



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Έλεγχος DC Κινητήρα με Χρήση Συμβατικού PI και Fuzzy-PI Ελεγκτών



Φοιτητής: Κωνσταντίνος Ντόντης
ΑΜ: 48343766

Επιβλέπων Καθηγητής

Γεώργιος Ιωαννίδης
Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, Δεκέμβριος 2020



UNIVERSITY OF WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

DC Motor Drive with Conventional PI and Fuzzy-PI Controllers



Student: Konstantinos Ntontis

Registration Number: 48343766

Supervisor

Georgios Ioannidis

Professor

ATHENS-EGALEO, December 2020



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Έλεγχος DC Κινητήρα με Χρήση Συμβατικού PI και Fuzzy-PI Ελεγκτών

Κωνσταντίνος Δ. Ντόντης

AM: 48343766

**Επιβλέπων Καθηγητής: Γεώργιος Ιωαννίδης
Καθηγητής**

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 16^η Δεκεμβρίου 2020.

.....
Γεώργιος Ιωαννίδης
Καθηγητής

.....
Πέτρος Καραϊσάς
Επίκουρος Καθηγητής

.....
Γεώργιος Βόκας
Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, Δεκέμβριος 2020

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Κωνσταντίνος Ντόντης, Δεκέμβριος, 2020

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τους συγγραφείς.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΠΕΡΙ ΠΝΕΥΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΚΑΙΩΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΛΟΓΟΚΛΟΠΗΣ

Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ενυπόγραφα ότι η παρούσα εργασία προετοιμάστηκε και ολοκληρώθηκε από εμένα αποκλειστικά και ότι είμαι ο αποκλειστικός συγγραφέας του κειμένου της.

Η εργασία μου δεν προσβάλλει οποιασδήποτε μορφής δικαιώματα πνευματικής ιδιοκτησίας, προσωπικότητας ή προσωπικών δεδομένων τρίτων, δεν περιέχει έργα/εισφορές τρίτων για τα οποία απαιτείται άδεια των δημιουργών/δικαιούχων και δεν είναι προϊόν μερικής ή ολικής αντιγραφής ή λογοκλοπής.

Κάθε βοήθεια που έλαβα για την ολοκλήρωση της εργασίας είναι αναγνωρισμένη και αναφέρεται λεπτομερώς στο κείμενό της. Ειδικότερα, έχω αναφέρει ευδιάκριτα μέσα στο κείμενο και με την κατάλληλη παραπομπή όλες τις πηγές δεδομένων, κώδικα προγραμματισμού Η/Υ, απόψεων, θέσεων και προτάσεων, ιδεών και λεκτικών αναφορών που χρησιμοποιήθηκαν, είτε κατά κυριολεξία είτε βάσει επιστημονικής παράφρασης, και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. Επιπλέον, όλες οι πηγές που χρησιμοποιήθηκαν περιορίζονται στις βιβλιογραφικές αναφορές και μόνον και πληρούν τους κανόνες της επιστημονικής παράθεσης κατά τα διεθνή πρότυπα.

Τέλος δηλώνω ενυπόγραφα ότι αναλαμβάνω πλήρως, ατομικά και προσωπικά, όλες τις νομικές και διοικητικές συνέπειες στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της είναι προϊόν λογοκλοπής.

Ημερομηνία 16/12/2020

Κωνσταντίνος Ντόντης



(Υπογραφή)

Θα ήθελα να ευχαριστήσω, τον καθηγητή κ. Γεώργιο Ιωαννίδη, για την καθοδήγηση και την υπομονή του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας.

Επίσης, να ευχαριστήσω το υπόλοιπο διδακτικό προσωπικό και ιδιαίτερα τον κ. Ηρακλή Βυλλιώτη, τον κ. Δημήτριο Μπάρκα καθώς και τον κ. Βασίλειο Ορφανό που ήταν πάντα πρόθυμοι να βοηθήσουν ώστε να εργαστώ απρόσκοπτα για την περάτωση της εργασίας αυτής.

Περίληψη

Αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας, είναι ο έλεγχος των στροφών ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, με χρήση ενός ελεγκτή PI και η σύγκριση με έναν ελεγκτή Fuzzy-PI. Για την όσο το δυνατόν καλύτερη επεξήγηση των παραπάνω εννοιών (DC κινητήρας, ελεγκτής PI και ασαφή λογική κ.τ.λ.) η εργασία περιλαμβάνει τρία εισαγωγικά κεφάλαια.

Στο πρώτο Κεφάλαιο αναλύονται οι βασικές αρχές των μηχανών συνεχούς ρεύματος με έμφαση στους κινητήρες. Επίσης, παρατίθεται ο τρόπος υπολογισμού αλλά και οι τιμές των διάφορων παραμέτρων του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκε στο πλαίσιο αυτής της εργασίας. Στο επόμενο Κεφάλαιο παρουσιάζονται οι κατηγορίες μετατροπέων που υπάρχουν για την ανόρθωση του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές και στο τρίτο Κεφάλαιο αναλύονται οι συμβατικοί ελεγκτές, η ασαφής λογική καθώς και οι ελεγκτές τεχνητών νευρωνικών δικτύων.

Στο τέταρτο Κεφάλαιο, περιγράφεται ο τρόπος παραγωγής κώδικα σε γλώσσα C - για τον προγραμματισμό ενός Digital Signal Processor (DSP) που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση του κυκλώματος ελέγχου - με τη βοήθεια του Simulink ενώ στο πέμπτο Κεφάλαιο επιχειρείται η προσομοίωση της πειραματικής διάταξης και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των δοκιμών από την προσομοίωση.

Τέλος, στο έκτο Κεφάλαιο παρατίθενται τα όργανα που χρησιμοποιήθηκαν στην πειραματική διάταξη όπως επίσης και τα πειραματικά αποτελέσματα.

Λέξεις – κλειδιά

Αναλογικό-Ολοκληρωτικός Ελεγκτής, Ασαφής Λογική, Κινητήρας Συνεχούς Ρεύματος, MATLAB/Simulink.

Abstract

The object of this thesis is to control the speed of a DC motor, using a conventional PI controller and a Fuzzy-PI controller. For the best possible explanation of the above concepts (DC motor, PI controller and fuzzy logic, etc.) this thesis includes three introductory chapters.

The first Chapter analyzes the basic principles of DC machines with an emphasis on motors. Also, it includes the calculation method of the motor's parameters values which has been used in this work. The next Chapter presents the categories of inverters that exist for the rectification of alternating current into direct current and in the third Chapter are presented the conventional controllers, the fuzzy logic as well as the controllers of artificial neural networks.

The fourth Chapter describes how to generate code in C language - to program a Digital Signal Processor (DSP) used to implement the control circuit - with the help of Simulink, while the fifth Chapter attempts to simulate the experimental layout and presents the test results from the simulation.

Finally, the sixth Chapter lists the instruments used in the experimental layout as well as the experimental.

Keywords

Proportional-Integral Controller, Fuzzy Logic, Direct Current motor, MATLAB/Simulink

Περιεχόμενα

Ευρετήριο Σχημάτων	12
Ευρετήριο Εικόνων	14
Ευρετήριο Πινάκων.....	15
Ευρετήριο Γραφημάτων	16
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	18
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Εισαγωγή στους Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος.....	21
1.1 Εισαγωγή.....	21
1.2 Αρχή λειτουργίας κινητήρων συνεχούς ρεύματος	21
1.3 Αντιηλεκτρεγερτική δύναμη	22
1.4 Επαγόμενη ροπή	23
1.5 Κατασκευή κινητήρων συνεχούς ρεύματος	23
1.6 Τυλίγματα τυμπάνου κινητήρων συνεχούς ρεύματος	27
1.7 Αντίδραση οπλισμού	30
1.8 Τυλίγματα διέγερσης κινητήρων συνεχούς ρεύματος.....	31
1.9 Όρια ασφαλούς λειτουργίας τρόπων διέγερσης.....	36
1.10 Βαθμός απόδοσης και απώλειες στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος.....	37
1.11 Συντελεστής ρύθμισης στροφών	37
1.12 Υπολογισμός παραμέτρων DC κινητήρα.....	38
1.12.1 Εύρεση των παραμέτρων R_a , L_a , R_f , L_f	39
1.12.2 Εύρεση των παραμέτρων K_m , B_m , $L_{m,af}$, T_f , J_m	39
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Έλεγχος Κινητήρων Συνεχούς Ρεύματος	43
2.1 Εισαγωγή.....	43
2.2 Ελεγχόμενοι ανορθωτές με τη χρήση θυρίστορ	43
2.3 Διατάξεις ανόρθωσης DC κινητήρων με τη χρήση τεμαχιστών (choppers)	47
2.3.1 Μετατροπείς «απότομης μετάβασης» για DC κινητήρες	48
2.3.2 Μετατροπείς «ομαλής μετάβασης» για DC κινητήρες	51
2.4 Ηλεκτρονική διάταξη οδήγησης DC κινητήρα	55
2.4.1 Πλήρης τριφασική μη ελεγχόμενη ανόρθωση	55
2.4.2 Μετατροπέας DC/DC.....	57

2.4.3	Σύστημα κλειστού βρόχου	60
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Ελεγκτές		62
3.1	Εισαγωγή.....	62
3.2	Κλασικοί ελεγκτές	62
3.2.1	Τα χαρακτηριστικά των P, I και D ελεγκτών	66
3.2.2	Μέθοδοι ρύθμισης και παραμετροποίησης ελεγκτών	70
3.2.3	Προσδιορισμός κερδών PI ελεγκτή εργασίας	74
3.3	Ασαφής λογική (Fuzzy logic).....	75
3.3.1	Πλεονεκτήματα ασαφούς λογικής	76
3.3.2	Μειονεκτήματα ασαφούς λογικής.....	76
3.3.3	Ασαφή σύνολα και συναρτήσεις συμμετοχής.....	76
3.3.4	Βασικές πράξεις της ασαφούς λογικής	79
3.3.5	Ασαφείς κανόνες	81
3.3.6	Συστήματα ασαφούς συλλογιστικής	81
3.3.7	Ασαφή συστήματα συμπερασμού (Fuzzy Inference Systems)	83
3.3.8	Χρήση ασαφούς λογικής για τον προσδιορισμό των κερδών του PI ελεγκτή	86
3.3.9	Υλοποίηση ασαφούς λογικής.....	86
3.4	Ελεγκτές τεχνητών νευρωνικών δικτύων.....	92
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Παραγωγή Κώδικα σε Γλώσσα C.....		95
4.1	Εισαγωγή.....	95
4.2	Δομικό στοιχείο «C28x Hardware Interrupt»	95
4.3	Δομικό στοιχείο «Set_Point_PI_PWM»	96
4.3.1	Επιθυμητές στροφές «ADC_Set_Point»	96
4.3.2	Σφάλμα – Απόκλιση από τις επιθυμητές στροφές	97
4.3.3	Περιφερειακό «ePWM»	97
4.4	Δομικό στοιχείο «Speed_Measurement».....	99
4.4.1	Περιφερειακό «eCAP».....	100
4.4.2	Υπολογισμός στροφών.....	101
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Μοντελοποίηση και Προσομοίωση.....		102
5.1	Εισαγωγή.....	102
5.2	Προσομοίωση τροφοδοσίας «Power Supply».....	102
5.3	Προσομοίωση DC κινητήρα και πέδης «Plant»	102

5.4 Προσομοίωση παλμογεννήτριας «Encoder»	103
5.5 Προσομοίωση «DSP»	103
5.5.1 Μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό «ADC»	104
5.5.2 Περιφερειακό υποσύστημα υπολογισμού περιόδου «eCAP»	104
5.5.3 Περιφερειακό μεταβλητού παλμού «ePWM»	105
5.5.4 Σφάλμα «Error»	105
5.5.5 Συμβατικός ελεγκτής PI	105
5.5.6 Ελεγκτής Fuzzy-PI	107
5.6 Αποτελέσματα προσομοίωσης	107
5.7 Σύγκριση χρόνου ανόδου/καθόδου στην προσομοίωση	118
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο : Πειραματική Διάταξη και Αποτελέσματα	119
6.1 Εισαγωγή	119
6.2 Εξοπλισμός και όργανα μετρήσεων	119
6.3 Δοκιμές πειραματικής διάταξης	124
6.4 Αποτελέσματα πειραματικής διάταξης	125
6.5 Σύγκριση χρόνου ανόδου/καθόδου στην πειραματική διάταξη	133
6.6 Σύγκριση αυξομείωσης στροφών μεταξύ πειραματικής διάταξης και προσομοίωσης	135
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	137
Βιβλιογραφία-Αναφορές-Διαδικτυακές πηγές	139
Παράρτημα Α	140
A.1 Εισαγωγή	140
A.2 Υπολογισμός συναρτήσεων μεταφοράς του DC κινητήρα	140
Παράρτημα Β	144
B.1 Κλίση ευθείας κατά την διακοπή παροχής του κινητήρα	144
B.2 Συγκεντρωτικοί πίνακες	145
B.3 Συγκεντρωτικά γραφήματα ρεύματος	150
Παράρτημα Γ	152
Γ.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά DSP F28335	152

Ευρετήριο Σχημάτων

ΣΧΗΜΑ 1.1. Η ΔΥΝΑΜΗ F ΠΟΥ ΑΣΚΕΙΤΑΙ ΣΕ ΡΕΥΜΑΤΟΦΟΡΟ ΑΓΩΓΟ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	21
ΣΧΗΜΑ 1.2. ΣΤΟΙΧΕΙΩΔΗΣ ΜΗΧΑΝΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	23
ΣΧΗΜΑ 1.3. ΣΤΑΤΗΣ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	24
ΣΧΗΜΑ 1.4. ΠΥΡΗΝΑΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥ ΠΟΛΟΥ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	24
ΣΧΗΜΑ 1.5. ΤΑ ΤΥΛΙΓΜΑΤΑ ΕΝΟΣ ΠΟΛΟΥ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	25
ΣΧΗΜΑ 1.6. Ο ΨΗΚΤΡΟΦΟΡΕΑΣ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	25
ΣΧΗΜΑ 1.7. ΜΟΡΦΕΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΕΛΑΣΜΑΤΩΝ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	26
ΣΧΗΜΑ 1.8. Α) ΤΡΟΠΟΣ ΤΟΠΟΘΕΤΗΣΗΣ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΣΕ ΑΠΛΟ ΒΡΟΧΟΤΥΛΙΓΜΑ. Β) ΟΜΑΔΑ ΒΡΟΧΟΤΥΛΙΓΜΑΤΟΣ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	28
ΣΧΗΜΑ 1.9. ΑΠΛΟ ΒΡΟΧΟΤΥΛΙΓΜΑ ΔΙΠΟΛΙΚΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	29
ΣΧΗΜΑ 1.10. ΒΡΟΧΟΤΥΛΙΓΜΑ (1) – ΚΥΜΑΤΟΤΥΛΙΓΜΑ (2). (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	29
ΣΧΗΜΑ 1.11. ΑΠΛΟ ΚΥΜΑΤΟΤΥΛΙΓΜΑ ΤΕΤΡΑΠΟΛΙΚΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ. (ΠΗΓΗ: (ΧΑΤΖΗΣΤΑΜΑΤΙΟΥ, 1979))	29
ΣΧΗΜΑ 1.12. ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΤΥΛΙΓΜΑΤΩΝ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ. (ΠΗΓΗ: (ΜΑΛΛΑΤΕΣΤΑΣ, ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ, 2015))	32
ΣΧΗΜΑ 1.13. ΙΔΑΝΙΚΗ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΡΟΠΗΣ – ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΔΙΕΓΕΡΣΗ ΣΕΙΡΑΣ.(ΠΗΓΗ: (CHARMAN, 2010))	33
ΣΧΗΜΑ 1.14. ΙΔΑΝΙΚΗ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΡΟΠΗΣ – ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΔΙΕΓΕΡΣΗ. (ΠΗΓΗ: (CHARMAN, 2010))	33
ΣΧΗΜΑ 1.15. ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ ΚΑΙ Η ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΗΣ ΣΤΗΝ ΚΛΙΣΗ ΤΗΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗΣ ΡΟΠΗΣ – ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ. (ΠΗΓΗ: (CHARMAN, 2010))	34
ΣΧΗΜΑ 1.16. ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΤΥΜΠΑΝΟΥ ΚΑΙ Η ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΗΣ ΣΤΗΝ ΚΛΙΣΗ ΤΗΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗΣ ΡΟΠΗΣ – ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ. (ΠΗΓΗ: (CHARMAN, 2010))	34
ΣΧΗΜΑ 1.17. ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΤΥΜΠΑΝΟΥ ΚΑΙ Η ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΗΣ ΣΤΗΝ ΚΛΙΣΗ ΤΗΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗΣ ΡΟΠΗΣ – ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ. (ΠΗΓΗ: (CHARMAN, 2010))	35
ΣΧΗΜΑ 1.18. ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ: $T = T(N)$ ΚΑΙ $P = P(N)$. (ΠΗΓΗ: (ΜΑΛΛΑΤΕΣΤΑΣ, ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ, 2015))	37
ΣΧΗΜΑ 2.1. ΤΥΠΙΚΟ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΘΥΡΙΣΤΟΡ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	43
ΣΧΗΜΑ 2.2. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΙΣΟΥ ΚΥΜΑΤΟΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	44
ΣΧΗΜΑ 2.3. ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΑΣΥΜΜΕΤΡΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΙΣΟΥ ΚΥΜΑΤΟΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	45
ΣΧΗΜΑ 2.4. ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	46
ΣΧΗΜΑ 2.5. ΠΛΗΡΗΣ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΔΙΠΛΟ-ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	46
ΣΧΗΜΑ 2.6. ΠΛΗΡΗΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	47
ΣΧΗΜΑ 2.7. ΔΙΠΛΟΣ ΠΛΗΡΗΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	47
ΣΧΗΜΑ 2.8. ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ «ΑΠΟΤΟΜΗΣ» ΚΑΙ «ΟΜΑΛΗΣ» ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	48
ΣΧΗΜΑ 2.9. ΚΥΚΛΩΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΝΤΟΣ ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΟΥ «ΑΠΟΤΟΜΗΣ» ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	49
ΣΧΗΜΑ 2.10. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ «ΑΠΟΤΟΜΗΣ» ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ Α) ΔΥΟ ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΑ ΚΑΙ Β) ΤΕΣΣΕΡΑ ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΑ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	50
ΣΧΗΜΑ 2.11. ΟΔΗΓΗΣΗ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕΣΩ ΕΝΟΣ «ΠΟΛΥΕΠΙΠΕΔΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ ΜΗΔΕΝΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ».(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	52
ΣΧΗΜΑ 2.12. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΜΗΔΕΝΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ ΓΙΑ DC ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	53

ΣΧΗΜΑ 2.13. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΗΔΕΝΙΚΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΓΙΑ DC ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	54
ΣΧΗΜΑ 2.14. 4Q-ZVT ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΟΔΗΓΗΣΗ DC ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	54
ΣΧΗΜΑ 2.15. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ 4Q-ZCT ΓΙΑ ΟΔΗΓΗΣΗ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	55
ΣΧΗΜΑ 2.16. ΠΛΗΡΗΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ.(ΠΗΓΗ: (RASHID, 2010))	56
ΣΧΗΜΑ 2.17. ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ, ΦΙΛΤΡΟΥ ΕΞΟΜΑΛΥΝΣΗΣ ΚΑΙ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣΤΑΣΙΑΣ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	57
ΣΧΗΜΑ 2.18. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. – ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ.(ΠΗΓΗ: (ΜΑΛΑΤΕΣΤΑΣ, ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ, 2015))	57
ΣΧΗΜΑ 2.19. ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ.(ΠΗΓΗ: (RASHID, 2010))	58
ΣΧΗΜΑ 2.20. ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΣΧΕΔΙΟ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΗΜΙΑΓΩΓΙΜΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ (ΔΙΑΚΕΚΟΜΜΕΝΗ ΓΡΑΜΜΗ ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ ΤΟΥ MOSFET ΚΑΡΒΙΔΙΟΥ ΤΟΥ ΠΥΡΙΤΙΟΥ).(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	60
ΣΧΗΜΑ 2.21. ΈΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΜΕ ΚΛΕΙΣΤΟ ΒΡΟΧΟ.(ΠΗΓΗ: (ΜΑΛΑΤΕΣΤΑΣ, ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ, 2015))	61
ΣΧΗΜΑ 3.1. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΘΕΡΜΟΚΡΑΣΙΑΣ ΜΕ Ρ ΕΛΕΓΚΤΗ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	63
ΣΧΗΜΑ 3.2. ΠΡΟΣΘΗΚΗ ΤΟΥ Ι ΟΡΟΥ ΣΤΟΝ Ρ ΕΛΕΓΚΤΗ. (ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	64
ΣΧΗΜΑ 3.3. ΒΕΛΤΙΩΣΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ ΛΟΓΩ ΠΡΟΣΘΗΚΗΣ ΤΟΥ ΟΡΟΥ ΠΑΡΑΓΩΓΙΣΗΣ. (ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	64
ΣΧΗΜΑ 3.4. ΕΝΔΕΙΚΤΙΚΗ ΔΟΜΗ ΕΝΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗ PID. (ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	65
ΣΧΗΜΑ 3.5. ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΚΑΤΑΛΛΗΛΟΥ ΕΛΕΓΚΤΗ. (ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	65
ΣΧΗΜΑ 3.6. ΕΝΔΕΙΚΤΙΚΗ ΔΟΜΗ ΕΝΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗ PI.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	68
ΣΧΗΜΑ 3.7. ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΕΛΕΓΚΤΗ PI.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	68
ΣΧΗΜΑ 3.8. ΕΝΔΕΙΚΤΙΚΗ ΔΟΜΗ ΕΝΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗ PD.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	69
ΣΧΗΜΑ 3.9. ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ ΕΞΟΔΟΥ Υ(Τ).(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	69
ΣΧΗΜΑ 3.10. ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΟΥ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ Ε(Τ).(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	69
ΣΧΗΜΑ 3.11. ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΤΗΣ ΠΑΡΑΓΩΓΟΥ ΤΟΥ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ Ε(Τ).(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	69
ΣΧΗΜΑ 3.12. ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΕΛΕΓΚΤΗ PD.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	70
ΣΧΗΜΑ 3.13. ΕΥΡΕΣΗ ΤΩΝ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΩΝ ΤΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΣΕ ΜΙΑ ΒΗΜΑΤΙΚΗ ΕΙΣΟΔΟ ΜΕ ΤΗ ΠΡΩΤΗ ΜΕΘΟΔΟ ZIEGLER-NICHOLS.(ΠΗΓΗ: (SHODHGANGA - A RESERVOIR OF INDIAN THESES))	70
ΣΧΗΜΑ 3.14. ΚΡΙΣΙΜΗ ΠΕΡΙΟΔΟΣ ΚΑΤΑ ΤΩΝ ZIEGLER-NICHOS.(ΠΗΓΗ: (SHODHGANGA - A RESERVOIR OF INDIAN THESES))	72
ΣΧΗΜΑ 3.15. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΣΤΗΝ ΚΛΑΣΙΚΗ ΛΟΓΙΚΗ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	77
ΣΧΗΜΑ 3.16. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΣΤΗΝ ΑΣΑΦΗ ΛΟΓΙΚΗ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	77
ΣΧΗΜΑ 3.18. ΥΠΟΔΕΙΓΜΑ ΤΡΙΓΩΝΙΚΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	78
ΣΧΗΜΑ 3.19. ΥΠΟΔΕΙΓΜΑ ΤΡΑΠΕΖΟΕΙΔΟΥΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	79
ΣΧΗΜΑ 3.21. MINIMUM (ΑΡΙΣΤΕΡΑ) ΚΑΙ PRODUCT (ΔΕΞΙΑ) ΔΥΟ ΑΣΑΦΗ ΣΥΝΟΛΩΝ. (ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	80

ΣΧΗΜΑ 3.22. MAXIMUM (ΑΡΙΣΤΕΡΑ) ΔΥΟ ΑΣΑΦΗ ΣΥΝΟΛΩΝ ΚΑΙ PROBABILISTIC SUM (ΔΕΞΙΑ) ΔΥΟ ΑΣΑΦΗ ΣΥΝΟΛΩΝ. (ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	80
ΣΧΗΜΑ 3.23. ΤΟ ΣΥΜΠΛΗΡΩΜΑ ΕΝΟΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΣΥΝΟΛΟΥ. (ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	80
ΣΧΗΜΑ 3.24. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΛΕΚΤΙΚΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ: ΑΠΟΣΤΑΣΗ ΑΠΟ ΑΡΧΑΙΟΛΟΓΙΚΟΥΣ ΧΩΡΟΥΣ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	82
ΣΧΗΜΑ 3.25. ΒΑΣΙΚΗ ΔΟΜΗ ΤΟΥ ΜΑΜΔΑΝΙ ΑΣΑΦΗ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΟΥ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	85
ΣΧΗΜΑ 3.26. Ο ΤΕΛΕΣΤΗΣ AND PRODUCT ΣΤΟΝ ΑΣΑΦΗ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΟ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	86
ΣΧΗΜΑ 3.27. Ο ΤΕΛΕΣΤΗΣ OR PROBOR ΣΤΟΝ ΑΣΑΦΗ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΟ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	86
ΣΧΗΜΑ 3.29. ΒΑΣΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΝΕΥΡΩΝΙΚΟΥ ΔΙΚΤΥΟΥ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	93
ΣΧΗΜΑ 3.30. ΒΑΣΙΚΗ ΔΟΜΗ ΤΝΔ ΑΠΟΤΕΛΟΥΜΕΝΗ ΑΠΟ ΤΡΙΑ ΕΠΙΠΕΔΑ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	94
ΣΧΗΜΑ 3.31. ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΗ ΔΟΜΗ ΤΝΔ ΑΠΟΤΕΛΟΥΜΕΝΗ ΑΠΟ ΤΡΙΑ ΕΠΙΠΕΔΑ.(ΠΗΓΗ: (D.A. BARKAS))	94

Ευρετήριο Εικόνων

ΕΙΚΟΝΑ 1.1 Η ΠΙΝΑΚΙΔΑ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΕ ΣΤΗΝ ΕΡΓΑΣΙΑ.	35
ΕΙΚΟΝΑ 1.2. ΟΙ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΣΤΟ SIMULINK.	38
ΕΙΚΟΝΑ 2.1. ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ ΜΕ ΔΙΟΔΟΥΣ.	56
ΕΙΚΟΝΑ 2.2.. ΔΙΟΔΟΣ (ΑΡΙΣΤΕΡΑ) - MOSFET (ΔΕΞΙΑ).(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	59
ΕΙΚΟΝΑ 2.3. ΦΩΤΟΓΡΑΦΙΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΟΔΗΓΗΣΗΣ MOSFET.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	60
ΕΙΚΟΝΑ 3.1. ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΕΙΣΟΔΟΥ ΣΦΑΛΜΑ «ERROR» (Ε).	86
ΕΙΚΟΝΑ 3.2. ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΕΙΣΟΔΟΥ «DE».	88
ΕΙΚΟΝΑ 3.3. ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΕΞΟΔΟΥ K_p .	89
ΕΙΚΟΝΑ 3.4. ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΟΣ. Α) ΕΠΙΘΥΜΗΤΕΣ ΚΑΙ ΜΕΤΡΟΥΜΕΝΕΣ ΣΤΡΟΦΕΣ, Β) ΣΦΑΛΜΑ, Γ) ΠΑΡΑΓΩΓΟΣ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ, Δ) ΚΕΡΔΟΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟΥ ΟΡΟΥ.	90
ΕΙΚΟΝΑ 3.5. ΚΑΝΟΝΕΣ ΤΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ.	91
ΕΙΚΟΝΑ 4.1. ΑΡΧΙΚΗ ΕΙΚΟΝΑ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΣΤΟ SIMULINK.	95
ΕΙΚΟΝΑ 4.2. ΔΙΑΚΟΠΕΣ ΤΟΥ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΗ.	95
ΕΙΚΟΝΑ 4.3. ΤΟ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟ ΤΟΥ ΔΟΜΙΚΟΥ ΣΤΟΙΧΕΙΟΥ «SET_POINT_PI_PWM».	96
ΕΙΚΟΝΑ 4.4. ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΟ ADC	96
ΕΙΚΟΝΑ 4.5. ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΑΝΑΛΟΓΙΚΗΣ ΤΙΜΗΣ ΣΕ ΨΗΦΙΑΚΗ	97
ΕΙΚΟΝΑ 4.6. ΡΥΘΜΙΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΠΑΛΜΟΥ.	97
ΕΙΚΟΝΑ 4.7. ΡΥΘΜΙΣΗ ΒΑΘΜΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΣΗΣ ΠΑΛΜΟΥ.	98
ΕΙΚΟΝΑ 4.8. ΤΡΟΠΟΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΥ ΤΟΥ ΒΑΘΜΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΣΗΣ.	99
ΕΙΚΟΝΑ 4.9. ΜΕΤΡΗΣΗ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ	99
ΕΙΚΟΝΑ 4.10. ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΤΗΣ ΠΕΡΙΟΔΟΥ ΕΝΟΣ ΠΑΛΜΟΥ.	100
ΕΙΚΟΝΑ 4.11. ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΜΕΤΡΗΣΗ ΤΗΣ ΠΕΡΙΟΔΟΥ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ.	101
ΕΙΚΟΝΑ 5.1. ΜΟΝΤΕΛΟ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΣΤΟ SIMULINK.	102
ΕΙΚΟΝΑ 5.2. ΠΑΡΑΓΩΓΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ (DC BUS).	102
ΕΙΚΟΝΑ 5.3. ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΣ ΕΦΑΡΜΟΓΗΣ ΦΟΡΤΙΟΥ, DC ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ, ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΣ ΑΥΞΟΜΕΙΩΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.	103
ΕΙΚΟΝΑ 5.4. ΤΟ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΟ ΤΟΥ DSP F28335 (PI ΕΛΕΓΚΤΗΣ).	104

ΕΙΚΟΝΑ 5.5. ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΣ ΜΕΙΩΣΗΣ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ-ΣΤΡΟΦΩΝ.	104
ΕΙΚΟΝΑ 5.6. ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ	105
ΕΙΚΟΝΑ 5.7. ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΕΣ K_p , K_i ΚΑΙ ΜΕΘΟΔΟΣ ΟΛΟΚΛΗΡΩΣΗΣ.	106
ΕΙΚΟΝΑ 5.8. ΤΟ ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΟΥ PI ΕΛΕΓΚΤΗ	107
ΕΙΚΟΝΑ 5.9. FUZZY-PI ΕΛΕΓΚΤΗΣ.	107
ΕΙΚΟΝΑ 6.1. ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.	119
ΕΙΚΟΝΑ 6.2. ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΠΛΗΡΗΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΚΑΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC.	119
ΕΙΚΟΝΑ 6.3. ΑΥΤΟΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ (VARIAC)	119
ΕΙΚΟΝΑ 6.4. ΜΗΧΑΝΗΜΑ ΠΕΔΗΣΗΣ.	120
ΕΙΚΟΝΑ 6.5. ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΠΑΛΜΩΝ GW INSTEK AFG-2112	120
ΕΙΚΟΝΑ 6.6. ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ BLAUSONIC FA-350	121
ΕΙΚΟΝΑ 6.7. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ ΣΕ ΠΑΛΜΟΥΣ.	121
ΕΙΚΟΝΑ 6.8. ΠΑΛΜΟΓΡΑΦΟΣ RIGOL DS1102E	121
ΕΙΚΟΝΑ 6.9. Α) Η ΓΑΛΑΖΙΑ ΓΡΑΜΜΗ ΔΕΙΧΝΕΙ ΤΗ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ Β) Η ΓΑΛΑΖΙΑ ΓΡΑΜΜΗ ΔΕΙΧΝΕΙ ΤΗ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ.	122
ΕΙΚΟΝΑ 6.10. ΑΥΤΟΣΧΕΔΙΟ ΦΙΛΤΡΟ.	123
ΕΙΚΟΝΑ 6.11. ΑΜΠΕΡΟΤΣΙΜΠΙΔΑ ELDITEST CP6220	123
ΕΙΚΟΝΑ 6.12. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑΤΑ ΧΡΗΣΗΣ ΠΟΛΥΜΕΤΡΟΥ. Α) ΜΕΤΡΗΣΗ ΦΑΣΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΤΟ VARIAC ΚΑΙ Β) ΜΕΤΡΗΣΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗ ΠΗΓΗ ΠΟΥ ΤΡΟΦΟΔΟΤΕΙ ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΤΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ.	123
ΕΙΚΟΝΑ 6.13. DIGITAL SIGNAL PROCESSOR (DSP)	124
ΕΙΚΟΝΑ 6.14. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ	124
ΕΙΚΟΝΑ 6.15. ΔΙΑΦΟΡΑ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ ΑΝΟΔΟΥ (RISE TIME) ΓΙΑ ΤΗΝ ΙΔΙΑ ΔΟΚΙΜΗ	134

Ευρετήριο Πινάκων

ΠΙΝΑΚΑΣ 1.1. ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ R_A , L_A , R_F , L_F	39
ΠΙΝΑΚΑΣ 1.2. ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ B_M , T_F .	42
ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1 ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ ΒΑΘΜΙΔΑΣ ΙΣΧΥΟΣ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	59
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.1. ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΚΕΡΔΩΝ K_p , K_i , K_D ΣΤΗΝ ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ.(ΠΗΓΗ: (ΓΕΩΡΓΙΟΣ Χ. ΙΩΑΝΝΙΔΗΣ, 2015))	67
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.2. ΕΥΡΕΣΗ ΤΩΝ K_p , T_i ΚΑΙ T_D ΜΕΣΩ ΤΗΣ ΠΡΩΤΗΣ ΜΕΘΟΔΟΥ ΤΩΝ ZIEGLER-NICHOLS.(ΠΗΓΗ: (SHODHGANGA - A RESERVOIR OF INDIAN THESES))	71
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3. ΕΥΡΕΣΗ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΩΝ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΩΝΤΑΣ ΤΟ ΚΡΙΣΙΜΟ ΑΝΑΛΟΓΙΚΟ ΚΕΡΔΟΣ ΚΑΙ ΤΗΝ ΚΡΙΣΙΜΗ ΠΕΡΙΟΔΟ.(ΠΗΓΗ: (SHODHGANGA - A RESERVOIR OF INDIAN THESES))	72
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.4. ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΕΣ ΕΛΕΓΚΤΩΝ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ CHR ΓΙΑ ΜΕΤΑΒΟΛΕΣ ΦΟΡΤΙΟΥ.(ΠΗΓΗ: (SHODHGANGA - A RESERVOIR OF INDIAN THESES))	73
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.5. ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΕΣ ΕΛΕΓΚΤΩΝ ΜΕ ΤΗ ΜΕΘΟΔΟ CHR ΓΙΑ ΜΕΤΑΒΟΛΕΣ ΤΗΣ ΕΠΙΘΥΜΗΤΗΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ.(ΠΗΓΗ: (SHODHGANGA - A RESERVOIR OF INDIAN THESES))	73
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.6. ΕΥΡΕΣΗ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΩΝ ΜΕ ΤΗΝ ΜΕΘΟΔΟ ΤΩΝ COHEN-COON.(ΠΗΓΗ: (SHODHGANGA - A RESERVOIR OF INDIAN THESES))	74

ΠΙΝΑΚΑΣ 3.7. ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ «ERROR».	87
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.8. ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ «DE».	88
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.9. ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΕΞΟΔΟΥ K_p .	89
ΠΙΝΑΚΑΣ Β.1. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΧΡΟΝΟΥ ΑΝΟΔΟΥ ΚΑΙ ΚΑΘΟΔΟΥ ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΗ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ ΚΑΙ ΤΗ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ (ΔΟΚΙΜΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ – ΣΤΑΘΕΡΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ). ΕΠΙΣΗΣ, ΣΥΓΚΡΙΝΟΝΤΑΙ ΟΙ ΔΥΟ ΜΕΘΟΔΟΙ ΟΔΗΓΗΣΗΣ PI ΚΑΙ FUZZY-PI.	145
ΠΙΝΑΚΑΣ Β.2. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΗΣ ΤΙΜΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΟΥ ΤΥΜΠΑΝΟΥ (ΣΕ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΙΣΟΡΡΟΠΙΑΣ) ΣΕ ΣΧΕΣΗ ΜΕ ΤΗ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ ΚΑΙ ΤΗ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ (ΔΟΚΙΜΗ ΣΤΑΘΕΡΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ - ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΦΟΡΤΙΟΥ). ΕΠΙΣΗΣ, ΣΥΓΚΡΙΝΟΝΤΑΙ ΟΙ ΔΥΟ ΜΕΘΟΔΟΙ ΟΔΗΓΗΣΗΣ PI ΚΑΙ FUZZY-PI.	146
ΠΙΝΑΚΑΣ Β.3. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΥΜΠΑΝΟΥ ΣΤΗΝ ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΣΕ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΕΣ ΣΤΡΟΦΕΣ ΚΑΙ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΑ ΦΟΡΤΙΑ.	147
ΠΙΝΑΚΑΣ Β.4. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΜΕΓΙΣΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΥΜΠΑΝΟΥ ΚΑΤΑ ΤΗ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΑ ΕΙΔΗ ΦΟΡΤΙΩΝ.	148
ΠΙΝΑΚΑΣ Β.5 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ ΑΠΟΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ (ΕΙΣΟΔΟΣ ΦΟΡΤΙΟΥ) ΓΙΑ ΣΤΑΘΕΡΕΣ ΣΤΡΟΦΕΣ ΚΑΙ ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ	149

Ευρετήριο Γραφημάτων

ΓΡΑΦΗΜΑ 1.1. ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΚΛΙΣΗΣ ΕΥΘΕΙΑΣ ΜΕ ΤΗ ΒΟΗΘΕΙΑ ΤΟΥ EXCEL.	42
ΓΡΑΦΗΜΑ 5.1. ΧΡΟΝΟΣ ΑΠΟΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ (ΕΙΣΟΔΟΣ ΦΟΡΤΙΟΥ) ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	108
ΓΡΑΦΗΜΑ 5.2. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΕΙΝΑΙ 1000 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕΤΑΒΑΛΛΕΤΑΙ ΑΠΟ 50% ΣΕ 100% ΚΑΙ ΑΠΟ 75% ΣΕ 100% ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	109
ΓΡΑΦΗΜΑ 5.3. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΕΙΝΑΙ 1500 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕΤΑΒΑΛΛΕΤΑΙ ΑΠΟ 50% ΣΕ 100% ΚΑΙ ΑΠΟ 75% ΣΕ 100% ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	110
ΓΡΑΦΗΜΑ 5.4. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΕΙΝΑΙ 1800 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕΤΑΒΑΛΛΕΤΑΙ ΑΠΟ 50% ΣΕ 100% ΚΑΙ ΑΠΟ 75% ΣΕ 100% ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	111
ΓΡΑΦΗΜΑ 5.5. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΝΤΑΙ ΑΠΟ 500 ΣΕ 700 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΠΑΡΑΜΕΝΕΙ ΣΤΑΘΕΡΟ ΣΤΟ 50%, 75% ΚΑΙ ΣΤΟ 100% ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	113
ΓΡΑΦΗΜΑ 5.6. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΝΤΑΙ ΑΠΟ 1200 ΣΕ 1400 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΠΑΡΑΜΕΝΕΙ ΣΤΑΘΕΡΟ ΣΤΟ 50%, 75% ΚΑΙ ΣΤΟ 100% ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	115
ΓΡΑΦΗΜΑ 5.7. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΝΤΑΙ ΑΠΟ 1600 ΣΕ 1800 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΠΑΡΑΜΕΝΕΙ ΣΤΑΘΕΡΟ ΣΤΟ 50%, 75% ΚΑΙ ΣΤΟ 100% ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	117
ΓΡΑΦΗΜΑ 5.8. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ ΑΝΟΔΟΥ ΚΑΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ ΚΑΘΟΔΟΥ ΑΝΤΙΠΑΡΑΘΕΤΟΝΤΑΣ ΤΑ ΔΥΟ ΕΙΔΗ ΕΛΕΓΚΤΩΝ PI ΚΑΙ FUZZY-PI ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	118
ΓΡΑΦΗΜΑ 6.1. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ ΑΠΟΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ ΜΕΤΑΞΥ ΤΩΝ ΔΥΟ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΣΤΗΝ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ.	125
ΓΡΑΦΗΜΑ 6.2. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΕΙΝΑΙ 1000 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕΤΑΒΑΛΛΕΤΑΙ ΑΠΟ 50% ΣΕ 100% ΚΑΙ ΑΠΟ 75% ΣΕ 100% ΣΤΗΝ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ.	126

ΓΡΑΦΗΜΑ 6.3. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΕΙΝΑΙ 1500 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕΤΑΒΑΛΛΕΤΑΙ ΑΠΟ 50% ΣΕ 100% ΚΑΙ ΑΠΟ 75% ΣΕ 100% ΣΤΗΝ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ.	127
ΓΡΑΦΗΜΑ 6.4. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΕΙΝΑΙ 1500 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕΤΑΒΑΛΛΕΤΑΙ ΑΠΟ 50% ΣΕ 100% ΚΑΙ ΑΠΟ 75% ΣΕ 100% ΣΤΗΝ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ.	128
ΓΡΑΦΗΜΑ 6.5. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΝΤΑΙ ΑΠΟ 500 ΣΕ 700 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΠΑΡΑΜΕΝΕΙ ΣΤΑΘΕΡΟ ΣΤΟ 50%, ΣΤΟ 75% ΚΑΙ ΣΤΟ 100% ΣΤΗΝ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ.	130
ΓΡΑΦΗΜΑ 6.6. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΜΕΘΟΔΩΝ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΟΤΑΝ ΟΙ ΣΤΡΟΦΕΣ ΜΕΤΑΒΑΛΛΟΝΤΑΙ ΑΠΟ 1200 ΣΕ 1400 (RPM) ΚΑΙ ΤΟ ΦΟΡΤΙΟ ΠΑΡΑΜΕΝΕΙ ΣΤΑΘΕΡΟ ΣΤΟ 50%, ΣΤΟ 75% ΚΑΙ ΣΤΟ 100% ΣΤΗΝ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ.	132
ΓΡΑΦΗΜΑ 6.7. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΧΡΟΝΟΥ ΑΝΟΔΟΥ ΚΑΙ ΧΡΟΝΟΥ ΚΑΘΟΔΟΥ ΜΕ ΒΑΣΗ ΤΟΝ ΠΙΝΑΚΑ 10.	134
ΓΡΑΦΗΜΑ 6.8. ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΥΞΗΣΗΣ ΚΑΙ ΜΕΙΩΣΗΣ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ ΚΑΙ ΤΗΝ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΗ ΑΝΤΙΔΡΑΣΗ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΣΤΗ ΜΕΙΩΣΗ ΚΑΙ ΑΥΞΗΣΗ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ (ΔΟΚΙΜΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ – ΣΤΑΘΕΡΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ). ΕΠΙΣΗΣ, ΣΥΓΚΡΙΝΟΝΤΑΙ ΟΙ ΔΥΟ ΜΕΘΟΔΟΙ ΟΔΗΓΗΣΗΣ PI ΚΑΙ FUZZY-PI.	136
ΓΡΑΦΗΜΑ Β.1. ΤΗ ΧΡΟΝΙΚΗ ΣΤΙΓΜΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΟΠΟΙΑ ΑΠΟΣΥΝΔΕΕΤΑΙ Ο ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΑΠΟ ΤΙΣ ΠΗΓΕΣ ΤΑΣΗΣ.	144
ΓΡΑΦΗΜΑ Β.2. ΜΕΓΙΣΤΟ ΡΕΥΜΑ ΤΥΜΠΑΝΟΥ ΣΤΗ ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΝΟΔΟ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ ΓΙΑ ΦΟΡΤΙΑ 50%, 75% ΚΑΙ 100% ΚΑΙ ΓΙΑ ΜΕΤΑΒΟΛΕΣ ΣΤΡΟΦΩΝ 500-700, 1200-1400 ΣΤΗΝ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ.	150
ΓΡΑΦΗΜΑ Β.3. ΜΕΓΙΣΤΟ ΡΕΥΜΑ ΤΥΜΠΑΝΟΥ ΣΤΗ ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΝΟΔΟ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ ΓΙΑ ΦΟΡΤΙΑ 50%, 75% ΚΑΙ 100% ΚΑΙ ΓΙΑ ΜΕΤΑΒΟΛΕΣ ΣΤΡΟΦΩΝ 500-700, 1200-1400 ΚΑΙ 1600-1800 ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	150
ΓΡΑΦΗΜΑ Β.4. ΔΙΑΚΥΜΑΝΣΗ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΥΜΠΑΝΟΥ ΑΝΑΛΟΓΑ ΜΕ ΤΗΝ ΑΥΞΗΣΗ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ ΚΑΙ ΤΗΝ ΑΥΞΗΣΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ ΣΤΗΝ ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΣΤΗΝ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ.	151
ΓΡΑΦΗΜΑ Β.5. ΔΙΑΚΥΜΑΝΣΗ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΥΜΠΑΝΟΥ ΑΝΑΛΟΓΑ ΜΕ ΤΗΝ ΑΥΞΗΣΗ ΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ ΚΑΙ ΤΗΝ ΑΥΞΗΣΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ ΣΤΗΝ ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ.	151

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι κινητήρες DC λόγω της ιδιαιτερότητας τους να απαιτούν την ύπαρξη πηγής συνεχούς ρεύματος, παραγκωνίστηκαν τις τελευταίες δεκαετίες. Το δημόσιο δίκτυο διανομής ηλεκτρικής ενέργειας παρέχει εναλλασσόμενη τάση, ως γνωστόν. Παρόλα αυτά, οι τεχνολογικές εξελίξεις στον τομέα των ηλεκτρονικών διακοπών (MOSFET κ.τ.λ.) αλλά και του ελέγχου τους μέσω των μικροελεγκτών και η παράλληλη μείωση τους κόστους τους, έφερε στο προσκήνιο την χρήση των DC κινητήρων. Ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα των DC κινητήρων είναι το μεγάλο εύρος ρύθμισης των στροφών τους. Εκμεταλλευόμενοι αυτή τους την ιδιότητα και χρησιμοποιώντας ένα σύστημα κλειστού βρόχου, επιχειρήθηκε η σύγκριση της απόκρισης τους με δύο διαφορετικούς ελεγκτές.

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η σύγκριση της απόκρισης ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος χρησιμοποιώντας δύο τρόπους ελέγχου. Ο κινητήρας δοκιμάστηκε σε δύο διαφορετικές συνθήκες μεταβατικής απόκρισης (δοκιμές). Στην πρώτη δοκιμή έχοντας σταθερές στροφές στον κινητήρα, μεταβαλλόταν το φορτίο ενώ στη δεύτερη δοκιμή έχοντας σταθερό φορτίο, μεταβαλλόταν οι στροφές. Περαιτέρω αυτές οι δοκιμές έλαβαν χώρα με τη χρήση δύο διαφορετικών ελεγκτών, τον ελεγκτή PI και τον ελεγκτή Fuzzy-PI.

Οι ελεγκτές PI χρησιμοποιούνται ευρέως στη βιομηχανία και όχι μόνο. Οι δυνατότητές τους, όμως, για βελτιστοποίηση του ελέγχου, περιορίζονται από τη χρήση συγκεκριμένων κερδών (k_p και k_i). Ο συνδυασμός της ασαφούς λογικής με έναν ελεγκτή PI άρει αυτόν τον περιορισμό με αποτέλεσμα την περαιτέρω βελτίωση του ελέγχου.

Σκοπός και στόχοι

Σκοπός της εργασίας είναι να επισημάνει την υπεροχή ενός ελεγκτή Fuzzy-PI. Ποια είναι όμως αυτά τα χαρακτηριστικά της απόκρισης που θα δείξουν την βελτίωση του ελέγχου; Όσον αφορά τη δοκιμασία των σταθερών στροφών και μεταβολής του φορτίου, χρησιμοποιώντας τον ελεγκτή Fuzzy-PI, ο στόχος ήταν να επιτευχθούν μικρότερες υπερυψώσεις και βυθίσεις των στροφών κατά την έξοδο και είσοδο του φορτίου, αντίστοιχα. Επίσης, οι στροφές του κινητήρα θα πρέπει να γίνονται ίσες με τις επιθυμητές σε μικρότερο χρόνο σε σύγκριση με τον ελεγκτή PI. Στην δοκιμασία, όπου μεταβάλλονται οι στροφές και το φορτίο παραμένει σταθερό, ο ελεγκτής Fuzzy-PI πρέπει να οδηγήσει σε μικρότερο χρόνο ανόδου, σε ελάχιστη υπερύψωση ή βύθιση των στροφών και φυσικά σε μικρότερο χρόνο αποκατάστασης των στροφών ώστε να εξισωθούν με τις επιθυμητές.

Μεθοδολογία

Για να «κατασκευαστεί» ο ελεγκτής Fuzzy-PI, έπρεπε πρωτίστως να βελτιστοποιηθεί ο ελεγκτής PI. Βελτιστοποίηση του ελεγκτή PI σημαίνει εύρεση ενός συνδυασμού κερδών k_p , k_i που να μην

ικανοποιούν τις απαιτήσεις που έχουμε θέσει για την απόκριση του συστήματος αλλά και δεν υπάρχει άλλος συνδυασμός που να δίνει καλύτερα αποτελέσματα. Αφού επιλέχθηκαν οι συντελεστές του PI ελεγκτή στη συνέχεια ήταν εφικτό να παρατηρηθούν οι αποκρίσεις του συστήματος στις διάφορες δοκιμές και να επισημανθούν τα σημεία που δύναται να βελτιωθούν περαιτέρω με τη χρήση του ελεγκτή Fuzzy-PI.

Καινοτομία

Καινοτομία της εργασίας αποτελεί η δυνατότητα να δοκιμασθεί ο ελεγκτής PI και Fuzzy-PI σε μία πειραματική διάταξη και όχι μόνο στην προσομοίωση μέσω MATLAB/Simulink. Οι δοκιμές, σε μία πειραματική διάταξη κλειστού βρόχου στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών του Τμήματος, όχι μόνο επέτρεψαν τη σύγκριση των δοκιμών μεταξύ πειραματικού και προσομοίωσης αλλά δόθηκε και η ευκαιρία να αποκτηθεί γνώση μέσω της κατασκευής του συστήματος. Και αυτό, φυσικά, συνεπάγεται τις όποιες προκλήσεις και δυσκολίες έπρεπε να αντιμετωπιστούν/λυθούν για την ομαλή λειτουργία αυτού του συστήματος κλειστού βρόχου.

Δομή

Η διπλωματική εργασία αποτελείται από έξι κεφάλαια. Το πρώτο Κεφάλαιο αποτελείται από δύο μέρη. Στο πρώτο μέρος περιγράφεται η λειτουργία των μηχανών συνεχούς ρεύματος και στο δεύτερο παρατίθεται η διαδικασία που ακολουθήθηκε αλλά και οι τιμές των παραμέτρων του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκαν.

Στο επόμενο Κεφάλαιο γίνεται μια αναφορά στους διαφόρων ειδών ανορθωτές και στο τέλος του Κεφαλαίου αναφερόμαστε στην ανορθωτική διάταξη που ήταν διαθέσιμη στο εργαστήριο αλλά και γενικά σε ένα πλήρες σύστημα κλειστού βρόχου. Για να ελεγχθεί ένα σύστημα κλειστού βρόχου είναι απαραίτητος ένας ελεγκτής. Στη συγκεκριμένη εργασία έγινε χρήση ενός κλασικού PI ελεγκτή οπότε αναφερόμαστε αναλυτικά στους κλασικούς ελεγκτές. Επίσης, στο δεύτερο μέρος αυτού του Κεφαλαίου περιγράφεται η ασαφής λογική στην οποία «στηρίχτηκε» η κατασκευή του ελεγκτή Fuzzy-PI. Τέλος, παρατίθεται μια σύντομη αναφορά στα τεχνητά νευρωνικά δίκτυα και στο πως αυτά θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για τον έλεγχο ενός κινητήρα.

Στο τέταρτο Κεφάλαιο, περιγράφεται η διαδικασία που ακολουθήθηκε, ώστε να αναπαρασταθεί με γραφικό τρόπο – ό,τι «περιφερειακό» χρησιμοποιήθηκε από το DSP (T.I. F28335) - στο MATLAB/Simulink και στη συνέχεια να παραχθεί ο κώδικας σε γλώσσα C και να μεταφερθεί στο DSP. Ειδικότερα σε αυτό το Κεφάλαιο παρουσιάζονται οι ρυθμίσεις για κάθε «περιφερειακό» του DSP αλλά και σχόλια για τα επιμέρους στοιχεία που τα αποτελούν.

Σημαντικό τμήμα της εργασίας αυτής, αποτελεί το Κεφάλαιο 5, στο οποίο προσομοιώνεται κατά προσέγγιση το σύστημα κλειστού βρόχου που έχει «κατασκευαστεί» στο εργαστήριο Ηλεκτρικών

Μηχανών του Τμήματος. Επίσης, στο τέλος του Κεφαλαίου παρατίθενται τα αποτελέσματα των δοκιμών στην προσομοίωση με τη μορφή γραφημάτων. Καινοτομία όμως αυτής της εργασίας είναι η σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης με αυτά της πειραματικής διάταξης. Γι' αυτό το λόγο το επόμενο Κεφαλαίο περιγράφει τη δομή της πειραματικής διάταξης και τη διαδικασία και τα όργανα που χρησιμοποιήθηκαν για να αποτυπωθούν σε ψηφιακές εικόνες αλλά και σε ψηφιακά αρχεία των όσων παρατηρήθηκαν στις οθόνες των παλμογράφων και των άλλων μετρητικών οργάνων. Το σύνολο αυτών των αρχείων - μετά από κατάλληλη επεξεργασία - παρουσιάζεται με τη μορφή γραφημάτων.

Τα Γραφήματα της προσομοίωσης και της πειραματικής διάταξης δίνουν τη δυνατότητα να εξακριβωθεί, αν οι αρχικοί στόχοι της εργασίας εκπληρώθηκαν. Τα αποτελέσματα των συγκρίσεων μεταξύ του ελεγκτή PI και του ελεγκτή Fuzzy-PI αλλά και μεταξύ της προσομοίωσης και της πειραματικής διάταξης αποτυπώνονται στο τελευταίο Κεφάλαιο της εργασίας.

Τέλος, παρατίθενται τα παραρτήματα. Στο παράρτημα Α υπάρχει η διαδικασία εύρεσης της συνάρτησης μεταφοράς του κινητήρα και για τα δύο είδη δοκιμών. Δηλαδή, τη μεταβολή των στροφών στον κινητήρα συναρτήσει της τάσης του τυμπάνου και τη μεταβολή των στροφών του κινητήρα συναρτήσει της ροπής που εφαρμόζεται στον άξονα του κινητήρα. Στο παράρτημα Β, απεικονίζεται η γραφική παράσταση η οποία χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό των παραμέτρων του κινητήρα και στο τελευταίο παράρτημα δίνονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά του DSP.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Εισαγωγή στους Κινητήρες Συνεχούς Ρεύματος

1.1 Εισαγωγή

Ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος αποτελεί ένα από τα δομικά στοιχεία αυτής της εργασίας. Γι' αυτό και στο παρόν Κεφάλαιο δόθηκε έμφαση στην απλότητα της παρουσίασης των διαφόρων μερών του. Επίσης, οι διάφορες ενότητες που επιλέχθηκαν για να καλύψουν αυτό το Κεφάλαιο, βασίστηκαν σε μεγάλο ποσοστό σε τρεις άξονες:

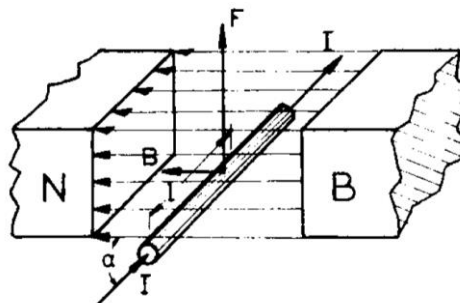
- Στα τυλίγματα διέγερσης ώστε να γίνει αντιληπτό η αναγκαιότητα χρήσης ανεξάρτητης διέγερσης.
- Στην επαγόμενη ροπή στον άξονα του κινητήρα και στο πως αυτή μεταβάλλεται με την εφαρμογή της ροπής του φορτίου.
- Στα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής αφού αυτά προσδιορίζουν σε σημαντικό βαθμό τη συμπεριφορά του κινητήρα.

1.2 Αρχή λειτουργίας κινητήρων συνεχούς ρεύματος

Αν σε ένα μαγνητικό πεδίο (Χατζησταματίου, 1979), τοποθετηθεί ρευματοφόρος αγωγός έτσι ώστε να τέμνει τις μαγνητικές γραμμές, τότε στον αγωγό ασκείται δύναμη η οποία τείνει να τον ευθυγραμμίσει με τις μαγνητικές γραμμές του πεδίου. Η δύναμη αυτή εκφράζεται με τη παρακάτω σχέση

$$F = BIl\eta\mu\alpha \quad (1.1)$$

- F : η δύναμη που ασκείται στον αγωγό (N)
- B : η μαγνητική επαγωγή ή πυκνότητα μαγνητικής ροής (T)
- I : η ένταση του ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό (A)
- l : το μήκος του αγωγού που βρίσκεται εντός του μαγνητικού πεδίου (m)
- $\eta\mu\alpha$: η γωνία που σχηματίζει ο αγωγός με τις μαγνητικές γραμμές



Σχήμα 1.1. Η δύναμη F που ασκείται σε ρευματοφόρο αγωγό. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

Η τάση που θα εφαρμοστεί στον αγωγό, θα πρέπει να είναι τέτοια, ώστε να υπερτερεί μιας αντίθετης ηλεκτρεγερτικής δύναμης, η οποία δημιουργείται λόγω της κίνησης του αγωγού εντός του μαγνητικού πεδίου. Η τάση αυτή είναι γνωστή ως αντιηλεκτρεγερτική δύναμη.

1.3 Αντιηλεκτρεγερτική δύναμη

Όταν διέρχεται μαγνητική ροή, μέσα από τις σπείρες ενός πηνίου, τότε στα άκρα του εμφανίζεται μια τάση. Η τάση αυτή είναι ίση με

$$e_{επαγόμενη} = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (1.2)$$

- N: αριθμός σπειρών του πηνίου
- ϕ : η μαγνητική ροή που διέρχεται από το πηνίο
- «-»: το αρνητικό πρόσημο (Νόμος Lenz) δείχνει ότι η πολικότητα της τάσης είναι αντίθετη και δημιουργεί τέτοιο ρεύμα ώστε να προκαλέσει μαγνητική ροή που αντιτίθεται στην αρχική.

Στην περίπτωση ενός στοιχειώδους κινητήρα με ένα πλαίσιο, δηλαδή με έναν αγωγό σε σχήμα ορθογωνίου, η τάση που επάγεται στα άκρα του (Charman, 2010) είναι

$$e_{επαγόμενη} = \begin{cases} 2vBl, & \text{κάτω από του πόλους} \\ 0, & \text{έξω από την επιφάνεια των πόλων} \end{cases}$$

- v: η ταχύτητα του αγωγού
- B: η μαγνητική επαγωγή
- l: το μήκος του αγωγού που βρίσκεται μέσα στο πεδίο

Το «2» στην παραπάνω σχέση προκύπτει γιατί από τις τέσσερις πλευρές του ορθογωνίου, μόνο οι δύο συμβάλουν στην παραγωγή της τάσης. Οι άλλες δύο, είναι παράλληλες με τις γραμμές του μαγνητικού πεδίου και δεν εμφανίζουν τάσης εξ επαγωγής.

Αν ληφθεί υπόψη ότι η γραμμική ταχύτητα «v» μπορεί να εκφραστεί ως $v = r\omega$, τότε η παραπάνω σχέση παίρνει τη μορφή

$$e_{επαγόμενη} = \begin{cases} 2rlB\omega, & \text{κάτω από του πόλους} \\ 0, & \text{έξω από την επιφάνεια των πόλων} \end{cases}$$

r είναι απόσταση μεταξύ των αγωγών - που τους διαπερνούν κάθετα οι μαγνητικές γραμμές - με τον νοητό άξονα που διέρχεται από το κέντρο του κυκλικού τομέα που σχηματίζουν οι πόλοι και ω η γωνιακή ταχύτητα αυτών των αγωγών.

Επιπλέον, το πλαίσιο κατά την περιστροφή του σχηματίζει μια κυλινδρική επιφάνεια, το εμβαδό αυτής της επιφάνειας συμβολίζεται με A και είναι $A = 2\pi rl$. Αφού η στοιχειώδης μηχανή διαθέτει δύο πόλους, το εμβαδό που αντιστοιχεί στον καθένα είναι $A_{πόλου} = \pi rl$. Επίσης, η μαγνητική ροή δίνεται από τον πολλαπλασιασμό του εμβαδού κάθε πόλου με την μαγνητική επαγωγή και είναι $\phi = A_{πόλου} \times B$.

$$e_{επαγόμενη} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \phi \omega, & \text{κάτω από του πόλους} \\ 0, & \text{έξω από την επιφάνεια των πόλων} \end{cases}$$

Από την παραπάνω εξίσωση γίνεται αντιληπτό ότι η τάση που αναπτύσσεται στους αγωγούς είναι ανάλογη της γωνιακής ταχύτητας περιστροφής, της μαγνητικής ροής και ενός συντελεστή που σχετίζεται με τον τρόπο κατασκευής της μηχανής.

1.4 Επαγόμενη ροπή

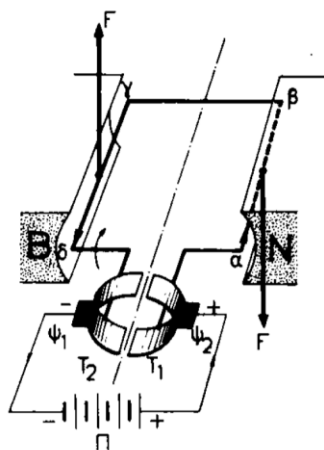
$$\tau_{επαγόμενη} = \begin{cases} 2r_i l B, & \text{κάτω από του πόλους} \\ 0, & \text{έξω απο την επιφάνεια των πόλων} \end{cases}$$

Το « i » στην παραπάνω σχέση αντιπροσωπεύει το ρεύμα που διαρρέει τον αγωγό της στοιχειώδους μηχανής (Charman, 2010). Όπως και στην επαγόμενη τάση, έτσι και με την επαγόμενη ροπή, λαμβάνοντας υπόψη την επιφάνεια του κάθε πόλου η σχέση μετασχηματίζεται σε

$$\tau_{επαγόμενη} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \phi i, & \text{κάτω από του πόλους} \\ 0, & \text{έξω απο την επιφάνεια των πόλων} \end{cases}$$

Η επαγόμενη ροπή είναι ανάλογη του ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό σε σύγκριση με την επαγόμενη τάση που εξαρτάται από τη γωνιακή ταχύτητα του αγωγού. Οι υπόλοιπες δύο μεταβλητές παραμένουν ίδιες, δηλαδή η μαγνητική ροή και ο συντελεστής που εκφράζει τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής.

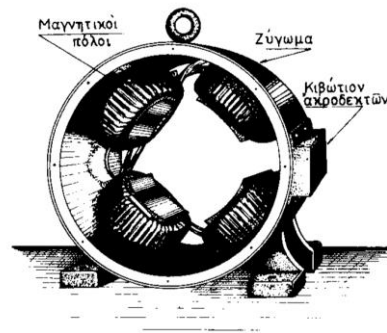
Για να επιτευχθεί ροπή προς μια κατεύθυνση και συνεπώς κίνηση του κινητήρα με συγκεκριμένη φορά, είναι απαραίτητη η χρήση του συλλέκτη. Με τη βοήθεια του συλλέκτη το ρεύμα στον αγωγό αντιστρέφεται διατηρώντας με αυτό τον τρόπο τη φορά της ροπής προς μια κατεύθυνση.



Σχήμα 1.2. Στοιχειώδης μηχανή συνεχούς ρεύματος. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

1.5 Κατασκευή κινητήρων συνεχούς ρεύματος

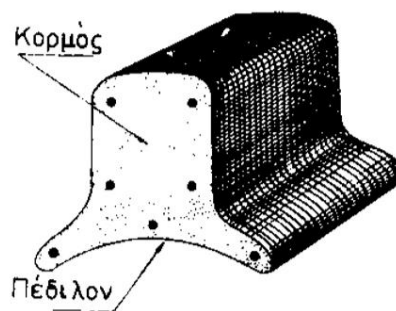
Οι μηχανές (γεννήτριες ή κινητήρες) αποτελούνται από δύο βασικά μέρη: το στάτη και τον δρομέα. Για τις μηχανές συνεχούς ρεύματος (Χατζησταματίου, 1979) ο στάτης αποτελείται από το ζύγωμα, τους μαγνητικούς πόλους, τους βοηθητικούς πόλους, τον ψηκτροφορέα με τις ψήκτρες, το κιβώτιο ακροδεκτών και τα δύο καλύμματα.



Σχήμα 1.3. Στάτης. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

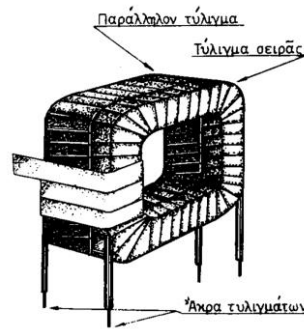
Το ζύγωμα είναι ίσως το κυριότερο τμήμα του στάτη αφού σε αυτό στηρίζονται τα υπόλοιπα εξαρτήματα. Επίσης, είναι διαμορφωμένο κατάλληλα ώστε να αποτελεί και βάση στήριξης. Το υλικό κατασκευής του είναι από χυτοχάλυβα ή από ελάσματα σιδήρου.

Η απαιτούμενη μαγνητική ροή προέρχεται από τους μαγνητικούς πόλους. Κάθε πόλος διακρίνεται στον πυρήνα και στο τύλιγμά του, τα οποία είναι μεταξύ τους μονωμένα. Η κατασκευή του πυρήνα γίνεται με μονωμένα ειδικά ελάσματα σιδήρου, τα οποία έχουν πάχος περίπου 1,5 (mm). Κατ' αυτόν τον τρόπο μειώνονται τα δινορρέυματα (αύξηση αντίστασης). Τα δινορρέυματα προκύπτουν από την αυξομείωση της μαγνητικής ροής και στροβιλίζονται εντός του πυρήνα ελλείψει κυκλώματος. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.4, η μία πλευρά του πυρήνα του μαγνητικού πόλου είναι κατάλληλα διαμορφωμένη, ώστε να διαχέει πιο ομοιόμορφα και σε μεγαλύτερο τμήμα τη μαγνητική ροή. Η πλευρά αυτή ονομάζεται πέδιλο. Επιπλέον, τα άκρα του πέδilu είναι λίγο πιο μακριά από την επιφάνεια του δρομέα ώστε να αυξάνεται η μαγνητική αντίσταση και να αποφεύγεται η συγκέντρωση της μαγνητικής ροής που προκαλείται από την αντίδραση οπλισμού.



Σχήμα 1.4. Πυρήνας μαγνητικού πόλου. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

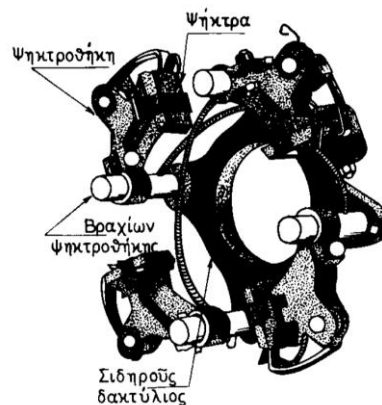
Κάθε πόλος φιλοξενεί μέρος του τυλίγματος διεγέρσεως του κινητήρα. Συνηθίζεται, όμως, οι μηχανές συνεχούς ρεύματος να έχουν δύο τυλίγματα διεγέρσεως ανεξάρτητα το ένα από το άλλο. Το παράλληλο τύλιγμα (πολλές σπείρες – μικρής διατομής σύρμα) και το τύλιγμα σειράς (λίγες σπείρες – μεγαλύτερης διατομής σύρμα).



Σχήμα 1.5. Τα τυλίγματα ενός πόλου. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

Εκτός των κυρίων πόλων και ανάμεσα σε αυτούς, υπάρχουν οι βοηθητικοί πόλοι. Οι τελευταίοι είναι μικρότεροι και το τύλιμά τους είναι παρόμοιο με το τύλιγμα σειράς. Οι βοηθητικοί πόλοι βοηθούν στην αποφυγή των σπινθηρισμών στο συλλέκτη συνδέοντας σε σειρά το τύλιμά τους με αυτό του επαγωγικού τυμπάνου. Αυτή η σύνδεση δημιουργεί μαγνητικό πεδίο ανάλογο με το ρεύμα που ρέει στο τύλιγμα του τυμπάνου.

Για την τροφοδοσία του τυλίγματος του τυμπάνου (περίπτωση κινητήρων) μέσω του συλλέκτη χρησιμοποιείται ο ψηκτροφορέας με τις ψήκτρες. Όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 1.6 τα μέρη ενός ψηκτροφορέα είναι ο σιδερένιος δακτύλιος, οι βραχίονες και οι ψηκτροθήκες. Ο σιδερένιος δακτύλιος χρησιμεύει για την στήριξη του ψηκτροφορέα, ενώ οι βραχίονες για την στήριξη των ψηκτροθηκών, οι οποίες με τη σειρά τους, περιλαμβάνουν τις ψήκτρες. Οι ψήκτρες μεταφέρουν στο συλλέκτη ρεύμα μέσω ενός χάλκινου σύρματος το οποίο με τη σειρά του καταλήγει στους ακροδέκτες του κινητήρα. Για την αποφυγή σπινθηρισμών στο συλλέκτη και για την μη φθορά των ψηκτρών, η πίεση με την οποία οι ψήκτρες εφάπτονται στο συλλέκτη θα πρέπει να είναι $0,10 \pm 0,14$ (kg/cm²). Επίσης, η μηχανή θα πρέπει κατά τη λειτουργία της να είναι φορτισμένη. Αυτό βοηθάει γιατί προκαλεί ρεύμα στο τύμπανο που με τη σειρά του δημιουργεί ένα πολύ λεπτό στρώμα οξειδίων στους τομείς του συλλέκτη. Το λεπτό αυτό στρώμα λειτουργεί σαν «λιπαντική ουσία» μεταξύ των ψηκτρών και των τομέων οπότε μειώνονται οι τριβές και δεν καταστρέφονται γρήγορα οι ψήκτρες.



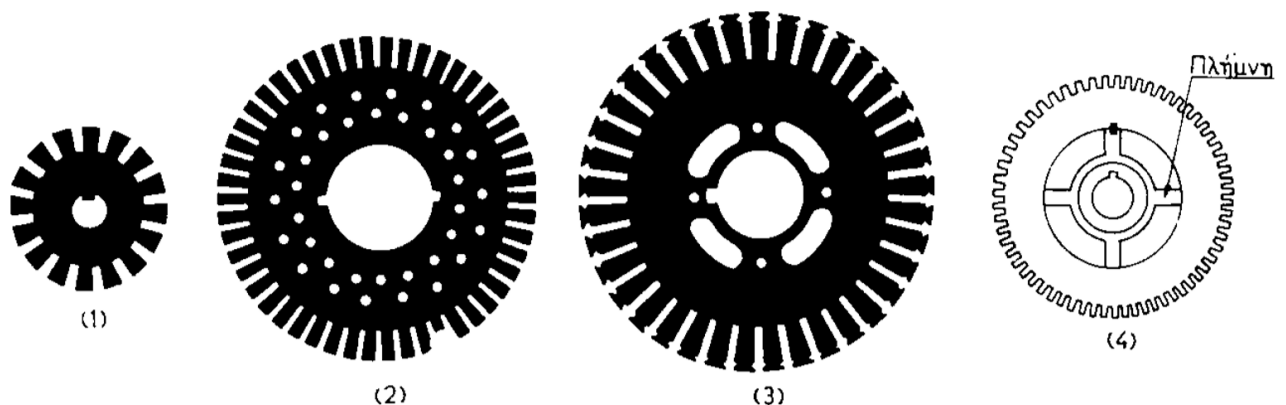
Σχήμα 1.6. Ο ψηκτροφορέας. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

Επιπλέον, για τη στήριξη του δρομέα και του ψηκτροφορέα αλλά και για την προστασία του εσωτερικού του κινητήρα τοποθετούνται εκατέρωθεν στο ζύγωμα τα καλύμματα. Όπως ήδη αναφέρθηκε, τα καλύμματα έχουν έδρανα για την στήριξη του δρομέα, όπως επίσης και ανοίγματα, ώστε να απομακρύνεται ο θερμός αέρας από το εσωτερικό του κινητήρα.

Τέλος, στο ζύγωμα είναι στερεωμένο και το κιβώτιο ακροδεκτών στο οποίο καταλήγουν όλες οι άκρες των τυλιγμάτων.

Ο δρομέας περιλαμβάνει τα εξής: τον άξονα, το επαγωγικό τύμπανο (πυρήνα και τύλιγμα), το συλλέκτη και τον ανεμιστήρα. Πάνω στον άξονα είναι προσαρμοσμένα το επαγωγικό τύμπανο, ο συλλέκτης και ο ανεμιστήρας, τα οποία περιστρέφονται μαζί με αυτόν.

Οι μαγνητικές γραμμές - του μαγνητικού πεδίου που δημιουργείται μέσω του τυλίγματος διεγέρσεως - διευκολύνονται στη διαδρομή που ακολουθούν από το Βόρειο προς το Νότιο πόλο, μέσω του πυρήνα και του τυλίγματος του επαγωγικού τυμπάνου. Για αυτό το λόγο, ο πυρήνας κατασκευάζεται από μαγνητικά ελάσματα μονωμένα μεταξύ τους, ώστε να μειώνεται η μαγνητική αντίσταση και τα δινορρεύματα.



Σχήμα 1.7. Μορφές μαγνητικών ελασμάτων. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

Στο Σχήμα 1.7.4 διακρίνεται ότι η μορφή του μαγνητικού ελάσματος είναι διαφορετική σε σχέση με τις υπόλοιπες. Αυτό συμβαίνει διότι στις μηχανές μεγάλης ισχύος γίνεται προσπάθεια να μειωθεί το βάρος των μαγνητικών ελασμάτων αλλά και να επιτευχθεί καλύτερος αερισμός του πυρήνα.

Τοποθετώντας μαγνητικά ελάσματα το ένα δίπλα στο άλλο δημιουργούνται οι οδοντώσεις του τυμπάνου. Σε αυτές τις οδοντώσεις εισέρχεται το τύλιγμα του τυμπάνου το οποίο αποτελείται από μονωμένο χάλκινο αγωγό κυκλικής ή ορθογωνικής διατομής. Στις μηχανές μικρής ισχύος ή στις μηχανές υψηλής τάσεως χρησιμοποιείται αγωγός κυκλικής διατομής. Ο αγωγός ορθογωνικής διατομής, αντιθέτως, προτιμάται περισσότερο στις υπόλοιπες μηχανές, διότι εκμεταλλευόμαστε περισσότερο τον χώρο των οδοντώσεων και είναι μεγαλύτερης αντοχής.

1.6 Τυλίγματα τυμπάνου κινητήρων συνεχούς ρεύματος

Τα τυλίγματα τυμπάνου (Χατζησταματίου, 1979) που χρησιμοποιούνται στις μηχανές συνεχούς ρεύματος είναι τα βροχοτυλίγματα και τα κυματοτυλίγματα. Και οι δύο αυτές κατηγορίες τυλιγμάτων διακρίνονται περαιτέρω σε απλό, πολλαπλό και συγκροτήματα βροχοτυλιγμάτων και κυματοτυλιγμάτων αντίστοιχα.

Επιπλέον χαρακτηριστικά των τυλιγμάτων είναι α) το πρώτο ή οπίσθιο μερικό βήμα (ψ_1), β) το δεύτερο ή εμπρόσθιο μερικό βήμα (ψ_2), γ) το πολικό βήμα, δ) το βήμα του τυλίγματος (ψ), ε) το βήμα του συλλέκτη (ψ_c), ζ) οι παράλληλοι κλάδοι, η) ο αριθμός των τομέων του συλλέκτη και θ) ο αριθμός των ψηκτρών. Παρακάτω αναλύονται διεξοδικότερα τα προηγούμενα:

α) Η απόσταση μεταξύ δύο στοιχείων της ίδιας ομάδας. Στα βροχοτυλίγματα η απόσταση του πρώτου μερικού βήματος συνηθίζεται να είναι μικρότερη από το πολικό βήμα ώστε να αποφεύγονται οι σπινθηρισμοί στον συλλέκτη αλλά και για τη μείωση του βάρους του τυλίγματος. Επιπλέον, η απόσταση αυτή μπορεί να μειωθεί το πολύ στο 90% του πολικού βήματος.

β) Η απόσταση ανάμεσα στα δεύτερο στοιχείο μιας ομάδας από το πρώτο στοιχείο της αμέσως συνδεδεμένης σε σειρά ομάδας. Στα βροχοτυλίγματα η απόσταση αυτή μπορεί να είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη του πολικού βήματος ποτέ όμως ίση. Στο κυματοτύλιγμα μπορεί τα δύο μερικά βήματα να είναι μεταξύ τους ίσα.

γ) Το διάστημα μεταξύ των αξόνων δύο διαδοχικών πόλων.

δ) Δείχνει ανά πόσα στοιχεία μετατοπίζεται η κάθε ομάδα του τυλίγματος. Το βήμα του τυλίγματος είναι άρτιος αριθμός εφ' όσον προκύπτει από τη διαφορά δύο περιττών αριθμών. Στο απλό βροχοτύλιγμα το βήμα του τυλίγματος είναι πάντα δύο (2) στοιχεία. Στο διπλό βροχοτύλιγμα το βήμα του τυλίγματος είναι διπλάσιο, δηλαδή τέσσερα (4) στοιχεία. Στα κυματοτυλίγματα το βήμα του τυλίγματος υπολογίζεται από τη σχέση $\psi = \frac{s \pm 2}{p} = \frac{\text{αριθμός στοιχείων τυλίγματος} \pm 2}{\text{αριθμός ζευγών μαγνητικών πόλων}} = \psi_1 + \psi_2$. Στα

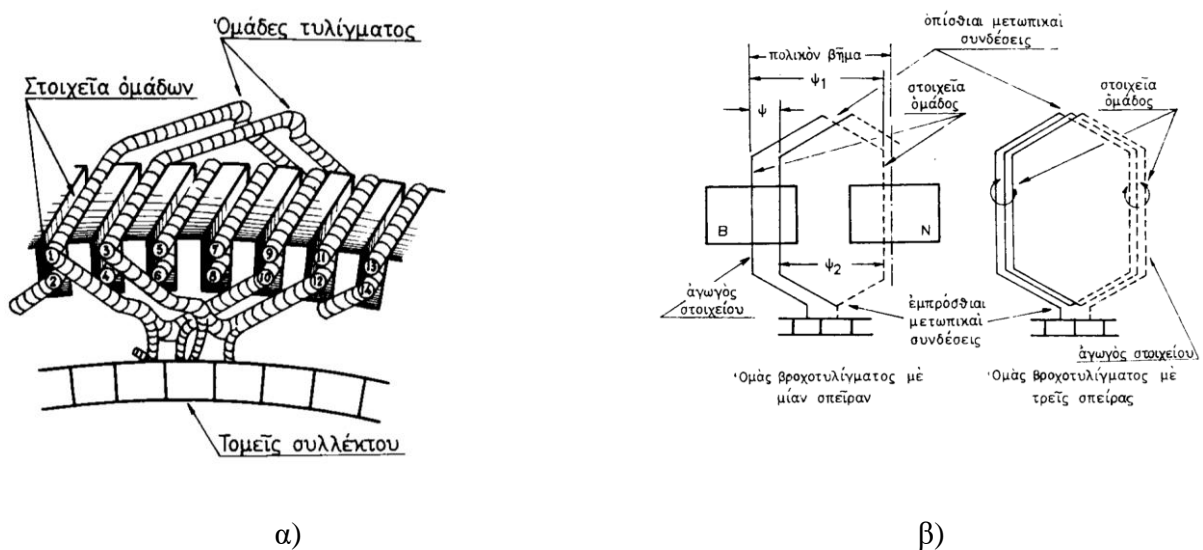
διπλά κυματοτυλίγματα το βήμα του κυματοτυλίγματος βρίσκεται από τη σχέση $\psi = \frac{s \pm 4}{p}$.

ε) Οι τομείς του συλλέκτη που περιλαμβάνονται, μεταξύ του τομέα που συνδέεται η αρχή μιας ομάδας και του τομέα που καταλήγει το τέλος μια ομάδας, αποτελούν το βήμα του συλλέκτη. Στο απλό βροχοτύλιγμα το βήμα του συλλέκτη είναι 1 (στοιχείο). Στο διπλό βροχοτύλιγμα το βήμα του συλλέκτη είναι διπλάσιο. Γενικά, ισχύει στα βροχοτυλίγματα ότι και στα κυματοτυλίγματα, δηλαδή το βήμα του συλλέκτη είναι $\psi/2$ (απλά και πολλαπλά).

ζ) Οι παράλληλοι κλάδοι είναι όσοι και οι πόλοι της μηχανής στα απλά βροχοτυλίγματα. Στο διπλό βροχοτύλιγμα οι παράλληλοι κλάδοι είναι διπλάσιοι. Στα απλά κυματοτυλίγματα οι παράλληλοι κλάδοι είναι δύο ασχέτως των μαγνητικών πόλων της μηχανής. Στα διπλά κυματοτυλίγματα οι παράλληλοι κλάδοι είναι τέσσερις.

η) Στα συγκροτήματα των βροχοτυλιγμάτων ο αριθμός των τομέων του συλλέκτη είναι ίσος με τον αριθμό των ομάδων του τυλίγματος.

θ) Οι ψήκτρες για την αποφυγή των σπινθηρισμών τοποθετούνται στους άξονες των μαγνητικών πόλων, αφού σε εκείνο το σημείο εφάπτονται σε τομείς των οποίων τα στοιχεία διέρχονται από την ουδέτερη ζώνη. Οι ουδέτερες ζώνες σε μια μηχανή είναι όσες και τα ζεύγη των πόλων συνεπώς οι ψήκτρες δεν μπορεί να είναι περισσότερες από τον αριθμό των πόλων. Ο αριθμός των ψηκτρών στα κυματοτυλίγματα θα μπορούσε να είναι μόνο δύο. Βέβαια, λόγω της μεγάλης έντασης ρεύματος που θα διέρρεε τις ψήκτρες, θα έπρεπε να είναι μεγαλύτερες άρα να υπάρχουν και μεγαλύτεροι τομείς στο συλλέκτη. Αυτό με τη σειρά του θα αύξανε το μέγεθος της μηχανής. Οπότε, οι ψήκτρες είναι όσες και οι πόλοι της μηχανής. Εξαίρεση στον κανόνα γίνεται εφ' όσον συντρέχουν άλλοι λόγοι.

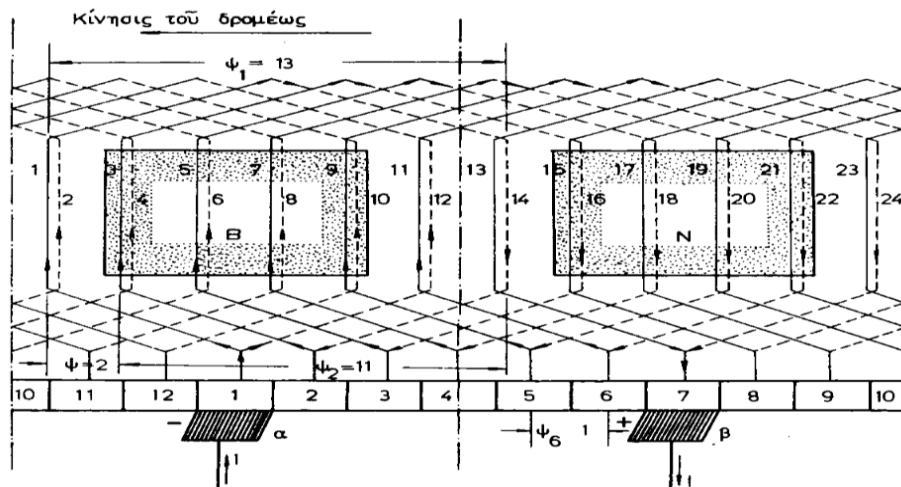


Σχήμα 1.8. α) Τρόπος τοποθέτησης των στοιχείων σε απλό βροχοτύλιγμα. β) Ομάδα βροχοτυλίγματος. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

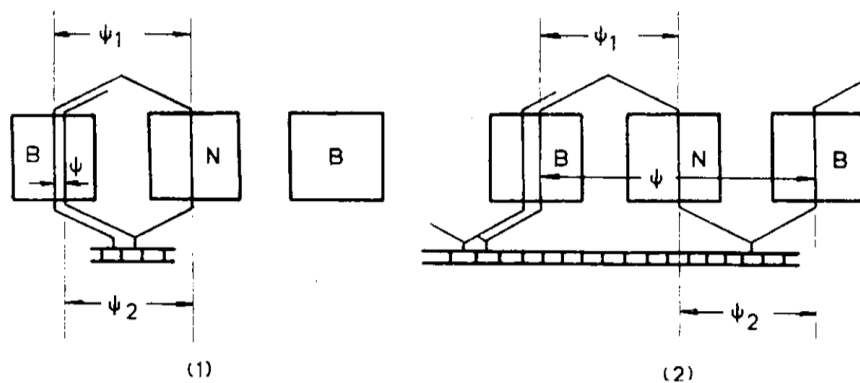
Στο Σχήμα 1.8.α φαίνεται ο τρόπος τοποθέτησης των στοιχείων των ομάδων στο απλό βροχοτύλιγμα καθώς και τον τρόπο που αυτά αριθμούνται. Στο Σχήμα 1.8.β οι διακεκομμένες γραμμές απεικονίζουν τα στοιχεία των ομάδων τα οποία βρίσκονται στην κάτω και στην πίσω πλευρά των οδοντώσεων. Έχοντας υπόψιν αυτά αλλά και τους ορισμούς των χαρακτηριστικών των τυλιγμάτων, παρατίθεται το επόμενο παράδειγμα (Σχήμα 1.9). Το παρακάτω παράδειγμα παρουσιάζει το τύλιγμα μιας διπολικής μηχανής με 12 οδοντώσεις και 24 στοιχεία.

- Πρώτο μερικό βήμα: $\psi_1 = 14 - 1 = 13$ (στοιχεία)
- Δεύτερο μερικό βήμα: $\psi_2 = 14 - 3 = 11$ (στοιχεία)
- Βήμα του τυλίγματος: $\psi = \psi_1 - \psi_2 = 2$ (στοιχεία)
- Πολικό βήμα: $\frac{s}{2p} = \frac{\text{αριθμός στοιχείων τυλίγματος}}{2 \times \text{αριθμός ζευγών πόλων}} = \frac{24}{2 \times 1} = 12$ (στοιχεία)
- Βήμα συλλέκτη: $\psi_\sigma = 1$ (στοιχείο)

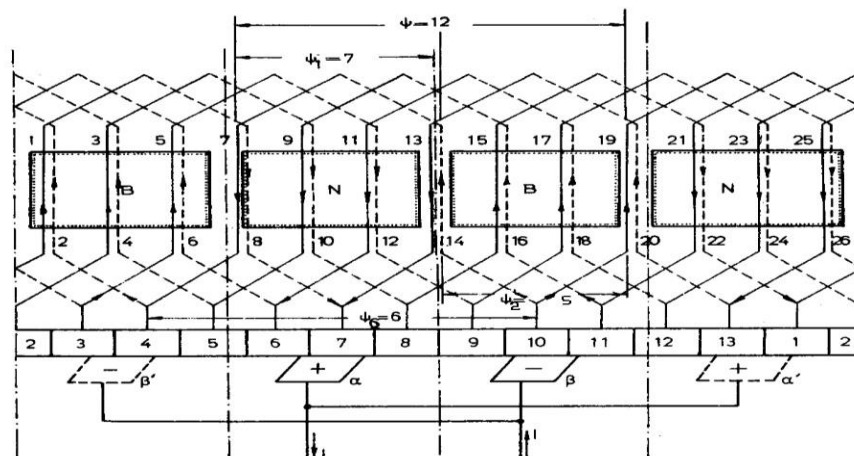
- Παράλληλοι κλάδοι: 2
- Αριθμός τομέων: 12
- Αριθμός ψηκτρών: 2



Σχήμα 1.9. Απλό βροχοτύλιγμα διπολικής μηχανής. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))



Σχήμα 1.10. Βροχοτύλιγμα (1) – Κυματοτύλιγμα (2). (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))



Σχήμα 1.11. Απλό κυματοτύλιγμα τετραπολικής μηχανής. (Πηγή: (Χατζησταματίου, 1979))

Στο Σχήμα 1.10 συγκρίνονται τα δύο είδη τυλιγμάτων. Στο κυματοτύλιγμα το πρώτο μερικό βήμα ψ_1 και το δεύτερο μερικό βήμα ψ_2 είναι ίσα. Αντιθέτως, το βήμα του τυλίγματος στο κυματοτύλιγμα είναι πολύ μεγαλύτερο από αυτό του βροχοτυλίγματος. Στη συνέχεια, παρατίθεται ένα παράδειγμα (Σχήμα 1.11) για την καλύτερη κατανόηση των διαφορών. Όπως φαίνεται η μηχανή έχει 13 διάκενα οδοντώσεων και 26 στοιχεία.

- Πρώτο μερικό βήμα: $\psi_1 = 14 - 7 = 7$ (στοιχεία)
- Δεύτερο μερικό βήμα: $\psi_2 = 19 - 14 = 5$ (στοιχεία)
- Βήμα του τυλίγματος: $\psi = \psi_1 + \psi_2 = 12$ (στοιχεία)
- Πολικό βήμα: $\frac{s}{2p} = \frac{\text{αριθμός στοιχείων τυλίγματος}}{2 \times \text{αριθμός ζευγών πόλων}} = \frac{26}{2 \times 2} = 6 \frac{1}{2}$ (στοιχεία)
- Βήμα συλλέκτη: $\psi_s = 12/2 = 6$ (στοιχεία)
- Παράλληλοι κλάδοι: 2
- Αριθμός τομέων: 13
- Αριθμός ψηκτρών: 4

Ένα πρόβλημα που προκύπτει στα βροχοτυλίγματα είναι το εξής: Αν το διάκενο της μηχανής δεν είναι ακριβώς ίδιο είτε λόγω κακής κατασκευής είτε λόγω της φθοράς των κυλίσιοτριβέων, τότε στους παράλληλους κλάδους αναπτύσσεται διαφορά δυναμικού (κάποιοι κλάδοι είναι πιο κοντά στους πόλους σε σχέση με κάποιους άλλους). Αυτή η διαφορά δυναμικού σε συνάρτηση με την χαμηλή αντίσταση των τυλιγμάτων οδηγεί σε μεγάλα ρεύματα. Τα ρεύματα αυτά (παρασιτικά ρεύματα) διέρχονται από τις ψήκτρες και δύναται να προκαλέσουν προβλήματα υπερθέρμανσης. Για την αποφυγή τέτοιων προβλημάτων γίνεται χρήση ισοσταθμιστικών τυλιγμάτων. Στην ουσία είναι αγωγοί που βραχυκυκλώνουν τα σημεία των τυλιγμάτων που πρέπει να έχουν ίδια τάση. Με αυτό τον τρόπο ελαχιστοποιούνται τα παρασιτικά ρεύματα και αποκαθίσταται κατά ένα βαθμό η μαγνητική ροή.

Στα κυματοτύλιγματα το πρόβλημα δεν είναι τόσο έντονο γιατί λόγω της κατασκευής τους, τα σημεία που βραχυκυκλώνονται στα βροχοτυλίγματα, τοποθετούνται κάτω από διαδοχικούς πόλους με την ίδια πολικότητα.

1.7 Αντίδραση οπλισμού

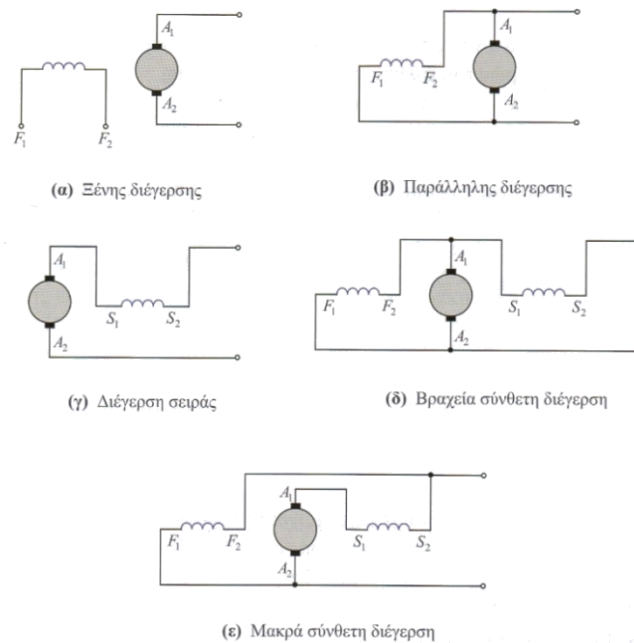
Στη λειτουργία υπό φορτίο, είτε πρόκειται για γεννήτρια είτε πρόκειται για κινητήρα (Χατζησταματίου, 1979), το τύλιγμα του τυμπάνου αναπτύσσει μαγνητεγερτική δύναμη και κατ' επέκταση μαγνητική ροή η οποία σε κάποια σημεία προστίθεται με τη ροή του πεδίου της διέγερσης ενώ σε κάποια άλλα αφαιρείται. Αυτό έχει σαν άμεση συνέπεια τη μετατόπιση της ουδέτερης ζώνης προς μια κατεύθυνση η οποία είναι αντίθετη της φοράς περιστροφής στην περίπτωση των κινητήρων. Τα προβλήματα που ανακύπτουν από την μετατόπιση της ουδέτερης ζώνης είναι δύο: το πρώτο είναι,

πως οι ψήκτρες είναι τοποθετημένες κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να βραχυκυκλώνουν τομείς του συλλέκτη που η μεταξύ τους διαφορά δυναμικού είναι μηδενική. Με τη μετακίνηση όμως της ουδέτερης ζώνης οι ψήκτρες εφάπτονται σε τομείς που η μεταξύ τους διαφορά δυναμικού δεν είναι μηδέν. Αυτή η διαφορά δυναμικού δημιουργεί ρεύμα μεταξύ των τομέων και κάθε φορά που οι ψήκτρες μεταβαίνουν σε άλλους τομείς και διακόπτεται η ροή του ρεύματος δημιουργούνται σπινθηρισμοί. Όπως, αναφέρθηκε ήδη παραπάνω, η μαγνητική ροή δεν είναι σταθερή στο διάκενο της μηχανής. Πιο συγκεκριμένα, η συνολική μέση ροή είναι μικρότερη κάτω από τα άκρα της επιφάνειας των πόλων. Μείωση της μαγνητικής ροής του πεδίου διέγερσης έχει ως άμεσο επακόλουθο την αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα. Ιδιαίτερη μέριμνα πρέπει να δοθεί στους κινητήρες παράλληλης διέγερσης όπου παρατεταμένη μείωση της μαγνητικής ροής του πεδίου διέγερσης μπορεί να προκαλέσει αστάθεια στον κινητήρα (αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα μέχρι να διακοπεί η τροφοδοσία του ή να καταστραφεί).

Για την εξάλειψη των παραπάνω προβλημάτων έχουν προταθεί οι εξής λύσεις: α) οι βοηθητικοί – εσωτερικοί πόλοι και β) τα τυλίγματα αντιστάθμισης. Οι βοηθητικοί πόλοι συνδέονται σε σειρά με το τύλιγμα του τυμπάνου, έτσι ώστε όταν βρίσκονται πάνω από τους αγωγούς που υφίστανται μεταγωγή, να δημιουργούν μια μικρή μαγνητική ροή. Αυτή με τη σειρά της να προκαλεί μια τάση, τέτοια ώστε η διαφορά δυναμικού μεταξύ των τομέων (στους οποίους συνδέονται οι αγωγοί) να είναι μηδενική. Επίσης, τα τυλίγματα αντιστάθμισης χρησιμοποιούνται σε μηχανές, όπου οι απαιτήσεις των προδιαγραφών είναι αυστηρές. Τα τυλίγματα αυτά βρίσκονται σε αυλακώσεις στους πόλους προς την πλευρά των αγωγών του δρομέα και επίσης συνδέονται σε σειρά με τα τελευταία. Κατά αυτόν τον τρόπο αύξηση του ρεύματος στο τύλιγμα του τυμπάνου προκαλεί αντίστοιχη αύξηση της ροής στο πεδίο διέγερσης. Η μείωση της μαγνητικής ροής που οφείλεται στην αντίδραση του οπλισμού αντισταθμίζεται από τη ροή που προκαλεί το τύλιγμα αντιστάθμισης.

1.8 Τυλίγματα διέγερσης κινητήρων συνεχούς ρεύματος

Τα τυλίγματα διέγερσης (Μαλατέστας, Ηλεκτρική κίνηση, 2015), (Χατζησταματίου, 1979) των μηχανών συνεχούς ρεύματος διακρίνονται σε δύο κατηγορίες, στο τύλιγμα διέγερσης διακλάδωσης ή παράλληλο (F_1F_2) και στο τύλιγμα διέγερσης σειράς (S_1S_2). Όπως έχει ήδη αναφερθεί στην παράγραφο 1.5, σκοπός των τυλιγμάτων διέγερσης είναι η δημιουργία μαγνητικού πεδίου στο διάκενο της μηχανής. Τα τυλίγματα διέγερσης, ανάλογα με τον τρόπο που συνδέονται, διακρίνονται στις παρακάτω πέντε κατηγορίες:



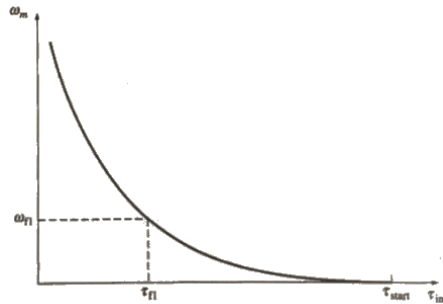
Σχήμα 1.12. Ταξινόμηση των τυλιγμάτων διέγερσης. (Πηγή: (Μαλατέστας, Ηλεκτρική κίνηση, 2015))

Στη συνδεσμολογία του Σχήμα 1.12.α η μηχανή διαθέτει μόνο το τύλιγμα της διέγερσης διακλάδωσης και το οποίο τροφοδοτείται από εξωτερική (ανεξάρτητη) πηγή συνεχούς τάσης. Η μηχανή της κατηγορίας αυτής, είναι γνωστή ως ξένης διέγερσης. Στην δεύτερη περίπτωση 12.β το τύλιγμα της διέγερσης διακλάδωσης τροφοδοτείται από την τάση του τυλίγματος του τυμπάνου και η μηχανή χαρακτηρίζεται ως παράλληλης διέγερσης. Στη συνδεσμολογία 12.γ η μηχανή διαθέτει μόνο το τύλιγμα της διέγερσης σειράς και το οποίο συνδέεται σε σειρά με το τύλιγμα του τυμπάνου. Στις δύο τελευταίες περιπτώσεις 12.δ και 12.ε συνυπάρχουν και τα δύο είδη τυλιγμάτων διέγερσης. Στην περίπτωση 12.δ φαίνεται το βραχείας σύνθετης διέγερσης και στην περίπτωση 12.ε το μακράς σύνθετης διέγερσης.

Εκτός των παραπάνω περιπτώσεων, πρέπει να αναφερθεί, ότι υπάρχουν και μηχανές στις οποίες η διέγερση της μηχανής δεν προέρχεται από ηλεκτρομαγνήτες αλλά από μόνιμους μαγνήτες. Πλεονεκτήματα αυτών των μηχανών είναι ότι δεν έχουν απώλειες χαλκού στο τύλιγμα διέγερσης, αλλά και ότι λόγω της έλλειψης του τυλίγματος διέγερσης, μπορούν να έχουν μικρότερο μέγεθος. Στον αντίποδα αυτού του είδους των μηχανών, είναι η όχι και τόσο μεγάλη παραγωγή μαγνητικής επαγωγής. Άμεσο επακόλουθο είναι η μικρότερη ροπή ανά μονάδα ρεύματος οπλισμού. Επιπλέον, υπάρχει ο κίνδυνος του απομαγνητισμού των μόνιμων μαγνητών ή η αντιστροφή του μαγνητικού τους πεδίου. Αυτό οφείλεται στην αντίδραση του οπλισμού ή την υπερβολική αύξηση της θερμοκρασίας από υπερφορτίσεις.

Όσον αφορά τους κινητήρες διέγερσης σειράς (Charpman, 2010) (Charles I. Hubert, 2008), η μαγνητική τους ροή είναι ανάλογη του ρεύματος εισόδου. Οι κινητήρες της κατηγορίας αυτής θα πρέπει να είναι συνδεδεμένοι πάντα με φορτίο γιατί η ταχύτητα τους αυξάνεται απότομα. Αυτό

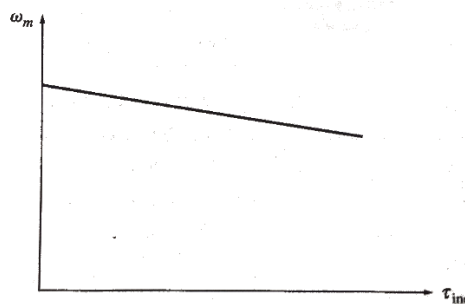
δικαιολογείται από τη χαρακτηριστική ροπής – στροφών. Φαίνεται στο Σχήμα 1.13 πως όταν η ροπή τείνει να μηδενιστεί, οι στροφές τείνουν στο άπειρο. Για τον έλεγχο των στροφών, ο μόνος αποτελεσματικός τρόπος, είναι η μεταβολή της τάσης εισόδου.



Σχήμα 1.13. Ιδανική Χαρακτηριστική ροπής – ταχύτητας κινητήρα με διέγερση σειράς. (Πηγή: (Chapman, 2010))

Οι κινητήρες με αθροιστική σύνθετη διέγερση έχουν μεγαλύτερη ροπή εκκίνησης από ότι οι κινητήρες με παράλληλη διέγερση και μικρότερη από ότι οι κινητήρες με διέγερση σειράς. Από την άλλη, οι κινητήρες με διαφορική σύνθετη διέγερση ή οι γεννήτριες με αθροιστική σύνθετη διέγερση δεν προσφέρονται για εφαρμογές λόγω της αστάθειας που παρουσιάζουν. Ο τρόπος ελέγχου της ταχύτητας ενός κινητήρα με αθροιστική σύνθετη διέγερση είναι παρόμοιος με αυτά που θα αναφερθούν στη συνέχεια για τους κινητήρες παράλληλης ή ξένης διέγερσης.

Η χαρακτηριστική ροπής – στροφών για τους κινητήρες παράλληλης ή ξένης διέγερσης είναι μια ευθεία με αρνητική κλίση.



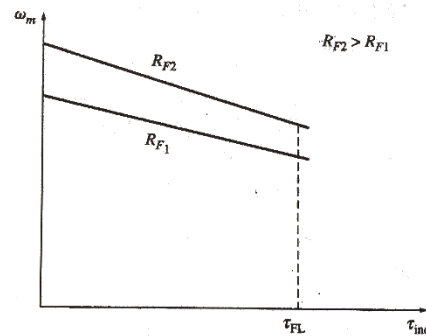
Σχήμα 1.14. Ιδανική Χαρακτηριστική ροπής – ταχύτητας κινητήρα με παράλληλη διέγερση. (Πηγή: (Chapman, 2010))

Από την μορφή της καμπύλης συμπεραίνεται πως αύξηση της ροπής στον άξονα του κινητήρα ισοδυναμεί με μείωση των στροφών και το αντίστροφο. Ο έλεγχος των στροφών σε αυτού του είδους τους κινητήρες μπορεί να γίνει με τους εξής τρόπους:

- Με μεταβολή της τάσης ακροδεκτών του τυλίγματος τυμπάνου
- Με μεταβολή της μαγνητικής ροής
- Με παρεμβολή ωμικής αντίστασης στο τυλίγμα τυμπάνου

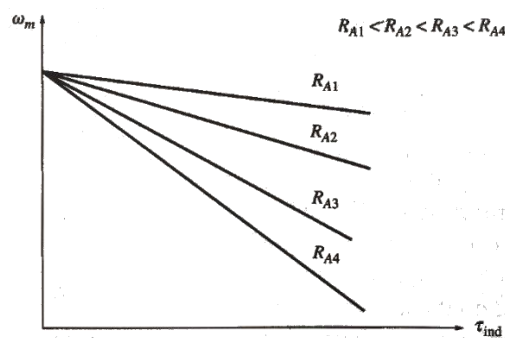
Μεταβάλλοντας την αντίσταση του τυλίγματος της διέγερσης, αυξομειώνεται η μαγνητική ροή. Για να γίνει καλύτερα κατανοητός αυτός ο τρόπος, δίνεται μια περιγραφή των γεγονότων που λαμβάνουν

χώρα με τη σειρά, υποθέτοντας ότι αυξάνεται η αντίσταση R_f . Αυτή επιφέρει μείωση της έντασης I_f άρα και μείωση της ροής ϕ . Στη συνέχεια, λόγω της σχέσης $E_A = k \phi \omega$ μειώνεται και η E_A . Αυτό επιτρέπει την αύξηση του ρεύματος του τυμπάνου ($I_A = (V_{\text{εισόδου}} - E_A)/R_A$) και κατ' επέκταση την αύξηση της ροπής $\tau_{\text{επαγόμενη}} = k \phi I_A$, εφ' όσον στην τελευταία σχέση, η αύξηση του ρεύματος τυμπάνου υπερτερεί της μείωσης της μαγνητικής ροής.



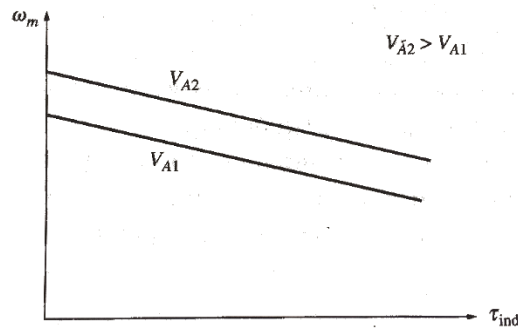
Σχήμα 1.15. Μεταβολή της αντίστασης διέγερσης και η επίδρασή της στην κλίση της χαρακτηριστικής ροπής – ταχύτητας. (Πηγή: (Chapman, 2010))

Ένας λιγότερο αποδοτικός τρόπος ελέγχου των στροφών είναι αυτός της σύνδεσης μιας ωμικής αντίστασης σε σειρά με το τύλιγμα του τυμπάνου. Όπως προκύπτει και από τη σχέση $\omega = V_{\text{εισόδου}}/k\phi - (\tau_{\text{επαγόμενη}}/(k\phi)^2) R_A$, η αύξηση της αντίστασης προκαλεί την αλλαγή της κλίσης της χαρακτηριστικής ροπής – στροφών και συνεπώς και τη μείωση των στροφών (υποθέτοντας βέβαια πως όλοι οι άλλοι παράμετροι του κινητήρα παραμένουν αμετάβλητοι).



Σχήμα 1.16. Μεταβολή της αντίστασης τυμπάνου και η επίδρασή της στην κλίση της χαρακτηριστικής ροπής – ταχύτητας. (Πηγή: (Chapman, 2010))

Τέλος, ο πιο διαδεδομένος τρόπος για τον έλεγχο των στροφών είναι η μεταβολή της μέσης τιμής της τάσης που εφαρμόζεται στο τύλιγμα του τυμπάνου. Να επισημανθεί, ότι εφ' όσον επιλεγεί αυτός ο τρόπος ελέγχου των στροφών, επιβάλλεται το τύλιγμα της διέγερσης να τροφοδοτηθεί ξεχωριστά (ανεξάρτητα από το τύλιγμα του τυμπάνου). Δηλαδή, ο κινητήρας θα πρέπει να λειτουργεί σαν κινητήρας ξένης διέγερσης. Με αυτό τον τρόπο μπορεί να διατηρηθεί η μαγνητική ροή στην ονομαστική τιμή της, ανεξάρτητα της μεταβολής των στροφών και των συνθηκών φόρτισης του κινητήρα.



Σχήμα 1.17. Μεταβολή της τάσης τυμπάνου και η επίδρασή της στην κλίση της χαρακτηριστικής ροπής – ταχύτητας. (Πηγή: (Chapman, 2010))

Στη συνέχεια περιγράφονται βήμα προς βήμα τα διάφορα στάδια του συγκεκριμένου ελέγχου. Αρχικά, αυξάνεται η τάση του τυμπάνου οπότε αυξάνεται και το ρεύμα $I_A = (V_A - E_A)/R_A$. Η αύξηση του ρεύματος τυμπάνου συνεπάγεται και την αύξηση της ροπής στον άξονα ($\tau_{\text{παραγόμενη}} = k \phi I_A$). Αυτή τη χρονική στιγμή ισχύει όμως ότι η ροπή στον άξονα είναι μεγαλύτερη από την ροπή του φορτίου και άρα ο κινητήρας επιταχύνεται. Η αύξηση των στροφών, αυξάνει και την επαγόμενη τάση στο τύλιγμα του τυμπάνου ($E_A = k \phi \omega$). Το ρεύμα τυμπάνου με βάση τη σχέση που αναφέρθηκε παραπάνω μειώνεται, οπότε η ροπή ελαττώνεται μέχρις ότου εξισωθεί με τη ροπή του φορτίου σε μια νέα ταχύτητα, μεγαλύτερη της αρχικής. Η ρύθμιση της τάσης και κατ' επέκταση του ρεύματος στο τύλιγμα του τυμπάνου συνήθως γίνεται μέσω πλήρους ελεγχόμενης ή ημιελεγχόμενης γέφυρας ή μέσω μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. όπως χρησιμοποιήθηκε και στην παρούσα εργασία. Το ρεύμα στο τύλιγμα διέγερσης, ρυθμίζεται συνήθως στη μέγιστη ονομαστική τιμή του, αυτό συντελεί στην αύξηση της παραγόμενης ροπής αλλά και στον περιορισμό της παραμόρφωσης της ροής διακένου λόγω της αντίδρασης του τυμπάνου. Στα πλαίσια αυτής της εργασίας το ρεύμα διέγερσης ήταν σταθερό και ίσο με $I_f = 0,44$ A. Τα στοιχεία του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκε, φαίνονται στην Εικόνα 1.1.

LEYBOLD-DIDACTIC GMBH			
Typ 732 60			
— MOTOR Nr. 200 26 992			
220	V	5.2	A
0.75	KW	S 1	COSϕ —
2000	min ⁻¹	— Hz	
ERR.	220	V	0.55 - 0.66 A
I.KL.	F	IP 23	
VDE 053			

Εικόνα 1.1 Η Πινακίδα του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκε στην εργασία.

Σύμφωνα με την πινακίδα η ονομαστική τιμή του ρεύματος της διέγερσης κυμαίνεται μεταξύ 0,55 – 0,66 A.

1.9 Όρια ασφαλούς λειτουργίας τρόπων διέγερσης

Πριν περιεγράψαμε τις δύο πιο αποδοτικές μέθοδοι ελέγχου των στροφών. Στη μέθοδο της μεταβολής της αντίστασης της διέγερσης και στη μέθοδο μεταβολής της τάσης στα άκρα του οπλισμού. Ποια είναι όμως η περιοχή των στροφών (σε σχέση με την ονομαστική ταχύτητα) που μπορεί να επιτευχθεί με την κάθε μέθοδο; Με την πρώτη μέθοδο (Chapman, 2010), την μεταβολή της αντίστασης διέγερσης, η ταχύτητα του κινητήρα κυμαίνεται μεταξύ της ονομαστικής και πέραν αυτής. Δηλαδή, η μικρότερη ταχύτητα που μπορεί να επιτευχθεί είναι η ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα. Για να επιτευχθεί μικρότερη ταχύτητα της ονομαστικής, θα πρέπει να αυξηθεί το ρεύμα διέγερσης πέραν του ονομαστικού, με κίνδυνο να καταστραφεί το τύλιγμα διέγερσης. Από την άλλη, η μέγιστη ταχύτητα που επιτυγχάνεται, οριοθετείται από την ελάχιστη τιμή της ροπής και πιο συγκεκριμένα από την ελάχιστη τιμή που μπορεί να λάβει η μαγνητική ροή. Σε καμιά περίπτωση δεν μπορεί να μηδενιστεί η μαγνητική ροή. Αν συνέβαινε κάτι τέτοιο θα ήταν καταστροφικό για τον κινητήρα. Αντιθέτως, μεταβάλλοντας την τάση του τυλίγματος του τυμπάνου, επιτυγχάνεται μηδενική έως και ονομαστική ταχύτητα. Ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής μπορούν να επιτευχθούν με κίνδυνο να καταστραφεί το τύλιγμα του τυμπάνου.

Στην περίπτωση αυτή - και χρησιμοποιώντας ένα σύστημα κλειστού βρόχου - το ρεύμα τυμπάνου και κατ' επέκταση η παραγόμενη εσωτερική ροπή παραμένουν σταθερά (Μαλατέστας, Ηλεκτρική κίνηση, 2015) στις αντίστοιχες ονομαστικές τιμές τους (έλεγχος σταθερής ροπής), παρέχοντας με αυτόν τον τρόπο τη δυνατότητα λειτουργίας με ονομαστική ροπή σε όλο το εύρος των ταχυτήτων. Για να επιτευχθούν τα προηγούμενα, η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ισχύς αυξάνεται γραμμικά με την ταχύτητα περιστροφής.

$$P_{em} = E_a I_a = K_g \phi n I_a = K_g \frac{60}{2\pi} \phi I_a \omega_m = T \omega_m \quad (1.3)$$

$$P_{em} \rightarrow \text{Εσωτερική ή ηλεκτομαγνητική ισχύς (W)}$$

$$E_a \rightarrow \text{Αντιηλεκτρεγερτική δύναμη τυλίγματος δρομέα (V)}$$

$$I_a \rightarrow \text{Ρεύμα τυλίγματος δρομέα (A)}$$

$$K_g \text{ ή } K_m \rightarrow \text{Κατασκευαστική σταθερά της μηχανής ανάλογα των μονάδων των στροφών}$$

$$K_m = K_g \frac{60}{2\pi} = \frac{P_{sw}}{2a\pi}$$

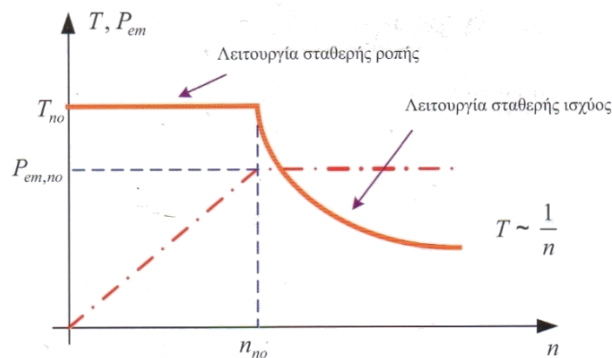
$$\phi \rightarrow \text{Μαγνητική ροή ανά πόλο (Wb)}$$

$$T \rightarrow \text{Αναπτυσσόμενη εσωτερική ή ηλεκτρομαγνητική ροπή (Nm)}$$

$\omega_m \rightarrow$ Στροφές εκφρασμένες σε [ακτίνια/δευτερόλεπτο]

$n \rightarrow$ Στροφές εκφρασμένες σε [περιστροφές/λεπτό]

Όταν η ταχύτητα μεταβάλλεται, ελέγχοντας το ρεύμα διέγερσης, τότε το γινόμενο $T\omega_m$ παραμένει σταθερό και μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα η ροπή. Στο Σχήμα 1.18 παρουσιάζονται οι μεταβολές της ροπής και της εσωτερικής ισχύος συναρτήσει των στροφών, για τις δύο περιοχές ελέγχου.



Σχήμα 1.18. Χαρακτηριστικές: $T = T(n)$ και $P = P(n)$. (Πηγή: (Μαλατέστας, Ηλεκτρική κίνηση, 2015))

1.10 Βαθμός απόδοσης και απώλειες στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος

Η ισχύς εισόδου (Μαλατέστας, Ηλεκτρικές Μηχανές, 2015) που εφαρμόζεται σε έναν κινητήρα δεν μετατρέπεται εξ' ολοκλήρου σε μηχανικό έργο στον άξονα του. Κάποια ποσότητα της ισχύος καταναλίσκεται στην αντίσταση που παρουσιάζουν τα τυλίγματα τυμπάνου και της διέγερσης, στις τριβές των ψηκτρών με τους τομείς του συλλέκτη, στα δινορρέυματα που κυκλοφορούν στο πυρήνα του τυμπάνου, στις τριβές των κινητών μερών του κινητήρα κ.α.. Λαμβάνοντας υπόψη αυτές τις απώλειες ισχύος ο βαθμός απόδοσης ενός κινητήρα εκφράζεται από τον τύπο:

$$\eta = \frac{P_{\text{εισόδου}} - P_{\text{εξόδου}}}{P_{\text{εισόδου}}} \times 100\%$$

1.11 Συντελεστής ρύθμισης στροφών

Για να επιλεγθεί ο κατάλληλος κινητήρας για την εκάστοτε εφαρμογή, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη η εξάρτηση της ταχύτητας περιστροφής από τη μηχανική ροπή που εφαρμόζεται στον άξονα (χαρακτηριστική στροφών-ροπής). Επίσης, για την επιλογή του κατάλληλου κινητήρα, θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη και η χαρακτηριστική ροπής-στροφών του φορτίου.

Ο συντελεστής ρύθμισης των στροφών αποτελεί ένα μέτρο σύγκρισης της μεταβολής της ταχύτητας περιστροφής (σε συνθήκες κενού και πλήρους φορτίου) για τα διάφορα είδη κινητήρων συνεχούς ρεύματος και δίνει μια πρώτη εικόνα για τη μορφή της χαρακτηριστικής στροφών-ροπής (Μαλατέστας, Ηλεκτρικές Μηχανές, 2015).

$$SR = \frac{n_{nl} - n_{fl}}{n_{fl}} \times 100$$

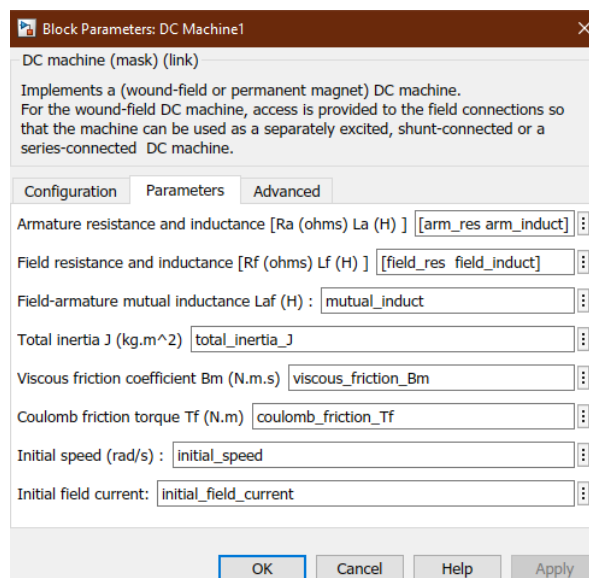
n_{nl} = ταχύτητα περιστροφής σε κενό φορτίο [rpm]

n_{fl} = ταχύτητα περιστροφής σε πλήρες φορτίο [rpm]

Ο συντελεστής ρύθμισης των στροφών στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος με διέγερση σειράς, έχει πολύ υψηλή τιμή που σημαίνει ότι οι συγκεκριμένοι κινητήρες παρουσιάζουν τη μεγαλύτερη διακύμανση των στροφών - συναρτήσει του φορτίου - σε σχέση με τις υπόλοιπες κατηγορίες κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Στους κινητήρες σύνθετης διέγερσης, οι τιμές του συντελεστή ρύθμισης των στροφών είναι αρκετά χαμηλότερες, με αποτέλεσμα και οι διακυμάνσεις των στροφών συναρτήσει του φορτίου να είναι σημαντικά μικρότερες από τις αντίστοιχες των κινητήρων συνεχούς ρεύματος με διέγερση σειράς. Τέλος, στους κινητήρες ξένης και παράλληλης διέγερσης, ο συντελεστής ρύθμισης των στροφών είναι αρκετά χαμηλός. Η εξάρτηση των στροφών από το φορτίο είναι η ελάχιστη δυνατή και για το λόγο αυτό οι κινητήρες των κατηγοριών αυτών θεωρούνται ως κινητήρες σταθερών στροφών.

1.12 Υπολογισμός παραμέτρων DC κινητήρα

Στο Κεφάλαιο 5 περιγράφονται τα μοντέλα που δημιουργήθηκαν - με τη βοήθεια του προγράμματος Simulink - ώστε να προσομοιωθούν οι δοκιμές που έγιναν στην πειραματική διάταξη. Για την αντικειμενικότερη προσομοίωση ήταν αναγκαίο να υπολογιστούν οι παράμετροι της μηχανής (Εικόνα 1.2). Οι παράμετροι που έπρεπε να υπολογιστούν ήταν οι εξής: Αντίσταση « R_a » και αυτεπαγωγή « L_a » του τυλίγματος του τυμπάνου, αντίσταση « R_f » και αυτεπαγωγή « L_f » του τυλίγματος της διέγερσης, κοινή αυτεπαγωγή « L_{af} », η συνολική αδράνεια « J », ο συντελεστής τριβής « B_m » και οι τριβές Coulomb « T_f ».



Εικόνα 1.2. Οι παράμετροι του DC κινητήρα στο Simulink.

1.12.1 Εύρεση των παραμέτρων R_a , L_a , R_f , L_f

Για την εύρεση της αυτεπαγωγής του τυμπάνου και της διέγερσης, εφαρμόστηκε DC και AC τάση ώστε να υπολογισθεί η ωμική αλλά και η σύνθετη αντίσταση αντίστοιχα από τον τύπο R_{DC} ή $Z_{AC} = \frac{V}{I}$. Στη συνέχεια, με τη βοήθεια της σχέσης $L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{\omega} = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2\pi f}$ υπολογίστηκε ο όρος L_a και L_f .

Πίνακας 1.1. Υπολογισμός R_a , L_a , R_f , L_f

A/A	R_a (Ω)	Z_a (Ω)	A/A	R_f (Ω)	Z_f (Ω)
1	11.60	16.10	1	493	2889
2	11.70	16.10	2	492	2869
3	11.70	16.10	3	490	2850
4	11.60	16.00	4	487	2834
Μέσος Όρος	11.65	16.08	Μέσος Όρος	490.5	2860.5

$$L_a = \frac{\sqrt{Z_a^2 - R_a^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{16.08^2 - 11.65^2}}{2\pi 50} = 0.035 \text{ (H)}$$

$$L_f = \frac{\sqrt{Z_f^2 - R_f^2}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{2860.5^2 - 490.5^2}}{2\pi 50} = 8.970 \text{ (H)}$$

1.12.2 Εύρεση των παραμέτρων K_m , B_m , $L_{m,af}$, T_f , J_m

Για τον υπολογισμό του συντελεστή τριβής « B_m » θα πρέπει πρώτα να βρεθεί η τιμή της κατασκευαστικής σταθεράς του κινητήρα « K_m ή K_g ». Υποτίθεται ότι $K_m \approx K_g$. Οι δείκτες «m, g» υποδεικνύουν, αν οι στροφές μετρούνται σε rad/s ή σε rpm, αντίστοιχα. Οι συντελεστές K_m και K_g θα υπολογιστούν από τις μετρήσεις μόνιμης κατάστασης. Επιπλέον, εφόσον βρισκόμαστε στη μόνιμη κατάσταση, ο όρος $L_a \frac{di_a}{dt} = 0$ και η μαγνητική ροή ανά πόλο (ϕ) είναι σταθερή. Η **κατασκευαστική σταθερά** του κινητήρα μπορεί να εκτιμηθεί από τις σχέσεις (1.4) και (1.5).

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_b \quad (1.4)$$

$$e_b = K_m \omega_m \quad (1.5)$$

$$\left. \begin{array}{l} V_a = R_a i_a + e_b \\ e_b = K_m \omega_m \end{array} \right\} \Rightarrow V_a = R_a i_a + K_m \omega_m \Rightarrow K_m = \frac{V_a - R_a i_a}{\omega_m} \quad (1.6)$$

Για τον υπολογισμό της σχέσης (1.6), και όχι μόνο, θα χρειαστεί να συμπληρωθεί ο **Σφάλμα! Το αρχείο προέλευσης της αναφοράς δεν βρέθηκε.** που βρίσκεται παρακάτω.

Η **αλληλεπαγωγή** ανάμεσα στα τυλίγματα του τυμπάνου και της διέγερσης θα υπολογιστεί από τον τύπο που προκύπτει από τη παρακάτω σχέση.

$$\tau_m(t) = K_m \phi(t) i_a(t) = L_{m,af} i_f(t) i_a(t) \Rightarrow L_{m,af} = \frac{K_m}{I_f} \quad (1.7)$$

Το ρεύμα της διέγερσης παραμένει σταθερό κατά τη διάρκεια των μετρήσεων και είναι ίσο με $I_f = 0.449$ A.

Ο **συντελεστής τριβής** « B_m » έχοντας υπόψη τη σχέση

$$\tau_m = J \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B\omega_m(t) + \tau_l(t) + \tau_f(t)$$

υπολογίστηκε ως εξής: Έστω « $I_{a,0}$ » το ρεύμα που απαιτείται για να ξεκινήσει οριακά η μηχανή, τότε ισχύει:

$$\left. \begin{aligned} K_m I_{a,0} &= J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + T_f \\ K_m i_a &= J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + T_f \end{aligned} \right\} \Rightarrow \quad (1.8) \quad K_m (i_a - I_{a,0}) = B_m \omega_m \Rightarrow \mathbf{B_m} = \frac{K_m (i_a - I_{a,0})}{\omega_m} \quad (1.10)$$

$$B_m \xrightarrow{\text{Μετατροπή μονάδων}} \frac{Vs \times A}{\frac{rad}{s}} = \frac{\frac{Kgm^2}{As^3} \times s}{\frac{rad}{s}} \times A = \frac{\frac{Kgm^2}{As^2}}{\frac{rad}{s}} \times A = \frac{\frac{Kgm^2}{Arads^2} \times A}{\frac{rad}{s}} = \frac{\frac{Kgm^2}{rads^2}}{\frac{rad}{s}} = \frac{Kgm^2 s}{rad^2 s^2} = \frac{Nms}{rad^2} = Nms$$

Στην πρώτη εξίσωση (1.8) οι όροι $J_m \frac{d\omega_m}{dt}$, $B_m \omega_m$ είναι μηδέν γιατί ο κινητήρας ίσα ίσα ξεκινάει άρα η γωνιακή ταχύτητα είναι μηδενική. Στην δεύτερη εξίσωση (1.9) ο όρος $J_m \frac{d\omega_m}{dt}$ είναι μηδέν γιατί ο άξονας του κινητήρα περιστρέφεται χωρίς όμως να επιταχύνει. Ο όρος « T_f » αντιπροσωπεύει τις τριβές Coulomb, οι οποίες είναι σταθερές και ανεξάρτητες της ταχύτητας περιστροφής.

Οι **τριβές Coulomb** « T_f » υπολογίζονται και πάλι χρησιμοποιώντας το « I_0 »:

$$K_m I_{a,0} = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + T_f \xrightarrow{\text{Ο πρώτος και δεύτερος όρος του δεύτερου μέλους είναι μηδέν}} T_f = \mathbf{K_m I_{a,0}} \quad (1.11)$$

Κατά τη διάρκεια των πειραμάτων - το μηχάνημα (πέδη) που χρησιμοποιήθηκε για την φόρτιση του άξονα του κινητήρα - αν και ρυθμίστηκε ώστε το φορτίο να είναι μηδενικό, πάραυτα είχε παραμένον φορτίο ίσο με $T_L = 0.04$ Nm. Η ποσότητα αυτή του παραμένοντος φορτίου πρέπει να αφαιρεθεί από τις τριβές Coulomb ώστε να προκύψει η πραγματική τιμή.

Η **ροπή αδράνειας** του κινητήρα « J_m » υπολογίζεται ως εξής: Από τη θεωρία των ηλεκτρικών μηχανών ισχύει η σχέση:

$$T_e = T_L + T_f + B_m \omega_m + J_m \frac{d\omega_m}{dt} \xrightarrow[\text{κατάσταση } J_m \frac{d\omega_m}{dt} = 0]{\text{θεωρούμε ότι } T_L = 0 \text{ και ότι είμαστε στη μόνιμη κατάσταση}} T_e = T_f + B_m \omega_{m0}$$

Όπου « ω_{m0} » είναι η γωνιακή ταχύτητα χωρίς φορτίο.

Επίσης,

$$T_e = K_m I_{a,1} \text{ Όπου «} I_{a,1} \text{» το ρεύμα τυμπάνου χωρίς φορτίο.}$$

Στη συνέχεια, αφαιρώντας την ίδια χρονική στιγμή, την τάση στο τύλιγμα του τυμπάνου και στο τύλιγμα της διέγερσης, προκύπτει $T_e = 0$. Συνεπώς:

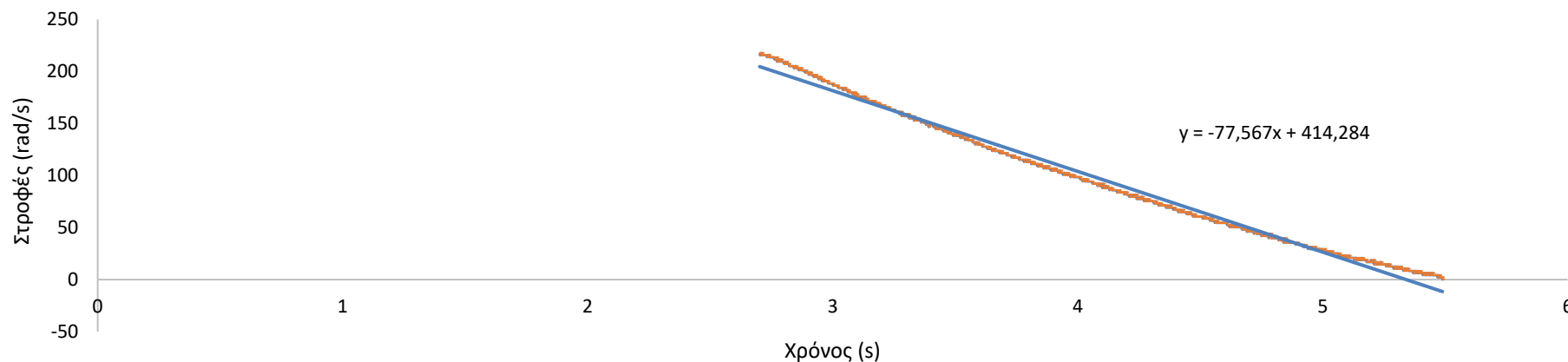
$$0 = T_f + B_m \omega_{m0} + J_m \frac{d\omega_m}{dt} \Rightarrow J_m = -\frac{T_f + B_m \omega_{m0}}{\left. \frac{d\omega_{m0}}{dt} \right|_{t=0}} = -\frac{K_m I_{a,1}}{\left. \frac{d\omega_{m0}}{dt} \right|_{t=0}} = -\frac{0.893 \times 0.83}{-77.567} = 0.9.555e - 3 \quad (1.12)$$

Το $I_{a,1} = 0.83$ A ενώ ο όρος $\left. \frac{d\omega_{m0}}{dt} \right|_{t=0}$ υπολογίζεται γραφικά. Από τη χρονική στιγμή, που μηδενίστηκαν οι τάσεις στο τύμπανο και στη διέγερση, μέχρις ότου μηδενιστούν οι στροφές του κινητήρα, αποθηκεύτηκε η κυματομορφή που καταγράφηκε από τον παλμογράφο σε ένα αρχείο excel. Από την επεξεργασία αυτού του αρχείου έχει προκύψει το Γράφημα 1.1 (Ολόκληρη η γραφική παράσταση υπάρχει στο Παράτημα Β). Από την κλίση της ευθείας του υπολογίζεται ο όρος $\left. \frac{d\omega_{m0}}{dt} \right|_{t=0} = -77.567$.

Στη συνέχεια παρατίθεται ο Πίνακας 1.2. Για τον ακριβέστερο υπολογισμό των παραμέτρων του κινητήρα, λήφθηκαν πέντε σειρές μετρήσεων. Για να υπολογιστούν οι παράμετροι σύμφωνα με τις σχέσεις (1.6), (1.7) και (1.10) – (1.12) χρησιμοποιήθηκαν οι μέσες τιμές των μεγεθών που μετρήθηκαν. Τα μετρούμενα μεγέθη είναι η τάση τυμπάνου « V_a », το ρεύμα τυμπάνου « I_a », οι στροφές του κινητήρα εκφρασμένες σε rpm, το ρεύμα τυμπάνου τη χρονική στιγμή που ξεκινάει ο κινητήρας « $I_{a,0}$ », το ρεύμα της διέγερσης « I_f » και το παραμένον φορτίο στον άξονα του κινητήρα « T_L ».

Πίνακας 1.2. Υπολογισμός παραμέτρων B_m , T_F .

A/A	V_a (V)	I_a (A)	Στροφές (rpm)	ω_m (rad/s)	K_m (Vs/rad)	K_g (kgmrad/A)	$I_{a,0}$ (A)	I_F (A)	$L_{m,af}$ (H)	B_m (Nms)	T_L (Nm)	T_F (Nm)
1	220.90	2.37	2067.0	216.46	0.893	0.893	0.4	0.449	1.991	0.00813	0.04	0.315
2	210.50	2.30	1963.0	205.56	0.894	0.894			1.992	0.00826	0.04	0.315
3	200.00	2.25	1860.0	194.78	0.892	0.892			1.989	0.00847	0.04	0.315
4	189.10	2.23	1748.0	183.05	0.891	0.891			1.987	0.00891	0.04	0.314
5	179.90	2.21	1649.0	172.68	0.893	0.893			1.990	0.00936	0.04	0.315
Μέσος Όρος	200.08			194.51	0.893	0.893	0.400	0.449	1.990	0.0086	0.04	0.315



Γράφημα 1.1. Υπολογισμός κλίσης ευθείας με τη βοήθεια του excel.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Έλεγχος Κινητήρων Συνεχούς Ρεύματος

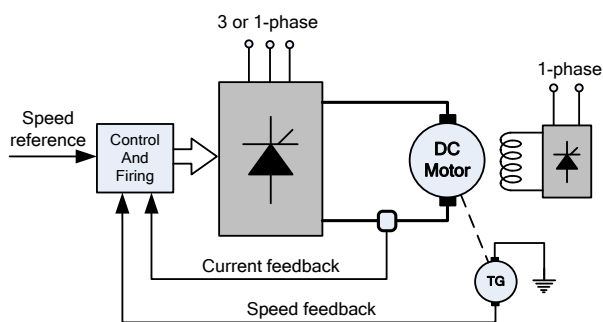
2.1 Εισαγωγή

Ένα από τα ερωτήματα που πρέπει να απαντηθούν - όταν είναι να τροφοδοτηθεί ένας DC κινητήρας - είναι η ύπαρξη ή όχι πηγής τροφοδοσίας DC και αν αυτή μπορεί να μεταβληθεί στα επιθυμητά επίπεδα. Στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία ήταν απαραίτητες δύο πηγές DC. Η μία για την τροφοδοσία του κυκλώματος της διέγερσης του κινητήρα και η δεύτερη για την τροφοδοσία του τυλίγματος του τυμπάνου. Για την τροφοδοσία της διέγερσης χρησιμοποιήθηκε η ήδη υπάρχουσα DC πηγή του πάγκου εργασίας. Για τον έλεγχο της τάσης του τυμπάνου, έπρεπε να κατασκευαστεί μια διάταξη (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015), τέτοια ώστε να ανορθώνει την τριφασική εναλλασσόμενη τάση αλλά και να μπορεί να μεταβάλλει την ανορθωμένη DC τάση. Για να επιτευχθεί αυτό, ήταν αναγκαία η ύπαρξη κυκλώματος που να δίνει τη δυνατότητα σύνδεσης με την έξοδο ενός DSP. Με τη βοήθεια του DSP γίνεται ο καθορισμός του βαθμού χρησιμοποίησης της DC τάσης του τυμπάνου.

Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε, για την τροφοδοσία του τυλίγματος του τυμπάνου, ανήκει στην κατηγορία των μετατροπέων DC/DC (chopper-fed drives). Γενικά, οι ηλεκτρονικές διατάξεις (μετατροπείς) που είναι διαθέσιμες για την τροφοδοσία των DC κινητήρων χωρίζονται σε δύο κατηγορίες. Στους μετατροπείς DC/DC που ήδη περιεγράφηκαν και στους ανορθωτές που υλοποιούνται με τη χρήση θυρίστορ (thyristor-fed drives). Η πρώτη κατηγορία προϋποθέτει την ύπαρξη ήδη ανορθωμένης τάσης. Στις επόμενες δύο παραγράφους, θα γίνει διεξοδικότερη αναφορά σε αυτές τις δύο κατηγορίες διατάξεων.

2.2 Ελεγχόμενοι ανορθωτές με τη χρήση θυρίστορ

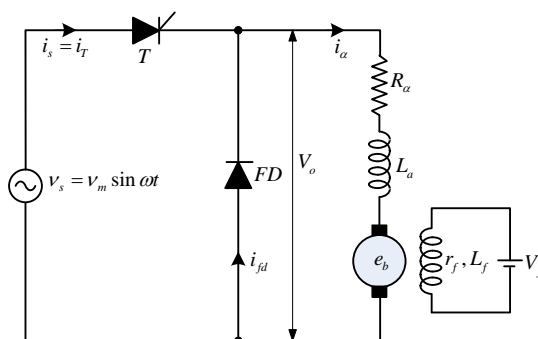
Κάνοντας χρήση αυτού του είδους των ανορθωτών (D.A. Barkas), ο έλεγχος της ταχύτητας του κινητήρα, επιτυγχάνεται με την εφαρμογή μιας μεταβαλλόμενης τάσης με μικρή σύνθετη αντίσταση στο τύλιγμα του τυμπάνου. Αν και το σύνηθες είναι, η ανορθωτική διάταξη να τροφοδοτείται από τριφασική πηγή, σε περίπτωση που ο κινητήρας είναι μικρής ισχύος, τότε η ανορθωτική διάταξη μπορεί να συνδεθεί και σε μονοφασική πηγή. Επιπλέον, και το τύλιγμα διέγερσης λόγω της μικρής ισχύος του, μπορεί να τροφοδοτηθεί από ένα μονοφασικό σύστημα.



Σχήμα 2.1. Τυπικό παράδειγμα κλειστού βρόχου ελεγχόμενου από θυρίστορ. (Πηγή: (D.A. Barkas))

Ένα, τέσσερα ή έξι θυρίστορ αναλαμβάνουν την ανόρθωση της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου ώστε να παρέχουν DC τάση στο τυλίγμα του τυμπάνου. Αλλάζοντας τη γωνία έναυσης των θυρίστορ, η μέση τιμή της ανορθωμένης τάσης αλλάζει και άρα και η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα. Επιπλέον, η DC τάση που παράγεται δεν είναι σταθερής τιμής αλλά περιέχει κυμάτωση (ripple). Η διακύμανση αυτή προκαλεί παλμικά ρεύματα και μεταβαλλόμενες μαγνητικές ροές και για να αποφευχθούν οι απώλειες δινορρευμάτων και μεταγωγής, θα πρέπει οι πόλοι του κινητήρα αλλά και το ζύγωμα να κατασκευάζονται από επάλληλα ειδικά διαμορφωμένα μεταλλικά ελάσματα (laminated). Ωστόσο, οι παλιότεροι κινητήρες που είναι κατασκευασμένοι από συμπαγή μέταλλο, δεν ενδείκνυται να τροφοδοτούνται από διατάξεις με θυρίστορ. Επιπλέον, είναι σύνθητες, οι διατάξεις που παρέχουν την απαιτούμενη ισχύ στους κινητήρες να περιλαμβάνουν ανεμιστήρες. Οι ανεμιστήρες βοηθούν στην διατήρηση της θερμοκρασίας σε χαμηλά επίπεδα ώστε οι κινητήρες να μπορούν να «εργάζονται» συνεχόμενα με τη μέγιστη ροπή και σε χαμηλές στροφές.

Το ρεύμα του τυλίγματος του τυμπάνου καθώς και οι στροφές στον άξονα του κινητήρα (D.A. Barkas), είναι μεταβλητές του συστήματος, οι οποίες ελέγχονται με κυκλώματα χαμηλής ισχύος. Ο έλεγχος αυτών των μεταβλητών γίνεται για να καθοριστεί η γωνία έναυσης των θυρίστορ, ώστε παρά τις μεταβολές της ροπής στον άξονα του κινητήρα, οι στροφές να παραμένουν σταθερές. Οι επιθυμητές στροφές, όπως φαίνονται στο Σχήμα 2.1, είναι μια αναλογική τάση η οποία μπορεί να ποικίλει από 0 έως 10 V ή 0 έως 5 V ή κάποιο άλλο διάστημα, και μπορεί να προέρχεται από ένα ποτενσιόμετρο ή να αποτελεί σήμα εξόδου ενός άλλου συστήματος. Ο μετατροπέας (converter) αποτελείται από το κύκλωμα της ανόρθωσης, το σήμα ελέγχου των γωνιών έναυσης των θυρίστορ και τα κυκλώματα προστασίας. Στην αγορά υπάρχουν έτοιμοι μετατροπείς για ισχύς περίπου από 0,5 kW έως μερικές εκατοντάδες kW. Μετατροπείς μεγαλύτερης ισχύς μπορούν να κατασκευαστούν κατά παραγγελία. Επίσης, οι μετατροπείς τοποθετούνται σε ειδικά διαμορφωμένα κουτιά και εξοπλίζονται με αποζεύκτες, ασφάλειες κ.τ.λ., ή ομάδες μετατροπέων τοποθετούνται μαζί ώστε να μπορούν να τροφοδοτήσουν διάφορους τύπους κινητήρων.



Σχήμα 2.2. Μετατροπέας μισού κύματος.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Στο Σχήμα 2.2 αναπαρίσταται ένας κινητήρας ξένης διέγερσης. Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιείται ένας μονοφασικός μισού κύματος μετατροπέας, ο οποίος επιτρέπει την λειτουργία του κινητήρα μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο. Τέτοιου είδους μετατροπείς είναι κατάλληλοι για

κινητήρες έως 0,5 kW. Η μέση τάση εξόδου για ένα τέτοιο μετατροπέα μπορεί να βρεθεί από την εξής σχέση:

$$V_o = \frac{V_m}{2\pi} [1 + \cos\alpha], \quad 0 < \alpha < \pi \quad (2.1)$$

V_m : η μέγιστη τάση της πηγής

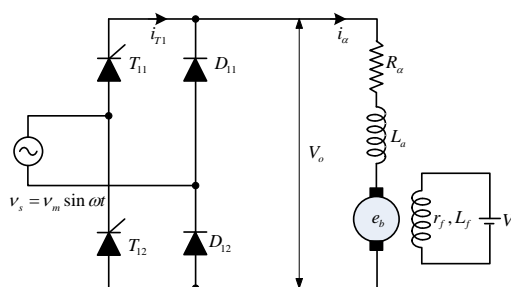
α : η γωνία έναυσης των θυρίστορ

Στο Σχήμα 2.3 φαίνεται ένας κινητήρας ξένης διέγερσης ο οποίος τροφοδοτείται από ένα μονοφασικό ασύμμετρο μετατροπέα. Οι δίοδοι αυτού του κυκλώματος επιτρέπουν την ροή ισχύος προς μία κατεύθυνση και αναγκαστικά η τάση του τυμπάνου δεν μπορεί να γίνει αρνητική. Συνεπώς, αυτή η τοπολογία κυκλώματος δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για αναγεννητική πέδηση. Επιπρόσθετα, η τοπολογία αυτή είναι κατάλληλη για κινητήρες έως 15 kW. Επίσης, οι δίοδοι που θα χρησιμοποιηθούν στο κύκλωμα θα πρέπει να είναι υψηλής ταχύτητας (ultra-high-speed diodes) ώστε να αποφευχθούν οι υπερτάσεις. Στην περίπτωση λειτουργίας μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο, οι μετατροπείς πλήρους κύματος δεν υπερέχουν έναντι αυτών του μισού κύματος. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα περιέχει περισσότερες αρμονικές, το κύκλωμα ελέγχου των θυρίστορ είναι πιο ακριβό, η τιμή του συντελεστή ισχύος είναι χαμηλή και η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι μειωμένη για την ίδια γωνία έναυσης. Αν ο μετατροπέας αυτός είναι σε πλήρη λειτουργία, τότε η μέση τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να βρεθεί από τη σχέση:

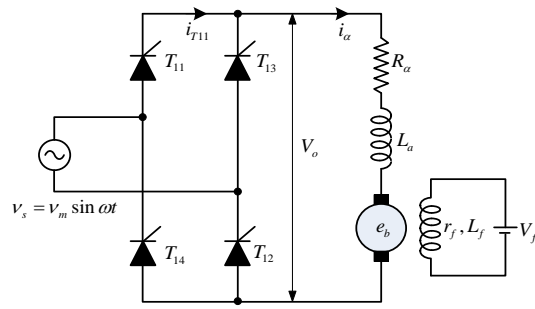
$$V_o = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos\alpha], \quad 0 < \alpha < \pi, \quad (2.2)$$

Στο Σχήμα 2.4 απεικονίζεται ένας μετατροπέας πλήρους κύματος. Η μέγιστη τάση που μπορεί να εφαρμοστεί στο τύλιγμα του τυμπάνου είναι $+2V_m/\pi$ και η ελάχιστη $-2V_m/\pi$. Οπότε, αυτοί οι μετατροπείς μπορούν να «εργάζονται» στο πρώτο και στο τέταρτο τεταρτημόριο και η χρήση τους περιορίζεται σε κινητήρες έως 15 kW. Η τάση εξόδου ενός τέτοιου μετατροπέα περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$V_o = \frac{2V_m}{\pi} \cos\alpha, \quad 0 < \alpha < \pi \quad (2.3)$$

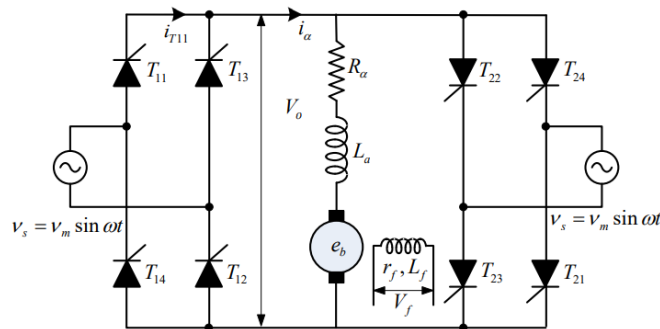


Σχήμα 2.3. Μονοφασικός ασύμμετρος μετατροπέας μισού κύματος. (Πηγή: (D.A. Barkas))



Σχήμα 2.4. Μονοφασικός μετατροπέας πλήρους κύματος.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Στο Σχήμα 2.5 φαίνεται ένας μονοφασικός διπλομετατροπέας πλήρως ελεγχόμενος. Σε αυτή την περίπτωση, ουσιαστικά συνδυάζονται δύο πλήρους κύματος μονοφασικοί μετατροπείς. Ο πρώτος μετατροπέας τροφοδοτεί το τύλιγμα του τυμπάνου με θετική τάση και έχει την ικανότητα να λειτουργεί στο πρώτο και στο τέταρτο τεταρτημόριο. Ο δεύτερος παρέχει αρνητική τάση στο τύμπανο και λειτουργεί στο δεύτερο και στο τρίτο τεταρτημόριο. Είναι εύκολα αντιληπτό ότι αυτός ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί σε όλα τα τεταρτημόρια, δηλαδή, σαν κινητήρας (δεξιόστροφα ή αριστερόστροφα) ή σαν γεννήτρια και πέδη.



Σχήμα 2.5. Πλήρης μονοφασικός διπλό-μετατροπέας.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Η τάση εξόδου για τον πρώτο μετατροπέα (υποθέτοντας πως έχει γωνία έναυσης a_1) είναι:

$$V_o = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos a_1], \quad 0 < a_1 < \pi \quad (2.4)$$

Με την ίδια λογική και η τάση εξόδου του δεύτερου μετατροπέα είναι:

$$V_o = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos a_2], \quad 0 < a_2 < \pi \quad (2.5)$$

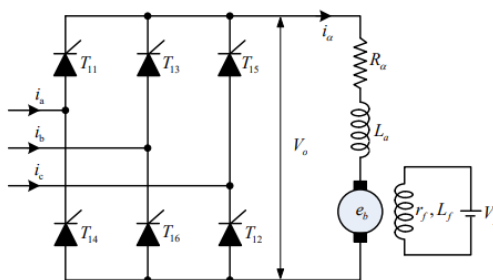
Η αντίστροφη λειτουργία σε αυτού του είδους τους μετατροπείς θα μπορούσε να επιτευχθεί με την αντιστροφή του πεδίου διέγερσης. Σε αυτή την περίπτωση, βέβαια, η αντιστροφή υλοποιείται με την αντιστροφή του ρεύματος τυμπάνου. Η αντιστροφή μέσω του ρεύματος του τυμπάνου πλεονεκτεί γιατί γίνεται σε μικρότερο χρονικό διάστημα. Επίσης, οι DC κινητήρες έχουν το πλεονέκτημα να αντιδρούν ταχύτερα στις μεταβολές των στροφών και της ροπής. Ένα επιθυμητό χαρακτηριστικό των συστημάτων ελέγχου των DC κινητήρων είναι η συνεχής αγωγή του ρεύματος τυμπάνου. Για να

διασφαλιστεί η συνεχής αγωγή σε όλα τα φορτία προτείνεται η σύνδεση σε σειρά εξωτερικού πηνίου. Αν η χρήση του εξωτερικού πηνίου πρέπει να αποφευχθεί, τότε θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας τριφασικός μετατροπέας AC/DC. Βέβαια, και πάλι υπάρχει η πιθανότητα να χρειαστεί η προσθήκη εξωτερικού πηνίου.

Ένας πλήρης τριφασικός μετατροπέας φαίνεται στο Σχήμα 2.6. Αυτού του είδους οι μετατροπείς λειτουργούν σε δύο τεταρτημόρια και συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές με φορτίο έως 140 kW. Μία παραλλαγή αυτού του μετατροπέα θα ήταν η αντικατάσταση των θυρίστορ με διόδους. Όμως, η επιλογή αυτή, θα περιόριζε τη λειτουργία μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο και θα αύξανε τις αρμονικές στο ρεύμα καθιστώντας την απαγορευτική για φορτία μεγάλης ισχύος. Η τάση εξόδου του πλήρους τριφασικού μετατροπέα για συνεχή αγωγή είναι:

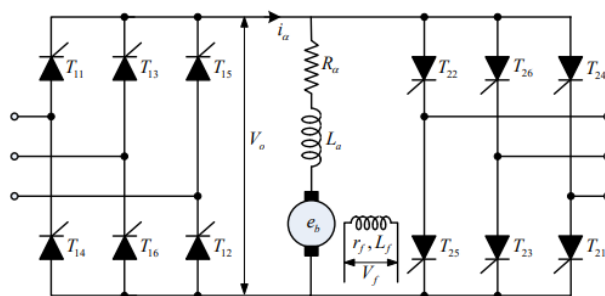
$$V_o = \frac{3V_{m,L}}{\pi} \cos a, \quad 0 < a < \pi \quad (2.6)$$

όπου $V_{m,L}$ είναι η μέγιστη τιμή της εφαρμοζόμενης τάσης.



Σχήμα 2.6. Πλήρης τριφασικός μετατροπέας.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Σε περίπτωση που απαιτείται λειτουργία και στα τέσσερα τεταρτημόρια, τότε είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί ένα διπλός πλήρης τριφασικός μετατροπέας.



Σχήμα 2.7. Διπλός πλήρης τριφασικός μετατροπέας.(Πηγή: (D.A. Barkas))

2.3 Διατάξεις ανόρθωσης DC κινητήρων με τη χρήση τεμαχιστών (choppers)

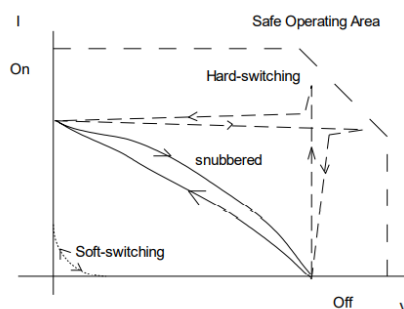
Αν απαιτείται η μετατροπή μίας πηγής συνεχούς τάσης σε μία πηγή μεταβαλλόμενης συνεχούς τάσης, τότε χρησιμοποιείται μια διάταξη γνωστή ως «chopper» (D.A. Barkas). Οι τεμαχιστές χρησιμοποιούνται συχνά σε συστήματα ταχείας μεταφοράς όπως επίσης και σε φορτηγά ορυχείων, περνοφόρα και βαρούλκα. Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματά τους είναι η αναγεννητική λειτουργία,

η γρήγορη αντίδραση και η υψηλή απόδοση. Οι ημιαγωγείς που προτιμώνται είναι τα BJT ισχύος, τα θυρίστορ εξαναγκασμένης αγωγής, MOSFET, IGBT, MCT και GTO. Ανεξάρτητα του ποιο ημιαγωγοί θα χρησιμοποιηθούν, η ηλεκτρονική διάταξη λειτουργεί ως «διακόπτης». Όταν ο «διακόπτης» είναι «ανοιχτός», τότε το φορτίο βρίσκεται υπό τάση. Η πτώση τάσης για τον κάθε ημιαγωγό (περίπτωση αγωγής) είναι περίπου 0,5 έως 2,5 V και οι απώλειες ισχύος μπορούν να υπολογισθούν εάν είναι γνωστά τα τεχνικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού.

Επιπλέον, οι μετατροπείς αυτοί μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε «απότομης μετάβασης» και «ομαλής μετάβασης».

2.3.1 Μετατροπείς «απότομης μετάβασης» για DC κινητήρες

Τις τελευταίες δεκαετίες είναι διαδεδομένη η χρήση μετατροπέων διαμόρφωσης εύρος παλμού (PWM in switch mode). Ωστόσο, στην περίπτωση των ημιαγωγών ισχύος - οι οποίοι διακόπτουν το ρεύμα στο φορτίο συνεχόμενα και σε πολύ μικρά χρονικά διαστήματα – αναγκάζει τους ημιαγωγούς να εκτελούν την διακοπτική λειτουργία υπό υψηλή τάση και ρεύμα. Ο όρος «απότομη μετάβαση» προκύπτει από την διακοπτική απότομη μετάβαση στα ηλεκτρονικά ισχύος (Σχήμα 2.8). Η τροφοδοτική διάταξη λειτουργεί υπό υψηλή τάση και ρεύμα ταυτόχρονα, με άμεση συνέπεια τις υψηλές διακοπτικές απώλειες.



Σχήμα 2.8. Χαρακτηριστικά «απότομης» και «ομαλής» μετάβασης. (Πηγή: (D.A. Barkas))

Η μείωση των απωλειών στην περίπτωση της «απότομης» μετάβασης είναι αναπόφευκτη. Γι' αυτό το λόγο, χρησιμοποιούνται κυκλώματα για τον περιορισμό της τάσης/ρεύματος αλλά και για την αποδοτικότερη διάχυση της θερμότητας (dissipative passive snubbers). Με αυτό τον τρόπο αποφεύγονται οι υψηλές απώλειες. Επίσης, η μείωση τη συχνότητας λειτουργίας των μετατροπέων λαμβάνετε και αυτή σαν σχεδιαστικός παράγοντας αφού η αύξηση της συχνότητας λειτουργίας είναι ανάλογη με την αύξηση των απωλειών. Οι τυπικές χρησιμοποιούμενες συχνότητες είναι μεταξύ 20 και 50 (kHz). Επιπροσθέτως, υπάρχουν μεταβατικά φαινόμενα λόγω των διανεμημένων χωρητικοτήτων και αυτεπαγωγών (stray capacitances and inductances), τα οποία έχουν ως συνέπεια την αύξηση των προβλημάτων που προκαλούνται από ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές.

Στο Σχήμα 2.9 παρουσιάζεται το κύκλωμα ενός τεμαχιστή (chopper). Ο τεμαχιστής μπορεί να χρησιμοποιεί BJT, MOSFET, IGBT ή θυρίστορ. Το κύκλωμα αυτό μπορεί να τροφοδοτήσει έναν

κινητήρα (πρώτο τεταρτημόριο λειτουργίας) γιατί μπορεί να παρέχει μόνο θετική τάση και ρεύμα στο τύμπανο του κινητήρα. Στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής, οι εξισώσεις που ισχύουν είναι οι ακόλουθες:

$$V_o = DV_{in} \quad (2.7)$$

$$V_r = V_{in}\sqrt{D[1-D]} \quad (2.8)$$

$$\bar{I}_{SW} = D \frac{V_{in} - e_b}{R_a} - \frac{\tau}{T} I_{p-p} \quad (2.9)$$

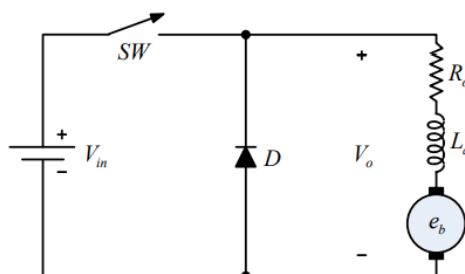
$$\bar{I}_D = \frac{\tau}{T} I_{p-p} - e_b \frac{1-D}{R_a} \quad (2.10)$$

$$I_{p-p} = \frac{\frac{V_{in}}{R_a} [1 - e^{DT/\tau}] [1 - e^{-[1-D]T/\tau}]}{1 - e^{-T/\tau}} \quad (2.11)$$

$$\tau = \frac{L_a}{R_a} \quad (2.12)$$

όπου,

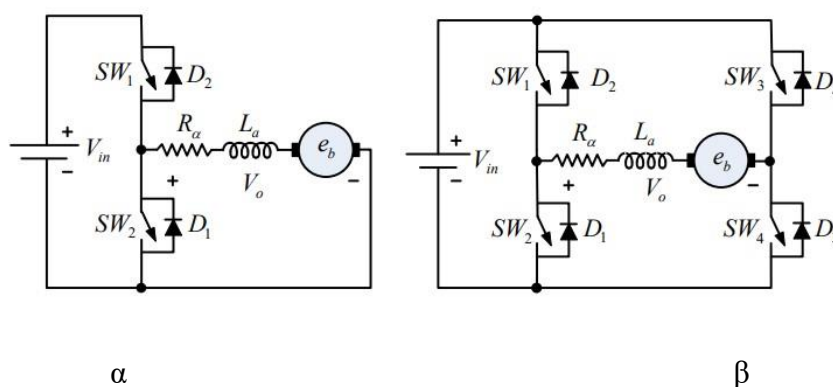
- V_o = η μέση τάση εξόδου
- V_r = η τάση κυμάτωσης στην έξοδο
- e_b = η αντιηλεκτρεγερτική δύναμη
- \bar{I}_{SW} = η μέση τιμή του διακοπτικού ρεύματος
- \bar{I}_D = η μέση τιμή του ρεύματος στη δίοδο
- I_{p-p} = το ρεύμα κυμάτωσης στην έξοδο
- T = η περίοδος λειτουργίας
- D = ο βαθμός χρησιμοποίησης



Σχήμα 2.9. Κύκλωμα οδήγησης DC κινητήρα εντός τεταρτημορίου «απότομης» μετάβασης.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Το Σχήμα 2.10.a παρουσιάζει ένα μετατροπέα «απότομης» μετάβασης δύο τεταρτημορίων. Ο ψαλιδιστής του πρώτου τεταρτημορίου αποτελείται από τον διακόπτη SW1 και από τη δίοδο D1 μέσω των οποίων διοχετεύεται η ενέργεια από την πηγή V_{in} στον DC κινητήρα (λειτουργία

κινητήρα). Αντίστοιχα, ο διακόπτης SW2 και η διάδος D2 χρησιμοποιούνται για λειτουργία στο τέταρτο τεταρτημόριο (αναγεννητική πέδηση). Οι εξισώσεις που χρησιμοποιήθηκαν στην προηγούμενη περίπτωση (2.7) έως (2.12) ισχύουν και σε αυτή υποθέτοντας ότι υπάρχει συνεχή αγωγή. Οι μέσες τιμές των ρευμάτων στα διακοπτικά στοιχεία και στις διόδους εξαρτώνται από την πολικότητα της μέσης τιμής του ρεύματος εξόδου και από την πολικότητα της κυμάτωσης του ρεύματος εξόδου. Επομένως, ο υπολογισμός των μέσων αυτών ρευμάτων είναι πολύπλοκος. Όταν ο μετατροπέας λειτουργεί στο πρώτο τεταρτημόριο, η μέση τιμή του ρεύματος του διακοπτικού στοιχείου και της διόδου μπορούν να υπολογιστούν από τις σχέσεις (2.9) και (2.11) αντίστοιχα. Την ίδια περίοδο τα ρεύματα του διακοπτικού στοιχείου SW2 και της διόδου D2 είναι μηδέν.



Σχήμα 2.10. Μετατροπέας «απότομης» μετάβασης α) Δύο τεταρτημόρια και β) Τέσσερα τεταρτημόρια. (Πηγή: (D.A. Barkas))

Στο Σχήμα 2.10.β απεικονίζεται μία γέφυρα H (H-bridge) ή ένας ψαλιδιστής τεσσάρων τεταρτημορίων DC. Η συνύπαρξη των τεσσάρων διακοπτικών στοιχείων επιτρέπει την λειτουργία σε τέσσερα διαφορετικά τεταρτημόρια δηλαδή τη δυνατότητα η τάση και το ρεύμα που εφαρμόζονται στο τύμπανο του κινητήρα να είναι είτε θετικά είτε αρνητικά.

Αυτού του είδους η γέφυρα μπορεί να ελεγχθεί με τον ίδιο τρόπο όπως δύο ανεξάρτητοι ψαλιδιστές δύο τεταρτημορίων. Ο μόνος περιορισμός είναι ότι τα διακοπτικά στοιχεία του ίδιου σκέλους δεν μπορούν να άγουν ταυτόχρονα. Ο πρώτος ψαλιδιστής αποτελείται από τα διακοπτικά στοιχεία T_1 και T_4 και τις αντίστοιχες διόδους D_1 και D_4 . Αν γινόταν χρήση αυτού του ψαλιδιστή τότε επιτυγχάνεται λειτουργία στο πρώτο και δεύτερο τεταρτημόριο (θετικό ρεύμα αλλά επιλογή μεταξύ θετικής ή αρνητικής τάση). Ο δεύτερος ψαλιδιστής αποτελείται από τα διακοπτικά στοιχεία T_2 και T_3 και τις αντίστοιχες διόδους. Κατ' αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται λειτουργία στο τρίτο και τέταρτο τεταρτημόριο (αρνητικό ρεύμα αλλά επιλογή μεταξύ θετικής και αρνητικής τάσης).

Ο τρόπος ελέγχου του μετατροπέα που αναλύθηκε, δίνει τη δυνατότητα η τάση εξόδου του να είναι δύο επιπέδων ή πολλών. Στην περίπτωση των δύο επιπέδων τάσης προκαλείται αύξηση της κυμάτωσης του ρεύματος. Για την αποφυγή της κυμάτωσης η αντιστροφή του ρεύματος γίνεται ταχύτερα και έτσι αποφεύγεται η παραμόρφωση των σημάτων στα ηλεκτρονικά στοιχεία του

μετατροπέα (crossover distortion). Η φορά του ρεύματος εξόδου δεν επηρεάζει τη λειτουργία του μετατροπέα. Η μέση τάση εξόδου και η κυμάτωση της AC τάσης περιγράφονται από τις εξής σχέσεις:

$$V_o = [2D - 1]V_{in} \quad (2.13)$$

$$V_r = 2V_{in}\sqrt{D[1 - D]} \quad (2.14)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος από κορυφή σε κορυφή είναι δύο φορές η τιμή που δίνει η σχέση (2.11). Όταν η τάση εξόδου αποτελείται από τρία επίπεδα και ο βαθμός χρησιμοποίησης είναι $D \leq 0,5$, ισχύουν τα παρακάτω:

$$V_o = [2D - 1]V_{in} \quad (2.15)$$

$$V_r = \sqrt{2}V_{in}\sqrt{D[1 - 2D]} \quad (2.16)$$

και όταν $D \geq 0.5$

$$V_o = [2D - 1]V_{in} \quad (2.17)$$

$$V_r = \sqrt{2}V_{in}\sqrt{[2D - 1][1 - D]} \quad (2.18)$$

2.3.2 Μετατροπείς «ομαλής μετάβασης» για DC κινητήρες

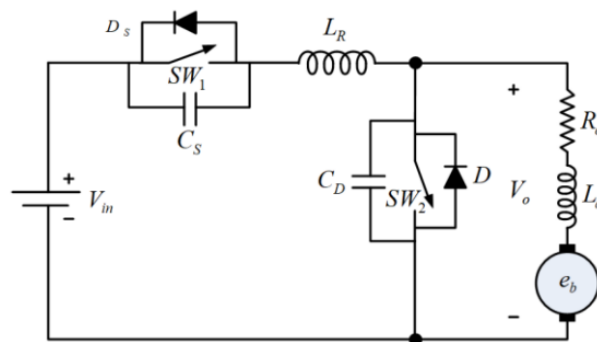
Αναφορικά, με την προηγούμενη κατηγορία μετατροπέων (hard switching), τα διακοπτικά στοιχεία κατά την μετάβασή τους από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση μη αγωγής πολώνονται με την τάση που εφαρμόζεται στο φορτίο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών. Επιπλέον, οι απώλειες αυτές αυξάνονται γραμμικά με την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας και η απότομη αύξηση/μείωση της τάσης και του ρεύματος προκαλεί ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο. Τα παραπάνω προβλήματα προκύπτουν από την ανάγκη ελαχιστοποίησης του μεγέθους και του βάρους των μετατροπέων με παράλληλη αύξηση της ισχύος τους.

Μία λύση στα προβλήματα που αναφέρθηκαν, είναι η μετάβαση από την μία κατάσταση στην άλλη, να γίνεται όταν το ρεύμα ή η τάση που διαρρέουν ή εφαρμόζονται στα διακοπτικά στοιχεία να είναι μηδέν. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός LC κυκλώματος συντονισμού. Σκοπός εντός τέτοιου κυκλώματος είναι να μορφοποιήσει τις κυματομορφές της τάσης ή του ρεύματος ώστε το διακοπτικό στοιχείο να αλλάξει κατάσταση σε συνθήκες μηδενικής τάσης ή μηδενικού ρεύματος. Η χρήση κυκλωμάτων συντονισμού σε συνδυασμό με κυκλώματα «ομαλής μετάβασης» έχουν ως αποτέλεσμα τους ευρέως διαδεδομένους «resonant soft-switching» μετατροπείς. Η σύνθετη αντίσταση και η κυκλική συχνότητα ενός τέτοιου κυκλώματος δίνονται παρακάτω:

$$Z = \sqrt{L_r/C_r}, \quad \omega = \sqrt{1/C_r L_r}$$

Στο Σχήμα 2.11 απεικονίζεται ένας μετατροπέας δύο τεταρτημορίων (2Q) πολυεπίπεδου συντονισμού μηδενικής μετάβασης τάσης (ZVMR, Zero-Voltage Multi-Resonant). Το συνολικό του κύκλωμα αποτελείται από ένα κύκλωμα μεταβλητού εύρους παλμού δύο τεταρτημορίων (2Q-PWM DC drive) και το κύκλωμα συντονισμού αποτελούμενο από δύο πυκνωτές και ένα πηνίο. Οι μετατροπείς αυτής της τοπολογίας είναι γνωστοί για την οδήγηση DC κινητήρων όταν απαιτείται η λειτουργία κινητήρα (motoring) και η λειτουργία αναγεννητικής πέδησης (regenerative braking). Ένα από τα πλεονεκτήματα αυτών των μετατροπέων είναι η χρήση υψηλής διακοπτικής συχνότητας, συνήθως πάνω από 100 (kHz). Επίσης, η κυμάτωση του ρεύματος και οι διακοπτικές απώλειες διατηρούνται σε χαμηλά επίπεδα. Επιπρόσθετα, οι μετατροπείς αυτοί υποστηρίζουν μεγάλο εύρος φορτίων και πολλές επιλογές στα επίπεδα της τάσης.

Οι μετατροπείς ZVMR χρησιμοποιούν διόδους και έχουν τη δυνατότητα να απορροφούν όλες τις κύριες παρασιτικές. Επιπλέον, είναι σημαντικό να επισημανθεί ότι η τεχνολογία «συντονισμού μηδενικής τάσης» είναι κατάλληλη για χρήση σε μετατροπείς που υλοποιούνται με MOSFET. Αυτό συμβαίνει γιατί τα MOSFET έχουν σημαντικές χωρητικές απώλειες κατά τη φάση της αγωγής. Ο μετατροπέας «δύο τεταρτημορίων πολυεπίπεδου συντονισμού μηδενικής μετάβασης τάσης» (2Q-ZVMR) συμπεριφέρεται σαν σταθερή πηγή ρεύματος, όταν φθάσει την μέγιστη τιμή του ρεύματος εξόδου, έχοντας έτσι τη δυνατότητα να διαχειρίζεται το βραχυκύκλωμα στην περίπτωση του μηδενικού φορτίου χωρίς άλλα πρόσθετα κυκλώματα.



Σχήμα 2.11. Οδήγηση DC κινητήρα μέσω ενός «πολυεπίπεδου μετατροπέα συντονισμού μηδενικής τάσης». (Πηγή: (D.A. Barkas))

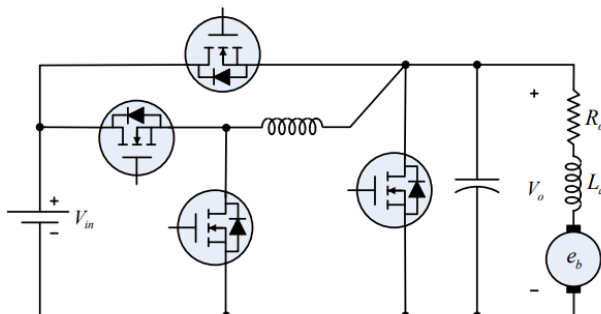
Η ισχύς των ημιαγωγών που χρησιμοποιούνται (MOSFET) όσον αφορά το κύκλωμα του «πολυεπίπεδου συντονισμού» είναι μεγαλύτερη σε σύγκριση με αυτή ενός κοινού «δύο τεταρτημορίων παλμοδιαμορφωτή» (2Q PWM DC drive) εξαιτίας της κυκλικής ενέργειας (circulating energy) και των απωλειών αγωγής.

Το Σχήμα 2.12 παρουσιάζει έναν «δύο τεταρτημορίων μηδενικής μετάβασης τάσης» μετατροπέα (2Q ZVT) ο οποίος έχει την ικανότητα της λειτουργίας «κινητήρα» αλλά και της «αναγεννητικής πέδησης». Σε σύγκριση με έναν μετατροπέα «δύο τεταρτημορίων παλμοδιαμόρφωσης», αυτός ο

μετατροπέας χρειάζεται επιπλέον ηλεκτρονικά εξαρτήματα όπως ένα πυκνωτή συντονισμού, ένα πηνίο συντονισμού και δύο βοηθητικούς διακόπτες.

Επιπλέον, έχει κάποια πλεονεκτήματα όπως χαμηλές τιμές τάσης και ρεύματος κατά τη διάρκεια της λειτουργίας κινητήρα ή της λειτουργίας της αναγεννητικής πέδησης, μετάβαση σε μηδενική τάση για όλες τις διόδους και τα διακοπτικά στοιχεία, το ίδιο κύκλωμα συντονισμού και για τις δύο κατευθύνσεις ροής ισχύος, πλήρης χρήση όλων των εσωτερικών διόδων των διακοπτικών στοιχείων και απλή συνδεσμολογία. Τα παραπάνω πλεονεκτήματα καθιστούν αυτούς τους μετατροπείς ικανούς να λειτουργούν με υψηλή συχνότητα, υψηλή αποδοτικότητα και υψηλή ισχύ.

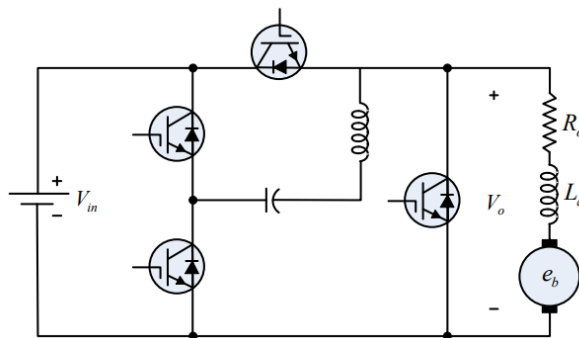
Επιπρόσθετα, είναι πολύ σημαντική η ύπαρξη ενός κατάλληλου συστήματος για τον έλεγχο των διακοπτικών στοιχείων. Ένα τέτοιο σύστημα ελέγχου μπορεί να υλοποιηθεί από ένα μικροελεγκτή που είναι κατασκευασμένος να λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες (DSP).



Σχήμα 2.12. Μετατροπέας μετάβασης μηδενικής τάσης για DC κινητήρες. (Πηγή: (D.A. Barkas))

Το Σχήμα 2.13 απεικονίζει ένα μετατροπέα «μετάβασης μηδενικού ρεύματος δύο τεταρτημορίων» (ZCT). Όπως και οι δύο προηγούμενοι μετατροπείς μπορεί να χρησιμοποιηθεί για «λειτουργία κινητήρα» και για «λειτουργία αναγεννητικής πέδησης». Σε σύγκριση με τους μετατροπείς που λειτουργούν με την τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM), απαιτούν τη χρήση ενός πυκνωτή συντονισμού, ενός πηνίου συντονισμού και δύο βοηθητικούς διακόπτες.

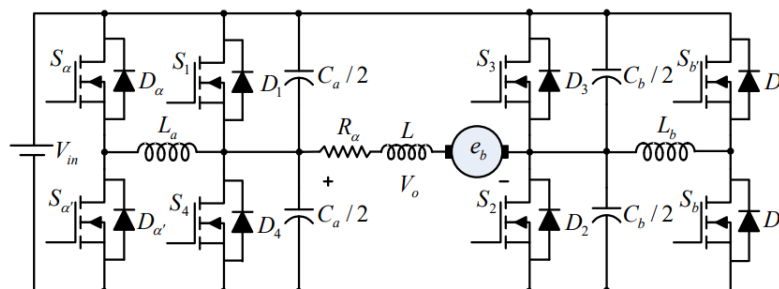
Τα πλεονεκτήματα αυτών των μετατροπέων είναι η μετάβαση μηδενικού ρεύματος για όλες τις διόδους και τα διακοπτικά στοιχεία, ίδιο κύκλωμα συντονισμού και για τις δύο κατευθύνσεις ροής ισχύος, πλήρης χρήση των ενσωματωμένων διόδων στα διακοπτικά στοιχεία, ελάχιστο ρεύμα και τάση ώστε να μην φθάνουν στα όρια λειτουργίας τους τα ηλεκτρονικά εξαρτήματα, απλό και φθινό κύκλωμα. Τα χαρακτηριστικά αυτά έχουν ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη μετατροπέων που λειτουργούν με συχνότητες περίπου των 50 (kHz), υψηλής αποδοτικότητας και υψηλής απόδοσης.



Σχήμα 2.13. Μετατροπέας μηδενικού ρεύματος μετάβασης για DC κινητήρες.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Οι μετατροπείς «μετάβασης μηδενικού ρεύματος δύο τεταρτημορίων» χρησιμοποιούνται συνήθως για DC κινητήρες μεσαίας ισχύος και υλοποιούνται με IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistors). Τα IGBT παρουσιάζουν σημαντικές επαγωγικές απώλειες κατά την αποκοπή (turn off) και κατά το χρόνο ανάστροφης αποκατάστασης των διόδων.

Το Σχήμα 2.14 παρουσιάζει ένα μετατροπέα «μετάβασης μηδενικής τάσης τεσσάρων τεταρτημορίων» (4Q-ZVT). Αυτοί οι μετατροπείς υλοποιούνται κυρίως με MOSFET. Επίσης, δίνουν τη δυνατότητα τροφοδοσίας σε «λειτουργία κινητήρα» και σε «λειτουργία αναγεννητικής πέδησης». Τα πλεονεκτήματα των 4Q-ZVT είναι το απλό κύκλωμα, οι χαμηλές τιμές τάσης και ρεύματος, μετάβαση σε μηδενική τάση για όλα τα διακοπτικά στοιχεία και τις διόδους. Επιπλέον, χρησιμοποιώντας τις ήδη υπάρχουσες διόδους των διακοπτικών στοιχείων μειώνεται το κόστος κατασκευής αλλά και χρησιμοποιείται το ίδιο κύκλωμα συντονισμού και για τις δύο κατευθύνσεις ροής ισχύος. Τα πλεονεκτήματα που αναφέρθηκαν καθιστούν αυτούς του μετατροπείς ικανούς ώστε να έχουν υψηλή αποδοτικότητα και υψηλή ισχύ. Η μετάβαση σε μηδενική τάση μπορεί να υλοποιηθεί με τη χρήση δύο κυκλωμάτων συντονισμού. Το πρώτο κύκλωμα περιλαμβάνει τον πυκνωτή συντονισμού $C_a/2$, τον πηνίο L_a και τους βοηθητικούς διακόπτες S_a και S_a' ώστε να ανοιγοκλείσει με ομαλή μετάβαση τους διακόπτες S_1 και S_4 . Το δεύτερο κύκλωμα περιλαμβάνει τον πυκνωτή συντονισμού $C_b/2$, τον πυκνωτή L_b και τους βοηθητικούς διακόπτες S_b και S_b' για την ομαλή μετάβαση των διακοπών S_2 και S_3 . Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.14 υπάρχουν δύο μετατροπείς 2Q-ZVT για την ταυτόχρονη τροφοδοσία ενός DC κινητήρα.

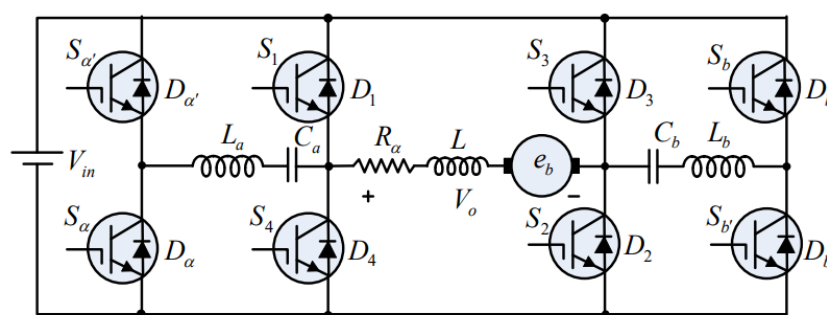


Σχήμα 2.14. 4Q-ZVT μετατροπέας για την οδήγηση DC κινητήρων.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Στο Σχήμα 2.15 φαίνεται ένας μετατροπέας «μετάβασης μηδενικού ρεύματος τεσσάρων τεταρτημορίων» (4Q-ZCT). Τα δομικά στοιχεία για την υλοποίηση του είναι τα IGBT και προσφέρει

και αυτός «λειτουργία κινητήρα» και «λειτουργία αναγεννητικής πέδησης» και προς τις δύο κατευθύνσεις.

Για τη δυνατότητα της «μετάβασης μηδενικού ρεύματος» απαιτείται η χρήση δύο κυκλωμάτων συντονισμού. Το πρώτο περιλαμβάνει ένα πυκνωτή συντονισμού C_a , ένα πηνίο L_a και δύο βοηθητικούς διακόπτες S_a και $S_{a'}$, για το ομαλό ανοιγοκλείσιμο των διακοπών S_1 και S_4 . Το δεύτερο κύκλωμα περιλαμβάνει ένα πυκνωτή συντονισμού C_b , ένα πηνίο συντονισμού L_b και δύο βοηθητικούς διακόπτες S_b και $S_{b'}$ για το ομαλό ανοιγοκλείσιμο των διακοπών S_2 και S_3 . Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.15 υπάρχουν δύο μετατροπείς 2Q-ZCT οι οποίοι ταυτόχρονα τροφοδοτούν τον κινητήρα DC. Ο 4Q-ZCT μετατροπέας έχει τα ίδια χαρακτηριστικά με τον αντίστοιχο των δύο τεταρτημορίων. Οι μετατροπείς 4Q-ZCT είναι κατάλληλοι για κινητήρες με ισχύ έως 5 kW. Επίσης, τα ημιαγωγία στοιχεία μπορούν να λειτουργήσουν σε υψηλές συχνότητες.



Σχήμα 2.15. Μετατροπέας 4Q-ZCT για οδήγηση DC κινητήρα. (Πηγή: (D.A. Barkas))

2.4 Ηλεκτρονική διάταξη οδήγησης DC κινητήρα

Όπως ήδη έχει αναφερθεί στην εισαγωγή του Κεφαλαίου, για την οδήγηση του DC κινητήρα και συγκεκριμένα για τη μεταβολή της τάσης του τυμπάνου στα επιθυμητά επίπεδα, χρησιμοποιήθηκε μια ηλεκτρονική διάταξη η οποία ανόρθωνε την τριφασική τάση του δικτύου και στη συνέχεια με τη βοήθεια του DSP μετέβαλλε τη μέση τιμή αυτής της τάσης. Να επισημανθεί ότι για την οδήγηση του DC κινητήρα υλοποιήθηκε ένας κλειστός βρόχος. Στη συνέχεια, θα αναλυθεί το κάθε τμήμα ξεχωριστά.

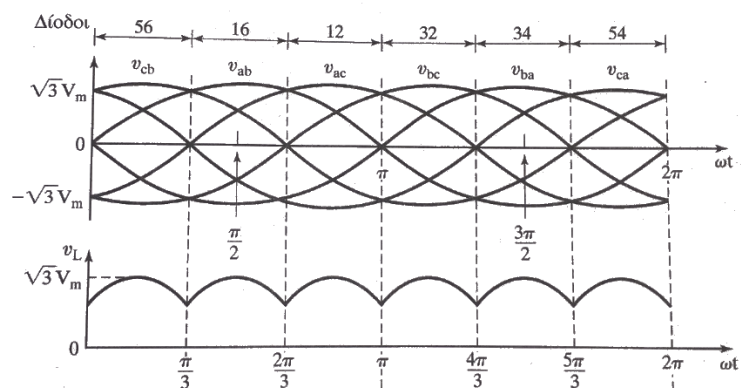
2.4.1 Πλήρης τριφασική μη ελεγχόμενη ανόρθωση

Η τριφασική εναλλασσόμενη τάση του δικτύου ανορθώθηκε με τη χρήση μιας τριφασικής πλήρης μη ελεγχόμενης γέφυρας με διόδους (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015). Το ηλεκτρονικό εξάρτημα, στο οποίο ανατέθηκε το έργο της ανόρθωσης, είναι το IXYS VUO 25-16 NO8 όπως φαίνεται και στην Εικόνα 2.1.

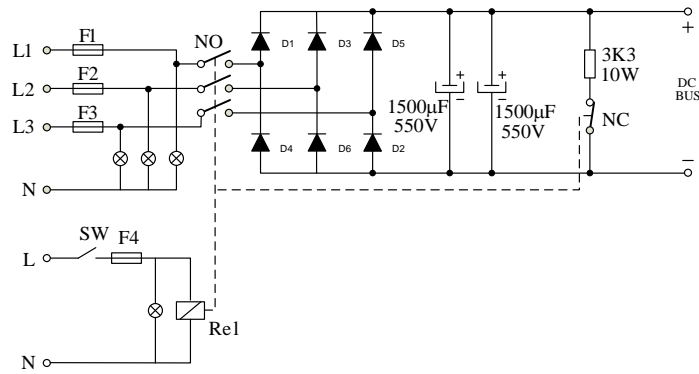


Εικόνα 2.1. Τριφασική γέφυρά με διόδους.

Στη συνέχεια, αναλύεται η λειτουργία του παραπάνω εξαρτήματος με τη βοήθεια των παρακάτω σχημάτων. Η τροφοδοσία της γέφυρας δεν είναι απαραίτητο (Rashid, 2010) να προέρχεται από ένα τριφασικό μετασχηματιστή. Βέβαια, στα πλαίσια αυτής της εργασίας, η τροφοδοσία της γέφυρας έγινε από ένα ρυθμιζόμενο αυτομετασχηματιστή (variac). Η έξοδος της γέφυρας αποτελείται από έξι παλμούς για μια πλήρη περίοδο και η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση $\sqrt{3}V_m$. Όπου V_m είναι η μέγιστη τιμή της φασικής τάσης. Στο Σχήμα 2.16, φαίνονται τα ζευγάρια των διόδων που άγουν κάθε φορά. Το ζευγάρι των διόδων που άγουν, σχετίζεται με το ζεύγος των γραμμών τροφοδοσίας, που εκείνη την χρονική περίοδο έχει την υψηλότερη πολική τάση. Επίσης, φαίνεται ότι η τάση εξόδου V_L έχει κυμάτωση, για την ελαχιστοποίηση της οποίας έχει τοποθετηθεί στο κύκλωμα φίλτρο εξομάλυνσης. Το φίλτρο αποτελείται από δύο πυκνωτές των 1500 $\mu\text{F}/550\text{ V}$ όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 2.17. Για την εκφόρτιση των πυκνωτών, μετά το πέρας της χρήσης της διάταξης, έχει τοποθετηθεί μια αντίσταση 3.3 $\text{k}\Omega/10\text{ W}$. Η αντίσταση συνδέεται στο κύκλωμα με τη χρήση ενός ηλεκτρονόμου. Ο ηλεκτρονόμος ενεργοποιείται με τη βοήθεια μιας μονοφασικής παροχής και κατά την ενεργοποίηση του κλείνει την επαφή που είναι «κανονικά ανοιχτή» και συνδέει την τριφασική παροχή με τη γέφυρα και ανοίγει την επαφή που είναι «κανονικά κλειστή» αποσυνδέοντας την αντίσταση εκφορτίσεως των πυκνωτών.



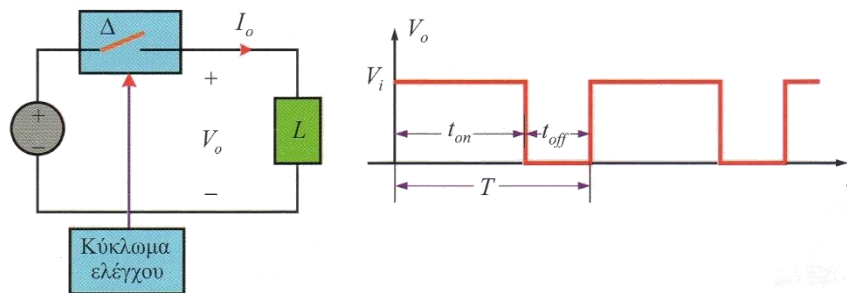
Σχήμα 2.16. Πλήρης τριφασική μη ελεγχόμενη ανόρθωση.(Πηγή: (Rashid, 2010))



Σχήμα 2.17. Ηλεκτρονικό κύκλωμα τριφασικής ανόρθωσης, φίλτρου εξομάλυνσης και κυκλώματος προστασίας. (Πηγή: Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

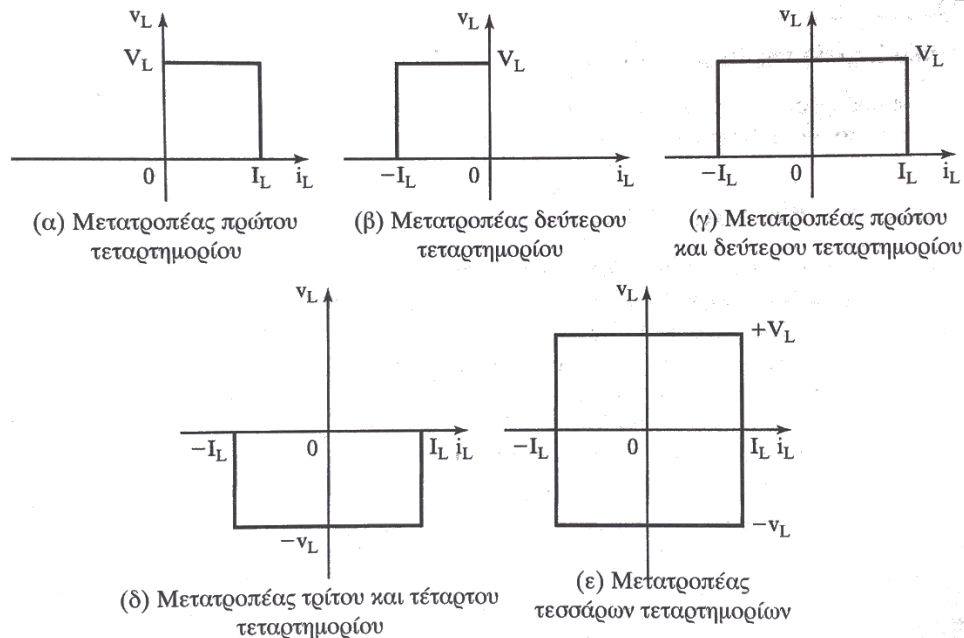
2.4.2 Μετατροπέας DC/DC

Έχοντας πλέον μία δεύτερη πηγή τροφοδοσίας DC μπορεί να παρθεί η απόφαση ποιος μετατροπέας θα χρησιμοποιηθεί. Η αρχή που διέπει ένα μετατροπέα DC/DC είναι ότι η τάση στην έξοδο του, είναι ανάλογη του χρόνου κατά τον οποίο ο διακόπτης είναι κλειστός (t_{on}). Δηλαδή, ο βαθμός χρησιμοποίησης ισούται με $\frac{t_{on}}{T}$ και η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι ίση με $V_o = V_{in} \frac{t_{on}}{T}$. Ο βαθμός χρησιμοποίησης μπορεί να μεταβληθεί με δύο τρόπους: α) Διατηρώντας σταθερή την περίοδο και αλλάζοντας το χρόνο αγωγής ή β) επιλέγοντας σταθερό χρόνο αγωγής και μεταβάλλοντας την περίοδο. Συνήθως, προτιμάται ο πρώτος τρόπος γιατί γνωρίζοντας την περίοδο, μπορούν να ληφθούν υπόψη στο σχεδιασμό του μετατροπέα οι διακοπτικές απώλειες (σύστημα ψύξης) (Krishnan, 2001) αλλά και οι τάξεις των αρμονικών (φίλτρο εισόδου).



Σχήμα 2.18. Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. – Κυματομορφή της τάσης εξόδου. (Πηγή: (Μαλατέστας, Ηλεκτρική κίνηση, 2015))

Όπως έχει αναφερθεί και σε προηγούμενη παράγραφο, για τον έλεγχο των στροφών ενός DC κινητήρα μέσω του τυλίγματος του τυμπάνου, θα χρειαστεί να γίνει αυξομείωση της μέσης τιμής της τάσης από το μηδέν έως και την ονομαστική τιμή. Οι DC/DC μετατροπείς που δίνουν αυτή τη δυνατότητα είναι οι μετατροπείς υποβιβασμού. Επιπλέον, οι μετατροπείς ανάλογα με την κατεύθυνση της ροής της τάσης και του ρεύματος (Rashid, 2010) κατηγοριοποιούνται σε πέντε κατηγορίες. Υποθετικά, αν το φορτίο του μετατροπέα είναι ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος, όπως συμβαίνει και στην παρούσα εργασία, τότε όταν το ρεύμα και η τάση έχουν θετικές τιμές βρισκόμαστε στο πρώτο τεταρτημόριο (Σχήμα 2.19.α) και η μηχανή λειτουργεί σαν κινητήρας.



Σχήμα 2.19. Κατηγορίες μετατροπέων. (Πηγή: (Rashid, 2010))

Μεταβαίνοντας στο δεύτερο τεταρτημόριο το ρεύμα του τυμπάνου γίνεται αρνητικό. Σε αυτή τη λειτουργική κατάσταση, οι στροφές του κινητήρα επιβραδύνονται λόγω του φορτίου στον άξονα του και επιτυγχάνεται ροή ισχύος από τον κινητήρα προς το δίκτυο τροφοδοσίας (ορθή αναγεννητική πέδηση). Επίσης, υπάρχει κατηγορία μετατροπέων που λειτουργούν και στα δύο παραπάνω τεταρτημόρια (Σχήμα 2.19.γ). Στο Σχήμα 2.19.δ ο μετατροπέας τρίτου και τέταρτου τεταρτημορίου πολώνει αρνητικά το φορτίο. Παράλληλα δίνει τη δυνατότητα ώστε η ροή του ρεύματος να είναι και προς τις δύο κατευθύνσεις. Πρακτικά αυτό σημαίνει, πως όταν ο κινητήρας είναι στο τρίτο τεταρτημόριο κινείται με αντί-ωρολογιακή φορά και όταν μεταβαίνει στο τέταρτο τεταρτημόριο φρενάρει. Συνεπώς, και σε αυτή την περίπτωση επιτυγχάνεται αναγεννητική πέδηση αλλά ανάστροφη. Τέλος, υπάρχει η κατηγορία μετατροπέων οι οποίοι λειτουργούν σε όλα τα τεταρτημόρια.

Για τις απαιτήσεις αυτής της εργασίας χρησιμοποιήθηκε ένας μετατροπέας DC/DC «απότομης μετάβασης» πρώτου τεταρτημορίου. Συνεπώς, η μηχανή λειτουργούσε μόνο ως κινητήρας, χωρίς τη δυνατότητα της αναγεννητικής πέδησης και χωρίς κύκλωμα συντονισμού για την αποφυγή της καταπόνησης των διακοπών και των διόδων.

Η διάταξη για τον έλεγχο του παραπάνω μετατροπέα περιλαμβάνει ένα MOSFET και μια διόδο τύπου Schottky (Εικόνα 2.2). Ο Πίνακας 2.1 παρουσιάζει κάποια χαρακτηριστικά αυτών των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων. Το MOSFET, που αποτελεί τον ηλεκτρονικό διακόπτη του μετατροπέα για να «οδηγηθεί», είναι αναγκαίο να εφαρμοστεί στην πύλη του ένα σήμα ελέγχου. Αυτό το σήμα ελέγχου προέρχεται από το DSP. Μεταξύ του DSP και της πύλης του MOSFET είναι απαραίτητο να μεσολαβήσει ένα κύκλωμα το οποίο θα απομονώνει γαλβανικά τα παραπάνω και θα προσαρμόζει κατάλληλα την τάση και τα ρεύμα, σύμφωνα με τις απαιτήσεις του MOSFET.

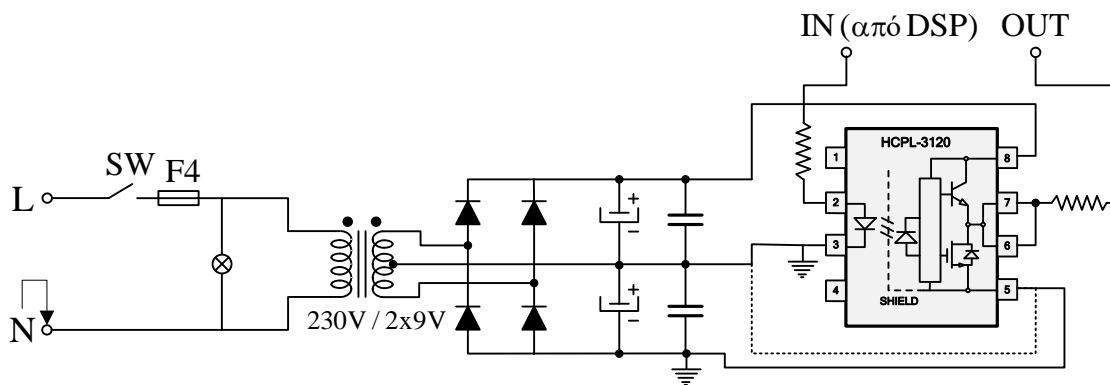


Εικόνα 2.2.. Δίοδος (αριστερά) - MOSFET (δεξιά).(Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

Πίνακας 2.1 Ημιαγωγοί βαθμίδα ισχύος.(Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

MOSFET		DIODE Schottky	
CMF10120D		GB20SLT12	
		$t_s < 49$	(ns)
$V_{DS} = 1200$	(V)	$V_{RRM} = 1200$	(V)
$I_D = 24$	(A)	$I_F = 50$	(A)
$R_{DSon} = 160$	(mΩ)	$V_F = 1.65V$	(V)
$T_{jmax} = 135$	(°C)	$T_{jmax} = 175$	(°C)

Στη συνέχεια (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015) παρουσιάζεται το κύκλωμα που υλοποιεί τις προαναφερθείσες απαιτήσεις για τον έλεγχο του MOSFET. Το κύκλωμα περιλαμβάνει ένα μικρής ισχύος τροφοδοτικό και ένα κύκλωμα για την γαλβανική απομόνωση μέσω οπτοσυζευκτή. Το τροφοδοτικό αποτελείται από ένα μονοφασικό μετασχηματιστή 230V/(2x9V)@10VA, μία μονοφασική γέφυρα πλήρους ανόρθωσης και ένα φίλτρο αποτελούμενο από πυκνωτές. Η έξοδος του τροφοδοτικού περιλαμβάνει μια συμμετρική τάση περίπου $\pm 12,7$ V. Η τάση αυτή είναι η βάση για να δημιουργηθούν παλμοί οδήγησης πλάτους 0 V και 12 V για το MOSFET. Η Εικόνα 2.3 απεικονίζει το κύκλωμα οδήγησης.



Σχήμα 2.20. Ηλεκτρονικό σχέδιο κυκλώματος οδήγησης ημιαγωγικών διακοπών (διακεκομμένη γραμμή για την περίπτωση του MOSFET καρβιδίου του πυριτίου). (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))



Εικόνα 2.3. Φωτογραφία κυκλώματος οδήγησης MOSFET. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

2.4.3 Σύστημα κλειστού βρόχου

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι η σύγκριση της απόκρισης ενός PI ελεγκτή με την απόκριση ενός Fuzzy-PI ελεγκτή. Η σύγκριση περιλαμβάνει δύο είδους πειραμάτων. Στο πρώτο, επιλέχθηκε συγκεκριμένος αριθμός στροφών και μεταβαλλόταν το φορτίο στον άξονα του κινητήρα, ενώ στο δεύτερο, για συγκεκριμένο φορτίο στον άξονα, μεταβαλλόταν οι στροφές. Γίνεται εύκολα αντιληπτό, η ανάγκη για ένα μηχανισμό, ο οποίος θα μετρά τις στροφές στον άξονα του κινητήρα και θα τις συγκρίνει με τις επιθυμητές. Αν υπάρχει διαφορά μεταξύ των μετρούμενων και των επιθυμητών στροφών τότε ο βαθμός χρησιμοποίησης θα πρέπει να προσαρμόζεται αναλόγως (αντίστοιχα και η μέση τιμή της τάσης τυμπάνου). Η προσαρμογή του βαθμού χρησιμοποίησης ώστε να μηδενιστεί το σφάλμα (επιθυμητές στροφές - μετρούμενες) είναι αντικείμενο ενός άλλου Κεφαλαίου της εργασίας. Στην συγκεκριμένη παράγραφο θα σχολιαστεί η γενικότερη λογική που επικρατεί σε ένα σύστημα κλειστού βρόχου με DC κινητήρα.

Πριν έγινε αναφορά στην ανάγκη για τον έλεγχο των στροφών του κινητήρα. Ο έλεγχος αυτός όμως δεν αρκεί γιατί δεν λαμβάνει υπόψη το ρεύμα τυμπάνου. Το ρεύμα στο τύλιγμα του τυμπάνου έχει μια μέγιστη τιμή η οποία δεν πρέπει να ξεπεραστεί. Στο Σχήμα 2.21 απεικονίζεται το δομικό

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Ελεγκτές

3.1 Εισαγωγή

Όπως αναφέρθηκε ήδη στο προηγούμενο Κεφάλαιο, ένας από τους στόχους ενός συστήματος κλειστού βρόχου, είναι ο μηδενισμός του σφάλματος στην μόνιμη κατάσταση. Ο μηδενισμός του σφάλματος δεν είναι εφικτός αν το σύστημα είναι ανοιχτού βρόχου και αν επίσης δεν υπάρχει ελεγκτής (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015). Οι αρχικοί ελεγκτές ήταν τύπου on/off, δηλαδή ένας διακόπτης που ανοιγόκλεινε ανάλογα με την τιμή του σφάλματος. Η έλλειψη αναλογικότητας στην διακοπτική λειτουργία του ελεγκτή, προκαλεί συνήθως ταλαντώσεις στην έξοδο του συστήματος. Μια μικρή μεταβολή του σφάλματος επιφέρει (Karl Johan °Aström, 2009) απότομη αλλαγή στην μεταβλητή ελέγχου «u» της εξόδου του συστήματος. Παρατηρείται ότι, αν το σφάλμα κυμαίνεται μεταξύ του μηδενός (λίγο πάνω από το μηδέν ή λίγο πιο κάτω από το μηδέν), τότε η μεταβλητή ελέγχου λαμβάνει συνεχώς την μέγιστη ή την ελάχιστη τιμή της. Συνεπώς, η έξοδο του συστήματος ταλαντώνεται.

$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{if } e > 0 \\ u_{min} & \text{if } e < 0 \end{cases}$$

Για να ξεπεραστεί αυτό το εμπόδιο, υιοθετήθηκε μια άλλη προσέγγιση.

$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{if } e > e_{max} \\ k_p e & \text{if } e_{min} < e < e_{max} \\ u_{min} & \text{if } e < e_{min} \end{cases}$$

Σε αυτή την περίπτωση, η μεταβλητή ελέγχου «u» λαμβάνει αναλογικές τιμές λόγω της χρήσης του συντελεστή k_p . Αν και η λογική του ελεγκτή έχει βελτιωθεί, το σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση δεν μηδενίζεται. Όπως θα αναλυθεί διεξοδικότερα παρακάτω, η περαιτέρω βελτίωση του ελεγκτή, επιτεύχθηκε με την προσθήκη άλλων δύο όρων.

3.2 Κλασικοί ελεγκτές

Οι PID ελεγκτές περιλαμβάνουν άλλους δύο όρους (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015), σε σύγκριση με τα όσα αναφέρθηκαν έως τώρα. Έναν όρο ολοκλήρωσης και ένα όρο παραγωγίσης. Οι ελεγκτές αυτοί - και οι διάφορες παραλλαγές τους - είναι από τους πιο δημοφιλείς. Ένα μεγάλο ποσοστό, περίπου το 97% των βιομηχανικών ελεγκτών, είναι PID. Αν ληφθεί υπόψη το μεγάλο ποσοστό διείσδυσης στον βιομηχανικό κλάδο, η ευκολία στην εφαρμογή και η αποτελεσματικότητά τους, τότε είναι προφανές ότι οι ελεγκτές PID θα συνεχίσουν να αποτελούν πεδίο έρευνας και εφαρμογής για τους μηχανικούς.

Οι ελεγκτές PID αποτελούνται από τρία μέρη: το αναλογικό **P** (Proportional), το ολοκληρωτικό **I** (Integral) και το διαφορικό **D** (Derivative). Κάθε όρος του ελεγκτή έχει τη δική του βαρύτητα και συνεισφέρει τη δική του συνιστώσα στην υλοποίηση του ελεγκτή PID:

- **Αναλογικός όρος** (Proportional): η είσοδος του είναι το τρέχον σφάλμα και στην έξοδο δίνει το

σφάλμα αυτό πολλαπλασιασμένο με ένα κέρδος K_p .

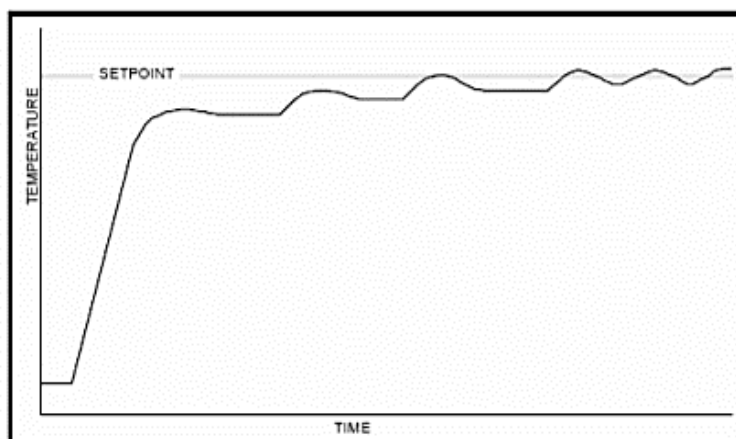
- **Ολοκληρωτικός όρος (Integral):** η είσοδός του είναι το τρέχον καθώς και τα προηγούμενα σφάλματα και υπολογίζει το άθροισμά τους πολλαπλασιασμένο με ένα κέρδος K_i .
- **Όρος παραγωγίσισης (Derivative):** η είσοδός του είναι η διαφορά του τρέχοντος με του προηγούμενου σφάλματος πολλαπλασιασμένο με ένα κέρδος K_d .

Στη συνέχεια θα αναλυθούν περισσότερο αυτοί οι όροι:

Ο αναλογικός όρος του ελεγκτή «ενισχύει» το σφάλμα που προκύπτει από την διαφορά της επιθυμητής τιμής του χρήστη (set-point) και της μετρούμενης τιμής του ελεγχόμενου μεγέθους. Επίσης, στη βιβλιογραφία υπάρχει και ο όρος «αναλογικό εύρος» (Proportional Band). Αυτός ο όρος είναι το εύρος της εξόδου του ελεγκτή, δηλαδή ποιο είναι το εύρος των τιμών που πρέπει να λάβει η έξοδος του ελεγκτή ώστε ο ενεργοποιητής (actuator) να λάβει την ελάχιστη και την μέγιστη τιμή του (Bequette, 2010) (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015). Ο όρος αυτός μαθηματικά εκφράζεται με τη σχέση $PB = \frac{100}{K_p}$. Αν ο όρος K_p είναι αρκετά μεγάλος, τότε το αναλογικό εύρος είναι πολύ μικρό. Αυτό σημαίνει πως ο ενεργοποιητής θα λαμβάνει την ελάχιστη και την μέγιστη τιμή του με σχετικά μικρά σφάλματα. Ο τρόπος αυτός λειτουργίας είναι σαν ένα διακόπτη «on – off». Και όπως, ήδη, έχει αναφερθεί, προκαλεί ταλαντώσεις στην έξοδο του συστήματος.

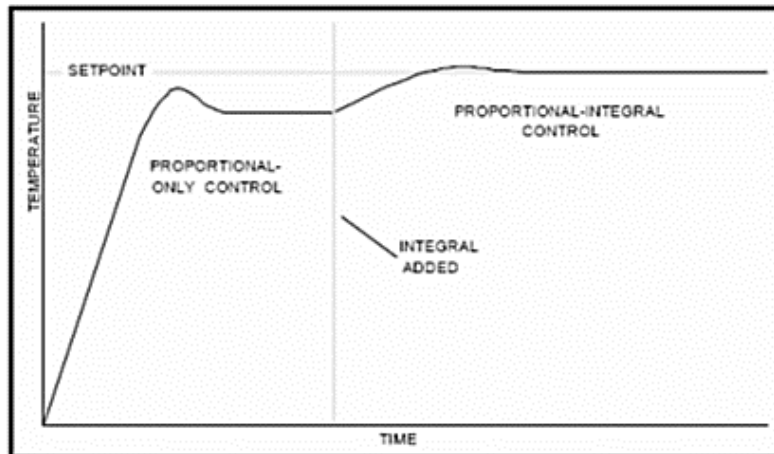
Με άλλα λόγια το PB είναι υπεύθυνο για το μέγεθος της απόκρισης σε ένα σφάλμα. Αν το PB είναι πολύ μικρό (άρα μεγάλος κέρδος), τότε το σύστημα θα ταλαντώνεται. Σε αντίθεση, αν το PB έχει μια μεγάλη τιμή (άρα μικρό κέρδος), τότε ο έλεγχος οδηγείται σε μια κατάσταση που επιστημονικά περιγράφεται με τον όρο «wander» (κατάσταση παρεκτροπής). Ιδανικά το PB θα πρέπει να παίρνει τέτοια τιμή ώστε και να μην ταλαντώνεται αλλά και ούτε και να οδηγείται στην κατάσταση παρεκτροπής.

Στο Σχήμα 3.1 φαίνεται η επίδραση περιορισμού του PB στο σημείο της ταλάντωσης. Επίσης, γίνεται αντιληπτό ότι το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση δεν μηδενίζεται. Για την εξάλειψη του σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση, χρησιμοποιείται ο επόμενος όρος.



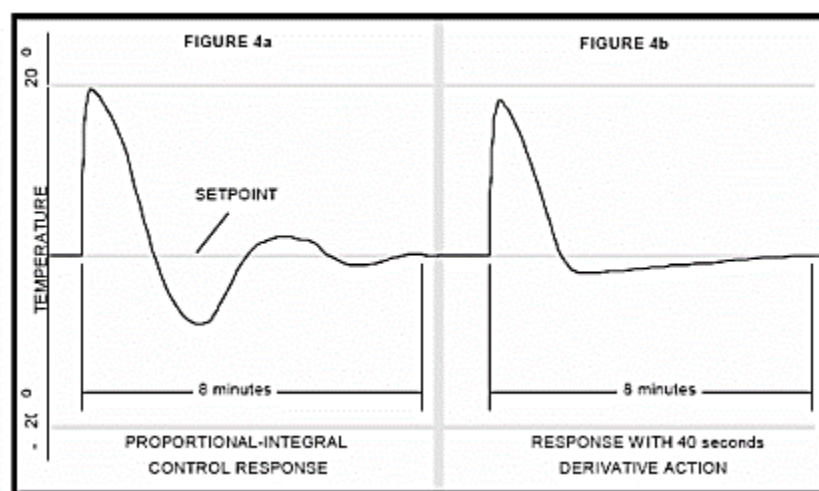
Σχήμα 3.1. Παράδειγμα ελέγχου θερμοκρασίας με P ελεγκτή. (Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

Ο όρος ολοκλήρωσης, είναι ίσως ο πιο σημαντικός παράγοντας, στην επίτευξη της επιθυμητής τιμής του χρήστη (set-point). Ο ολοκληρωτικός όρος, επηρεάζει την έξοδο του ελεγκτή, ώστε να μηδενίσει τη διαφορά μεταξύ μετρούμενης και επιθυμητής τιμής, Αν η μετρούμενη τιμή είναι κάτω από την επιθυμητή τότε ο όρος αυτός βαθμιαία θα αυξήσει την έξοδο με σκοπό να διορθώσει το σφάλμα. Το Σχήμα 3.2 παρουσιάζει την επίδραση του όρου ολοκλήρωσης σε έναν αρχικώς P ελεγκτή ο οποίος καταλήγει να γίνει τύπου PI.



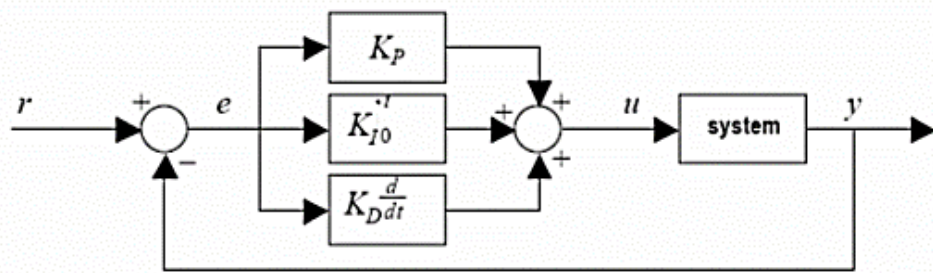
Σχήμα 3.2. Προσθήκη του I όρου στον P ελεγκτή. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

Τέλος, ο διαφορικός όρος (παραγωγή) δεν χρησιμοποιείται για να μηδενίσει το σφάλμα. Υπάρχει ώστε να μηδενίσει το ρυθμό μεταβολής του σφάλματος. Επίσης, το τμήμα της παραγωγής είναι υπεύθυνο για την διόρθωση της απόκρισης ενός συστήματος λόγω μικρών διαταραχών. Η διαφορική ταλάντωση είναι ουσιαστικά μια κυκλική παρεκτροπή (wander) μακριά από την επιθυμητή τιμή (set-point). Στο Σχήμα 3.3 παρατηρείται η βελτίωση της απόκρισης μετά την προσθήκη του όρου παραγωγής σε έναν PI ελεγκτή.



Σχήμα 3.3. Βελτίωση απόκρισης λόγω προσθήκης του όρου παραγωγής. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

Στο Σχήμα 3.4, παρουσιάζεται μια ενδεικτική δομή ενός συμβατικού PID ελεγκτή και στο οποίο διακρίνονται οι τρεις όροι από τους οποίους αποτελείται ένα τέτοιος ελεγκτής.

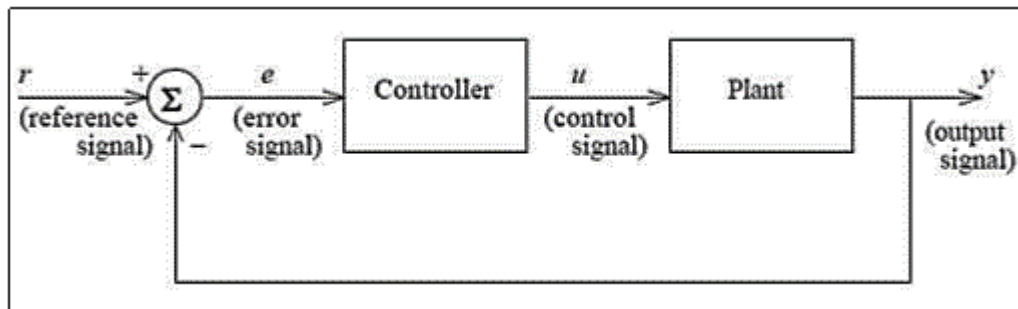


Σχήμα 3.4. Ενδεικτική δομή ενός ελεγκτή PID. (Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

Η γενική συνάρτηση μεταφοράς που έχουν οι PID ελεγκτές είναι η παρακάτω:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + sK_d \quad \text{ή} \quad \frac{s^2K_d + sK_p + K_i}{s} \quad (3.1)$$

όπου οι παράμετροι (κέρδη) K_p , K_i και K_d αντιστοιχούν στον αναλογικό, ολοκληρωτικό και διαφορικό όρο αντίστοιχα. Οι ελεγκτές PI και PD αποτελούν παραλλαγές του ελεγκτή PID. Το γενικό διάγραμμα ενός συστήματος, το οποίο ελέγχεται από έναν ελεγκτή, παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5. Διάγραμμα συστήματος κλειστού βρόχου με χρήση κατάλληλου ελεγκτή. (Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

Το «Plant» είναι το σύστημα το οποίο πρέπει να ελεγχθεί, ενώ ο «Controller» είναι αυτός που παράγει το σήμα έλεγχου u (control signal). Τα σήματα τα οποία παρουσιάζονται είναι: r (reference ή set-point) η επιθυμητή τιμή ενός μεγέθους, y (output signal) η έξοδος του συστήματος, e (error signal) το σφάλμα (η διαφορά μεταξύ επιθυμητής τιμής και τιμής εξόδου) το οποίο αποτελεί την είσοδο του ελεγκτή. Το σήμα έλεγχου u κατευθύνεται στο σύστημα και έτσι προκύπτει η έξοδος y . Αυτή οδηγείται πίσω (feedback) και υπολογίζεται το καινούργιο σφάλμα το οποίο εισέρχεται στον ελεγκτή σαν καινούργια είσοδος. Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται διαρκώς.

Μία άλλη ισοδύναμη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς (3.1) του ελεγκτή είναι:

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left[1 + sT_d + \frac{T_i}{s} \right] \quad (3.2)$$

όπου $T_i = \frac{K_p}{K_i}$ η σταθερά ολοκλήρωσης, $T_d = \frac{K_d}{K_p}$ η σταθερά διαφορίσης και $K_c \approx K_p$. Στο πεδίο του χρόνου μπορεί να αναλυθεί ως ακολούθως:

$$u(t) = K_c \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d(\tau) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.3)$$

Αν θεωρήσουμε μικρό χρόνο δειγματοληψίας T_0 , τότε αυτή η εξίσωση μπορεί να μετατραπεί σε μία διαφορική εξίσωση. Ο όρος παραγωγισής «**D**» αντικαθίσταται από μίας πρώτης τάξης έκφραση διαφοράς και ο ολοκληρωτικός όρος «**I**» από ένα άθροισμα. Έτσι προκύπτει η παρακάτω μορφή:

$$u(k) = K_c \left[e(k) + \frac{T_0}{T_i} \sum_0^{k-1} e(i) + \frac{T_d}{T_0} (e(k) - e(k-1)) \right] \quad (3.4)$$

3.2.1 Τα χαρακτηριστικά των **P**, **I** και **D** ελεγκτών

Παρακάτω παρουσιάζονται συνοπτικά τα χαρακτηριστικά των αναλογικών (P), ολοκληρωτικών (I) και διαφορικών (D) ελεγκτών ώστε να γίνει κατανοητός ο συνδυασμός διαφορετικών ελεγκτών.

3.2.1.1 Αναλογικός «**P**» ελεγκτής

Η συνεισφορά του αναλογικού ελεγκτή «**K_p**» εξαρτάται από την στιγμιαία τιμή του σφάλματος ελέγχου e . Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο σταθερών συστημάτων, όμως προσφέρει περιορισμένη επίδοση. Με τη βοήθεια του μειώνεται ο χρόνος ανόδου (rise time) της ελεγχόμενης μεταβλητής (π.χ. ο χρόνος για τη μεταβολή της ταχύτητας ενός κινητήρα), όμως δεν καταφέρνει να εξαλείψει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Αυτό συμβαίνει γιατί η απόκριση του σε διαταραχές διαφορετικών συχνοτήτων είναι ίδια για όλες τις συχνότητες.

3.2.1.2 Ολοκληρωτικός «**I**» Ελεγκτής

Ένας ελεγκτής που κάνει χρήση μόνο του ολοκληρωτικού όρου «**K_i**», η έξοδος του είναι ανάλογη του υπολογιζόμενου σφάλματος. Αυτό σημαίνει πως είναι μία μέθοδος ελέγχου αργής αντίδρασης. Με τη βοήθειά του επιτυγχάνεται να μειωθεί το τελικό σφάλμα. Αθροίζοντας τα σφάλματα (ανάλογα με την συχνότητα λειτουργίας), παράγεται ένα σήμα ελέγχου τέτοιο ώστε να οδηγήσει την έξοδο του συστήματος κοντά στην επιθυμητή τιμή (set-point). Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται γρήγορα η επιθυμητή τιμή (set-point), λαμβάνοντας υπόψη τα προηγούμενα σφάλματα. Η χρήση αυτού του όρου μπορεί να οδηγήσει στον μηδενισμό του σφάλματος μόνιμης κατάστασης (steady-state error) όταν εφαρμοστούν βηματική είσοδο και διαταραχές στο υπό έλεγχο σύστημα.

3.2.1.3 Διαφορικός «**D**» ελεγκτής

Ένας ελεγκτής που χρησιμοποιεί μόνο τον όρο παραγωγισής «**K_d**» έχει επίδραση στο ρυθμό μεταβολής του σφάλματος ελέγχου. Αποτελεί ένα γρήγορο τρόπο ελέγχου όταν η έξοδος αλλάζει γρήγορα, αλλά μηδενίζεται για μικρά σφάλματα ($e(k) - e(k-1) = 0$). Αυτός ο ελεγκτής αυξάνει τη σταθερότητα του συστήματος, μειώνει τις υπερψώσεις (overshoots) της ελεγχόμενης μεταβλητής του συστήματος, αλλά δεν επιδρά στο τελικό σφάλμα.

Οι επιδράσεις των κερδών K_p , K_i , K_d σε έναν PID ελεγκτή δίνονται συνοπτικά στον Πίνακα 3.1. Για την πληρέστερη κατανόηση του παρακάτω Πίνακα είναι σκόπιμο να δοθούν οι ορισμοί των χαρακτηριστικών της χρονικής απόκρισης των συστημάτων δεύτερης τάξης για βηματική είσοδο.

- **Χρόνος ανόδου** (Wikipedia, 2020): ο χρόνος που χρειάζεται η απόκριση (έξοδος) ενός συστήματος (υπέρ-αποσβενύμενο, $\zeta > 1$) για να φθάσει από το 10% στο 90% της τελικής του τιμής.
- **Υπερύψωση** (Wikipedia, 2020): το πόσο η απόκριση ενός συστήματος ξεπερνάει την τιμή της μόνιμης κατάστασης και εκφράζεται σαν ποσοστό με βάση τη σχέση:

$$PO = 100e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

- **Χρόνος ηρεμίας/αποκατάστασης** (Wikipedia, 2020): ο χρόνος που χρειάζεται να μεσολαβήσει ώστε η τιμή της απόκρισης του συστήματος να είναι εντός του $\pm 2\%$ ή $\pm 5\%$ της τελικής τιμής της απόκρισης.
- **Σφάλμα μόνιμης κατάστασης**: είναι η διαφορά της τιμής της απόκρισης από την τιμή της βηματικής εισόδου όταν το σύστημα βρίσκεται στην μόνιμη κατάσταση.

Αυτές οι συσχετίσεις μπορεί να μην είναι ακριβής εφόσον τα K_p , K_i , K_d εξαρτώνται το ένα από το άλλο.

Πίνακας 3.1. Επίδραση των κερδών K_p , K_i , K_d στην απόκριση συστημάτων. (Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

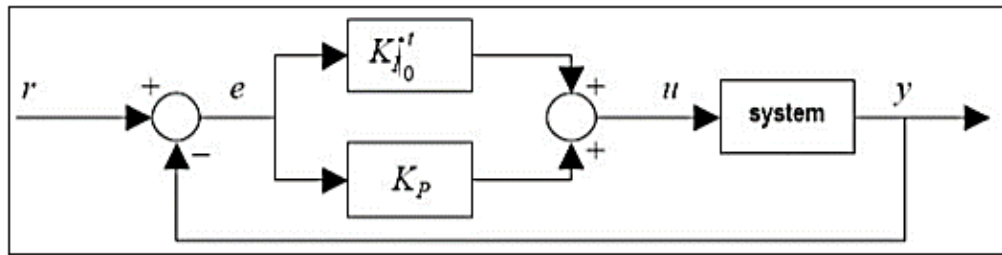
Απόκριση (Response)	Χρόνος Ανόδου (Rise time)	Υπερύψωση (Overshoot)	Χρόνος Ηρεμίας (Settling Time)	Σφάλμα Μόνιμης Κατάστασης (Steady-State)
K_p	↓	↑	Μικρή Αλλαγή	↓
K_i	↓	↑	↑	Μηδενίζεται
K_d	Μικρή Αλλαγή	↓	↓	Μικρή Αλλαγή

3.2.1.4 Ελεγκτής PI

Ο ελεγκτής PI αποτελείται από δύο μέρη, το αναλογικό και το ολοκληρωτικό. Οι εξισώσεις (3.5) και (3.6) περιγράφουν την λειτουργία του PI ελεγκτή ενώ στο Σχήμα 3.6 παρουσιάζεται η ενδεικτική δομή του.

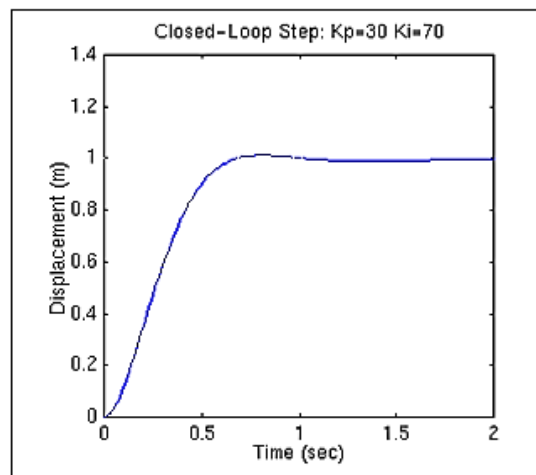
$$G_c = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.5)$$

$$u(k) = K_p \left[e(k) + \frac{T_i}{T_o} (e(k) + e(k - 1)) \right] \quad (3.6)$$



Σχήμα 3.6. Ενδεικτική δομή ενός ελεγκτή PI.(Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

Ο ελεγκτής έχει σαν είσοδο το σφάλμα «*e*». Η έξοδος του προκύπτει από το σφάλμα και την ολοκλήρωση του σφάλματος. Στην ουσία πρόκειται για έναν συνδυασμό ενός αναλογικό-ολοκληρωτικού ελεγκτή, οι έξοδοι του οποίου παράγουν το σήμα ελέγχου «*u*».



Σχήμα 3.7. Απόκριση ελεγκτή PI.(Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

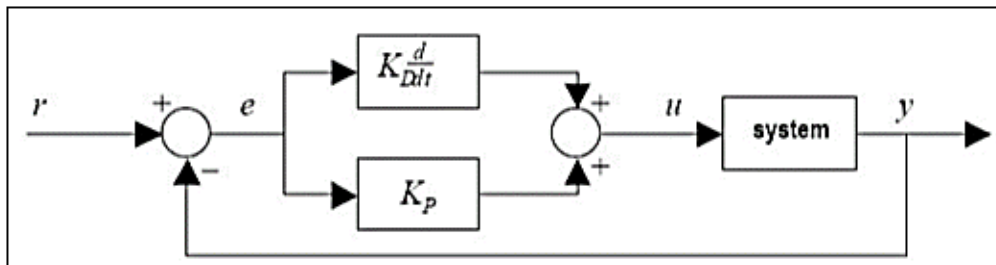
Αν και η επίδραση του ελεγκτή PI στο σφάλμα μόνιμης κατάστασης είναι ευεργετική δεν συμβαίνει το ίδιο και με τις επιπτώσεις του στην ευστάθεια. Είναι δυνατόν για ορισμένες τιμές των K_i και K_p το σύστημα να είναι ασταθές. Τέλος, η απόκριση μπορεί να παρουσιάζει μικρές ή καθόλου υπερυψώσεις (overshoots), αλλά ο χρόνος ανόδου (rise time) είναι σχετικά μεγάλος. Ο ελεγκτής λειτουργεί σαν ένα βαθυπερατό φίλτρο.

3.2.1.5 Ελεγκτής PD

Ο ελεγκτής PD αποτελείται από τον αναλογικό και το διαφορικό όρο. Οι εξισώσεις 3.7 και 3.8 περιγράφουν την λειτουργία του.

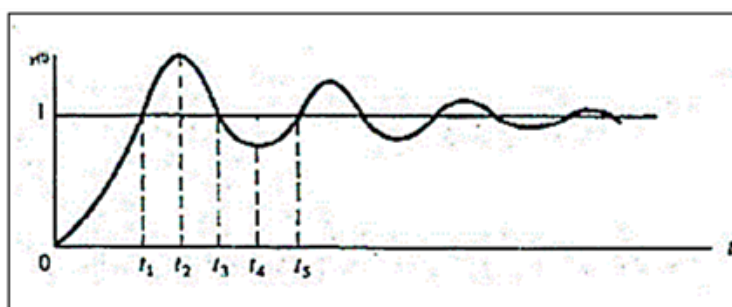
$$G_c = K_p + sK_d \quad (3.7)$$

$$u(k) = K_p \left[e(k) + \frac{T_d}{T_o} (e(k) - e(k - 1)) \right] \quad (3.8)$$

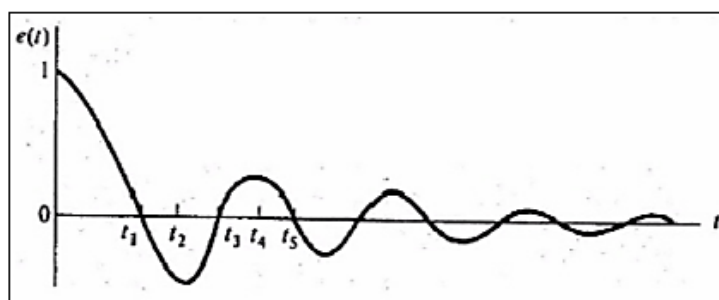


Σχήμα 3.8. Ενδεικτική δομή ενός ελεγκτή PD.(Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

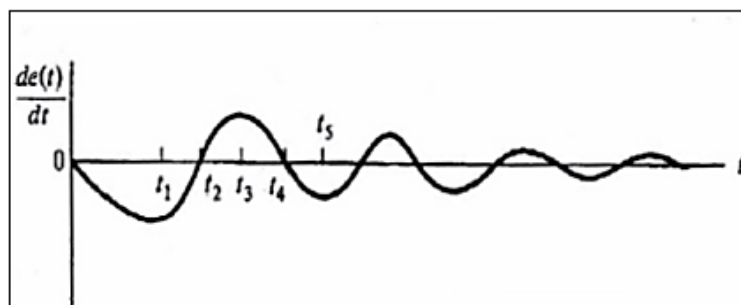
Ο ελεγκτής δέχεται ως είσοδο το σφάλμα « e » και υπολογίζει την παραγωγή του. Είναι δηλαδή ένας ελεγκτής δύο εισόδων (σφάλματος e και της παραγωγού του de), και μίας εξόδου (σήμα ελέγχου u). παραχθεί η έξοδος u . Θεωρώντας ως διέγερση του συστήματος την μοναδιαία βηματική συνάρτηση οι κυματομορφές των $y(t)$, $e(t)$ και $de(t)/dt$ παριστάνονται στα παρακάτω Σχήματα.



Σχήμα 3.9. Κυματομορφή του σήματος εξόδου $y(t)$.(Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))



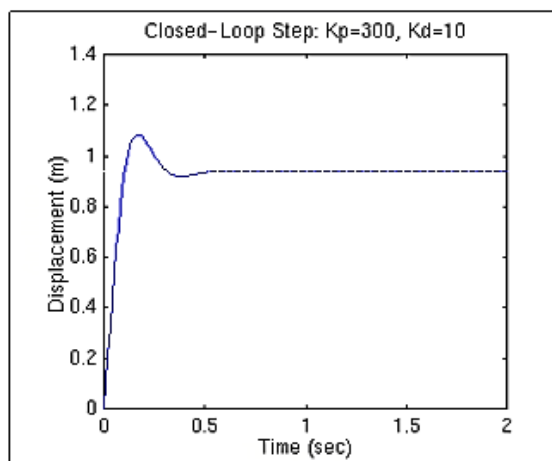
Σχήμα 3.10. Κυματομορφή του σφάλματος $e(t)$.(Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))



Σχήμα 3.11. Κυματομορφή της παραγωγού του σφάλματος $e(t)$.(Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

Η παράγωγος του σφάλματος δείχνει την τάση για την αναμενόμενη αύξηση ή μείωση των υπερψώσεων (overshoots). Αν η κλίση του σφάλματος $e(t)$ ή της εξόδου $y(t)$ είναι μεγάλη, τότε η υπερψωση είναι μεγάλη.

Για ένα σύστημα με συνάρτηση μεταφοράς $G_p = \frac{1}{s^2+10s+20}$ ο ελεγκτής PD έχει απόκριση που φαίνεται στο Σχήμα 3.12.



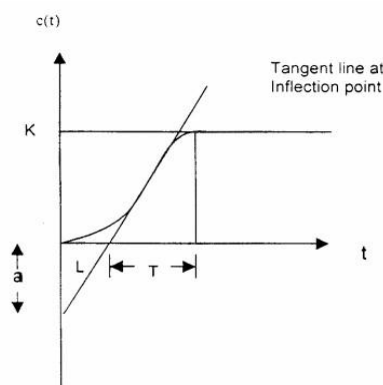
Σχήμα 3.12. Απόκριση συστήματος με χρήση ελεγκτή PD.(Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

Σε έναν τέτοιο τύπου ελεγκτή επιτυγχάνεται η μείωση των υπερυψώσεων (overshoots) και του χρόνου ηρεμίας (settling time), αλλά το σφάλμα μόνιμης κατάστασης (steady-state error) δεν εξαλείφεται. Αν ο ελεγκτής PD σχεδιαστεί σωστά, τότε μπορεί να επιτευχθεί μικρός χρόνος ανύψωσης (rise time) και μικρή ή καθόλου υπερύψωση (overshoot). Ο ελεγκτής PD λειτουργεί ως υπεραυτό φίλτρο.

3.2.2 Μέθοδοι ρύθμισης και παραμετροποίησης ελεγκτών

3.2.2.1 Ziegler-Nichols: Πρώτη μέθοδος (ανοιχτός βρόχος)

Οι Ziegler και Nichols (Shodhganga - A reservoir of Indian theses) πρότειναν κάποιους κανόνες για την εύρεση του αναλογικού κέρδους K_p , του ολοκληρωτικού χρόνου T_i και του χρόνου παραγωγής T_d βασιζόμενοι στα χαρακτηριστικά της μεταβατικής απόκρισης ενός συστήματος. Αυτός ο τρόπος εύρεσης των παραμέτρων, είναι κατάλληλος, όταν το σύστημα είναι ήδη υλοποιημένο και μπορούν να διενεργηθούν πειράματα σε αυτό από τους μηχανικούς. Σε αυτή τη μέθοδο, η έξοδος ενός πρώτου βαθμού συστήματος (με χρονική καθυστέρηση) σε μία βηματική είσοδο, φαίνεται στο Σχήμα 3.13.



Σχήμα 3.13. Εύρεση των χαρακτηριστικών της εξόδου σε μία βηματική είσοδο με τη πρώτη μέθοδο Ziegler-Nichols.(Πηγή: (Shodhganga - A reservoir of Indian theses))

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος είναι η $G_p[s] = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1}$. Αν η απόκριση του συστήματος, δεν περιγράφεται από μία καμπύλη «S», τότε η μέθοδος αυτή δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Αν όμως περιγράφεται από μία τέτοια καμπύλη τότε η καμπύλη αυτή έχει δύο χαρακτηριστικές σταθερές. Τον χρόνο καθυστέρησης «L» και τη σταθερά χρόνου «T». Ο χρόνος καθυστέρησης και η σταθερά χρόνου, καθορίζονται με την βοήθεια μίας ευθείας γραμμής, που εφάπτεται στο σημείο της καμπύλης «S» όπου αλλάζει η κλίση της, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.13. Στη συνέχεια, βρίσκονται τα σημεία τομής της εφαπτόμενης ευθείας με τον άξονα του χρόνου και τον κάθετο άξονα. Ο Πίνακας 3.2 δείχνει την εύρεση των K_p , T_i και T_d χρησιμοποιώντας τη σταθερά χρόνου «T» και το χρόνο καθυστέρησης «L».

Πίνακας 3.2. Εύρεση των K_p , T_i και T_d μέσω της πρώτης μεθόδου των Ziegler-Nichols. (Πηγή: (Shodhganga - A reservoir of Indian theses))

Ελεγκτής	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	0,9T/L	L/0,3	0
PID	1,2T/L	2L	0,5L

Η συνάρτηση μεταφοράς, ενός PID ελεγκτή, μπορεί να έχει την παρακάτω μορφή (ιδανική μορφή).

$$G_c[s] = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right]$$

Αν γίνει αντικατάσταση των συντελεστών της συνάρτησης μεταφοράς με τους αντίστοιχούς του Πίνακα 5 τότε ισχύει:

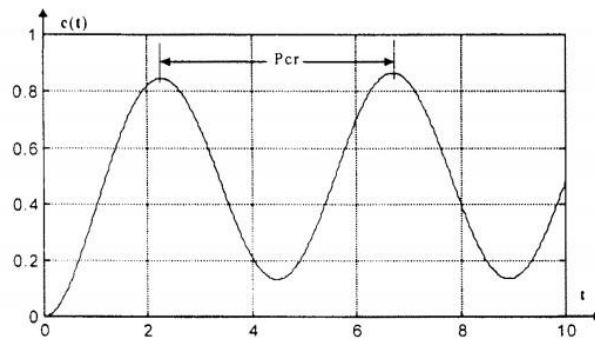
$$G_c[s] = 1,2 \frac{T}{L} \left[1 + \frac{1}{2Ls} + 0,5Ls \right] = 0,6T \frac{[s + 1/L]^2}{s}$$

Συμπεραίνεται πως η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PID έχει ένα πόλο στην αρχή των αξόνων και ένα διπλό μηδενικό στο σημείο $s = -1/L$. Αντίστοιχα, για ένα PI ελεγκτή η συνάρτηση μεταφοράς έχει τη μορφή $G_c[s] = 0,9T \frac{s+0,3L}{Ls}$. Ένα πόλο στην αρχή των αξόνων και ένα μηδενικό στο σημείο $s = -0,3L$.

3.2.2.2 Ziegler-Nichols: Δεύτερη μέθοδος (κλειστός βρόχος)

Η δεύτερη μέθοδος «εργάζεται» έως εξής: Τίθεται η σταθερά χρόνου ολοκλήρωσης $T_i = \infty$ (για ένα ψηφιακό ελεγκτή στο μηδέν) και η σταθερά του χρόνου παραγωγίσισης $T_d = 0$. Μετέπειτα, αυξάνεται σταδιακά η τιμή του συντελεστή K_p από το μηδέν μέχρι η απόκριση του συστήματος να παρουσιάσει σταθερή ταλάντωση. Αυτή η τιμή του συντελεστή K_p αναφέρεται ως κρίσιμη τιμή (critical) K_{cr} .

Επίσης, και η περίοδος με τη οποία ταλαντώνεται το σύστημα αναφέρεται ως κρίσιμη περίοδο P_{cr} (Σχήμα 3.14).



Σχήμα 3.14. Κρίσιμη περίοδος κατά των Ziegler-Nichos.(Πηγή: (Shodhganga - A reservoir of Indian theses))

Έχοντας μετρήσει αυτές τις δύο τιμές, μπορούν να υπολογισθούν οι υπόλοιποι συντελεστές με βάση τον παρακάτω πίνακα.

Πίνακας 3.3. Εύρεση συντελεστών χρησιμοποιώντας το κρίσιμο αναλογικό κέρδος και την κρίσιμη περίοδο.(Πηγή: (Shodhganga - A reservoir of Indian theses))

Ελεγκτής	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_{cr}$	∞	0
PI	$0,45K_{cr}$	$P_{cr}/1,2$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

Η δεύτερη μέθοδος των Ziegler και Nichols δίνει την εξής συνάρτηση μεταφοράς για ένα PID ελεγκτή:

$$0,075K_{cr}P_{cr} \frac{[s + 4/P_{cr}]^2}{s}$$

Είναι άμεσα αντιληπτό ότι υπάρχει ένας πόλος στην αρχή τον αξόνων και διπλά μηδενικά στο σημείο $s = -4/P_{cr}$. Και την συνάρτηση μεταφοράς $0,45K_{cr} \frac{s+1,2P_{cr}}{s}$ για έναν PI ελεγκτή με ένα πόλο στην αρχή των αξόνων και ένα μηδενικό στο σημείο $s = -1,2P_{cr}$.

3.2.2.3 Η μέθοδος των Chien, Hrones και Reswick

Οι Chien, Hrones και Reswick βελτίωσαν τις προηγούμενες μεθόδους των Ziegler και Nichols. Πρότειναν να χρησιμοποιηθεί μία «γρηγορότερη απόκριση χωρίς υπερύψωση» ή μία «γρηγορότερη απόκριση με υπερύψωση έως 20%» για την εύρεση των συντελεστών ενός PID ελεγκτή. Επίσης, επισήμαναν πως οι συντελεστές ενός ελεγκτή είναι διαφορετικοί για κάθε περίπτωση. Για παράδειγμα, σε ένα κλειστό βρόχο που ελέγχονται οι στροφές του κινητήρα, άλλοι συντελεστές είναι βέλτιστοι όταν μεταβάλλονται οι επιθυμητές στροφές και άλλοι όταν μεταβάλλεται το φορτίο στον

άξονα του κινητήρα. Η παρατήρηση τους αυτή έχει άμεση εφαρμογή σε αυτή την διπλωματική εργασία καθώς οι δοκιμές που επιλέχθηκαν ήταν διαφορετικές μεταξύ τους. Συνεπώς και οι συντελεστές του ελεγκτή PI θα έπρεπε να ήταν διαφορετικοί για διαφορετικές δοκιμές. Στην παράγραφο 3.2.3 αναλύεται ο τρόπος με τον οποίο «υπολογίστηκαν» τα κέρδη των όρων του PI ελεγκτή.

Η μέθοδος των CHR υποθέτει ότι το σύστημα προς έλεγχο έχει συνάρτηση μεταφοράς

$$G_p[s] = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1}$$

Η CHR αρχικά υπολογίζουν του συντελεστές «a» και «L» όπως και οι Ziegler-Nichols στην πρώτη τους μέθοδο. Οι συντελεστές του ελεγκτή, στην περίπτωση των μεταβολών του φορτίου, δίνονται σαν συνάρτηση των «a» και «L». Από τον Πίνακα 3.4, για την περίπτωση της 20% υπερύψωσης, είναι άμεσα αντιληπτό ότι οι συντελεστές του ελεγκτή είναι περίπου ίδιοι με αυτούς της μεθόδου των Ziegler-Nichols. Τέλος, στον Πίνακα 3.5 φαίνεται - για την περίπτωση της μεταβολής της επιθυμητής αναφοράς - πως οι συντελεστές του ελεγκτή δεν εξαρτώνται μόνο από τα «a» και «L» αλλά και από τη σταθερά χρόνου «T» (Σχήμα 3.13).

Πίνακας 3.4. Συντελεστές ελεγκτών με τη μέθοδο CHR για μεταβολές φορτίου.(Πηγή: (Shodhganga - A reservoir of Indian theses))

Υπερύψωση	0%			20%		
Ελεγκτής	K _p	T _i	T _d	K _p	T _i	T _d
P	0,30/a			0,7/a		
PI	0,60/a	4L		0,7/a	2,3L	
PID	0,95/a	2,4L	0,42L	1,2/a	2L	0,42L

Πίνακας 3.5. Συντελεστές ελεγκτών με τη μέθοδο CHR για μεταβολές της επιθυμητής αναφοράς.(Πηγή: (Shodhganga - A reservoir of Indian theses))

Υπερύψωση	0%			20%		
Ελεγκτής	K _p	T _i	T _d	K _p	T _i	T _d
P	0,30/a			0,70/a		
PI	0,35/a	1,2T		0,60/a	T	
PID	0,60/a	T	0,5L	1,2/a	1,4T	0,47L

3.2.2.4 Η μέθοδος Cohen-Coon

Και αυτή η μέθοδος θεωρεί πως το σύστημα προς έλεγχο έχει συνάρτηση μεταφοράς

$$G_p[s] = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1}$$

Ο κύριος σχεδιαστικός παράγοντας είναι η μείωση των διαταραχών που προκαλούνται από τις μεταβολές στο φορτίο. Γι' αυτό το σκοπό προσπαθεί να βρει τέτοιους πόλους έτσι ώστε το πλάτος της ταλάντωσης να μειώνεται κάθε φορά κατά ένα τέταρτο. Για ένα ελεγκτή P ή PD οι πόλοι τοποθετούνται έτσι ώστε να δώσουν το μέγιστο κέρδος υπό τον περιορισμό ότι ο ρυθμός απόσβεσης δεν πρέπει να ξεπερνά το ένα τέταρτο του αρχικού πλάτους ταλάντωσης. Με αυτό τον τρόπο ελαχιστοποιείται το σφάλμα μόνιμης κατάστασης όταν μεταβάλλεται το φορτίο. Για ένα ελεγκτή PI ή PID μεγιστοποιείται το αναλογικό κέρδος $K_i = K_p/T_i$. Αυτό έχει ως άμεση συνέπεια την ελαχιστοποίηση του σφάλματος του ολοκληρωτικού όρου όταν το σύστημα διαταράσσεται από μία απότομη μεταβολή στο φορτίο (unit step load disturbance). Για έναν ελεγκτή PID χρησιμοποιούνται τρεις πόλοι. Οι δύο είναι μιγαδικοί και ο τρίτος πραγματικός πόλος τοποθετείται ώστε να ισαπέχει από τους δύο μιγαδικούς πόλους.

Πίνακας 3.6. Εύρεση συντελεστών με την μέθοδο των Cohen-Coon.(Πηγή: (Shodhganga - A reservoir of Indian theses))

Ελεγκτής	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{a} \left[1 + \frac{0,35\tau}{1 - \tau} \right]$		
PI	$\frac{0,9}{a} \left[1 + \frac{0,92\tau}{1 - \tau} \right]$	$\left[\frac{3,3 - 3,0\tau}{1 + 1,2\tau} \right] L$	
PID	$\frac{1,24}{a} \left[1 + \frac{0,13\tau}{1 - \tau} \right]$		$\left[\frac{0,27 - 0,36\tau}{1 - 0,87\tau} \right] L$

Στον παραπάνω πίνακα οι συντελεστές «a» και «τ» δίνονται από τις σχέσεις: $a = KL/T$ και $\tau = L/(L+T)$. Συγκρίνοντας με τον Πίνακα 3.5, οι σχέσεις για τον υπολογισμό των συντελεστών είναι παρόμοιες, αν ληφθεί υπόψη ότι το «τ» έχει μικρές τιμές. Χρησιμοποιώντας αυτή τη μέθοδο των Cohen-Coon τα συστήματα κλειστού βρόχου παρουσιάζουν μικρή απόσβεση και υψηλή ευαισθησία λόγω του μικρού ρυθμού απόσβεσης.

3.2.3 Προσδιορισμός κερδών PI ελεγκτή εργασίας

Έχοντας ένα σύστημα κλειστού βρόχου, για να προσδιοριστούν τα κέρδη του PI ελεγκτή που χρησιμοποιήθηκαν στην εργασία, ακολουθήθηκε η εξής διαδικασία: αρχικά μηδενίστηκε ο ολοκληρωτικός όρος στον ελεγκτή PI. Επίσης, μηδενίστηκε ο αναλογικός όρος και στη συνέχεια σταδιακά αυξανόταν, μέχρις ότου να ξεκινήσει η ταλάντωση στην έξοδο του συστήματος. Έπειτα,

αυξανόταν σιγά σιγά ο ολοκληρωτικός όρος ώστε να αποσβεσθούν οι ταλαντώσεις και να μηδενιστεί το σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση. Επειδή η εργασία περιλαμβάνει δύο διαφορετικές δοκιμές, ήταν αναγκαίο ο τρόπος εύρεσης των κερδών του ελεγκτή PI, να εκτελεστεί δύο φορές. Μία για σταθερές στροφές -μεταβλητό φορτίο και μία για μεταβλητές στροφές-σταθερό φορτίο. Η τελική επιλογή των κερδών ήταν η χρυσή τομή ανάμεσα στο ένα ζεύγος κερδών και στο άλλο. Να επισημανθεί, επίσης, ότι για την εύρεση των κερδών, όλες οι άλλες παράμετροι του συστήματος παρέμειναν σταθερές π.χ. η τάση τροφοδοσίας, το ρεύμα της διέγερσης, το φορτίο στον άξονα του κινητήρα κ.α. .

Για να παρατηρηθούν σε πραγματικό χρόνο τα παραπάνω, χρησιμοποιήθηκε ένας παλμογράφος. Στο ένα κανάλι συνδέθηκαν οι επιθυμητές στροφές (set point) δηλαδή οι στροφές που «επιβαλλόταν» στον κινητήρα, ενώ στο άλλο κανάλι οι μετρούμενες στροφές στον άξονα του κινητήρα (feedback). Οι επιθυμητές στροφές (για τη επαναλαμβανόμενη μεταβολή των στροφών π.χ. 1000 – 1500 rpm) λαμβανόταν από μία παλμογεννήτρια. Για τη μέτρηση των στροφών στον άξονα του κινητήρα, χρησιμοποιήθηκε η έξοδος που προερχόταν από το μηχανήμα της πέδης. Η έξοδος αυτή ήταν αναλογική και παρείχε 1 V για 1000 rpm, 1,5 V για 1500 rpm κ.ο.κ. .

Οι τιμές του ολοκληρωτικού και του αναλογικού όρου, που τελικά επιλέχθηκαν ($K_p = 100$, $K_i = 780$), βασίστηκαν επίσης στην μείωση της υπερύψωσης, στην βελτίωση του χρόνου ανόδου αλλά και στην ελαχιστοποίηση της μείωσης των στροφών κατά την μεταβολή του φορτίου στον άξονα του κινητήρα. Οι παραπάνω τιμές, αποτέλεσαν τη βάση για την παραπέρα βελτίωση του ελεγκτή. Ο συνδυασμός της «ασαφούς λογικής» με ένα PI ελεγκτή δίνει σαφώς καλύτερα αποτελέσματα. Παρακάτω, περιγράφεται ο όρος «ασαφής λογική».

3.3 Ασαφής λογική (Fuzzy logic)

Στην καθημερινή ζωή χρησιμοποιούνται έννοιες και πληροφορίες οι οποίες είναι ανακριβείς όπως «ψηλός άντρας», «όμορφο κορίτσι», «μικρό αγόρι» κ.α. (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015). Σε αντίθεση, στα μαθηματικά η περιγραφή πρέπει να είναι ακριβής γιατί τα μαθηματικά δεν αναγνωρίζουν χαρακτηρισμούς και έννοιες, αλλά αριθμούς. Στην πραγματικότητα όμως, κάτι τέτοιο δεν είναι εφικτό, καθώς λίγα πράγματα είναι απλά και ακριβή, έτσι ώστε για κάποιους λεκτικούς όρους που χρησιμοποιεί ο άνθρωπος καθημερινά στη φυσική του γλώσσα, όπως είναι «μικρός», «μέτριος» και «μεγάλος», δεν είναι δυνατόν μία μηχανή που χειρίζεται αριθμούς να μπορέσει να «αντιληφθεί» το ίδιο αυτούς τους όρους. Σε αυτό το σημείο μπαίνει η «ασαφής λογική», η οποία μέσω της αναπαράστασης των λεκτικών όρων από τα ασαφή σύνολα, αποτελεί την γέφυρα επικοινωνίας ανάμεσα στον άνθρωπο και τη μηχανή.

Ο L. Zadeh ήταν αυτός που ασχολήθηκε πρώτη φορά με την ασαφή λογική. Σύμφωνα με τον Zadeh, η ασαφής λογική βοηθάει στη μείωση της πολυπλοκότητας των ασαφών συστημάτων. Η πολυπλοκότητα αυτών των συστημάτων οφείλεται στον τρόπο που αναπαρίστανται και χρησιμοποιούνται οι μεταβλητές. Οι μεταβλητές αναπαριστούν την κατάσταση ενός φαινομένου

ως υπαρκτή ή ως μη υπαρκτή. Άμεση συνέπεια αυτής της «δυναδικότητας» είναι ότι οι υπολογισμοί των πράξεων σε οριακές καταστάσεις γίνονται ιδιαίτερα πολύπλοκοι.

Η «ασαφής λογική» διαφέρει από τη κλασική λογική, γιατί μία έννοια μπορεί να κατέχει ένα βαθμό αλήθειας οπουδήποτε ανάμεσα στο 0 και το 1. Σε αντίθεση, η κλασική λογική βρίσκει εφαρμογή μόνο σε περιπτώσεις όπου οι έννοιες έχουν βαθμό αλήθειας 1 ή βαθμό αλήθειας 0. Συνεπώς, η ασαφής λογική δίνει τη δυνατότητα της αναπαράστασης ασαφών εννοιών όπως «ψηλός» ή «φτωχός».

3.3.1 Πλεονεκτήματα ασαφούς λογικής

- **Διαχείριση πολυπλοκότητας.** Όσο σύνθετο και πολύπλοκο και αν είναι ένα σύστημα, η «ασαφής λογική» παρέχει τα κατάλληλα εργαλεία ώστε να ληφθεί η βέλτιστη απόφαση. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση των ασαφών συνόλων, των συναρτήσεων συμμετοχής και των κανόνων «AN-TOTE».
- **Φυσική γλώσσα.** Για την παραμετροποίηση του συστήματος γίνεται χρήση της φυσικής γλώσσας. Είναι εύκολο να εκφράσει κάποιος ένα πρόβλημα σε φυσική γλώσσα παρά σε μαθηματική γλώσσα.
- **Πλήρως παραμετροποιήσιμη.** Χρησιμοποιώντας την «ασαφή λογική» μπορεί κάποιος να περιγράψει σχεδόν τα πάντα μη έχοντας περιορισμούς π.χ. στον αριθμό των ασαφών συνόλων, στη μορφή και στον αριθμό των συναρτήσεων συμμετοχής, στην βαρύτητα των κανόνων «AN-TOTE» κ.α. .

3.3.2 Μειονεκτήματα ασαφούς λογικής

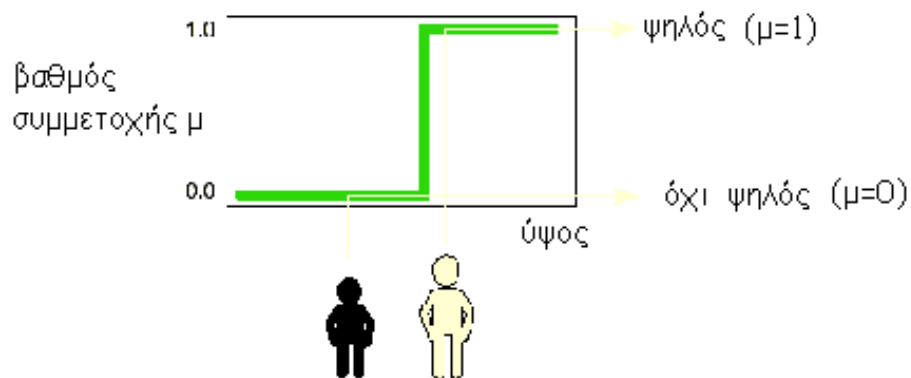
- **Μέγεθος κώδικα.** Η χρήση της «ασαφούς λογικής» μεταφράζεται σε πολλούς κανόνες «AN – TOTE» οι οποίοι αυξάνουν τον κώδικα. Συνεπώς, τα συστήματα που κάνουν χρήση της «ασαφούς λογικής» έχουν μεγαλύτερες απαιτήσεις σε μνήμη.
- **Χρόνος επεξεργασίας.** Η επεξεργασία των κανόνων χρειάζεται περισσότερο χρόνο, περισσότερους κύκλους μηχανής σε σύγκριση με μια απλή αριθμητική πράξη όπως αυτή του πολλαπλασιασμού.
- **Χρόνος παραμετροποίησης.** Η διαδικασία της δημιουργίας των κανόνων και των συναρτήσεων συμμετοχής αλλά και η βελτιστοποίηση αυτών διαρκεί περισσότερο σε σύγκριση με την εύρεση των κερδών ενός PI ελεγκτή.

3.3.3 Ασαφή σύνολα και συναρτήσεις συμμετοχής

Σύμφωνα με τη θεωρία των ασαφών συνόλων (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015), μια τιμή μπορεί να ανήκει ταυτόχρονα σε πολλά υποσύνολα, στο κάθε ένα όμως με έναν βαθμό συμμετοχής. Ασαφές σύνολο είναι οποιοδήποτε σύνολο το οποίο δίνει τη δυνατότητα στα μέλη του να έχουν διαφορετικούς βαθμούς συμμετοχής. Σε αυτό το σημείο είναι αναγκαίο να γίνει αναφορά στις

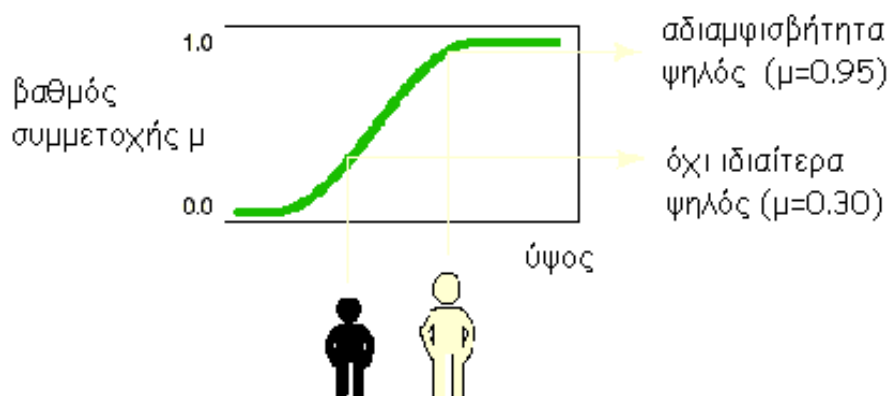
συναρτήσεις συμμετοχής (Membership Functions). Στη συνέχεια δίνεται ένα παράδειγμα το οποίο θα βοηθήσει στην κατανόηση της έννοιας της συνάρτησης συμμετοχής.

Ένα ασαφές υποσύνολο του «υπερσύνολου άνθρωποι» X είναι οι «ψηλοί άνθρωποι». Έστω τα πιθανά ύψη αυτών των ανθρώπων ότι κυμαίνονται από 1.20 m έως 2.50 m. Το διάστημα των τιμών που έχει οριστεί σαν πιθανό ύψος των ψηλών ανθρώπων μπορεί να συσχετισθεί με μια καμπύλη η οποία απεικονίζει σε τι βαθμό ένας άνθρωπος είναι ψηλός ή όχι. Αν λαμβάνονταν υπόψη η λογική των κλασικών συνόλων τότε θα έπρεπε να οριστεί μια συγκεκριμένη τιμή ύψους, η οποία θα φίλτραρε τους ανθρώπους σε ψηλούς και κοντούς. Αν υποθεθεί ότι η τιμή αυτού του ύψους είναι 1.75 m τότε ένας άνθρωπος με ύψος 1.74 m θα χαρακτηρίζεται κοντός ενώ ένας άνθρωπος με ύψος 1.76 m θα χαρακτηρίζεται ψηλός. Η παραπάνω κατηγοριοποίηση των ανθρώπων «ακούγεται» παράλογη γιατί δύο άνθρωποι με ελάχιστη διαφορά ύψους αντιστοιχίζονται σε δύο αντίθετες μεταξύ τους έννοιες.



Σχήμα 3.15. Παράδειγμα συνάρτησης συμμετοχής στην κλασική λογική. (Πηγή: Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

Μια διαφορετική προσέγγιση είναι ο συσχετισμός της έννοιας ψηλός να γίνει μέσω μιας καμπύλης που μεταβαίνει ομαλά μεταξύ των εννοιών ψηλός και κοντός. Αυτή η καμπύλη είναι η συνάρτηση συμμετοχής του ασαφούς συνόλου των ψηλών ανθρώπων. Δηλαδή, όλοι οι άνθρωποι είναι έως ένα βαθμό ψηλοί αλλά όχι στον ίδιο βαθμό.



Σχήμα 3.16. Παράδειγμα συνάρτησης συμμετοχής στην ασαφή λογική. (Πηγή: Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

Επίσης, η μορφή της καμπύλης είναι υποκειμενική και μπορεί να πάρει διάφορες μορφές όπως αναλύεται παρακάτω. Το μόνο κριτήριο που πρέπει να ικανοποιεί μια συνάρτηση συμμετοχής είναι το διάστημα τιμών να είναι μεταξύ 0 και 1.

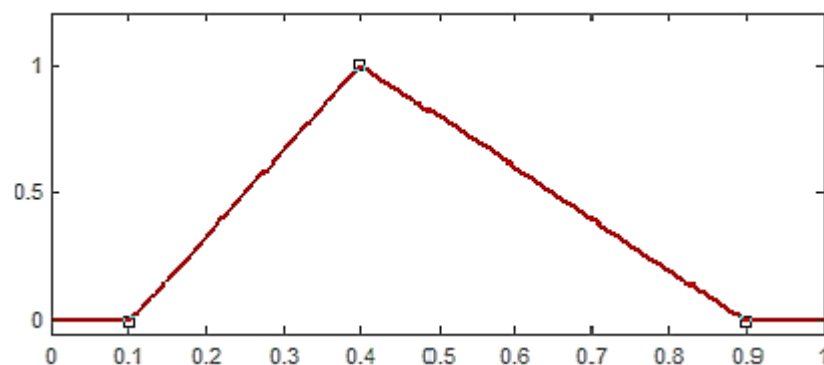
Τα ασαφή σύνολα αναπαρίστανται με τις συναρτήσεις συμμετοχής δηλαδή με καμπύλες που μπορούν να έχουν τις παρακάτω μορφές:

- τριγωνική (triangular MF),
- τραπεζοειδή (trapezoidal MF),
- καμπανοειδή (generalize bell MF ή gbell MF),
- γκαουσιανή (gaussian MF),
- μορφή s (s MF),
- η μορφή pi (pi mf),
- μορφή z (z mf),
- σιγμοειδή (sigmoidal MF) ή ακόμα και μια συγκεκριμένη μαθηματική τιμή.

Οι πιο γνωστές συναρτήσεις συμμετοχής είναι η τριγωνική και τραπεζοειδής. Παρακάτω απεικονίζονται οι μαθηματικές σχέσεις και οι μορφές αυτών των καμπυλών. Η μαθηματική έκφραση της τριγωνικής συνάρτησης εξαρτάται όπως είναι αναμενόμενο από τις τιμές των κορυφών του τριγώνου. Ο βαθμός συμμετοχής μ_{tri} προκύπτει επιλέγοντας την μέγιστη τιμή μεταξύ του μηδενός και τη ελάχιστης τιμής που προκύπτει από τα κλάσματα για δεδομένη είσοδο x.

$$\mu_{tri} = (x; a, b, c) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right)$$

Το Σχήμα 3.17 δείχνει μια τριγωνική συνάρτηση συμμετοχής με τιμές κορυφών $a = 0,1$, $b = 0,4$ και $c = 0,9$.

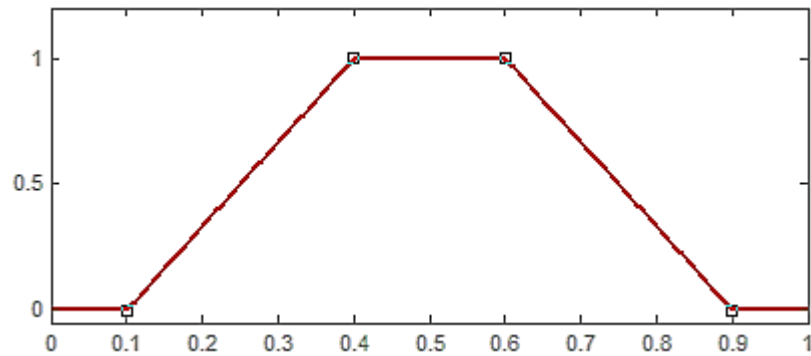


Σχήμα 3.17. Υπόδειγμα τριγωνικής συνάρτησης συμμετοχής. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

Η μαθηματική έκφραση της τραπεζοειδούς συνάρτησης περιγράφεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\mu_{trap} = (x; a, b, c, d) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{c-b}\right), 0\right)$$

Όπως και πριν οι συντελεστές των κλασμάτων είναι οι κορυφές του τραπεζίου. Στο Σχήμα 3.18 φαίνεται μία τραπεζοειδής συνάρτηση συμμετοχής με συντελεστές $a=0,1$, $b=0,4$, $c=0,6$ και $d=0,9$.



Σχήμα 3.18. Υπόδειγμα τραπεζοειδούς συνάρτησης συμμετοχής. (Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

Η απόδοση της συνάρτησης συμμετοχής εξαρτάται από την εμπειρία και τη γνώση ενός ή περισσοτέρων ειδικών. Επίσης, υπάρχουν διάφορες μέθοδοι που μπορούν να βοηθήσουν στην απόδοση της συνάρτησης, όπως: η μέθοδος του μέσου όρου, η μέθοδος της απόστασης, η μέθοδος της διαίσθησης, η μέθοδος της ψήφου, η μέθοδος της σχετικής προτίμησης και η δελφική μέθοδος.

3.3.4 Βασικές πράξεις της ασαφούς λογικής

Οι πράξεις που έχουν θεσπιστεί (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015) για τα ασαφή σύνολα είναι οι εξής: η ένωση (union), η τομή (intersection), το γινόμενο (product), το αλγεβρικό άθροισμα (probor) και το συμπλήρωμα (complement) ενός ασαφούς συνόλου. Το X αναφέρεται στο υπερσύνολο αναφοράς (universe of discourse). Όσον αφορά το παραπάνω παράδειγμα της παραγράφου 3.3.3 είναι το σύνολο των ανθρώπων. Επίσης, στο Σχήμα 3.19, Σχήμα 3.20 και Σχήμα 3.21 φαίνονται γραφικά οι πράξεις των ασαφών συνόλων χρησιμοποιώντας τριγωνικές συναρτήσεις συμμετοχής.

- Η **ένωση** (union) δύο ασαφών συνόλων A και B στο X ορίζεται ως εξής:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad \forall x \in X \quad (3.9)$$

- Η **τομή** (intersection) δύο ασαφών συνόλων A και B στο X ορίζεται ως εξής

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad \forall x \in X \quad (3.10)$$

- Το **γινόμενο** (product) δύο ασαφών συνόλων A και B στο X ορίζεται ως εξής:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (3.11)$$

- Το **αλγεβρικό άθροισμα** (probor) δύο ασαφών συνόλων A και B στο X ορίζεται ως εξής:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (3.12)$$

- Το **συμπλήρωμα** (complement) ενός ασαφούς συνόλου ορίζεται ως εξής:

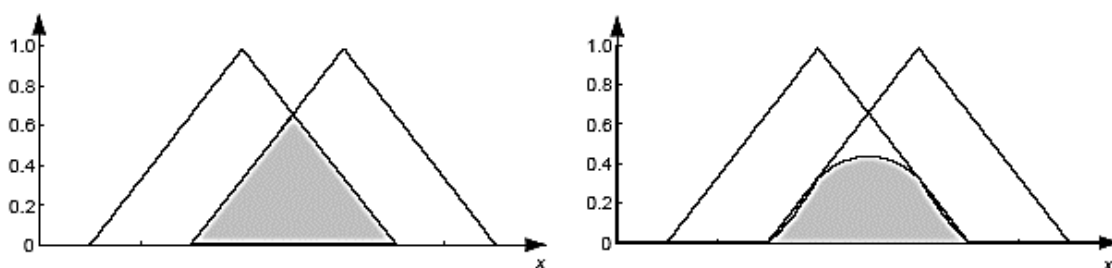
$$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A(x) \quad \forall x \in X \quad (3.13)$$

Αν η συνάρτηση συμμετοχής ενός ασαφούς συνόλου A είναι μικρότερη ή ίση με τη συνάρτηση συμμετοχής ενός ασαφούς συνόλου B, τότε το ασαφές σύνολο A είναι **υποσύνολο** (subset) του ασαφούς συνόλου B:

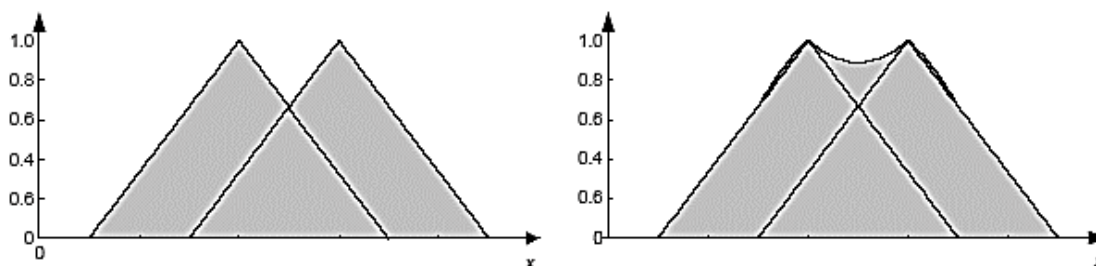
$$(A \subseteq B) \text{ αν } \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (3.14)$$

Ισότητα (identical) ασαφή σύνολα είναι δύο ασαφή σύνολα A και B όταν οι συναρτήσεις συμμετοχής τους σε όλα τα σημεία είναι όμοιες:

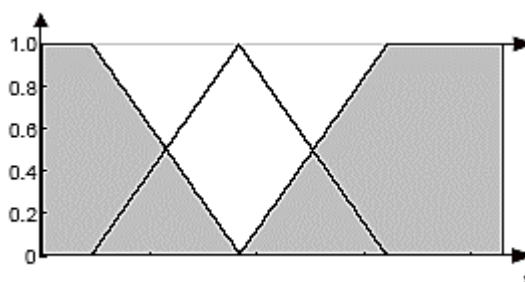
$$A = B \text{ αν } \mu_A(x) \equiv \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad (3.15)$$



Σχήμα 3.19. Minimum (αριστερά) και Product (δεξιά) δύο ασαφή συνόλων. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))



Σχήμα 3.20. Maximum (αριστερά) δύο ασαφή συνόλων και Probabilistic sum (δεξιά) δύο ασαφή συνόλων. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))



Σχήμα 3.21. Το συμπλήρωμα ενός ασαφούς συνόλου. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

3.3.5 Ασαφείς κανόνες

Οι ασαφείς κανόνες - θα μπορούσε κάποιος να ισχυριστεί - ότι αποτελούν τη σύνδεση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου (input-output space). Η πιο απλή μορφή ενός ασαφούς κανόνα είναι:

«Αν το x ανήκει στο A τότε το y ανήκει στο B » (*If x is A then y is B*)

Είναι άμεσα αντιληπτό ότι οι ασαφείς κανόνες (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015) έχουν δύο τμήματα. Αυτό της υπόθεσης (premise part) (ΑΝ...) και αυτό του συμπεράσματος ή της απόφασης (consequent part) (ΤΟΤΕ...). Τα υπόλοιπα στοιχεία των ασαφών κανόνων έχουν ως ακολούθως:

- Τα γράμματα A και B συμβολίζουν τα ασαφή σύνολα,
- Το γράμμα x είναι η τιμή μιας μεταβλητής εισόδου η οποία ανάλογα με το είδος της συνάρτησης συμμετοχής που έχουν τα ασαφή σύνολα θα λάβει ένα βαθμό συμμετοχής. Αυτή η διαδικασία είναι γνωστή ως «ασαφοποίηση» (fuzzyfication),
- Το γράμμα y είναι η έξοδος του συστήματος (η ασαφής έξοδος του συστήματος). Είναι η έξοδος που εξάγεται από το μηχανισμό συμπεράσματος (inference engine).

Η ασαφής έξοδος αποτελεί είσοδο του μηχανισμού της από-ασαφοποίησης (defuzzification) ώστε να προκύψει μία σαφής τιμή. Επίσης, οι είσοδοι και οι έξοδοι του συστήματος μπορεί να είναι περισσότεροι (Αν το x_1 ανήκει στο A_1 και το x_2 ανήκει στο A_2 τότε το y_1 ανήκει στο B_1 και το y_2 ανήκει στο B_2).

3.3.6 Συστήματα ασαφούς συλλογιστικής

Ένα πρόβλημα που λύνεται με τη χρήση της ασαφούς λογικής περιλαμβάνει λεκτικές μεταβλητές και λεκτικούς όρους. Αυτό είναι χρήσιμο γιατί η επίλυση ενός προβλήματος είναι πιο κοντά στην ανθρώπινη λογική. Τα βασικά στάδια ενός συστήματος ασαφούς συλλογιστικής (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015) είναι τα εξής:

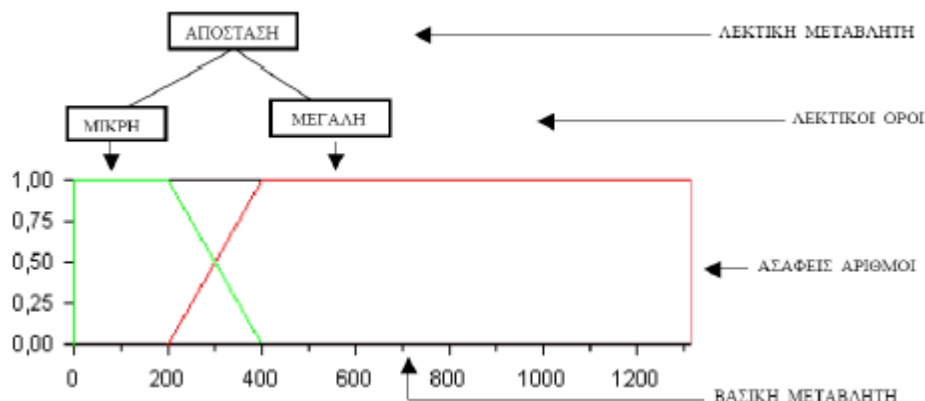
- Ασαφοποίηση των δεδομένων εισόδου
- Ανάπτυξη των κανόνων
- Επεξεργασία των κανόνων
- Απο-ασαφοποίηση των αποτελεσμάτων

3.3.6.1 Ασαφοποίηση των δεδομένων εισόδου

Κατά την διαδικασία της ασαφοποίησης οι τιμές των βασικών μεταβλητών αντιστοιχίζονται σε λεκτικούς όρους (συναρτήσεις συμμετοχής π.χ. μικρή, μεγάλη) οι οποίοι είναι υποσύνολα της λεκτικής μεταβλητής (υπερσύνολο αναφοράς π.χ. απόσταση).

Οι ασαφείς αριθμοί (Σχήμα 3.22) λαμβάνουν σίγουρα την τιμή 1 σε ένα σημείο ή το πολύ σε ένα διάστημα. Αριστερά αυτού του διαστήματος αυξάνονται και δεξιά φθίνουν. Στο παρακάτω παράδειγμα η λεκτική μεταβλητή «απόσταση από αρχαιολογικούς χώρους» διαμερίζεται με τη χρήση

της συνάρτησης συμμετοχής τραπεζοειδούς μορφής σε «μικρή απόσταση» και «μεγάλη απόσταση». Υπάρχει ένα διάστημα της βασικής μεταβλητής το οποίο έχει ποσοστό συμμετοχής και στους δύο λεκτικούς όρους συνεπώς για το αποτέλεσμα θα ληφθούν υπόψη δύο κανόνες.



Σχήμα 3.22. Παράδειγμα λεκτικής μεταβλητής: απόσταση από αρχαιολογικούς χώρους. (Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))

3.3.6.2 Κατασκευή κανόνων

Οι κανόνες συνδέουν τους λεκτικούς όρους (συναρτήσεις συμμετοχής π.χ. μικρή ή μεγάλη απόσταση) κάθε μεταβλητής (π.χ. απόσταση από αρχαιολογικούς χώρους) με το υποσύνολο του λεκτικού συμβολισμού (χαμηλή ή υψηλή καταλληλότητα), προσδίδοντας στον κανόνα ένα ποσοστό βεβαιότητας.

Το ποσοστό βεβαιότητας είναι στην ουσία η σημαντικότητα του κανόνα δηλαδή η πιθανότητα εκπλήρωσής του. Το ποσοστό βεβαιότητας του κάθε κανόνα, αντικατοπτρίζει τις γνώσεις και την εμπειρία των ειδικών σε ένα συγκεκριμένο πεδίο. Οπότε το σύνολο των κανόνων που έχουν κατασκευαστεί για ένα σύστημα είναι η γνώση που υπάρχει για αυτό το σύστημα.

Σύμφωνα με το παράδειγμα του Σχήμα 3.22 ο κανόνας θα μπορούσε να έχει τη μορφή: «Εάν η απόσταση από αρχαιολογικούς χώρους είναι μεγάλη, τότε η καταλληλότητα είναι χαμηλή με ποσοστό βεβαιότητας 70%».

3.3.6.3 Επεξεργασία των κανόνων

Εφόσον έχουν κατασκευαστεί οι κανόνες το επόμενο βήμα είναι η επεξεργασία τους και η εξαγωγή συμπεράσματος (inference engine). Αυτό το βήμα χωρίζεται σε τρία μέρη:

- τη συσσώρευση (aggregation),
- τη σημαντικότητα (implication) και
- τη συγκέντρωση (accumulation).

Στο στάδιο της συσσώρευσης αξιολογείται συνολικά η εκπλήρωση του κάθε κανόνα δηλαδή η εκπλήρωση της κάθε μεταβλητής του. Η αξιολόγηση γίνεται συνήθως με το λογικό AND. Άλλοι συντελεστές που μπορούν να χρησιμοποιηθούν είναι: το λογικό OR, το αλγεβρικό γινόμενο

(Algebraic Product), ο τελεστής γ (Gamma) κ.λ.π. . Ο τελεστής επιλέγεται με βάση τη γνώση για το σύστημα και του αποτελέσματος που πρέπει να επιτευχθεί.

Το επόμενο στάδιο είναι το στάδιο της σημαντικότητας στο οποίο υπολογίζεται η συνολική βεβαιότητα από όλους του κανόνες. Η μέγιστη βεβαιότητα ισούται με τη μονάδα και αντιστοιχεί σε ένα σίγουρο αποτέλεσμα (συνήθως σπάνιο). Οι τελεστές που χρησιμοποιούνται πιο συχνά είναι η τομή και το αλγεβρικό γινόμενο. Αυτοί οι τελεστές διασφαλίζουν βαθμό εκπλήρωσης πάντα μικρότερο της μονάδας.

Το τρίτο στάδιο ονομάζεται στάδιο συγκέντρωσης. Στο στάδιο αυτό επιλέγεται ένας βαθμός εκπλήρωσης με τη βοήθεια του λογικού τελεστή OR. Στα ασαφή συστήματα υπάρχει πιθανότητα διάφοροι κανόνες να έχουν το ίδιο αποτέλεσμα αλλά με διαφορετικό βαθμό εκπλήρωσης. Συνεπώς, υπάρχει η ανάγκη για επιλογή ενός εξ' αυτών. Εκτός από τον τελεστή OR άλλοι τελεστές που χρησιμοποιούνται στη διαδικασία της συγκέντρωσης είναι η ένωση και το αλγεβρικό άθροισμα.

3.3.6.4 Απο-ασαφοποίηση

Απο-ασαφοποίηση είναι η διαδικασία κατά την οποία το σύνολο των αποτελεσμάτων από τα στάδια της επεξεργασίας των κανόνων καταλήγει σε μια αριθμητική τιμή. Για την απο-ασαφοποίηση των αποτελεσμάτων γίνεται χρήση των παρακάτω μεθόδων:

- **Από-ασαφοποίηση κεντρικής τιμής** (Centroid defuzzycation ή center of area ή COA), όπου υπολογίζεται το κέντρο βάρους της κατανομής του ασαφούς συνόλου της εξόδου:
- **Από-ασαφοποίηση μέσου όρου των μεγίστων** (Mean of Maxima ή MOM), όπου υπολογίζεται ο μέσος όρος των τιμών εξόδου που έχουν τον μεγαλύτερο βαθμό συμμετοχής:
- **Από-ασαφοποίηση μικρότερου από τους μεγίστους** (Smallest of maxima ή SOM), όπου υπολογίζεται από τις μέγιστες τιμές εξόδου εκείνη που έχει το μικρότερο βαθμό συμμετοχής.
- **Από-ασαφοποίηση μεγαλύτερου από τους μεγίστους** (Largest of maxima ή LOM), όπου υπολογίζεται από τις μέγιστες τιμές εξόδου εκείνη που έχει το μεγαλύτερο βαθμό συμμετοχής.

Η περισσότερο χρησιμοποιούμενη μέθοδος είναι η μέθοδος της κεντρικής τιμής γιατί παρουσιάζει το πιο μικρό σφάλμα σε σχέση με τις άλλες μεθόδους.

3.3.7 Ασαφή συστήματα συμπερασμού (Fuzzy Inference Systems)

Ανάλογα με τη μορφή των κανόνων (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015) τα ασαφή συστήματα μπορούν να διακριθούν στους ακόλουθους τύπους:

- **Τύπου Mamdani:** σε αυτό τον τύπο ασαφών συστημάτων ανήκει η μορφή των κανόνων όπως ήδη έχει παρουσιαστεί. Δηλαδή, «ΑΝ το x ανήκει στο A τότε το y ανήκει στο B ». Η ονομασία αυτού του τύπου προήλθε από το όνομα Ebrahim Mamdani, ο οποίος εφάρμοσε πρώτος την ασαφή λογική. Οι έξοδοι των κανόνων της μορφής αυτής είναι ασαφή σύνολα.
- **Τύπου Sugeno – Takagi:** είναι ένας κανόνας της μορφής «ΑΝ το x ανήκει στο A τότε το y είναι

c», όπου το c είναι αριθμός ή ένα διακριτό ασαφές σύνολο.

- **Τύπου Takagi-Sugeno–Kang ή T-S-K:** είναι μία επέκταση του προηγούμενου κανόνα και έχει τη μορφή «ΑΝ το x ανήκει στο A τότε το y είναι $c_0 + c_1 x$ », όπου $c_0, c_1 \in \mathbb{R}$. Οι έξοδοι των κανόνων της μορφής αυτής είναι συναρτήσεις των εισόδων.

Ο πιο διαδεδομένος τύπος ασαφούς συμπερασμού (fuzzy inference engine) είναι ο Mamdani. Τα βήματα που εκτελούνται σύμφωνα με το μοντέλο Mamdani είναι **ασαφοποίηση** των τιμών των εισόδων (fuzzification), η **εκτίμηση των κανόνων** (rule evaluation), η **συνάθροιση** (aggregation) **των συμπερασμάτων των εξόδων** και τέλος η **από-ασαφοποίηση** τους (defuzzification). Στο Σχήμα 3.23 αναπαρίστανται τα βήματα της διαδικασίας αυτής.

1^ο βήμα: καθορίζεται το ποσοστό συμμετοχής των τιμών των εισόδων στα ασαφή σύνολα (ασαφοποίηση).

2^ο βήμα: Υπολογίζονται τα ασαφή πλέον – υποθετικά (antecedents) - μέρη των κανόνων. Όταν οι κανόνες έχουν πολλές υποθέσεις τότε χρησιμοποιούνται οι τελεστές «AND» ή «OR» από όπου προκύπτει ένας αριθμός.

Αν γίνει χρήση του τελεστή «AND» τότε υπάρχουν δύο περιπτώσεις: α) Αν ο «AND» χρησιμοποιείται ως «*min*» (**τελεστής ελαχίστου Mamdani**) τότε το αποτέλεσμα είναι ο μικρότερος αριθμός που εκφράζει την εκτίμηση του κανόνα, ενώ β) αν χρησιμοποιείται ως «*prod*» (**τελεστής γινομένου Larsen**) τότε το αποτέλεσμα είναι ένας αριθμός που εκφράζει το γινόμενο της εκτίμησης του κανόνα.

Επίσης, αν γίνει χρήση του τελεστή «OR» τότε και πάλι υπάρχουν δύο περιπτώσεις: α) Αν ο «OR» χρησιμοποιείται ως «*max*» (**τελεστής μεγίστου Mamdani**) τότε το αποτέλεσμα είναι ο μεγαλύτερος αριθμός της αποτίμησης του κανόνα, ενώ β) αν χρησιμοποιείται ως «*probor*» τότε το αποτέλεσμα είναι ένας αριθμός που εκφράζει το αλγεβρικό άθροισμα της εκτίμησης του κανόνα.

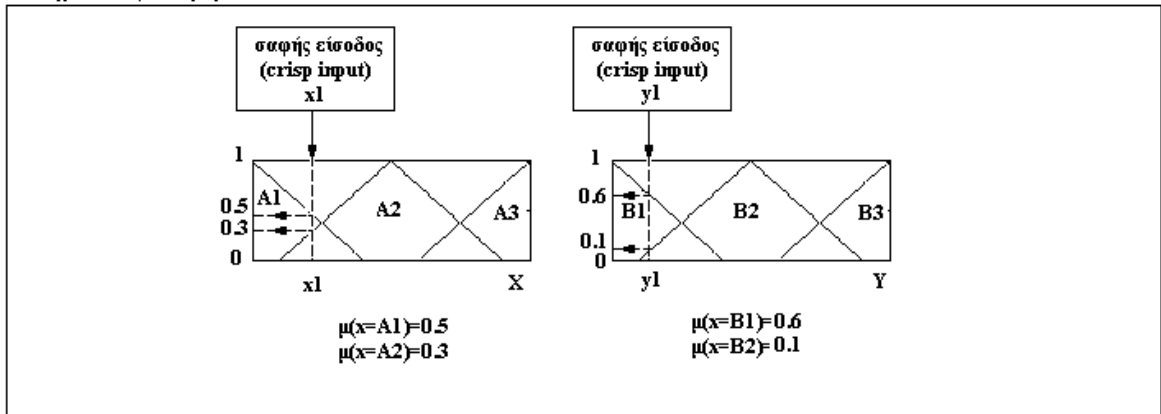
Ο αριθμός αυτός είτε χρησιμοποιείται ο τελεστής «AND» είτε ο τελεστής «OR» τέμνει τη συνάρτηση συμμετοχής του συμπεράσματος (consequent) όπως φαίνεται και στο παρακάτω παράδειγμα.

3^ο βήμα: Στο τρίτο βήμα συναθροίζονται τα συμπεράσματα όλων των κανόνων. Πιο συγκεκριμένα οι συναρτήσεις συμμετοχής των συμπερασμάτων συνδυάζονται σε ένα ασαφή σύνολο.

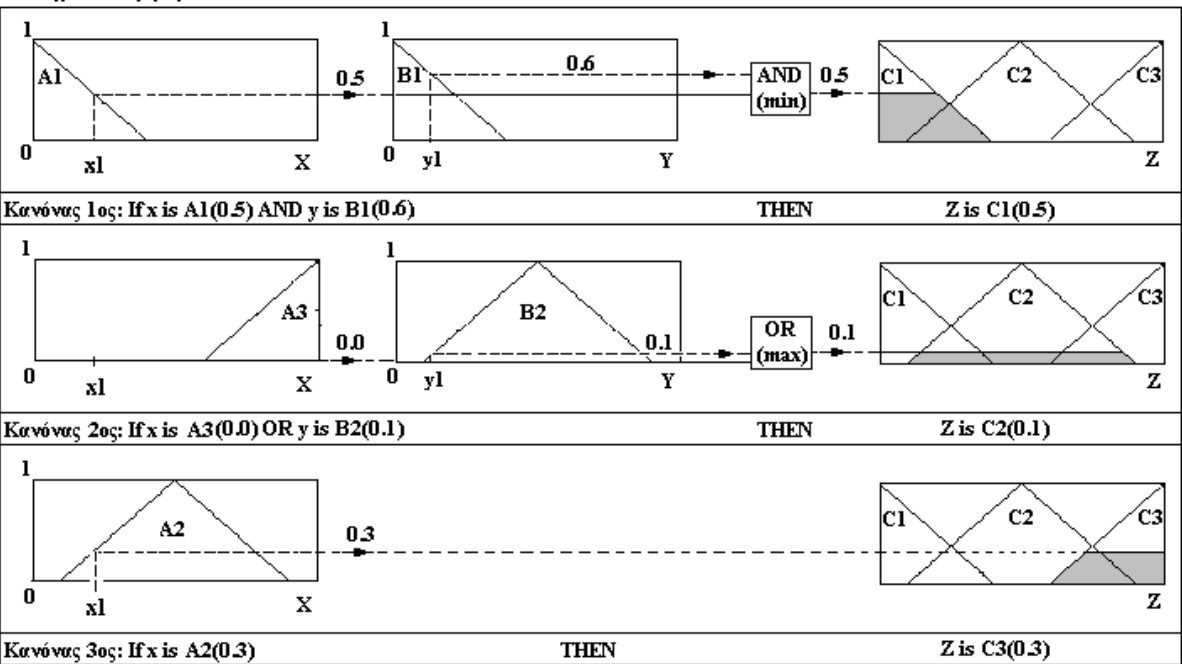
4^ο βήμα: Η από-ασαφοποίηση είναι η διαδικασία μετατροπής του ασαφούς συνόλου που δημιουργήθηκε στο προηγούμενο βήμα σε μία σαφή τιμή.

Επίσης, αν στους κανόνες 1 και 2 χρησιμοποιηθεί ο τελεστής AND (prod) και ο τελεστής OR (probor) αντίστοιχα, τότε τα αποτελέσματα ίσως διαφέρουν. Στην πρώτη περίπτωση η εκτίμηση του κανόνα δίνει 0,3 αντί 0,5 ενώ στην δεύτερη περίπτωση το αποτέλεσμα της εκτίμησης είναι το ίδιο (Σχήμα 3.24 και Σχήμα 3.25).

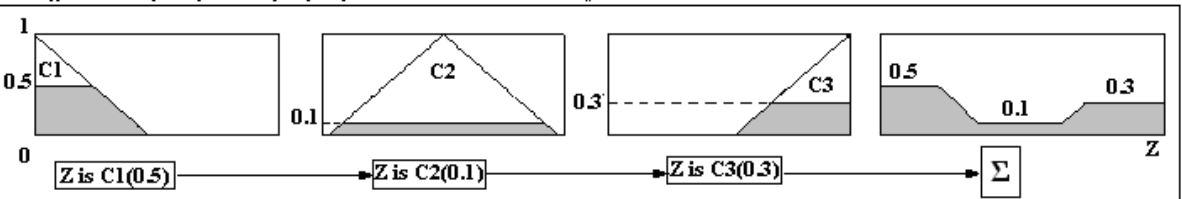
1ο Βήμα: Ασαφοποίηση εισόδων



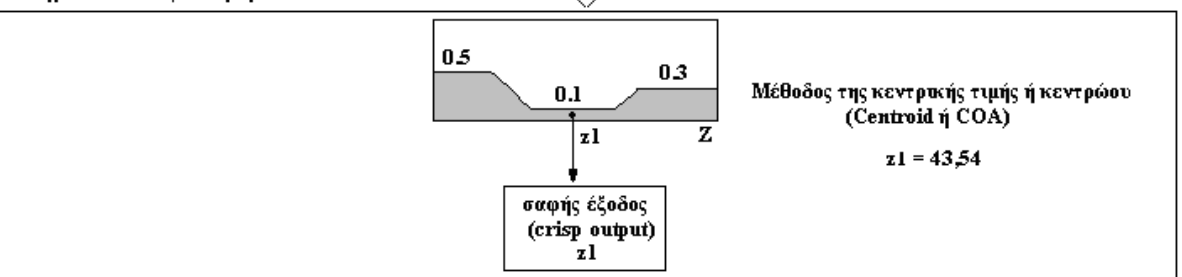
2ο Βήμα: Εκτίμηση κανόνων



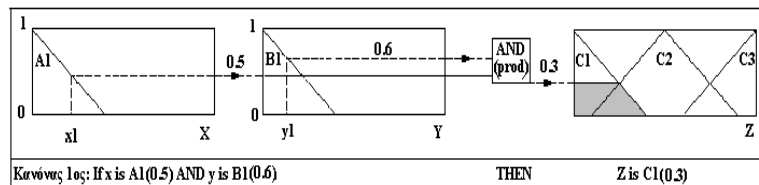
3ο Βήμα: Συνάθροιση των συμπερασμάτων των κανόνων



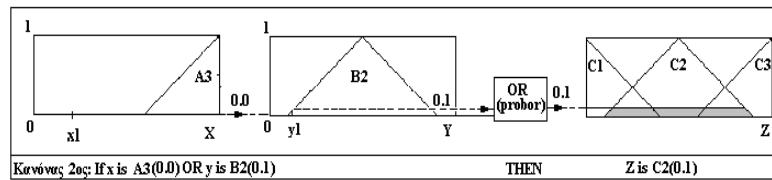
4ο Βήμα: Απο-ασαφοποίηση



Σχήμα 3.23. Βασική δομή του Mamdani ασαφή συμπερασμού.(Πηγή: (Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, 2015))



Σχήμα 3.24. Ο τελεστής AND product στον ασαφή συμπερασμό. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))



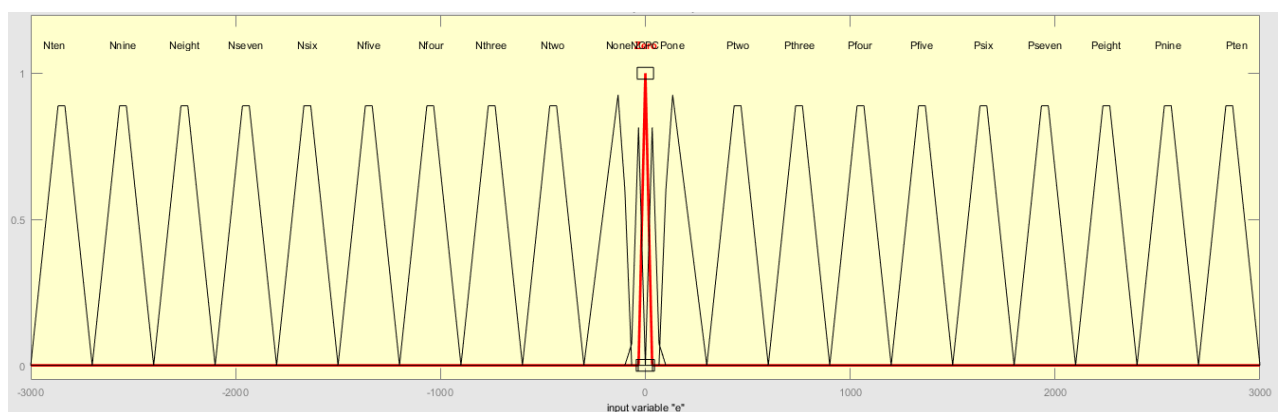
Σχήμα 3.25. Ο τελεστής OR probor στον ασαφή συμπερασμό. (Πηγή: (Γεώργιος X. Ιωαννίδης, 2015))

3.3.8 Χρήση ασαφούς λογικής για τον προσδιορισμό των κερδών του PI ελεγκτή

Στην παράγραφο 3.2.3 έγινε αναφορά στην βελτιστοποίηση των κερδών του PI ελεγκτή. Η βελτιστοποίηση όμως αυτή, ήταν ένας συμβιβασμός μεταξύ του ελάχιστου χρόνου ανόδου και της ελάχιστης υπερύψωσης. Πως όμως θα μπορούσε να συνδυαστεί και ο ελάχιστος χρόνος ανόδου και η ελάχιστη υπερύψωση σε ένα ελεγκτή και για τις δύο διαφορετικές δοκιμές που υποβάλλεται ο κινητήρας; Η χρήση της «ασαφούς λογικής» σε συνδυασμό με έναν ελεγκτή PI πλεονεκτεί γιατί δίνει τη δυνατότητα της μεταβολής των κερδών. Κατ' αυτό τον τρόπο, μπορούν να βελτιστοποιηθούν τα κέρδη έτσι ώστε για συγκεκριμένα χρονικά διαστήματα να επιτευχθεί ο ελάχιστος χρόνος ανόδου ή η ελάχιστη υπερύψωση ή η ελάχιστη αύξηση/μείωση των στροφών. Στην επόμενη παράγραφο περιγράφονται αναλυτικότερα οι μεταβλητές εισόδου – εξόδου, οι συναρτήσεις συμμετοχής και οι κανόνες που οικοδομούν την «ασαφή λογική» που χρησιμοποιήθηκε για την επίτευξη των παραπάνω.

3.3.9 Υλοποίηση ασαφούς λογικής

Τα ενδότερα της ασαφούς λογικής περιλαμβάνουν εκτός από τις μεταβλητές (εισόδου, εξόδου), συναρτήσεις συμμετοχής και κανόνες. Στην Εικόνα 3.1 απεικονίζονται οι συναρτήσεις συμμετοχής της μεταβλητής εισόδου «σφάλμα» (error).

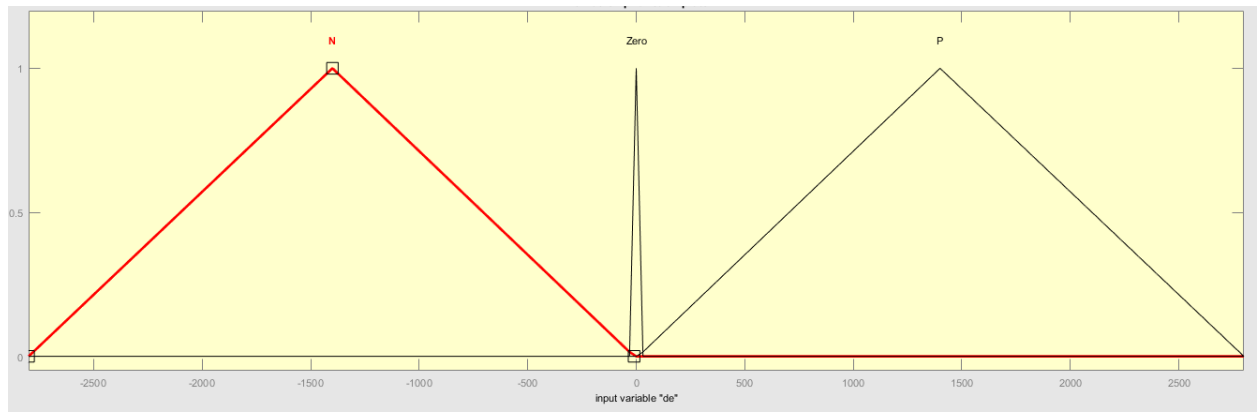


Εικόνα 3.1. Μεταβλητή εισόδου σφάλμα «error» (e).

Πίνακας 3.7. Συναρτήσεις συμμετοχής μεταβλητής εισόδου «error».

Nten	-3000	-2700				Pten	2700	3000
Nnine	-2700	-2400				Pnine	2400	2700
Neight	-2400	-2100				Peight	2100	2400
Nseven	-2100	-1800				Pseven	1800	2100
Nsix	-1800	-1500				Psix	1500	1800
Nfive	-1500	-1200	Zero	-5	5	Pfive	1200	1500
Nfour	-1200	-900				Pfour	900	1200
Nthree	-900	-600				Pthree	600	900
Ntwo	-600	-300				Ptwo	300	600
None	-300	-70				Pone	70	300
NC	-70	-5				PC	5	70

Η μεταβλητή εισόδου «error» κυμαίνεται από -3000 (dsp) έως 3000 (dsp) και απαρτίζεται από 23 συναρτήσεις συμμετοχής (Ο όρος dsp χρησιμοποιείται για να δείξει, ότι αυτοί οι αριθμοί είναι εκφρασμένοι όπως επεξεργάζονται από τον μικροελεγκτή). Είναι άξιο παρατήρησης, πως κάθε συνάρτηση συμμετοχής έχει εύρος 300 μονάδες εκτός από τη συνάρτηση συμμετοχής του μηδενός «Zero». Η επιλογή του εύρους, έγινε με γνώμονα την ελαχιστοποίηση της εισόδου του ελεγκτή PI σε κορεσμό. Βέβαια, αυτό δεν συνεπάγεται ότι ο ελεγκτής δεν εισέρχεται σε κορεσμό. Και αυτό, γιατί στην επιλογή του εύρους, δεν λήφθηκε υπόψη η συνεισφορά του ολοκληρωτικού μέρους του ελεγκτή παρά μόνο του αναλογικού. Το μέγιστο εύρος παλμού - το 100% του βαθμού χρησιμοποίησης (duty cycle) - «επιτυγχάνεται» όταν η έξοδος του ελεγκτή είναι 60000 και αντίστοιχα το 0% του βαθμού χρησιμοποίησης όταν η έξοδος του ελεγκτή είναι 0. Συνεπώς, αν το μέγιστο λάθος είναι 2731 (dsp) πολλαπλασιασμένο με το κέρδος του αναλογικού όρου - που είναι 100 – το αποτέλεσμα στην έξοδο του ελεγκτή είναι 273100 (και λαμβάνοντας υπόψη μόνο τον αναλογικό όρο!). Ο αριθμός 273100 (dsp) αναγκάζει τον ελεγκτή στο να εισέλθει σε βαθύ κορεσμό. Αν όμως, αντί του προκαθορισμένου κέρδους του αναλογικού όρου, υπήρχε η δυνατότητα να επιλέγεται ένας αριθμός μεταξύ διαφορετικών κερδών, τότε θα μπορούσε να αποφευχθεί ο βαθύς κορεσμός του ελεγκτή.



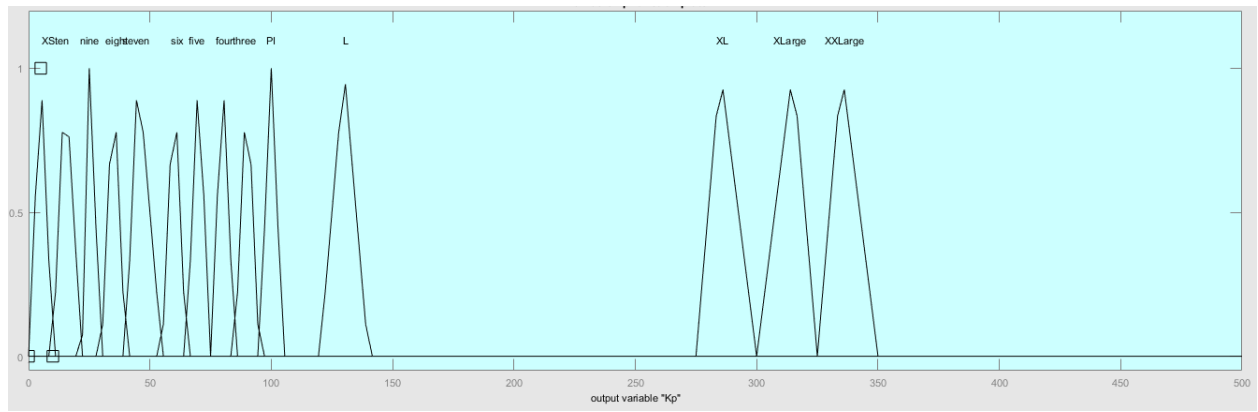
Εικόνα 3.2. Μεταβλητή εισόδου «de».

Πίνακας 3.8. Συναρτήσεις συμμετοχής μεταβλητής εισόδου «de».

N	-2800	-10
Zero	-10	10
P	10	2800

Η μεταβλητή εισόδου «de» ($\Delta e/\Delta t$) κυμαίνεται από -2800 έως 2800 και απαρτίζεται από τρεις συναρτήσεις συμμετοχής (Εικόνα 3.2). Ο υπολογισμός της παραγώγου βασίστηκε στην μεταβολή του σφάλματος προς την αντίστοιχη μεταβολή του χρόνου. Πειραματικά διαπιστώνεται, ότι η χρονική καθυστέρηση (Δt) που πρέπει να χρησιμοποιηθεί, για να ληφθούν «λογικές τιμές» είναι 5 ms. Τουλάχιστον αυτό ισχύει για την προσομοίωση. Στην πειραματική διάταξη, η συχνότητα λειτουργίας διαφέρει, συνεπώς, για να προκύψουν τα ίδια αποτελέσματα (ίδιο εύρος τιμών της παραγώγου), θα πρέπει η χρονική καθυστέρηση να είναι διαφορετική.

Όπως ήδη αναφέρθηκε, η παράγωγος του σφάλματος περιγράφεται από τρεις συναρτήσεις. Δηλαδή, αν η παράγωγος είναι αρνητική ή θετική ή μηδέν. Όταν η παράγωγος είναι μηδενική ή κοντά στο μηδέν (Πίνακας 3.8), τότε το σύστημα ισορροπεί ή η παράγωγος μεταβάλλεται από θετική σε αρνητική και το αντίστροφο. Αν η παράγωγος μεταβάλλεται, τότε παράλληλα υπάρχει και θετικό ή αρνητικό σφάλμα. Λαμβάνοντας υπόψη αυτές τις απλές παρατηρήσεις αλλά και επιπλέον στοχεύοντας στην μείωση του κορεσμού του ελεγκτή και στην μείωση του χρόνου ανόδου, επιλέχθηκαν οι κατάλληλες συναρτήσεις συμμετοχής για το κέρδος του αναλογικού όρου. Για λόγους μείωσης της απαιτούμενης μνήμης (όσον αφορά την ενσωμάτωση της ασαφούς λογικής στον προγραμματισμό του DSP), οι συναρτήσεις συμμετοχής του ολοκληρωτικού όρου δεν δημιουργήθηκαν. Από τη σχέση των κερδών του PI ελεγκτή προκύπτει ότι $780/100 = 7,8$. Όπως θα δειχθεί παρακάτω, και από τον τρόπο που είναι δομημένοι οι κανόνες, όταν αυξομειώνεται ο αναλογικός όρος, αυξομειώνεται κατά 7,8 φορές και ο ολοκληρωτικός. Οπότε, πολλαπλασιάζοντας την έξοδο « K_p » του ελεγκτή με το συντελεστή 7,8 προκύπτει η τιμή του ολοκληρωτικού όρου (Εικόνα 3.3).



Εικόνα 3.3. Μεταβλητή εξόδου K_p .

Πίνακας 3.9. Συναρτήσεις συμμετοχής μεταβλητής εξόδου K_p .

XS	0	10	four	75	85
ten	10	22	three	85	95
nine	22	30	PI	95	105
eight	30	40	L	120	140
seven	40	55	XL	275	300
six	55	65	XLarge	300	325
five	65	75	XXLarge	325	350

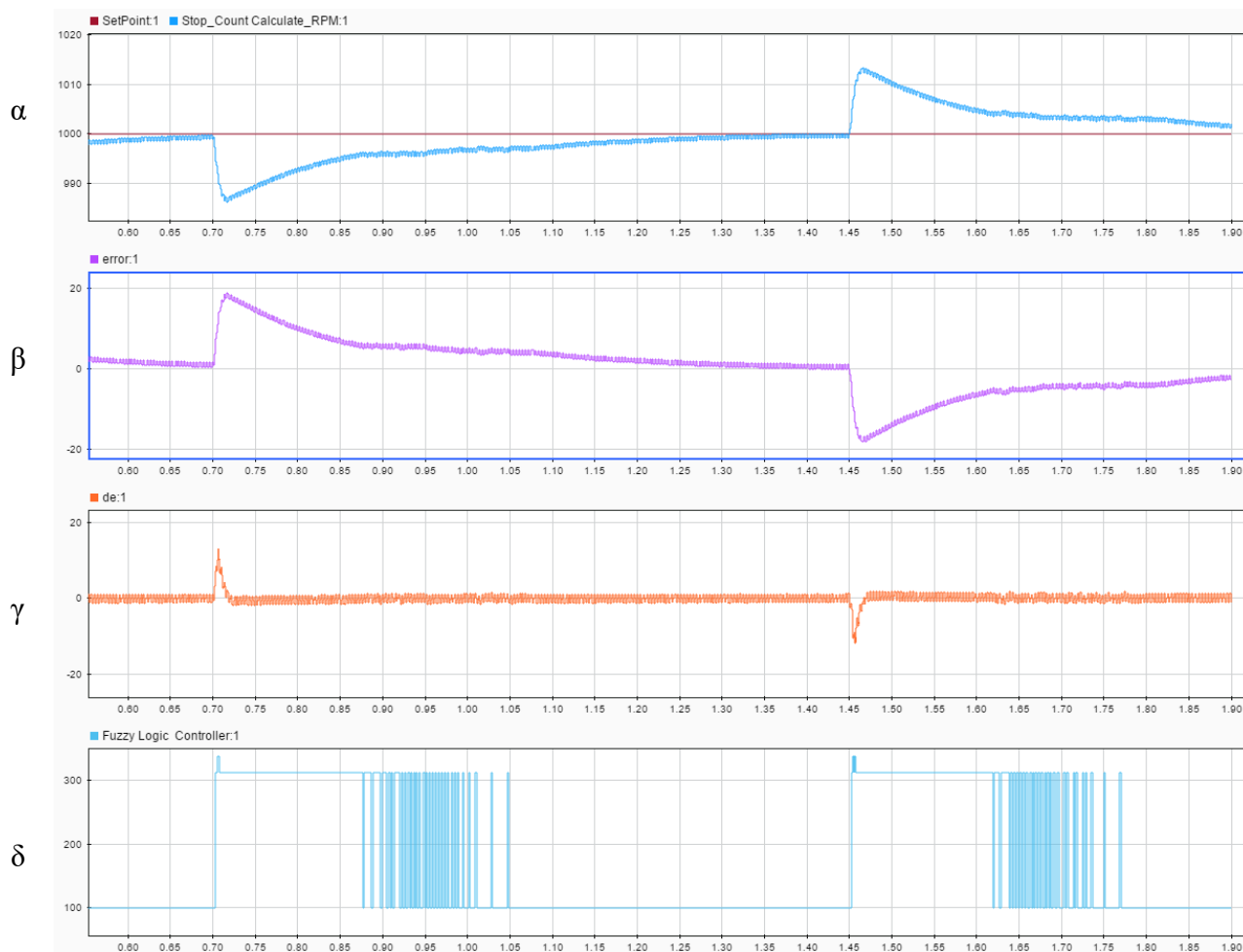
Υιοθετώντας αυτή τη λογική, επιτυγχάνεται μείωση της απαιτούμενης μνήμης, οπότε η έξοδος της ασαφούς λογικής είναι μόνο το κέρδος K_p . Η μόνη μεταβλητή εξόδου περιλαμβάνει 14 περιοχές, οι οποίες φαίνονται στον παραπάνω πίνακα. Είναι άξιο παρατήρησης (Εικόνα 3.3) ότι οι συναρτήσεις συμμετοχής δεν είναι συνεχής.

Οι μεταβλητές εισόδου-εξόδου και οι συναρτήσεις συμμετοχής τους, «πλέκονται» με τους κανόνες, ώστε να προκύψει το επιθυμητό αποτέλεσμα. Οι συναρτήσεις συμμετοχής του σφάλματος «error» από N_{ten} έως N_{two} – και αντίστοιχα από P_{ten} έως P_{two} – συνδυάζονται με τις συναρτήσεις συμμετοχής του αναλογικού όρου ten έως L . Στόχος είναι να ελαχιστοποιηθεί ο κορεσμός του ελεγκτή. Επιπλέον, οι συναρτήσεις συμμετοχής $None$, P_{one} , NC , PC και $Zero$ του σφάλματος, συνδυάζονται με τις συναρτήσεις συμμετοχής XL , $XLarge$ και $XXLarge$ με στόχο την γρήγορη αντίδραση του ελεγκτή στις απότομες αλλαγές (φορτίου και στροφών) αλλά και στην μείωση του κορεσμού (Εικόνα 3.5). Να προστεθεί, επίσης, ότι η παράγωγος του σφάλματος «de» λαμβάνεται υπόψη μόνο στις περιπτώσεις όπου το σφάλμα είναι NC , PC και $Zero$ (N = Negative, P = Positive, C = Critical).

Για να γίνει κατανοητός ο τρόπος λειτουργίας, αλλά και για να δειχθεί πως εφαρμόζονται στην πράξη τα παραπάνω, παρατίθεται το επόμενο παράδειγμα (Εικόνα 3.4). Ας υποθεθεί ότι ο κινητήρας «εργάζεται» στις 1000 στροφές rpm και το φορτίο μεταβάλλεται από 1,75 έως 3,5 Nm. Στην Εικόνα 3.4 φαίνονται οι διάφορες κυματομορφές. Τη χρονική στιγμή 0,70 s το φορτίο αλλάζει και γίνεται

3,5 Nm. Το σφάλμα αρχίζει να αυξάνεται οπότε και η παράγωγος ιδανικά έχει θετική τιμή. Μέχρι η τιμή του σφάλματος να ξεπεράσει τις 5 μονάδες και της παραγώγου το 10, ο συντελεστής K_p έχει την τιμή 100 (κανόνας 2). Όταν τελικά το σφάλμα γίνει μεγαλύτερο από 5, ο συντελεστής K_p λαμβάνει την τιμή 312 (κανόνας 35). Αν η τιμή του σφάλματος αυξηθεί κι άλλο και η παράγωγος του σφάλματος ιδανικά παραμείνει θετική τότε το K_p γίνεται 337 (κανόνας 36). Στα 0,79 s η διαδικασία αντιστρέφεται, εφ' όσον το σφάλμα σταδιακά μειώνεται και επενεργούν οι αντίστοιχοι κανόνες. Άξιο παρατήρησης είναι ότι από το 0,87 δευτερόλεπτο ο συντελεστής K_p ταλαντώνεται. Αυτό συμβαίνει, γιατί το λάθος ταλαντεύεται μεταξύ δύο τιμών, από τις οποίες η μία ανήκει στη συνάρτηση συμμετοχής «PC» και η άλλη στην «Zero». Οπότε αντίστοιχα επενεργούν δύο κανόνες με δύο διαφορετικούς συντελεστές.

Επιπροσθέτως, να διευκρινιστεί γιατί πριν χρησιμοποιήθηκε ο όρος «ιδανική παράγωγος». Στο παραπάνω παράδειγμα η παράγωγος του σφάλματος δεν είναι πάντα θετική όταν θα έπρεπε να είναι ή αντίστοιχα πάντα αρνητική όταν θα έπρεπε να είναι αρνητική. Το γεγονός αυτό δημιουργεί προβλήματα στον έλεγχο, γιατί επενεργούν κανόνες που έχουν ως αποτέλεσμα άλλα κέρδη. Επίσης, η χρήση της παραγώγου περιορίζεται και συνεπώς και οι πληροφορίες που θα μπορούσαν να αντληθούν για έναν αποτελεσματικότερο έλεγχο.



Εικόνα 3.4. Απεικόνιση παραδείγματος. α) Επιθυμητές και μετρούμενες στροφές, β) Σφάλμα, γ) Παράγωγος σφάλματος, δ) Κέρδος αναλογικού όρου.

1. If (e is Zero) and (de is N) then (Kp is XLarge) (1)
2. If (e is Zero) and (de is Zero) then (Kp is Pl) (1)
3. If (e is Zero) and (de is P) then (Kp is XLarge) (1)
4. If (e is Nten) and (de is N) then (Kp is ten) (1)
5. If (e is Nten) and (de is P) then (Kp is ten) (1)
6. If (e is Nten) and (de is Zero) then (Kp is ten) (1)
7. If (e is Neight) and (de is N) then (Kp is eight) (1)
8. If (e is Neight) and (de is P) then (Kp is eight) (1)
9. If (e is Neight) and (de is Zero) then (Kp is eight) (1)
10. If (e is Nseven) and (de is N) then (Kp is seven) (1)
11. If (e is Nseven) and (de is P) then (Kp is seven) (1)
12. If (e is Nseven) and (de is Zero) then (Kp is seven) (1)
13. If (e is Nsix) and (de is N) then (Kp is six) (1)
14. If (e is Nsix) and (de is P) then (Kp is six) (1)
15. If (e is Nsix) and (de is Zero) then (Kp is six) (1)
16. If (e is Nfive) and (de is N) then (Kp is five) (1)
17. If (e is Nfive) and (de is P) then (Kp is five) (1)
18. If (e is Nfive) and (de is Zero) then (Kp is five) (1)
19. If (e is Nfour) and (de is N) then (Kp is four) (1)
20. If (e is Nfour) and (de is P) then (Kp is four) (1)
21. If (e is Nfour) and (de is Zero) then (Kp is four) (1)
22. If (e is Nthree) and (de is N) then (Kp is three) (1)
23. If (e is Nthree) and (de is P) then (Kp is three) (1)
24. If (e is Nthree) and (de is Zero) then (Kp is three) (1)
25. If (e is Ntwo) and (de is N) then (Kp is L) (1)

26. If (e is Ntwo) and (de is Zero) then (Kp is L) (1)
27. If (e is Ntwo) and (de is P) then (Kp is L) (1)
28. If (e is None) and (de is N) then (Kp is XL) (1)
29. If (e is None) and (de is P) then (Kp is XL) (1)
30. If (e is None) and (de is Zero) then (Kp is XL) (1)
31. If (e is NC) and (de is N) then (Kp is XXLLarge) (1)
32. If (e is NC) and (de is Zero) then (Kp is XLarge) (1)
33. If (e is NC) and (de is P) then (Kp is XLarge) (1)
34. If (e is PC) and (de is N) then (Kp is XLarge) (1)
35. If (e is PC) and (de is Zero) then (Kp is XLarge) (1)
36. If (e is PC) and (de is P) then (Kp is XXLLarge) (1)
37. If (e is Pone) and (de is N) then (Kp is XL) (1)
38. If (e is Pone) and (de is P) then (Kp is XL) (1)
39. If (e is Pone) and (de is Zero) then (Kp is XL) (1)
40. If (e is Ptwo) and (de is N) then (Kp is L) (1)
41. If (e is Ptwo) and (de is Zero) then (Kp is L) (1)
42. If (e is Ptwo) and (de is P) then (Kp is L) (1)
43. If (e is Pthree) and (de is N) then (Kp is three) (1)
44. If (e is Pthree) and (de is P) then (Kp is three) (1)
45. If (e is Pthree) and (de is Zero) then (Kp is three) (1)
46. If (e is Pfour) and (de is N) then (Kp is four) (1)
47. If (e is Pfour) and (de is P) then (Kp is four) (1)
48. If (e is Pfour) and (de is Zero) then (Kp is four) (1)
49. If (e is Pfive) and (de is N) then (Kp is five) (1)
50. If (e is Pfive) and (de is P) then (Kp is five) (1)

51. If (e is Pfive) and (de is Zero) then (Kp is five) (1)
52. If (e is Psix) and (de is N) then (Kp is six) (1)
53. If (e is Psix) and (de is P) then (Kp is six) (1)
54. If (e is Psix) and (de is Zero) then (Kp is six) (1)
55. If (e is Pseven) and (de is N) then (Kp is seven) (1)
56. If (e is Pseven) and (de is P) then (Kp is seven) (1)
57. If (e is Pseven) and (de is Zero) then (Kp is seven) (1)
58. If (e is Peight) and (de is N) then (Kp is eight) (1)
59. If (e is Peight) and (de is P) then (Kp is eight) (1)
60. If (e is Peight) and (de is Zero) then (Kp is eight) (1)
61. If (e is Pnine) and (de is N) then (Kp is nine) (1)
62. If (e is Pnine) and (de is P) then (Kp is nine) (1)
63. If (e is Pnine) and (de is Zero) then (Kp is nine) (1)
64. If (e is Pten) and (de is N) then (Kp is ten) (1)
65. If (e is Pten) and (de is P) then (Kp is ten) (1)
66. If (e is Pten) and (de is Zero) then (Kp is ten) (1)
67. If (e is Nnine) and (de is N) then (Kp is nine) (1)
68. If (e is Nnine) and (de is P) then (Kp is nine) (1)
69. If (e is Nnine) and (de is Zero) then (Kp is nine) (1)

Εικόνα 3.5. Κανόνες της ασαφούς λογικής.

3.4 Ελεγκτές τεχνητών νευρωνικών δικτύων

Τα τεχνητά νευρωνικά δίκτυα (D.A. Barkas) είναι μία μορφή τεχνητής νοημοσύνης όπου προσομοιώνουν τον ανθρώπινο τρόπο σκέψης. Διαφέρουν από την τεχνική της ασαφούς λογικής η οποία βασίζεται σε κανόνες «Αν – Τότε». Οι τρεις πιο διαδεδομένοι ελεγκτές νευρωνικών δικτύων είναι οι ακόλουθοι:

- Ελεγκτής πρόβλεψης μοντέλου
- Ελεγκτής NARMA-L2
- Ελεγκτής μοντέλου αναφοράς

Οι εφαρμογές που στηρίζονται στα νευρωνικά δίκτυα και σχετίζονται με τροφοδοτικά συστήματα, βασίζονται στην εύρεση του μαθηματικού μοντέλου των κινητήριων συστημάτων και στην μετέπειτα χρήση του για τον έλεγχο της ταχύτητας του κινητήρα. Οι ελεγκτές νευρωνικών δικτύων όταν συνδυαστούν με έναν ελεγκτή PID μπορούν να υλοποιηθούν με δύο τρόπους.

Τα νευρωνικά δίκτυα επιτρέπουν την ανάπτυξη ποσοτικών εκφράσεων χωρίς να περιορίζονται από την πολυπλοκότητα του προβλήματος. Προσομοιάζουν τον ανθρώπινο τρόπο σκέψης σε δύο σημεία:

- Ένα νευρωνικό δίκτυο αποκτά γνώσεις μέσω της μάθησης.
- Η γνώση ενός νευρωνικού δικτύου αποθηκεύεται σε ενδο-νευρωνικές συνδέσεις γνωστές σαν συναπτικά βάρη.

Οι λόγοι για να χρησιμοποιήσει κάποιος έναν ελεγκτή τεχνητών νευρωνικών δικτύων είναι οι ακόλουθοι:

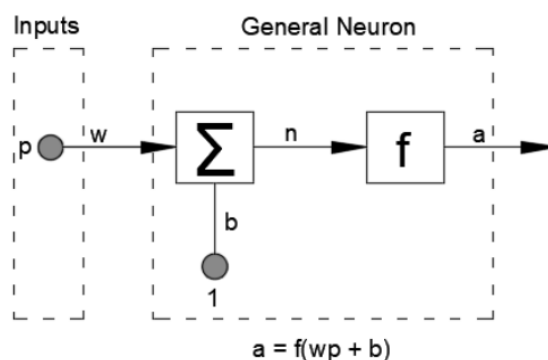
- Όλα τα σήματα των νευρωνικών δικτύων διαδίδονται προς μία κατεύθυνση, όπως και στα αυτοματοποιημένα συστήματα ελέγχου
- Η ικανότητα των τεχνητών νευρωνικών δικτύων να μάθουν το δείγμα
- Η ικανότητα να δημιουργούν παράλληλα σήματα σε αναλογικά συστήματα όπως επίσης και σε διακριτά συστήματα
- Η ικανότητα να προσαρμόζονται

Η δομή ενός νευρωνικού δικτύου συντίθεται από ένα μεγάλο αριθμό διασυνδεδεμένων στοιχείων επεξεργασίας, οι γνωστοί νευρώνες, οι οποίοι «εργάζονται» όλοι μαζί για να λύσουν ένα συγκεκριμένο πρόβλημα. Τα τεχνητά νευρωνικά δίκτυα μαθαίνουν από παραδείγματα όπως και οι άνθρωποι. Κάθε δομή ΤΝΔ (τεχνητού νευρωνικού δικτύου) μπορεί να εφαρμοστεί για να λυθεί ένα συγκεκριμένο πρόβλημα και αυτό-ρυθμίζεται μέσω μιας μαθησιακής διαδικασίας. Τα ΝΔ μπορούν να εφαρμοστούν σε γραμμικά αλλά και σε μη γραμμικά συστήματα. Επίσης, μπορούν να εξάγουν τις σχέσεις που διέπουν τα επιμέρους μέρη του συστήματος από τα αρχικά δεδομένα που τους έχουν δοθεί.

Γενικά, ο έλεγχος των ΝΔ αποτελείται από δύο μέρη. Το πρώτο μέρος είναι ένας εκτιμητής νευρώνων ο οποίος χρησιμοποιείται για να εκτιμήσει την ταχύτητα του κινητήρα. Το δεύτερο μέρος είναι ο νευρωνικός ελεγκτής ο οποίος χρησιμοποιείται για τον έλεγχο του μετατροπέα. Αυτά τα δύο μέρη πρέπει να «εκπαιδευθούν» ώστε να εργαστούν όσο καλύτερα γίνεται. Η διαδικασία της εκπαίδευσης πραγματοποιείται με τον αλγόριθμο της προς τα πίσω διάδοσης Levenberg-Marquardt. Για να εκπαιδευτεί ένα ΤΔΝ, η είσοδος και η έξοδος του συστήματος θα πρέπει να είναι γνωστές και μετά μπορεί κανείς να σχεδιάσει το δίκτυο των ΤΝΔ βελτιστοποιώντας τον αριθμό των κρυμμένων επιπέδων, τον αριθμό των νευρώνων για κάθε επίπεδο καθώς επίσης την είσοδο και την έξοδο αλλά και τη συνάρτηση μεταφοράς.

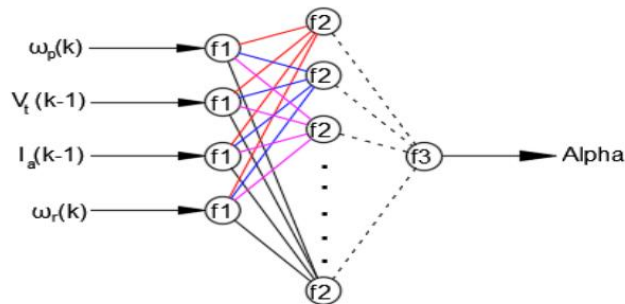
Ένα ΝΔ αποτελείται από κόμβους οι οποίοι συνδέονται μεταξύ τους (μονάδες επεξεργασίας). Σε κάθε κόμβο αντιστοιχεί ένας αριθμός που είναι το βάρος του. Τα βάρη είναι τα εργαλεία για την αποθήκευση των πληροφοριών στα νευρωνικά δίκτυα. Η μαθησιακή διαδικασία επιτυγχάνεται με την κατάλληλη αλλαγή αυτών των βαρών. Τα βάρη αυτά τροποποιούνται ώστε η συμπεριφορά του συστήματος (σχέση εισόδου-εξόδου) να είναι εναρμονισμένη με τα δεδομένα εισόδου-εξόδου που έχουν δοθεί σαν δείγμα στο σύστημα. Ένας νευρώνας αποτελείται από μία βαθμωτή είσοδο « p » πολλαπλασιασμένη με το βαθμωτό βάρος « w » ώστε να υπολογιστεί το γινόμενο « $w * p$ » το οποίο τροφοδοτείται στον αθροιστή παράλληλα με τον συντελεστή « b » πολλαπλασιασμένο με 1. Το παρακάτω Σχήμα 3.26 απεικονίζει το βασικό νευρωνικό διάγραμμα.

Στο Σχήμα 3.26 η είσοδος είναι « $w * p + b$ » και η έξοδος είναι « $a = f(w * p + b)$ ». Το γράμμα f αντιπροσωπεύει την συνάρτηση μεταφοράς ενώ οι συντελεστές w και b προσαρμόζονται μέσω της διαδικασίας της μάθησης. Σε συγκρίσεις που έγιναν μέσω προσομοίωσης μεταξύ των ελεγκτών PID, PI και ANN (artificial neuron network) οι τελευταίοι είχαν καλύτερη συμπεριφορά στη μείωση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης, στη μείωση της μέγιστης υπερύψωσης, στη μείωση του χρόνου ανόδου και στη μείωση του χρόνου αποκατάστασης. Επίσης, οι ελεγκτές των ΤΝΔ έχουν ταχύτερη απόκριση στις μεταβολές του φορτίου σε σύγκριση με του ελεγκτές PID και PI. Βέβαια, ένα μειονέκτημα των ελεγκτών ΤΝΔ είναι πως υπάρχουν περιπτώσεις όπου ο χρόνος ανόδου είναι μεγαλύτερος από αυτόν με έναν ελεγκτή PID ή PI.



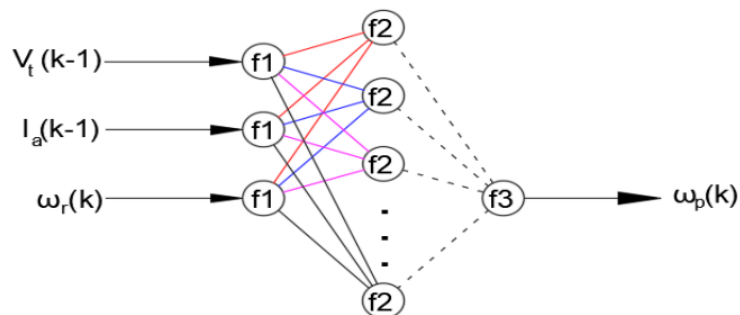
Σχήμα 3.26. Βασικό διάγραμμα νευρωνικού δικτύου. (Πηγή: (D.A. Barkas))

Στο Σχήμα 3.27 φαίνεται η βασική δομή ενός μοντέλου ΤΝΔ. Ένα τέτοιο μοντέλο συντίθεται από τρία επίπεδα. Το πρώτο είναι η είσοδος. Σε αυτό το επίπεδο, αποθηκεύονται όλοι οι υπολογισμένοι παράμετροι ενός συστήματος ελέγχου κινητήρα. Οι τιμές των εισόδων περνώντας μέσα από τα κρυμμένα επίπεδα φθάνουν στο τελικό επίπεδο όπου παράγονται τα σήματα για τον έλεγχο των μετατροπέων που οδηγούν τον κινητήρα. Παρακάτω παρατίθεται ένα παράδειγμα χρησιμοποιώντας το Σχήμα 3.27. Οι εισοδοί είναι η εκτιμώμενη ταχύτητα « $\omega_p(k)$ », η τάση του τυμπάνου « $V_t(k)$ », το ρεύμα του τυμπάνου « $I_a(t)$ » και η επιθυμητή ταχύτητα « $\omega_r(t)$ ».



Σχήμα 3.27. Βασική δομή ΤΝΔ αποτελούμενη από τρία επίπεδα.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Στο Σχήμα 3.28 απεικονίζεται ένα ΤΝΔ το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την εκτίμηση της ταχύτητας « $\omega_p(k)$ ». Στο Σχήμα 3.27 και στο Σχήμα 3.28 τα f_1 και f_2 αντιπροσωπεύουν τις εισόδους και τα κρυμμένα επίπεδα αντίστοιχα. Η συνάρτηση που χρησιμοποιήθηκε για την εκτίμηση των τιμών είναι η «tansig-sigmoid». Τέλος, η λέξη «Alpha» είναι το σήμα εξόδου για τον έλεγχο του μετατροπέα.



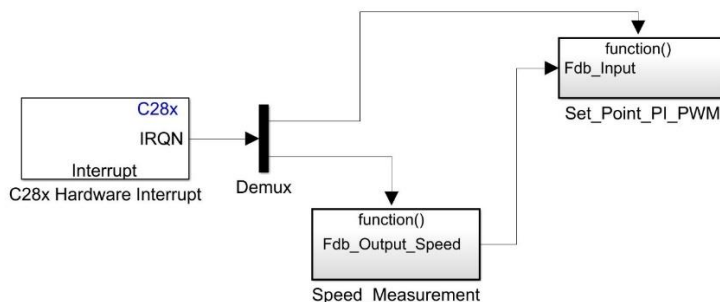
Σχήμα 3.28. Εκπαιδευτική δομή ΤΝΔ αποτελούμενη από τρία επίπεδα.(Πηγή: (D.A. Barkas))

Ολοκληρώνοντας την αναφορά στους ελεγκτές, που δύναται να χρησιμοποιηθούν για τον έλεγχο των κινητήρων, καλύπτεται το πρώτο μέρος της εργασίας το οποίο ουσιαστικά αποτελεί το θεωρητικό τμήμα. Τα επόμενα κεφάλαια αποτελούν το τεχνικό μέρος της εργασίας και περιλαμβάνουν τον τρόπο με τον οποίο παράχθηκε ο κώδικας σε γλώσσα C με MATLAB/Simulink, η προσομοίωση της πειραματικής διάταξης και το Κεφάλαιο 6 που αποτελεί την παρουσίαση του συστήματος κλειστού βρόχου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Παραγωγή Κώδικα σε Γλώσσα C

4.1 Εισαγωγή

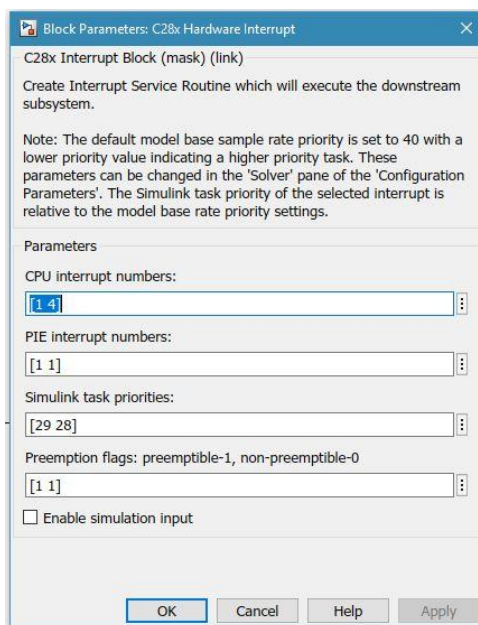
Για την παραγωγή κώδικα σε γλώσσα C χρησιμοποιήθηκε το MATLAB/Simulink. Στην Εικόνα 4.1 απεικονίζεται η αρχική δομή του μοντέλου που δημιουργήθηκε για τις ανάγκες αυτής της εργασίας. Η αρχική δομή αποτελείται από τρία δομικά στοιχεία: το «Hardware Interrupt», το «Set_Point_PI_PWM» και το «Speed_Measurement».



Εικόνα 4.1. Αρχική εικόνα μοντέλου στο Simulink.

4.2 Δομικό στοιχείο «C28x Hardware Interrupt»

Το δομικό στοιχείο «C28x Hardware Interrupt» χρησιμοποιείται για να δηλωθούν στο DSP οι «διακοπές» (interrupts) του επεξεργαστή (CPU).



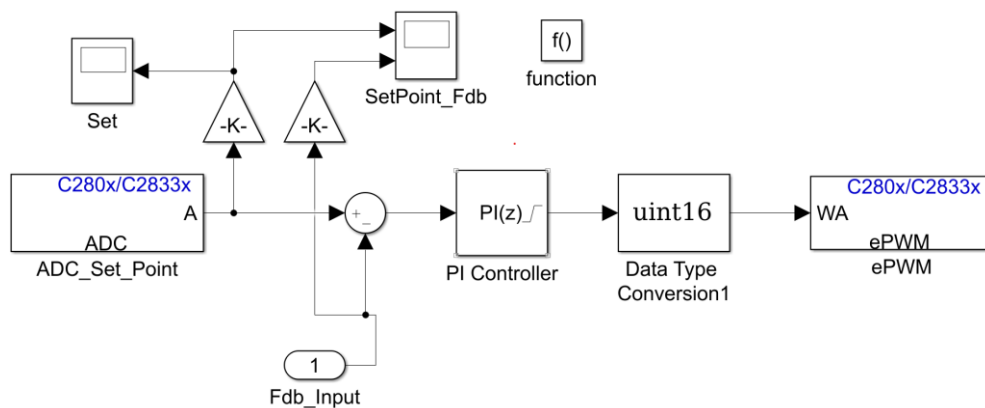
Εικόνα 4.2. Διακοπές του επεξεργαστή.

Οι διακοπές που χρησιμοποιήθηκαν ήταν η διακοπή για το ADC και η διακοπή για το eCAP . Σύμφωνα με το εγχειρίδιο χρήσης του DSP οι διακοπές αυτές αντιστοιχούν στους συνδυασμούς αριθμών (1 1) για το ADC και (4 1) για το eCAP (CPU PIE). Στην Εικόνα 4.2 φαίνεται πως υπάρχουν και άλλα δύο πεδία. Το πεδίο «Simulink task priorities» αναφέρεται στο βαθμό της προτεραιότητας που έχει κάθε διακοπή όταν αυτή εκτελείται ασύγχρονα. Όσο πιο μικρός είναι αυτός ο αριθμός, τόσο μεγαλύτερη προτεραιότητα έχει. Η μέγιστη τιμή και άρα η χαμηλότερη προτεραιότητα είναι 40. Το

τελευταίο πεδίο σχετίζεται με την δυνατότητα της παράκαμψης της προτεραιότητας. Αν στο πεδίο υπάρχει η τιμή «1» τότε η διακοπή αυτή μπορεί να προσπεραστεί από μια άλλη διακοπή που έχει χαμηλότερη προτεραιότητα.

4.3 Δομικό στοιχείο «Set_Point_PI_PWM»

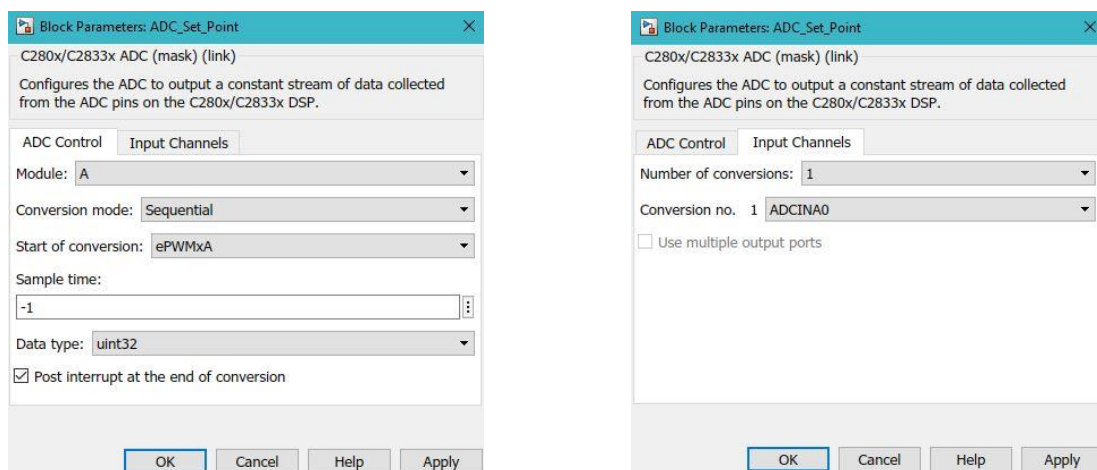
Όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4.3 για να υλοποιηθεί ο έλεγχος του DC κινητήρα μέσω του DSP (F28335) απαιτείται να εκτελεστούν οι εξής λειτουργίες: 1) να ορισθούν οι επιθυμητές στροφές (set point – δηλαδή σε ποιες στροφές να λειτουργεί ο κινητήρας), 2) να συγκριθούν οι επιθυμητές στροφές με τον πραγματικό αριθμό στροφών - ώστε να υπολογισθεί το σφάλμα και ανάλογα να διορθωθεί με τη βοήθεια του ελεγκτή - και τέλος 3) το αποτέλεσμα του ελεγκτή, που είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του παλμού (duty cycle PWM), να εισαχθεί στον κατάλληλο ακροδέκτη του DSP ώστε να συνδεθεί με το κύκλωμα οδήγησης του MOSFET. Στη συνέχεια, αναλύεται ξεχωριστά η κάθε λειτουργία.



Εικόνα 4.3. Το εσωτερικό του δομικού στοιχείου «Set_Point_PI_PWM».

4.3.1 Επιθυμητές στροφές «ADC_Set_Point»

Το «ADC_Set_Point» χρησιμοποιείται όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω για να ορισθούν οι επιθυμητές στροφές στο DSP.



Εικόνα 4.4. Ρυθμίσεις για το ADC

Η μετατροπή της αναλογικής τιμής σε ψηφιακή γίνεται με τον παρακάτω τύπο:

$$\begin{aligned} \text{Digital Value} &= 0, && \text{when input} \leq 0 \text{ V} \\ \text{Digital Value} &= 4096 \times \frac{\text{Input Analog Voltage} - \text{ADCLO}}{3} && \text{when } 0 \text{ V} < \text{input} < 3 \text{ V} \\ \text{Digital Value} &= 4095, && \text{when input} \geq 3 \text{ V} \end{aligned}$$

Εικόνα 4.5. Μετατροπή αναλογικής τιμής σε ψηφιακή

Από την παραπάνω εικόνα τεκμαίρεται, πως αν η αναλογική τιμή (τάση) στην είσοδο είναι αρνητική, η αντίστοιχη ψηφιακή τιμή θα είναι μηδέν και αν η αναλογική τιμή είναι μεγαλύτερη των τριών βολτ τότε ο μέγιστος αριθμός της αντίστοιχης ψηφιακής τιμής θα είναι 4095. Ο αριθμός 4095 είναι ο μέγιστος αριθμός που μπορεί να αποθηκεύσει ένας 12-bit μετατροπέας. Σε κάθε άλλη περίπτωση η ψηφιακή τιμή προκύπτει από την πράξη $4096 \times \frac{\text{Αναλογική Τάση} - \text{ADCLO}}{3}$ (ADCLO = γείωση).

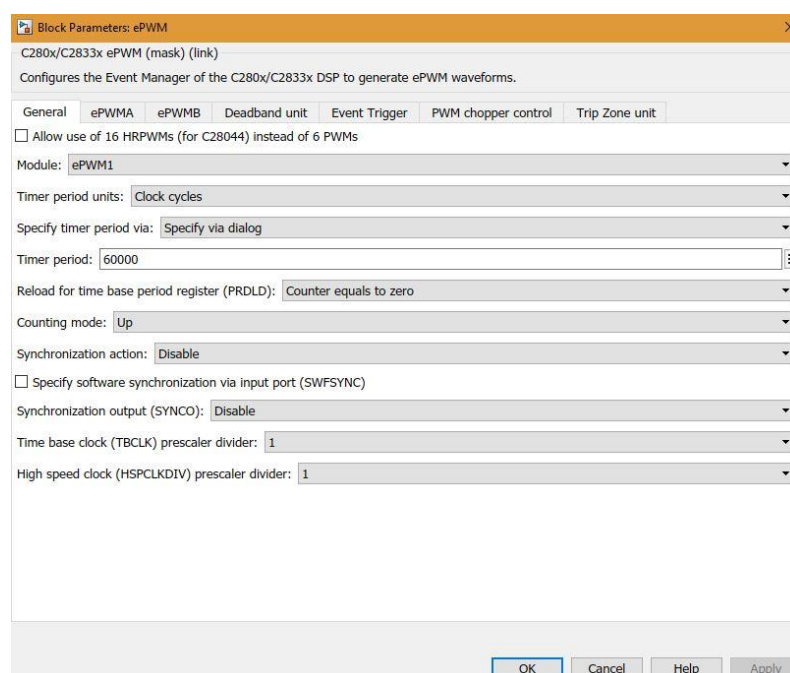
Για τις ανάγκες της εργασίας - με τη χρήση ενός διαιρέτη τάσης - η μέγιστη αναλογική τιμή είναι τα 2 V. Τα 2 V αντιστοιχούν σε 2000 στροφές στον κινητήρα (ονομαστικές στροφές κινητήρα). Πιο αναλυτικά: $1 \text{ V} \rightarrow 1000 \text{ rpm} \rightarrow 1365 \text{ dsp}$.

4.3.2 Σφάλμα – Απόκλιση από τις επιθυμητές στροφές

Στη συνέχεια, ακολουθεί η αφαίρεση της πραγματικής τιμής των στροφών από την επιθυμητή τιμή (ADC_Set_Point – Fdb_Input) . Το σφάλμα αποτελεί την είσοδο για τον ελεγκτή. Οι ρυθμίσεις του ελεγκτή θα αναλυθούν σε επόμενο Κεφάλαιο. Η έξοδος του ελεγκτή καθορίζει τον βαθμό χρησιμοποίησης του παλμού (duty cycle).

4.3.3 Περιφερειακό «ePWM»

Το περιφερειακό «ePWM» του DSP βοηθάει ώστε να ρυθμιστεί ο παλμός.



Εικόνα 4.6. Ρύθμιση συχνότητας παλμού.

Εφ' όσον χρειάζεται ένας παλμός με σταθερή συχνότητα και χρησιμοποιώντας τον παρακάτω τύπο, προκύπτει:

$$TBPRD = \frac{f_{TBCLK}}{f_{PWM}} - 1 \Rightarrow f_{PWM} = \frac{f_{TBCLK}}{TBPRD + 1}$$

Όπου,

TBPRD → Timer Period (απαριθμητής)

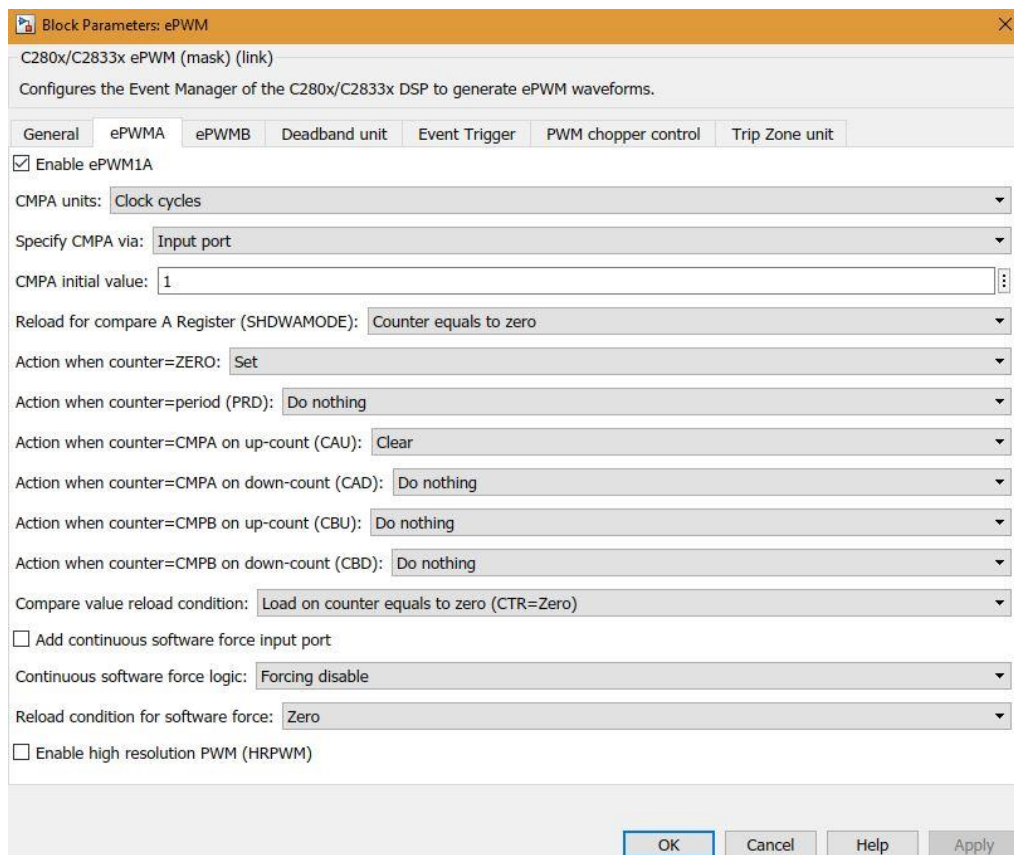
f_{TBCLK} → Time Base Clock (συχνότητα του ρολογιού του DSP)

f_{PWM} → Pulse Width Modulation Frequency (συχνότητα του παλμού)

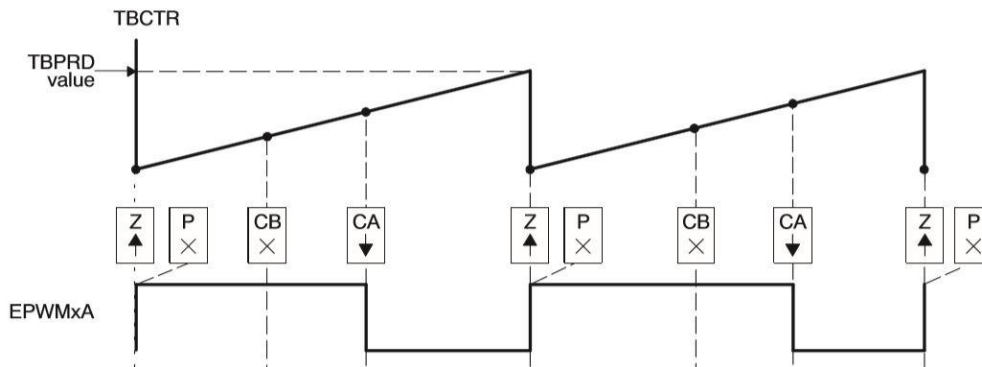
Η συχνότητα του ρολογιού του DSP καθορίζεται από δύο πεδία (Time Base Clock Pre-scale Divider και High Speed Clock Pre-scale Divider). Και τα δύο αυτά πεδία έχουν την τιμή 1 που σημαίνει ότι χρησιμοποιήθηκε η βασική συχνότητα του DSP (150 MHz) και όχι κάποια υποδιαίρεση αυτής (Εικόνα 4.6).

$$f_{PWM} = \frac{150e6}{60000 + 1} = 2499,958 \text{ Hz} \approx 2,5 \text{ KHz}$$

Συνεπώς η συχνότητα του παλμού με την οποία ανοιγοκλείνει το MOSFET είναι περίπου 2,5 KHz.



Εικόνα 4.7. Ρύθμιση βαθμού χρησιμοποίησης παλμού.

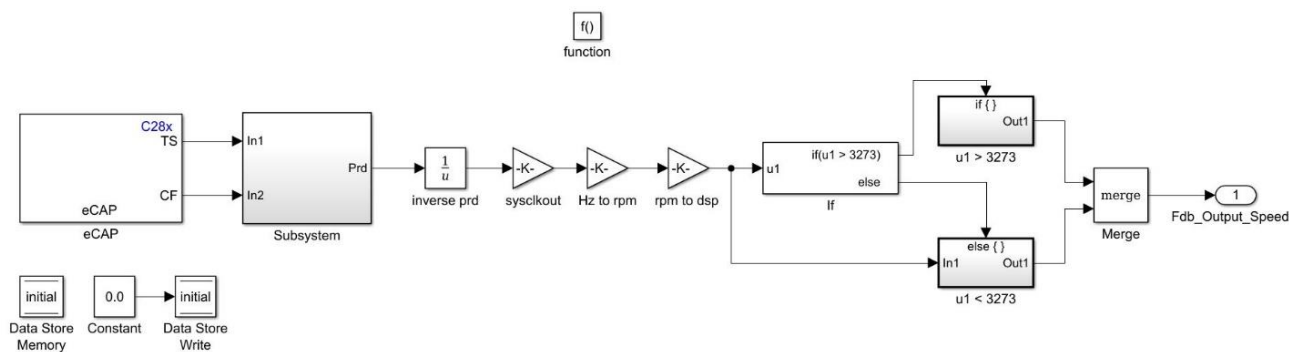


Εικόνα 4.8. Τρόπος υπολογισμού του βαθμού χρησιμοποίησης.

Ο βαθμός χρησιμοποίησης του παλμού (duty cycle) υλοποιείται με τον εξής τρόπο: χρησιμοποιείται ένας 16-bit απαριθμητής (TBPRD) του οποίου όπως είναι λογικό η ελάχιστη και η μέγιστη τιμή που μπορεί να αναπαραστήσει είναι 0 έως 65535. Επίσης, υπάρχει και ένας συγκριτής/απαριθμητής (CA) έτσι ώστε οι τιμές αυτών των δύο καταχωρητών να συγκρίνονται και ανάλογα να εκτελούνται κάποιες ενέργειες. Στα πλαίσια αυτής της εργασίας (Εικόνα 4.8) επιλέχθηκε όταν η τιμή του καταχωρητή (TBPRD) είναι μηδέν να γίνεται έναρξη του παλμού και όταν η τιμή του TBPRD = CA τότε να γίνεται η σβέση του παλμού. Με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται μεταβλητός βαθμός χρησιμοποίησης ανάλογα με την τιμή της εξόδου του ελεγκτή.

4.4 Δομικό στοιχείο «Speed_Measurement».

Τελευταίος κρίκος του κύκλου (Closed Loop System) είναι η μέτρηση των πραγματικών στροφών του κινητήρα. Η μέτρηση των πραγματικών στροφών επιτυγχάνεται με τη βοήθεια μιας παλμογεννήτριας (encoder) – η οποία παράγει 1024 παλμούς ανά περιστροφή – και ενός «μηχανισμού» μέτρησης της συχνότητας αυτών των παλμών μέσω του DSP.



Εικόνα 4.9. Μέτρηση πραγματικών στροφών

Πιο αναλυτικά, η παλμογεννήτρια δίνει $1024 \frac{\text{παλμούς}(pulses)}{\text{περιστροφή}(360 \text{ degrees})}$. Αν υποθεθεί ότι ο κινητήρας είναι στις $2000 \frac{\text{περιστροφές}(revolutions)}{\text{λεπτό}(minute)}$ (ονομαστικές στροφές κινητήρα) τότε η συχνότητα των παλμών που θα προκύψει ώστε να υπολογιστεί η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα είναι:

Η συχνότητα το κινητήρα στις 2000 rpm θα είναι:

$$2000 \frac{\text{περιστροφές(revolutions)}}{\text{λεπτό(minute)}} \xrightarrow{\text{μετατροπή σε Hz}} 2000 \frac{\text{revolutions}}{\text{minute}} \times \frac{1 \text{ minute}}{60 \text{ seconds}} = \frac{2000 \text{ revolutions}}{60 \text{ seconds}} =$$

$$\frac{100 \text{ revolutions}}{3 \text{ seconds}} = \frac{100}{3} = \mathbf{33,33 \text{ Hz}}$$

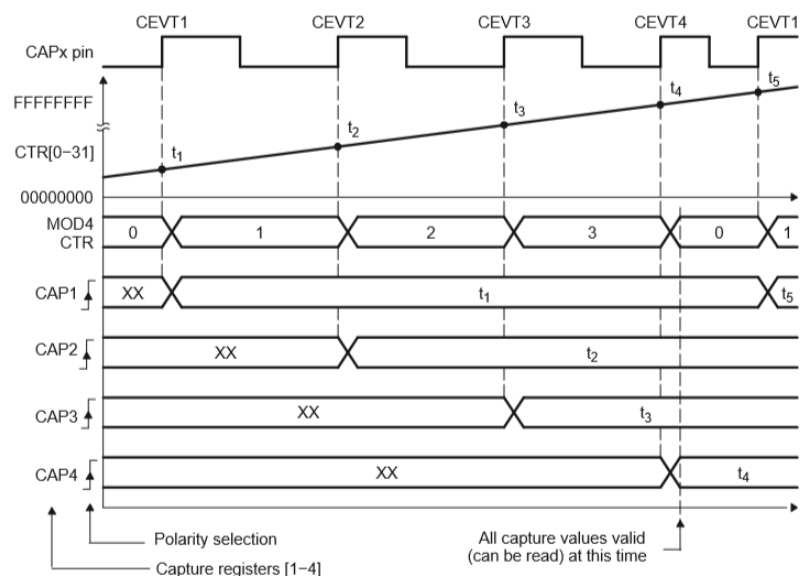
Η συχνότητα των παλμών θα είναι:

$$1024 \frac{\text{παλμούς(pulses)}}{\text{περιστροφή (360 degrees)}} \times \frac{100 \text{ περιστροφές}}{3 \text{ δευτερόλεπτο}} = \mathbf{34133,333 \frac{\text{παλμούς}}{\text{δευτερόλεπτο}}}$$

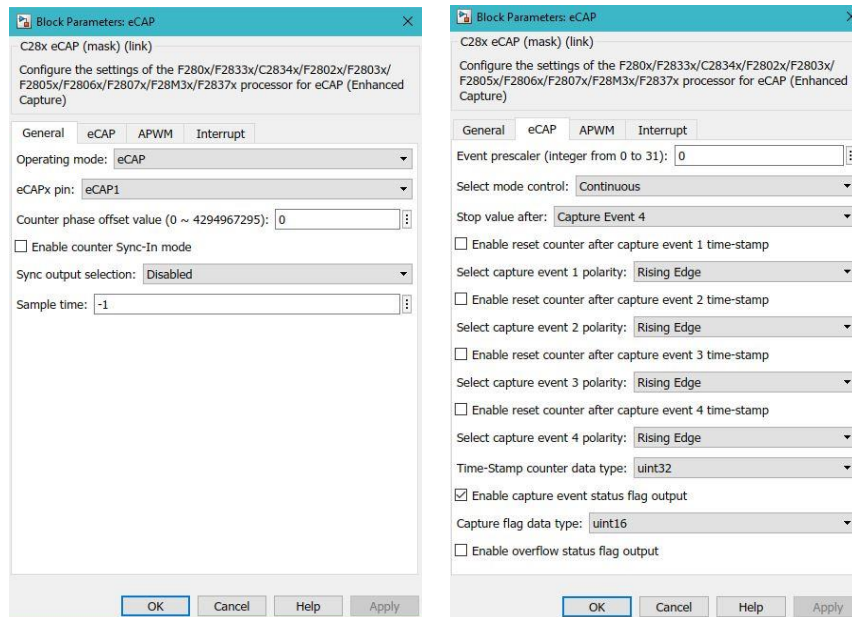
Συνεπώς η μέγιστη μετρούμενη συχνότητα θα ήταν περίπου 40 (KHz) (αν λαμβάνονταν υπόψιν και οι υπερυψώσεις του συστήματος). Επίσης, γίνεται αντιληπτό ότι ανάλογα των στροφών του κινητήρα μεταβάλλεται και η συχνότητα των παλμών.

4.4.1 Περιφερειακό «eCAP»

Για την μέτρηση της συχνότητας χρησιμοποιείται το περιφερειακό «eCAP». Το eCAP (Enhanced Capture Module) δίνει τη δυνατότητα της μέτρησης της περιόδου των παλμών. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.11 το «eCAP» χρησιμοποιεί τέσσερις καταχωρητές 32-bit για να αποθηκεύσει το χρόνο κατά τον οποίο συντελείται η άνοδος του παλμού. Η χρονική διαφορά ανάμεσα σε δύο ανόδους είναι η περίοδος του παλμού. Στην Εικόνα 4.10 η γραμμή «CAPx pin» απεικονίζει τον παλμό που εισέρχεται στον ακροδέκτη του DSP. Όπως φαίνεται, στο συγκεκριμένο παράδειγμα, η περίοδος του παλμού δεν είναι σταθερή. Κάθε φορά που συντελείται άνοδος του παλμού ο καταχωρητής «MOD4 CTR» αυξάνεται κατά 1 και όταν λάβει τη μέγιστη τιμή του, ξεκινάει να μετράει πάλι από την αρχή (0 – 3). Δηλαδή, όταν μετρηθούν τέσσερις άνοδοι του παλμού. Τη χρονική στιγμή t_4 , οι καταχωρητές «CAP1 – 4» περιέχει ο καθένας το χρόνο που μεσολάβησε από την άνοδο του προηγούμενου παλμού. Συνεπώς, η διαφορά των τιμών δύο συνεχόμενων καταχωρητών δίνει την περίοδο του παλμού. Οπότε, μετά τη χρονική στιγμή t_4 μπορεί να χρησιμοποιηθεί το περιεχόμενο των καταχωρητών «CAP1 – 4» και να υπολογιστεί η περίοδος.



Εικόνα 4.10. Μηχανισμός μέτρησης της περιόδου ενός παλμού.



Εικόνα 4.11. Ρυθμίσεις για την μέτρηση της περιόδου των παλμών.

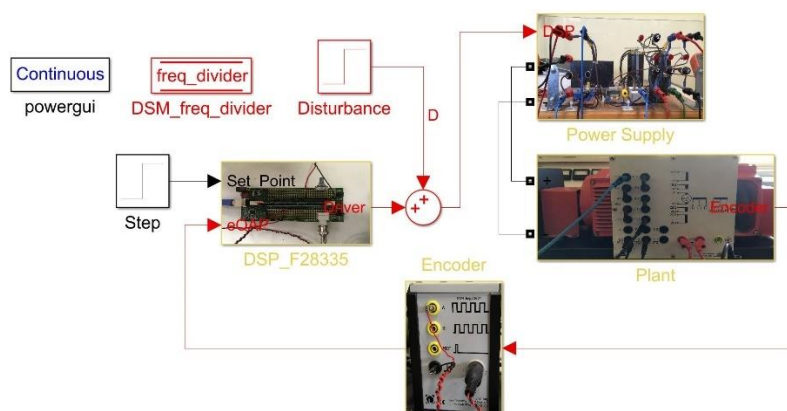
4.4.2 Υπολογισμός στροφών

Για τη μείωση του σφάλματος, στην μέτρηση της περιόδου του παλμού, χρησιμοποιείται ο μέσος όρος των τριών διαφορών. Στη συνέχεια, αντιστρέφεται η περίοδος ώστε να υπολογιστεί η συχνότητα του παλμού – που λαμβάνεται από τον «encoder» - και έπειτα πολλαπλασιάζεται με την βασική συχνότητα 150ε6 (συχνότητα λειτουργίας του DSP). Με αυτό τον τρόπο υπολογίζεται η συχνότητα του μετρούμενου παλμού. Για τη μετατροπή της συχνότητας σε rpm πολλαπλασιάζεται η συχνότητα που υπολογίστηκε πριν με τον όρο $\frac{60 \text{ seconds}}{1 \text{ minute}} \times \frac{1 \text{ revolution}}{1024 \text{ pulses}}$. Τέλος, για να μπορούν οι δύο τιμές να συγκριθούν – επιθυμητός αριθμός στροφών και μετρούμενες στροφές – το αποτέλεσμα (σε στροφές πλέον) πολλαπλασιάζεται με τον συντελεστή 1,3655 ώστε να προκύψει αριθμός εκφρασμένος όπως αυτός αποθηκεύεται στη μνήμη του DSP. Τα παραπάνω απεικονίζονται στην Εικόνα 4.9.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Μοντελοποίηση και Προσομοίωση

5.1 Εισαγωγή

Στο Κεφάλαιο αυτό θα παρουσιασθεί το μοντέλο που δημιουργήθηκε στο Simulink ώστε να προσομοιωθεί η πειραματική διάταξη.

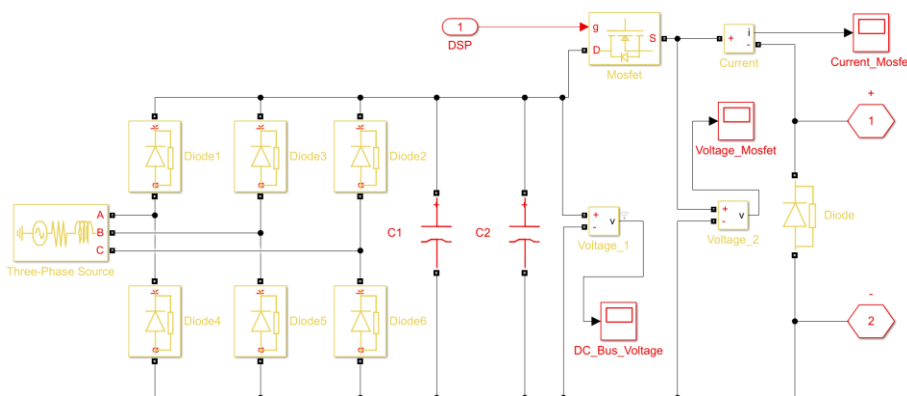


Εικόνα 5.1. Μοντέλο προσομοίωσης στο Simulink.

Όπως είναι αναμενόμενο το μοντέλο αποτελείται από τα εξής μέρη (Εικόνα 5.1): το DSP, τον DC κινητήρα μαζί με την πέδη (Plant), την τροφοδοσία (Power Supply) και την παλμογεννήτρια (Encoder). Στη συνέχεια περιγράφεται αναλυτικότερα το καθένα από αυτά.

5.2 Προσομοίωση τροφοδοσίας «Power Supply»

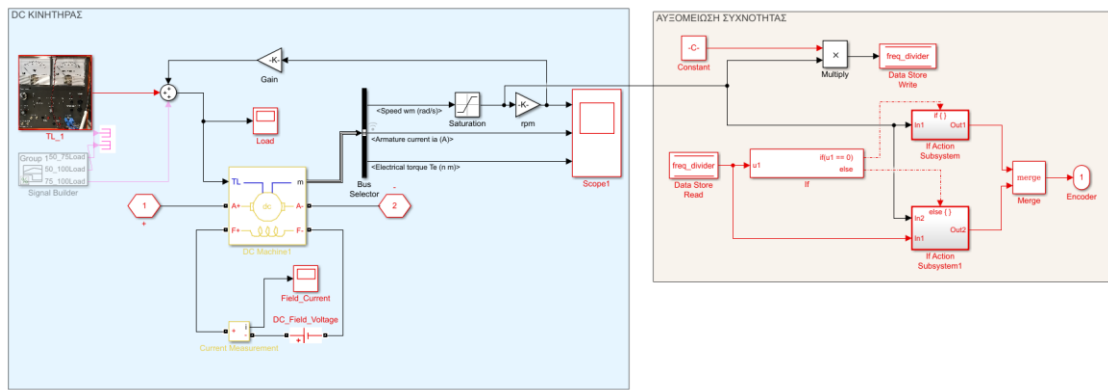
Η τροφοδοσία «Power Supply» αποτελείται από μία τριφασική πηγή, την πλήρης μη ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση (διόδους και πυκνωτές) και τον ηλεκτρονικό διακόπτη (MOSFET). Δεν υλοποιείται το κύκλωμα οδήγησης των ημιαγωγίμων διακοπών και το κύκλωμα προστασίας που υπάρχουν στην πειραματική διάταξη. Η παραγόμενη συνεχής τάση δεν διαφέρει σε σύγκριση με αυτήν που παράγεται στην πειραματική διάταξη.



Εικόνα 5.2. Παραγωγή συνεχούς τάσης (DC Bus).

5.3 Προσομοίωση DC κινητήρα και πέδης «Plant»

Σε αυτό το τμήμα της προσομοίωσης βρίσκεται ο μηχανισμός μείωσης των στροφών/συχνότητας (ο οποίος αναλύεται σε επόμενη παράγραφο), ο μηχανισμός εφαρμογής του φορτίου και φυσικά ο κινητήρας.



Εικόνα 5.3. Μηχανισμός εφαρμογής φορτίου, DC κινητήρας, μηχανισμός αυξομείωσης συχνότητας.

Θα πρέπει να αναφερθεί ότι στην πειραματική διάταξη ο κινητήρας «επιφορτίζεται» με ένα επιπλέον φορτίο. Η τοποθέτηση της παλμογεννήτριας αλλά και του μηχανήματος της πέδης, στον άξονα του κινητήρα, δημιουργούν αυτό το επιπλέον φορτίο. Το φορτίο αυτό είναι σχετικά μικρό και μεταβάλλεται αναλόγως των στροφών. Βέβαια, αυτό δεν σημαίνει, ότι δεν επηρεάζει/αλλάζει την συμπεριφορά του συστήματος. Οπότε, στην προσομοίωση εφαρμόζεται στον κινητήρα το άθροισμα δύο φορτίων. Του σταθερού – για λόγους απλοποίησης δεν μεταβάλλεται – και του κανονικού φορτίου το οποίο μεγιστοποιείται όταν μεγιστοποιούνται οι στροφές. Το άθροισμα δεν θα πρέπει να υπερβαίνει τα 3,5 Nm (ονομαστική ροπή κινητήρα).

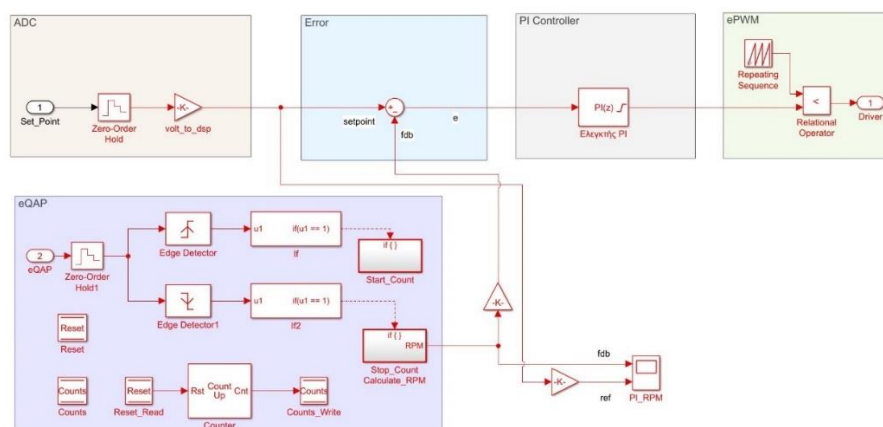
5.4 Προσομοίωση παλμογεννήτριας «Encoder»

Ο τρόπος που προσομοιώνεται η παλμογεννήτρια είναι ίδιος με αυτόν στην πειραματική διάταξη. Θεωρητικά το τμήμα αυτό της προσομοίωσης δεν αλλοιώνει τα αποτελέσματα.

5.5 Προσομοίωση «DSP»

Το «DSP F28335» περιέχει, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5.4, τα εξής:

- τον μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC),
- το περιφερειακό υποσύστημα υπολογισμού της περιόδου (eQAP),
- το σφάλμα (Error),
- τον ελεγκτή (PI ή Fuzzy-PI Controller)
- το περιφερειακό υποσύστημα δημιουργίας μεταβλητού παλμού (ePWM)



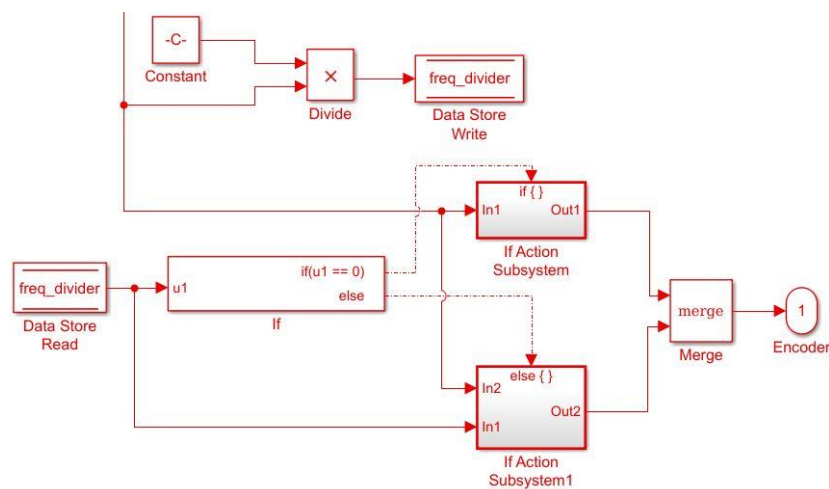
Εικόνα 5.4. Το περιεχόμενο του DSP F28335 (PI ελεγκτής).

5.5.1 Μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό «ADC»

Η μετατροπή της αναλογικής τάσης σε ψηφιακή δεν υλοποιήθηκε όπως γίνεται στο DSP. Δηλαδή, το αποτέλεσμα της μετατροπής είναι ένας σταθερός αριθμός χωρίς διακυμάνσεις. Αυτό βέβαια δεν συμβαίνει στην πραγματικότητα. Στην πειραματική διάταξη η είσοδος (επιθυμητές στροφές, Reference), αν υποθεθεί ότι εφαρμόζεται 0,5 V στον ακροδέκτη A0 του DSP, έχει διακύμανση της τάξης του ± 1 rpm.

5.5.2 Περιφερειακό υποσύστημα υπολογισμού περιόδου «eCAP»

Ο τρόπος με τον οποίο το DSP υπολογίζει τη συχνότητα του παλμού που προέρχεται από την παλμογεννήτρια επίσης διαφέρει. Στο DSP για τη μέτρηση της συχνότητας του παλμού χρησιμοποιείται η βασική συχνότητα η οποία είναι 150 MHz. Στην προσομοίωση η βασική συχνότητα είναι 2 MHz. Η συχνότητα του μετρούμενου παλμού - λόγω της μεταβολής των στροφών του κινητήρα - είναι 0 Hz έως 37 KHz. Η συχνότητα των 2 MHz δεν είναι αρκετή ώστε να επιτυγχάνεται καλή ανάλυση στην απεικόνιση του μετρούμενου σήματος - μέτρηση στροφών κινητήρα - οπότε για να βελτιωθεί ο τρόπος μέτρησης της συχνότητας, χρησιμοποιείται η εξής λογική (Εικόνα 5.5):

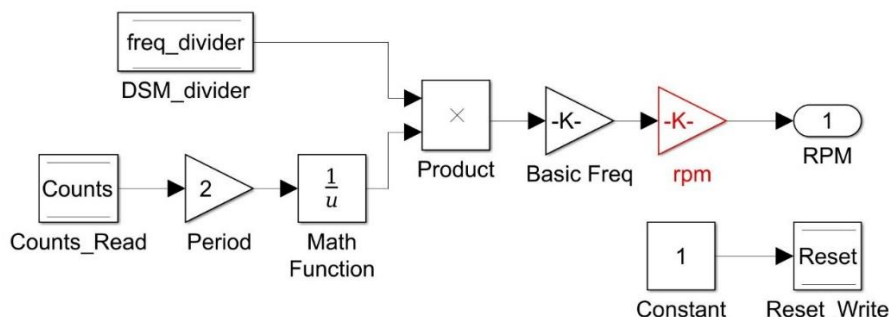


Εικόνα 5.5. Μηχανισμός μείωσης της συχνότητας-στροφών.

Από παρατήρηση του συστήματος προέκυψε ότι όταν οι στροφές του κινητήρα είναι περίπου στις ονομαστικές (2000 rpm) και διαιρούνται με τον αριθμό 40 το σήμα αναπαρίσταται με σχετικά καλή ανάλυση. Βέβαια, οι στροφές του κινητήρα μεταβάλλονται, οπότε για τη διατήρηση αυτής της ανάλυσης θα πρέπει οι στροφές να διαιρούνται αναλόγως. Π.χ. όταν οι στροφές θα είναι 1000 rpm θα διαιρούνται με το 20, 500 rpm με το 10 και ούτω καθεξής.

Μια άλλη διαφορά στη μέτρηση της συχνότητας είναι ότι στο DSP λαμβάνεται ο μέσος όρος των τριών συνεχόμενων συχνοτήτων ενώ στην προσομοίωση χρησιμοποιείται κατευθείαν αυτή που υπολογίζεται. Για τον υπολογισμό της συχνότητας ένας απαριθμητής ξεκινάει να μετράει κάθε φορά που «αντιλαμβάνεται» την άνοδο ενός παλμού (rising) και τον μηδενισμό κάθε φορά που

«αντιλαμβάνεται» την κάθοδο του παλμού (falling). Πριν τον μηδενισμό του απαριθμητή γίνεται ο υπολογισμός της συχνότητας (Εικόνα 5.6). Πιο συγκεκριμένα ο αριθμός που έχει αποθηκεύσει ο απαριθμητής είναι η μισή περίοδος. Στη συνέχεια, πολλαπλασιάζεται αυτός ο αριθμός με δύο για να προκύψει μια πλήρης περίοδος και αντιστρέφεται για να υπολογιστεί η συχνότητα. Η συχνότητα αυτή αντιστοιχεί στις διαιρεμένες στροφές οπότε και πολλαπλασιάζεται με τον αντίστοιχο διαιρέτη για να προκύψει η αρχική συχνότητα. Τέλος, πολλαπλασιάζεται με τη βασική συχνότητα των 2 MHz ώστε να προκύψει η πραγματική συχνότητα των στροφών του κινητήρα.



Εικόνα 5.6. Υπολογισμός της συχνότητας

5.5.3 Περιφερειακό μεταβλητού παλμού «ePWM»

Η λογική υλοποίησης ενός παλμού με σταθερή συχνότητα και μεταβλητό βαθμό χρησιμοποίησης πραγματοποιείται με ένα δεξιόστροφο ορθογώνιο τρίγωνο (sawtooth) και έναν συγκριτή. Όταν η τιμή που έχει το τρίγωνο είναι μικρότερη από την τιμή που δίνει ο ελεγκτής, τότε προκύπτει το λογικό ένα. Σε αντίθετη περίπτωση προκύπτει το λογικό μηδέν και έτσι δημιουργείται ένας παλμός με μεταβλητό βαθμό χρησιμοποίησης.

5.5.4 Σφάλμα «Error»

Η σύγκριση των επιθυμητών στροφών με τις πραγματικές δίνει το σφάλμα το οποίο αποτελεί είσοδο για τον ελεγκτή. Ο ελεγκτής «προσπαθεί» να ελαχιστοποιήσει/μηδενίσει τη διαφορά αλλάζοντας τη μέση τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στο τύμπανο του κινητήρα.

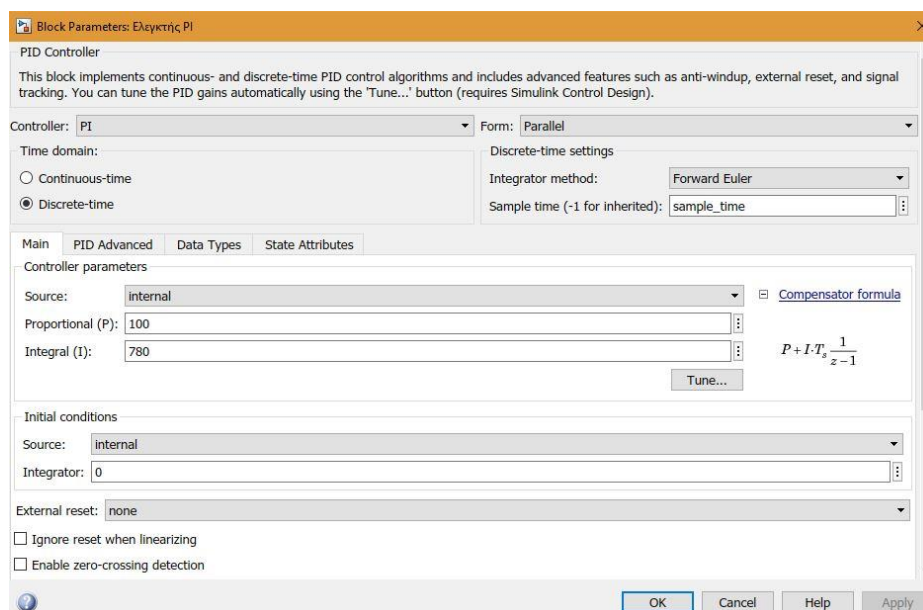
5.5.5 Συμβατικός ελεγκτής PI

Ένα από τα σημαντικότερα τμήματα, για την ορθή λειτουργία του κλειστού βρόχου, είναι η ρύθμιση του PI ελεγκτή όπως επίσης και του προγραμματισμού/ρύθμιση της ασαφής λογικής. Όσον αφορά τον ελεγκτή PI η εύρεση των συντελεστών (Εικόνα 5.7) K_p και K_i επιτεύχθηκε με δοκιμές στην πειραματική διάταξη. Θέτοντας το $K_i = 0$ και ξεκινώντας με πολύ χαμηλές τιμές του K_p έως ότου το σύστημα να αρχίσει να ταλαντώνεται. Όταν το σύστημα είναι σε ταλάντωση τότε σταδιακά αυξάνεται ο συντελεστής K_i ώστε το σύστημα να ισορροπήσει. Ένας άλλος παράγοντας στην επιλογή των τιμών των συντελεστών είναι η επιλογή του χρόνου ανόδου. Βέβαια, η μείωση του χρόνου ανόδου συνεπάγεται την αύξηση της μέγιστης υπερύψωσης. Δηλαδή, την αύξηση των στροφών του κινητήρα για μικρό χρονικό διάστημα. Ένα άλλο πρόβλημα που προκύπτει λόγω της μείωσης του

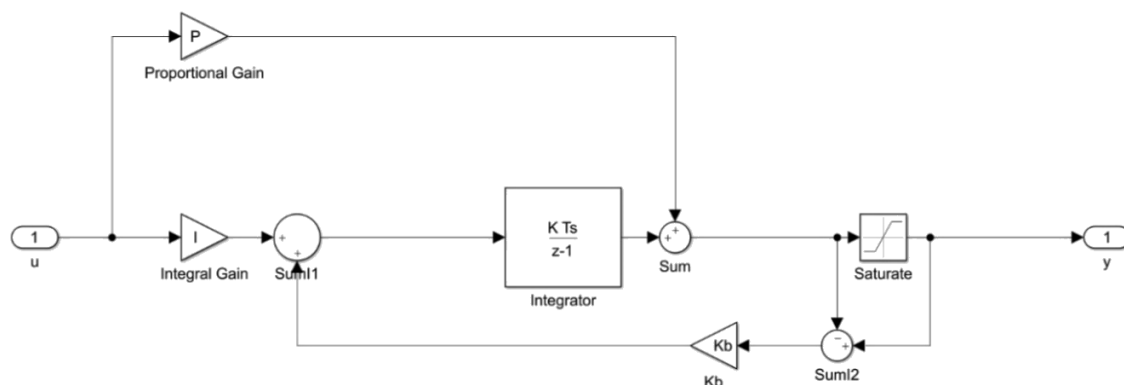
χρόνου ανόδου είναι ότι ελεγκτής δεν λειτουργεί στη γραμμική περιοχή αλλά εισέρχεται σε κορεσμό (αύξηση της εξόδου του ελεγκτή πέραν των ορίων που έχουν τεθεί). Όσο βαθύτερα «μπαίνει» σε κορεσμό τόσο περισσότερο καθυστερεί να επανέλθει στην επιθυμητή τιμή.

Στην Εικόνα 5.8 φαίνεται το δομικό διάγραμμα του PI ελεγκτή. Στην εικόνα αυτή φαίνεται ότι η υλοποίηση του ελεγκτή είναι «παράλληλη» δηλαδή το ολοκληρωτικό τμήμα δεν πολλαπλασιάζεται με τον συντελεστή K_p . Επίσης, η μέθοδος ολοκλήρωσης είναι η «Forward Euler». Έχοντας επιλέξει σαν μέθοδο «αποσυμφόρησης» του ολοκληρωτή τον «προς τα πίσω υπολογισμό» (back-calculation) η επιλογή της μεθόδου ολοκλήρωσης ήταν μονόδρομος (algebraic loops). Η εναλλακτική να αντικατασταθεί αυτός ο τρόπος ολοκλήρωσης με τον «clamping» δεν ήταν πρόσφορη αφού δημιουργούσε προβλήματα (αύξηση του ρεύματος ενώ θα έπρεπε να είναι μηδέν, σφάλμα μόνιμης κατάστασης γιατί απενεργοποιείτε η ολοκλήρωση).

Ο «προς τα πίσω υπολογισμός» (back-calculation) λειτουργεί με τον εξής τρόπο: Όταν το άθροισμα του αναλογικό-ολοκληρωτικού ελεγκτή είναι εκτός των ορίων που έχουν τεθεί, τότε η διαφορά των δύο τιμών – πριν και μετά τον κορεσμό - πολλαπλασιασμένη με ένα συντελεστή προστίθεται στην ολοκλήρωση. Στόχος αυτού του μηχανισμού είναι να επαναφέρει το άθροισμα του ελεγκτή εντός των ορίων (0 – 60000). Η εύρεση της τιμής του συντελεστή $K_b = \frac{1}{T_t}$ – σύμφωνα με τη βιβλιογραφία (Hayk Markaroglu, 2006) - αναφέρει πως η σταθερά χρόνου T_t για έναν ελεγκτή PID θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τη σταθερά χρόνου διαφορίσης και μικρότερη από τη σταθερά χρόνου ολοκλήρωσης. Σε αυτή την περίπτωση, όμως, δεν υλοποιείται ένας ελεγκτής PID αλλά ένας ελεγκτής PI. Οπότε για τον καθορισμό της σταθεράς χρόνου μία λύση θα ήταν να τεθεί η σταθερά χρόνου ίση με την σταθερά ολοκλήρωσης και στη συνέχεια να αυξηθεί ή να μειωθεί ώστε να επιτευχθεί η βέλτιστη τιμή (ποσοστό υπερύψωσης). Μικρές τιμές της σταθεράς χρόνου επιφέρουν μικρούς χρόνους κορεσμού συνεπώς και μικρούς χρόνους αποκατάστασης του συστήματος.



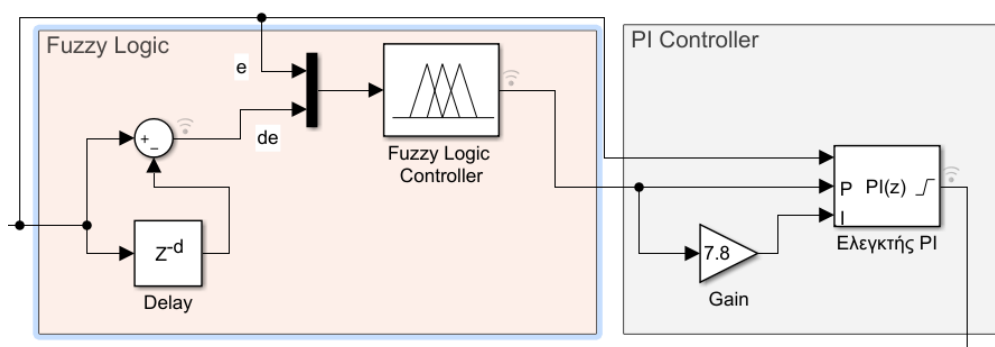
Εικόνα 5.7. Συντελεστές K_p , K_i και μέθοδος ολοκλήρωσης.



Εικόνα 5.8. Το δομικό διάγραμμα του PI ελεγκτή

5.5.6 Ελεγκτής Fuzzy-PI

Ένα από τα προβλήματα της χρήσης του αναλογικό-ολοκληρωτικού (PI) ελεγκτή είναι ο κορεσμός. Ο «προς τα πίσω υπολογισμός» (anti-windup) βοηθάει στη μείωση του κορεσμού και την επιστροφή στη γραμμική περιοχή (Εικόνα 5.8), δεν επιτρέπει όμως, την μεταβολή των συντελεστών K_p και K_i ανάλογα με τη λειτουργική κατάσταση στην οποία βρίσκεται ο κινητήρας, ώστε να βελτιστοποιηθεί ο έλεγχος. Για τη βελτίωση του ελέγχου υιοθετήθηκε η ασαφής λογική. Στην Εικόνα 5.9 φαίνεται ότι ο έλεγχος με ασαφή λογική (Fuzzy Logic Controller) έχει σαν είσοδο το λάθος (e) και την παράγωγο του λάθους (de) και σαν έξοδο τους συντελεστές K_p και K_i . Ο ελεγκτής της ασαφούς λογικής δομήθηκε με στόχο τη γρηγορότερη μείωση του κορεσμού αλλά και τη μη είσοδο σε κορεσμό, όσο αυτό είναι εφικτό. Επίσης, όταν οι στροφές είναι σταθερές και το φορτίο μεταβάλλεται ο κινητήρας θα πρέπει να επανέρχεται πιο γρήγορα στις αρχικές στροφές αλλά και να έχει μικρότερη υπερύψωση/βύθιση. Για να διαπιστωθεί, αν τελικά ο συνδυασμός της ασαφούς λογικής με ένα ελεγκτή PI επιτυγχάνει μία καλύτερη απόκριση του συστήματος, αρκεί να παρατηρηθούν τα γραφήματα που ελήφθησαν από την προσομοίωση του συστήματος.



Εικόνα 5.9. Fuzzy-PI ελεγκτής.

5.6 Αποτελέσματα προσομοίωσης

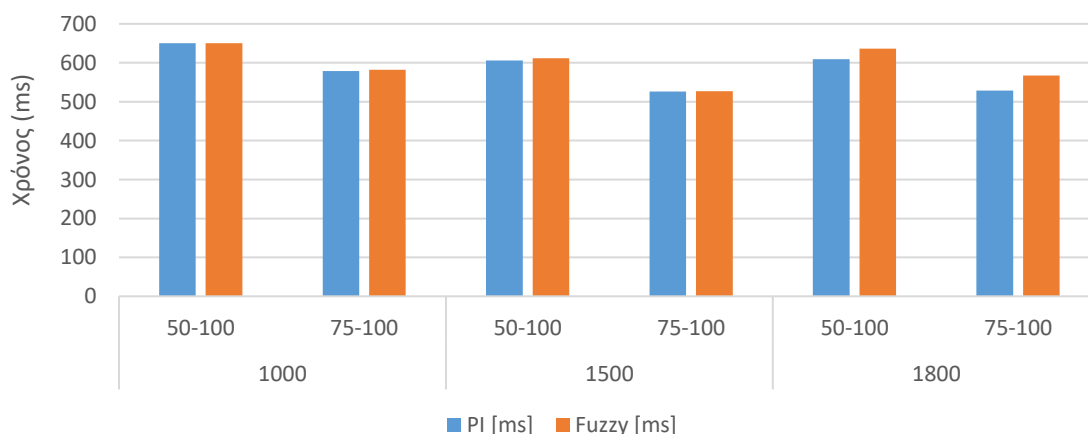
Τα παρακάτω Γραφήματα αποτελούν προϊόν της προσομοίωσης. Οι δοκιμές στις οποίες υπεβλήθη ο κινητήρας στην προσομοίωση είναι:

- Σταθερές στροφές **1000, 1500 και 1800** → Μεταβολή φορτίου **50%-100%** και **75%-100%**.

- Μεταβλητές στροφές **500-700**, **1200-1400** και **1600-1800** → Σταθερό φορτίο **50%**, **75%** και **100%**.

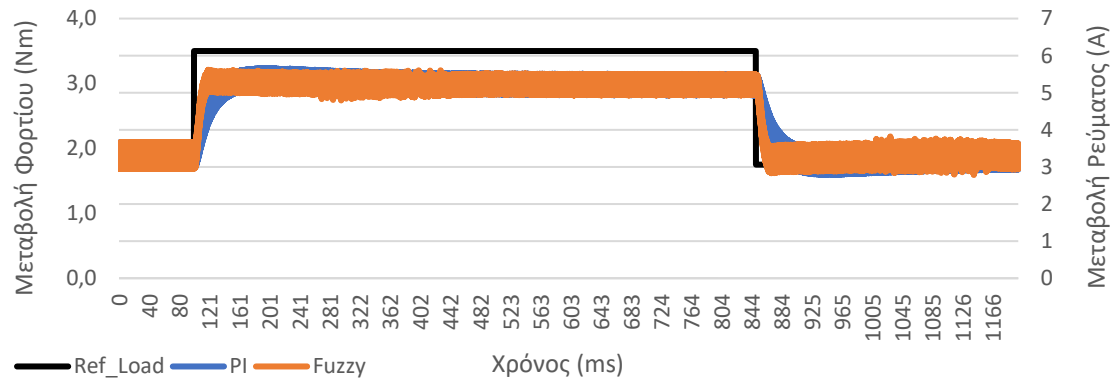
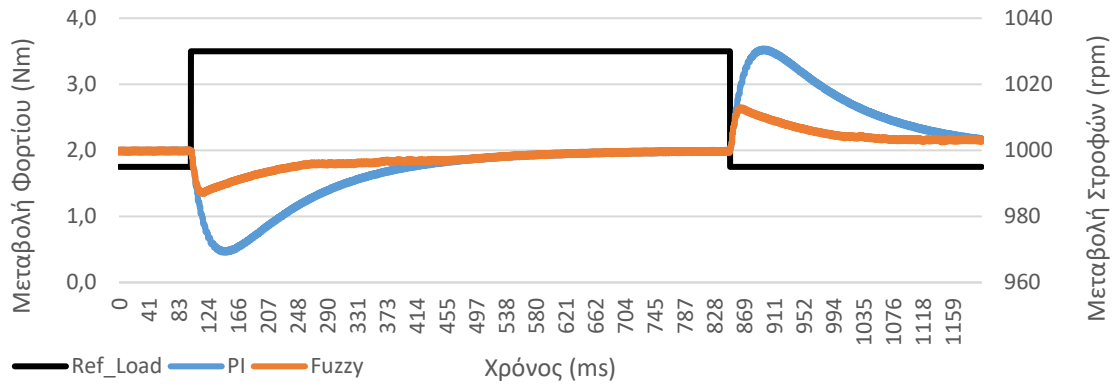
Από το Γράφημα 5.2 έως και το Γράφημα 5.8 η χρήση του ελεγκτή Fuzzy-PI φαίνεται να δίνει καλύτερα αποτελέσματα έναντι του ελεγκτή PI. Στο Γράφημα 5.2 έως και το Γράφημα 5.4, όπου παρουσιάζονται σταθερές στροφές, η μεταβολή του φορτίου προκαλεί μικρότερη αύξηση/μείωση των στροφών με τη χρήση του ελεγκτή Fuzzy-PI. Που σημαίνει μικρότερη διαταραχή. Όμως, ο χρόνος που χρειάζεται το σύστημα για να επανέλθει στη μόνιμη κατάσταση είναι σχεδόν ίδιος και για τους δύο ελεγκτές σύμφωνα με το Γράφημα 5.1. Εξαιρέση αποτελεί η περίπτωση των 1800 στροφών όπου ο ελεγκτής PI δίνει μικρότερους χρόνους αποκατάστασης. Επίσης, να επισημανθεί ότι ο χρόνος αποκατάστασης δεν υπολογίστηκε με βάση τον ορισμό που έχει δοθεί στην παράγραφο 3.2.1.3 γιατί οι κυματομορφές που προέκυψαν από την πειραματική διάταξη περιείχαν θόρυβο και δεν ήταν δυνατό να υπολογιστεί ο χρόνος αποκατάστασης με τις έτοιμες συναρτήσεις του MATLAB. Για την εύρεση του χρόνου αποκατάστασης μετρήθηκε ο χρόνος από την αρχή του σήματος έως και τη χρονική στιγμή κατά την οποία το σφάλμα γίνεται για πρώτη φορά μηδέν και οι μετέπειτα τιμές του παραμένουν κοντά στο μηδέν. Τέλος, να προστεθεί ότι οι κυματομορφές του ρεύματος - όταν γίνεται χρήση του ελεγκτή Fuzzy-PI - έχουν ταχύτερη απόκριση στην αυξομείωση του φορτίου (η κλίση τη χρονική στιγμή της αυξομείωσης του φορτίου είναι μεγαλύτερη) και κατά τη διάρκεια της διαταραχής οι κυματομορφές του ρεύματος παρουσιάζουν έντονη αλλαγή του πλάτους τους (λόγω μεγάλης κλίμακας χρόνου η αλλαγές αυτές δεν μπορούν να γίνουν εύκολα αντιληπτές). Η έντονη μεταβολή στο πλάτος οφείλεται στην εκτέλεση διαφορετικών κανόνων και άρα διαφορετικού βαθμού χρησιμοποίησης. Η Εικόνα 3.4 και το παράδειγμα στο οποίο αναφέρεται επιβεβαιώνουν την προαναφερθείσα παρατήρηση.

Από το συγκεντρωτικό Γράφημα 5.8 φαίνεται πως ο χρόνος ανόδου είναι μικρότερος χρησιμοποιώντας τον ελεγκτή Fuzzy-PI. Βέβαια, τείνει να εξισωθεί με τον χρόνο ανόδου του ελεγκτή PI όταν τείνει στις ονομαστικές στροφές του κινητήρα. Ο χρόνος καθόδου είναι και αυτός μικρότερος όταν χρησιμοποιείται ο ελεγκτής Fuzzy-PI και τείνει να γίνει μικρότερος με την αύξηση του φορτίου.

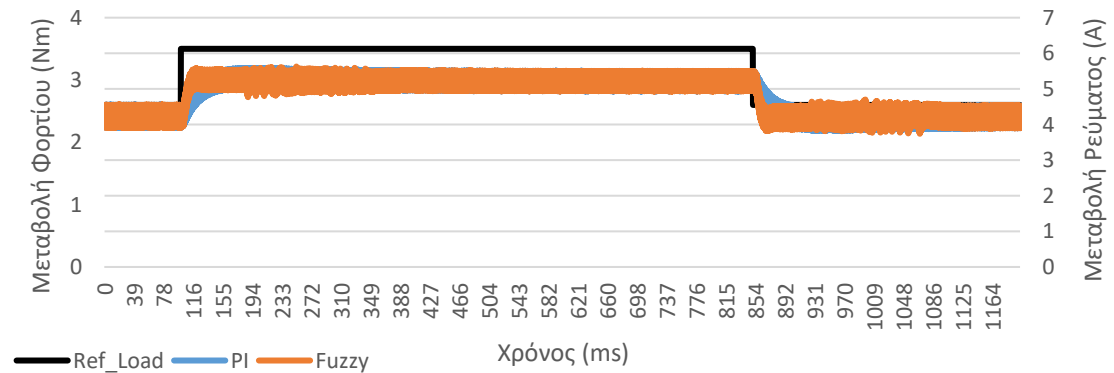
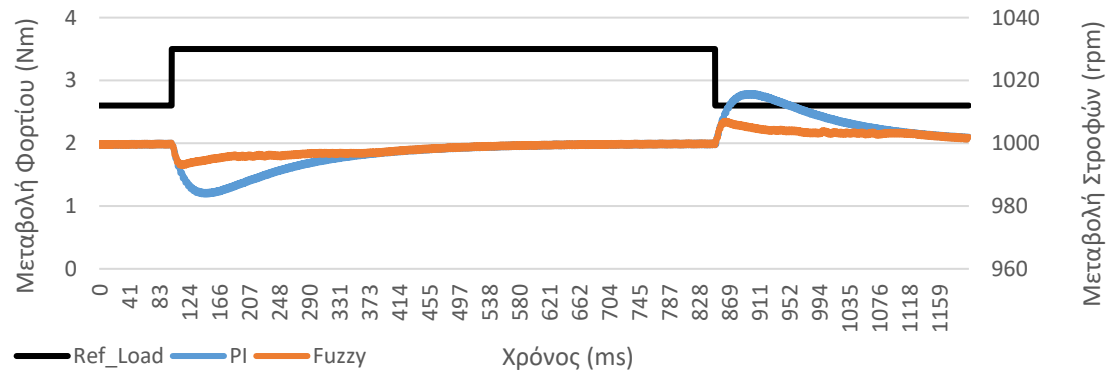


Γράφημα 5.1. Χρόνος αποκατάστασης (είσοδος φορτίου) στην προσομοίωση

Στροφές: 1000 – Φορτίο: 50%-100%

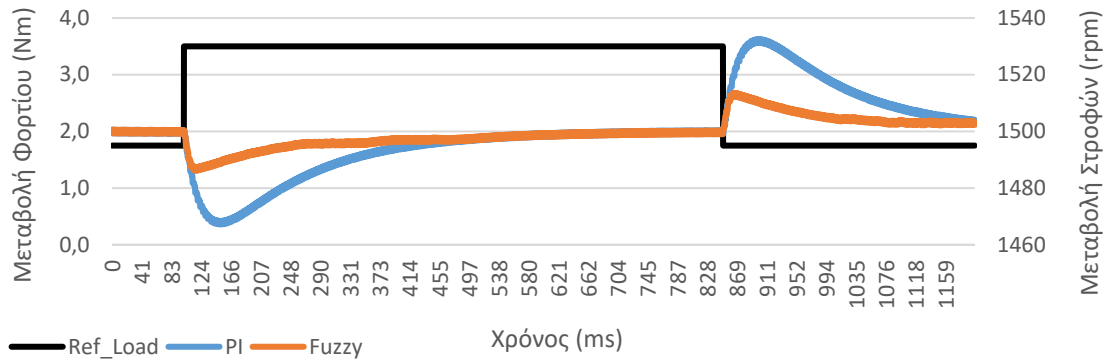


Στροφές: 1000 – Φορτίο: 75%-100%

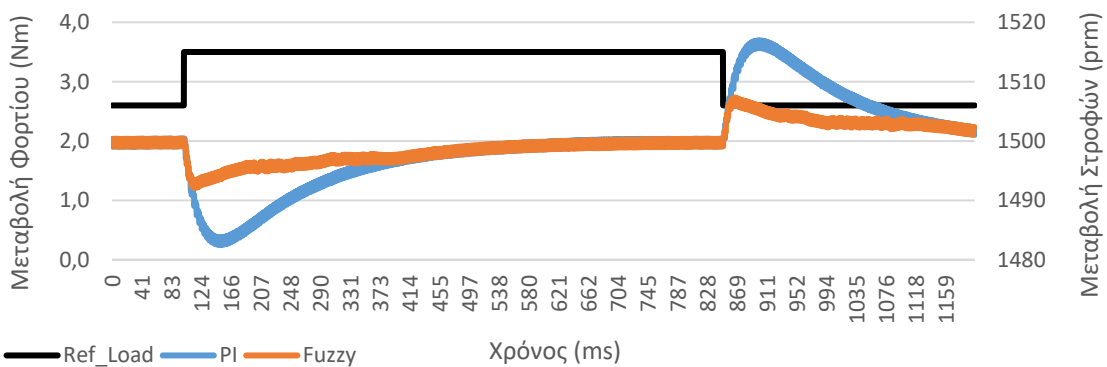


Γράφημα 5.2. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές είναι 1000 (rpm) και το φορτίο μεταβάλλεται από 50% σε 100% και από 75% σε 100% στην προσομοίωση.

Στροφές: 1500 – Φορτίο: 50%-100%

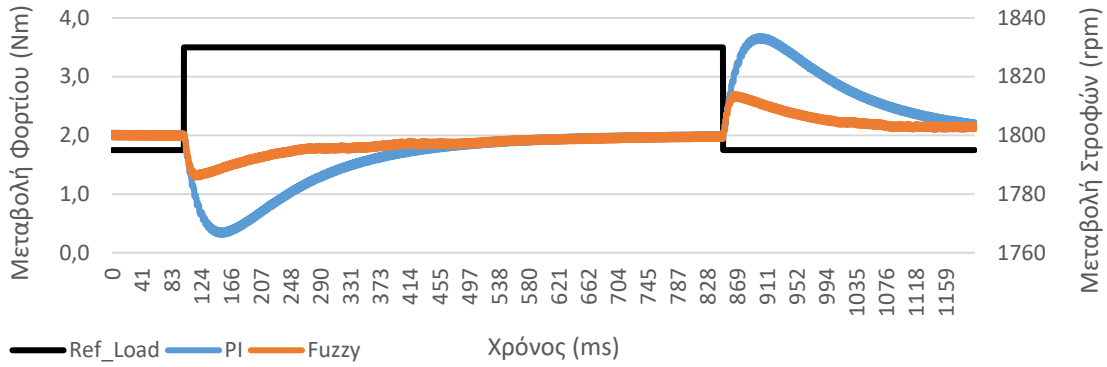


Στροφές: 1500 – Φορτίο: 75%-100%

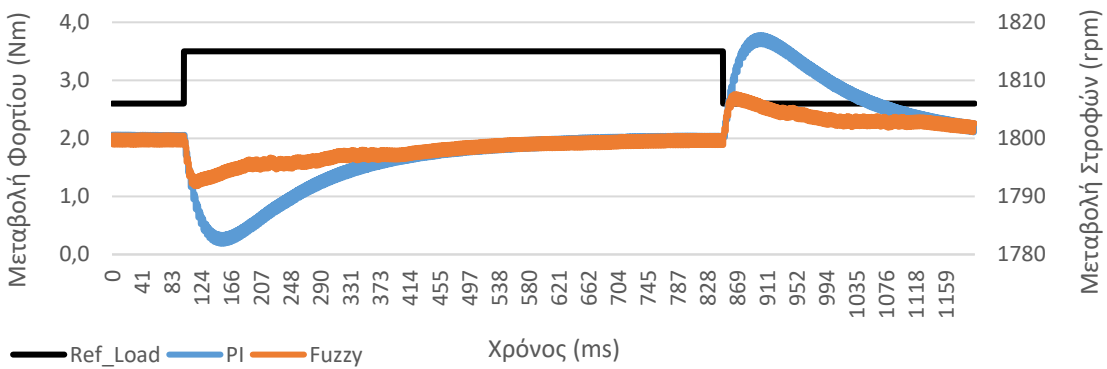


Γράφημα 5.3. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές είναι 1500 (rpm) και το φορτίο μεταβάλλεται από 50% σε 100% και από 75% σε 100% στην προσομοίωση.

Στροφές: 1800 – Φορτίο: 50%-100%

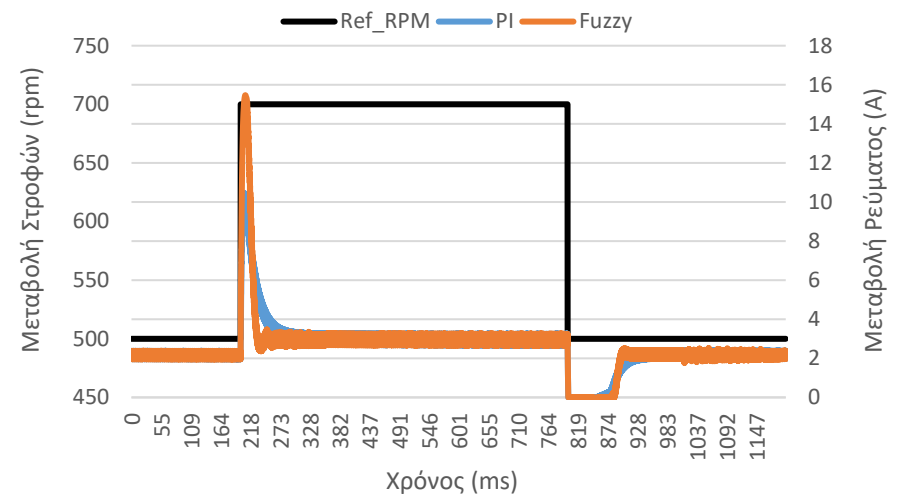
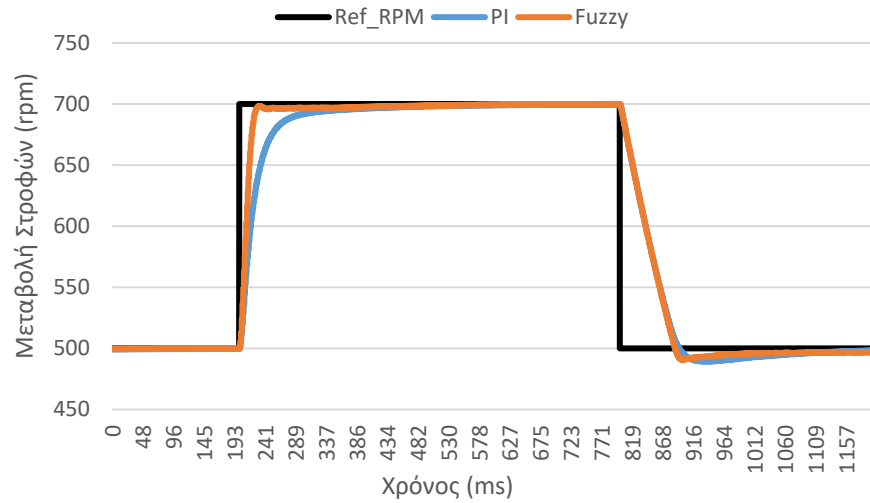


Στροφές: 1800 – Φορτίο: 75%-100%

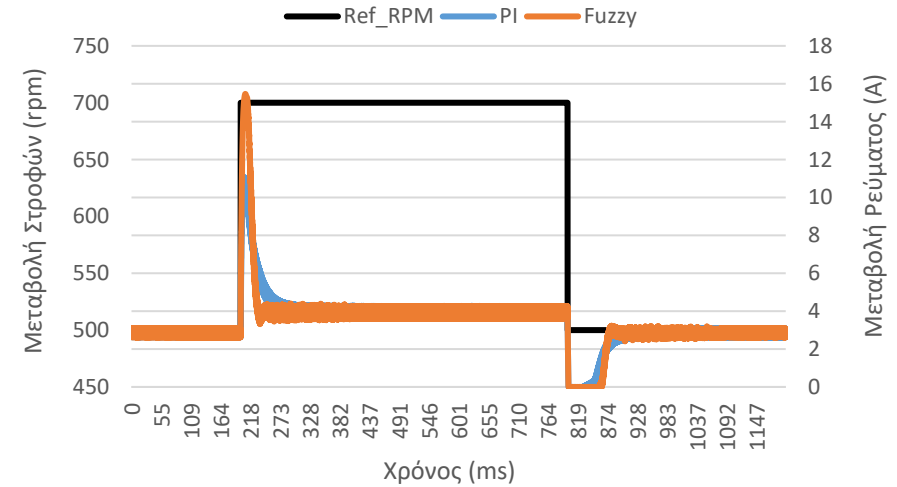
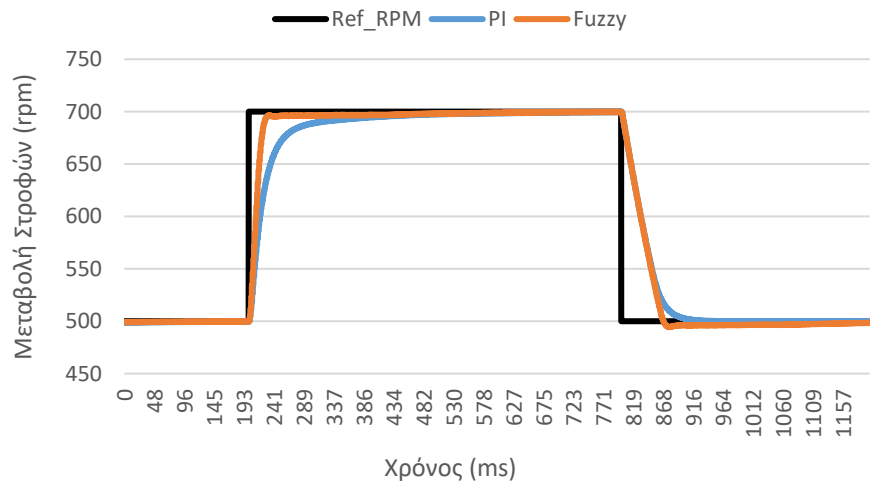


Γράφημα 5.4. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές είναι 1800 (rpm) και το φορτίο μεταβάλλεται από 50% σε 100% και από 75% σε 100% στην προσομοίωση

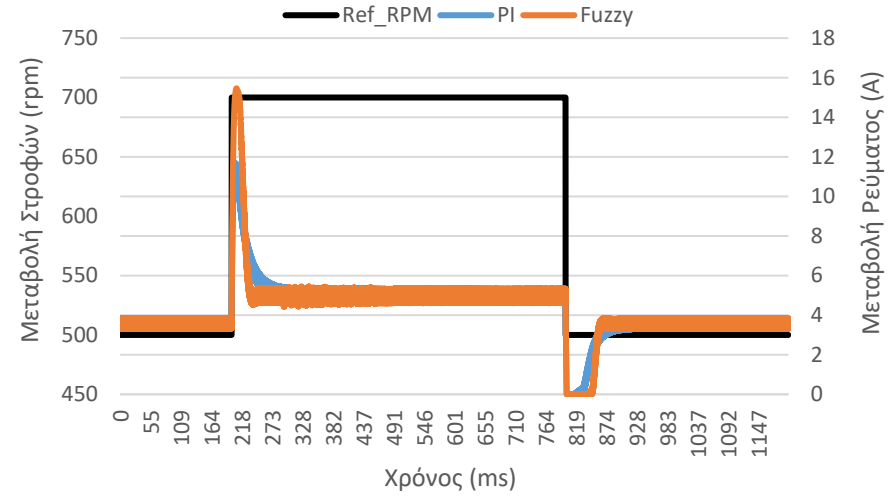
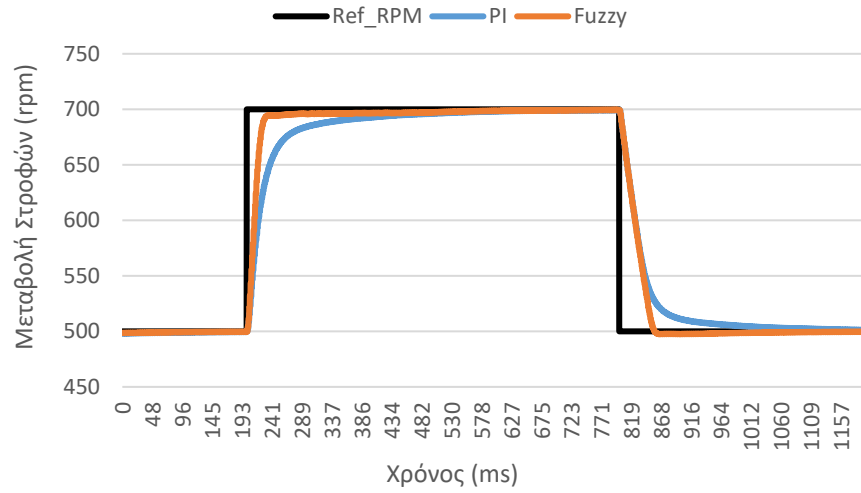
Στροφές: 500-700 & Φορτίο: 50%



Στροφές: 500-700 & Φορτίο: 75%

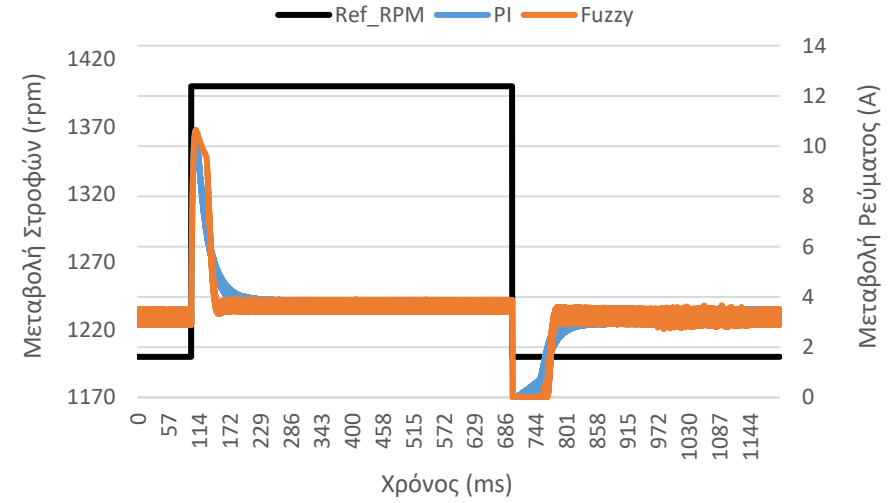
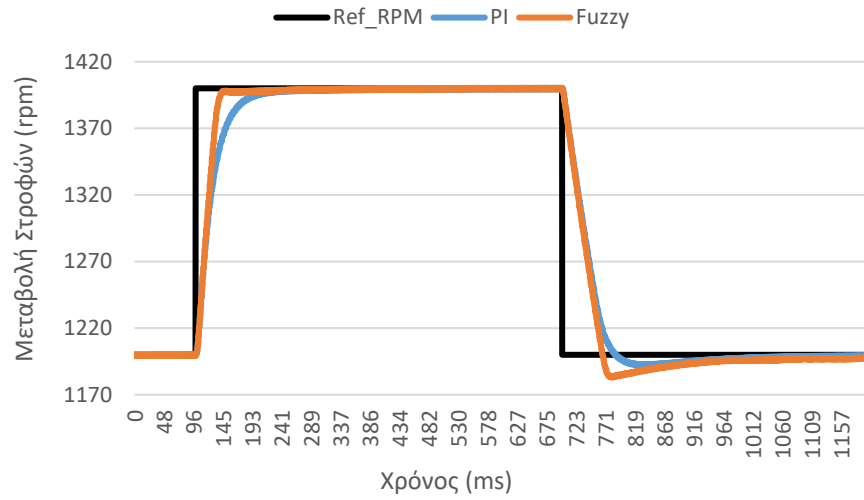


Στροφές: 500-700 & Φορτίο: 100%

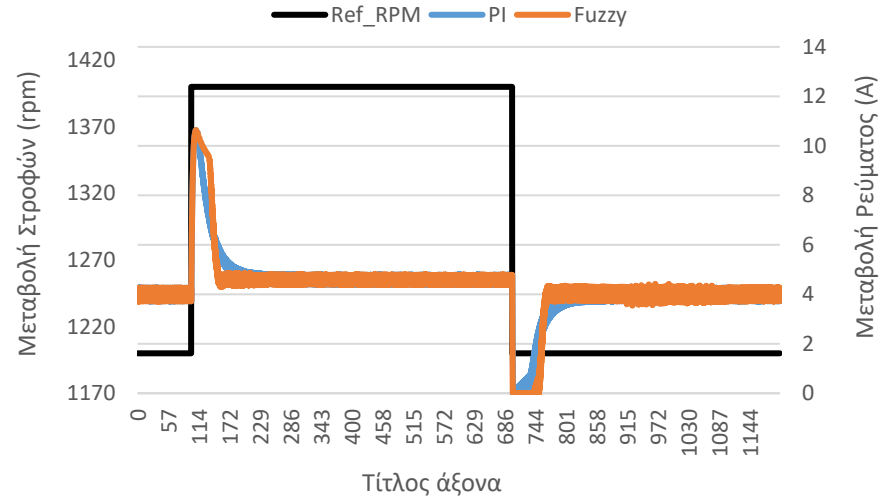
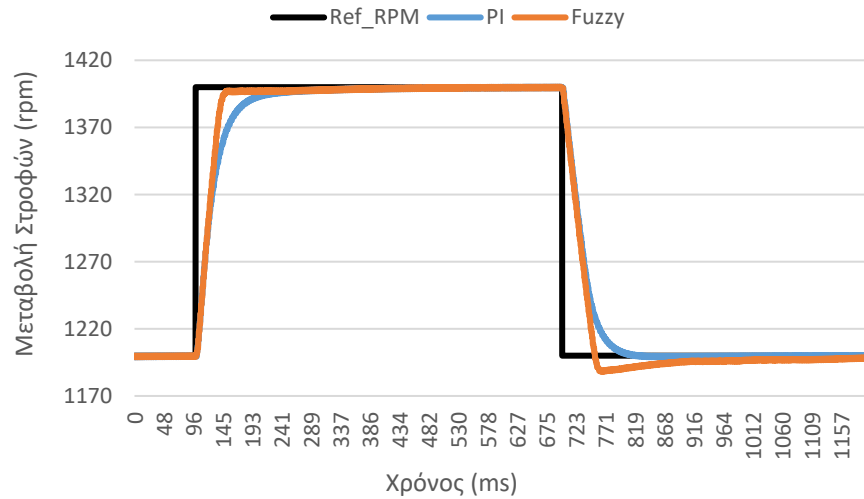


Γράφημα 5.5. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές μεταβάλλονται από 500 σε 700 (rpm) και το φορτίο παραμένει σταθερό στο 50%, 75% και στο 100% στην προσομοίωση.

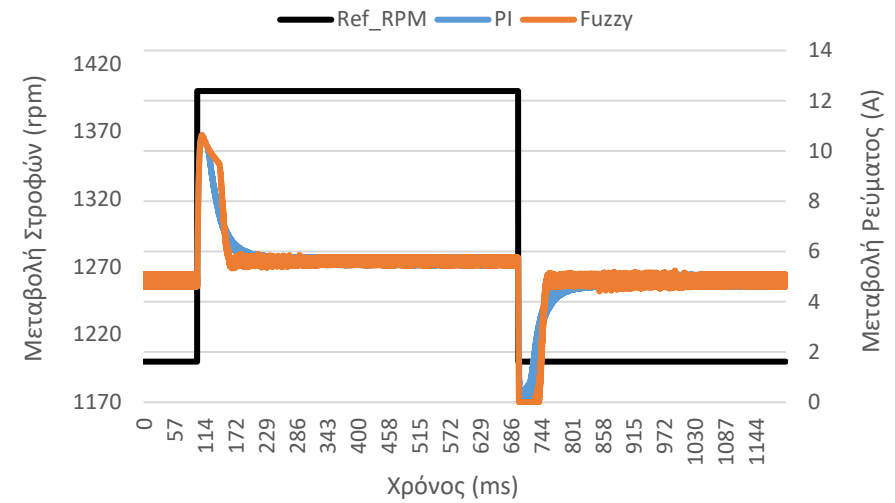
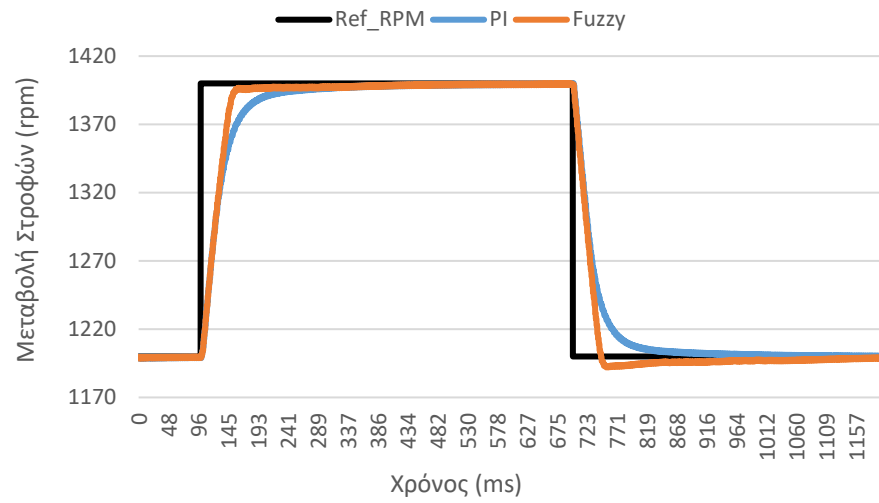
Στροφές: 1200-1400 & Φορτίο: 50%



Στροφές: 1200-1400 & Φορτίο: 75%

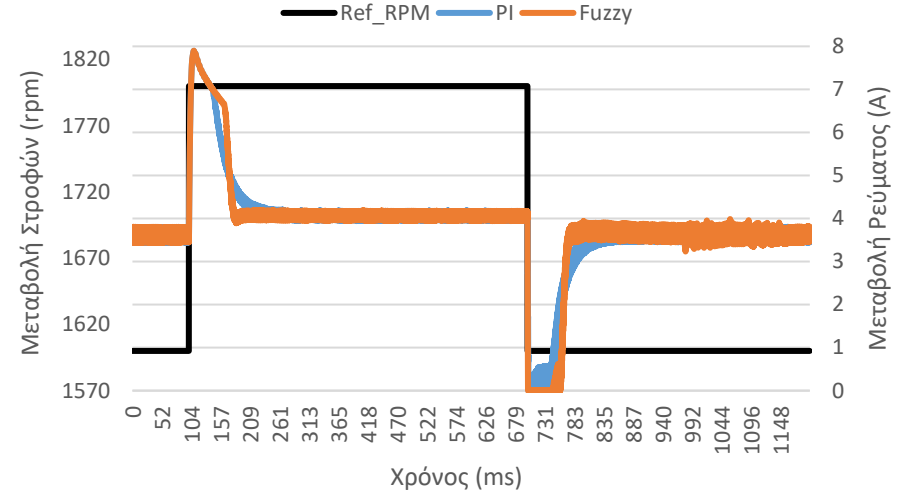
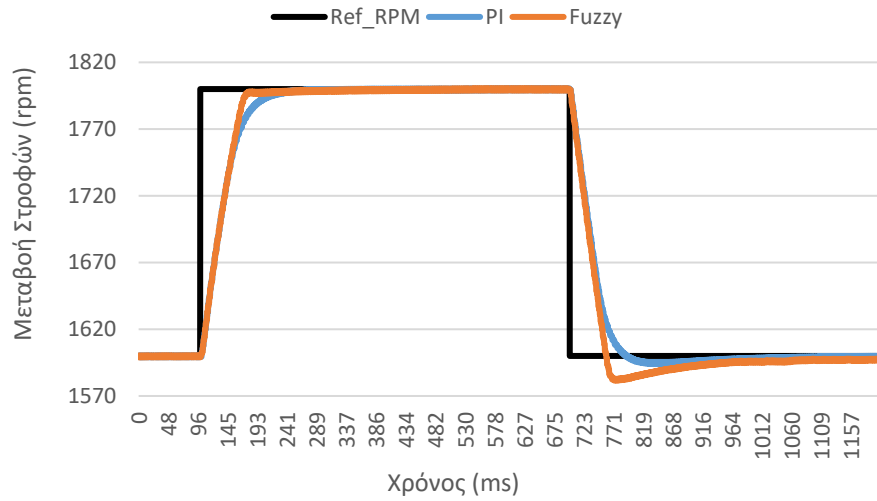


Στροφές: 1200-1400 & Φορτίο: 100%

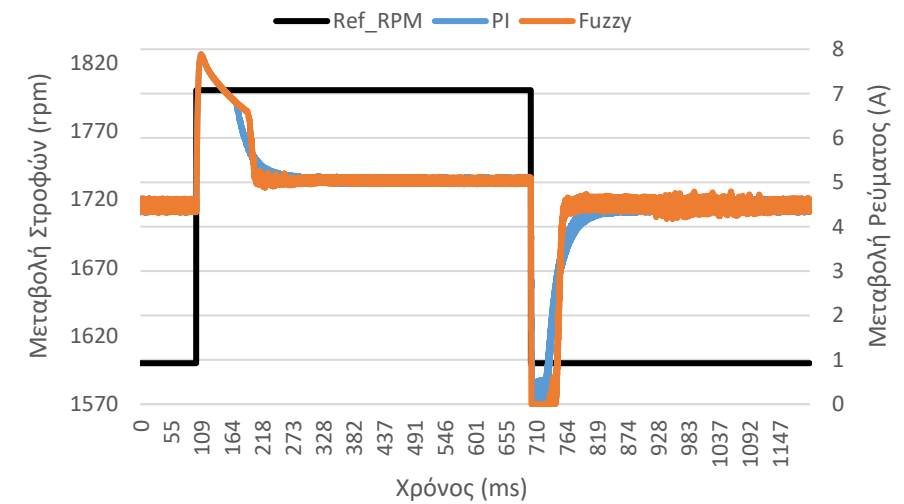
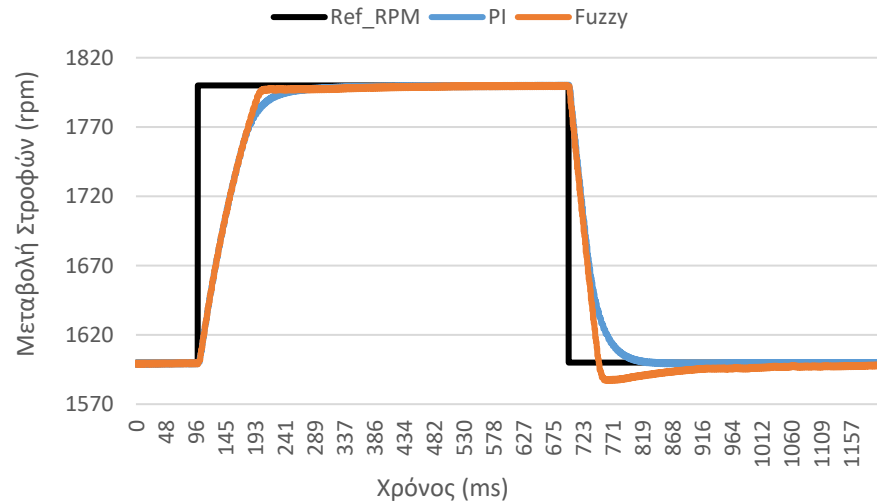


Γράφημα 5.6. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές μεταβάλλονται από 1200 σε 1400 (rpm) και το φορτίο παραμένει σταθερό στο 50%, 75% και στο 100% στην προσομοίωση.

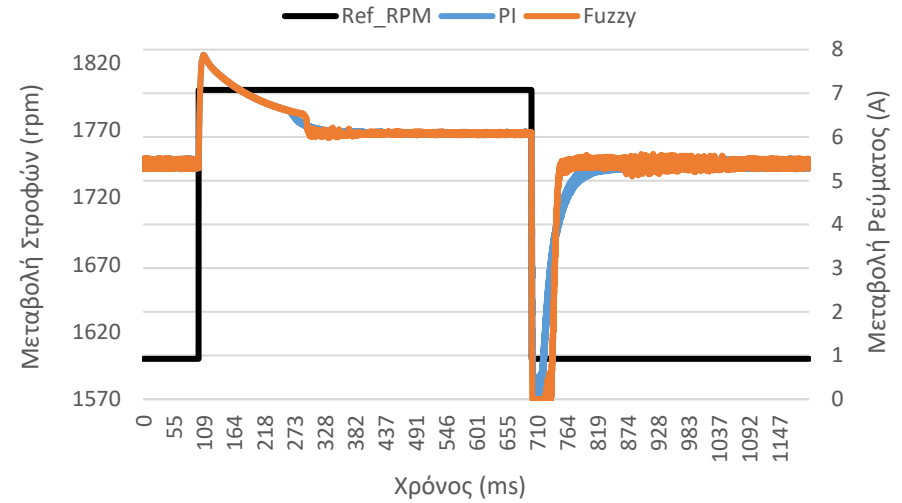
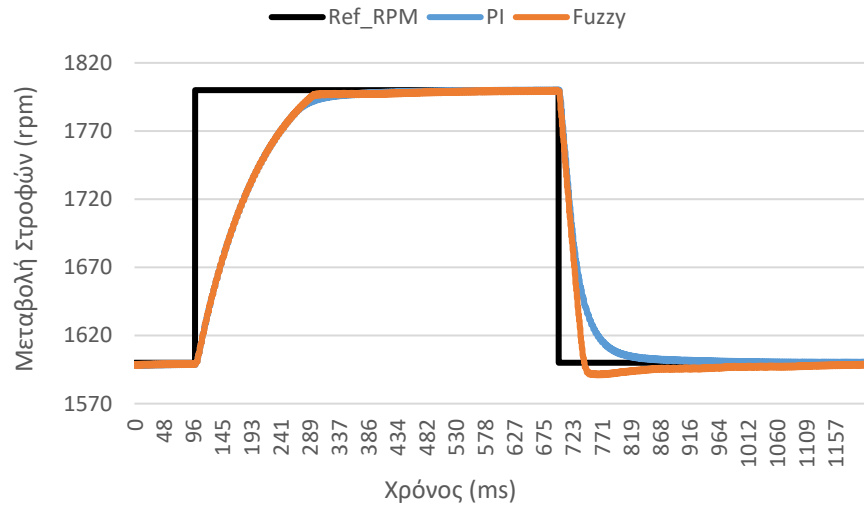
Στροφές: 1600-1800 & Φορτίο: 50%



Στροφές: 1600-1800 & Φορτίο: 75%



Στροφές: 1600-1800 & Φορτίο: 100%

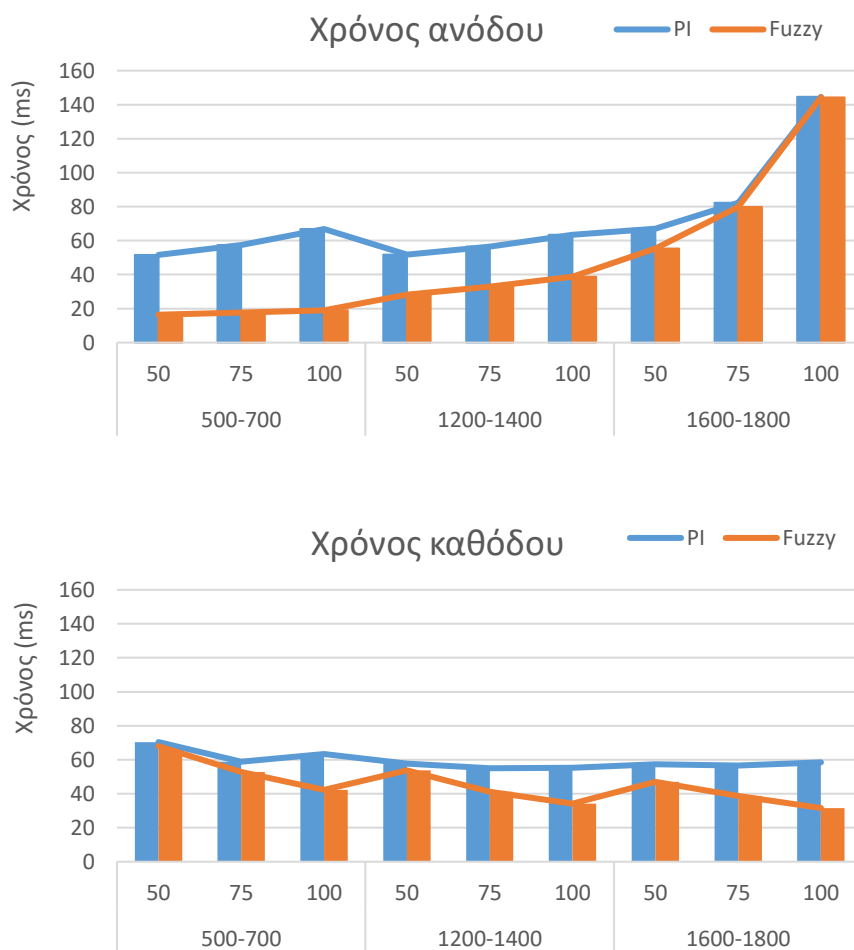


Γράφημα 5.7. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές μεταβάλλονται από 1600 σε 1800 (rpm) και το φορτίο παραμένει σταθερό στο 50%, 75% και στο 100% στην προσομοίωση

5.7 Σύγκριση χρόνου ανόδου/καθόδου στην προσομοίωση

Συνδυάζοντας τα Γράφημα 5.5 έως Γράφημα 5.7 και το Γράφημα 5.8 (χρόνος ανόδου) γίνεται αντιληπτό πως όταν οι στροφές μεταβάλλονται από 500-700 rpm τότε το μέγιστο ρεύμα κατά τη μεταβατική κατάσταση με τον ελεγκτή Fuzzy-PI είναι αρκετά μεγαλύτερο σε σύγκριση με αυτό του ελεγκτή PI. Όσο το ρεύμα του τυμπάνου πλησιάζει την ονομαστική τιμή του στη μόνιμη κατάσταση, τα 5,2 A, η δυνατότητα να επιτευχθεί μεγαλύτερη τιμή ρεύματος στην μεταβατική κατάσταση και άρα μικρότερο χρόνο ανόδου, μειώνεται. Στα Γράφημα 5.5 έως και Γράφημα 5.7 η μέγιστη τιμή του ρεύματος τυμπάνου στην μεταβατική κατάσταση μειώνεται με την αύξηση των στροφών. Το ρεύμα του τυμπάνου είναι συνάρτηση κυρίως του φορτίου αλλά και των στροφών. Οπότε η αύξηση των στροφών είναι ανασταλτικός παράγοντας στην επίτευξη μεγάλου ρεύματος κατά την μεταβατική κατάσταση.

Στο επόμενο Κεφάλαιο παρατίθενται τα Γραφήματα που προέκυψαν από την πειραματική διάταξη. Τα Γραφήματα που προέκυψαν από την πειραματική διάταξη θα συγκριθούν με αυτά της προσομοίωσης ώστε να ελεγχθεί αν η προσομοίωση και τα πειραματικά αποκλίνουν ή συγκλίνουν.



Γράφημα 5.8. Σύγκριση του χρόνου ανόδου και του χρόνου καθόδου αντιπαραθέτοντας τα δύο είδη ελεγκτών PI και Fuzzy-PI στην προσομοίωση.

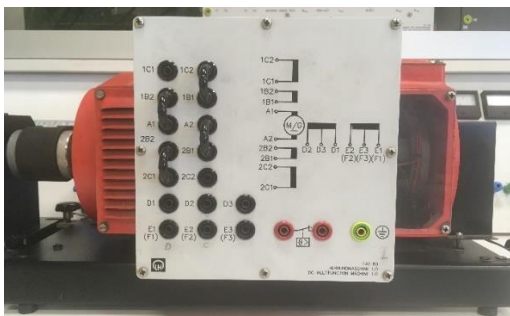
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο : Πειραματική Διάταξη και Αποτελέσματα

6.1 Εισαγωγή

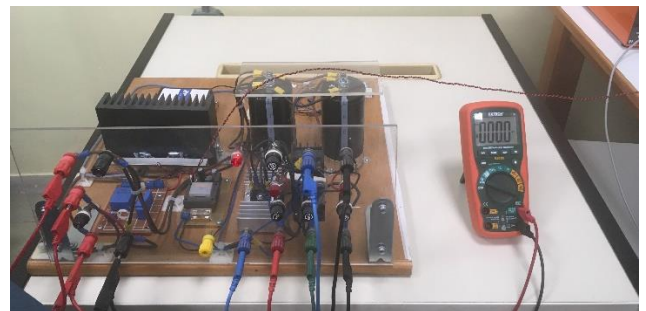
Στο προηγούμενο Κεφάλαιο περιεγράφηκε, με ποιο τρόπο προσομοιώθηκε η πειραματική διάταξη με τη βοήθεια του Simulink. Στο παρόν Κεφάλαιο θα γίνει αναφορά στον εξοπλισμό που χρησιμοποιήθηκε για την εκτέλεση των δοκιμών στην πειραματική διάταξη, σε ποιες δοκιμές «υποβλήθηκε» ο κινητήρας και επίσης θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των δοκιμών. Στη συνέχεια θα σχολιαστούν τα Γραφήματα και θα εξαχθούν, όσο είναι δυνατόν, ασφαλή συμπεράσματα.

6.2 Εξοπλισμός και όργανα μετρήσεων

Έχοντας υπόψη τα προηγούμενα κεφάλαια της εργασίας, γίνεται εύκολα αντιληπτό, ότι ο βασικός εξοπλισμός περιλαμβάνει έναν κινητήρα συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης (Εικόνα 6.1). Επίσης, για την τροφοδοσία του τυλίγματος του τυμπάνου, χρησιμοποιήθηκε η διάταξη που έχει αναφερθεί στο Κεφάλαιο 2. Η διάταξη αυτή τροφοδοτείται μέσω ενός αυτομετασχηματιστή (variatic). Ο αυτομετασχηματιστής τροφοδοτεί το κύκλωμα της ανόρθωσης με τρεις φάσεις αλλά και το κύκλωμα προστασίας (Εικόνα 6.3). Επιπλέον, ο έλεγχος του DC/DC μετατροπέα γίνεται μέσω του DSP. Τέλος, η μεταβολή του φορτίου στον άξονα το κινητήρα, κατέστη δυνατή με τη χρήση ενός μηχανήματος πέδησης (Εικόνα 6.4).



Εικόνα 6.1. Κινητήρας συνεχούς ρεύματος.



Εικόνα 6.2. Μη ελεγχόμενη πλήρης τριφασική ανόρθωση και μετατροπέας DC/DC.



Εικόνα 6.3. Αυτομετασχηματιστής (variatic)

Το μηχάνημα της πέδησης αποτελείται από δύο τμήματα. Το πρώτο τμήμα είναι αυτό που φαίνεται στην Εικόνα 6.4 (αριστερά) και επιτρέπει τον έλεγχο του φορτίου που θα εφαρμοστεί στον κινητήρα. Επίσης, δύναται να είναι γνωστές οι στροφές του κινητήρα είτε μέσω της αναλογικής οθόνης είτε μέσω ενός ηλεκτρικού σήματος (1 V/1000 rpm). Επιπλέον, μέσω ενός εξωτερικού σήματος προερχόμενου από μία γεννήτρια παλμών (Εικόνα 6.5), μπορεί να μεταβληθεί περιοδικά το φορτίο στον κινητήρα. Το δεύτερο τμήμα (Εικόνα 6.4, δεξιά) είναι το μηχάνημα που είναι συνδεδεμένο με τον «encoder» και εν συνέχεια με τον κινητήρα και θέτει στον άξονα του το αντίστοιχο φορτίο.



Εικόνα 6.4. Μηχάνημα πέδησης.



Εικόνα 6.5. Γεννήτρια παλμών GW Instek AFG-2112

Η γεννήτρια παλμών χρησιμοποιήθηκε επίσης και για την μεταβολή των στροφών του κινητήρα. Σε αυτή την περίπτωση το σήμα εξόδου της γεννήτριας συνδέθηκε στο περιφερειακό ADC του DSP.

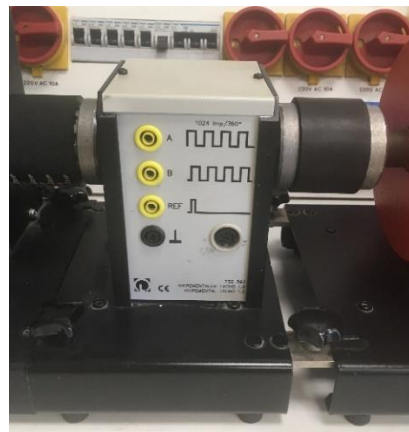
Τα παραπάνω αποτελούν τον βασικό εξοπλισμό. Για την εξαγωγή όμως των γραφημάτων και τη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος σε διάφορα σημεία, χρησιμοποιήθηκαν επιπλέον τα ακόλουθα όργανα μετρήσεων:

- Μετατροπέα των στροφών του κινητήρα σε παλμούς (encoder)
- Δύο παλμογράφους (Rigol DS1102E)
- Αμπεροτσιμπίδα (ELDITEST CP6220)
- Πολύμετρα (EXTECH EX505)
- Η/Υ

Ο «encoder» (Εικόνα 6.7) είναι τοποθετημένος μεταξύ του κινητήρα και του μηχανήματος της πέδησης και τροφοδοτήθηκε με 5 (VDC) από το τροφοδοτικό της Εικόνα 6.6. Όπως ήδη αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.4, μετατρέπει τις στροφές (δηλαδή πόσες περιστροφές θα ολοκληρώσει ο κινητήρας σε ένα δευτερόλεπτο) σε παλμούς (δηλαδή πόσους παλμούς θα παράγει ο «encoder» σε ένα δευτερόλεπτο). Οι παλμοί είναι τέτοιας συχνότητας η οποία προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό της συχνότητας των στροφών με ένα κέρδος. Αυτοί οι παλμοί αποτελούν είσοδο για το DSP και συγκεκριμένα για το περιφερειακό eCAP.



Εικόνα 6.6. Τροφοδοτικό συνεχούς ρεύματος BLAUSONIC FA-350



Εικόνα 6.7. Μετατροπείας των στροφών σε παλμούς.

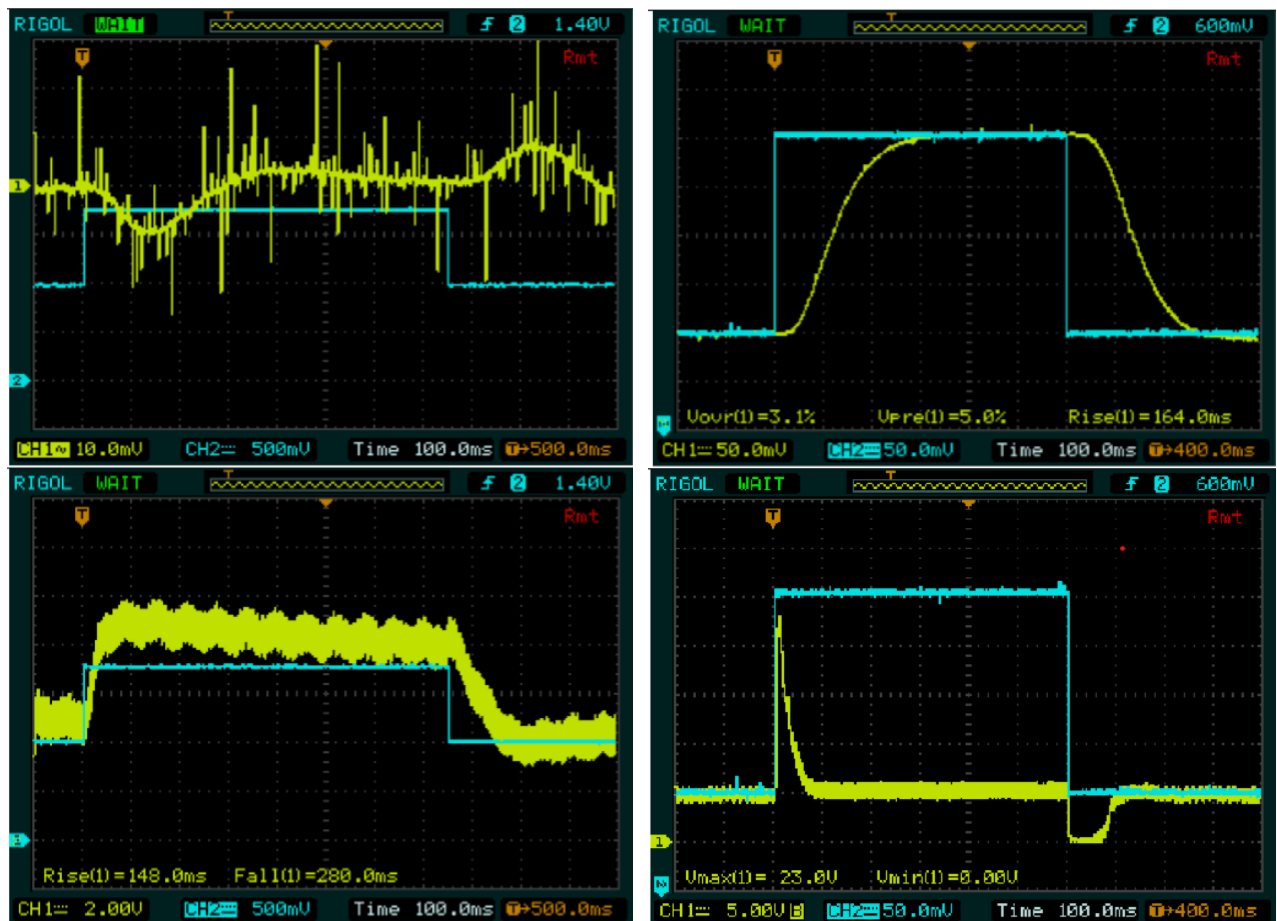


Εικόνα 6.8. Παλμογράφος Rigol DS1102E

Στις οθόνες των παλμογράφων παρατηρούνται τα εξής μεγέθη:

- Και στους δύο παλμογράφους, ανάλογα με το ποια δοκιμή εκτελείται, χρησιμοποιείται το σήμα αναφοράς. Δηλαδή το μέγεθος που μεταβάλλεται. Στην περίπτωση των σταθερών στροφών, είναι το σήμα που δείχνει τη μεταβολή του φορτίου και στην περίπτωση του σταθερού φορτίου, είναι

το σήμα που δείχνει τη μεταβολή των στροφών (Εικόνα 6.9).



α

β

Εικόνα 6.9. α) Η γαλάζια γραμμή δείχνει τη μεταβολή του φορτίου β) Η γαλάζια γραμμή δείχνει τη μεταβολή των στροφών.

- Στον ένα από τους δύο παλμογράφους (στις εικόνες τις πρώτης σειράς) απεικονίζονται οι μετρούμενες στροφές. Οι στροφές του κινητήρα να μεν μετρούταν με τον «encoder» και εισάγονταν στον μικροελεγκτή (DSP), για την απεικόνιση τους όμως στον παλμογράφο, λαμβάνονταν από την πέδη (το μηχάνημα της πέδησης περιέχει και αυτό εσωτερικά encoder). Στην πρόσοψη του μηχανήματος της πέδησης, υπάρχουν θύρες, που ένα ζευγάρι εξ αυτών, χρησιμοποιείται για τη μέτρηση των στροφών. Πιο συγκεκριμένα το ζευγάρι αυτό των θυρών παρέχει 1 V ανά 1000 στροφές rpm. Το πρόβλημα που ανέκυψε είναι ότι οι στροφές λαμβάνονται με καθυστέρηση περίπου 20-30 ms σε σχέση με το σήμα αναφοράς. Επίσης, ένα ακόμη πρόβλημα, σχετίζεται με τον περιβάλλοντα θόρυβο που λαμβανόταν μαζί με το μετρούμενο σήμα των στροφών. Για την ελαχιστοποίηση αυτού του θορύβου, τοποθετήθηκε στην έξοδο των θυρών ένα φίλτρο, αποτελούμενο από πυκνωτή μικρής χωρητικότητας (Εικόνα 6.10).



Εικόνα 6.10. Αυτοσχέδιο φίλτρο.

- Το ρεύμα τυμπάνου, το οποίο μετρούταν με μία αμπεροτσιμπίδα (Εικόνα 6.11), ήταν το σήμα που απεικονίζεται στον δεύτερο παλμογράφο (Εικόνα 6.9, δεύτερη σειρά). Για την ελάττωση του θορύβου του σήματος του ρεύματος, μετρούταν το διπλάσιο ρεύμα (δημιουργώντας ένα κύκλο με το καλώδιο), ώστε ο λόγος του ρεύματος σε σχέση με το θόρυβο (SNR, Signal to noise ratio) να αυξηθεί.



Εικόνα 6.11. Αμπεροτσιμπίδα ELDITEST CP6220

Με τη χρήση των πολυμέτρων μετρούταν τα εξής:

- Η μία από τρεις φάσεις στον αυτομετασχηματιστή (variac) που αποτελούσε την είσοδο, μαζί με τις άλλες δύο, για την πλήρη μη ελεγχόμενη τριφασική γέφυρα.
- Η DC τάση εξόδου της γέφυρας.
- Το ρεύμα στο τύλιγμα του τυμπάνου καθώς και το ρεύμα στο τύλιγμα της διέγερσης.

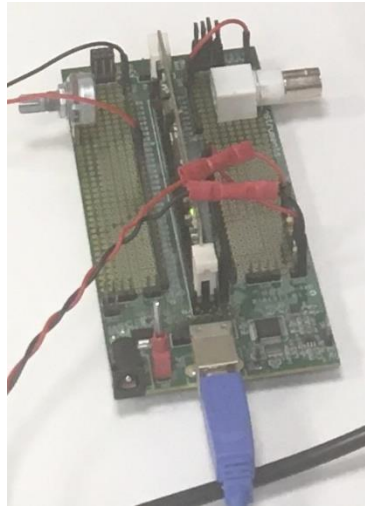


α



β

Εικόνα 6.12. Παραδείγματα χρήσης πολυμέτρου. α) μέτρηση φασικής τάσης στο variac και β) μέτρηση ρεύματος στη πηγή που τροφοδοτεί το κύκλωμα της διέγερσης.



Εικόνα 6.13. Digital Signal Processor (DSP)

Με τη βοήθεια του Η/Υ και συγκεκριμένα με το πρόγραμμα MATLAB/Simulink γινόταν ο έλεγχος του DSP (Εικόνα 6.13). Στην Εικόνα 6.13, φαίνεται επίσης, το ποτενσιόμετρο (αριστερά πάνω) με το οποίο οριζόταν οι σταθερές στροφές στον κινητήρα. Στην δεξιά πλευρά και πάνω φαίνεται το βύσμα τύπου BNC όπου συνδέεται η γεννήτρια παλμών για να μεταβληθούν οι στροφές με συγκεκριμένη συχνότητα και βαθμό χρησιμοποίησης. Κάτω και δεξιά είναι οι ακροδέκτες που συνδεόταν η έξοδος του «encoder» για να υπολογίσει το DSP τις στροφές στον άξονα του κινητήρα και στη συνέχεια να τις συγκρίνει με αυτές που έχουν τεθεί ως αναφορά. Στη συνέχεια, υπολογίζεται το σφάλμα μεταξύ των μετρούμενων και των επιθυμητών στροφών και αυξομειώνεται ο βαθμός χρησιμοποίησης του σήματος ελέγχου της πύλης του MOSFET.

Τέλος, παρατίθεται η παρακάτω Εικόνα 6.14 στην οποία φαίνονται όλα τα επιμέρους όργανα και μηχανήματα που χρησιμοποιήθηκαν.



Εικόνα 6.14. Πειραματική διάταξη

6.3 Δοκιμές πειραματικής διάταξης

Οι δοκιμές στις οποίες «υποβλήθηκε» ο κινητήρας στην πειραματική διάταξη είναι οι εξής:

- Μεταβολή του φορτίου υπό συνθήκες σταθερών στροφών κινητήρα και
- Μεταβολή των στροφών υπό συνθήκες σταθερού φορτίου

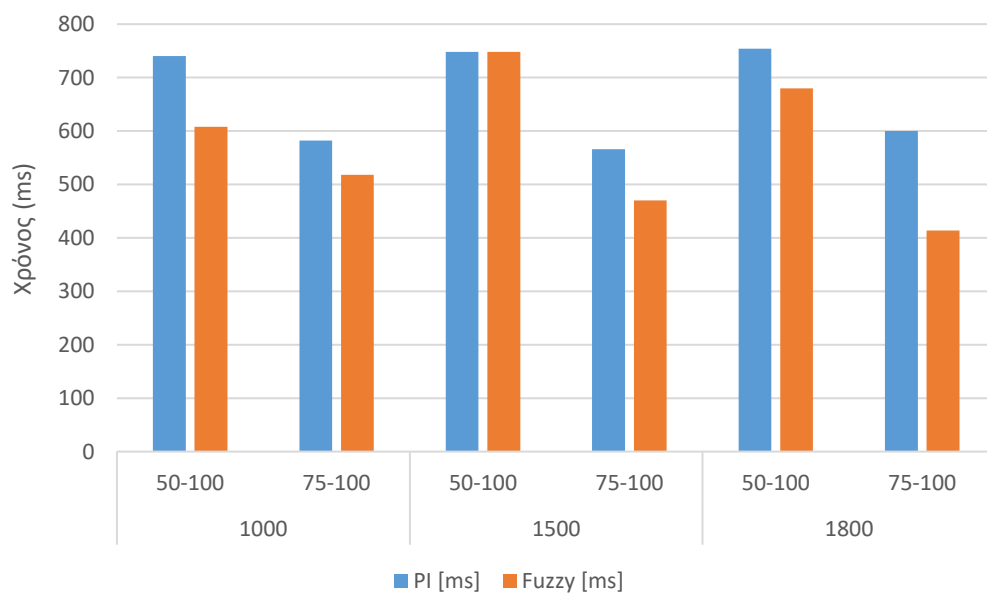
Πιο συγκεκριμένα, και όπως φαίνεται στα παρακάτω Γραφήματα:

- Σταθερές στροφές **1000, 1500** και **1800** → Μεταβολή φορτίου **50%-100%** και **75%-100%**.
- Σταθερό φορτίο **50%, 75%** και **100%** → Μεταβολή στροφών **500-700** και **1200-1400**.

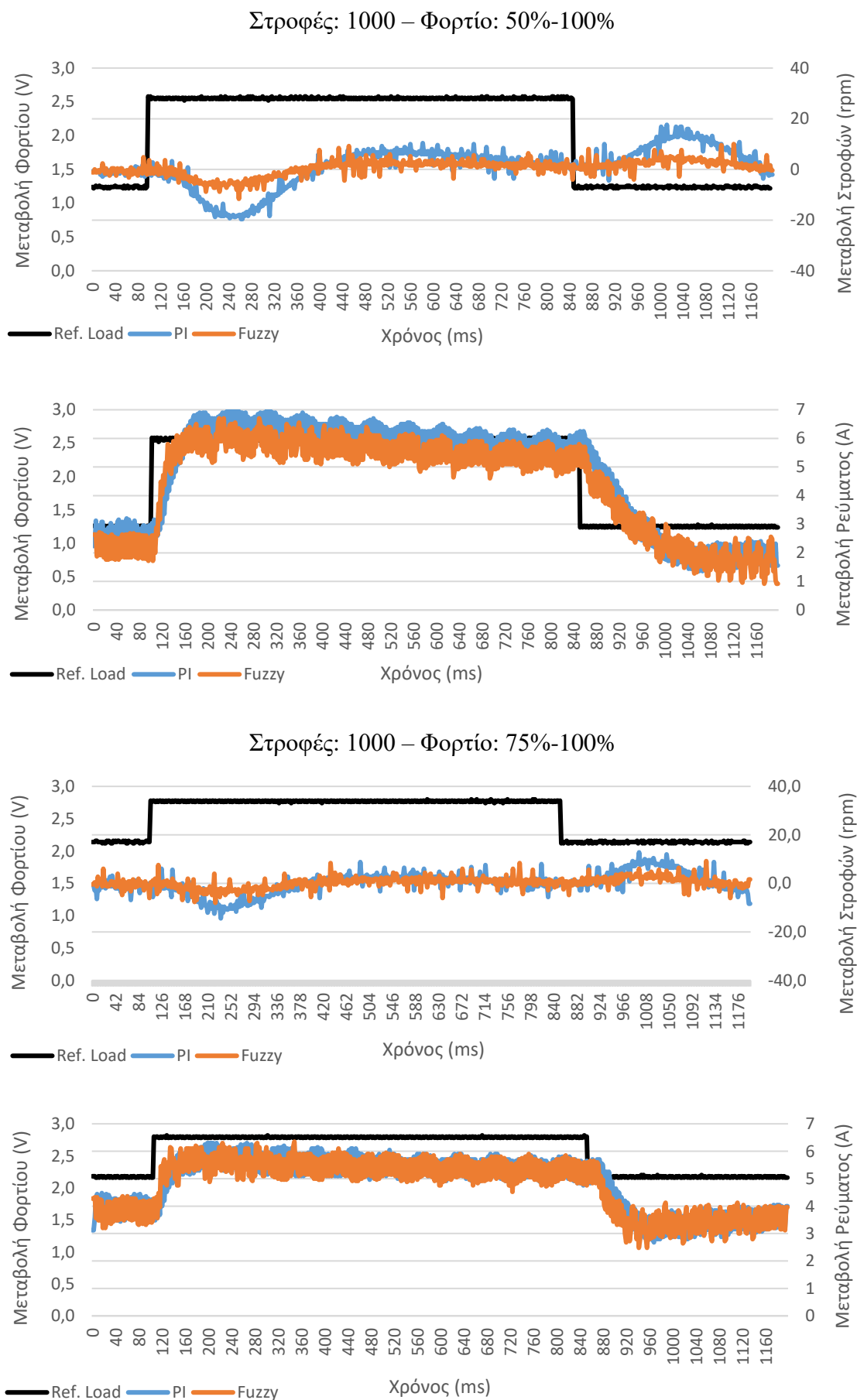
6.4 Αποτελέσματα πειραματικής διάταξης

Από το Γράφημα 6.2 έως και το Γράφημα 6.4 τεκμαίρεται ότι κατά την «είσοδο/έξοδο» του φορτίου η αυξομείωση των στροφών είναι μικρότερη όταν χρησιμοποιείται ο ελεγκτής Fuzzy-PI σε σύγκριση με τις περιπτώσεις όπου χρησιμοποιείται ο ελεγκτής PI. Επιπλέον, ο ελεγκτής Fuzzy-PI αποσβένει καλύτερα τις διαταραχές. Σε όλα τα προαναφερθείσα Γραφήματα μετά την «είσοδο/έξοδο» του φορτίου η κυματομορφή των στροφών τείνει να είναι πιο κοντά στις επιθυμητές στροφές (πιο κοντά στη γραμμή μηδέν). Λαμβάνοντας υπόψη το Γράφημα 6.1, η τάση που έχει η κυματομορφή των στροφών να είναι πιο κοντά στις επιθυμητές στροφές, επιβεβαιώνεται καθώς ο χρόνος αποκατάστασης είναι μικρότερος χρησιμοποιώντας τον ελεγκτή Fuzzy-PI. Μόνο μία περίπτωση αποτελεί εξαίρεση (1500 rpm, 50-100), όπου ο χρόνος αποκατάστασης είναι ίδιος και για τους δύο ελεγκτές.

Στη συνέχεια, και σε αντίθεση με τις κυματομορφές ρεύματος της προσομοίωσης, στις κυματομορφές της πειραματικής διάταξης τα ίδια φαινόμενα είναι πιο εύκολα παρατηρήσιμα όπως για παράδειγμα η κυμάτωση λόγω της ανόρθωσης, η διακοπτική συχνότητα και η έντονη αλλαγή του πλάτους στις περιόδους των διαταραχών (το τελευταίο φαινόμενο έχει αναλυθεί στην παράγραφο 5.6).

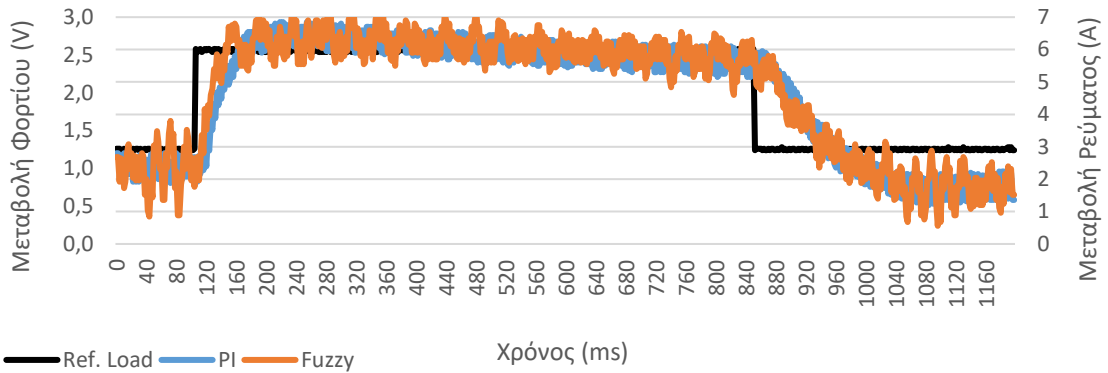
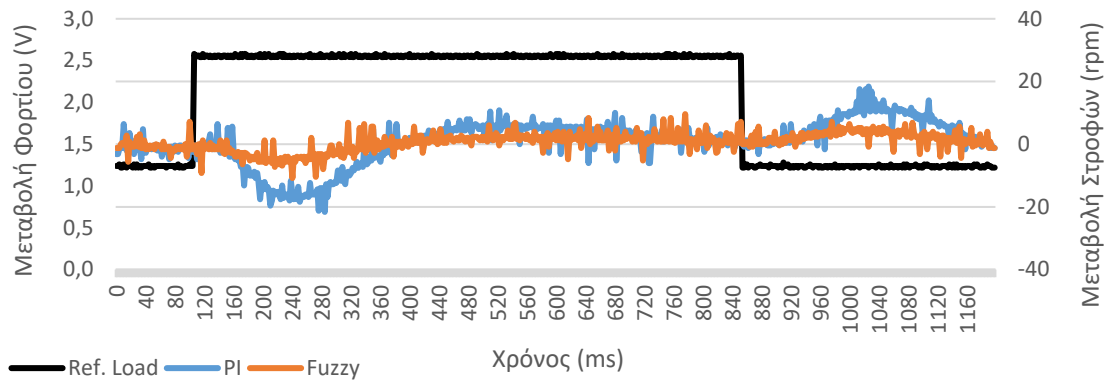


Γράφημα 6.1. Σύγκριση του χρόνου αποκατάστασης κατά την είσοδο του φορτίου μεταξύ των δύο μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα στην πειραματική διάταξη.

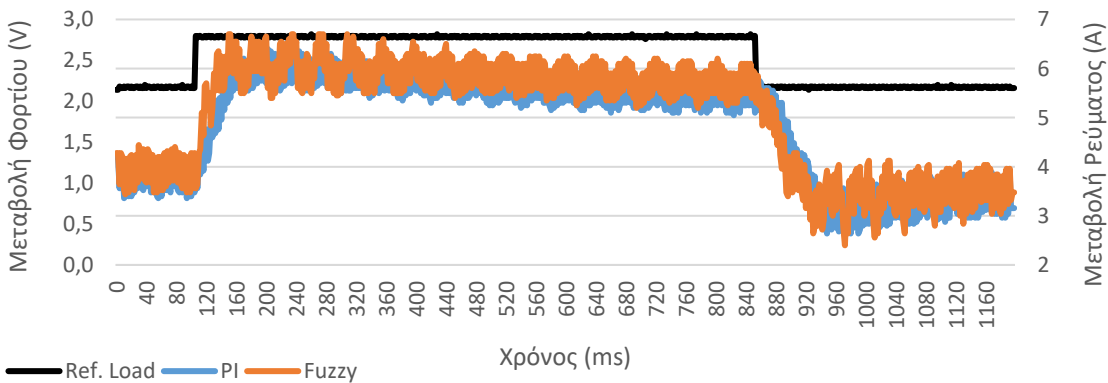
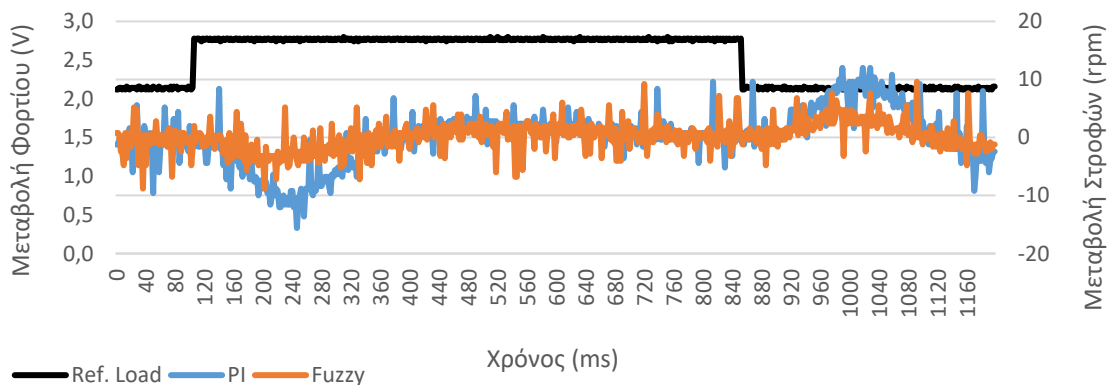


Γράφημα 6.2. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές είναι 1000 (rpm) και το φορτίο μεταβάλλεται από 50% σε 100% και από 75% σε 100% στην πειραματική διάταξη.

Στροφές: 1500 – Φορτίο: 50%-100%

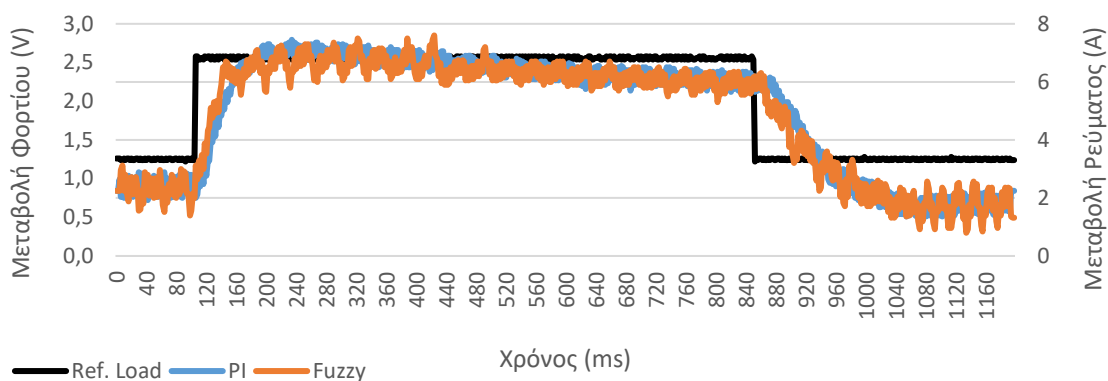
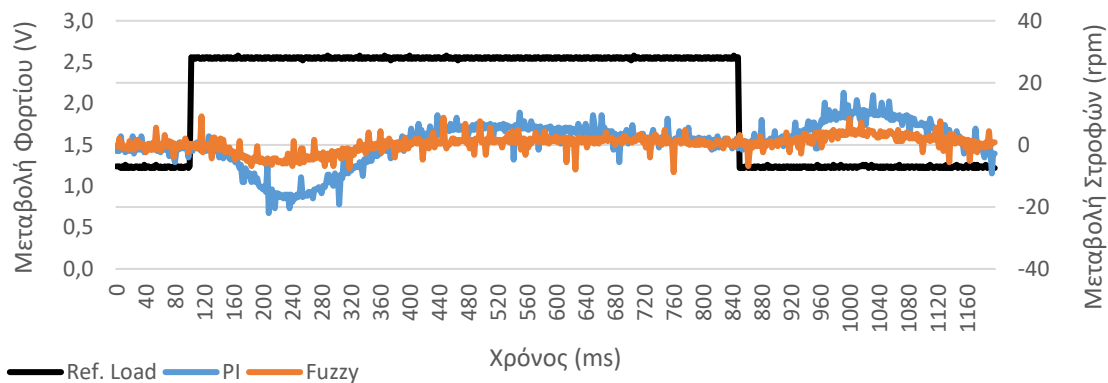


Στροφές: 1500 – Φορτίο: 75%-100%

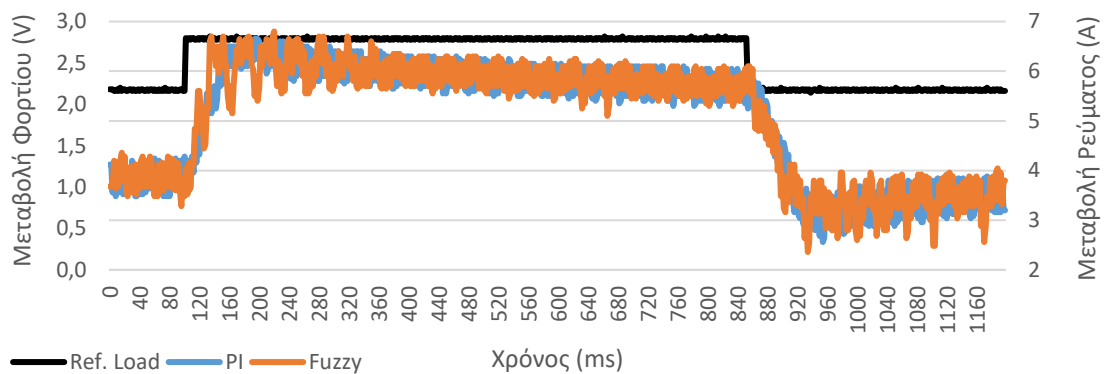
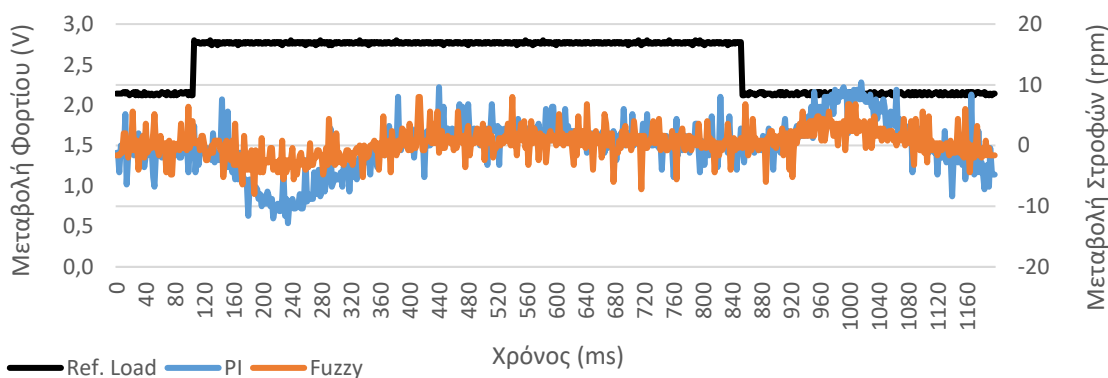


Γράφημα 6.3. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές είναι 1500 (rpm) και το φορτίο μεταβάλλεται από 50% σε 100% και από 75% σε 100% στην πειραματική διάταξη.

Στροφές: 1800 – Φορτίο: 50%-100%

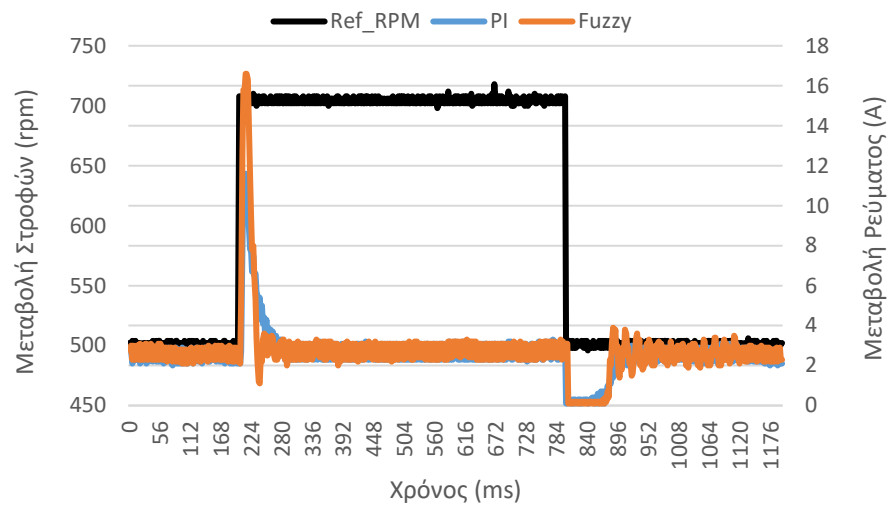
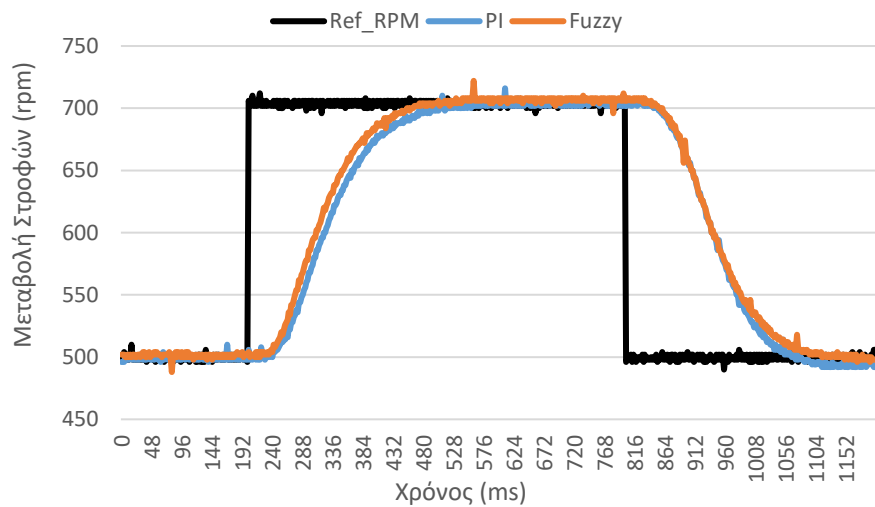


Στροφές: 1800 – Φορτίο: 75%-100%

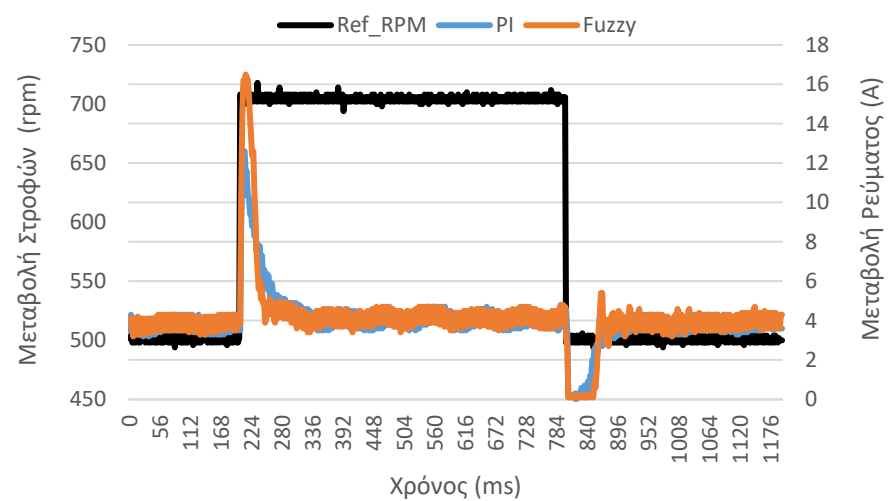
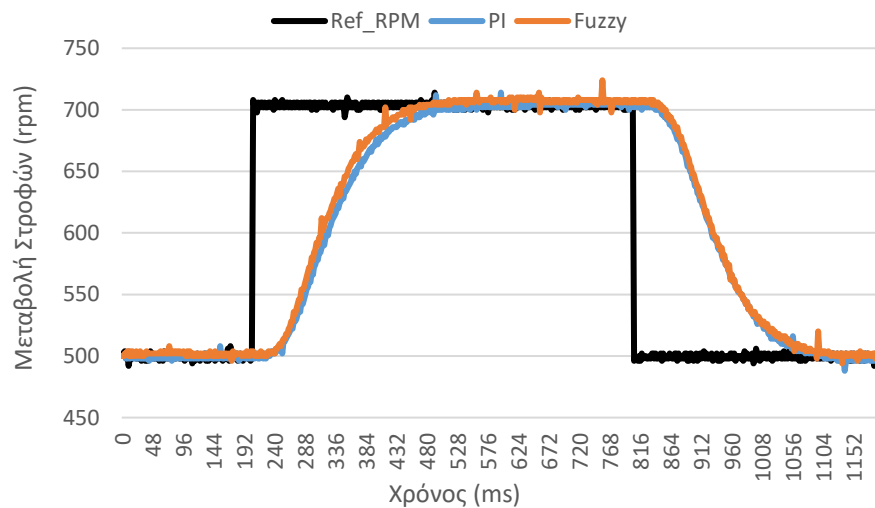


Γράφημα 6.4. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές είναι 1500 (rpm) και το φορτίο μεταβάλλεται από 50% σε 100% και από 75% σε 100% στην πειραματική διάταξη.

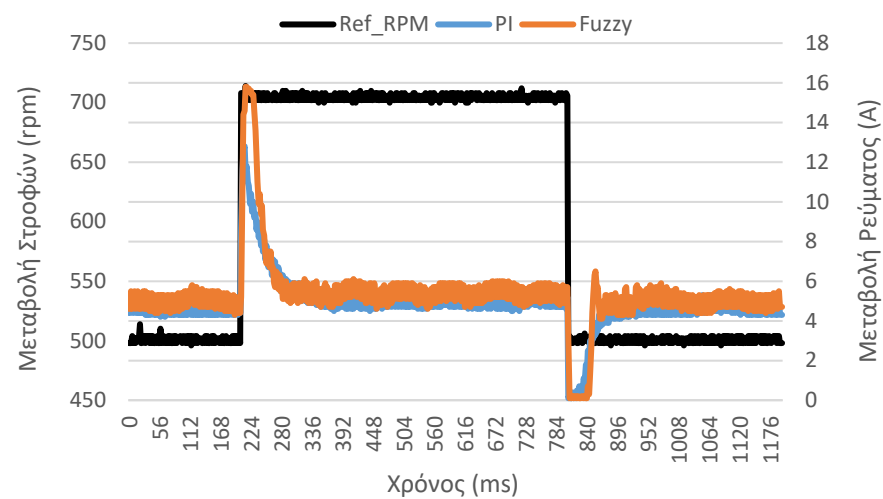
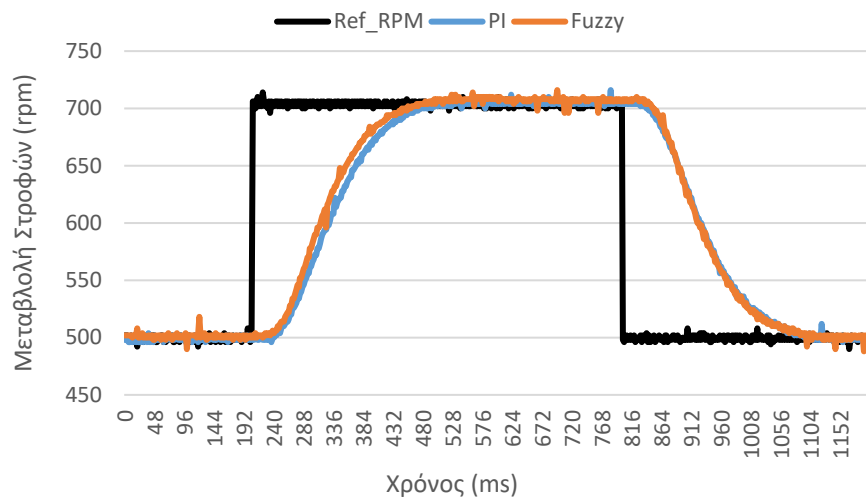
Στροφές: 500-700 & Φορτίο: 50%



Στροφές: 500-700 & Φορτίο: 75%

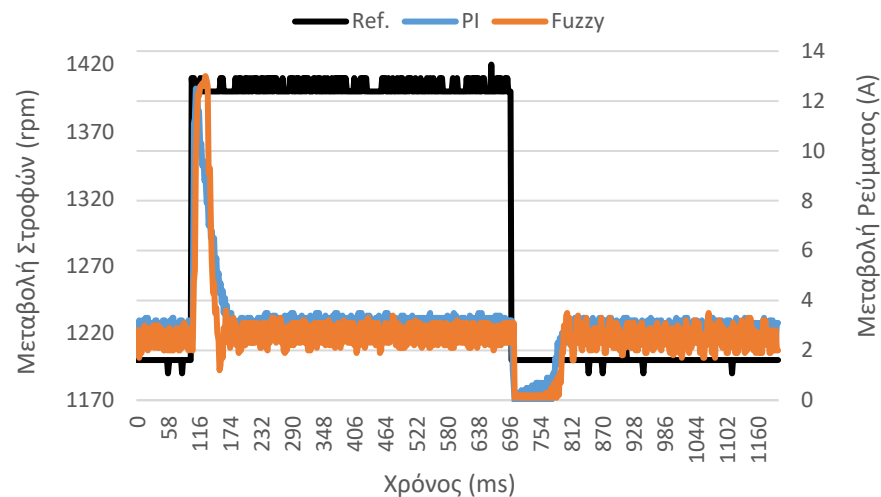
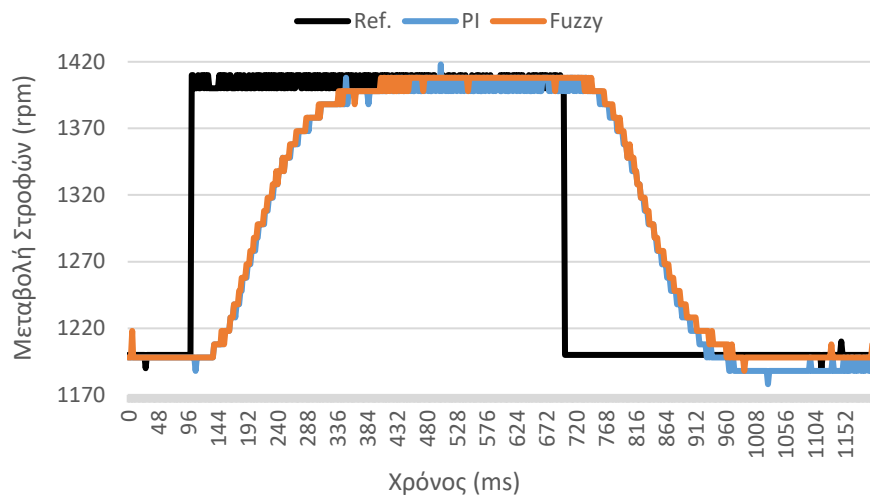


Στροφές: 500-700 & Φορτίο: 100%

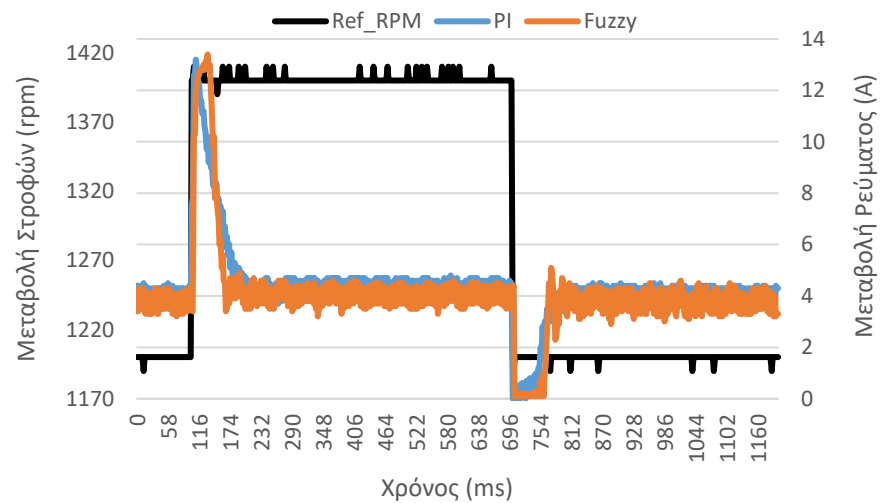
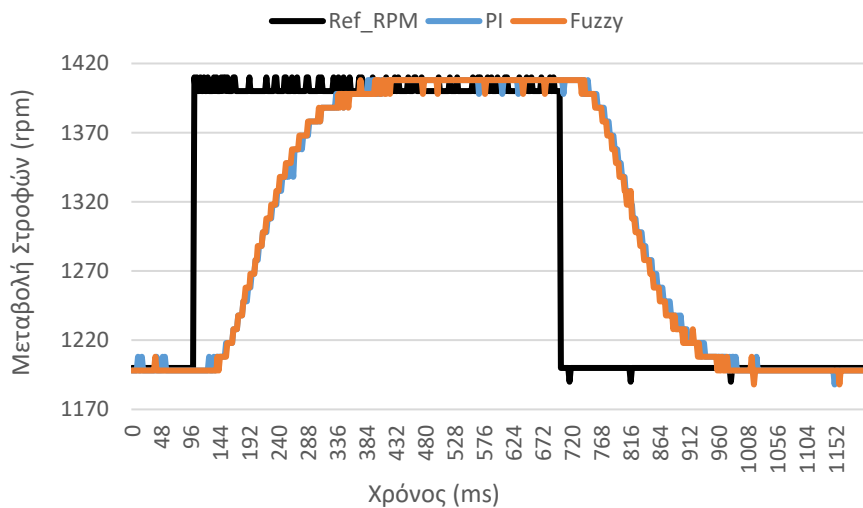


Γράφημα 6.5. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές μεταβάλλονται από 500 σε 700 (rpm) και το φορτίο παραμένει σταθερό στο 50%, στο 75% και στο 100% στην πειραματική διάταξη.

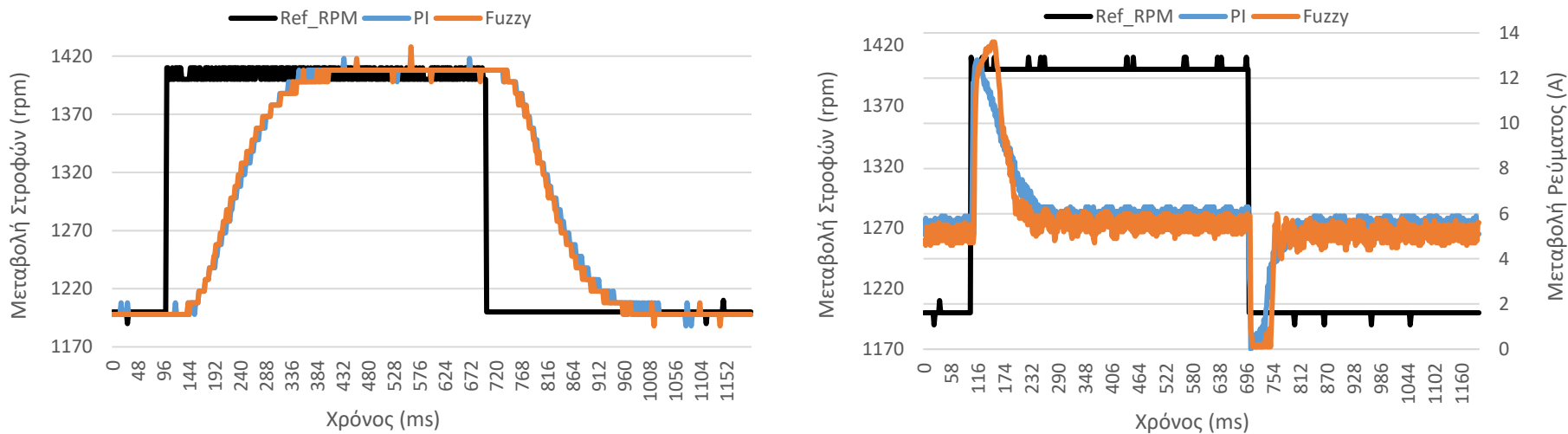
Στροφές: 1200-1400 & Φορτίο: 50%



Στροφές: 1200-1400 & Φορτίο: 75%



Στροφές: 1200-1400 & Φορτίο: 100%



Γράφημα 6.6. Σύγκριση των μεθόδων οδήγησης του DC κινητήρα όταν οι στροφές μεταβάλλονται από 1200 σε 1400 (rpm) και το φορτίο παραμένει σταθερό στο 50%, στο 75% και στο 100% στην πειραματική διάταξη.

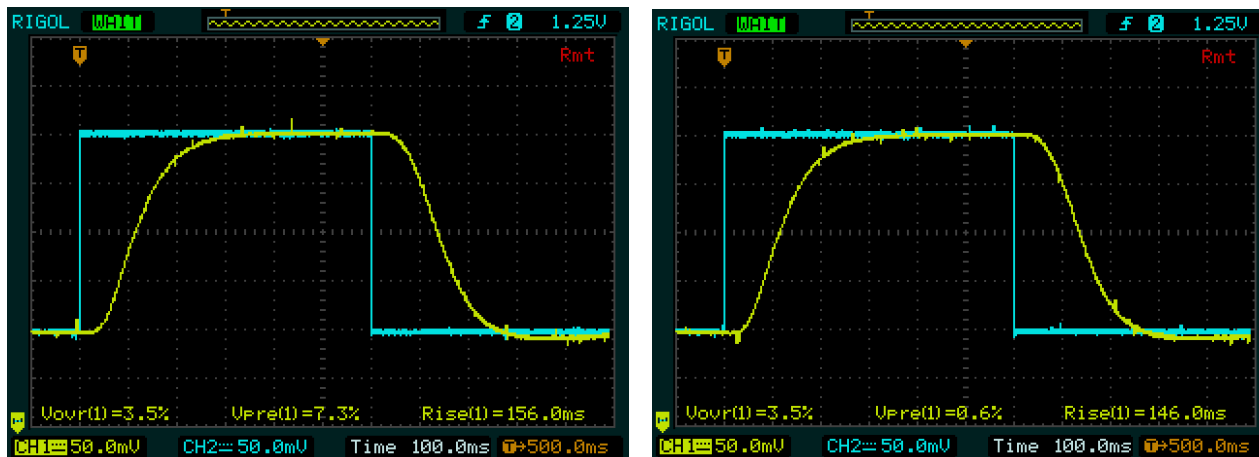
6.5 Σύγκριση χρόνου ανόδου/καθόδου στην πειραματική διάταξη

Στο Γράφημα 6.7 παρουσιάζονται συγκριτικά οι χρόνοι ανόδου και καθόδου κατά την εφαρμογή των δύο ελεγκτών (συμβατικός PI ελεγκτής και Fuzzy-PI ελεγκτής) στην πειραματική διάταξη υπό τις προαναφερθείσες μεταβατικές συνθήκες (μεταβατικά στο φορτίο και στις στροφές του DC κινητήρα). Οι χρόνοι ανόδου και καθόδου υπολογίστηκαν με τη βοήθεια του MATLAB (χρησιμοποιώντας πειραματικές μετρήσεις) με τη χρήση των έτοιμων συναρτήσεων «risetime» και «falltime». Στον κάθετο άξονα μετρείται ο χρόνος σε χιλιοστά του δευτερολέπτου (ms) ενώ στον οριζόντιο άξονα διακρίνονται οι περιοχές μεταβολής των στροφών (500-700, 1200-1400) και το αντίστοιχο φορτίο (50%, 75%, 100%). Σε αυτό το σημείο να προστεθεί ότι η ονομαστική ροπή του κινητήρα είναι 3,5 Nm και άρα τα προηγούμενα ποσοστά αντιστοιχούν σε 1,75 2,6 και 3,5 Nm αντίστοιχα. Στα αποτελέσματα της πειραματικής διάταξης δεν είναι ξεκάθαρη η υπεροχή της μεθόδου Fuzzy-PI όσον αφορά το χρόνο ανόδου/καθόδου. Στην περίπτωση 1200-1400 rpm με 50% φορτίο για τον χρόνο ανόδου αλλά και στην περίπτωση 500-700 rpm με 50% φορτίο για τον χρόνο καθόδου, η μέθοδος PI δίνει μικρότερους χρόνους ανόδου.

Η αποτυχία του ελεγκτή Fuzzy-PI, στην πειραματική διάταξη, οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι το ρεύμα διέγερσης δεν είχε την ονομαστική του τιμή κατά τη διεξαγωγή των δοκιμών. Η ονομαστική τιμή του ρεύματος διέγερσης είναι 0,55-0,66 A σύμφωνα με την πινακίδα του κινητήρα (Εικόνα 1.1). Το ρεύμα διέγερσης στις δοκιμές είχε την τιμή 0,44 A. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να αυξάνεται η τιμή του ρεύματος του τυμπάνου (κλειστός βρόχος) και σε ορισμένες περιπτώσεις να φθάνει το ονομαστικό του ρεύμα ή και να τον ξεπερνάει. Το ιδανικό θα ήταν ο κινητήρας να είχε ρυθμιστεί έτσι ώστε όταν τίθενται ονομαστικές στροφές (2000 rpm) και ονομαστικό φορτίο (3,5 Nm), το ρεύμα της διέγερσης να είχε μια τιμή μεταξύ 0,55 έως 0,66 και η τάση τροφοδοσίας στον αυτομετασχηματιστή να ήταν ανάλογη. Δηλαδή, τέτοια που να επιτρέπει στον κινητήρα να λειτουργήσει υπό πλήρες φορτίο και σε ονομαστικές τιμές στροφών με ονομαστικό ρεύμα τυμπάνου και διέγερσης. Στη συνέχεια, όλες οι δοκιμές θα έπρεπε να γίνουν με σταθερή αυτή την τάση τροφοδοσίας του αυτομετασχηματιστή και φυσικά με το αντίστοιχο ρεύμα διέγερσης που έχει επιλεγεί μεταξύ 0,55 και 0,66 A. Ναι μεν όλες οι δοκιμές έγιναν με σταθερή τάση στον αυτομετασχηματιστή, το ρεύμα της διέγερσης όμως υστερούσε και ο κινητήρας έφθανε στα όρια του όπως για παράδειγμα στο Γράφημα 6.6 όπου το ρεύμα τυμπάνου με πλήρες φορτίο ξεπερνάει τα 5,2 A στην περιοχή μεταβολής στροφών 1200-1400 rpm. Όλες οι υπόλοιπες δοκιμές ήταν επιτυχής γιατί απλά δεν έφθάναν τον κινητήρα στα όρια του (ρεύμα τυμπάνου).

Επιπρόσθετα, κατά τη διάρκεια των δοκιμών (σταθερό φορτίο – μεταβλητές στροφές), ο παλμογράφος που απεικόνιζε τη μεταβολή των στροφών και παράλληλα μετρούσε και το χρόνο ανόδου δεν έδινε ακριβώς τον ίδιο χρόνο ανόδου αλλά ούτε και την ίδια κυματομορφή. Αυτό δεν βοήθησε στη συλλογή και σύγκριση των επιμέρους δοκιμών. Η απόκλιση στο χρόνο ανόδου έφθασε και τα ± 10 ms. Στην Εικόνα 6.15, φαίνεται ένα παράδειγμα, όπου για την ίδια δοκιμή ο χρόνος

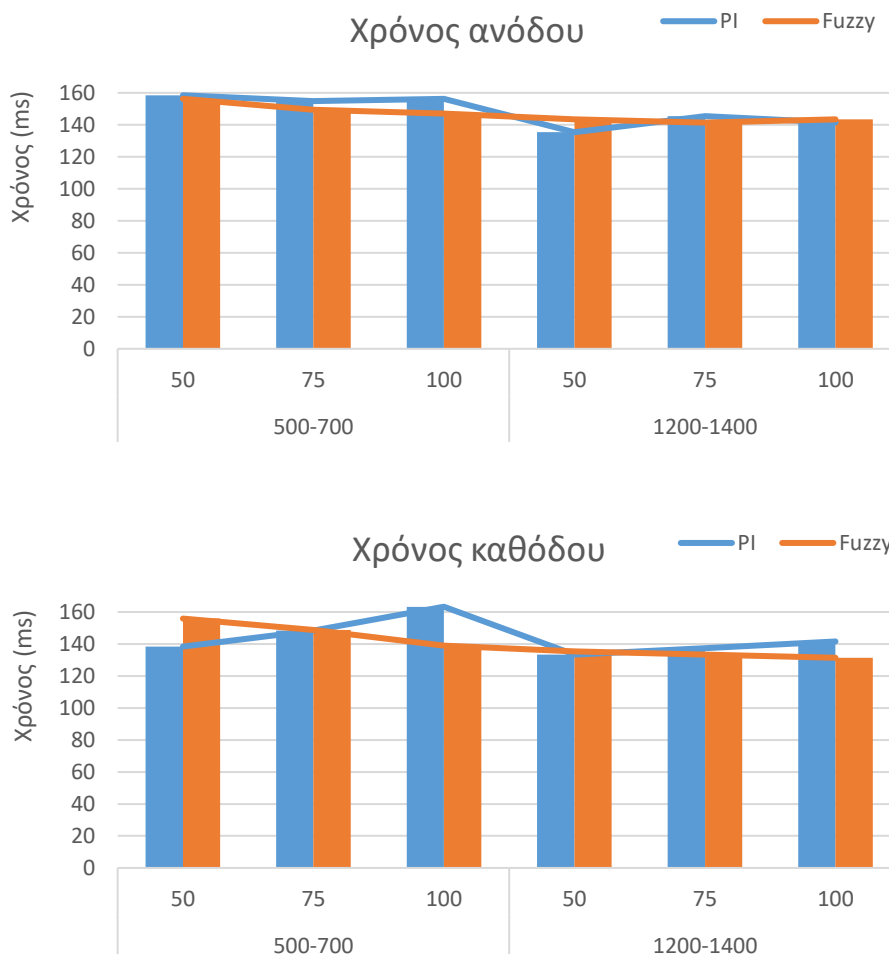
ανόδου την πρώτη φορά (α) είναι 156 ms και την δεύτερη φορά (β) είναι 146 ms. Επιπλέον, Τα μετρούμενα σήματα περιέχουν θόρυβο και αυτό οδηγεί σε λάθη. Ο χρόνος ανόδου υπολογίζεται στο 10% και στο 90% της τελικής τιμής του σήματος (τελική τιμή μείον αρχική τιμή). Υπάρχει περίπτωση η τιμή υπολογισμού να μην αποτελεί συνέχεια των προηγούμενων τιμών αλλά θόρυβο. Οπότε, και ο χρόνος ανόδου να είναι λανθασμένος.



α

β

Εικόνα 6.15. Διαφορά του χρόνου ανόδου (rise time) για την ίδια δοκιμή



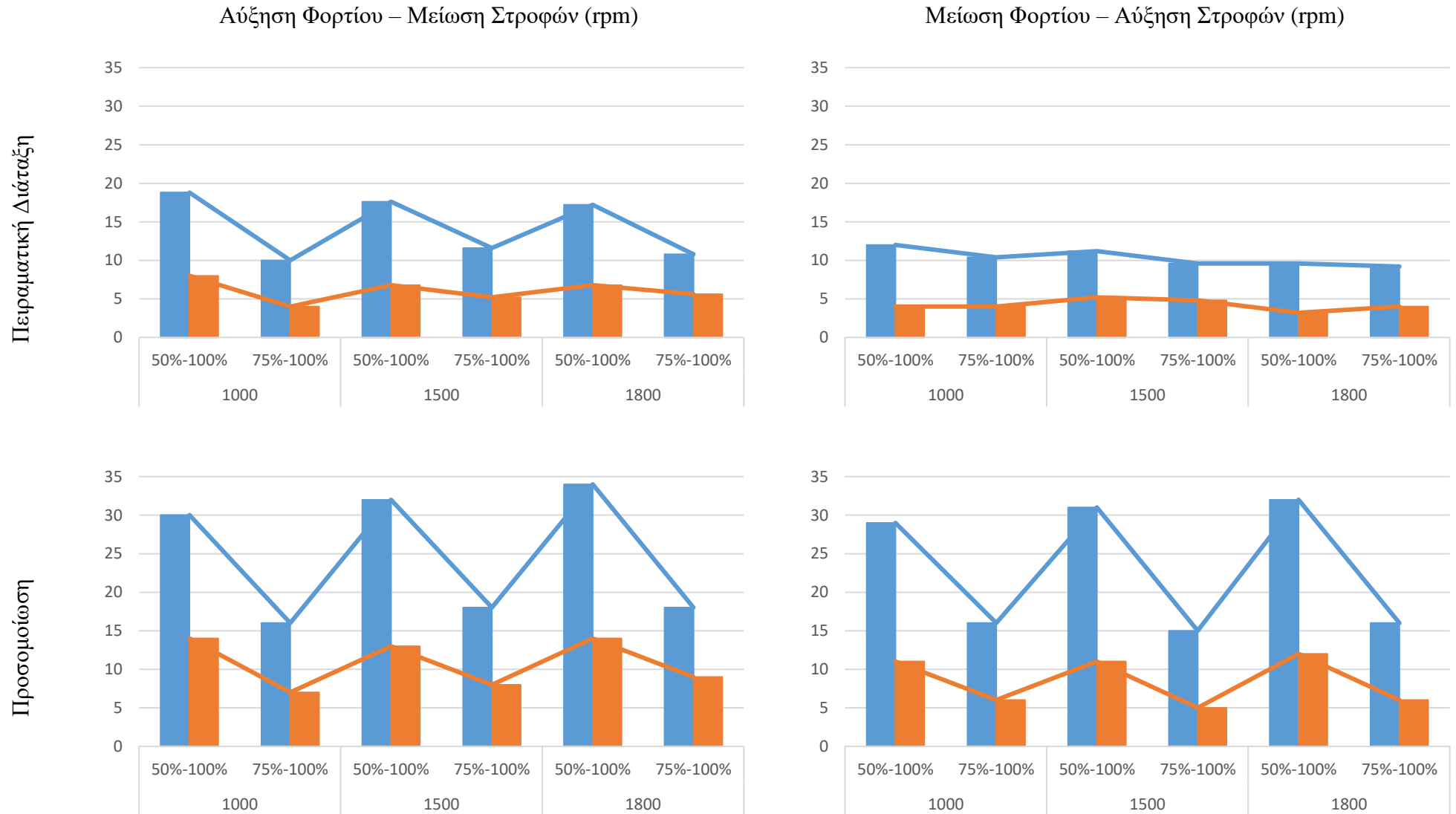
Γράφημα 6.7. Σύγκριση χρόνου ανόδου και χρόνου καθόδου με βάση τον πίνακα 10.

Τέλος, ένας ακόμη παράγοντας που πρέπει να ληφθεί υπόψη είναι ότι το μηχανήμα της πέδησης το οποίο μεταβάλλει το φορτίο στον άξονα του κινητήρα, δεν είναι ιδανικό. Αν υποθεθεί ότι επιλέχτηκε το φορτίο στον άξονα του κινητήρα να είναι 2,6 Nm στις 1500 στροφές, η τάση που δείχνει το βολτόμετρο θα έπρεπε να είναι 520 mV (το μηχανήμα της πέδησης περιλαμβάνει θύρα στην οποία παρέχει 0,2 V/Nm. Η πραγματικότητα όμως είναι, πως η τάση αυτή δεν είναι σταθερή, συνεπώς ούτε και το φορτίο στον άξονα του κινητήρα.

6.6 Σύγκριση αυξομείωσης στροφών μεταξύ πειραματικής διάταξης και προσομοίωσης

Στο Γράφημα 6.8, ο κάθετος άξονας αναφέρεται σε στροφές και μετριέται σε rpm ενώ ο οριζόντιος άξονας χωρίζεται σε σταθερές στροφές των 1000, 1500 και 1800 rpm με αντίστοιχη μεταβολή του φορτίου από 50% σε 100% και από 75% σε 100%. Σε αυτού του είδους τις δοκιμές ο ελεγκτής Fuzzy-PI έχει καλύτερες επιδόσεις αφού και στην προσομοίωση αλλά και στην πειραματική διάταξη η μείωση ή η αύξηση των στροφών (αντίστοιχα αύξηση ή μείωση του φορτίου) είναι σαφώς μικρότερη σε σχέση με τη μεταβολή των στροφών όταν χρησιμοποιείται ο ελεγκτής PI. Μια άλλη παρατήρηση είναι πως η μικρότερη μεταβολή φορτίου έχει και μικρότερη επίδραση στη μεταβολή των στροφών. Το προηγούμενο ισχύει και στην πειραματική διάταξη και στην προσομοίωση, όπως επίσης, και για τα δύο είδη ελεγκτών (συμβατικός PI και Fuzzy-PI ελεγκτής). Ένα τελευταίο σχόλιο, σχετικά με το Γράφημα 6.8, είναι ότι οι μεταβολές των στροφών, στην περίπτωση της προσομοίωσης, είναι μεγαλύτερες σε σύγκριση με αυτές της πειραματικής διάταξης.

Επιπλέον, το ρεύμα του τυμπάνου, είναι ίσο ή μεγαλύτερο του ονομαστικού στα Γράφημα 6.2 έως Γράφημα 6.4 στη μόνιμη κατάσταση. Είναι γνωστό από τη θεωρία (Κεφάλαιο 1) πως το φορτίο είναι αυτό που καθορίζει το ρεύμα τυμπάνου κατά το μεγαλύτερο ποσοστό. Ιδανικά θα έπρεπε όταν οι στροφές είναι οι ονομαστικές δηλαδή, 2000 rpm και χρησιμοποιείται και το ονομαστικό φορτίο 3,5 Nm, τότε και το ρεύμα τυμπάνου να είναι το ονομαστικό, δηλαδή τα 5,2 A. Όμως, όπως, ήδη έχει παρατηρηθεί αυτό δεν ισχύει (παράγραφος 6.5).



Γράφημα 6.8. Σύγκριση αύξησης και μείωσης του φορτίου και την αντίστοιχη αντίδραση του κινητήρα στη μείωση και αύξηση των στροφών (δοκιμή μεταβλητού φορτίου – σταθερών στροφών). Επίσης, συγκρίνονται οι δύο μέθοδοι οδήγησης PI και Fuzzy-PI.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι να συγκριθεί ο ελεγκτής PI με έναν ελεγκτή Fuzzy-PI, δηλαδή, να συγκριθούν οι αποκρίσεις ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος σε διάφορα μεταβατικά χρησιμοποιώντας τους παραπάνω ελεγκτές. Οι στόχοι που είχαν τεθεί αρχικά ήταν ότι ο ελεγκτής Fuzzy-PI θα έδινε τη δυνατότητα να επιτευχθούν καλύτεροι χρόνοι ανόδου και καθόδου καθώς και ελάχιστης ή μηδενικής υπερύψωσης ή βύθισης των στροφών στις δοκιμές όπου μεταβάλλονται οι στροφές και το φορτίο παραμένει σταθερό (ΜΣΣΦ). Επιπλέον, στις δοκιμές όπου μεταβάλλεται το φορτίο και οι στροφές παραμένουν σταθερές (ΜΦΣΣ), θα έπρεπε ο ελεγκτής Fuzzy-PI να παρουσιάζει μικρότερες υπερυψώσεις/βυθίσεις των στροφών και μικρότερους χρόνους αποκατάστασης των στροφών στις επιθυμητές. Στις επόμενες δύο παραγράφους παρατίθενται τα αποτελέσματα από την προσομοίωση και από την πειραματική διάταξη ώστε να επιβεβαιωθούν ή να διαψευσθούν οι αρχικές υποθέσεις/στόχοι που είχαν τεθεί.

Παρατηρώντας τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, ο ελεγκτής Fuzzy-PI εκπληρώνει τους στόχους που είχαν τεθεί στις περισσότερες των περιπτώσεων. Πιο συγκεκριμένα, στις δοκιμές ΜΣΣΦ οι χρόνοι ανόδου και οι χρόνοι καθόδου είναι μικρότεροι σε σύγκριση με τον ελεγκτή PI. Επιπρόσθετα, στις δοκιμές ΜΦΣΣ η αύξηση/μείωση των στροφών είναι και σε αυτή τη περίπτωση μικρότερη. Συνεπώς, η διαταραχή που επηρεάζει το σύστημα αποσβένεται καλύτερα με τον ελεγκτή Fuzzy-PI. Αντίθετα, ο χρόνος αποκατάστασης των στροφών και στις δύο δοκιμές δεν έχει διαφορά μεταξύ των δύο ελεγκτών.

Οι δοκιμές ΜΣΣΦ στην πειραματική διάταξη δεν επιβεβαίωσαν τους αρχικούς στόχους. Δεν είναι ξεκάθαρο ότι ο ελεγκτής Fuzzy-PI δίνει μικρότερους χρόνους ανόδου και καθόδου. Βέβαια, αυτή η μη αναμενόμενη συμπεριφορά έχει δικαιολογηθεί στο αντίστοιχο Κεφάλαιο της εργασίας και αρκεί να σημειωθεί ότι ο κινητήρας εισέρχεται σε κορεσμό (μέγιστο ρεύμα τυμπάνου) οπότε δεν έχει τη δυνατότητα να αυξήσει τις στροφές σε μικρότερο χρόνο. Όσον αφορά, όμως, τις δοκιμές ΜΦΣΣ τα αποτελέσματα είναι τα αναμενόμενα. Η αύξηση/μείωση των στροφών είναι μικρότερη με τον ελεγκτή Fuzzy-PI. Επίσης, ο χρόνος αποκατάστασης των στροφών στις περισσότερες περιπτώσεις είναι και αυτός μικρότερος σε σύγκριση με τον ελεγκτή PI.

Να προστεθεί, επίσης, ότι ο ελεγκτής Fuzzy-PI συγκρίνεται με ένα βελτιστοποιημένο ελεγκτή PI. Επιπλέον, λόγω της χρήσης της μεθόδου «anti-wind-up» ο ελεγκτής PI παρουσίαζε σχεδόν μηδενικές υπερυψώσεις ή βυθίσεις και μικρούς χρόνους ανόδου στην περίπτωση των δοκιμών ΜΣΣΦ. Βέβαια, δεν θα πρέπει να παραληφθεί να αναφερθεί, ότι ο χρόνος που χρειάστηκε να βρεθούν τα κέρδη για τον ελεγκτή PI ήταν συγκριτικά πολύ μικρότερος από το χρόνο που χρειάστηκε για να οριστικοποιηθεί ο ελεγκτής Fuzzy-PI. Ναι μεν ο ελεγκτής Fuzzy-PI υπερέχει στις δοκιμασίες που υποβλήθηκε ο κινητήρας, από την άλλη όμως χρειάστηκε περισσότερος χρόνος και κόπος για να

βελτιστοποιηθεί. Η τελική μορφή του ελεγκτή Fuzzy-PI προήλθε ύστερα από δοκιμές στο εργαστήριο με αρκετές παραλλαγές (διαφορετικές συναρτήσεις συμμετοχής και κανόνων). Κάθε μία από αυτές όμως δεν ικανοποιούσε κάποιο ή κάποιους από τους στόχους που είχαν τεθεί. Η παρατήρηση της συμπεριφοράς του κινητήρα στις δοκιμασίες που υποβαλλόταν και η απόκλιση από το ιδανικό έδινε κάθε φορά και την κατεύθυνση των αλλαγών που έπρεπε να γίνουν. Κατά αυτόν τον τρόπο επιτεύχθηκε η βελτιστοποίηση του ελεγκτή Fuzzy-PI. Βέβαια, όπως ήδη έχει αναφερθεί, για τον έλεγχο των κινητήρων χρησιμοποιούνται και τα τεχνητά νευρωνικά δίκτυα.

Η δυνατότητα σύγκρισης αυτών των αποτελεσμάτων με έναν ελεγκτή ΤΝΔ θα ολοκλήρωνε την εικόνα για τους τρόπους που μπορεί να ελεγχθεί ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος. Ο χρόνος για την βελτιστοποίηση του ελεγκτή ΤΝΔ θα ήταν λιγότερος ή περισσότερος; Θα εκπληρωνόταν όλοι οι στόχοι της εργασίας και αν ναι σε τι ποσοστό; Μπορούν όλοι οι ελεγκτές που αναφέρθηκαν να εφαρμοστούν σε οποιαδήποτε εφαρμογή; Τι περιορισμοί υπεισέρχονται από τα τεχνικά χαρακτηριστικά των μικροελεγκτών και αν υπάρχουν περιορισμοί; Το ερευνητικό θέμα αυτής της διπλωματικής είναι πολυδιάστατο και χρήζει περισσότερης ανάλυσης και εμβάθυνσης για την εξαγωγή ασφαλών συμπερασμάτων.

Βιβλιογραφία-Αναφορές-Διαδικτυακές πηγές

- Bequette, B. W. (2010). *Process Control: Modeling, Design, and Simulation*. Prentice Hall. Retrieved from https://en.wikipedia.org/wiki/Proportional_control
- Chapman, S. J. (2010). *Ηλεκτρικές Μηχανές*. Τζιόλας.
- Charles I. Hubert, M. 'A.-N. (2008). *Ηλεκτρικές Μηχανές*. Εκδόσεις ΙΩΝ.
- D.A. Barkas, G. I. (n.d.). *Brushed DC Motor Drives for Industrial and Automobile Applications with Emphasis on Control Techniques: A Comprehensive Review*.
- Hayk Markaroglu, M. G. (2006, May). <https://www.researchgate.net>. Retrieved from https://www.researchgate.net/publication/228402437_Tracking_Time_Adjustment_In_Back_Calculation_Anti-Windup_Scheme
- Karl Johan °Aström, R. M. (2009). *Feedback Systems*. Princeton University Press.
- Krishnan, R. (2001). *Electric Motor Drives*. Prentice Hall.
- Ogata, K. (2010). *Modern Control Engineering*. Prentice Hall.
- Rashid, M. H. (2010). *Ηλεκτρονικά Ισχύος*. Ίων.
- Shodhganga - A reservoir of Indian theses*. (n.d.). Retrieved Ιούλιος 31, 2020, from http://14.139.13.47:8080/jspui/bitstream/10603/108862/12/12_chapter%202.pdf
- Wikipedia*. (2020, September 29). Retrieved from https://en.wikipedia.org/wiki/Rise_time
- Wikipedia*. (2020, September 29). Retrieved from [https://en.wikipedia.org/wiki/Overshoot_\(signal\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Overshoot_(signal))
- Wikipedia*. (2020, September 29). Ανάκτηση από https://en.wikipedia.org/wiki/Settling_time
- Γεώργιος Χ. Ιωαννίδης, Α. Κ. (2015). *ΑΡΧΙΜΗΔΗΣ ΙΙΙ, Ενίσχυση ερευνητικών ομάδων στο Τ.Ε.Ι. Πειραιά, Υπόεργο 02*. Αιγάλεω.
- Μαλατέστας, Π. Β. (2015). *Ηλεκτρικές Μηχανές*. Τζιόλας.
- Μαλατέστας, Π. Β. (2015). *Ηλεκτρική κίνηση*. Εκδόσεις Τζιόλα.
- Χατζησταματίου, Μ. Α. (1979). *Ιδρυμα Ευγενίδου*. Ανάκτηση από <https://www.eef.edu.gr/el/to-idryma/ekdoseis/katalogos-bibliothikes-seires/bibliothiki-tou-tehnikou-1962-1975/>

Παράρτημα Α

Α.1 Εισαγωγή

Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε στο MATLAB-Simulink, για την προσομοίωση της πειραματικής διάταξης, δεν βασίστηκε στο πεδίο της συχνότητας χρησιμοποιώντας συναρτήσεις μεταφοράς. Παρόλα αυτά, στο παρόν παράρτημα θα αναλυθεί ο τρόπος με τον οποίο «κατασκευάστηκαν» οι συναρτήσεις μεταφοράς του κινητήρα. Έξοδος αυτών των συναρτήσεων μεταφοράς είναι η μεταβολή των στροφών του κινητήρα ενώ είσοδοι αποτελούν η μεταβολή της τάσης του τυμπάνου και η μεταβολή του φορτίου.

Α.2 Υπολογισμός συναρτήσεων μεταφοράς του DC κινητήρα

Από τις σχέσεις (1.1) και (1.2) του πρώτου Κεφαλαίου προκύπτει η παρακάτω σχέση

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_m \omega_m \xrightarrow{\text{Laplace}} \text{Εφαρμόζοντας Laplace στην σχέση (1.3),} \quad (\text{A.3})$$

ισχύει ότι:

$$V_a(s) = R_a I_a(s) + L_a s I_a(s) + K_m \Omega(s) \Rightarrow V_a(s) = (R_a + L_a s) I_a(s) + K_m \Omega(s) \quad (\text{A.4})$$

Επίσης, είναι γνωστό ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι ανάλογη του ρεύματος τυμπάνου και εκφράζεται με την παρακάτω σχέση:

$$T_e = k_g i_a \xrightarrow{\text{Laplace}} T_e(s) = k_g I_a(s) \quad (\text{A.5})$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα ισούται με:

$$T_e = T_L + T_F + B_m \omega + J_m \frac{d\omega}{dt} \xrightarrow{\text{Laplace}} T_e(s) = T_L(s) + T_F + B_m \Omega(s) + J_m s \Omega(s) \Rightarrow$$

$$T_e(s) = (J_m s + B_m) \Omega(s) + T_L(s) + T_F(s) \quad (\text{A.6})$$

Από τις σχέσεις (1.5) και (1.6) προκύπτει:

$$k_g I_a(s) = (B_m + J_m s) \Omega(s) + T_L(s) + T_F \quad (\text{A.7})$$

$$\text{Από (1.4)} \Rightarrow I_a(s) = \frac{U_a(s)}{R_a + L_a s} - \frac{K_m}{R_a + L_a s} \Omega(s) \quad (\text{A.8})$$

Αντικαθιστώντας την (1.8) στην (1.7), προκύπτει:

$$\frac{K_g}{R_a+L_a s} U_a(s) - \frac{K_m K_g}{R_a+L_a s} \Omega(s) = (B_m + J_m s) \Omega(s) + T_L(s) + T_F \Rightarrow$$

Στη συνέχεια μεταφέρεται στο αριστερό μέλος ο όρος $\Omega(s)$ και στο δεξί μέλος ο όρος $U_a(s)$

$$\left[(B_m + J_m s) + \frac{K_m K_g}{R_a+L_a s} \right] \Omega(s) = \frac{K_g}{R_a+L_a s} U_a(s) - T_L(s) - T_F \Rightarrow$$

Γίνονται τα κλάσματα ομώνυμα στο αριστερό μέλος και έπειτα λύνεται ως προς $\Omega(s)$

$$\left(\frac{(B_m+J_m s)(R_a+L_a s)+K_m K_g}{R_a+L_a s} \right) \Omega(s) = \frac{K_g}{R_a+L_a s} U_a(s) - T_L(s) - T_F \Rightarrow$$

$$\Omega(s) = \frac{K_g}{(B_m+J_m s)(R_a+L_a s)+K_m K_g} U_a(s) - \frac{R_a+L_a s}{(B_m+J_m s)(R_a+L_a s)+K_m K_g} T_L(s) - \frac{R_a+L_a s}{(B_m+J_m s)(R_a+L_a s)+K_m K_g} T_F$$

Έπειτα τοποθετούνται οι όροι έτσι ώστε να προκύψει μια δευτεροβάθμια εξίσωση

$$(B_m + J_m s)(R_a + L_a s) + K_m K_g = B_m R_a + B_m L_a s + J_m s R_a + J_m L_a s^2 + K_m K_g$$

Τίθεται η δευτεροβάθμια εξίσωση ίση με $D(s)$

$$= J_m L_a s^2 + (B_m L_a + J_m R_a) s + B_m R_a + K_m K_g = D(s)$$

Οπότε, προκύπτει:

$$\Omega(s) = \frac{K_g}{D(s)} U_a(s) - \frac{R_a+L_a s}{D(s)} T_L(s) - \frac{R_a+L_a s}{D(s)} T_F \quad (\text{A.9})$$

Οι συναρτήσεις μεταφοράς προκύπτουν ως εξής: Η συνάρτηση μεταφοράς που σαν είσοδο έχει την τάση του τυμπάνου προκύπτει υποθέτοντας μηδενικό φορτίο. Επίσης, οι τριβές Coulomb είναι σταθερές και ανεξάρτητες των στροφών και θεωρούνται αμελητέες.

$$\frac{\Omega(s)}{U_a(s)} \Big|_{T_L=0} = \frac{K_g}{D(s)} = \frac{0.893}{0.000334425 (s+8.25)(s+325.4)} = \frac{2670.25}{(s+8.25)(s+325.4)} \quad (\text{A.10})$$

Η συνάρτηση μεταφοράς που έχει είσοδο τη ροπή του φορτίου προκύπτει από την (1.9) θέτοντας τη τάση του τυμπάνου και τις τριβές Coulomb ίσες με μηδέν.

$$\left. \frac{\Omega(s)}{T_L(s)} \right|_{\substack{U_a=0 \\ T_F=0}} = -\frac{R_a+L_a s}{D[s]} = -\frac{11.65+0.035s}{(s+8.25)(s+325.4)} \quad (\text{A.11})$$

Διερεύνηση του D(s)

$$\begin{aligned} D(s) &= J_m L_a s^2 + (B_m L_a + J_m R_a) s + B_m R_a + K_m K_g \\ &= J_m L_a \left(s^2 + \frac{B_m L_a + J_m R_a}{J_m L_a} s + \frac{B_m R_a + K_m K_g}{J_m L_a} \right) = J_m L_a Q[s] = \mathbf{0.000334425 (s + 8.25)(s + 325.4)} \end{aligned}$$

Διερεύνηση του Q(s)

$$\begin{aligned} Q(s) &= s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B_m}{J_m} \right) s + \frac{B_m R_a}{J_m L_a} + \frac{K_m K_g}{J_m L_a} = s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + 333.66s + 2684 \\ &\rightarrow \mathbf{s_1 = -8.25} \\ &\rightarrow \mathbf{s_2 = -325.4} \end{aligned}$$

Οπότε:

$$2\zeta \omega_n = \frac{B_m L_a + J_m R_a}{J_m L_a} \text{ και}$$

$$\omega_n^2 = \frac{B_m R_a + K_b K_t}{J_m L_a} \Rightarrow \omega_n = \frac{\sqrt{B_m R_a + K_b K_t}}{\sqrt{J_m L_a}} = \frac{\sqrt{0.10019+0.797449}}{\sqrt{0.000334425}} \Rightarrow \omega_n = \mathbf{51.81}$$

$$\begin{aligned} \zeta &= \frac{1}{2} \frac{B_m L_a + J_m R_a}{J_m L_a} \frac{\sqrt{J_m L_a}}{\sqrt{B_m R_a + K_b K_t}} \frac{\sqrt{J_m L_a}}{\sqrt{J_m L_a}} = \frac{1}{2} \frac{B_m L_a + J_m R_a}{J_m L_a} \frac{1}{\sqrt{B_m R_a + K_b K_t}} \Rightarrow \zeta = \frac{1}{2} \frac{B_m L_a + J_m R_a}{\sqrt{B_m R_a J_m L_a + K_b K_t J_m L_a}} \\ &= \frac{1}{2} \frac{0.000301+0.111316}{\sqrt{0.00003350604+2.666869e-4}} \Rightarrow \zeta = \mathbf{3.22} \end{aligned}$$

Σύμφωνα με τη θεωρία των συστημάτων ελέγχου, όταν η τιμή του συντελεστή ζ είναι μεγαλύτερη της μονάδας, τότε το σύστημα είναι υπερ-αποσβενούμενο. Η φυσική συχνότητα ω_n , είναι η συχνότητα με την οποία θα ταλαντώνονταν το σύστημα, στην περίπτωση που ο συντελεστής απόσβεσης ζ (Ogata, 2010) ήταν μηδενικός. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, ο συντελεστής απόσβεσης είναι αρκετά μεγαλύτερος της μονάδας και φανερώνει ένα σύστημα του οποίου η έξοδος τείνει εκθετικά στο μηδέν (είσοδος του συστήματος είναι η βηματική συνάρτηση).

$$B_m L_a = 0.0086 \times 0.035 = 0.000301 \left[Nms \frac{Kgm^2}{s^2 A^2} \right]$$

$$J_m R_a = 9.555e - 3 \times 11.65 = 0.111316 \left[Kgm^2 \frac{m^2 kg}{s^3 A^2} \right]$$

$$B_m R_a J_m L_a = 0.000301 \times 11.65 \times 9.555e - 3 = 0.00003350604 \left[Nms \frac{m^2 kg}{s^3 A^2} Kgm^2 \frac{Kgm^2}{s^2 A^2} \right]$$

$$K_b K_t J_m L_a = 0.893 \times 0.893 \times 9.555e - 3 \times 0.035 = 2.666869e - 4 \left[\frac{Vs}{rad} \frac{Kgmrad}{A} Kgm^2 \frac{Kgm^2}{s^2 A^2} \right]$$

Παράρτημα Β

Β.1 Κλίση ευθείας κατά την διακοπή παροχής του κινητήρα



Γράφημα Β.1. Τη χρονική στιγμή κατά την οποία αποσυνδέεται ο κινητήρας από τις πηγές τάσης.

B.2 Συγκεντρωτικοί πίνακες

Πίνακας Β.1. Σύγκριση χρόνου ανόδου και καθόδου σε σχέση με τη μεταβολή του φορτίου και τη μεταβολή των στροφών (δοκιμή μεταβλητών στροφών – σταθερού φορτίου). Επίσης, συγκρίνονται οι δύο μέθοδοι οδήγησης PI και Fuzzy-PI.

Πειραματική Διάταξη																			
Στροφές (rpm)	500-700						1200-1400						1600-1800						
	Χρόνος Ανόδου (Rise time) (ms)			Χρόνος Καθόδου (Fall time) (ms)			Χρόνος Ανόδου (Rise time) (ms)			Χρόνος Καθόδου (Fall time) (ms)			Χρόνος Ανόδου (Rise time) (ms)			Χρόνος Καθόδου (Fall time) (ms)			
Φορτίο (%)	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	
PI	158,5	154,9	156,3	138,3	148,3	163,3	135,4	145,4	141,5	133,4	137,4	141,5	-	-	-	-	-	-	
Fuzzy	158,3	149,5	147,1	155,9	148,8	139,0	143,4	141,4	143,4	135,4	133,4	131,4	-	-	-	-	-	-	
Προσομοίωση																			
Στροφές (rpm)	500-700						1200-1400						1600-1800						
	Χρόνος Ανόδου (Rise time) (ms)			Χρόνος Καθόδου (Fall time) (ms)			Χρόνος Ανόδου (Rise time) (ms)			Χρόνος Καθόδου (Fall time) (ms)			Χρόνος Ανόδου (Rise time) (ms)			Χρόνος Καθόδου (Fall time) (ms)			
Φορτίο (%)	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	
PI	51,6	57,4	66,9	70,4	58,8	63,4	51,7	56,5	63,4	57,7	55,0	55,3	67,0	82,3	144,6	57,3	56,5	58,5	
Fuzzy	16,4	17,7	18,9	68,0	52,8	42,2	28,2	32,9	38,8	53,8	41,2	34,1	55,3	79,8	144,3	47,0	38,7	31,6	

Πίνακας Β.2. Σύγκριση της τιμής του ρεύματος του τυμπάνου (σε κατάσταση ισορροπίας) σε σχέση με τη μεταβολή των στροφών και τη μεταβολή του φορτίου (δοκιμή σταθερών στροφών - μεταβολή φορτίου). Επίσης, συγκρίνονται οι δύο μέθοδοι οδήγησης PI και Fuzzy-PI.

Πειραματική Διάταξη									
Στροφές (rpm)	1000			1500			1800		
Φορτίο (%)	50	75	100	50	75	100	50	75	100
PI (A)	2,5	4,0	5,5	2,5	3,7	5,3	2,5	3,8	6,0
Fuzzy (A)	2,0	4,0	5,0	2,5	3,8	5,5	2,5	3,8	6,0

Προσομοίωση									
Στροφές (rpm)	1000			1500			1800		
Φορτίο (%)	50	75	100	50	75	100	50	75	100
PI (A)	3,5	4,2	5,0	3,7	4,7	5,8	4,0	5,0	6,0
Fuzzy (A)	3,5	4,2	5,0	3,7	4,7	5,8	4,0	5,0	6,0

Πίνακας Β.3. Σύγκριση του ρεύματος τυμπάνου στην μόνιμη κατάσταση σε διαφορετικές στροφές και για διαφορετικά φορτία.

Πειραματική Διάταξη																		
Στροφές (rpm)	500			700			1000			1200			1500			1800		
Φορτίο (%)	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100
PI (A)	2,5	3,5	4,8	2,7	4	5,2	2,5	4	5,5	2,8	4	5,3	2,5	3,7	5,3	2,5	3,8	6
Fuzzy (A)	2,5	3,5	5	2,7	4	5,5	2	4	5	2,6	3,9	5,1	2,5	3,8	5,5	2,5	3,8	6
Προσομοίωση																		
Στροφές (rpm)	500			700			1000			1200			1500			1800		
Φορτίο (%)	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100	50	75	100
PI (A)	2	2,9	3,7	3	3,8	5	3,5	4,2	5	3,4	4	4,4	3,7	4,7	5,8	4	5	6
Fuzzy (A)	2	2,9	3,7	3	3,8	5	3,5	4,2	5	3,4	4	4,4	3,7	4,7	5,8	4	5	6

Πίνακας Β.4. Σύγκριση του μέγιστου ρεύματος τυμπάνου κατά τη μεταβολή των στροφών για διάφορα είδη φορτίων.

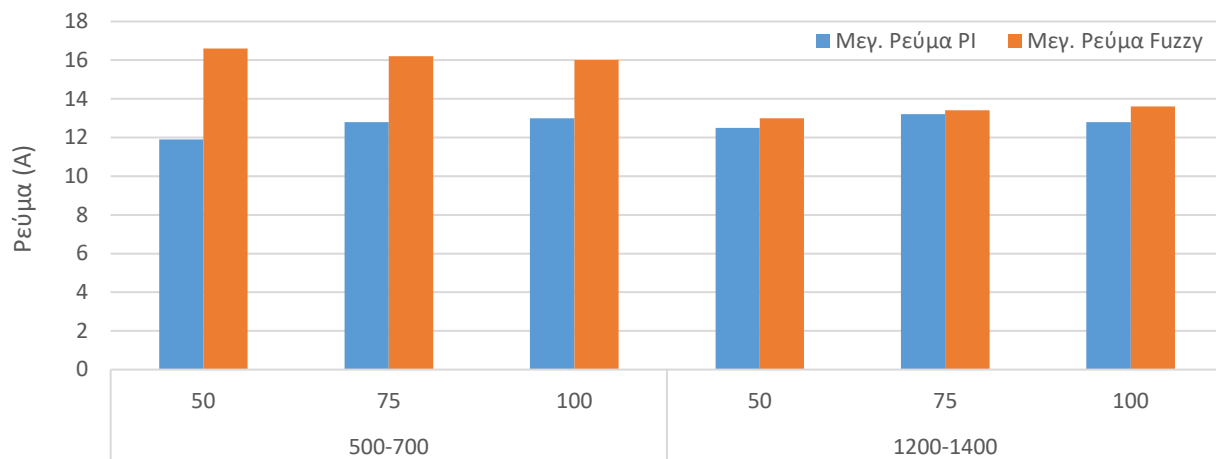
Πειραματική Διάταξη									
Στροφές (rpm)	500-700			1200-1400			1600-1800		
Φορτίο (%)	50	75	100	50	75	100	50	75	100
Μεγ. Ρεύμα PI (A)	11,9	12,8	13	12,5	13,2	12,8	-	-	-
Μεγ. Ρεύμα Fuzzy (A)	16,6	16,2	16	13	13,4	13,6	-	-	-
Προσομοίωση									
Στροφές (rpm)	500-700			1200-1400			1600-1800		
Φορτίο (%)	50	75	100	50	75	100	50	75	100
Μεγ. Ρεύμα PI (A)	10,4	11	11,9	10,6	10,64	10,63	7,9	7,8	7,8
Μεγ. Ρεύμα Fuzzy (A)	15,2	15,3	15,8	10,65	10,64	10,63	7,9	7,8	7,8

Πίνακας Β.5 Σύγκριση του χρόνου αποκατάστασης (είσοδος φορτίου) για σταθερές στροφές και μεταβολή του φορτίου

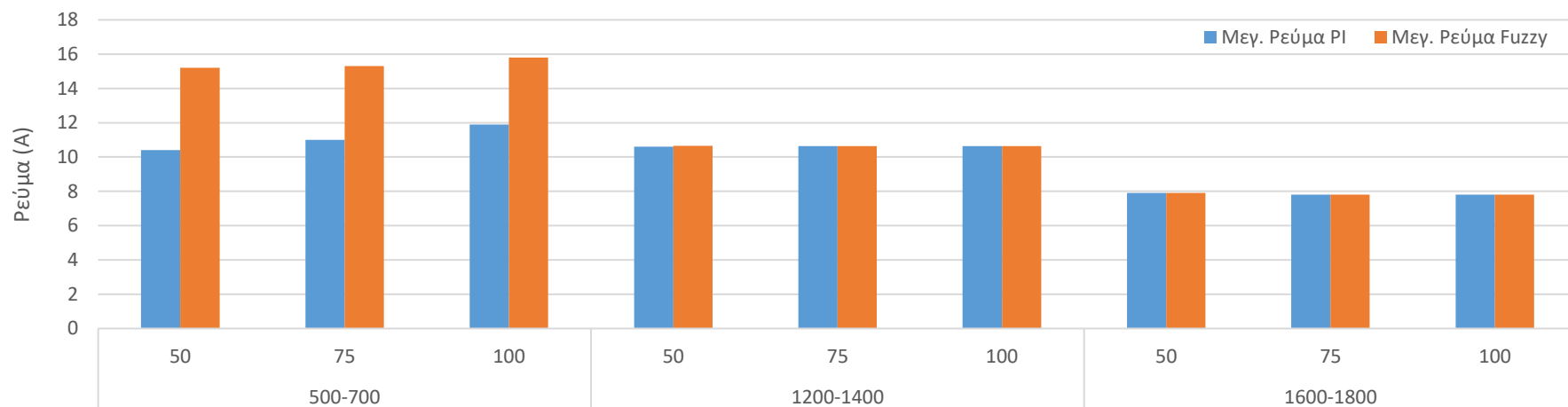
Πειραματική Διάταξη						
Στροφές (rpm)	1000		1500		1800	
Φορτίο (%)	50-100	75-100	50-100	75-100	50-100	75-100
PI (ms)	740	582	748	566	754	600
Fuzzy (ms)	608	518	748	470	680	414

Προσομοίωση						
Στροφές (rpm)	1000		1500		1800	
Φορτίο (%)	50-100	75-100	50-100	75-100	50-100	75-100
PI (ms)	650	579	606	526	609	529
Fuzzy (ms)	650	582	612	527	636	567

B.3 Συγκεντρωτικά γραφήματα ρεύματος

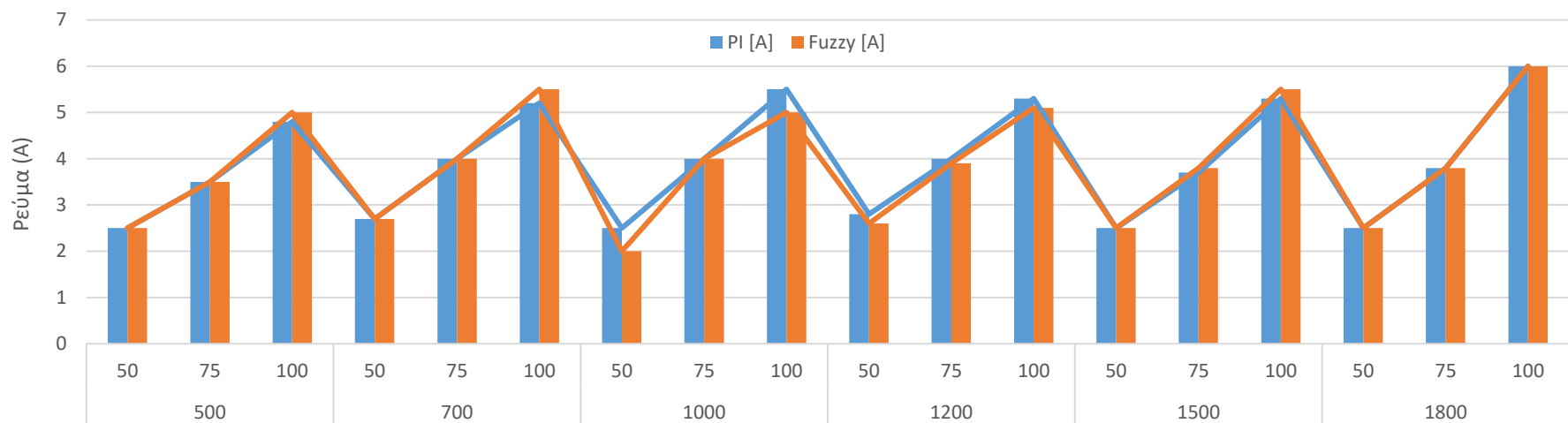


Γράφημα B.2. Μέγιστο ρεύμα τυμπάνου στη μεταβατική κατάσταση κατά την άνοδο των στροφών για φορτία 50%, 75% και 100% και για μεταβολές στροφών 500-700, 1200-1400 στην πειραματική διάταξη.

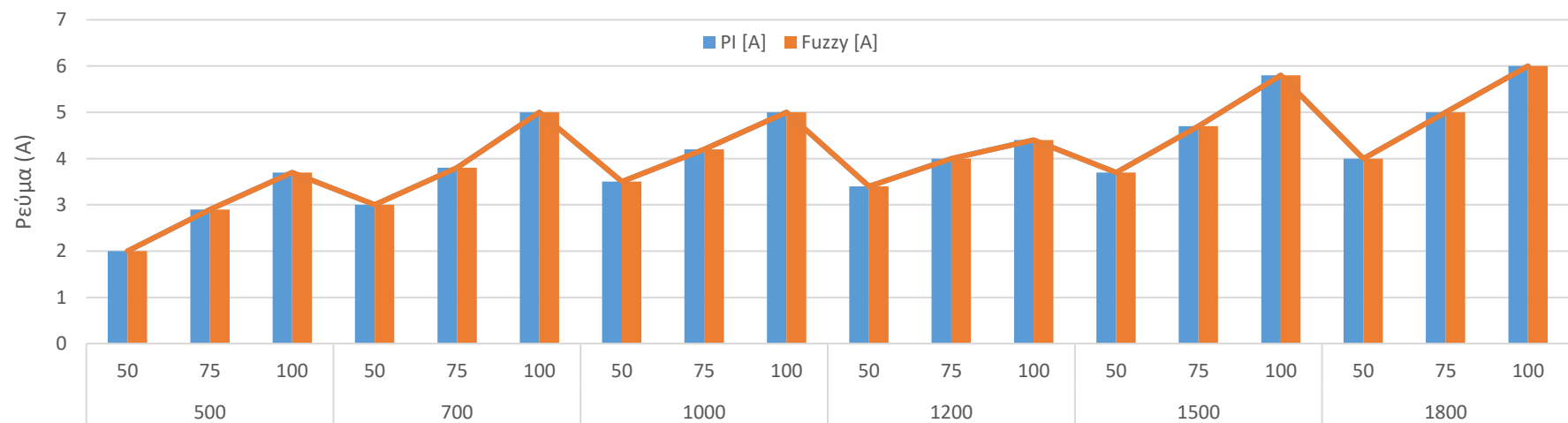


Γράφημα B.3. Μέγιστο ρεύμα τυμπάνου στη μεταβατική κατάσταση κατά την άνοδο των στροφών για φορτία 50%, 75% και 100% και για μεταβολές στροφών 500-700, 1200-1400 και 1600-1800 στην προσομοίωση.

Έλεγχος DC Κινητήρα με Χρήση Συμβατικού PI και Fuzzy-PI ελεγκτών



Γράφημα Β.4. Διακύμανση του ρεύματος τυμπάνου ανάλογα με την αύξηση των στροφών και την αύξηση του φορτίου στην μόνιμη κατάσταση στην πειραματική διάταξη.



Γράφημα Β.5. Διακύμανση του ρεύματος τυμπάνου ανάλογα με την αύξηση των στροφών και την αύξηση του φορτίου στην μόνιμη κατάσταση στην προσομοίωση.

Παράρτημα Γ

Γ.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά DSP F28335



1. High-performance static CMOS technology
 - a. Up to 150 MHz (6.67-ns cycle time)
 - b. 1.9-V/1.8-V core, 3.3-V I/O design
2. High-performance 32-bit CPU (TMS320C28x)
 - a. IEEE 754 single-precision Floating-Point Unit (FPU) (F2833x only)
 - b. 16×16 and 32×32 MAC operations
 - c. 16×16 dual MAC
 - d. Harvard bus architecture
 - e. Fast interrupt response and processing
 - f. Unified memory programming model
 - g. Code-efficient (in C/C++ and Assembly)
3. Six-channel DMA controller (for ADC, McBSP, ePWM, XINTF, and SARAM)
4. 16-bit or 32-bit External Interface (XINTF)
 - a. More than $2M \times 16$ address reach
5. On-chip memory
 - a. F28335, F28333, F28235:
 $256K \times 16$ flash, $34K \times 16$ SARAM
 - b. F28334, F28234:
 $128K \times 16$ flash, $34K \times 16$ SARAM
 - c. F28332, F28232:
 $64K \times 16$ flash, $26K \times 16$ SARAM
 - d. $1K \times 16$ OTP ROM
6. Boot ROM ($8K \times 16$)

- a. With software boot modes (through SCI, SPI, CAN, I2C, McBSP, XINTF, and parallel I/O)
- b. Standard math tables
7. Clock and system control
 - a. On-chip oscillator
 - b. Watchdog timer module
8. GPIO0 to GPIO63 pins can be connected to one of the eight external core interrupts
9. Peripheral Interrupt Expansion (PIE) block that supports all 58 peripheral interrupts
10. 128-bit security key/lock
 - a. Protects flash/OTP/RAM blocks
 - b. Prevents firmware reverse-engineering
11. Enhanced control peripherals
 - a. Up to 18 PWM outputs
 - b. Up to 6 HRPWM outputs with 150-ps MEP resolution
 - c. Up to 6 event capture inputs
 - d. Up to 2 Quadrature Encoder interfaces
 - e. Up to 8 32-bit timers
(6 for eCAPs and 2 for eQEPs)
 - f. Up to 9 16-bit timers
(6 for ePWMs and 3 XINTCTRs)
12. Three 32-bit CPU timers
13. Serial port peripherals
 - a. Up to 2 CAN modules
 - b. Up to 3 SCI (UART) modules
 - c. Up to 2 McBSP modules (configurable as SPI)
 - d. One SPI module
 - e. One Inter-Integrated Circuit (I2C) bus
14. 12-bit ADC, 16 channels
 - a. 80-ns conversion rate
 - b. 2×8 channel input multiplexer
 - c. Two sample-and-hold
 - d. Single/simultaneous conversions
 - e. Internal or external reference
15. Up to 88 individually programmable, multiplexed GPIO pins with input filtering

16. JTAG boundary scan support

- a. IEEE Standard 1149.1-1990 Standard Test Access Port and Boundary Scan Architecture

17. Advanced emulation features

- a. Analysis and breakpoint functions
- b. Real-time debug using hardware

18. Development support includes

- a. ANSI C/C++ compiler/assembler/linker
- b. Code Composer Studio™ IDE
- c. DSP/BIOS™ and SYS/BIOS
- d. Digital motor control and digital power software libraries

19. Low-power modes and power savings

- a. IDLE, STANDBY, HALT modes supported
- b. Disable individual peripheral clocks

20. Endianness: Little endian

21. Package options:

- a. Lead-free, green packaging
- b. 176-ball plastic Ball Grid Array (BGA) (ZJZ)
- c. 179-ball MicroStar BGA™ (ZHH)
- d. 176-pin Low-Profile Quad Flatpack (LQFP) (PGF)
- e. 176-pin Thermally Enhanced Low-Profile Quad Flatpack (HLQFP) (PTP)

22. Temperature options:

- a. A: -40°C to 85°C (PGF, ZHH, ZJZ)
- b. S: -40°C to 125°C (PTP, ZJZ)
- c. Q: -40°C to 125°C (PTP, ZJZ)
(AEC Q100 qualification for automotive applications)