17,4% που εμφανίζει ο PI Ελεγκτής.

4<sup>η</sup> μεταβατική απόκριση (μείωση των στροφών του κινητήρα από τις 1500 στις 1000 rpm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών):

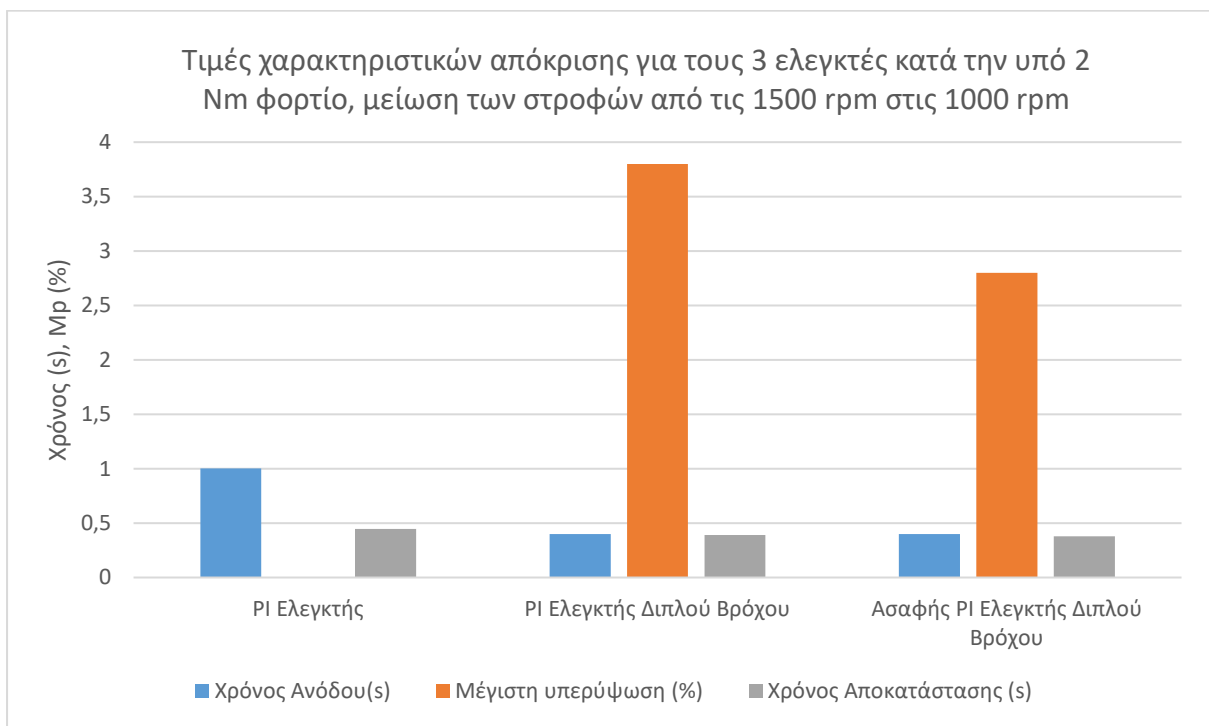


Σχήμα 6.18: Αποτελέσματα προσομοίωσης, κατά την μείωση των στροφών του κινητήρα από τις 1500 rpm στις 1000 rpm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών

Πίνακας 6.9. Τιμές χαρακτηριστικών απόκρισης του κινητήρα κατά την μείωση των στροφών του κινητήρα από τις 1500 rpm στις 1000 rpm

Ελεγκτής	Χρόνος Ανόδου(s)	Μέγιστη υπερέψωση (%)	Χρόνος Αποκατάστασης (s)
PI Ελεγκτής	1,003	0	0,447
PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	0,4	3,8	0,39
Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	0,4	2,8	0,38

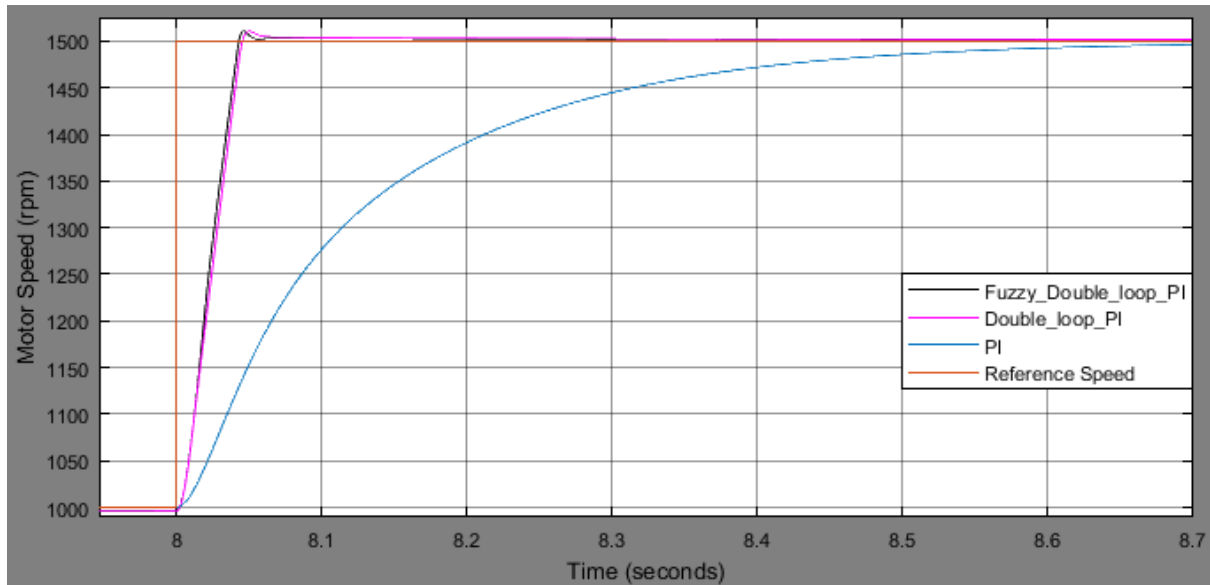




**Σχήμα 6.19:** Ραβδογράμματα αποτελεσμάτων προσομοίωσης, κατά την μείωση των στροφών από τις 1500 rpm στις 1000 rpm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών

Κατά την μείωση των στροφών από τις 1500 rpm στις 1000 rpm παρατηρούμε ότι ο **Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** παρουσιάζει τον μικρότερο χρόνο αποκατάστασης, 0,38 s, που είναι χρόνος 15% μικρότερος σε σχέση με τον **κλασικό PI Ελεγκτή** και 2,6% μικρότερος σε σχέση με τον **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου**. Ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** και ο **PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** παρουσιάζουν τους μικρότερους χρόνους ανόδου, 0,4 s έκαστος, που είναι χρόνος 2,5 φορές μικρότερος σε σχέση με τον χρόνο ανόδου του **κλασικού PI Ελεγκτή**. Ο **Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** και ο **PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζουν βύθιση 2,8% και 3,8% αντίστοιχα ενώ ο **PI Ελεγκτής** δεν εμφανίζει καθόλου βύθιση. Από τα Σχήματα 6.18 και 6.19 αλλά και από τον Πίνακα 6.9, παρατηρούμε ότι ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζει τα καλύτερα χαρακτηριστικά απόκρισης καθώς παρουσιάζει 26% μικρότερη βύθιση σε σχέση με τον **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου** και ταυτόχρονα εμφανίζει τους χαμηλότερους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης.

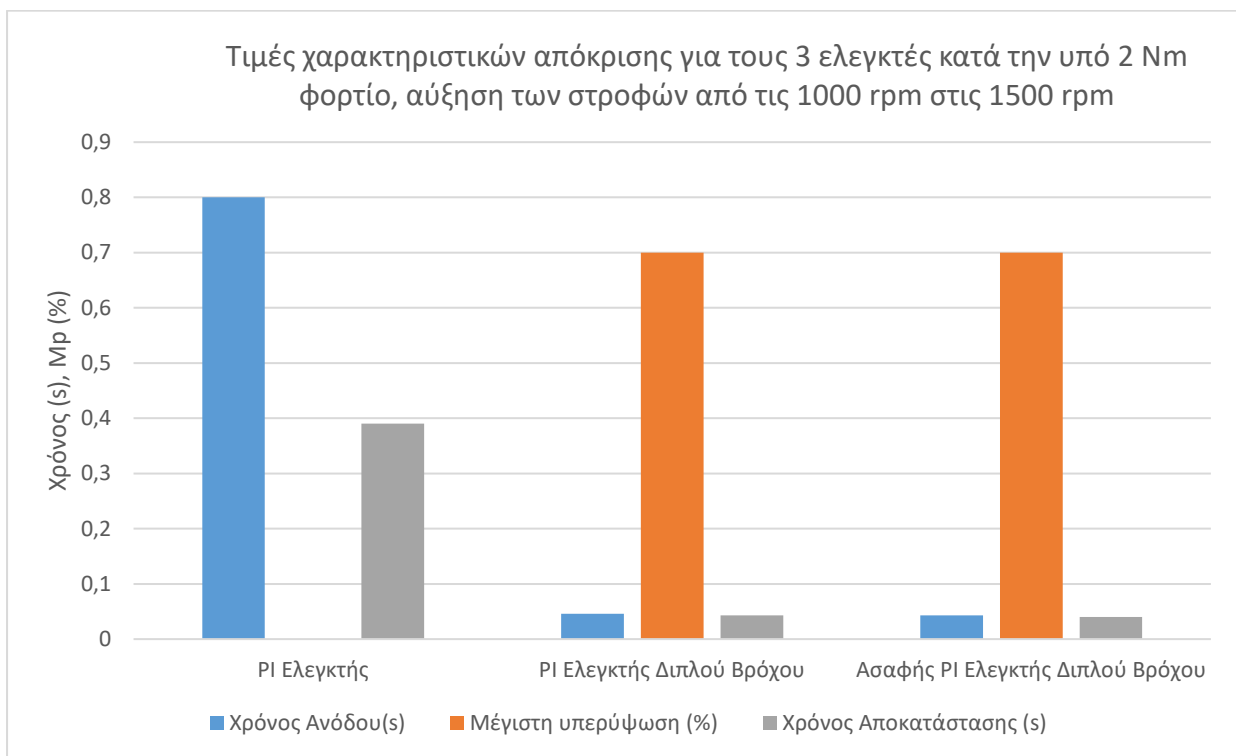
5<sup>η</sup> μεταβατική απόκριση (αύξηση των στροφών του κινητήρα από τις 1000 στις 1500 rpm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών)



Σχήμα 6.20: Αποτελέσματα προσομοίωσης, κατά την αύξηση των στροφών του κινητήρα από τις 1000 στις 1500 rpm, για τους διαφόρους τύπους Ελεγκτών.

Πίνακας 6.10. Τιμές χαρακτηριστικών απόκρισης του κινητήρα κατά την αύξηση των στροφών του κινητήρα από τις 1000 στις 1500 rpm

Ελεγκτής	Χρόνος Ανόδου(s)	Μέγιστη υπερέψωση (%)	Χρόνος Αποκατάστασης (s)
PI Ελεγκτής	0,8	0	0,39
PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	0,046	0,7	0,043
Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου	0,043	0,7	0,040

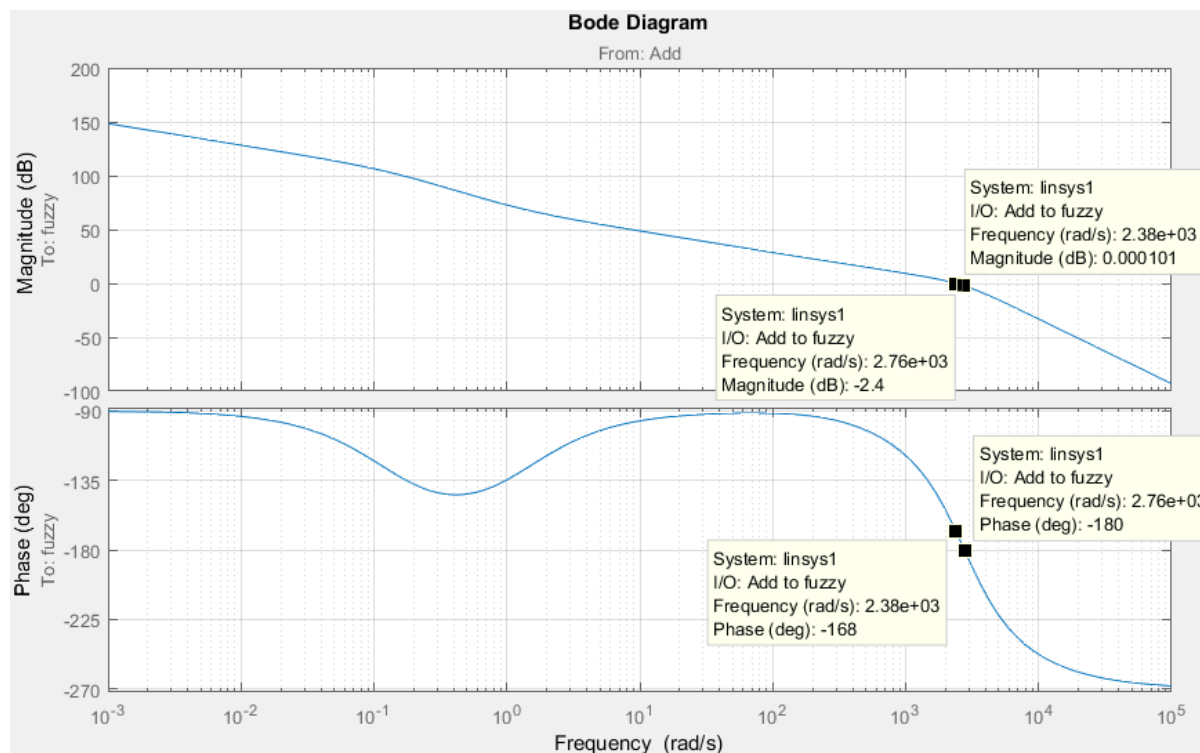


**Σχήμα 6.21:** Ραβδογράμματα αποτελεσμάτων προσομοίωσης, κατά την αύξηση των στροφών του κινητήρα από τις 1000 στις 1500 rpm, για τους διάφορους τύπους Ελεγκτών

Κατά την αύξηση των στροφών από τις 1000 στις 1500 rpm παρατηρούμε ότι ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** παρουσιάζει τον μικρότερο χρόνο αποκατάστασης (0,040s), που είναι χρόνος σχεδόν ίδιος με τον χρόνο αποκατάστασης του **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου** ο οποίος είναι 0,043s. Ο **κλασικός PI Ελεγκτής** παρουσιάζει χρόνο αποκατάστασης σχεδόν δέκα (10) φορές μεγαλύτερο σε σχέση με τον **Ασαφή PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου**. Ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** και ο **PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** παρουσιάζουν τους μικρότερους χρόνους ανόδου (0,043 και 0,046 s αντίστοιχα) που είναι χρόνοι 18,6 φορές μικρότεροι από τον χρόνο ανόδου του **PI Ελεγκτή**. Ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** και ο **PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζουν πολύ χαμηλή υπερύψωση 0,7% έκαστος ενώ ο **PI Ελεγκτής** δεν εμφανίζει καθόλου υπερύψωση. Παρατηρούμε από τα Σχήματα 6.20 και 6.21 καθώς και από τον Πίνακα 6.10, ότι ο **Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** εμφανίζει τους μικρότερους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης σε σχέση με τους άλλους δύο (2) ελεγκτές και σχεδόν μηδενική υπερύψωση (0,7%) ενώ και ο **PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** προσφέρει επίσης πολύ καλά χαρακτηριστικά απόκρισης, και υπερέχει κατά πολύ, όσον αφορά τους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης, σε σχέση με τον κλασικό PI Ελεγκτή, ο οποίος δεν έχει βρόχο ελέγχου του ρεύματος, κάτι το οποίο οδηγεί σε μια πιο αργή απόκριση του κινητήρα κατά τη συγκεκριμένη μεταβατική απόκριση.

## 6.6 Μελέτη της ευστάθειας των συστημάτων χρησιμοποιώντας τα διαγράμματα Bode.

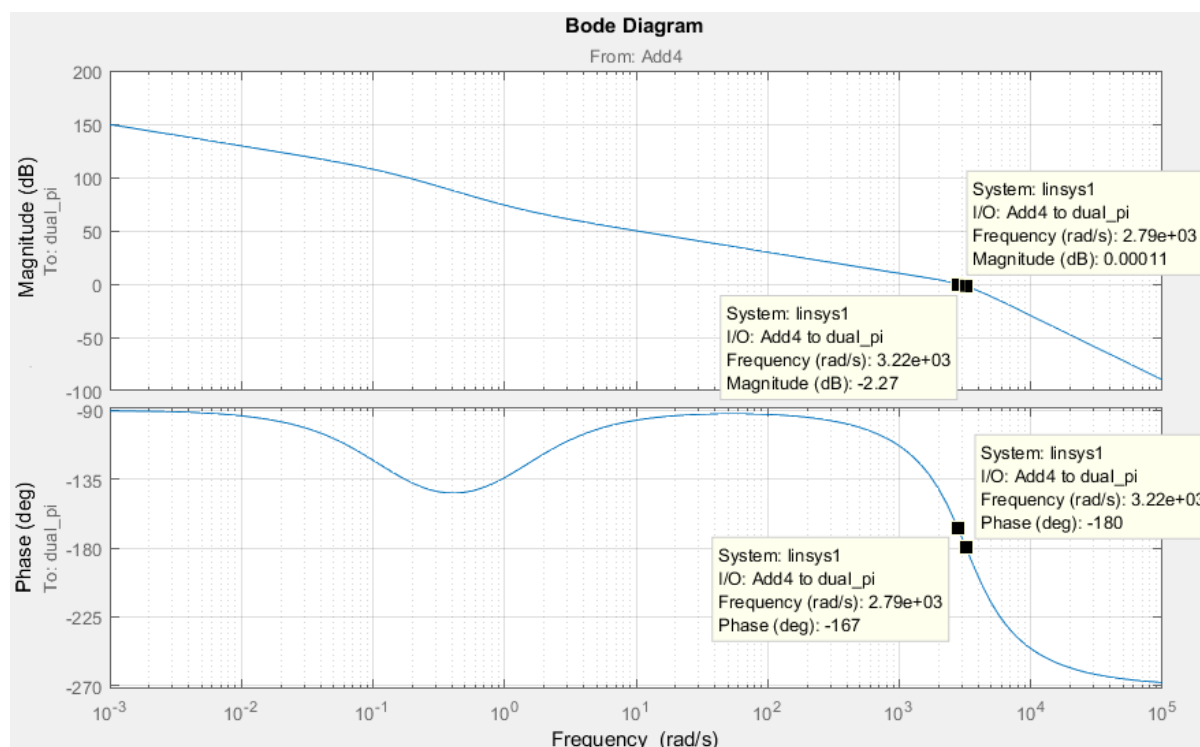
Με τη χρήση της επιλογής Frequency Analysis του Simulink, μπορούν να εξαχθούν τα διαγράμματα Bode κάθε ελεγκτή τα οποία δίνουν σημαντικές πληροφορίες για την ευστάθεια του κάθε συστήματος:



**Σχήμα 6.22:** Διαγράμματα Bode, κέρδους και φάσης του Ασαφούς PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου, με την χρήση της επιλογής Frequency Analysis του Simulink.

Για τον **Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου**, από το διάγραμμα κέρδους του σχήματος 6.22, παρατηρούμε ότι το κέρδος έχει τιμή ίση με 0 dB στην συχνότητα των  $2,38 \cdot 10^3$  r/s. Σε αυτήν την συχνότητα από το διάγραμμα φάσης έχουμε τιμή φάσης ίση με  $-168^\circ$ . Έτσι, το περιθώριο φάσης είναι:  $P.M. = 180^\circ + (-168^\circ) = 12^\circ$ . Όταν η φάση έχει τιμή  $-180^\circ$ , κάτι που συμβαίνει στη συχνότητα των  $2.76 \cdot 10^3$  r/s, το κέρδος έχει τιμή ίση με  $-2,4$  dB. Το περιθώριο κέρδους είναι η απόσταση (από κάτω προς τα επάνω) από τα 0 dB, όταν η φάση είναι  $-180^\circ$ , [17], δηλαδή  $G.M. = 0 - (-2.4) \text{ dB} = +2,4 \text{ dB}$ . Παρατηρούμε ότι το περιθώριο κέρδους καθώς και το περιθώριο φάσης είναι και τα δύο θετικά. Αυτό σημαίνει πως το σύστημα είναι ευσταθές. Το περιθώριο κέρδους έχει τιμή ίση με 2,4 dB, πολύ κοντά στα 6 dB. Για να έχουμε ικανοποιητική σχετική ευστάθεια θέλουμε το περιθώριο κέρδους να είναι μεγαλύτερο από 6 dB, [21]. Για περισσότερη ευστάθεια θέλουμε όσο το δυνατόν πιο θετικό περιθώριο φάσης. Παρατηρούμε ότι το περιθώριο φάσης,  $P.M. = 12^\circ$ , είναι αρκετά μικρό και εκτός των ορίων  $30^\circ < P.M. < 60^\circ$ , [21]. Αυτό θα μπορούσε να αυξηθεί με την προσθήκη αντισταθμιστή προπορείας - προήγησης φάσης (lead compensator). Αυτός ο τύπος αντισταθμιστή, μετατοπίζει την συχνότητα διασταύρωσης του κέρδους

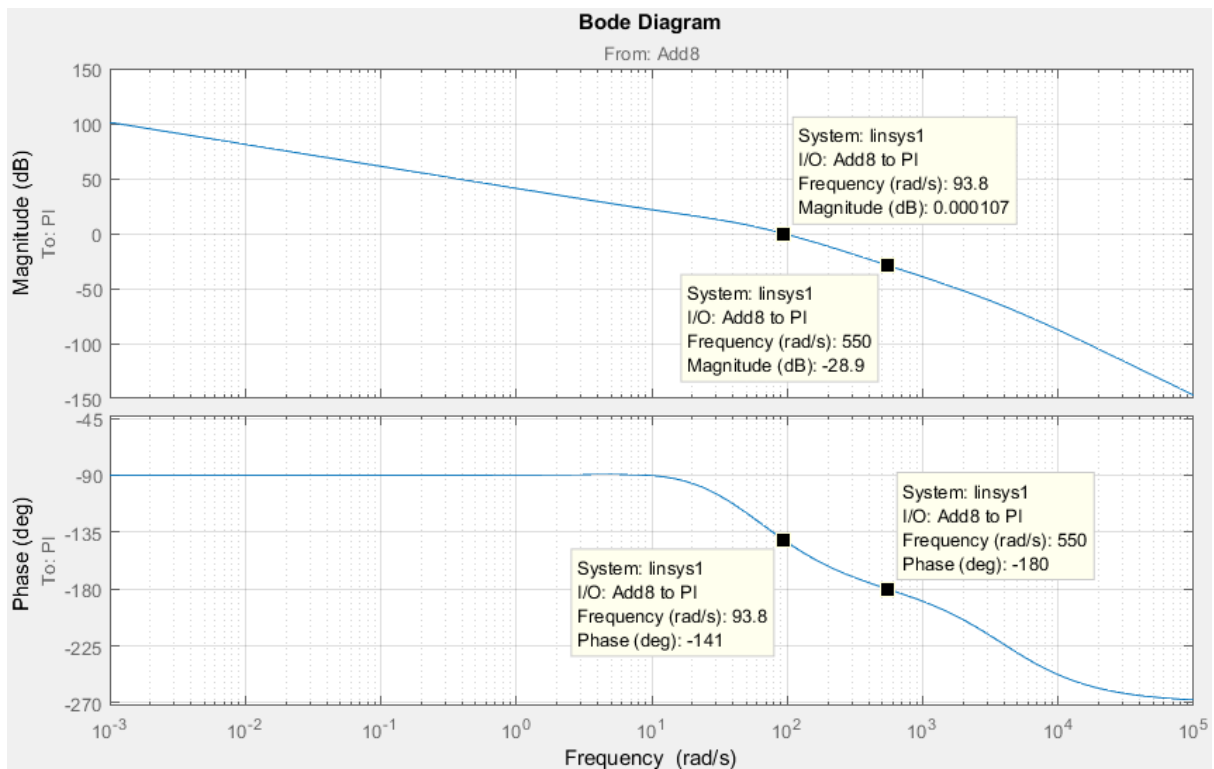
(gain crossover frequency) χωρίς να αλλάζει πολύ το κέρδος, αυξάνοντας έτσι το περιθώριο φάσης και βελτιώνει το βαθμό ευστάθειας του συστήματος [21].



**Σχήμα 6.23:** Διαγράμματα Bode, κέρδους και φάσης του PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου, με την χρήση της επιλογής Frequency Analysis του Simulink.

Για τον **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου**, από το διάγραμμα κέρδους του σχήματος 6.23, παρατηρούμε ότι το κέρδος έχει τιμή ίση με 0 dB στην συχνότητα των  $2,79 \cdot 10^3$  r/s. Σε αυτήν την συχνότητα από το διάγραμμα φάσης έχουμε τιμή φάσης ίση με  $-167^\circ$ . Έτσι, το περιθώριο φάσης είναι:  $P.M. = 180^\circ + (-167^\circ) = 13^\circ$ . Όταν η φάση έχει τιμή  $-180^\circ$ , κάτι που συμβαίνει στη συχνότητα των  $3,22 \cdot 10^3$  r/s, το κέρδος έχει τιμή ίση με -2,27 dB. Το περιθώριο κέρδους είναι  $G.M. = 0 - (-2,27) \text{ dB} = +2,27 \text{ dB}$ . Παρατηρούμε ότι το περιθώριο κέρδους καθώς και το περιθώριο φάσης είναι και τα δύο θετικά. Εάν έστω και ένα από τα δύο ήταν αρνητικό, το σύστημα θα ήταν ασταθές.

Παρατηρούμε ότι για το περιθώριο κέρδους ισχύει ότι  $G.M. = 2,4 \text{ dB}$  κάτι που σημαίνει ότι η τιμή του κέρδους είναι πολύ κοντά στα 6 dB, ενώ το περιθώριο φάσης,  $P.M. = 13^\circ$ , δηλαδή είναι αρκετά μικρό. Αυτό θα μπορούσε να αυξηθεί με την προσθήκη αντισταθμιστή προπορείας - προήγησης φάσης (lead compensator).



**Σχήμα 6.24:** Διαγράμματα Bode, κέρδους και φάσης του PI Ελεγκτή, με την χρήση της επιλογής Frequency Analysis του Simulink.

Για το σύστημα με τον PI Ελεγκτή, από το διάγραμμα κέρδους του σχήματος 6.24, παρατηρούμε ότι το κέρδος έχει τιμή ίση με 0 dB στην συχνότητα των 93,8 r/s. Σε αυτήν την συχνότητα από το διάγραμμα φάσης έχουμε τιμή φάσης ίση με  $-141^\circ$ . Έτσι, το περιθώριο φάσης είναι:  $P.M.=180^\circ + (-141^\circ)=39^\circ$ . Όταν η φάση έχει τιμή  $-180^\circ$ , κάτι που συμβαίνει στη συχνότητα των 550 r/s, το κέρδος έχει τιμή ίση με  $-28,9$  dB. Το περιθώριο κέρδους είναι  $G.M.=0-(-28,9)$  dB= $+28,9$  dB.

Παρατηρούμε ότι το περιθώριο κέρδους ισούται με 28,9 dB, έχει δηλαδή αρκετά μεγάλη τιμή, σχεδόν 5 φορές μεγαλύτερο από τα 6 dB, ενώ το  $P.M.=39^\circ$ , είναι δηλαδή εντός των ορίων  $30^\circ < P.M. < 60^\circ$ , και είναι ικανοποιητικό.

## 6.7 Συμπεράσματα

Από την ανάλυση της παραγράφου 6.5 προκύπτουν τα ακόλουθα συμπεράσματα για κάθε μεταβατικό φαινόμενο:

- Κατά την **εκκίνηση** ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου παρουσιάζει τους μικρότερους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης και την 2<sup>η</sup> χαμηλότερη μέγιστη υπερύψωση (2,6%) μετά τον PI Ελεγκτή (0%).
- Κατά την **αύξηση του φορτίου από το 10% στο 100%** του ονομαστικού φορτίου του κινητήρα, ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου εμφανίζει τον μικρότερο χρόνο αποκατάστασης (0.016 s) και πολύ μικρή μέγιστη υπερύψωση, μόλις 2,46%, 7 φορές χαμηλότερη, από αυτήν του PI Ελεγκτή (17,4%)
- Κατά την **μείωση του φορτίου από το 100% στο 10%** του ονομαστικού φορτίου του κινητήρα, ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου είχε τον μικρότερο χρόνο αποκατάστασης, τη μικρότερη μέγιστη υπερύψωση και τον 2<sup>ο</sup> μικρότερο χρόνο ανόδου. Ο PI Ελεγκτής είχε τον μικρότερο χρόνο ανόδου. Ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου παρουσίασε 7% μεγαλύτερο χρόνο ανόδου σε σχέση με τον PI Ελεγκτή.
- Κατά την **μείωση των στροφών από τις 1500 rpm στις 1000 rpm**, ο PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου και ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου εμφανίζουν τους μικρότερους χρόνους ανόδου. Ο PI Ελεγκτής έχει την χαμηλότερη μέγιστη υπερύψωση (0%) αλλά προσφέρει πολύ αργή απόκριση σε σύγκριση με τους άλλους δύο ελεγκτές. Ακόμα, ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου παρουσιάζει τον μικρότερο χρόνο αποκατάστασης.
- Κατά την **αύξηση των στροφών από τις 1000 rpm στις 1500 rpm**, ο Ασαφής PI Ελεγκτής Διπλού Βρόχου προσφέρει τους μικρότερους χρόνους αποκατάστασης και ανόδου, καθώς και πολύ χαμηλή μέγιστη υπερύψωση 0,7%.

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι η **χρήση του Ασαφούς PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου προτιμάται αντί του κλασικού PI Ελεγκτή** καθώς προσφέρει χαμηλότερους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης και ταυτόχρονα, αποφεύγονται οι πολύ μεγάλες μεγιστες υπερυψώσεις, που παρουσιάζει ο PI Ελεγκτής (υπερυψώσεις μέχρι και 17.4%).

Επιπρόσθετα, **προτιμάται η χρήση του Ασαφούς Λογικής PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου αντί του PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου** καθώς προσφέρει:

- Μικρότερους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης σε όλα τα μεταβατικά φαινόμενα
- 26% μικρότερη μέγιστη υπερύψωση κατά την μείωση των στροφών από τις 1500 στις 1000 rpm
- 14% μικρότερη μέγιστη υπερύψωση κατά την εκκίνηση
- 19% μικρότερη μέγιστη υπερύψωση κατά την μείωση του φορτίου από τα 20 στα 2 Nm

Ακόμα καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι, **προτιμάται η χρήση του ΡΙ Ελεγκτή Διπλού Βρόχου αντί του κλασικού ΡΙ Ελεγκτή** καθώς προσφέρει:

- Μικρότερους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης σε όλα τα μεταβατικά φαινόμενα
- Αποφυγή μεγάλων μέγιστων υπερυψώσεων. Συγκριμένα η μεγαλύτερη μέγιστη υπερύψωση που εμφάνισε ο **ΡΙ Ελεγκτής Διπλού Βρόχου** ήταν 3,8%, ενώ ο **ΡΙ Ελεγκτής** εμφάνισε μέγιστη υπερύψωση μέχρι και 17,4%.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: Συμπεράσματα

---

Αυτή η Μεταπτυχιακή εργασία έδειξε ότι ένας **PI Ελεγκτής Ασαφούς Λογικής** με κεντρικές τιμές που προέρχονται από την επιλογή Autotuning του Simulink (FPI-Autotuning Controller) ξεπερνά σε ταχύτητα απόκρισης τους **κλασικούς ελεγκτές PI** όσον αφορά τους χρόνους ανόδου, τους χρόνους αποκατάστασης και εμφανίζει μικρότερη μέγιστη υπερύψωση κατά τις βηματικές μεταβολές του φορτίου και τις βηματικές μεταβολές της ταχύτητας. Επιπλέον, αποδείχθηκε ότι οι κεντρικές τιμές των συναρτήσεων συμμετοχής των δύο ασαφών συνόλων εξόδου είναι πολύ σημαντικές για την συμπεριφορά του ελεγχόμενου συστήματος στην δυναμική κατάσταση. Ο ελεγκτής FPI-Autotuning παρείχε καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά τους χρόνους ανόδου και αποκατάστασης σε σύγκριση με τον FPI-Manual-Trimming Controller, δείχνοντας ότι συντελεστές  $K_p$  και  $K_i$  που οδηγούν σε καλύτερη συμπεριφορά στους κλασικούς PI ελεγκτές, όταν χρησιμοποιηθούν σαν κεντρικές τιμές σε Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής θα δημιουργήσουν Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής που θα προσφέρουν καλύτερα χαρακτηριστικά απόκρισης. Αποδείχθηκε ότι η ενσωμάτωση Ασαφών Ελεγκτών στους συμβατικούς Ελεγκτές PI-Autotuning και PI-Manual Trimming οδηγεί σε συστήματα ελέγχου Ασαφούς Λογικής με καλύτερα χαρακτηριστικά απόκρισης. Επιπλέον, καταλήξαμε στο συμπέρασμα ότι με την **χρήση εσωτερικού βρόχου** για το έλεγχο του ρεύματος τυμπάνου επιτυγχάνονται καλύτερα χαρακτηριστικά απόκρισης σε σύγκριση με τους κλασικούς **PI Ελεγκτές ενός βρόχου**, ενώ η **ενσωμάτωση Ασαφούς Ελεγκτή** στον **PI Ελεγκτή Διπλού Βρόχου** οδηγεί σε ακόμα καλύτερα χαρακτηριστικά απόκρισης ιδίως όσον αφορά την μείωση του μεγέθους των μέγιστων υπερυψώσεων.

- [1] Al-Maliki, A.Y., Iqbal, K.: 'FLC-based PID controller tuning for sensorless speed control of DC motor'. IEEE Int. Conf. on Industrial Technology (ICIT), Lyon, France, 2018, pp. 169–174
- [2] Azman, M.A.H., Aris, J.M., Hussain, Z., *et al.*: 'A comparative study of fuzzy logic controller and artificial neural network in speed control of separately excited DC motor'. 7th IEEE Int. Conf. on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), Penang, Malaysia, 2017, pp. 336–341
- [3] Ekpoudom, I.I., Archibong, I.E., Itaketo, U.T.: 'SPEED CONTROL OF DC MOTOR ON LOAD USING FUZZY LOGIC CONTROLLER (A CASE STUDY OF EMERGENCY LUBE OIL PUMP MOTOR OF H25 HITACHI TURBINE GENERATOR)', *Nigerian J. of Techn.*, 2017, 36, (3), pp. 867 – 875
- [4] Bansal, U.K., Narvey, R.: 'Speed Control of DC Motor Using Fuzzy PID Controller', *Advance in Electron. and Electric Eng.*, 2013, 3, (9), pp. 1209–1220
- [5] Munadi, Akbar, M.A.: 'Simulation of fuzzy logic control for DC servo motor using Arduino based on MATLAB/Simulink'. IEEE Int. Conf. on Intelligent Autonomous Agents, Networks and Systems (INAGENTSYS), Bandung, Indonesia, 2014, pp. 42–46
- [6] Ahmed, H., Singh, G., Bhardwaj, V., *et al.*: 'Controlling of D.C. Motor using Fuzzy Logic Controller'. Proc. of the Conf. on Advances in Communication and Control Systems, Uttarakhand, India, 2013, pp. 666–670
- [7] Gubara, W., Elnaim, M., Babiker, S.F.: 'Comparative study on the speed of DC motor using PID and FLC'. Conf. of Basic Sciences and Engineering Studies (SGCAC), Khartoum, Sudan, 2016, pp. 24–29
- [8] Sharma, K., Palwalia, D.K.: 'A modified PID control with adaptive fuzzy controller applied to DC motor'. Int. Conf. on Information, Communication, Instrumentation and Control (ICICIC), Indore, India, 2017, pp. 1–6
- [9] Abdel Ghany, M.A., A. Shamseldin, M., Abdel Ghany, A.M.: 'A Novel Fuzzy Self Tuning Technique of Single Neuron PID Controller for Brushless DC Motor' *Int. J. of Power Electron. and Drive Syst. (IJPEDS)*, 2017, 8, (4), pp. 1705–1713
- [10] Zhong-liang, S., Wanglei, Xiao-kan, W., *et al.*: 'Design and Research Based on Fuzzy PID-Parameters Self-Tuning Controller with MATLAB'. Int. Conf. on Advanced Computer Theory and Engineering (ICACTE), Phuket, Thailand, 2008, pp. 996–999
- [11] Mondal, S., Sahoo, T.K., Chattopadhyay, P.: 'Neuro-Fuzzy Controller and Its Real Time Application'. 8th Int. Conf. on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), Tehri, India, 2016, pp. 688–692
- [12] G.Ch. Ioannidis, C.S. Psomopoulos, S.D. Kaminaris, G.A.Vokas, P. Pachos, S. Tsiolis S.N. Manias. "Investigation of the Possibility of Energy Saving in dc Motor Driving Systems in the Hellenic Territory: Methodology & Early Results", *8th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MEDPOWER 2012)*, (1-3 October 2012, Cagliari, Italy), pp. 1-6

- [13] S.D. Kaminaris, G.Ch. Ioannidis, S. Tsiolis, C.S. Psomopoulos, P. Pachos, I. Villiotis, P. Malatestas. “Fuzzy Based PI Controller for DC Motor Drive”, *10th International Scientific Conference (eRA-9)*, Archimedes Session, 23-25 September 2015, Egaleo, Greece.
- [14] Ηλεκτρικές Μηχανές, 3<sup>η</sup> Έκδοση, Παντελής Β. Μαλατέστας
- [15] P. Nunes and M.C. Brito, “Displacing natural gas with electric vehicles for grid stabilization”, *Energy* 141, 87 (2017).
- [16] Zadeh, L.A.: ‘Fuzzy sets’, *Information and Control*, 1965, 8, (3), pp. 338–353
- [17] Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου, 1<sup>η</sup> Έκδοση, Παντελής Β. Μαλατέστας
- [18] Ηλεκτρική Κίνηση, 1<sup>η</sup> Έκδοση, Παντελής Β. Μαλατέστας
- [19] D.A. Barkas, G.C. Ioannidis, C.S. Psomopoulos, S.D. Kaminaris, and G.A. Vokas, Brushed DC Motor Drives for Industrial and Automobile Applications with Emphasis on Control Techniques: A Comprehensive Review, *Electronics* 9, 887 (2020).
- [20] Εισαγωγή στην Ασαφή Λογική, (Fuzzy Logic), Γιάννης Α. Θεοδώρου
- [21] Modern Control Engineering. 5<sup>th</sup> Edition. Katsuhiko Ogata. Prentice Hall.
- [22] Fuzzy Logic with Engineering Applications, 4th Edition, Timothy J. Ross
- [23] Modelling and Analysis of Sustainability Related Issues in New Era, Wen-Hsien Tsai, June 2019