



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ρύθμισης μαγνητικής ροής δρομέα
ελεγχόμενου ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα για την
ελαχιστοποίηση των απωλειών**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αλέξανδρος Δημητρίου Αλεξάνδρου

Επιβλέπων: Κλαδάς Γ. Αντώνιος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2010



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ρύθμισης μαγνητικής ροής δρομέα
ελεγχόμενου ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα για την
ελαχιστοποίηση των απωλειών**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αλέξανδρος Δημητρίου Αλεξάνδρου

Επιβλέπων: Κλαδάς Γ. Αντώνιος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α. Κλαδάς
Καθηγητής

.....
Στ. Μανιάς
Καθηγητής

.....
Στ. Παπαθανασίου
Επίκουρος Καθηγητής

Αθήνα, Οκτώβριος 2010

.....
Αλεξάνδρου Δ. Αλέξανδρος
Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Ηλεκτρονικών Υπολογιστών

Copyright © Αλεξάνδρου Δ. Αλέξανδρος, 2010
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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 τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ

1.1	Η ΜΗΧΑΝΗ ΕΠΑΓΩΓΗΣ	13
1.1.1	Βασική Αρχή Λειτουργίας	14
1.2	ΑΝΑΦΟΡΑ ΣΤΗ ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΗ ΘΕΩΡΙΑ ΜΗΧΑΝΩΝ	16
1.2.1	Μετασηματισμοί σε Στρεφόμενα Πλαίσια Αναφοράς.....	16
1.2.1.1	Μετασηματισμός Μεταβλητών Στάτη σε Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς.....	17
1.2.2	Δυναμικό μοντέλο ασύγχρονης μηχανής (dq)	19
1.2.2.1	Απλοποιημένο Δυναμικό Μοντέλο Μηχανής σε d-q άξονες, Χωρίς Απώλειες Πυρήνα	20
1.2.2.2	Δυναμικό μοντέλο μηχανής με ενσωματωμένο κλάδο απωλειών πυρήνα λόγω υστέρησης; ...	22
1.2.2.3	Επιλογή Πλαισίου Αναφοράς	23
1.2.3	Δυναμικό Μοντέλο Ασύγχρονης Μηχανής στον Η/Υ.....	24
1.2.4	Σύγκριση Μοντέλων Ασύγχρονης Μηχανής.....	25
1.3	ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ	26
1.3.1	Απώλειες χαλκού	26
1.3.2.	Απώλειες πυρήνα	26
1.3.2.1	Μοντελοποίηση των επιδράσεων από δινορρέυματα στη δυναμική απόκριση της μηχανής ...	26
1.3.2.2	Μοντέλα Foster	28
1.3.3.	Μηχανικές απώλειες.....	29
1.4	ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ 2 ΑΞΟΝΩΝ ΜΕ ΕΝΣΩΜΑΤΩΜΕΝΟ ΚΛΑΔΟ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ ΚΑΤΑ FOSTER	29
1.5	ΜΟΝΤΕΛΟ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΤΟΥ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΥ	30

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΓΙΑ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

2.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ ΑΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ:	35
2.1.1	Λογοι επιλογής διανυσματικού ελέγχου	36
2.2	ΣΧΗΜΑΤΑ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΓΙΑ ΤΗ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ	35
2.2.1	Προπρογραμματισμένη Βελτιστοποίηση Απόδοσης (Off line)	38

2.2.2 Βελτιστοποίηση Απόδοσης Πραγματικού Χρόνου (On line).....	39
2.2.2.1 Μέθοδος Βελτιστοποίησης Πραγματικού Χρόνου [15].....	39
2.2.2.2 Υλοποίηση Ελεγκτή Ασαφούς Λογικής.....	40
2.2.2.3 Βελτιστοποίηση με Εκτίμηση της Απόδοσης.....	43
2.2.2.3 Εκτίμηση Ενεργειακής Απόδοσης.....	44
2.2.2.4 Δομικό Διάγραμμα Συστήματος Ελέγχου.....	45
2.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ	46
2.4 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΣΧΗΜΑΤΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ	47

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΒΕΛΤΙΣΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

3.1 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ.....	49
3.1.1 Προπρογραμματισμένη Βελτιστοποίηση της Απόδοσης (Off line)	49
3.1.2.1 Βελτιστοποίηση της αόδοσης πραγματικού χρόνου (on line) [15].....	53
3.1.2.2 Βελτιστοποίηση με εκτίμηση της απόδοσης σε πραγματικό χρόνο (on line).....	58
3.1.2.3 Μελέτη της επίδρασης της μεταβολής των παραμέτρων της μηχανής.....	63
3.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ-ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ.....	68

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ - ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

4.1. Κ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ.....	72
4.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ.....	ΣΦΑΛΜΑ! ΔΕΝ ΕΧΕΙ ΟΡΙΣΤΕΙ ΣΕΛΙΔΟΔΕΙΚΤΗΣ.
4.3 ΕΡΓΑΣΙΕΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ.....	73

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ (FUZZY LOGIC CONTROL).....

75

A.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	75
A.2. ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ.....	75
A.2.1. ΑΣΑΦΕΣ ΣΥΝΟΛΟ ΚΑΙ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ.....	75
A.2.2. ΠΡΑΞΕΙΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ.....	78
A.2.3. ΑΣΑΦΕΙΣ ΚΑΝΟΝΕΣ (fuzzy rules).....	78
A.2.4. ΒΑΣΙΚΗ ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ.....	79

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β**ΑΡΧΕΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ (VECTOR CONTROL) ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ****90**

B.1 Η ΑΡΧΗ ΤΟΥ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟΥ ΠΕΔΙΩΝ	83
B.2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ	87
B.2.1 ΑΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ	88
B.2.2 ΕΜΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ	92

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ 98

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1. Απεικόνιση στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου μηχανής επαγωγής, για μικρή γωνία ροπής (α), Για μεγάλη γωνία ροπής(β).....	15
Σχήμα 1.1. Μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$. Φαίνονται τα $abc - dq0$ πλαίσια και η γωνία θ του μετασχηματισμού. Ο 0 άξονας του $dq0$ πλαισίου μπορεί να θεωρηθεί κάθετος στο επίπεδο που ορίζει η σελίδα και με φορά προς τον αναγνώστη.....	18
Σχήμα 1.2 Ισοδύναμο κύκλωμα απλοποιημένου ηλεκτρικού μοντέλου μηχανής επαγωγής.....	20
Σχήμα 1.4 Ισοδύναμο κύκλωμα ηλεκτρικού μοντέλου μηχανής επαγωγής στον d άξονα με εγκάρσιο κλάδο R_m για μοντελοποίηση απωλειών πυρήνα λόγω υστέρησης	23
Σχήμα 1.5 Ηλεκτρικό μοντέλο εγκάρσιου κλάδου ισοδύναμου κυκλώματος μηχανής επαγωγής κατά Foster με n κλάδους, για μοντελοποίηση των απωλειών πυρήνα λόγω υστέρησης και δινορευμάτων	28
Σχήμα 1.6 Δομικό διάγραμμα ολοκληρωμένου μοντέλου μηχανής επαγωγής με ενσωματωμένο μοντέλο Foster για μοντελοποίηση των φαινομένων απωλειών πυρήνα	1
Σχήμα 1.7 3φασική τάση τροφοδοσίας V_{abc} (Volt) συναρτησει του χρόνου τ (sec)	32
Σχήμα 1.8 Ρεύματα στάτη κατά την εκκίνηση I_{ABC} (A) συναρτησει του χρόνου τ (sec).....	32
Σχήμα 1.9 Ρεύμα στάτη κατά την αύξηση του φορτίου I_{ABC} (A) συναρτησει του χρόνου τ (sec)	33
Σχήμα 1.10 Ταχύτητα δρομέα ω_{mech} (rad/sec) συναρτησει του χρόνου τ (sec)	33
Σχήμα 1.11 Μηχανική ροπή T_{MECH} (Nm) συναρτησει του χρόνου τ (sec)	34
Σχήμα 1.12 Ισχύς εισόδου & ισχύς εξόδου $P_{\text{in/out}}$ (W) συναρτησει του χρόνου τ (sec)	34
Σχήμα 1.13 Ηλεκτρομαγνητική ροή δρομέα Φ_r (V*s) συναρτησει του χρόνου τ (sec)	34
Σχήμα 2.1 Πάνω: Λογική βηματικών μεταβολών των ρευμάτων ελέγχου i_{qs}^* & i_{ds}^* για εύρεση του σημείου λειτουργίας ελάχιστης κατανάλωσης ισχύος. Κάτω: Αναπαράσταση των απωλειών χαλκού, των απωλειών πυρήνα και των συνολικών απωλειών της μηχανής συναρτησει της ροής του δρομέα Ψ_r , καθώς και του σημείου ελαχιστοποίησης των συνολικών απωλειών	39
Σχήμα 2.2 Δομικό διάγραμμα συστήματος ελέγχου βελτιστοποίησης της απόδοσης κατά Bose	39
Σχήμα 2.3 Συναρτήσεις συμμετοχής μεταβλητής εισόδου ΔP_{in} του fuzzy-controller.....	41

Σχήμα 2.4	Συναρτήσεις συμμετοχής μεταβλητής εισόδου $\Delta \Phi_r ^*$ του fuzzy-controller	41
Σχήμα 2.5	Συναρτήσεις συμμετοχής εξόδου $\Delta \Phi_r ^*$ του fuzzy controller	1
Σχήμα 2.7	Δομικό διάγραμμα εκτιμητή ενεργειακής απόδοσης α της μηχανής με εκτίμηση της ισχύος εισόδου P_{in} και της ισχύος εξόδου P_{out}	1
Σχήμα 2.8	Δομικό διάγραμμα συστήματος ελέγχου βελτιστοποίησης με σήμα εισόδου στον ελεγκτή εξαρτώμενο από την εκτιμώμενη απόδοση $\alpha=P_{out}/P_{in}$	1
Σχήμα 2.9	Δομικό διάγραμμα συστήματος κίνησης αποτελούμενο από μηχανή επαγωγής, αντιστροφέα με σύστημα οδήγησης SVM και διανυσματικό έλεγχο με έλεγχο ροής για βελτιστοποίηση της απόδοσης	1
Σχήμα 3.1	Ταχύτητα περιστροφής ω_{mech} (rad/sec) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	50
Σχήμα 3.2	Ροή δρομέα Ψ_r (V*s) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	50
Σχήμα 3.3	Ισχύς εισόδου-εξόδου $P_{in}-P_{out}$ (Watt) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	51
Σχήμα 3.4	Ενεργειακή απόδοση $\alpha=P_{out}/P_{in}$ συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	51
Σχήμα 3.5	Ταχύτητα περιστροφής ω_{mech} (rad/sec) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	52
Σχήμα 3.6	Ροή δρομέα Ψ_r (V*s) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	52
Σχήμα 3.7	Ισχύς εισόδου-εξόδου $P_{in}-P_{out}$ (Watt) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	53
Σχήμα 3.8	Ενεργειακή απόδοση $\alpha=P_{out}/P_{in}$ συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	53
Σχήμα 3.9	Ταχύτητα περιστροφής ω_{mech} (rad/sec) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	54
Σχήμα 3.10	Ροή δρομέα Ψ_r (V*s) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	55
Σχήμα 3.11	Ισχύς εισόδου-εξόδου $P_{in}-P_{out}$ (W) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	55
Σχήμα 3.12	Ενεργειακή απόδοση $\alpha=P_{out}/P_{in}$ συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	56
Σχήμα 3.13	Ταχύτητα περιστροφής ω_{mech} (rad/sec) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	56
Σχήμα 3.14	Ροή δρομέα Ψ_r (V*s) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	57
Σχήμα 3.15	Ισχύς εισόδου-εξόδου $P_{in}-P_{out}$ (W) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	57
Σχήμα 3.16	Ενεργειακή απόδοση $\alpha=P_{out}/P_{in}$ συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	58
Σχήμα 3.17	Ταχύτητα περιστροφής ω_{mech} (rad/sec) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	59
Σχήμα 3.18	Ροή δρομέα Ψ_r (V*s) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	59
Σχήμα 3.19	Ισχύς εισόδου-εξόδου $P_{in}-P_{out}$ (W) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	60
Σχήμα 3.20	Ενεργειακή απόδοση $\alpha=P_{out}/P_{in}$ συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	60
Σχήμα 3.21	Ταχύτητα περιστροφής ω_{mech} (rad/sec) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	61
Σχήμα 3.22	Ροή δρομέα Ψ_r (V*s) συναρτήσει του χρόνου $t(sec)$	61

Σχήμα 3.23 Ισχύς εισόδου-εξόδου $P_{in}-P_{out}$ (W) συναρτήσει του χρόνου t(sec)	62
Σχήμα 3.24 Ενεργειακή απόδοση $\alpha=P_{out}/P_{in}$ συναρτήσει του χρόνου t(sec)	62
Σχήμα 3.25 Ταχύτητα περιστροφής ω_{mech} (rad/sec) συναρτήσει του χρόνου t(sec)	63
Σχήμα 3.26 Ροή δρομέα Ψ_r (V*s) συναρτήσει του χρόνου t(sec)	64
Σχήμα 3.27 Ισχύς εισόδου-εξόδου $P_{in}-P_{out}$ (W) συναρτήσει του χρόνου t(sec)	64
Σχήμα 3.28 Εκτιμώμενη ενεργειακή απόδοση $\alpha=P_{out}/P_{in}$ συναρτήσει του χρόνου t(sec)	65
Σχήμα 3.35 Ανάλυση ρευματος μηχανης σε συνιστωσες ρευματος ροης(Διεγερσης) i_{ds}^* & ρεύματος Ταχυτητας i_{qs}^* . Η Αναπτυσσόμενη από τη μηχανη ηλεκτρομαγνητικη ροπη T_e είναι αναλογη της ροης του δρομεα Ψ_R	69
Σχήμα A.1: Διάγραμμα της συμμετοχής ημερών του έτους στο σύνολο «ημέρες του καλοκαιριού» Με τον αστρονομικό ορισμό του συνόλου.....	77
Σχήμα A.2: Διάγραμμα της συμμετοχής ημερών του έτους στο σύνολο «ημέρες του καλοκαιριού» Με τον ασαφή ορισμό του συνόλου.....	77
Σχήμα A.3 διάγραμμα ροής δισυστήματος ασαφούς ελέγχου και αρχή λειτουργίας της διαδικασίας του ελέγχου....	80
Σχήμα B.1 Ρεύμα διέγερσης I_f και ροή διέγερσης Ψ_f & ρεύμα τυμπάνου I_α και ροή τυμπάνου Ψ_α σε DC μηχανή ξένης διέγερσης.	83
Σχήμα B.2 DC μηχανή ξένης διέγερσης.....	83
Σχήμα B.3 Απεικόνιση συστήματος κίνησης με διανυσματικό έλεγχο.....	84
Σχήμα B.4 Σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.....	84
Σχήμα B.5 Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής επαγωγής. Απεικονίζει την ανάλυση του ρεύματος της μηχανής σε 2 κάθετες συνιστώσες i_{ds} & i_{qs}	85
Σχήμα B.6 Ανυσματικό διάγραμμα όπου παριστάνεται η λογική αποσυζευγμένου ελέγχου ροπής και ροής. Τα πλάτη των ηλεκτρικών μεγεθών είναι εκφρασμένα σε πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο με την ηλεκτρική συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας (de-qe frame). Μια αύξηση στην i_{qs} συνιστώσα του ρεύματος, αυξάνει τη ροπή της μηχανής, ενώ η ηλεκτρομαγνητική ροή Ψ_r , διατηρείται σταθερή, ενώ μια μείωση της συνιστώσας ρεύματος i_{ds} εξασθενεί τη ροή	86
Σχήμα B.7 Απεικόνιση της λογικής του διανυσματικού ελέγχου μηχανής επαγωγής	87
Σχήμα B.8 Επεξήγηση συστήματος έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με εκτίμηση του μοναδιαίου διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα.....	88
Σχήμα B.9 Δομικό διάγραμμα (block diagram) άμεσου διανυσματικού ελέγχου (direct vector control), με σήματα ανάδρασης (feedback signals) τις τάσεις και τα ρεύματα της μηχανής.....	90
Σχήμα B.10 Εκτιμητής μαγνητικής ροής δρομέα σε σύστημα άμεσου διανυσματικού ελέγχου, ο οποίος εκτιμά τόσο το μέτρο, όσο και τη γωνία του διανύσματος της μαγνητικής ροής Ψ_r	92

- Σχήμα Β.11 Ανυσματικό διάγραμμα επεξήγησης του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου. Απεικονίζονται οι άξονες d-q στα 3 πλαίσια αναφοράς, στατό, σύγχρονα στρεφόμενο και στρεφόμενο με τη γωνιακή ταχύτητα του δρομέα. Η γωνιακή ολίσθιση θ_{sl} υπολογίζεται από τη γωνιακή διαφορά των πλαισίων d^e-q^e & d^f-q^f ... 94
- Σχήμα Β.12 Δομικό διάγραμμα συστήματος έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με σταθερή ροή δρομέα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, ελεγχόμενο από αντιστροφέα, του οποίου η διαμόρφωση των παλμών γίνεται με Space Vector Modulation Τεχνική 96
- Σχήμα Β.13 Σύστημα κλειστού βρόχου ελέγχου της ροής του δρομέα σε έμμεσο διανυσματικό έλεγχο, με ροή αναφοράς εξαρτώμενη από την ταχύτητα..... 97

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία διερευνάται η βελτιστοποίηση της αποδόσεως του κινητήρα επαγωγής σε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης αντιστροφεία πηγής τάσεως δύο επιπέδων μέσω ελέγχου της μαγνητικής ροής στον κινητήρα. Συγκεκριμένα, πραγματοποιείται συγκριτική διερεύνηση και αξιολόγηση των τεχνικών βέλτιστου ελέγχου της μαγνητικής ροής που βασίζονται σε αρχιτεκτονικές προπρογραμματισμένης μαγνητικής ροής ή με χρήση ασαφούς λογικής, μέσω συγκρίσεως αποτελεσμάτων προσομοιώσεων με διερευνήσεις που υπάρχουν στη βιβλιογραφία. Αρχικά, αναπτύσσεται ένα δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής σε δύο άξονες (d-q), το οποίο, στην απλουστευμένη του εκδοχή, δεν μοντελοποιεί το σύνολο των ηλεκτρικών απωλειών της μηχανής, καθώς αμελούνται οι απώλειες πυρήνα. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο, το μοντέλο επεκτείνεται, αρχικά για να λαμβάνει υπ' όψιν τις απώλειες πυρήνα λόγω υστέρησης της μηχανής, και εν συνεχεία και τις απώλειες λόγω δινορευμάτων. Για τη μοντελοποίηση των τελευταίων επιλέχθηκε κατάλληλο μοντέλο Foster που περιλαμβάνει δύο κλάδους. Το πλήρες μοντέλο που αναπτύχθηκε, προσομοιώνεται σε Η/Υ για τις μετρηθείσες παραμέτρους της μηχανής του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος, του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου.

Στη συνέχεια αναπτύσσεται ένα μοντέλο άμεσου διανυσματικού ελέγχου για το συγκεκριμένο σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, με σκοπό να καταστεί δυνατός ο έλεγχος της μαγνητικής ροής του δρομέα της μηχανής, για την ελαχιστοποίηση των ενεργειακών απωλειών. Για τον έλεγχο της ροής, εξετάζονται τρεις τεχνικές: στην πρώτη προγραμματίζεται η μαγνητική ροή ανάλογα με την ταχύτητα και τις συνθήκες φόρτισης της μηχανής, στη δεύτερη η ροή ελέγχεται σε πραγματικό χρόνο για να ισορροπήσει στο σημείο όπου η καταναλισκόμενη ισχύς ελαχιστοποιείται, και στην τρίτη η ροή ελέγχεται επίσης σε πραγματικό χρόνο, με τη διαφορά ότι αναπτύσσεται ένα μοντέλο εκτιμητή ενεργειακής απόδοσης για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, και επιδιώκεται η μεγιστοποίησή της. Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, παρατηρείται ότι στη δεύτερη και στην τρίτη περίπτωση επιτυγχάνεται μεγαλύτερη απόδοση τουλάχιστον κατά 6% σε σχέση με την πρώτη, ενώ με την τρίτη τεχνική το σύστημα ισορροπεί ταχύτερα στη βέλτιστη μαγνητική ροή τουλάχιστον κατά 4 δευτερόλεπτα σε σύγκριση με τη δεύτερη και για το λόγο αυτό είναι η τεχνική ελέγχου που επιλέγεται. Για να εξεταστεί η ευρωστία του συστήματος ελέγχου, μεταβάλλονται οι παράμετροι της μηχανής (7% οι αντιστάσεις των τυλιγμάτων και 20% η αλληλεπαγωγή). Η απόδοση που επιτυγχάνεται είναι ικανοποιητικά κοντά (89,6%) στην απόδοση χωρίς σφάλμα εκτιμητή απόδοσης.

Τέλος, παρουσιάζονται τα συμπεράσματα της εργασίας επισημαίνεται η επιστημονική συνεισφορά της καθώς και τα θέματα για περαιτέρω διερεύνηση.

ABSTRACT

In the present diploma thesis, the energy efficiency optimization of a drive system, which is composed of an Induction Machine, controlled by direct Field-Oriented Control, is undertaken, through different techniques of magnetic flux control.

At first, a dynamic two axes (d-q) model of Induction machine has been developed, which, in its simplified version, is not able to model the total electrical losses of the machine, as core losses are neglected. So, the model is expanded, firstly, in order to take hysteresis core losses into consideration, and secondly, to account for eddy-current losses, using a suitable Foster model. This model is implemented in a computer including the measured values of the parameters of motor which is used in Electric Machines and Power Electronics Laboratory of the National Technical University of Athens.

Moreover, a Direct Vector Control model has been developed for the specific drive system, enhancing the feasibility of the rotor-flux control, based on the minimization of the energy losses. Three flux-control techniques have been compared. The first one involves magnetic flux regulation as a function of speed and load conditions, the second one controls the flux on-line, targeting minimization of the consumed power and, the third technique controls the flux on-line, and on the same time, an efficiency-estimation model for steady-state operation targets the maximization of energy-efficiency. The simulation results show that in the second and the third case, the efficiency is at least 6% higher than in the first case. In addition, through the third technique, the system reaches the balance point, at least 4 seconds earlier than in the second method, so this technique has been adopted. In order to test the control system robustness, the parameters of motor are detuned (7% the winding resistances and 20% the mutual inductance). The efficiency, in this case, is approaches sufficiently well (89,6%) the efficiency without the estimator error.

Finally, the conclusions of the thesis are mentioned its scientific contribution is pointed out and the subjects for further investigation are described.

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, αναπτύχθηκε ένα σύστημα ελέγχου της μαγνητικής ροής του ασύγχρονου κινητήρα σε σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, ελεγχόμενη μέσω αλγορίθμου άμεσου διανυσματικού ελέγχου, με κριτήριο τη μεγιστοποίηση της ενεργειακής απόδοσης.

Πιο συγκεκριμένα, στο 1^ο Κεφάλαιο παρουσιάζεται ένα νέο δυναμικό μοντέλο για τη μηχανή επαγωγής, το οποίο περιλαμβάνει δύο κλάδους Foster, για τη μοντελοποίηση των απωλειών πυρήνα οι οποίοι επιτρέπουν τη θεώρηση των φαινομένων στατικής και δυναμικής υστέρησης.

Στο 2^ο κεφάλαιο, αναλύεται ένα σύστημα ελέγχου για τον έλεγχο της μαγνητικής ροής του δρομέα, βασισμένο σε ασαφή λογική, το οποίο προτάθηκε από τον Bimal K. Bose [15] και επιδιώκει την ελαχιστοποίηση της μετρούμενης ισχύος εισόδου. Στη συνέχεια αναπτύσσεται ένα νέο σύστημα ελέγχου που βασίζεται στην εκτίμηση, σε πραγματικό χρόνο της ενεργειακής απόδοσης της μηχανής, χωρίς τη χρήση αισθητήρων ισχύος ή τάσεως, χρησιμοποιώντας ως σήματα εισόδου του συστήματος του εκτιμητή την ταχύτητα περιστροφής και την τάση αναφοράς του αντιστροφέα που παράγεται από το σύστημα ελέγχου. Ο εκτιμητής αυτός, βασίζεται στο μοντέλο μηχανής επαγωγής που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 1, λαμβάνοντας υπ' όψιν τα φαινόμενα στατικής και δυναμικής υστέρησης που προκαλούν απώλειες στον πυρήνα της μηχανής. Η εκτιμώμενη απόδοση, δίνεται ως είσοδος στο σύστημα ελέγχου ασαφούς λογικής, το οποίο επιδιώκει τη μεγιστοποίησή της.

Στο 3^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του συστήματος σε βηματικές μεταβολές της ροπής και της ταχύτητας της μηχανής με το μοντέλο που αναπτύχθηκε και επιχειρείται συγκριτική αξιολόγηση μεταξύ της τεχνικής ελέγχου της μαγνητικής ροής με προπρογραμματισμό και της τεχνικής ελέγχου της μαγνητικής ροής σε πραγματικό χρόνο μέσω του ελεγκτή ασαφούς λογικής. Στη συνέχεια, συγκρίνεται η τεχνική ελέγχου βελτιστοποίησης της απόδοσης σε πραγματικό χρόνο με εκτίμηση της απόδοσης, η οποία αναπτύχθηκε στην παρούσα εργασία, με την τεχνική ελέγχου της μαγνητικής ροής που έχει προταθεί στη βιβλιογραφία [15]. Επιπλέον, εξετάζεται η ευρωστία του συστήματος ελέγχου που αναπτύχθηκε διερευνώντας την απόκρισή του σε μεταβολές κατά 7% και 20% των παραμέτρων της μηχανής. Τέλος, παρατίθενται συγκεντρωτικά τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της προτεινόμενης μεθόδου ελέγχου βέλτιστης απόδοσης.

Στο 4^ο κεφάλαιο ανακεφαλαιώνονται τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας και αναφέρονται ορισμένα θέματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η μοντελοποίηση των απωλειών κινητήρα επαγωγής, μέσω ενσωμάτωσης μακροσκοπικών αναπαραστάσεων του μαγνητικού πυρήνα στο κλασσικό δυναμικό μοντέλο δύο αξόνων της μηχανής.

Αρχικά, μέσω αναφοράς στα δυναμικά μοντέλα δύο αξόνων των ηλεκτρικών μηχανών, τεκμηριώνεται η ανάγκη τροποποίησης των κλασσικών αναπαραστάσεων για την ενσωμάτωση της συνιστώσας απωλειών πυρήνα. Στο δεύτερο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας, το προτεινόμενο μοντέλο απωλειών πυρήνα του παρόντος κεφαλαίου θα αποτελέσει συνιστώσα συστήματος βέλτιστου ελέγχου απόδοσης κινητήρων με χρήση ελεγκτή ασαφούς λογικής και εκτίμηση της απόδοσης σε πραγματικό χρόνο.

Σε επόμενο στάδιο δίδεται έμφαση στη συγκριτική αξιολόγηση της κλασσικής, μέσω παράλληλου κλάδου αντίστασης και αυτεπαγωγής και της βασισμένης σε μοντέλα Foster αναπαραστάσης των απωλειών σε μαγνητικές λαμαρίνες. Όπως διαπιστώνεται, η χρήση μοντέλων Foster δεύτερης τάξεως (2 παράλληλοι κλάδοι Foster επιπλέον του κλασσικού κλάδου R-L) μειώνει το σφάλμα εκτίμησης των απωλειών πυρήνα, από 40% σε 7,60% για διακοπτική συχνότητα αντιστροφέα 5kHz που και είναι η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα με IGBTs που προσομοιώθηκε, καθώς ενσωματώνει επιπλέον της συνεισφοράς των φαινομένων στατικής υστέρησης και αυτή των φαινομένων δυναμικής υστέρησης - δινορρευμάτων στο ενεργειακό ισοζύγιο του συστήματος.

Τέλος, δίδονται οι μετρημένες τιμές των παραμέτρων του προτεινόμενου μοντέλου επαγωγικού κινητήρα 2 HP του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του ΕΜΠ, όπως και αποκρίσεις ηλεκτρικών και μηχανικών μεγεθών που αντιστοιχούν στην προσομοίωση της δοκιμής ελεύθερης εκκίνησης του συγκεκριμένου κινητήρα.

1.1. Η ΜΗΧΑΝΗ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Η μηχανή επαγωγής, ή Ασύγχρονη μηχανή, ανήκει στην κατηγορία των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος. Είναι ο τύπος μηχανής που χρησιμοποιείται κατά κόρον ως κινητήρας στην πλειοψηφία των βιομηχανικών εφαρμογών, χάρη στη απλή κατασκευή της. Μερικά από τα συστήματα τα οποία λειτουργούν με κινητήρες επαγωγής είναι:

- ❖ Κινητήρες παραγωγικών μονάδων σε βιομηχανίες
- ❖ Ηλεκτρικά αυτοκίνητα
- ❖ Ηλεκτρικά μέσα μεταφοράς (τραίνα, τραμ, τρόλεϊ)
- ❖ Οικιακές συσκευές (κλιματιστικά, πλυντήρια, ψυγεία)

Επίσης, οι μηχανές επαγωγής χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο ως γεννήτριες σε μονάδες παραγωγής ηλεκτρισμού, όπως αιολικά πάρκα και μικρά υδροηλεκτρικά εργοστάσια.

Η κατασκευαστική δομή της μηχανής επαγωγής έχει ως εξής:

Αποτελείται από ένα τριφασικό τύλιγμα στο στάτη, ενώ οι πιθανές διαμορφώσεις του δρομέα είναι οι εξής δύο:

- Δρομέας βραχυκυκλωμένου κλωβού (squirrel-cage-rotor)

Ο τύπος αυτός δρομέα αποτελείται από μια σειρά αγώγιμων ράβδων, τοποθετημένων σε αυλάκια της επιφάνειας του δρομέα που είναι βραχυκυκλωμένες στα 2 άκρα τους μέσω μεγάλων δακτυλίων βραχυκύκλωσης (shorting rings).

- Δακτυλιοφόρος δρομέας (wound rotor):

Ο δακτυλιοφόρος δρομέας διαθέτει ολοκληρωμένο τριφασικό τύλιγμα, το οποίο είναι τοποθετημένο, ώστε να αποτελεί το κατοπτρικό είδωλο του τυλίγματος του στάτη. Τα άκρα των αγωγών ενός τέτοιου τυλίγματος συνδέονται σε δακτυλίους. Αυτή η αρχιτεκτονική, προσφέρει το πλεονέκτημα της δυνατότητας μέτρησης των ρευμάτων στο δρομέα της μηχανής στις ψήκτρες και τη δυνατότητα σύνδεσης εξωτερικών αντιστάσεων στο δρομέα. Μειονεκτεί ωστόσο σε επίπεδο πολυπλοκότητας, καθώς οι δρομείς βραχυκυκλωμένου κλωβού είναι πολύ απλούστεροι κατασκευαστικά και σαφώς μικρότεροι σε μέγεθος.

1.1.1 ΒΑΣΙΚΗ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Η αρχή λειτουργίας της μηχανής περιγράφεται ως εξής:

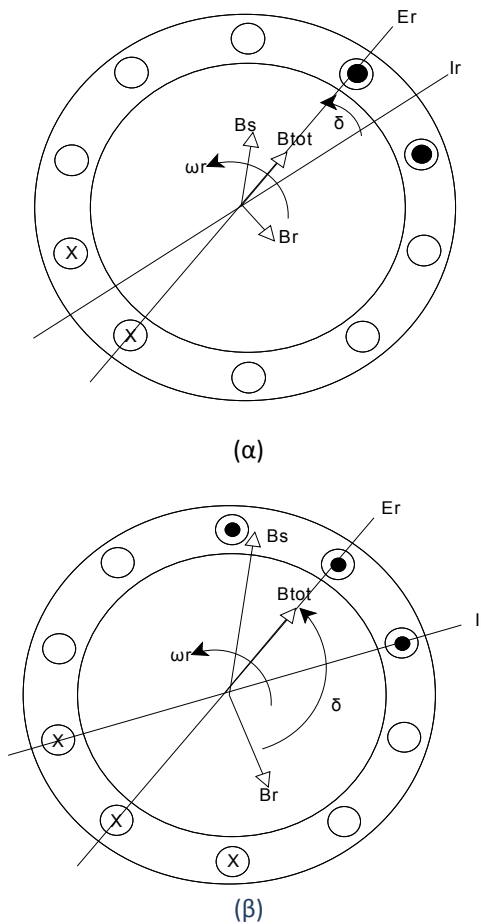
Εφόσον ο στάτης της μηχανής τροφοδοτείται από τριφασικό σύστημα τάσεων, οι αγωγοί του στάτη διαρρέονται από τριφασικό σύστημα ρευμάτων. Τα τριφασικά αυτά ρεύματα παράγουν το στρεφόμενο πεδίο του στάτη \mathbf{B}_s , το οποίο περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα της μηχανής $\omega_s = \frac{\omega_e}{P_p}$, όπου ω_e : η συχνότητα των ρευμάτων που διαρρέουν τα τυλίγματα του στάτη και P_p : ο αριθμός των ζευγαριών πόλων της μηχανής. Η φορά περιστροφής του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου \mathbf{B}_s , εξαρτάται από την αλληλουχία των φάσεων της 3-φασικής τροφοδοσίας του στάτη.

Η σχετική κίνηση του δρομέα ως προς το μαγνητικό πεδίο του στάτη "επάγει" τάση στα άκρα των αγωγών του δρομέα.

Ο δρομέας στρέφεται με ταχύτητα μικρότερη της σύγχρονης ταχύτητας, $\omega_r < \omega_s$ όταν η ασύγχρονη μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας. Η διαφορά της ταχύτητας του δρομέα από τη σύγχρονη ταχύτητα, ως ποσοστό της σύγχρονης ταχύτητας περιστροφής, ονομάζεται ολίσθηση της μηχανής και είναι: $slip = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} (\times 100\%)$. Στη λειτουργία κινητήρα επαγωγής, η ολίσθηση είναι πάντοτε θετική και μικρότερη της μονάδας. Αντίθετα, όταν η μηχανή επαγωγής λειτουργεί ως γεννήτρια, ο δρομέας στρέφεται με ταχύτητα μεγαλύτερη της σύγχρονης, κι έτσι η ολίσθηση παίρνει αρνητική τιμή.

Ωστόσο, αυτή ακριβώς η διαφορά στην ταχύτητα του δρομέα από τη σύγχρονη, είναι που επάγει στο δρομέα ρεύματα συχνότητας: $f_{el-r} = slip * f_s$.

Κατά συνέπεια, ο δρομέας παράγει μαγνητικό πεδίο \vec{B}_r , στρεφόμενο με γωνιακή ταχύτητα $\omega_{el-r} = slip \cdot \omega_s$ ως προς το δρομέα (δηλαδή αν θεωρούσαμε ότι ο δρομέας είναι ακίνητος). Καθώς όμως ο δρομέας στρέφεται με ταχύτητα ω_r , ως προς τον ακίνητο στάτη, το πεδίο \vec{B}_r , θα στρέφεται με ταχύτητα: $\omega_r + \omega_{el-r} = \omega_r + slip \cdot \omega_s = \omega_s$, δηλαδή με τη σύγχρονη ταχύτητα. Άρα τόσο το πεδίο που παράγει ο στάτης, όσο και αυτό που παράγει ο δρομέας, στρέφονται και τα 2 με τη σύγχρονη ταχύτητα ω_s . Αυτό ακριβώς που εξαναγκάζει τη μηχανή να παράγει ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι η γωνιακή απόκλιση μεταξύ των 2 πεδίων, στάτη και δρομέα. Αυτό φαίνεται και από τον παρακάτω τύπο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής: $T_e = k(B_R \times B_S)$, που σημαίνει ότι αν τα 2 διανύσματα \vec{B}_s & \vec{B}_r ταυτίζονται, τότε δεν έχουμε παραγωγή ροπής, ενώ αν γίνουν κάθετα, τότε η ροπή γίνεται μέγιστη κατά μέτρο. Αυτή η μέγιστη ροπή T_{e-max} ονομάζεται ροπή ανατροπής, και όσο η μηχανή λειτουργεί ώστε η γωνία των 2 πεδίων να είναι μικρότερη των 90° , είναι σε ευσταθή λειτουργία, ενώ όταν η γωνία των 2 πεδίων υπερβεί τις 90° , η μηχανή περνάει σε αστάθεια, όπως συμβαίνει στις μηχανές εναλλασσομένου ρεύματος.



ΣΧΗΜΑ 1.1. ΑΠΕΙΚΟΝΗΣΗ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟΥ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟΥ ΠΕΔΙΟΥ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ, ΓΙΑ ΜΙΚΡΗ ΓΩΝΙΑ ΡΟΠΗΣ (Α), ΓΙΑ ΜΕΓΑΛΗ ΓΩΝΙΑ ΡΟΠΗΣ(Β)

1.2 ΑΝΑΦΟΡΑ ΣΤΗ ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΗ ΘΕΩΡΙΑ ΜΗΧΑΝΩΝ

1.2.1 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΙ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΑ ΠΛΑΙΣΙΑ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

Η μελέτη των δυναμικών αποκρίσεων των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος είναι πολύπλοκη, λόγω της συνεχούς κίνησης των τριφασικών τυλιγμάτων του δρομέα σε σχέση με αυτά του στάτη. Η κίνηση αυτή καθιστά τον κινητήρα επαγωγής μετασχηματιστή με κινούμενο δευτερεύον. Έτσι οι συντελεστές αμοιβαίας επαγωγής μεταξύ των τυλιγμάτων στάτη και δρομέα, αλλάζουν διαρκώς με την αλλαγή της γωνιακής θέσεως του δρομέα ως προς τον άξονα της φάσεως a του στάτη.

Το μαθηματικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής σχηματίζεται από ένα σύστημα διαφορικών εξισώσεων με χρονομεταβλητές αμοιβαίες επαγωγές, εξαρτώμενες από την ταχύτητα του δρομέα, σε αντίθεση με τη μηχανή συνεχούς ρεύματος, όπου η μόνιμη καθετότητα μεταξύ των πεδίων που δημιουργούν ο στάτης και ο δρομέας, καθιστά τις αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων, χρονικά σταθερές. Επειδή η μαθηματική επίλυση ενός συστήματος δ.ε. μιας ασύγχρονης μηχανής είναι πολύπλοκη, με χρήση κατάλληλου αλγεβρικού μετασχηματισμού είναι δυνατό να μετατραπεί αυτό το σύστημα σε σύστημα συνήθων διαφορικών εξισώσεων με σταθερούς χρονικά συντελεστές.

Τη δεκαετία του 1920 ο R.H.Park πρότεινε μια νέα μεθοδολογία για τη μελέτη και δυναμική ανάλυση όλων των ηλεκτρικών μηχανών. Επινόησε μια φανταστική μηχανή όπου το τριφασικό τύλιγμα του στάτη αντικαθίσταται με φανταστικό διφασικό τύλιγμα 2 κάθετων μεταξύ τους τυλιγμάτων, το οποίο δεν είναι ακίνητο, αλλά περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα της μηχανής, παράγοντας ωστόσο ακριβώς το ίδιο στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό της μηχανής και κατά συνέπεια ίδια ηλεκτρομαγνητική ροπή. Λίγα χρόνια αργότερα, ο H.C.Stanley εφάρμοσε αναλυτικά τη θεωρία του Park, αποκλειστικά για τη μηχανή επαγωγής. Αν θεωρήσουμε τις ποσότητες του δρομέα σε στατό πλαίσιο αναφοράς, έδειξε πως οι χρονομεταβλητές αλληλεπαγωγές στις ηλεκτρικές εξισώσεις της μηχανής επαγωγής απαλείφονται και γίνονται σταθερές. Αργότερα ο J.Kron πρότεινε ένα μετασχηματισμό, τόσο των ποσοτήτων του στάτη όσο και του δρομέα της μηχανής επαγωγής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο, που περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα με το διάνυσμα του μαγνητικού πεδίου που παράγει ο στάτης.

Ο παραπάνω μετασχηματισμός είναι πολύ χρήσιμος για τα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας μηχανών επαγωγής, καθώς ο παρατηρητής που κινείται όμοια με το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, βλέπει τις ηλεκτρικές ποσότητες της μηχανής (τάσεις, ρεύματα, ροές) ως DC ποσότητες.

Μια σημαντική χρησιμότητα αυτής της ιδιότητας, όπως θα εξηγηθεί αργότερα, είναι η δυνατότητα ελέγχου μιας ασύγχρονης μηχανής όμοια με μια DC μηχανή ξένης διέγερσης. Τέλος, ο D.S.Brereton πρότεινε ένα μετασχηματισμό των ποσοτήτων του στάτη σε στρεφόμενο πλαίσιο με την ταχύτητα του δρομέα (το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα).

Δεν ήταν παρά οι Krause και Thomas αυτοί που ενοποίησαν τις προηγούμενες μελέτες σε διάφορα πλαίσια αναφοράς, σε μία γενικευμένη θεωρία. Απέδειξαν ότι οι χρονομεταβλητές επαγωγές των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος μπορούν να μετατραπούν σε σταθερές, αν μετασχηματίσουμε ταυτόχρονα τα μεγέθη του στάτη και του δρομέα σε ένα ενιαίο πλαίσιο αναφοράς δύο φάσεων τοποθετημένων κάθετα μεταξύ τους, είτε σταθερό, είτε στρεφόμενο με οποιαδήποτε

ταχύτητα περιστροφής (arbitrary reference frame). Το κοινό αυτό πλαίσιο (σύστημα) αναφοράς μπορεί, είτε να είναι ακίνητο, είτε να περιστρέφεται με οποιαδήποτε γωνιακή ταχύτητα. Με την επιλογή κατάλληλης ταχύτητας περιστροφής πλαισίου αναφοράς για κάθε εφαρμογή, μπορεί να επιτευχθεί απλούστερη και καλύτερη ανάλυση της δυναμικής λειτουργίας της ασύγχρονης μηχανής.

1.2.1.1 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΑΤΗ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΓΩΝΙΑΚΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ ω

Πρόκειται για το μετασχηματισμό των ποσοτήτων που αναφέρονται σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα ακίνητο στο χώρο (**abc**) σε 2φασικό σύστημα σε δύο κάθετους άξονες (**dq0**), που κινείται με τυχαία γωνιακή ταχύτητα ω . Οι άξονας **d** του στρεφόμενου πλαισίου ονομάζεται **ευθύς άξονας (direct axis)**, ενώ ο άξονας **q**, **εγκάρσιος άξονας (quadrature axis)**. Ο άξονας **0** ονομάζεται **άξονας μηδενικής ακολουθίας (zero sequence axis)** και όταν το 3φασικό σύστημα που μετασχηματίζεται είναι συμμετρικό, οι ποσότητες στον 0 άξονα, είναι μηδενικές, ενώ σε περιπτώσεις ασυμμετρίας στο 3φασικό σύστημα, όπως βραχυκύκλωμα ή ανοιχτό κύκλωμα σε μία ή 2 φάσεις, μετασχηματίζοντας σε πλαίσιο **dq0**, θα υπάρχει και συνιστώσα στον άξονα μηδενικής ακολουθίας.

Ο ευθύς μετασχηματισμός **abc** \rightarrow **dq0** διατυπώνεται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} A^q \\ A^d \\ A^0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} A^a \\ A^b \\ A^c \end{bmatrix}$$

(1.1)

$$A^{qd0} = KA^{abc}$$

(1.2)

$$K = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

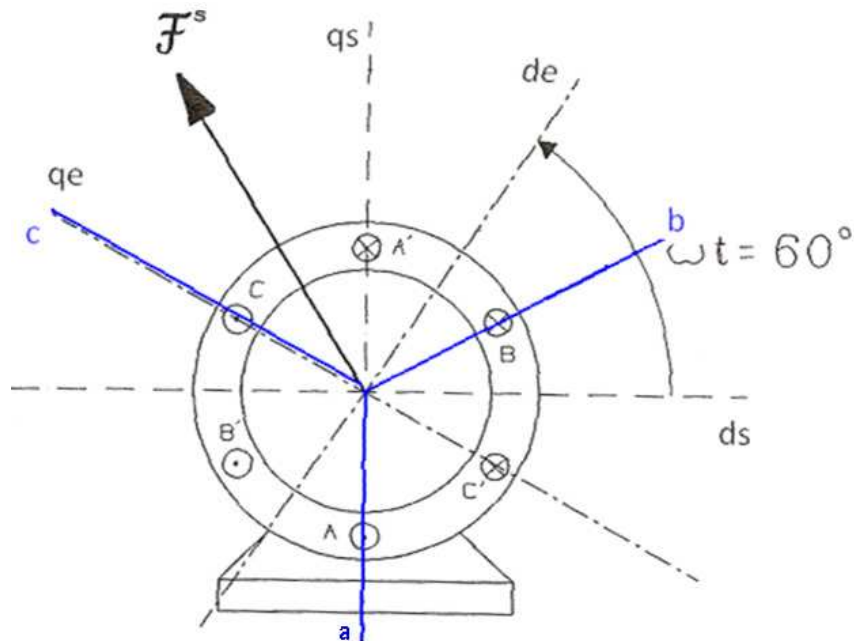
Όπου **A** είναι το τριφασικό εναλλασσόμενο ηλεκτρικό μέγεθος (τάση, ρεύμα ή ροή) συναρτήσει του χρόνου, το οποίο μετασχηματίζεται από (**A^a, A^b, A^c**) σε (**A^q, A^d, A⁰**),

K: ο πίνακας μετασχηματισμού και

θ : το τόξο της γωνίας κατά την οποία προπορεύεται ο άξονας **q** του άξονα της φάσης **a**, και σε περίπτωση στρεφόμενου πλαισίου είναι μεταβλητή ποσότητα που δίνεται από τη σχέση

$$\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta_{(0)} \tag{1.4}$$

Όπου $\theta_{(0)}$: η αρχική τιμή της γωνίας θ και ω : η ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου $qd0$, ως προς το ακίνητο 3φασικό σύστημα.



ΣΧΗΜΑ 1.1. ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ABC → DQ0. ΦΑΙΝΟΝΤΑΙ ΤΑ ABC - DQ0 ΠΛΑΙΣΙΑ ΚΑΙ Η ΓΩΝΙΑ Θ ΤΟΥ

ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΥ. Ο Θ ΑΞΟΝΑΣ ΤΟΥ DQ0 ΠΛΑΙΣΙΟΥ ΜΠΟΡΕΙ ΝΑ ΘΕΩΡΗΘΕΙ ΚΑΘΕΤΟΣ ΣΤΟ ΕΠΙΠΕΔΟ ΠΟΥ ΟΡΙΖΕΙ Η ΣΕΛΙΔΑ ΚΑΙ ΜΕ ΦΟΡΑ ΠΡΟΣ ΤΟΝ ΑΝΑΓΝΩΣΤΗ.

Αντίστοιχα, ορίζεται και ο αντίστοιχος μετασχηματισμός, από (A^a, A^b, A^c) σε (A^d, A^q, A^0) με τον οποίο, έχοντας επιλύσει το μοντέλο της μηχανής στο σύστημα των 2 αξόνων, βρίσκουμε τις ποσότητες που υπολογίσαμε στο 3-φασικό σύστημα, συναρτήσει του χρόνου.

$$A^{abc} = K^{-1} A^{qd0} \tag{1.5}$$

$$K^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \tag{1.6}$$

Έτσι, σε μια ηλεκτρική μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος, είναι γνωστό ότι το διάνυσμα του μαγνητικού πεδίου στο εσωτερικό της μηχανής περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα ως προς έναν ακίνητο παρατηρητή. Αν όμως ο παρατηρητής είναι τοποθετημένος πάνω σε πλαίσιο αναφοράς το οποίο στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, τότε θα βλέπει τα διανύσματα του μαγνητικού πεδίου του στάτη, του δρομέα και του συνολικού πεδίου στο διάκενο, ως σταθερά όπως σε μια μηχανή συνεχούς ρεύματος. Ο πολλαπλασιαστής $\frac{2}{3}$ στο μετασχηματισμό προκύπτει από την απαίτηση η ολική ισχύς που παράγει ή καταναλώνει η μηχανή να είναι η ίδια, είτε αυτή υπολογιστεί σε 2φασικό, είτε σε 3φασικό σύστημα.

Παρακάτω δίνουμε παραδείγματα μετασχηματισμού μιας τριφασικής πηγής τάσης που τροφοδοτεί μια μηχανή επαγωγής, σε 2φασικό ακίνητο σύστημα & σε 2φασικό σύστημα στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα.

- *Μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο αναφοράς*

Στην περίπτωση αυτή είναι $\omega(\tau)=0$, άρα $\theta=\theta_{(0)}=0$ (θεωρούμε ότι ο **q** άξονας ταυτίζεται με τον άξονα της φάσης **a** γι' αυτό $\theta_{(0)}=0$)

Με αντικατάσταση παίρνουμε:

$$V_q^s = \frac{2}{3} \left(V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right) = \frac{2}{3} V_a - \frac{1}{3} V_b - \frac{1}{3} V_c = \frac{1}{3} (V_{ab} + V_{ac}) \quad (1.7\alpha)$$

$$V_d^s = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} V_b + \frac{\sqrt{3}}{2} V_c \right) = -\frac{1}{\sqrt{3}} V_b + \frac{1}{\sqrt{3}} V_c = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cb} \quad (1.7\beta)$$

Όπως βλέπουμε, οι τάσεις στο στατό πλαίσιο αναφοράς d^s-q^s προκύπτουν απλά ως γραμμικός συνδυασμός των τάσεων στο **abc** πλαίσιο κάτι αναμενόμενο καθώς στην περίπτωση αυτή δεν υπάρχει σχετική ταχύτητα μεταξύ των 2 πλαισίων, άρα είναι σαν να φτιάχνουμε την προβολή του διανύσματος μαγνητικού πεδίου που παράγει κάθε ένα από τα 3 τυλίγματα **abc**, στους άξονες των d-q.

- *Μετασχηματισμός σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς*

Τώρα είναι $\omega(\tau)=\omega_e$ άρα

$$\theta = \int_0^t \omega_e dt + \theta_{(0)} = \omega_e * t \quad (1.8)$$

Ο μετασχηματισμός σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο είναι πιο πολύπλοκος. Οι εναλλασσόμενες ποσότητες μετασχηματίζονται σε συνεχείς, καθώς με αντικατάσταση της γωνίας θ από την παραπάνω σχέση, και εκτέλεση των πολλαπλασιασμών και προσθέσεων των τριγωνομετρικών όρων, απαλείφεται η μεταβλητή του χρόνου t μέσα στις τριγωνομετρικές συναρτήσεις.

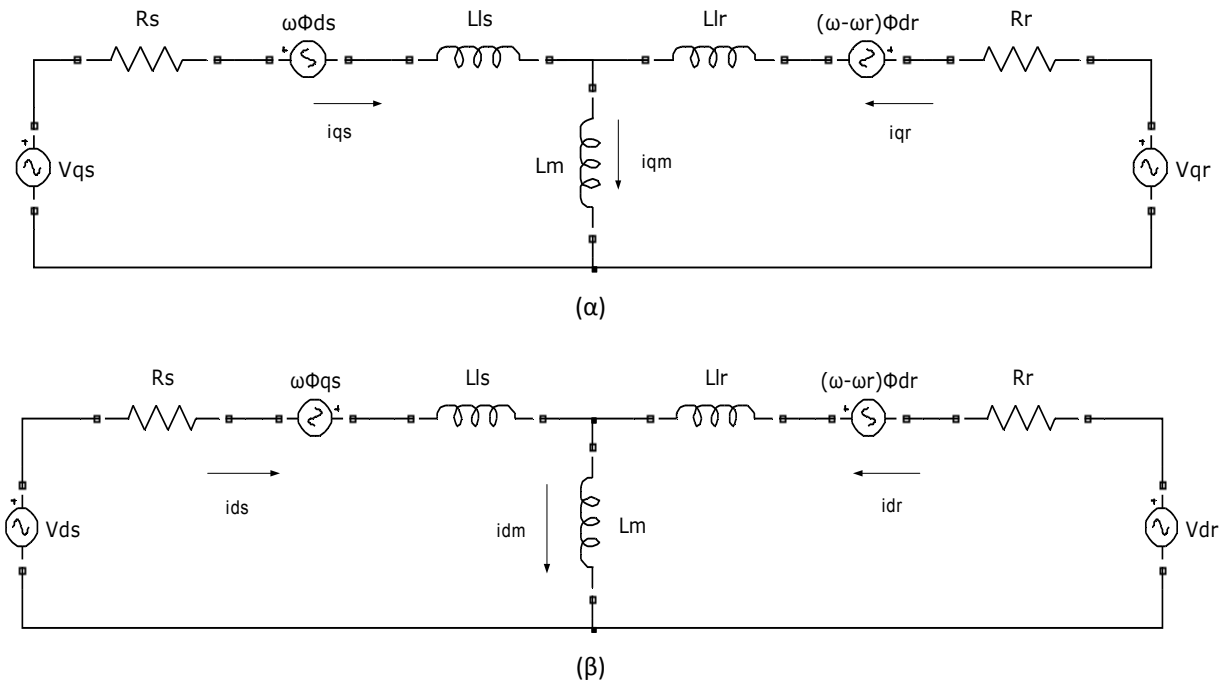
1.2.2 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ (DQ)

Παρακάτω, αναπτύσσουμε το δυναμικό μοντέλο μιας μηχανής επαγωγής σε τυχαίο πλαίσιο d-q, στρεφόμενο με γωνιακή ταχύτητα ω . Το μοντέλο αυτό προκύπτει με βάση τα παρακάτω ισοδύναμα κυκλώματα.

1.2.2.1 ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΜΗΧΑΝΗΣ ΣΕ D-Q ΑΞΟΝΕΣ, ΧΩΡΙΣ ΑΠΩΛΕΙΣ ΠΥΡΗΝΑ

ΠΥΡΗΝΑ

Στην περίπτωση που αμελήσουμε εντελώς τις απώλειες πυρήνα της ασύγχρονης μηχανής, τότε οι εξισώσεις που διέπουν το δυναμικό μοντέλο, είναι ίδιες με αυτές των 2 παρακάτω ισοδύναμων κυκλωμάτων στον d και στον q άξονα:



ΣΧΗΜΑ 1.2 ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

- Διαφορικές Εξισώσεις μηχανής:

Οι παρακάτω διαφορικές εξισώσεις προκύπτουν από τις εξισώσεις τάσεων στο ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής, για πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο με τυχαία γωνιακή ταχύτητα, όπου τα μεγέθη του δρομέα είναι ανοιγμένα στο στάτη.

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega \varphi_{ds} \tag{1.9}$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega \varphi_{qs} \tag{1.10}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega - \omega_r) \varphi_{dr} \tag{1.11}$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega - \omega_r) \varphi_{qr} \quad (1.12)$$

Όπου R_s, R_r : οι αντιστάσεις των τυλιγμάτων στάτη και δρομέα αντίστοιχα,

$\Phi_{q/ds}$, ή $\Psi_{q/ds}$ & $\Phi_{q/dr}$ ή $\Psi_{q/dr}$, οι μαγνητικές ροές του στάτη και του δρομέα στον q & d άξονα αντίστοιχα και ω_r : η “ηλεκτρική” ταχύτητα περιστροφής του δρομέα και ισούται με τη μηχανική ταχύτητα ω_{mech} επί τα ζεύγη πόλων P_p .

Προφανώς σε περίπτωση μηχανής επαγωγής τύπου “βραχυκυκλωμένου κλωβού”, είναι $V_{qr}=V_{dr}=0$. Υπάρχουν όμως περιπτώσεις μηχανών επαγωγής όπου ο δρομέας τροφοδοτείται και αυτός με τάση, όπως στις ανεμογεννήτριες διπλής τροφοδότησης, όπου ο μετατροπέας ισχύος συνδέεται στους δακτυλίους του δρομέα ενώ ο στάτης έχει την τάση του δικτύου. Έτσι ο έλεγχος υλοποιείται, ελέγχοντας κατάλληλα το μέτρο και της συχνότητα της τάσης του δρομέα, προσφέροντας έτσι μεγαλύτερη ευελιξία και δυνατότητα ελέγχου με μετατροπείς μικρότερης ισχύος.

Οι μαγνητικές ροές $\Phi_{q/ds}$ & $\Phi_{q/dr}$, δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις όπου κάθε ροή ισούται το άθροισμα αντίστοιχης της ροής σκεδάσεως και της ροής μαγνητίσεως:

$$\begin{aligned} \varphi_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + \varphi_{qm} \\ \varphi_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + \varphi_{dm} \\ \varphi_{qr} &= L_{lr} i_{qr} + \varphi_{qm} \\ \varphi_{dr} &= L_{lr} i_{dr} + \varphi_{dm} \end{aligned} \quad (1.7)$$

Οι ροές μαγνητίσεως $\Phi_{q/dm}$ στον q και στον d άξονα αντίστοιχα, δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} \varphi_{qm} &= L_m i_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ \varphi_{dm} &= L_m i_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \end{aligned} \quad (1.8)$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή που παράγεται από την αλληλεπίδραση των 2 πεδίων στάτη και δρομέα, δίνεται από τη σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p (\varphi_{qm} i_{dr} - \varphi_{dm} i_{qr}) \quad (1.9)$$

Τέλος, δίνεται η μηχανική εξίσωση:

$$T_e - F \omega_{mech} - T_{mech} = J \frac{d \omega_{mech}}{dt} \quad (1.10)$$

Όπου

T_{mech} : η μηχανική ροπή, η οποία επιβάλλεται από το φορτίο του κινητήρα,

J : Η ροπή αδράνειας του περιστρεφόμενου συστήματος και

F : Ο συντελεστής μηχανικών αποσβέσεων λόγω τριβών

$$\omega_{mech} = \frac{d \theta_{mech}}{dt} \quad (1.11)$$

Όπου θ_{mech} , η γωνιακή θέση της μηχανής.

$$\omega_r = \omega_{mech} \cdot P_p \quad (1.12)$$

1.2.2.2 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΕ ΕΝΣΩΜΑΤΩΜΕΝΟ ΚΛΑΔΟ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ ΛΟΓΩ

ΥΣΤΕΡΗΣΗΣ:

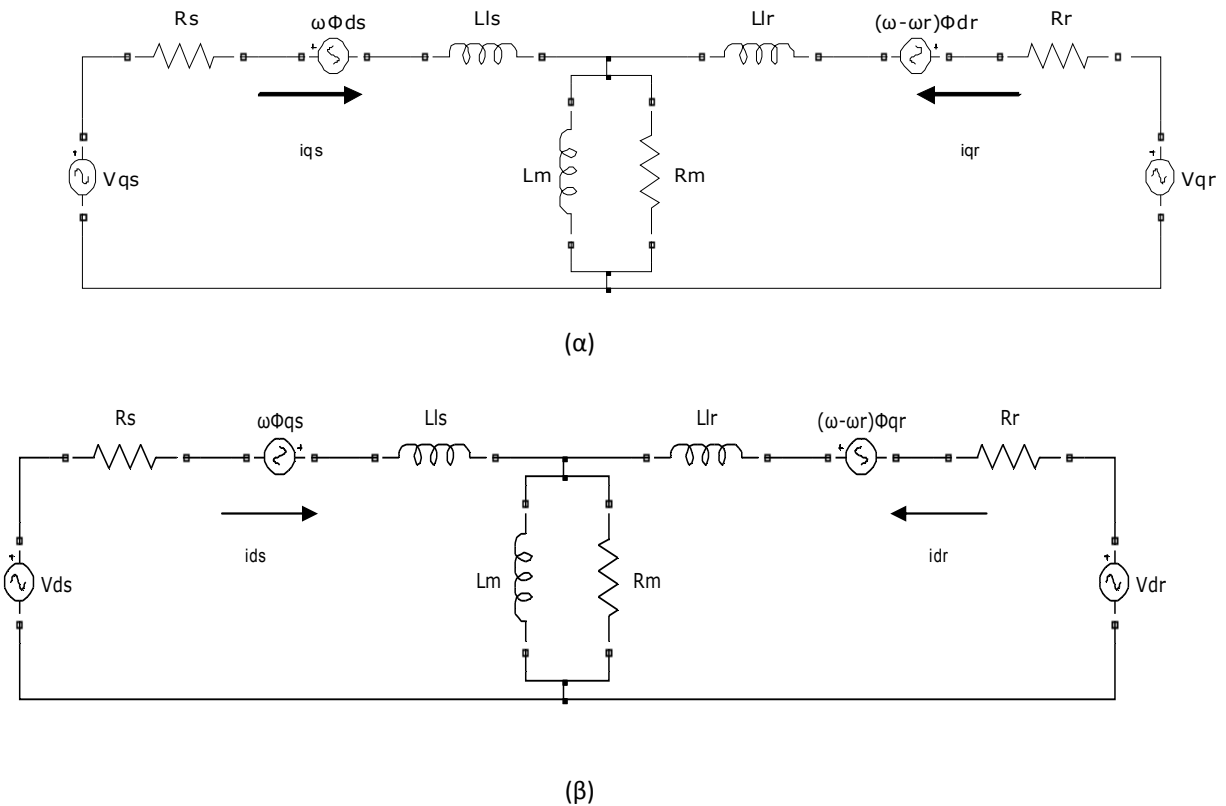
Ο απλούστερος τρόπος, για να ληφθούν υπ' όψιν οι απώλειες πυρήνα της μηχανής, είναι η προσθήκη στον παράλληλο κλάδο του ισοδύναμου κυκλώματος κάθε άξονα, μιας αντίστασης R_m , παράλληλα στον επαγωγέα L_m . Με αυτό τον τρόπο, μπορούν να μοντελοποιηθούν ικανοποιητικά οι απώλειες πυρήνα λόγω υστέρησης του μαγνητικού πεδίου της μηχανής. Η προσθήκη του κλάδου R_m , αυξάνει την τάξη του συστήματος κατά ένα. Προφανώς, όσο μικραίνει η τιμή της αντίστασης R_m (δηλ. όσο μεγαλώνει η αγωγιμότητα $Y_m=1/R_m$), τόσο περισσότερο αισθητή γίνεται η επίδραση των απωλειών πυρήνα στη δυναμική συμπεριφορά της μηχανής.

Οι διαφορικές εξισώσεις που διέπουν αυτή την παραλλαγή του μοντέλου της μηχανής επαγωγής, είναι οι ίδιες με αυτές του μοντέλου, χωρίς αντίσταση R_m στον εγκάρσιο κλάδο. Η μόνη διαφορά είναι ότι, πλέον οι εξισώσεις υπολογισμού των ρών μαγνητίσεως $\Phi_{q/dm}$ στον q και στον d άξονα αντίστοιχα, δεν είναι πλέον απλές αλγεβρικές εξισώσεις, αλλά διαφορικές 1^{ης} τάξεως.

Τις εξισώσεις αυτές, τις παίρνουμε, απλά εφαρμόζοντας νόμους των γραμμικών ηλεκτρικών κυκλωμάτων στους εγκάρσιους κλάδους, που περιέχουν ο καθένας την αλληλεπαγωγή μαγνήτισης L_m , παράλληλα με την αντίσταση απωλειών πυρήνα R_m :

$$\begin{aligned} \varphi_{QD_m} &= L_m(i_{QD_s} + i_{QD_r} - i_{QD_{core}}) \\ i_{QD_{core}} &= \frac{V_{QD_m}}{R_m} \\ V_{QD_m} &= \frac{d\varphi_{QD_m}}{dt} \\ \varphi_{QD_m} &= L_m(i_{QD_s} + i_{QD_r} - \frac{1}{R_m} \cdot \frac{d\varphi_{QD_m}}{dt}) \end{aligned} \quad (1.13)$$

Όπου i_{qcore} , i_{dcore} , το ρεύμα απωλειών πυρήνα στον q και στον d άξονα αντίστοιχα, και $V_{q/dm}$, οι αντίστοιχες διαφορές δυναμικού στα άκρα των εγκάρσιων κλάδων.



ΣΧΗΜΑ 1.4 ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΣΤΟΝ D ΑΞΟΝΑ ΜΕ ΕΓΚΑΡΣΙΟ ΚΛΑΔΟ R_m ΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ ΛΟΓΩ ΥΣΤΕΡΗΣΗΣ

Ισχύει ο συμβολισμός:

$$X_{QDa} = \begin{bmatrix} X_{qa} \\ X_{da} \end{bmatrix}$$

1.2.2.3 ΕΠΙΛΟΓΗ ΠΛΑΙΣΙΟΥ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

Το πλαίσιο αναφοράς των ποσοτήτων του μοντέλου της μηχανής εν γένει μπορεί να στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα. Η επιλογή τούτης της ταχύτητας σχετίζεται με ζητήματα ελέγχου και μοντελοποίησης. Η μοντελοποίηση του κινητήρα επαγωγής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς κάνει όλες τις ποσότητες της μηχανής να φαίνονται ως d.c. ποσότητες κάτι που είναι ιδιαίτερα επιθυμητό στον έλεγχο. Άλλωστε ο έλεγχος τέτοιων ποσοτήτων παρουσιάζει πλεονεκτήματα και ευκολίες σε σχέση με τον έλεγχο αντίστοιχων εναλλασσόμενων. Ωστόσο, η μοντελοποίηση της μηχανής σε στατό πλαίσιο αναφοράς προσφέρει πλεονεκτήματα στην ανάλυση και κατανόηση της

λειτουργίας του συστήματος. Επίσης, υπάρχει και το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα (το πλαίσιο που στρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα) που μαζί με τα δύο προηγούμενα αποτελούν τις τρεις κλασικές επιλογές πλαισίου αναφοράς για τη μοντελοποίηση του κινητήρα επαγωγής οι οποίες διατηρούν έντονη τη φυσική ερμηνεία του μετασχηματισμού.

1.2.3 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΣΕ Η/Υ

Για τη μοντελοποίηση του παραπάνω μοντέλου μηχανής επαγωγής σε MATLAB-Simulink, το οποίο αναλύεται σε πλαίσιο αναφοράς $\mathbf{d-q}$ στρεφόμενο με τυχαία ταχύτητα, και περιέχει μια αντίσταση R_m , παράλληλα στον εγκάρσιο κλάδο για να ληφθούν υπ' όψιν οι απώλειες πυρήνα λόγω υστέρησης, γράφουμε τις διαφορικές εξισώσεις με τέτοιο τρόπο, ώστε να μπορούν να μοντελοποιηθούν σαν ένα σύνολο υποσυστημάτων με μεταβλητές εισόδου και εξόδου.

$$\begin{aligned}\varphi_{qs}(t) &= \int_0^t (V_{qs} - \omega \cdot \varphi_{ds} - i_{qs}R_s) d\tau \\ \varphi_{ds}(t) &= \int_0^t (V_{ds} + \omega \cdot \varphi_{qs} - i_{qs}R_s) d\tau\end{aligned}\quad (1.14)$$

$$\begin{aligned}\varphi_{qr}(t) &= \int_0^t (V_{qr} - (\omega - \omega_r) \cdot \varphi_{dr} - i_{qr}R_r) d\tau \\ \varphi_{dr}(t) &= \int_0^t (V_{dr} + (\omega - \omega_r) \cdot \varphi_{qr} - i_{qr}R_r) d\tau\end{aligned}\quad (1.15)$$

$$\begin{aligned}i_{qs} &= \frac{\varphi_{qs} - \varphi_{qm}}{L_{ls}} & i_{qs} &= \frac{\varphi_{qr} - \varphi_{qm}}{L_{lr}} \\ i_{ds} &= \frac{\varphi_{ds} - \varphi_{dm}}{L_{ls}} & i_{qs} &= \frac{\varphi_{dr} - \varphi_{dm}}{L_{lr}}\end{aligned}\quad (1.16) \quad (1.17)$$

$$\begin{aligned}\varphi_{qm} &= L_m \left(i_{qs} + i_{qr} - \frac{1}{R_m} \cdot \frac{d\varphi_{qm}}{dt} \right) \\ \varphi_{dm} &= L_m \left(i_{ds} + i_{dr} - \frac{1}{R_m} \cdot \frac{d\varphi_{dm}}{dt} \right)\end{aligned}\quad (1.18)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_p (\varphi_{qm} \dot{i}_{dr} - \varphi_{dm} \dot{i}_{qr}) \tag{1.19}$$

$$\omega_{mech}(t) = \frac{1}{J} \int_0^t (T_e - T_{mech} - F \omega_{mech}) d\tau \tag{1.20}$$

$$\theta_{mech}(t) = \int_0^t \omega_{mech}(\tau) d\tau \tag{1.21}$$

$$\omega_r = \omega_{mech} \cdot P_p \tag{1.22}$$

1.2.4 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΟΝΤΕΛΩΝ ΑΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ

ΠΙΝΑΚΑΣ 2

	Μοντέλο μόνιμης κατάστασης	Δυναμικό 3φασικό (abc) μοντέλο	Δυναμικό 2φασικό (dq) μοντέλο
+	<ul style="list-style-type: none"> Αναπαράσταση μέσω απλού ισοδυναμού κυκλώματος Επίλυση αλγεβρικών εξισώσεων Κατάλληλο για την μελέτη της μόνιμης καταστάσεως λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής 	<ul style="list-style-type: none"> Πλήρες μοντέλο ασύγχρονης μηχανής Κατάλληλο για υπολογισμό μεγεθών επιδόσεως 	<ul style="list-style-type: none"> Σύστημα διαφορικών εξισώσεων τέταρτης τάξεως κατάλληλο για επίλυση σε Η/Υ Μοντέλο αναφοράς για την ανάπτυξη και εφαρμογή τεχνικών διανυσματικού ελέγχου Κατάλληλο για υπολογισμό μεγεθών επιδόσεως Κατάλληλο για την προσομοίωση της δυναμικής απόκρισης του συστήματος
-	<ul style="list-style-type: none"> Ακατάλληλο για την προσομοίωση της δυναμικής απόκρισης του συστήματος 	<ul style="list-style-type: none"> Μαθηματικό μοντέλο με πολύπλοκες μη γραμμικές διαφορικές εξισώσεις, λόγω της χρονομεταβλητότητας των αλληλεπαγωγών. Ακατάλληλο για επίλυση σε Η/Υ 	<ul style="list-style-type: none"> Μοντελοποίηση ηλεκτρικής μηχανής σε επίπεδο θεμελιώδους συχνότητας τροφοδοσίας Ελλιπής εκτίμηση αποδόσεως

Το μοντέλο που τελικά επιλέχθηκε είναι το δυναμικό d-q μοντέλο μηχανής, λόγω των πλεονεκτημάτων του όσον αφορά την ευκολία προσομοίωσής του σε MATLAB-Simulink, αλλά και την

συνάφειά του με το διανυσματικό έλεγχο, ο οποίος θα χρησιμοποιηθεί στη συγκεκριμένη εφαρμογή. Το μοντέλο αυτό, θα επεκταθεί, έτσι ώστε να μοντελοποιεί, όσο το δυνατόν πληρέστερα όλα τα φαινόμενα που προκαλούν απώλειες στη μηχανή (χαλκού, υστέρησης πυρήνα, δινορρευμάτων)

1.3 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Οι απώλειες της μηχανής επαγωγής είναι οι εξής:

1.3.1 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΧΑΛΚΟΥ

Οι απώλειες αυτές οφείλονται στο φαινόμενο Joule στους αγωγούς των τυλιγμάτων της μηχανής, που οφείλεται στην ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα. Αν και οι αντιστάσεις των τυλιγμάτων παρουσιάζουν διακυμάνσεις ανάλογα με τη συχνότητα των ρευμάτων από τα οποία διαρρέονται, λόγω του επιδερμικού φαινομένου, αλλά και μεταβάλλονται ανάλογα με τη θερμοκρασία, μπορούν κατά μεγάλη προσέγγιση να θεωρηθούν σταθερές.

Έτσι, διακρίνουμε τις απώλειες χαλκού σε απώλειες χαλκού στάτη και απώλειες χαλκού δρομέα:

Οι απώλειες χαλκού στάτη, υπολογισμένες για 3-φασικό σύστημα, αλλά και σε 2-φασικό στρεφόμενο πλαίσιο, είναι:

$$P_{ls} = (i_{as}^2 \cdot r_s + i_{bs}^2 \cdot r_s + i_{cs}^2 \cdot r_s) = \frac{3}{2} [i_{qs}^2 + i_{ds}^2] \cdot r_s \quad (1.23)$$

Όμοια, οι απώλειες χαλκού του δρομέα:

$$P_{lr} = (i_{ar}^2 \cdot r_r + i_{br}^2 \cdot r_r + i_{cr}^2 \cdot r_r) = \frac{3}{2} [i_{qr}^2 + i_{dr}^2] \cdot r_r \quad (1.24)$$

1.3.2. ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΠΥΡΗΝΑ

Οι απώλειες πυρήνα της μηχανής διαχωρίζονται σε απώλειες πυρήνα λόγω υστέρησης του μαγνητικού πεδίου στο σιδηρομαγνητικό υλικό και σε απώλειες πυρήνα λόγω δινορρευμάτων:

Οι απώλειες πυρήνα, λόγω υστέρησης, όπως δείχθηκε παραπάνω, μοντελοποιούνται με προσθήκη μιας αντίστασης παράλληλα στον εγκάρσιο κλάδο του ισοδυνάμου κυκλώματος.

Οι απώλειες πυρήνα της μηχανής, στην περίπτωση που θεωρήσουμε μόνο απώλειες υστέρησης με μια αντίσταση R_m , παράλληλα στον εγκάρσιο κλάδο, υπολογίζονται ως εξής:

$$P_{lc} = \frac{3}{2} [V_{qm} \cdot i_{q_{core}} + V_{dm} \cdot i_{d_{core}}] \quad (1.25)$$

1.3.2.1 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΩΝ ΕΠΙΔΡΑΣΕΩΝ ΑΠΟ ΔΙΝΟΡΡΕΥΜΑΤΑ ΣΤΗ ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ

Περιγράφοντας συνολικά το πρόβλημα των δινορρευμάτων σε μια μηχανή, όμοια με την περίπτωση ενός μετασχηματιστή, θα πρέπει να συμπεριληφθούν τα δινορρεύματα στα τυλίγματα και στον πυρήνα. Οι τρόποι μοντελοποίησης απωλειών δινορρευμάτων είναι οι εξής:

Με χρήση τεχνικών πεπερασμένων στοιχείων. Η μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων είναι μια μικροσκοπική μέθοδος επίλυσης και ανήκει στις επαναληπτικές μεθόδους (δηλ. μέθοδος υπολογισμού με χρήση H/Y) για τον υπολογισμό προσεγγιστικών λύσεων μερικών διαφορικών εξισώσεων.

Η αναλυτική λύση των εξισώσεων, με τις οποίες περιγράφονται τα διάφορα τεχνικά προβλήματα, είναι δυνατή μόνο σε ειδικές περιπτώσεις, όπου οι καταπονήσεις και τα γεωμετρικά σχήματα είναι πάρα πολύ απλά. Όμως, υπήρχε η ανάγκη να λυθούν και πιο σύνθετα προβλήματα, και γι' αυτό το λόγο αναπτύχθηκαν διάφορες προσεγγιστικές μέθοδοι.

Μία τέτοια αριθμητική μέθοδος είναι και η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων. Αυτή η μέθοδος είναι μεν προσεγγιστική, αλλά μπορεί να δώσει αξιόπιστα αποτελέσματα και έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να εφαρμοστεί σε όλα τα προβλήματα. Το μειονέκτημά της είναι οι αυξημένες απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ, ιδίως όταν εφαρμόζεται σε σύνθετα μοντέλα. Αυτό όμως το μειονέκτημα ξεπεράστηκε τα τελευταία χρόνια χάρη στη ραγδαία ανάπτυξη των υπολογιστών. Η επιτυχία αυτής της μεθόδου ήταν τόσο μεγάλη, που ακόμα και σήμερα χρησιμοποιείται στην έρευνα και στην βιομηχανία για τον υπολογισμό και τη μελέτη διαφόρων κατασκευών.

Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων είναι μία εξέλιξη των μητρωϊκών μεθόδων αριθμητικής επίλυσης διαφορικών εξισώσεων και έγινε από διαφόρους σπουδαιούς επιστήμονες όπως ο Ιωάννης Αργύρης, ο Clough, ο Ritz και άλλοι. Για να εφαρμοστεί η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων απαιτούνται τα εξής στάδια:

Εισάγεται η γεωμετρία της κατασκευής σε ένα πρόγραμμα *CAD* και δημιουργείται το τρισδιάστατο μοντέλο.

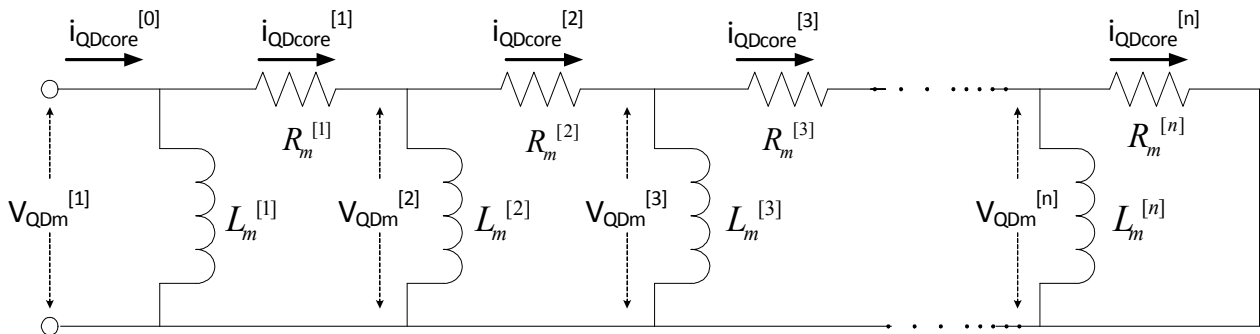
Χωρίζεται το μοντέλο σε πεπερασμένα στοιχεία και αφού ετοιμαστεί το πλέγμα επιλέγεται το είδος της επίλυσης και εισάγονται τα επιπλέον δεδομένα που απαιτούνται. Όταν ετοιμαστούν τα δεδομένα για επίλυση, εισάγονται σε ένα πρόγραμμα το οποίο θα κάνει την επίλυση του προβλήματος. Τέτοιου είδους προγράμματα λέγονται *solver* και χρησιμοποιούν για τις επιλύσεις αριθμητικές μεθόδους.

Όταν τελειώσει η επίλυση, πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα πρόγραμμα, που αποκαλείται *post processor*, για να μπορέσει ο μελετητής να δει τα αποτελέσματα.

Με μοντέλα Foster. Τα μοντέλα Foster είναι κυκλώματα τα οποία εξομοιώνουν τη συμπεριφορά των απωλειών λόγω δινορρευσμάτων σε απλές γεωμετρικές μαγνητικών πυρήνων. Αποτελούνται από μια αλληλουχία από κλάδους $R-L$, με τοπολογίες, είτε εγκάρσια, είτε σε σειρά, είτε με κλάδους R , που διαχωρίζονται σε 2 παράλληλους κλάδους R & L . Τα μοντέλα Foster παρέχουν μακροσκοπική αναπαράσταση της ενεργειακής απώλειας λόγω δινορρευσμάτων σε μαγνητικά κυκλώματα πολύ απλής γεωμετρίας και η χρήση τους μπορεί να επεκταθεί επιτυχώς σε πολύπλοκες γεωμετρικές μαγνητικών πυρήνων μετασχηματιστών και στρεφόμενων ηλεκτρικών μηχανών. Όσο περισσότεροι κλάδοι Foster προστεθούν σε ένα μοντέλο συστήματος ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας, τόσο καλύτερα προσεγγίζονται τα φαινόμενα απωλειών πυρήνα λόγω υστέρησης και δινορρευσμάτων, ενώ παράλληλα τόσο αυξάνεται και η τάξη των διαφορικών εξισώσεων που περιγράφουν το μοντέλο.

1.3.2.2 ΜΟΝΤΕΛΑ FOSTER

Σε αυτή την εργασία, επιλέχθηκε το μοντέλο Foster που αντιστοιχεί στην παρακάτω κυκλωματική διάταξη του εγκάρσιου κλάδου του ισοδύναμου κυκλώματος της μηχανής. Ο κλάδος αυτός, είναι πανομοιότυπος τόσο στο ισοδύναμο κύκλωμα στον q άξονα, όσο και στον d άξονα. Αποτελείται από μια σειρά από n κόμβους, οι οποίοι διαχωρίζονται σε 2 κλάδους. Για την ακρίβεια, ο πρώτος κόμβος διαχωρίζεται σε έναν εγκάρσιο κλάδο με αυτεπαγωγή $L_m^{[1]}$ και σε έναν οριζόντιο κλάδο αντίστασης $R_m^{[1]}$. Ο κάθε κλάδος $R_m^{[k]}$, διαχωρίζεται με τη σειρά του σε έναν εγκάρσιο κλάδο $L_m^{[k+1]}$ και έναν οριζόντιο $R_m^{[k+1]}$.



ΣΧΗΜΑ 1.5 ΗΛΕΚΤΡΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΕΓΚΑΡΣΙΟΥ ΚΛΑΔΟΥ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΚΑΤΑ FOSTER ΜΕ Ν ΚΛΑΔΟΥΣ, ΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ ΛΟΓΩ ΥΣΤΕΡΗΣΗΣ ΚΑΙ ΔΙΝΟΡΕΥΜΑΤΩΝ

Το παραπάνω μοντέλο Foster, μοντελοποιεί ικανοποιητικά τις απώλειες πυρήνα της μηχανής (υστέρησης και δινορευμάτων).

Για την ενσωμάτωση του κυκλώματος Foster στο 2-φασικό μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής, χρησιμοποιείται ο παρακάτω επαναληπτικός αλγόριθμος υπολογισμού των ρευμάτων i_{qore} , στον k κλάδο Foster, για κάθε k , από 1 έως n , στον q , και στον d άξονα:

$$\varphi_{QDm}^{[k]} = L_m^{[k]} (i_{QDcore}^{[k-1]} - i_{QDcore}^{[k]}) \tag{1.26}$$

$$V_{QDm}^{[k]} = \frac{d\varphi_{QDm}^{[k]}}{dt} \tag{1.27}$$

$$i_{QDcore}^{[k]} = \frac{V_{QDm}^{[k]}}{R_m^{[k]}} = V_{QDm}^{[k]} \cdot Y_m^{[k]} \tag{1.28}$$

Όπου:

$$i_{QDcore}^{[0]} = i_{QDm} = i_{QDs} + i_{QDr} \quad (1.29)$$

Ωστόσο, η προσθήκη κάθε κλάδου Foster, αυξάνει την τάξη του συστήματος της μηχανής κατά ένα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της πολυπλοκότητας, και κατά συνέπεια, το αυξημένο υπολογιστικό κόστους για την επίλυση του μοντέλου.

Για τη μοντελοποίηση της μηχανής του εργαστηρίου, της οποίας επιχειρείται να μεγιστοποιηθεί η ενεργειακή απόδοση στην παρούσα εργασία, οι απώλειες πυρήνα (υστέρησης και δινορευμάτων) της μηχανής μοντελοποιήθηκαν με 2 κλάδους Foster παρέχοντας μια ικανοποιητική εκτίμηση των απωλειών πυρήνα της μηχανής.

Στην περίπτωση όμως που μοντελοποιήσουμε και τις απώλειες δινορευμάτων, κι έτσι ο εγκάρσιος κλάδος, αποτελείται από n κλάδους Foster, οι συνολικές απώλειες πυρήνα, υπολογίζονται αθροιστικά ως εξής:

$$P_{lc} = \frac{3}{2} \sum_{k=1}^n [V_{qm}^{(k)} \cdot i_{qcore}^{(k)} + V_{dm}^{(k)} \cdot i_{dcore}^{(k)}] \quad (1.30)$$

1.3.3. ΜΗΧΑΝΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ

Η μηχανή, εφόσον αποτελεί ένα ηλεκτρομηχανικό σύστημα, παρουσιάζει και μηχανικές απώλειες λόγω τριβών. Αν θεωρήσουμε μια μηχανική ροπή αποσβέσεως ανάλογη της μηχανικής ταχύτητας περιστροφής, τότε θα είναι:

$$T_{mech} = T_{el} - F \omega_{mech} \quad (1.31)$$

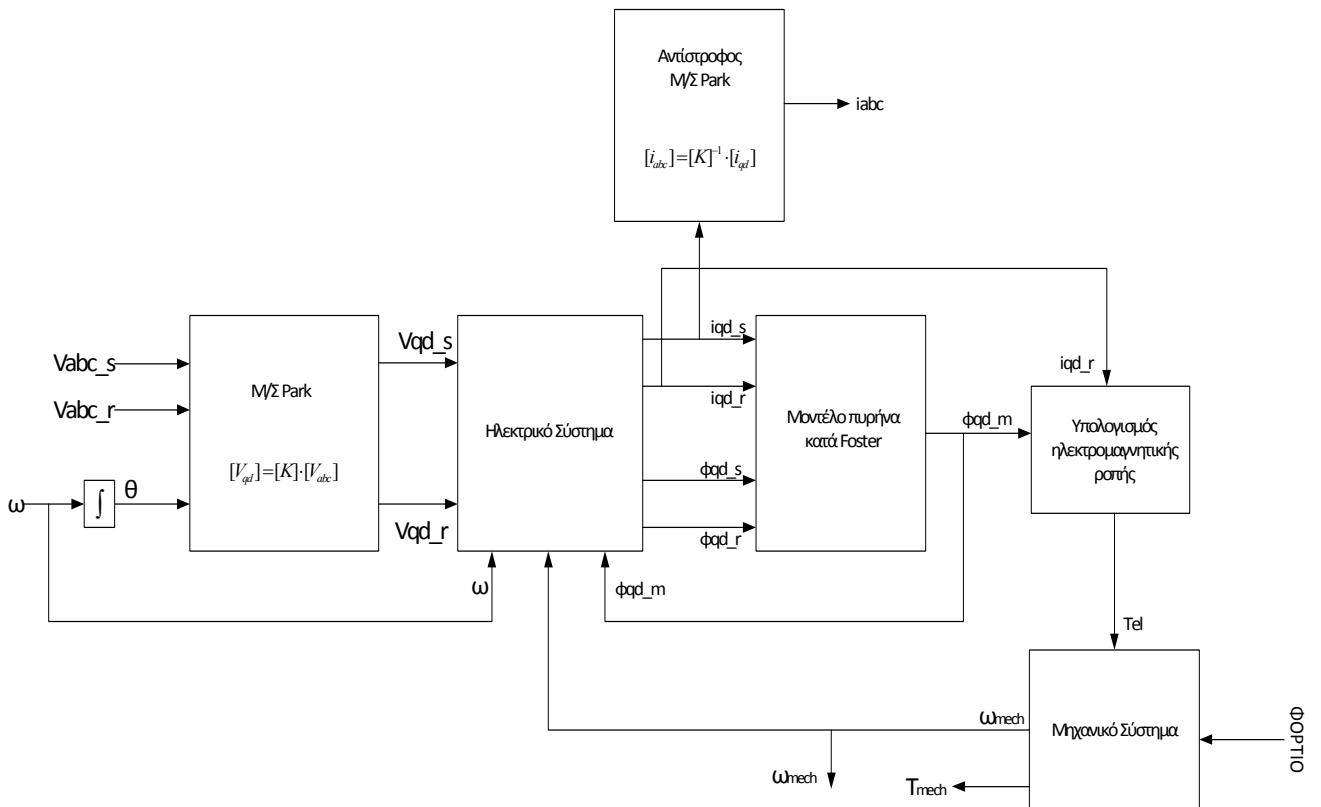
Οπότε οι μηχανικές απώλειες θα είναι:

$$P_{l-mech} = (T_{el} - T_{mech}) \cdot \omega_{mech} = F \cdot \omega_{mech}^2 \quad (1.32)$$

1.4 ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ 2 ΑΞΟΝΩΝ ΜΕ ΕΝΣΩΜΑΤΩΜΕΝΟ ΚΛΑΔΟ ΑΠΩΛΕΙΩΝ

ΠΥΡΗΝΑ ΚΑΤΑ FOSTER:

Με βάση τις διαφορικές εξισώσεις του δυναμικού μοντέλου d-q της ασύγχρονης μηχανής, και τις εξισώσεις μετασχηματισμού των ηλεκτρικών ποσοτήτων της μηχανής, από 3φασικό σε 2φασικό σύστημα κινούμενο με τυχαία ταχύτητα ω , και αντίστροφα, φτιάχνεται το δομικό διάγραμμα του μοντέλου της μηχανής, συμπεριλαμβανομένων και των 2 κλάδων **Foster**, για τη μοντελοποίηση των απωλειών πυρήνα. Το δομικό διάγραμμα (block diagram) του μοντέλου της μηχανής, φαίνεται παρακάτω:



ΣΧΗΜΑ 1.6 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΜΕ ΕΝΣΩΜΑΤΩΜΕΝΟ ΜΟΝΤΕΛΟ FOSTER ΓΙΑ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΩΝ ΦΑΙΝΟΜΕΝΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ

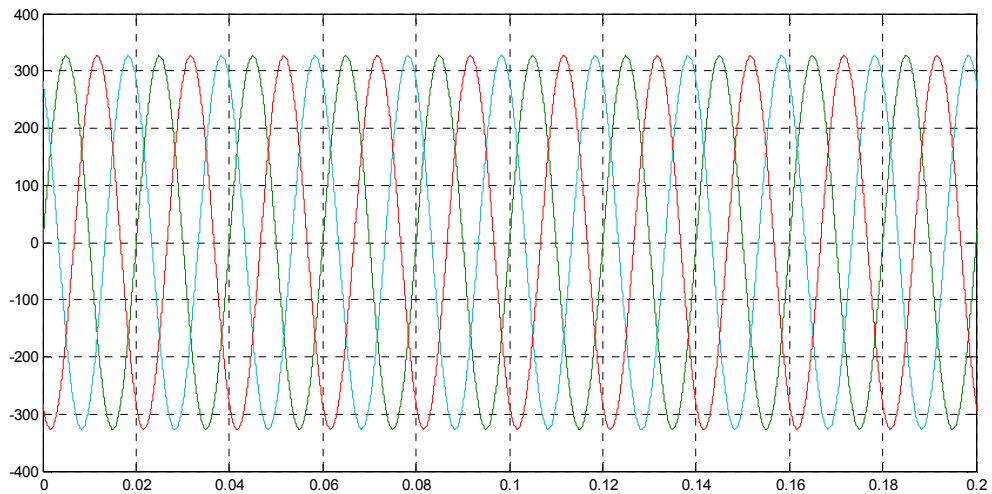
1.5 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΓΙΑ ΤΗ ΜΗΧΑΝΗ ΤΟΥ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟΥ

Για την προσομοίωση του μοντέλου μηχανής επαγωγής που αναπτύχθηκε παραπάνω, χρησιμοποιήθηκαν οι παράμετροι της μηχανής επαγωγής του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος. Οι παράμετροι αυτές μετρήθηκαν σύμφωνα με τα αμερικάνικα πρότυπα μετρήσεων και περιλαμβάνουν, τόσο τις βασικές ηλεκτρικές και μηχανικές παραμέτρους της μηχανής, όσο και τις τιμές των 2 κλάδων Foster με τους οποίους μοντελοποιήθηκαν οι απώλειες δινορρευμάτων (το πρώτο ζεύγος τιμών Foster θεωρείται το $[L_m, R_m]$ και το δεύτερο το $[L_1, R_1]$).

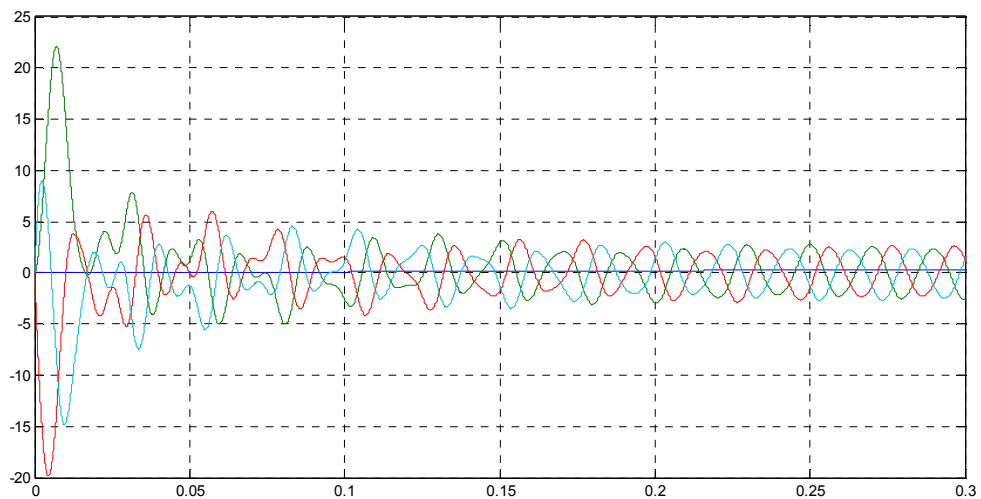
ΠΙΝΑΚΑΣ 2	
Παράμετροι μοντέλου μηχανής επαγωγής που μελετήθηκε	
Μέγεθος	Τιμή
Ονομαστική ισχύς (P_N)	2 HP
Ονομαστική τάση (V_N)	400 V
Ονομαστική συχνότητα (f_N)	50 Hz
Ζεύγη πόλων (P_p)	2
Ωμική αντίσταση τυλίγματος στάτη (r_s)	5 Ω
Ωμική αντίσταση τυλίγματος δρομέα ανοιγμένη στο στάτη (r_r)	6,2 Ω
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως τυλίγματος στάτη (L_{ls})	0,0184 H
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως τυλίγματος δρομέα ανοιγμένη στο στάτη (L_{lr})	0,0184H
Αυτεπαγωγή μαγνητίσεως ανοιγμένη στο στάτη (L_m)	0.388 H
Αντίσταση απωλειών σιδήρου (R_m)	1200 Ω
Ροπή αδρανείας δρομέα (J)	0.001 Kg.m ²
Συντελεστής τριβής (F)	0,0005452 N.m.s

Επιπλέον παράμετροι μοντέλου κατά Foster	
Αντίσταση R_1	3600 Ω
Αυτεπαγωγή L_1	0,388H

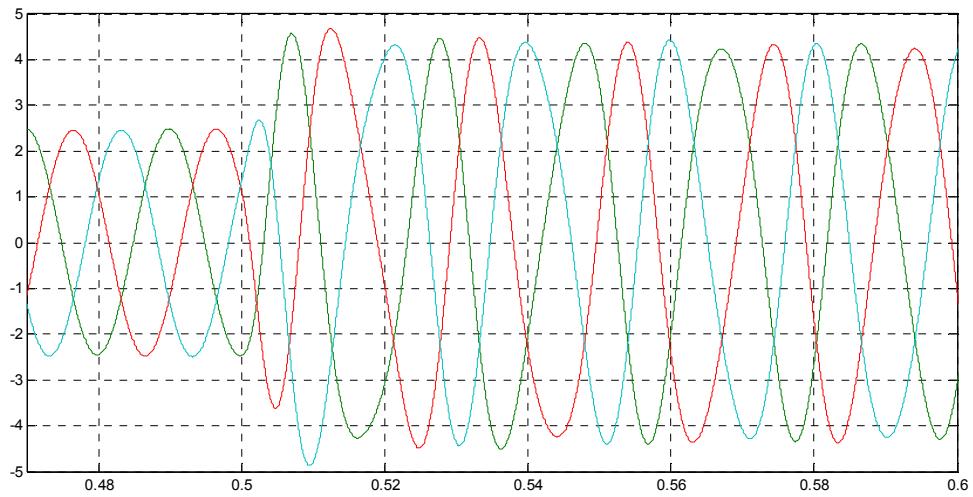
Αντικαθιστώντας τις παραπάνω τιμές παραμέτρων, στο μοντέλο που αναπτύχθηκε στο MATLAB-simulink, εκτελείται μια προσομοίωση για μια μεταβολή ροπής φορτίου από κενό φορτίο, σε αυτή του ονομαστικού, τη χρονική στιγμή 0.5sec. Λαμβάνονται τα παρακάτω αποτελέσματα:



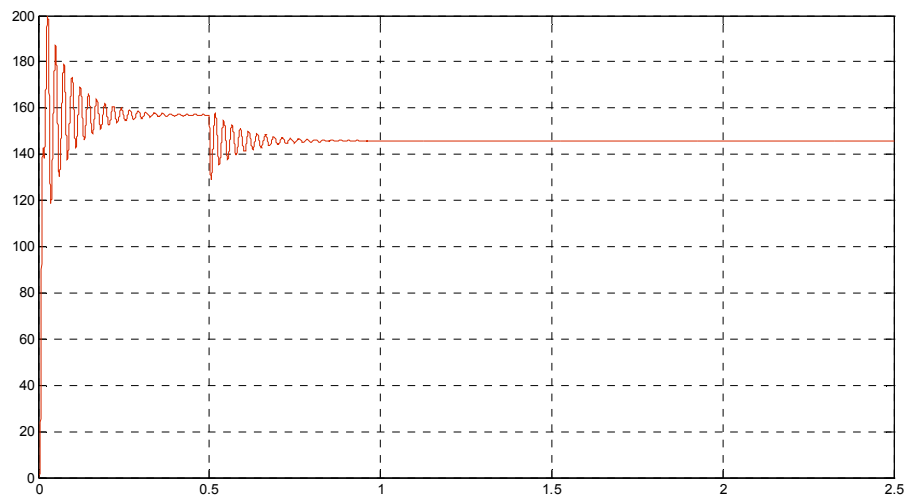
ΣΧΗΜΑ 1.7 3ΦΑΣΙΚΗ ΤΑΣΗ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ V_{ABC} (VOLT) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ t (SEC)



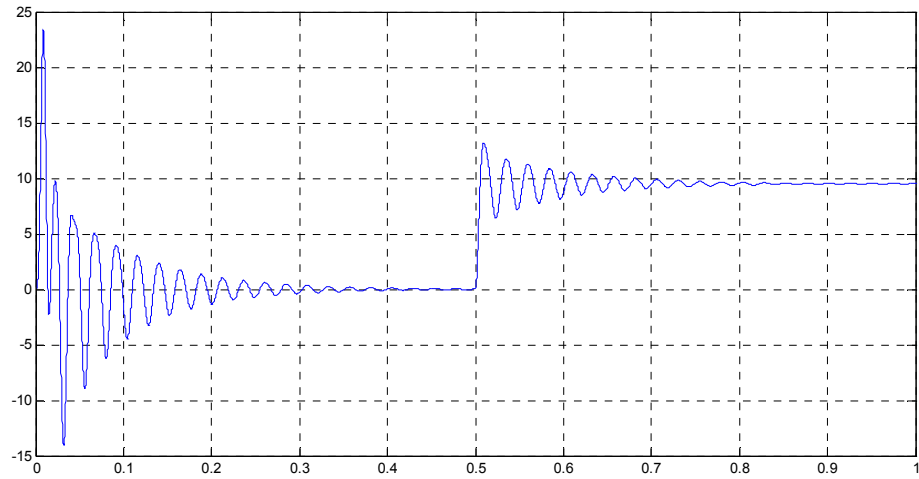
ΣΧΗΜΑ 1.8 ΡΕΥΜΑΤΑ ΣΤΑΤΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΕΚΚΙΝΗΣΗ I_{ABC} (A) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ t (SEC)



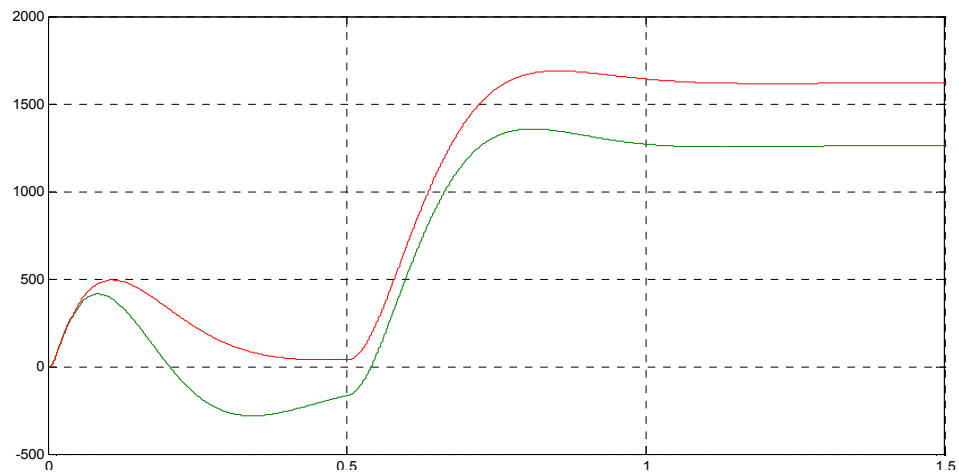
ΣΧΗΜΑ 1.9 ΡΕΥΜΑ ΣΤΑΤΗ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΑΥΞΗΣΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ I_{ABC} (A) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)



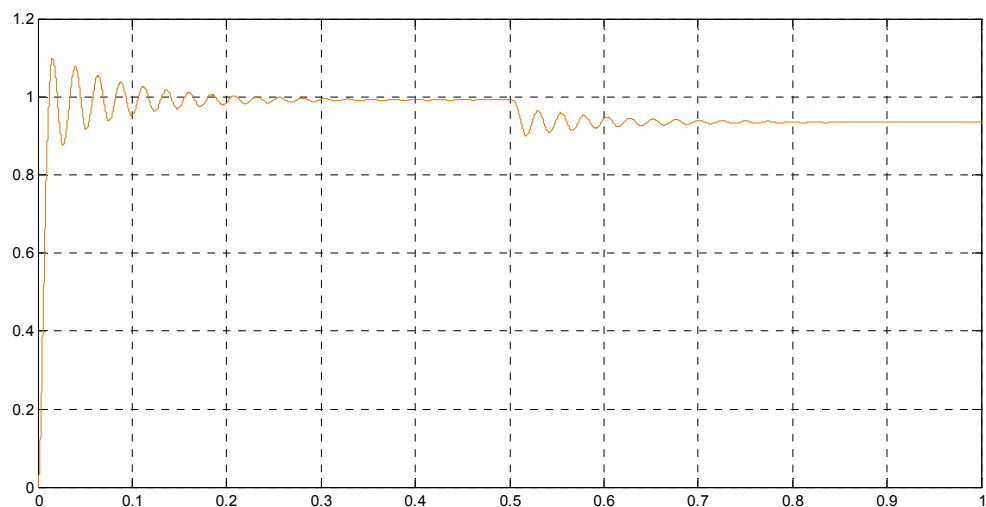
ΣΧΗΜΑ 1.10 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΔΡΟΜΕΑ Ω_{MECH} (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)



ΣΧΗΜΑ 1.11 ΜΗΧΑΝΙΚΗ ΡΟΠΗ T_{MECH} (NM) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)



ΣΧΗΜΑ 1.12 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ & ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ $P_{IN/OUT}$ (W) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)



ΣΧΗΜΑ 1.13 ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΗ ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ Φ_R (V·S) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΓΙΑ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

Στο παρόν κεφάλαιο συνοψίζεται η συνεισφορά της διπλωματικής εργασίας στην ανάπτυξη τεχνικής ελέγχου της διεγέρσεως ασύγχρονου κινητήρα, μέσω σχεδίασης εκτιμητή αποδόσεως βασισμένου σε μοντέλα Foster και ενσωμάτωσής του σε ελεγκτή ασαφούς λογικής της μαγνητικής ροής του δρομέα κινητήρα οδηγούμενο με κλασσικό σχήμα διανυσματικού ελέγχου.

Αρχικά, πραγματοποιείται βιβλιογραφική διερεύνηση των τεχνικών ελέγχου της μαγνητικής ροής, οι οποίες διακρίνονται στις τεχνικές πραγματικού χρόνου και σε αυτές που βασίζονται σε χρήση προαποθηκευμένων χαρακτηριστικών. Έμφαση δίδεται στην ανάλυση του σχήματος ελέγχου της μαγνητικής ροής με χρήση ελεγκτή ασαφούς λογικής όπως έχει προταθεί από τον Bimal K. Bose σε σχετική δημοσίευση [IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL 42, NO. 2, 1995].

Σε επόμενο βήμα πραγματοποιείται συγκριτική αξιολόγηση των εν λόγω τεχνικών, μέσω προσομοίωσής τους σε κινητήριο σύστημα αναφοράς. Στόχος της διερευνήσεως είναι η κατανόηση των χαρακτηριστικών αποκρίσεων του συστήματος όταν οδηγείται από τους αντίστοιχους ελεγκτές, όπως και η καταγραφή του απαιτούμενου υλικού για την υλοποίησή τους.

Τέλος, σε συνέχεια της διερευνήσεως, προτείνεται τροποποίηση του σχήματος ελέγχου ασαφούς λογικής της μαγνητικής ροής με την ενσωμάτωση εκτιμητή της αποδόσεως του κινητήρα. Σύμφωνα με το προτεινόμενο σχήμα ελέγχου, ο ελεγκτής ασαφούς λογικής δέχεται ως είσοδο την εκτιμώμενη απόδοση του συστήματος, αντί ενός κανονικοποιημένου σήματος που προκύπτει από μαθηματική επεξεργασία των μεγεθών ισχύος εισόδου και εξόδου του συστήματος κίνησης κατά Bose.

Η προτεινόμενη τροποποίηση είναι ευσταθής και εμφανίζει βελτιωμένα χαρακτηριστικά συγκλίσεως. Επίσης είναι εύρωστη καθώς σφάλμα στις παραμέτρους του εκτιμητή της τάξεως του +7% στις αντιστάσεις των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα και -20% στην αλληλεπαγωγή L_m οδηγεί το σύστημα σε αποδόσεις που είναι μεγαλύτερες από 89,6% της βέλτιστης, ενώ η υλοποίηση του συστήματος απαιτεί λιγότερο υλικό. Ωστόσο, η επίλυση των μαθηματικών μοντέλων εμπλέκει αυξημένο υπολογιστικό κόστος, ενώ η προκύπτουσα εκτίμηση είναι έγκυρη μόνο όταν η μηχανή βρίσκεται σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και η τελευταία υπολογίζεται σε επαρκώς μεγάλα χρονικά παράθυρα της τάξεως των εκατοντάδων χιλιοστών του δευτερολέπτου.

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ ΑΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ:

Οι πολυάριθμες κλασικές τεχνικές ελέγχου ασύγχρονων μηχανών (τεχνικές βαθμωτού ελέγχου), μολονότι είναι σχετικά απλές στην εφαρμογή τους, έχουν ένα σημαντικό μειονέκτημα. Αυτό έχει να κάνει με την αλληλεξάρτηση μεγεθών της μηχανής, δηλαδή ότι τόσο η ηλεκτρομαγνητική ροή,

όσο και η ροπή της μηχανής, είναι και οι δύο συναρτήσεις της τάσης τροφοδοσίας αλλά και της συχνότητας ταυτόχρονα. Αυτό έχει ως συνέπεια, όχι μόνο την αργή απόκριση του συστήματος της μηχανής, αλλά καθιστά το σύστημα πο επιρρεπές σε αστάθεια λόγω φαινομένων ανώτερης τάξης.

Για παράδειγμα, αν αυξήσουμε την ολίσθηση, η ροπή αυξάνεται, αλλά η ροή τείνει να μειωθεί. Ωστόσο, καθώς η μεταβολή της ροής είναι γενικά βραδεία, για να αντισταθμιστεί το "βύθισμα" στη ροή, ο ελεγκτής της ροής προκαλεί ανύψωση στην τάση τροφοδοσίας, ελαττώνοντας όμως έτσι την ευαισθησία της ροπής στις μεταβολές της ολίσθησης και αυξάνει έτσι το χρόνο απόκρισης.

Τα προβλήματα αυτά λύνονται με την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου. Ο διανυσματικός έλεγχος ή έλεγχος προσανατολισμού πεδίου (Vector ή D-Q Control) επινοήθηκε τη δεκαετία του 1970, αφού αποδείχτηκε ότι είναι δυνατός ο έλεγχος μιας μηχανής επαγωγής σαν μια DC μηχανή ξένης διέγερσης, και έφερε μια σημαντική καινοτομία στον αποτελεσματικό έλεγχο των μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος.

Ωστόσο, αυτό που κατέστησε την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου εφικτή στην πράξη, δεν ήταν παρά η ραγδαία εξέλιξη της τεχνολογίας των μικροεπεξεργαστών (micro-processors) και των συστημάτων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (Digital Signal Processing DSP). Αναμφίβολα, ο διανυσματικός έλεγχος, ιδιαίτερα στην περίπτωση απουσίας αισθητηρίου ταχύτητας, είναι μια πολύπλοκη υπολογιστική διαδικασία, η οποία απαιτεί μεγάλη υπολογιστική ισχύ, ταχύτητα υπολογισμών και μνήμη, έτσι ώστε να είναι εφικτή η πραγματοποίησή του σε "πραγματικό χρόνο".

Λόγω των αδιαμφισβήτητων πλεονεκτημάτων του, ο διανυσματικός έλεγχος των μηχανών επαγωγής τείνει να επικρατήσει σε όλες σχεδόν τις βιομηχανικές εφαρμογές.

2.1.1 ΛΟΓΟΙ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

Οι λόγοι που ο διανυσματικός έλεγχος είναι ο πλέον κατάλληλος για την εφαρμογή ενός συστήματος κίνησης με σύστημα ελέγχου βελτιστοποίησης της ενεργειακής του απόδοσης είναι οι εξής:

- ✚ Ο διανυσματικός έλεγχος είναι η μόνη τεχνική ελέγχου μηχανής, όπου η ροή του δρομέα της μηχανής ελέγχεται ανεξάρτητα από την ταχύτητα περιστροφής, επομένως είναι δυνατό να μεταβάλλεται κατάλληλα η εντολή της μαγνητικής ροής για βελτίωση της απόδοσης, η οποία μπορεί να κυμαίνεται από την ονομαστική τιμή ως πολύ μικρές τιμές, ανάλογα με τις εκάστοτε απαιτήσεις κίνησης του συστήματος (ταχύτητα και μηχανικό φορτίο).
- ✚ Η ροή ελέγχεται ως DC ποσότητα, κάτι που δίνει τη δυνατότητα για εξωτερική ρύθμιση της ροής στην εκάστοτε επιθυμητή της τιμή. Αυτό επιτυγχάνεται, χωρίς να απαιτείται ο έλεγχος του πλάτους της και της συχνότητας τάσης τροφοδοσίας του κινητήρα, καθώς η κυματομορφή αναφοράς της τάσης τροφοδοσίας, ρυθμίζεται αυτόματα σε πραγματικό χρόνο, ανάλογα με τις εντολές της ταχύτητας και της ροής.

2.2 ΣΧΗΜΑΤΑ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΓΙΑ ΤΗ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

ON-LINE ΑΣΑΦΗΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΒΕΛΤΙΣΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ, ΜΙΑΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΜΕ ΣΥΣΤΗΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

Το ζήτημα της βελτίωσης της ενεργειακής απόδοσης στα συστήματα κίνησης είναι σημαντικό και χρήζει σημαντικής προσοχής τα τελευταία χρόνια, όχι μόνο για λόγους εξοικονόμησης ενέργειας και συστήματος ψύξης, αλλά κυρίως για λόγους προστασίας του περιβάλλοντος. Στην πραγματικότητα, όσο η χρήση συστημάτων οδήγησης μεταβλητής ταχύτητας αυξάνεται, σε βιομηχανικές εφαρμογές όπου τα συστήματα οδήγησης σταθερών στροφών κυριαρχούν παραδοσιακά, τόσο το περιβαλλοντικό, όσο και το οικονομικό όφελος αποκτούν ιδιαίτερη σημασία.

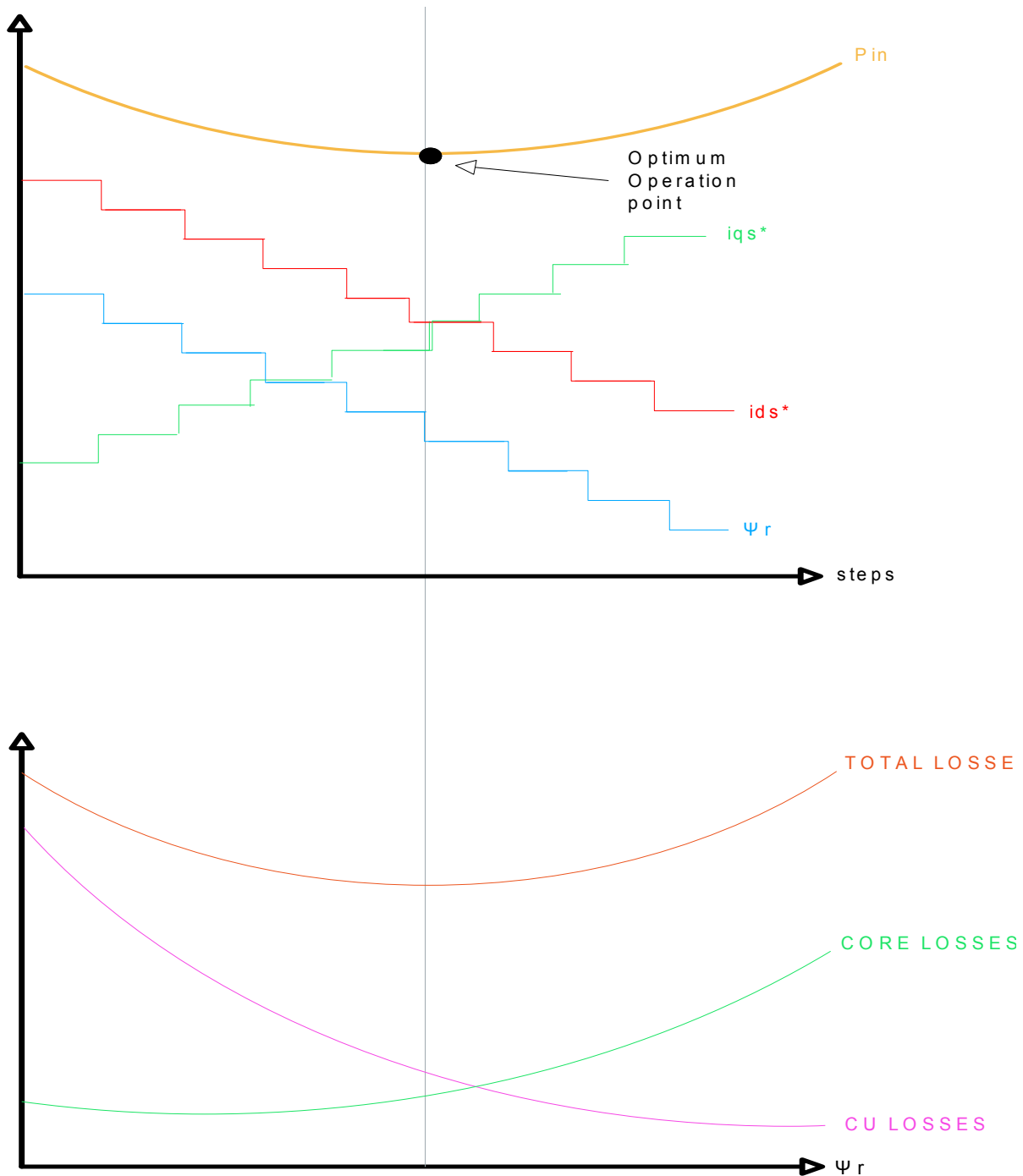
Η απόδοση μιας μηχανής επαγωγής που οδηγείται από αντιστροφέα είναι μια ιδιαίτερα πολύπλοκη συνάρτηση τόσο των κατασκευαστικών στοιχείων της μηχανής, του είδους των διακοπτικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται στον αντιστροφέα, όσο και του είδους του ελέγχου του συστήματος. Ένα σύστημα οδήγησης προγραμματισμένο να λειτουργεί τη μηχανή στην ονομαστική της ροή δίνει την καλύτερη μεταβατική απόκριση στο σύστημα. Ωστόσο σε χαμηλά φορτία, λειτουργία σε ονομαστική ροή προκαλεί τεράστιες απώλειες πυρήνα, υποβιβάζοντας έτσι την απόδοση της μηχανής. Εντούτοις, τα περισσότερα συστήματα κίνησης, λειτουργούν πολύ συχνά σε φορτία πολύ μικρότερα του ονομαστικού τους, βελτίωση της απόδοσης μπορεί να επιτευχθεί, μεταβάλλοντας κατάλληλα τη μαγνητική ροή. Αυτό είναι πολύ σημαντικό σε ένα σύστημα κίνησης ηλεκτρικού οχήματος, καθώς η μηχανή ενός ηλεκτρικού οχήματος λειτουργεί με φορτίο που μεταβάλλεται διαρκώς, ανάλογα με τις συνθήκες κίνησης. Το φορτίο αυτό είναι τις περισσότερες φορές πολύ χαμηλότερο του ονομαστικού φορτίου της μηχανής.

Για βελτίωση της απόδοσης μεταβάλλοντας τη ροή έχουν προταθεί αρκετές μέθοδοι, οι οποίες συνοψίζονται σε 3 βασικές κατηγορίες. Η σχετικά απλή τεχνική του προ-προγραμματισμού της ροής ως συνάρτηση της ροπής, χρησιμοποιείται ευρέως για βελτίωση της απόδοσης σε χαμηλά φορτία. Ο αλγόριθμος αυτός μπορεί να βελτιωθεί με προγραμματισμό της ροής σε διακριτές ταχύτητες, ώστε να ληφθεί υπ' όψιν η εξάρτηση από τη συχνότητα λειτουργίας. Ωστόσο, η μέθοδος αυτή οδηγεί μόνο σε μερική βελτίωση της απόδοσης. Η δεύτερη προσέγγιση βασίζεται σε εκτίμηση των απωλειών της μηχανής σε πραγματικό χρόνο, και επιλογή τιμής εντολής ροής που οδηγεί στην ελαχιστοποίηση των απωλειών αυτών. Όμως, η εκτίμηση των απωλειών της μηχανής βασίζεται σε κάποιο μαθηματικό μοντέλο μηχανής με συγκεκριμένες παραμέτρους. Οι όποιες μεταβολές στις παραμέτρους της μηχανής, εξαιτίας φαινομένων κορεσμού ή διακυμάνσεις στη θερμοκρασία δημιουργούν αποκλίσεις του βέλτιστου σημείου λειτουργίας που εκτιμήθηκε, από το πραγματικό βέλτιστο. Η 3^η μέθοδος αποτελεί την on-line βελτιστοποίηση της απόδοσης η οποία υπερτερεί σημαντικά των άλλων 2 μεθόδων και εξηγείται αναλυτικά σε επόμενη ενότητα.

Η λογική της μεταβολής της ροής για βελτιστοποίηση της απόδοσης, εξηγείται με τη βοήθεια του παρακάτω σχήματος (Σχ. 2.1). Αν θεωρήσουμε τις συνολικές **ηλεκτρικές απώλειες** της μηχανής επαγωγής σαν άθροισμα των *απωλειών χαλκού* και των *απωλειών πυρήνα*, τότε, το σημείο βέλτιστης λειτουργίας είναι αυτό, όπου το άθροισμα αυτό ελαχιστοποιείται. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, όσο αυξάνεται η ροή του δρομέα, τόσο ελαττώνονται οι απώλειες χαλκού. Αυτό συμβαίνει, επειδή με την

αύξηση της ροής, εγκαθίσταται ισχυρότερο μαγνητικό πεδίο στο δρομέα, και επομένως απαιτείται μικρότερο ρεύμα για την ανάπτυξη της ζητούμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Αντίθετα, αυξάνοντας τη ροή, αυξάνονται οι απώλειες πυρήνα, καθώς μεγαλύτερο μαγνητικό πεδίο οδηγεί σε εντονότερα φαινόμενα υστέρησης του πεδίου στον πυρήνα τα οποία προκαλούν απώλειες, αλλά και σε διννορεύματα, τα οποία επίσης παράγουν απώλειες. Στην πράξη, οι απώλειες χαλκού είναι η κυρίαρχη πηγή απωλειών της μηχανής κατά τη λειτουργία σε υψηλά φορτία, ενώ οι απώλειες πυρήνα αποτελούν ένα σημαντικό ποσοστό των απωλειών σε χαμηλά φορτία.

2.2.1 ΠΡΟΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΕΝΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ (OFF-LINE)



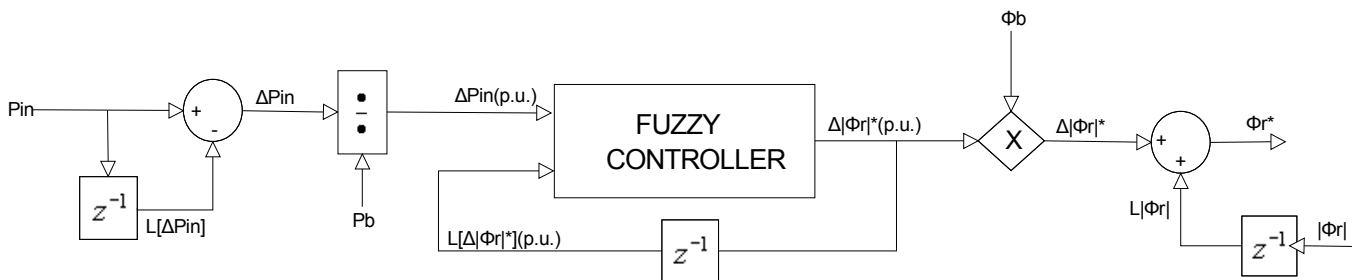
ΣΧΗΜΑ 2.1 Α: ΛΟΓΙΚΗ ΒΗΜΑΤΙΚΩΝ ΜΕΤΑΒΟΛΩΝ ΤΩΝ ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ I_{qs}^* & I_{ds}^* ΓΙΑ ΕΥΡΕΣΗ ΤΟΥ ΣΗΜΕΙΟΥ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΕΛΑΧΙΣΤΗΣ ΚΑΤΑΝΑΛΩΣΗΣ ΙΣΧΥΟΣ. Β: ΑΝΑΠΑΡΑΣΤΑΣΗ ΤΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΧΑΛΚΟΥ, ΤΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΠΥΡΗΝΑ ΚΑΙ ΤΩΝ ΣΥΝΟΛΙΚΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΗΣ ΡΟΗΣ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ Ψ_R , ΚΑΘΩΣ ΚΑΙ ΤΟΥ ΣΗΜΕΙΟΥ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΩΝ ΣΥΝΟΛΙΚΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ

Η λογική του ελέγχου βέλτιστης απόδοσης προγραμματίζοντας τη μαγνητική ροή του δρομέα (off-line βελτιστοποίηση της απόδοσης) φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα. Η ροή του δρομέα ελαττώνεται μειώνοντας το ρεύμα μαγνήτισης i_{ds}^* . Για να διατηρηθεί σταθερή η ροπή της μηχανής, ο ελεγκτής της ταχύτητας αυξάνει κατάλληλα το ρεύμα ροπής i_{qs}^* . Καθώς η ροή ελαττώνεται, οι απώλειες πυρήνα ελαττώνονται, όμως αυξάνονται οι απώλειες χαλκού. Ωστόσο, οι συνολικές απώλειες της μηχανής ελαττώνονται, άρα η μηχανή απορροφά λιγότερη ισχύ. Ο αλγόριθμος συνεχίζεται εωσότου το σύστημα κατασταλάξει στο σημείο ελάχιστης κατανάλωσης ισχύος. Οποιαδήποτε μετακίνηση από αυτό το σημείο λειτουργίας θα εξαναγκάσει το σύστημα να επιστρέψει σε αυτό.

2.2.2 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΣΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΧΡΟΝΟ

Η on-line βελτιστοποίηση της απόδοσης λειτουργεί ως εξής: Η ροή ελαττώνεται βηματικά ανά καθορισμένες χρονικές περιόδους μέχρι η μετρούμενη ισχύς εισόδου της μηχανής να φτάσει την ελάχιστη τιμή της και η απόδοση της μηχανής να γίνει μέγιστη. Το βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι δεν απαιτεί ακριβή γνώση των παραμέτρων της μηχανής, είναι σχετικά αναισθητή σε μεταβολές παραμέτρων της μηχανής και εφαρμόσιμη σε οποιοδήποτε σύστημα κίνησης.

2.2.2.1 ΜΕΘΟΔΟΣ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΣΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΧΡΟΝΟ ΚΑΤΑ BOSE [IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL 42, NO. 2, 1995]



ΣΧΗΜΑ 2.2 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΚΑΤΑ BOSE [IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL 42, NO. 2, 1995]

Στην τεχνική αυτή επιδιώκουμε να μεγιστοποιήσουμε την ενεργειακή απόδοση του συστήματος κίνησης, ελέγχοντας συνεχώς τη μαγνητική ροή του δρομέα της μηχανής, έτσι ώστε η ισχύς εισόδου του συστήματος να πάρει την ελάχιστη δυνατή τιμή, για τη δεδομένη ταχύτητα και το φορτίο του κινητήρα. Ο «πυρήνας» του συστήματος ελέγχου της απόδοσης είναι ένας **ελεγκτής ασαφούς λογικής (fuzzy controller)**. Ο λόγος που επιλέχθηκε ένα σύστημα ασαφούς ελέγχου για τη μεγιστοποίηση της απόδοσης του συστήματος, είναι ότι ο κινητήρας επαγωγής έχει διάφορες πηγές απωλειών (χαλκού,

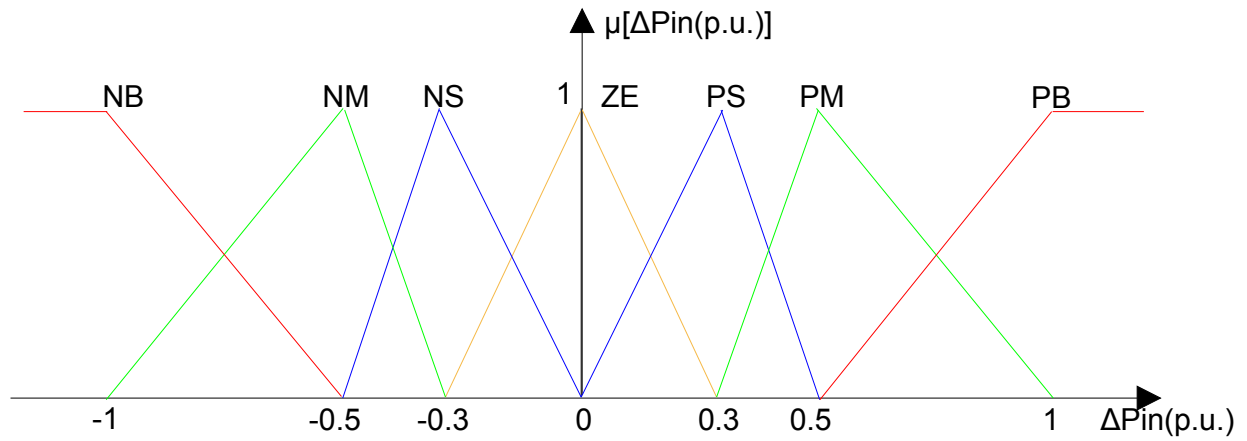
υστέρησης, δινορρευμάτων, τριβών). Οι συνολικές απώλειες της μηχανής είναι μια πολύπλοκη συνάρτηση πολλών παραμέτρων, όπως της ταχύτητας περιστροφής, του φορτίου, της ροής κ.τ.λ., και έτσι, είναι δύσκολο να μοντελοποιηθούν μαθηματικά επακριβώς. Επομένως, δε θα ήταν κατάλληλος ένας κλασικός ελεγκτής για την ελαχιστοποίηση των απωλειών αυτών. Αντίθετα, ένα σύστημα αυτομάτου ελέγχου ασαφούς λογικής δεν απαιτεί ακριβές μαθηματικό μοντέλο για την εκτίμηση των απωλειών της μηχανής. Η λογική του ελέγχου είναι να μεταβάλλει τη ροή σε κάθε βήμα, έτσι ώστε η ισχύς εισόδου της μηχανής να ελαττώνεται. Ο βασικός κανόνας έχει ως εξής:

Όταν η ισχύς εισόδου έχει μεταβληθεί αρνητικά σε σχέση με την προηγούμενη τιμή της, τότε ο ελεγκτής προκαλεί μεταβολή στην εντολή της ροής, ίδιου προσήμου με την αντίστοιχη μεταβολή στο προηγούμενο δείγμα. Επομένως, ο ελεγκτής δέχεται ως εισόδους, τη μεταβολή της ισχύος εισόδου ΔP_{in} , και τη μεταβολή στην εντολή της μαγνητικής ροής $L[\Delta \Psi_r^*]$ του προηγούμενου δείγματος, δηλαδή την προηγούμενη τιμή της εξόδου. Ως έξοδο, έχει προφανώς τη μεταβολή στην εντολή της μαγνητικής ροής $\Delta \Psi_r^*$. Για να επιτευχθεί ταχύτερη απόκριση του fuzzy ελεγκτή, και να αποφευχθούν πιθανά προβλήματα αστάθειας εξαιτίας του ελεγκτή, τόσο οι εισοδοί όσο και η έξοδος του ελεγκτή είναι κανονικοποιημένες τιμές, είτε ως προς σταθερές τιμές βάσης, είτε με μεταβλητές τιμές βάσης ανάλογα με το εκάστοτε σημείο λειτουργίας του συστήματος.

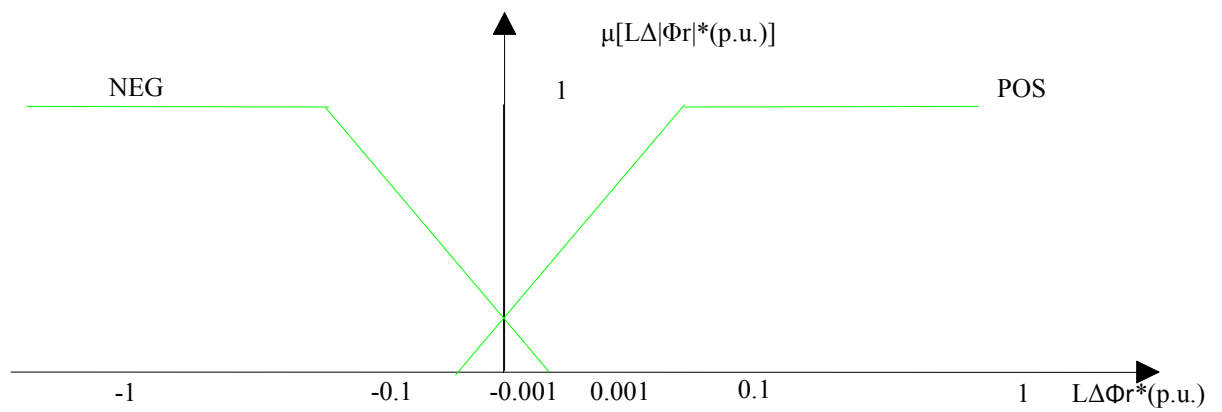
Πρέπει να σημειωθεί ότι, με τη συγκεκριμένη τεχνική, είναι εφικτή η βελτιστοποίηση της απόδοσης μόνο κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής. Ένα μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι, ότι η μεταβατική απόκριση της μηχανής σε μεταβολές ταχύτητας ή φορτίου είναι σχετικά αργή, καθώς η ελάττωση του επιπέδου της μαγνητικής ροής, ελαττώνει τη μέγιστη δυνατή αναπτυσσόμενη ροπή. Γι αυτό το λόγο, σε οποιαδήποτε μεταβολή στο φορτίο ή στην εντολή της ταχύτητας, αν τεθεί αυτομάτως η εντολή της ροής ίση με την ονομαστική ροή της μηχανής, τότε μπορεί να επανέλθει η δυνατότητα για ταχεία μεταβατική απόκριση. Αυτό μπορεί να υλοποιηθεί με ένα πρόγραμμα, το οποίο θα δίνει στην εντολή ροής τιμή, ίση με την ονομαστική, όταν το απόλυτο σφάλμα της ταχύτητας υπερβεί μια συγκεκριμένη τιμή $|\Delta \omega_{mech}| > \epsilon$, και στις υπόλοιπες περιπτώσεις τη ροή που είναι η έξοδος του ελεγκτή βέλτιστης απόδοσης.

ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΚΤΗ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή η «ασαφοποίηση» των μεταβλητών εισόδου του ελεγκτή ΔP_{in} & $L[\Delta \Phi_r]^*$, πραγματοποιείται σύμφωνα με τα παρακάτω διαγράμματα. Η μεταβλητή ΔP_{in} ασαφοποιείται σε 7 ασαφή σύνολα, ενώ η μεταβλητή $L[\Delta \Phi_r]^*$, ασαφοποιείται σε 2 ασαφή σύνολα.



ΣΧΗΜΑ 2.3 ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ ΔP_{IN} ΤΟΥ FUZZY-CONTROLLER



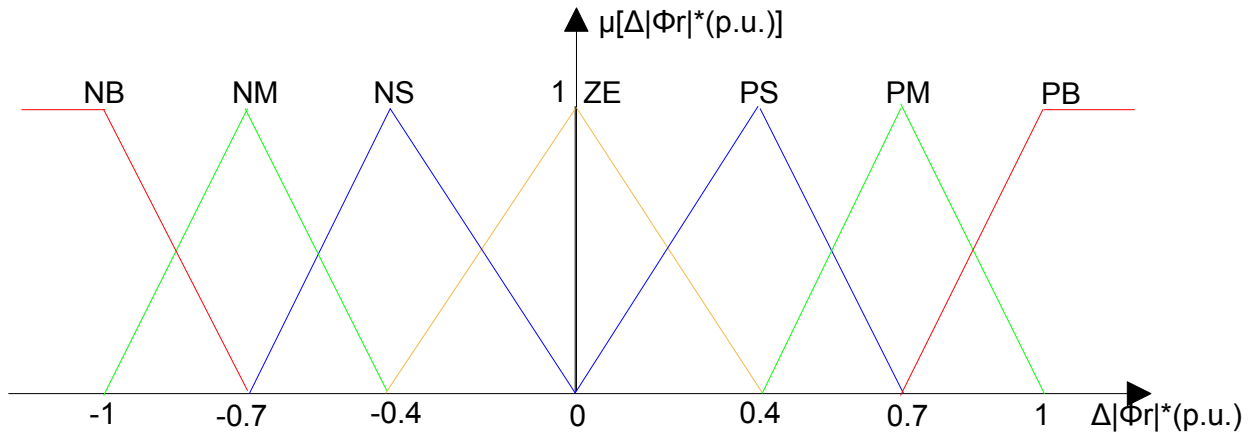
ΣΧΗΜΑ 2.4 ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ $L\Delta|\Phi_r|^*$ ΕΛΕΓΚΤΗ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ

Το σύνολο των κανόνων με βάση τους οποίους γίνεται η εξαγωγή συμπερασμάτων κατά τη διαδικασία του ελέγχου φαίνεται στον ΠΙΝΑΚΑ 3:

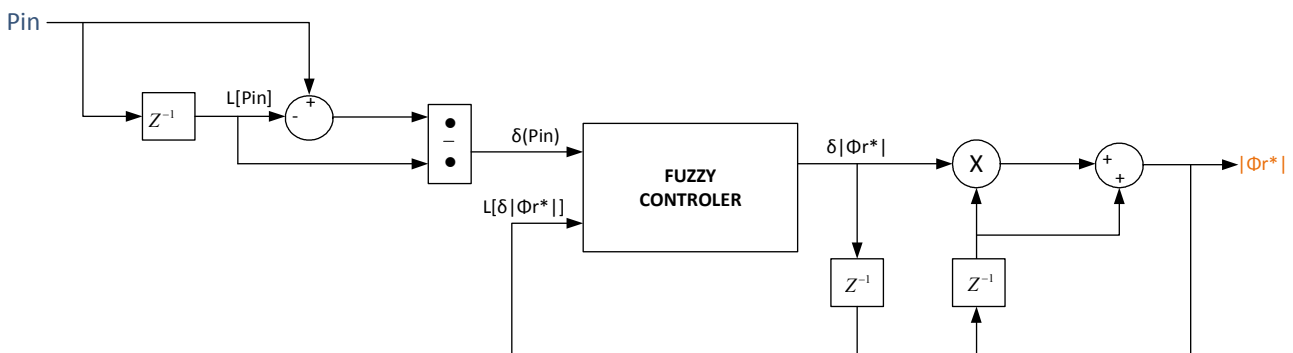
ΠΙΝΑΚΑΣ 3

$I\Delta \Phi_r (p.u.)$ $\Delta P_{in}(p.u.)$	NEG	POS
	PB	<i>PM</i>
PM	<i>PS</i>	<i>NS</i>
PS	<i>PS</i>	<i>NS</i>
ZE	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>
NS	<i>NS</i>	<i>PS</i>
NM	<i>NM</i>	<i>PM</i>
NB	<i>NB</i>	<i>PB</i>

Τέλος, η απο-ασαφοποίηση της εξόδου του ελεγκτή πραγματοποιείται σύμφωνα με το παρακάτω διάγραμμα. Η μεταβλητή εξόδου $\Delta|\Phi_r|^*$ είναι ασαφιοποιημένη σε 7 ασαφή σύνολα.



ΣΧΗΜΑ 2.5 ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΕΞΟΔΟΥ $\Delta|\Phi_r|^*$ ΤΟΥ FUZZY CONTROLLER



ΣΧΗΜΑ 2.6 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΒΕΛΤΙΣΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΜΕ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΕΙΣΟΔΟΥ P_{in} , ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΟΠΟΥ ΟΙ ΕΙΣΟΔΟΙ ΚΑΙ ΟΙ ΕΞΟΔΟΙ ΤΟΥ FUZZY ΕΛΕΓΚΤΗ, ΕΙΝΑΙ ΚΑΝΟΝΙΚΟΠΟΙΗΜΕΝΕΣ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΙΣ ΠΡΟΗΓΟΥΜΕΝΕΣ ΤΙΜΕΣ ΤΟΥΣ

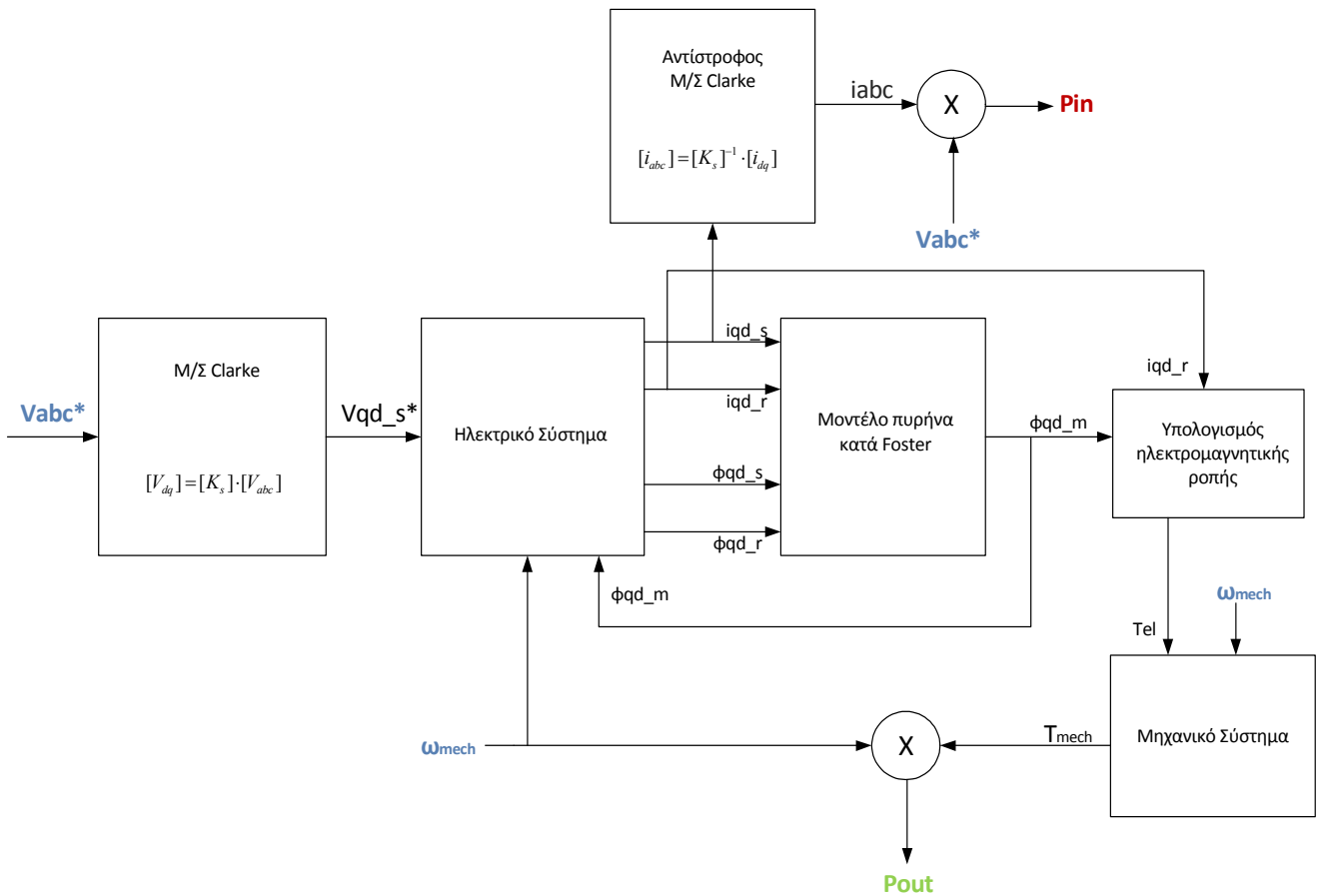
2.2.2.2 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΣΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΧΡΟΝΟ ΜΕ ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

Σε αυτή την τεχνική, δίνεται ως είσοδος στον fuzzy ελεγκτή, πληροφορία, που εξαρτάται αποκλειστικά από την ενεργειακή απόδοση της μηχανής $a = \frac{P_{out}}{P_{in}}$. Συγκεκριμένα, το ζητούμενο είναι να μεγιστοποιήσουμε την απόδοση α . Ο ελεγκτής ασαφούς λογικής που χρησιμοποιήθηκε στην παραπάνω τεχνική, αποτελείται από κανόνες οι οποίοι επιβάλλουν την ελαχιστοποίηση της εισόδου

του ελεγκτή. Ωστόσο, για να μεγιστοποιηθεί η απόδοση α , η οποία ανήκει στο διάστημα $[0,1]$, αρκεί να ελαχιστοποιηθεί η ποσότητα $1-\alpha$, η οποία ανήκει και αυτή στο διάστημα $[0,1]$. Επομένως, η ποσότητα $1-\alpha$, μπορεί να είναι η είσοδος του fuzzy ελεγκτή, ο οποίος θα ρυθμίζει κατάλληλα τη μαγνητική ροή έτσι ώστε να την ελαχιστοποιεί.

2.2.2.2.1 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

Για να είναι δυνατή η ενεργειακή απόδοση της μηχανής $a = \frac{P_{out}}{P_{in}}$, σε πραγματικό χρόνο, αρκεί να εκτιμηθεί σε πραγματικό χρόνο, η ηλεκτρική ισχύς εισόδου, P_{in} , και η μηχανική ισχύς εξόδου P_{out} . Έτσι, για να επιτευχθεί μια σχετικά ακριβής εκτίμηση της ενεργειακής απόδοσης, μπορεί να υλοποιηθεί ο παρακάτω εκτιμητής ισχύος εισόδου και εξόδου. Ο εκτιμητής αυτός, μοντελοποιείται με βάση τις εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής. Δέχεται σαν σήματα εισόδου, την αναφορά της τάσεως τροφοδοσίας V_{abc}^* και την ταχύτητα περιστροφής της μηχανής ω_{mech} . Επομένως, είναι δυνατό να εκτιμάται σε πραγματικό χρόνο, η απόδοση ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, το οποίο περιλαμβάνει μόνο έναν αισθητήρα ταχύτητας, αποφεύγοντας έτσι τη χρήση αισθητήρων μέτρησης ισχύος και ροπής. Τα σήματα αναφοράς της 3-φασικής τάσης τροφοδοσίας λαμβάνονται από το σύστημα διανυσματικού ελέγχου, όπου τα σήματα ρευμάτων αναφοράς της μηχανής που παράγονται από τον έλεγχο, μετατρέπονται σε σήματα τάσεων αναφοράς για την οδήγηση του αντιστροφέα με *Space Vector Modulation*, όπως θα εξηγηθεί σε παρακάτω.



ΣΧΗΜΑ 2.7 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΚΤΙΜΗΤΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ Α ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΕ ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΕΙΣΟΔΟΥ P_{IN} ΚΑΙ ΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΕΞΟΔΟΥ P_{OUT}

Προφανώς, η **στιγμιαία** ηλεκτρική ισχύς εισόδου της μηχανής είναι:

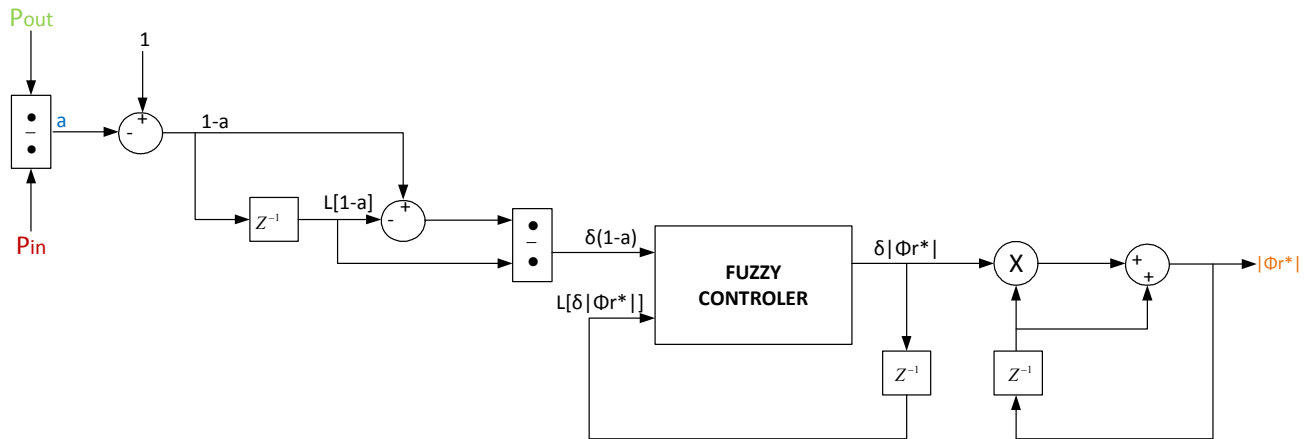
$$P_{in} = P_{el} = [v_a \quad v_b \quad v_c]^* \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{v}_{abc}^T \cdot \mathbf{i}_{abc} \quad (2.1)$$

Και η μηχανική ισχύς εξόδου:

$$P_{out} = P_{mech} = T_{mech} \cdot \omega_{mech} \quad (2.2)$$

2.2.2.2.2 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

Παρακάτω φαίνεται το δομικό διάγραμμα του συστήματος ελέγχου μεγιστοποίησης της απόδοσης με τον fuzzy controller.



ΣΧΗΜΑ 2.8 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΜΕ ΣΗΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ ΣΤΟΝ ΕΛΕΓΚΤΗ ΕΞΑΡΤΩΜΕΝΟ ΑΠΟ ΤΗΝ ΕΚΤΙΜΩΜΕΝΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A=P_{OUT}/P_{IN}$

2.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

Στο σύστημα άμεσου διανυσματικού ελέγχου, που χρησιμοποιήθηκε, το ζητούμενο είναι να γίνει έλεγχος των ρευμάτων της μηχανής μέσω του μετατροπέα ισχύος. Ωστόσο, ο αντιστροφέας που έχει χρησιμοποιηθεί στην εφαρμογή αυτή είναι **αντιστροφέας πηγής τάσης**. Επομένως, για να επιτευχθεί ελεγχόμενο ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα, που είναι το ρεύμα που εισέρχεται στη μηχανή, πρέπει χρησιμοποιηθεί κάποια τεχνική οδήγησης του αντιστροφέα για έλεγχο ρεύματος.

Μια επιλογή θα μπορούσε να είναι ο έλεγχος του αντιστροφέα σε **ζώνη υστέρησης (hysteresis band)**. Έτσι, να μην πραγματοποιείται αποτελεσματικός έλεγχος των ρευμάτων της μηχανής, ωστόσο αυτά εμφανίζουν έντονη αρμονική παραμόρφωση. Γι' αυτό το λόγο, είναι προτιμότερη η επιλογή ενός συστήματος οδήγησης του αντιστροφέα με **σταθερή διακοπτική** συχνότητα. Επιλέχθηκε η τεχνική **Space Vector Modulation**, όπου γίνεται χρήση του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα καθώς η 3-φασική τάση αναφοράς αναλύεται σε d-q άξονες, δημιουργώντας ένα στρεφόμενο διάνυσμα. Όμως, το συγκεκριμένο σύστημα διαμορφώνει τους παλμούς των διακοπών του αντιστροφέα, σύμφωνα με την τάση αναφοράς που δέχεται, επιχειρώντας να κάνει την τάση εξόδου ίση με αυτήν. Επομένως, είναι απαραίτητο, με δεδομένες τις τιμές των ρευμάτων αναφοράς που παράγονται από το διανυσματικό έλεγχο και την εντολή της ταχύτητας περιστροφής, να εκτιμηθεί η επιθυμητή τάση τροφοδοσίας της μηχανής σε κάθε χρονική στιγμή. Η τάση αυτή, θα δοθεί ως τάση αναφοράς στο σύστημα διαμόρφωσης παλμών **SVM**. Το σύστημα που κάνει εκτίμηση της τάσης αναφοράς, μοντελοποιείται με βάση τις εξισώσεις της μηχανής, στην απλοποιημένη τους μορφή, για λόγους υπολογιστικού κόστους, θεωρώντας μόνο έναν εγκάρσιο κλάδο L_m στο ισοδύναμο κύκλωμα **d-q**, σε **στατό πλαίσιο αναφοράς**.

Οι διαφορικές εξισώσεις του μοντέλου αυτού σε μορφή πινάκων, για μοντελοποίηση σε H/Y , φαίνονται παρακάτω. Είσοδοι στο μοντέλο είναι τα ρεύματα αναφοράς σε στατό πλαίσιο d_s - q_s , και η ταχύτητα αναφοράς του δρομέα: $\omega_r^* = \omega_{mech}^* P_p$.

$$V_{QDs}^* = R_s \cdot i_{QDs}^* + \int \psi_{QDs}^* d\tau \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \psi_{QDs}^* &= L_{ls} \cdot i_{QDs}^* + \psi_{QDm}^* \\ \psi_{QDr}^* &= L_{lr} \cdot i_{QDr}^* + \psi_{QDr}^* \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\psi_{QDm}^* = L_m (i_{QDs}^* + i_{QDr}^*) \quad (2.5)$$

$$i_{QDr}^* = \frac{1}{L_{lr}} \left[\int (\omega_r \cdot \psi_{[D-Q]r} - i_{QDr}^* \cdot R_r) d\tau - \psi_{QDm}^* \right] \quad (2.6)$$

Όπου:

$$\psi_{[D-Q]r} = \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ -\psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \psi_{QDr}^*$$

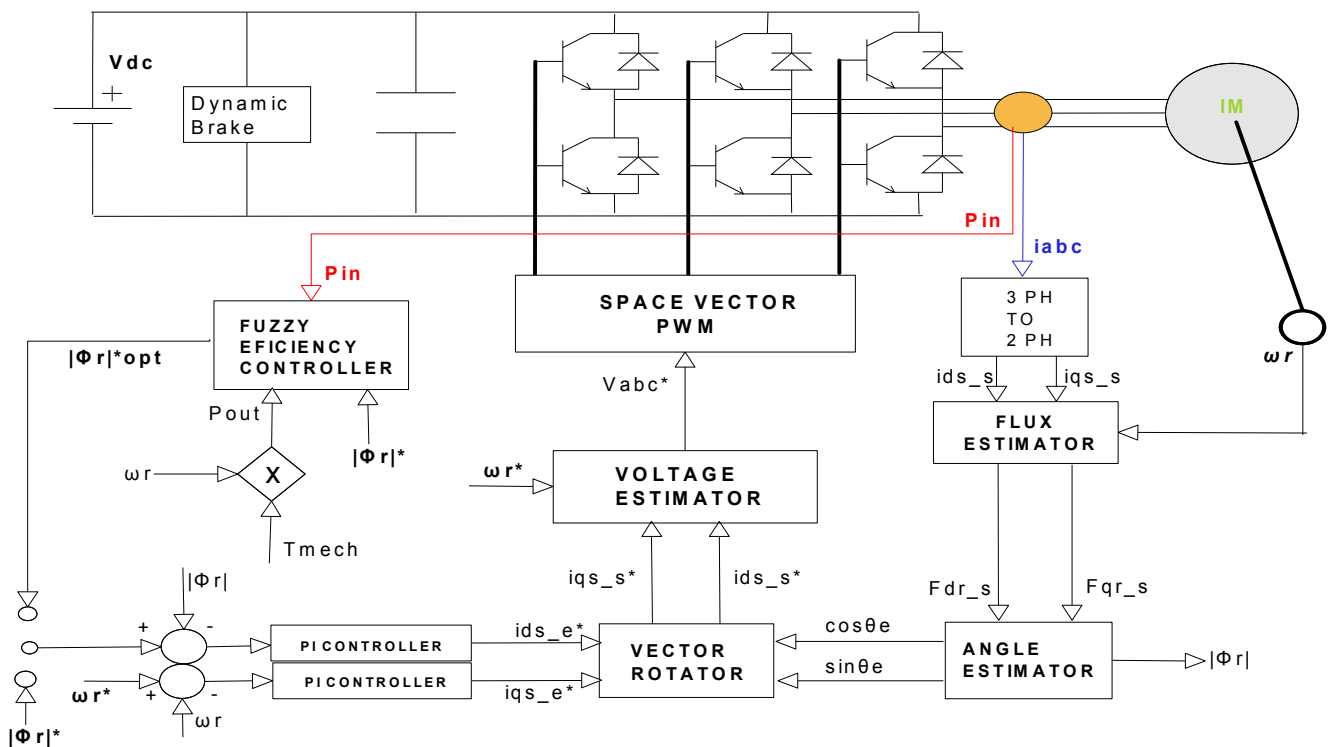
Προφανώς, από Μ/Σ Clarke παίρνουμε:

$$V_{abc}^* = [K_s]^{-1} \cdot V_{QDs}^* \quad (2.7)$$

Το μειονέκτημα του συγκεκριμένου μοντέλου, είναι ότι βασίζεται στις παραμέτρους της υπο έλεγχο μηχανής. Επομένως, μια μεταβολή σε αυτές τις παραμέτρους μπορεί να προκαλέσει κάποιο σφάλμα. Ωστόσο, καθώς ο έλεγχος γίνεται σε κλειστό βρόχο, το σφάλμα αυτό τείνει να ελαχιστοποιηθεί.

2.4 ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΣΧΗΜΑΤΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

Στο παρακάτω σχήμα (Σχ. 2.8) φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα ενός συστήματος άμεσου διανυσματικού ελέγχου μιας ασύγχρονης μηχανής με ενσωματωμένο ένα σύστημα on-line βελτιστοποίησης της απόδοσης. Στο σύστημα αυτό, ο βρόχος ανατροφοδότησης της ταχύτητας της μηχανής, παράγει την εντολή ρεύματος ροπής (ενεργού ρεύματος) i_{qs}^* . Η εντολή για το ρεύμα μαγνητισμού i_{ds}^* , παράγεται από το βρόχο ανάδρασης που ελέγχει τη ροή της μηχανής. Ο *PI* ελεγκτής της μαγνητικής ροής δέχεται την εντολή ροής από τις δύο θέσεις ενός διακόπτη. Τη θέση 1, όπου η εντολή ροής είναι στην ονομαστική τιμή της μηχανής κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας και τη θέση 2, όπου η εντολή της ροής προκύπτει από τον ελεγκτή ασαφούς λογικής για βέλτιστη απόδοση, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η μηχανική ροπή T_{mech} , είναι μια ποσότητα που η γνώση της είναι απαραίτητη για τον υπολογισμό της ισχύος εξόδου P_{out} , που με τη σειρά της είναι απαραίτητη για την εκτίμηση της ενεργειακής απόδοσης της μηχανής α . η εκτίμηση της ροπής αυτής, γίνεται με τον εκτιμητή του παραπάνω σχήματος, ο οποίος βασίζεται στο πλήρες μοντέλο της μηχανής επαγωγής που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία.



ΣΧΗΜΑ 2.9 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΑΠΟΤΕΛΟΥΜΕΝΟ ΑΠΟ ΜΗΧΑΝΗ ΕΠΑΓΩΓΗΣ, ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ ΣΥΣΤΗΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ SVM ΚΑΙ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΡΟΗΣ ΓΙΑ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΒΕΛΤΙΣΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

Στο παρόν κεφάλαιο συνοψίζονται οι προσομοιωμένες χαρακτηριστικές αποκρίσεις του συστήματος κίνησης αναφοράς, όταν εφαρμόζεται έλεγχος της διεγέρσεως του κινητήρα με χρήση:

- ❖ Τεχνικής, βασισμένης σε προαποθηκευμένες χαρακτηριστικές (off-line έλεγχος μαγνητικής ροής)
- ❖ Τεχνικής, βασισμένης σε χρήση ελεγκτή ασαφούς λογικής κατά Bose (on-line έλεγχος της μαγνητικής ροής)
- ❖ Τεχνικής, βασισμένης σε χρήση ελεγκτή ασαφούς λογικής και εκτίμηση της ενεργειακής αποδόσεως σε πραγματικό χρόνο (on-line έλεγχος μαγνητικής ροής με ενσωμάτωση εκτιμητή αποδόσεως)

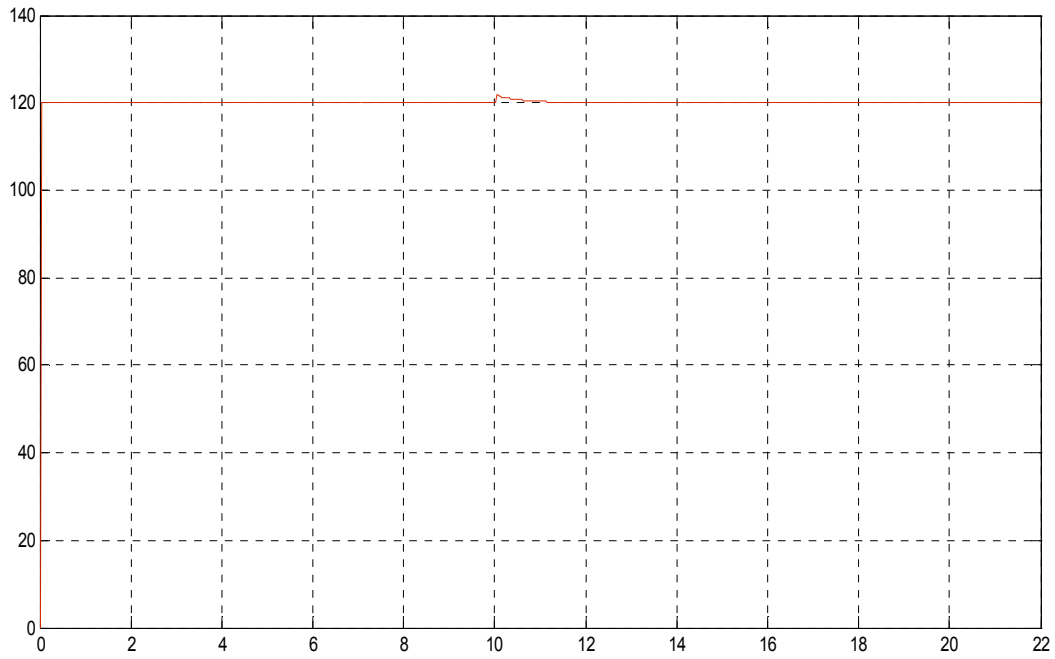
Έμφαση δίδεται στην επιβεβαίωση της ευστάθειας και της ευρωστίας του προτεινόμενου ελέγχου μέσω προσομοιώσεων δύο γεγονότων αναφοράς που εμπλέκουν βηματική αλλαγή στην ταχύτητα και στη ροπή φορτίου του κινητήρα, ενώ τα δεδομένα των υπολογισμών χρησιμοποιούνται για την συγκριτική αξιολόγηση των παραπάνω τεχνικών ελέγχου της διεγέρσεως και εν κατακλείδι της αποδόσεως του κινητήρα.

3.1 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ

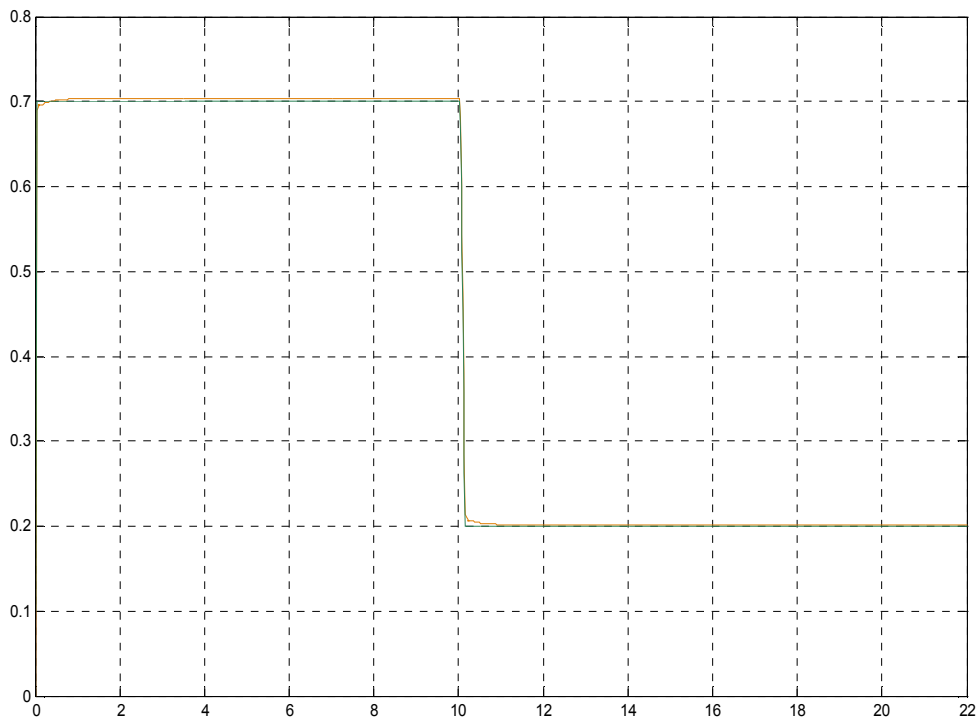
Παρακάτω, λαμβάνονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε κάθε τεχνική έλεγχου της μαγνητικής ροής. Σε κάθε περίπτωση, εκτελείται μια προσομοίωση για μια βηματική μεταβολή στο φορτίο καθώς και μια προσομοίωση για μια βηματική μεταβολή στην ταχύτητα περιστροφής.

3.1.1 ΠΡΟΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΜΕΝΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ

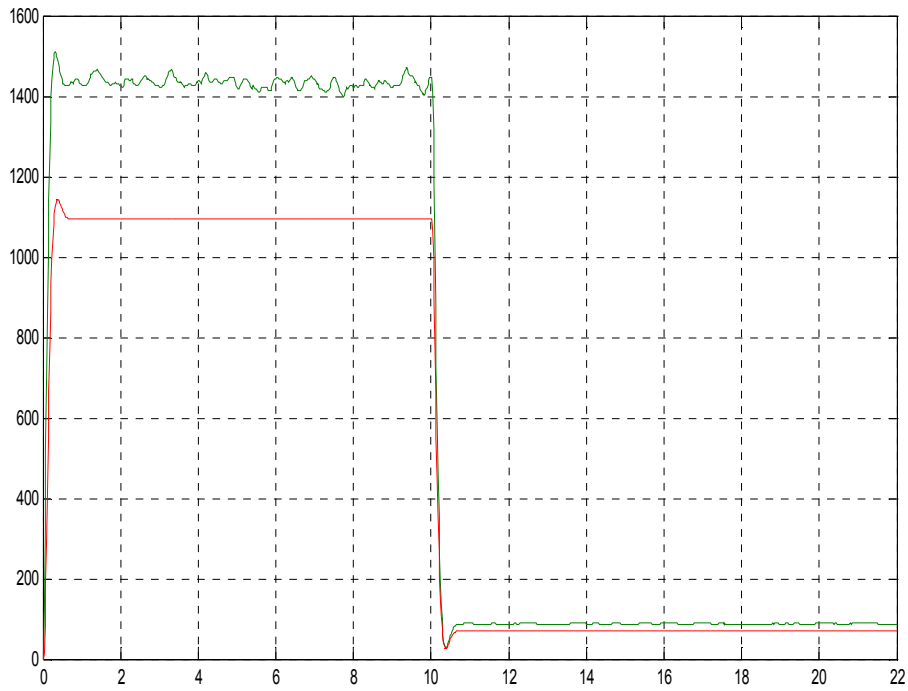
1] Βηματική μείωση της ροπής φορτίου από 96% της ονομαστικής ($T_N=P_N/\omega_N=10Nm$, αφού $\omega_N=157rad/sec$ & $P_N=2HP=1492 Watt$) σε 6% της ονομαστικής, με σταθερή ταχύτητα περιστροφής 120 rad/sec. Η ροή του δρομέα παίρνει τιμές, σύμφωνα με κατάλληλο αλγόριθμο προγραμματισμού της ροής (flux programming).



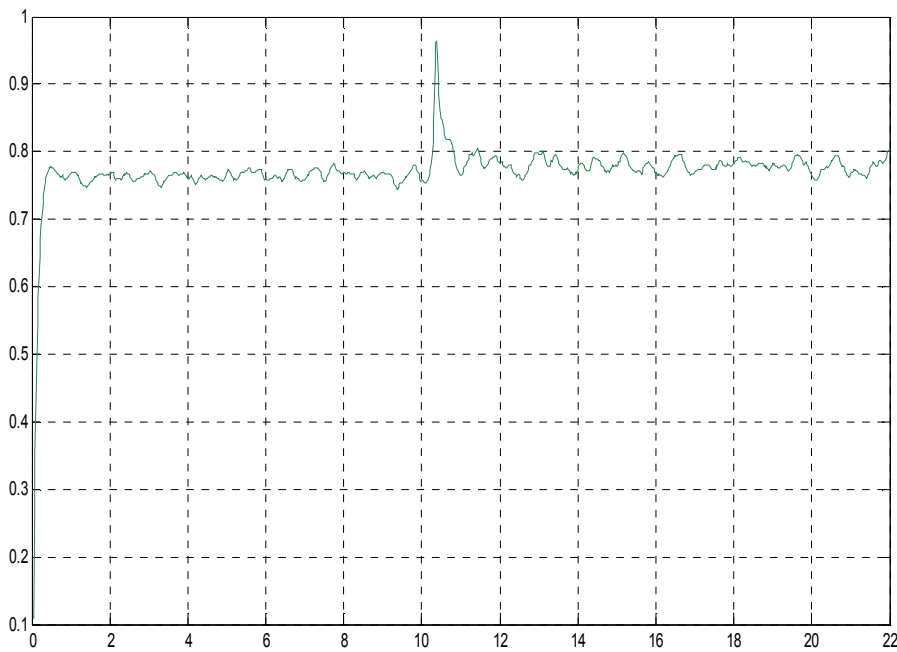
ΣΧΗΜΑ 3.1 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΗΣ Ω_{MECH} (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.2 ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ Ψ R (V*S) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

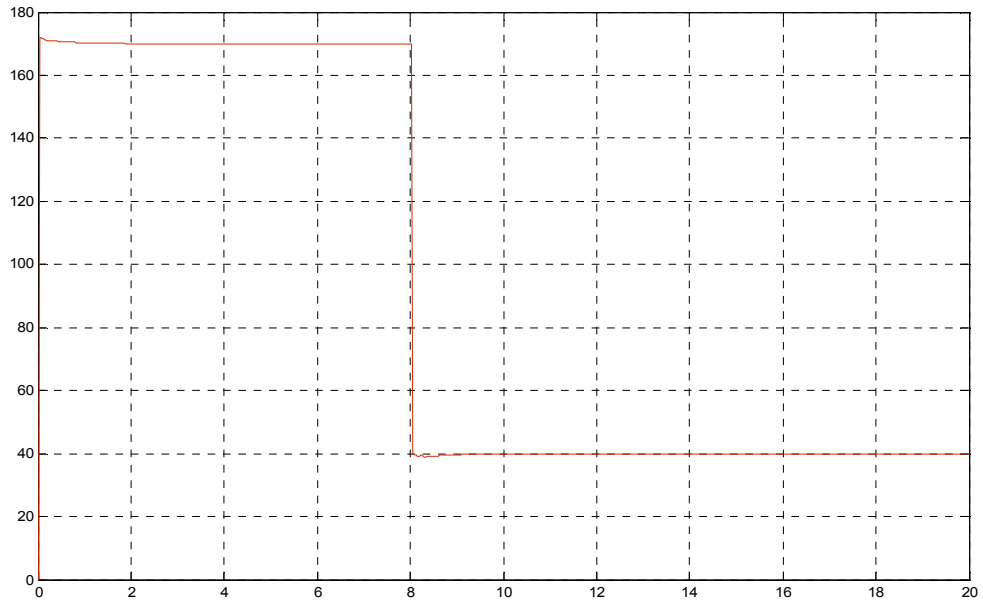


ΣΧΗΜΑ 3.3 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ P_{IN} - P_{OUT} (WATT) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ t (SEC)

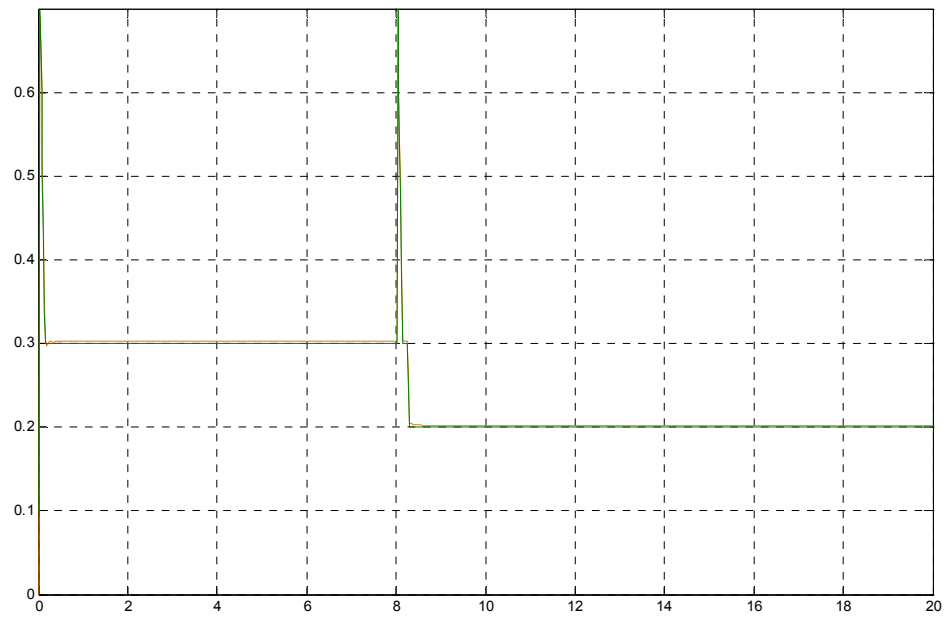


ΣΧΗΜΑ 3.4 ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A=P_{OUT}/P_{IN}$ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ t (SEC)

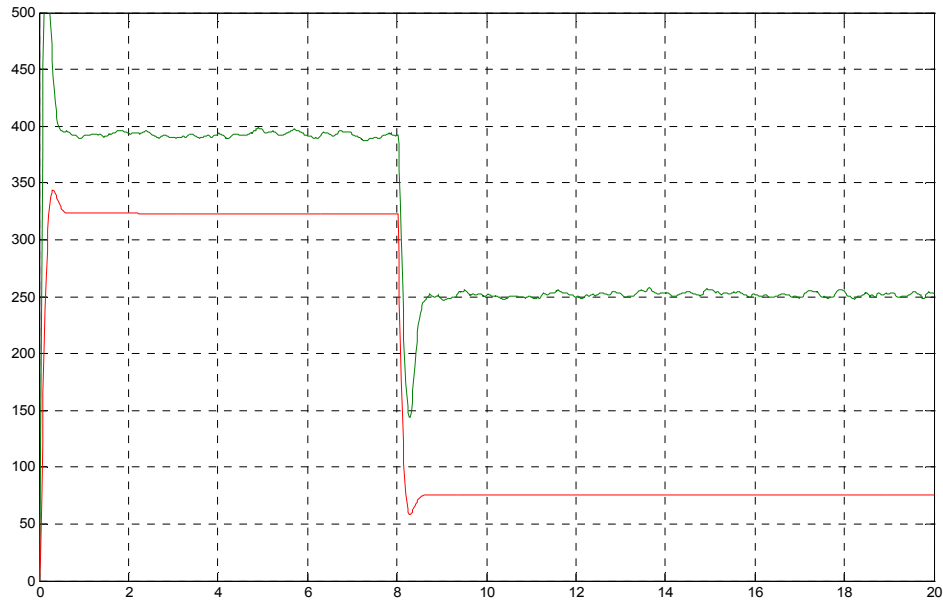
2] Βηματική μείωση στην ταχύτητα περιστροφής, από 170rad/sec σε 40rad/sec με φορτίο σταθερής ροπής ίσης με 20% της ονομαστικής:



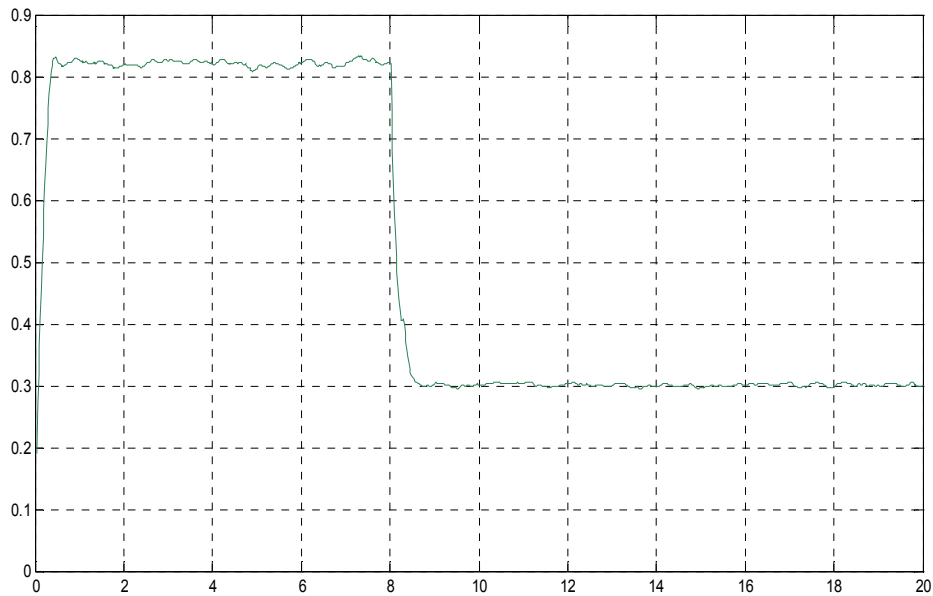
ΣΧΗΜΑ 3.5 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΗΣ ΩMECH (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.6 ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ ΨR (V*S) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.7 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ $P_{IN}-P_{OUT}$ (WATT) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)

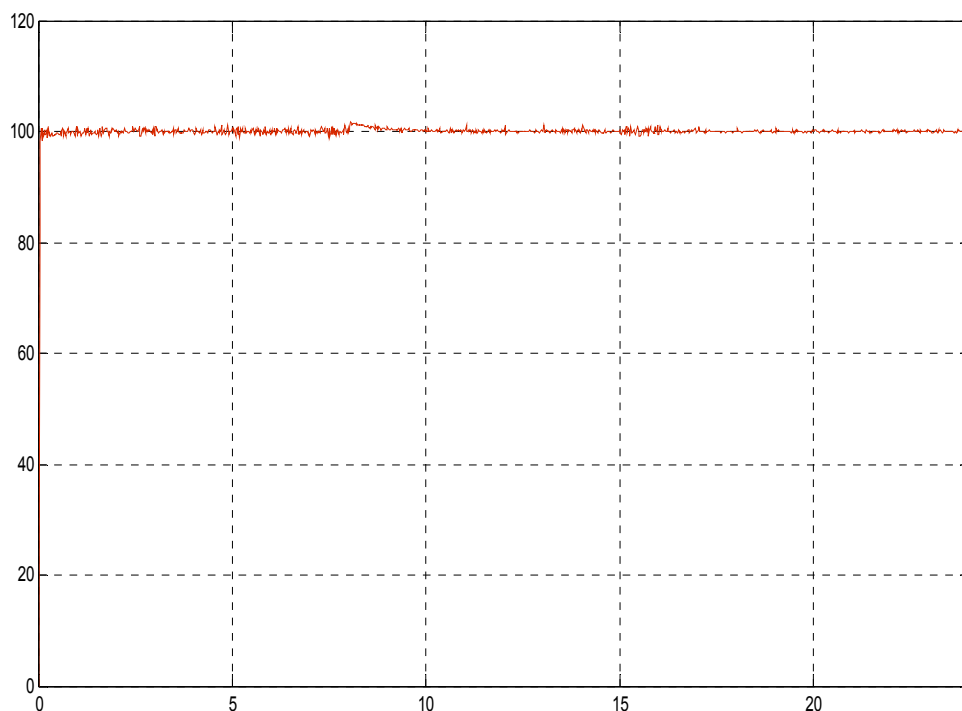


ΣΧΗΜΑ 3.8 ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A=P_{OUT}/P_{IN}$ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)

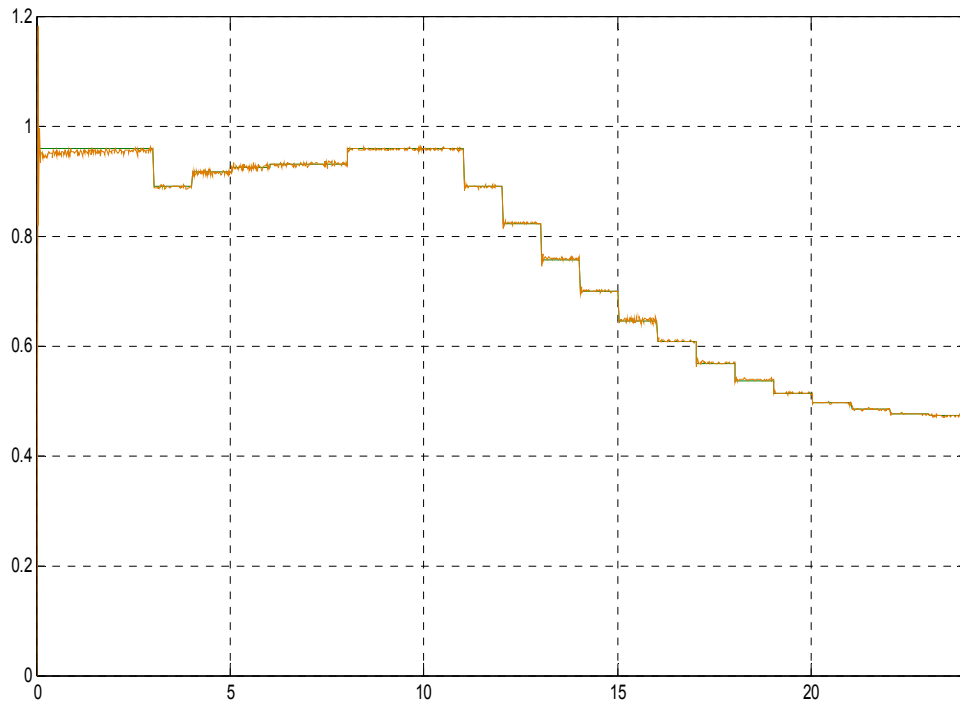
3.1.2.1 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΣΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΧΡΟΝΟ ΚΑΤΑ BOSE [IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL 42, NO. 2, 1995]

Εδώ, προσομοιώνεται το μοντέλο, εφαρμόζοντας όμως αυτή τη φορά on-line βελτιστοποίηση, με χρήση ασαφούς ελέγχου, για ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης από το σύστημα ισχύος, όπως απεικονίζεται στο σχήμα (2.6). Οι προσομοιώσεις που εκτελούνται είναι και εδώ, όμοια με πριν, μια περίπτωση βηματικής μείωσης στη ροπή του φορτίου με σταθερή ταχύτητα και μια περίπτωση βηματικής μείωσης στην ταχύτητα, με σταθερή ροπή φορτίου. Σε κάθε περίπτωση, η αρχική ροή αναφοράς (reference flux) της μηχανής είναι ίση με την ονομαστική της τιμή: $\Psi_N=0,96V\cdot s$. Αυτό συμβαίνει για την επίτευξη καλύτερων δυναμικών επιδόσεων, όπως έχει εξηγηθεί. Μόλις συμβεί μια μεταβολή στη ροπή ή στην ταχύτητα της μηχανής, η ροή επανέρχεται στην ονομαστική της τιμή, και μόλις το σύστημα επέλθει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, ο on-line έλεγχος τη μεταβάλλει ανά χρονικά διαστήματα $T_{opt}=1sec$, χρονικό διάστημα που επιλέχθηκε με βάση αποτελέσματα προσομοιώσεων.

1] Βηματική μείωση ροπής από 96% σε 6% της ονομαστικής, με σταθερή ταχύτητα 100 rad/sec:



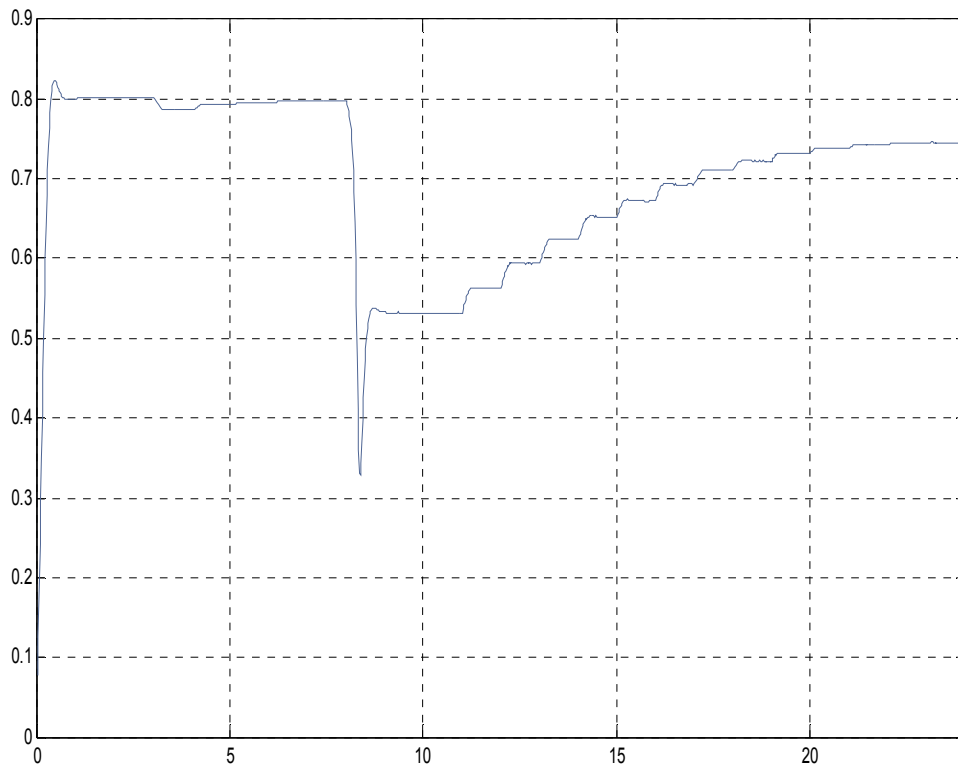
ΣΧΗΜΑ 3.9 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΗΣ Ω_{MECH} (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.10 ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ Ψ_R (V*s) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

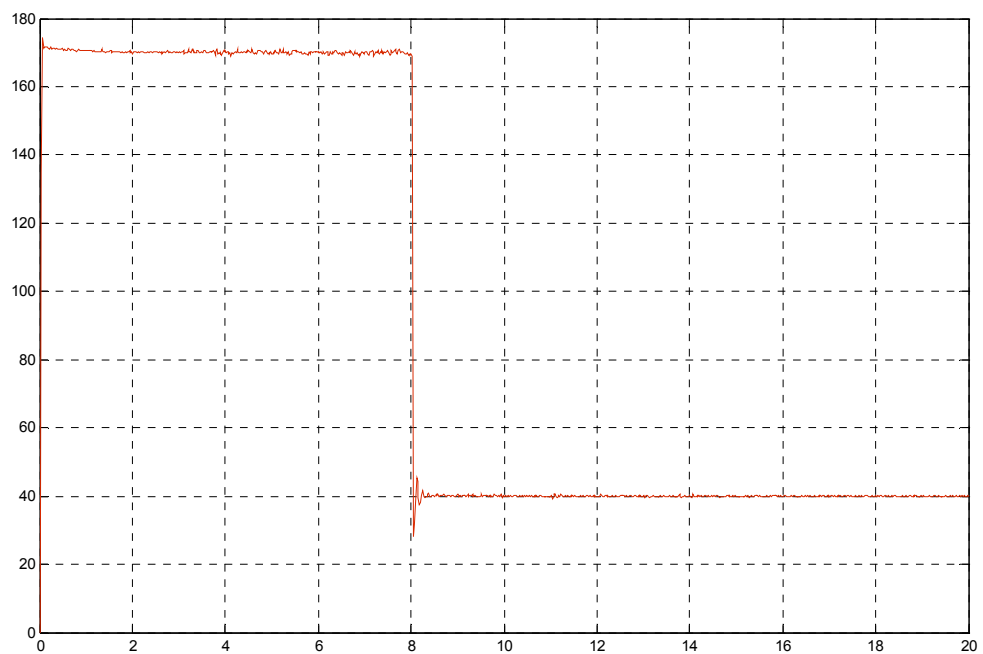


ΣΧΗΜΑ 3.11 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ $P_{IN}-P_{OUT}$ (W) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

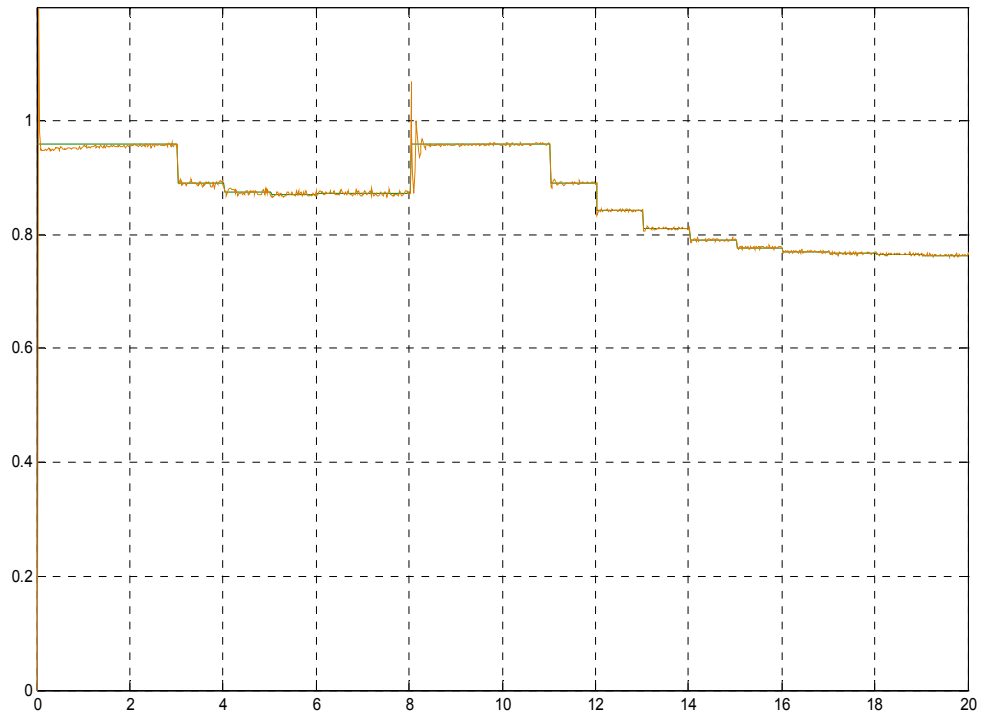


ΣΧΗΜΑ 3.12 ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A=P_{OUT}/P_{IN}$ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

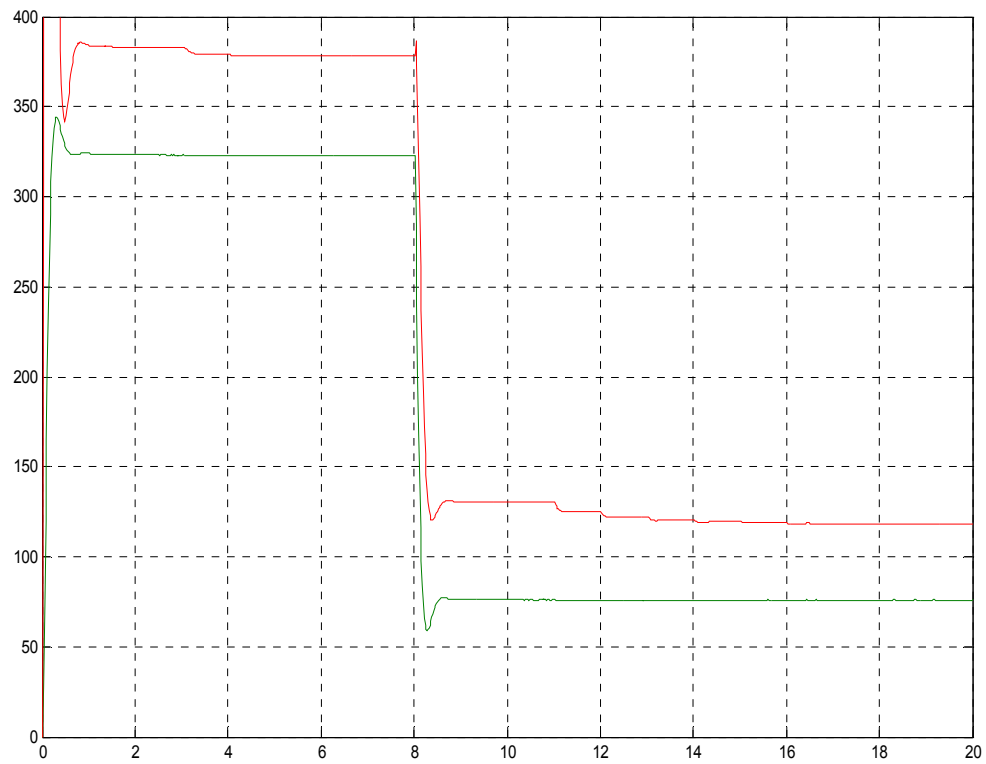
2] Βηματική μείωση της ταχύτητας από 170 rad/sec σε 40 rad/sec με σταθερή ροπή ίση με 20% της ονομαστικής:



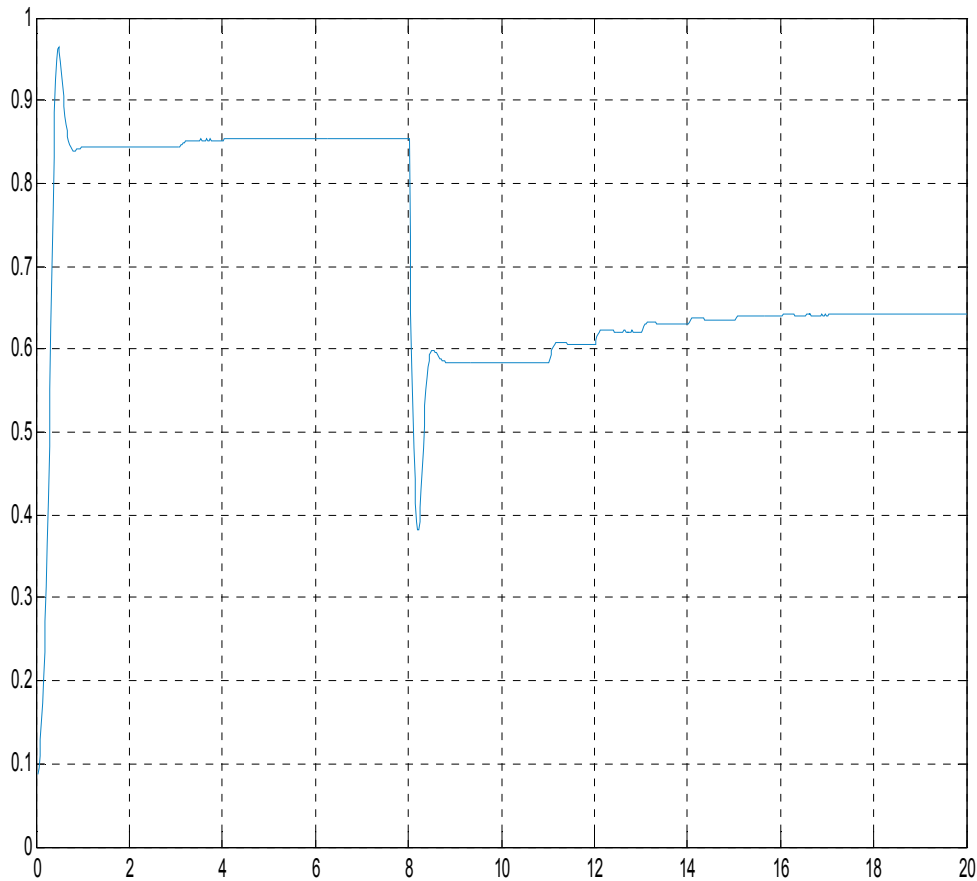
ΣΧΗΜΑ 3.13 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΗΣ Ω_{MECH} (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.14 ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ Ψ_R (V*s) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.15 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ P_{IN} - P_{OUT} (W) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

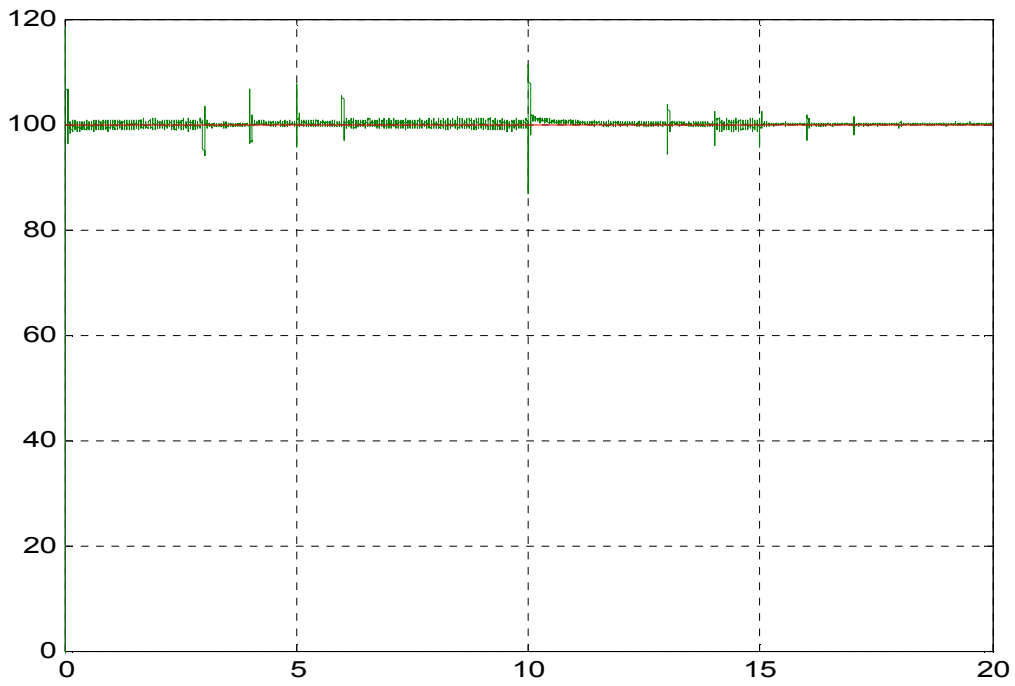


ΣΧΗΜΑ 3.16 ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A = P_{OUT} / P_{IN}$ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)

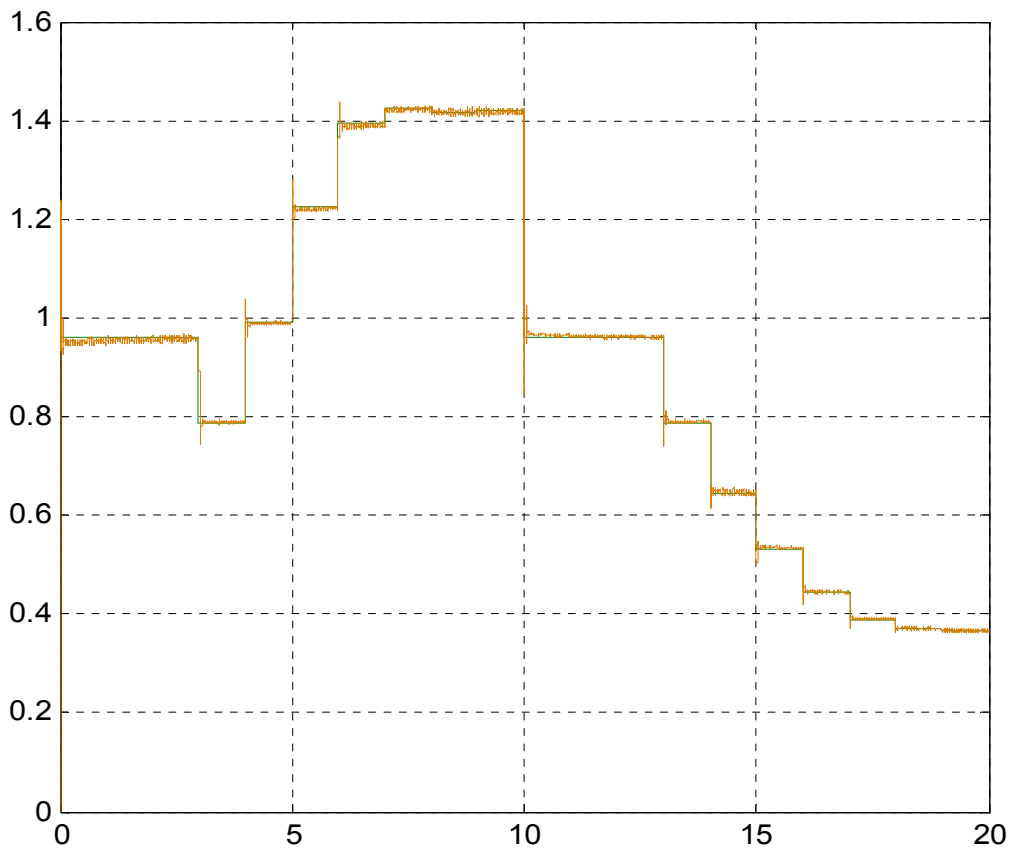
3.1.2.2 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕ ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΣΕ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟ ΧΡΟΝΟ

Στην περίπτωση αυτή, ο έλεγχος της μαγνητικής ροής γίνεται σύμφωνα με το δομικό διάγραμμα του σχήματος (2.8) όπου το σήμα εισόδου στον fuzzy controller είναι συνάρτηση αποκλειστικά της ενεργειακής απόδοσης του συστήματος, όπως εξηγήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Και σε αυτή την τεχνική ελέγχου, όταν συμβεί μεταβολή στην ταχύτητα ή στο φορτίο της μηχανής, επιβάλλεται στη μηχανή η ονομαστική της ροή $\Psi_N = 0,96V \cdot s$, η οποία είναι και η αρχική τιμή της ροής.

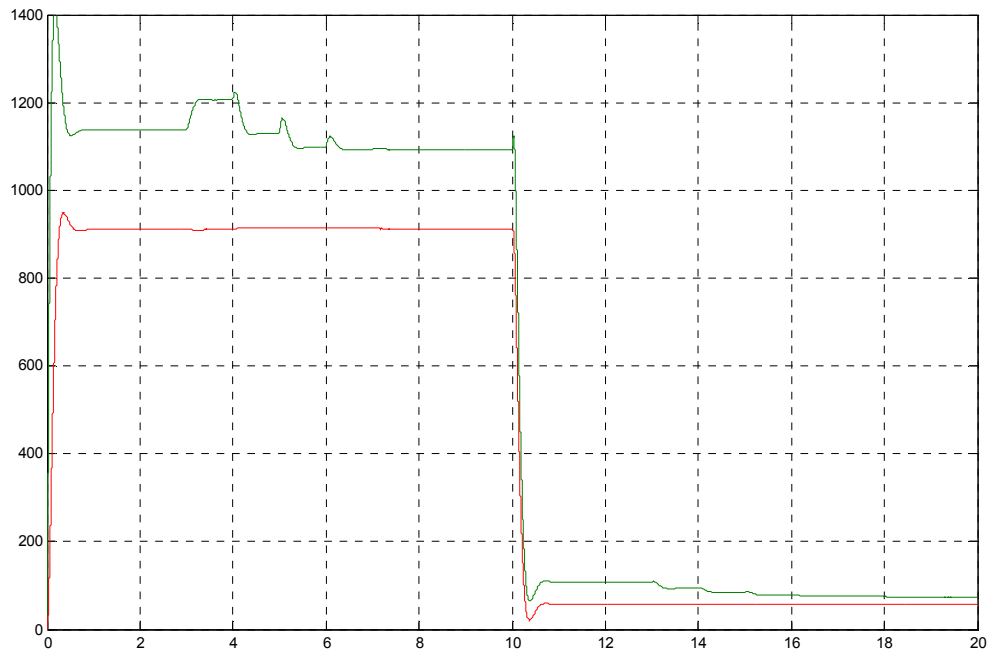
- 1] Βηματική μείωση ροπής από 96% σε 6% της ονομαστικής, με σταθερή ταχύτητα 100 rad/sec:



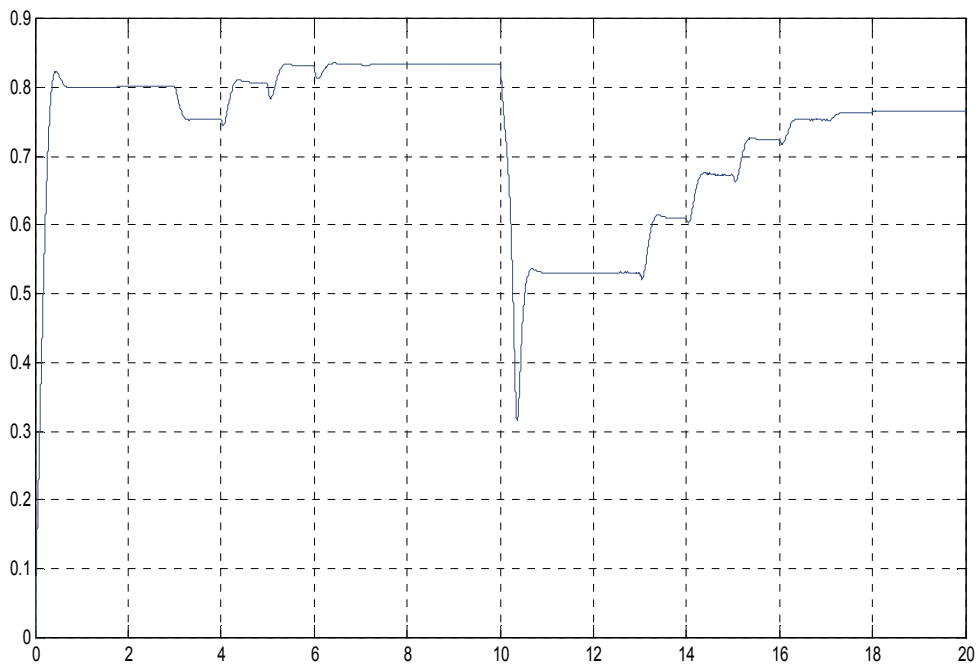
ΣΧΗΜΑ 3.17 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΗΣ Ω_{MECH} (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.18 ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ Ψ_R (V*S) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T (SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.19 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ $P_{IN}-P_{OUT}$ (W) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

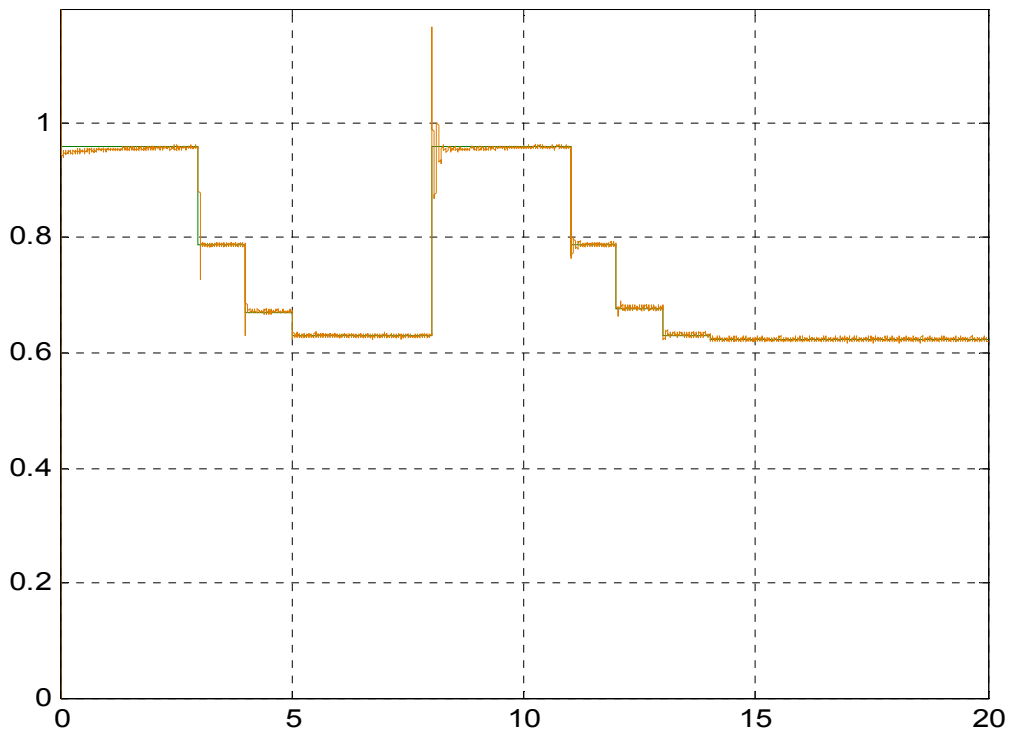


ΣΧΗΜΑ 3.20 ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A=P_{OUT}/P_{IN}$ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

2] Βηματική μείωση της ταχύτητας από 170 rad/sec σε 40 rad/sec με σταθερή ροπή φορτίου, ίση με 20% της ονομαστικής:



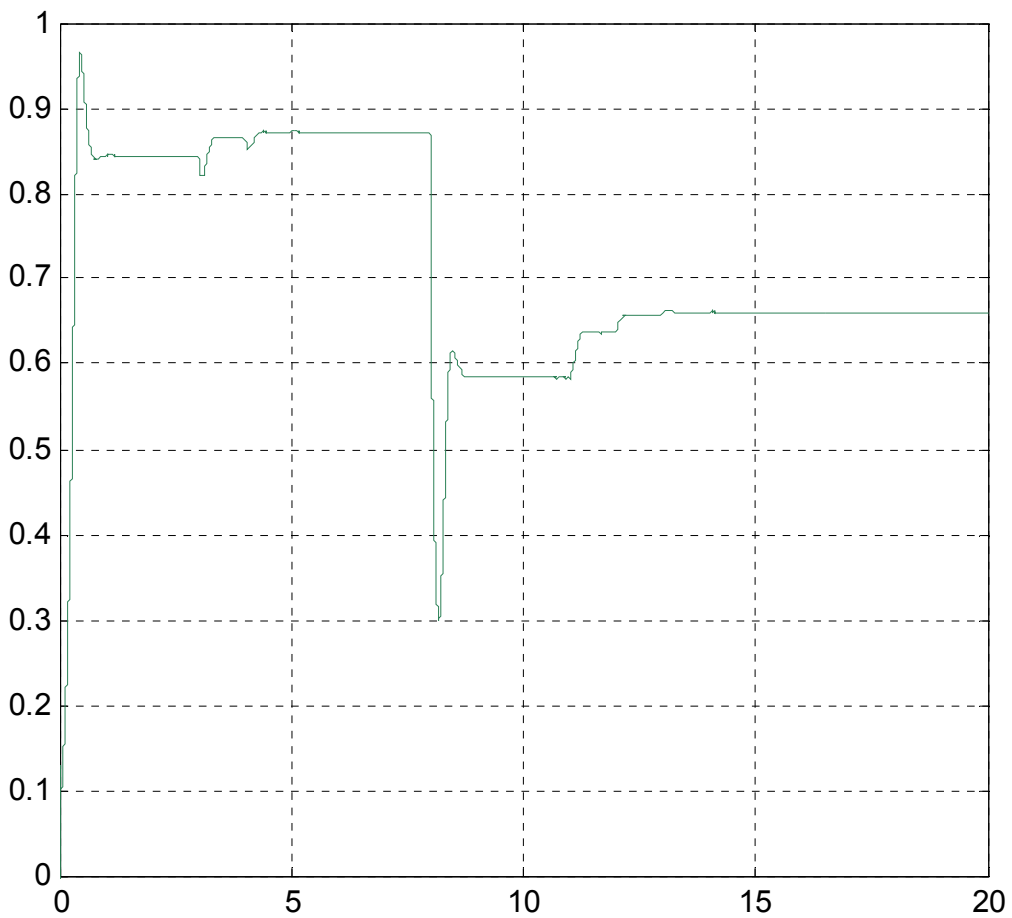
ΣΧΗΜΑ 3.21 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΗΣ Ω_{MECH} (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.22 ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ Ψ_R (V*S) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.23 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ P_{IN}-P_{OUT} (W) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ Τ(SEC)



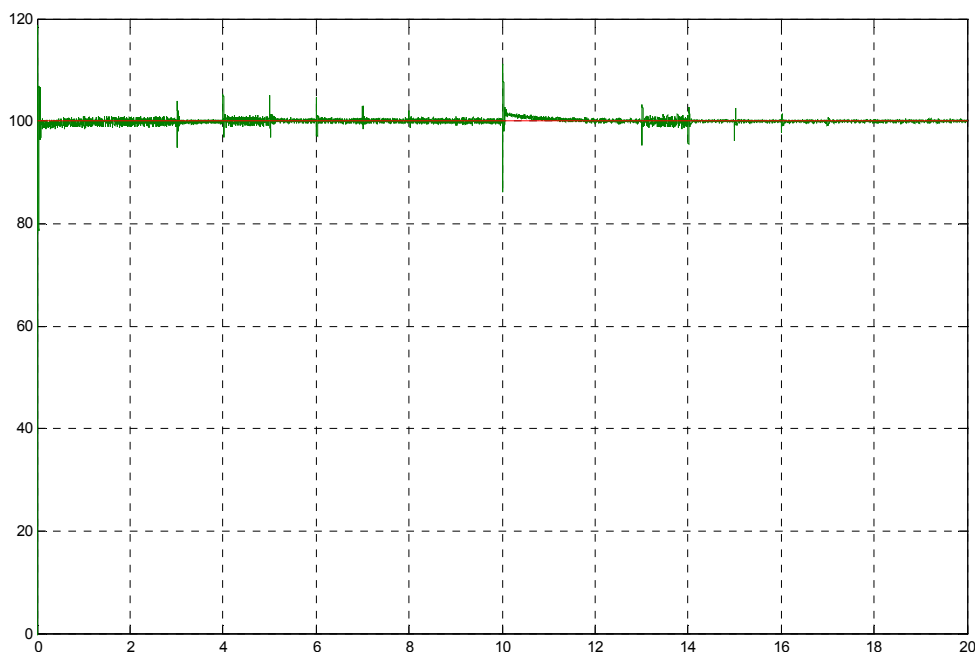
ΣΧΗΜΑ 3.24 ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ A=P_{OUT}/P_{IN} ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ Τ(SEC)

3.1.2.3 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΜΕΤΑΒΟΛΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ

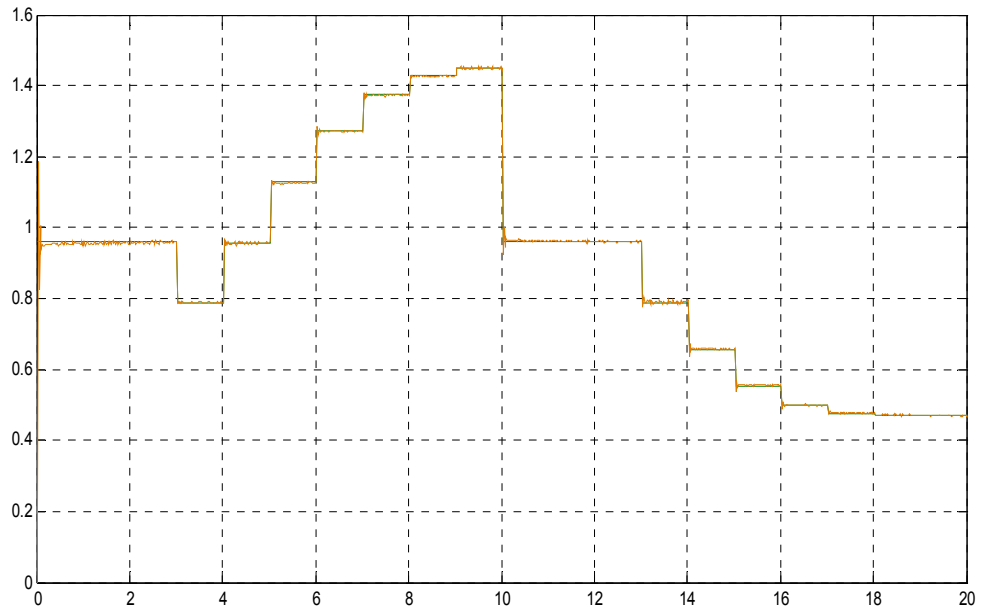
Για την εφαρμογή της παραπάνω τεχνικής ελέγχου, όπως είδαμε, είναι αναγκαία η εκτίμηση της ενεργειακής απόδοσης του συστήματος κίνησης. Ο εκτιμητής της απόδοσης, βασίζεται στο πλήρες μοντέλο της μηχανής που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 1. Ωστόσο, οι μαθηματικές εξισώσεις του μοντέλου, περιέχουν τις τυποποιημένες τιμές του μοντέλου, που μετρήθηκαν στο εργαστήριο. Ωστόσο, συχνά μια αύξηση της θερμοκρασίας προκαλεί μεταβολές σε παραμέτρους της μηχανής, όπως στις αντιστάσεις των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα. Επίσης, συχνά, φαινόμενα κορεσμού του μαγνητικού πεδίου του πυρήνα, είναι πιθανό να προκαλέσουν μεταβολές στην αμοιβαία επαγωγή μεταξύ των τυλιγμάτων. Έτσι, είναι πιθανό η τιμή της ροπής, που υπολογίζεται από τον εκτιμητή, να περιέχει κάποιο σφάλμα, με αποτέλεσμα πιθανή εσφαλμένη εκτίμηση της απόδοσης. Έτσι, το σήμα που εισέρχεται στον ασαφή ελεγκτή μπορεί να περιέχει σφάλμα, ελαττώνοντας έτσι την αποτελεσματικότητα του ελέγχου. Στις επόμενες προσομοιώσεις, έχουν μεταβληθεί οι αντιστάσεις του στάτη και του δρομέα r_s & r_r , στο μοντέλο της μηχανής, κατά +7% και η αλληλεπαγωγή L_m έχει αυξηθεί κατά 20%.

Εκτελούνται και εδώ οι ίδιες προσομοιώσεις με τις προηγούμενες:

1] Βηματική μείωση ροπής από 96% σε 6% της ονομαστικής, με σταθερή ταχύτητα 100 rad/sec:



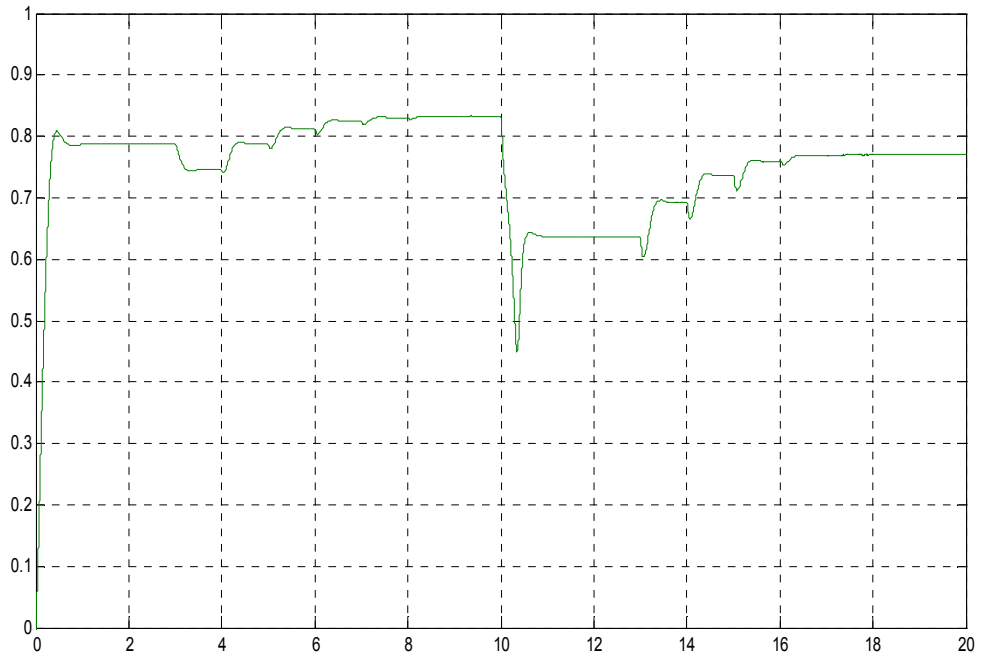
ΣΧΗΜΑ 3.25 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΗΣ Ω_{MECH} (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



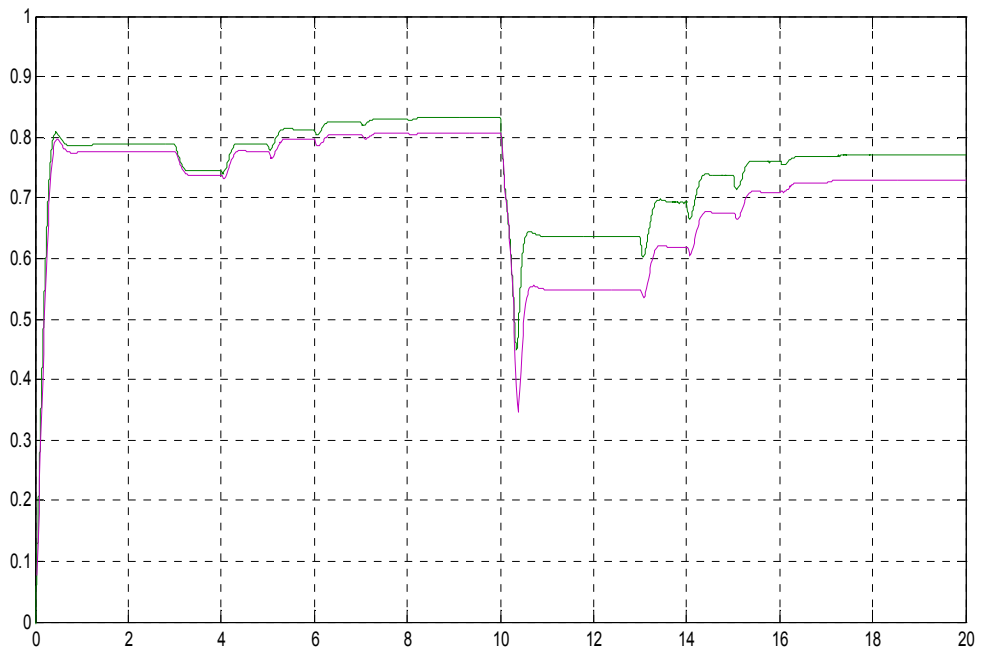
ΣΧΗΜΑ 3.26 ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ Ψ_R ($V \cdot s$) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ τ (SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.27 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ $P_{IN}-P_{OUT}$ (W) ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ τ (SEC)

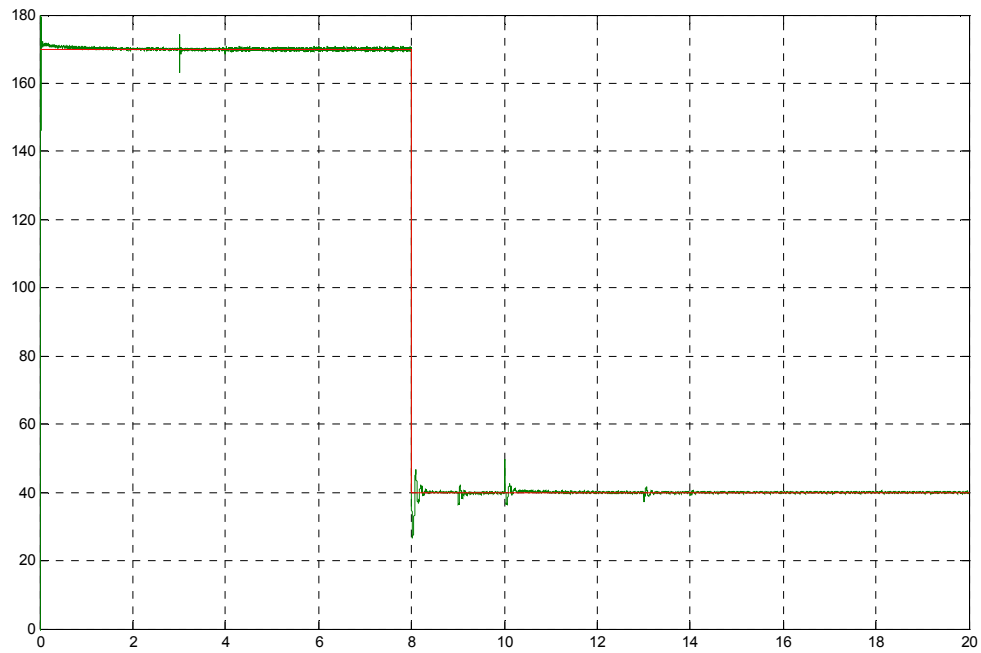


ΣΧΗΜΑ 3.28 ΕΚΤΙΜΩΜΕΝΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A = P_{OUT} / P_{IN}$ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

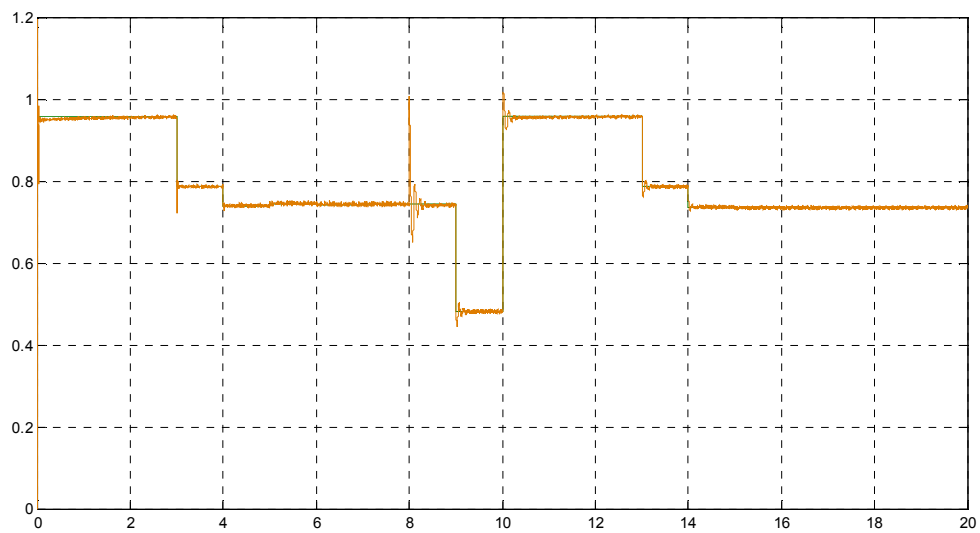


ΣΧΗΜΑ 3.29 ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΕΚΤΟΣ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΠΟΥ ΥΠΟΛΟΓΙΖΕΤΑΙ ΑΠΟ ΤΟΝ ΕΚΤΙΜΗΤΗ, ΚΑΙ ΤΗΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ, ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC), Η ΟΠΟΙΑ, ΟΠΩΣ ΦΑΙΝΕΤΑΙ, ΕΙΝΑΙ ΜΙΚΡΟΤΕΡΗ. ΑΥΤΟ ΣΗΜΑΙΝΕΙ, ΟΤΙ Η ΑΠΟΔΟΣΗ ΥΠΕΡΕΚΤΙΜΑΤΑΙ ΣΕ ΑΥΤΗ ΤΗΝ ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ

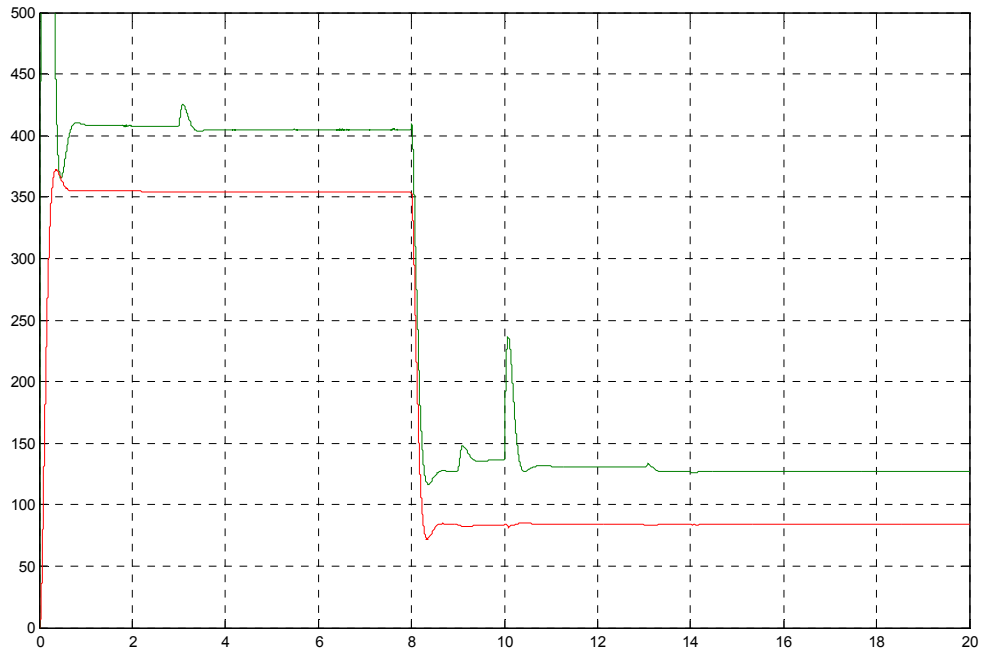
2] Βηματική μείωση της ταχύτητας από 170 rad/sec σε 40 rad/sec με σταθερή ροπή φορτίου, ίση με 20% της ονομαστικής:



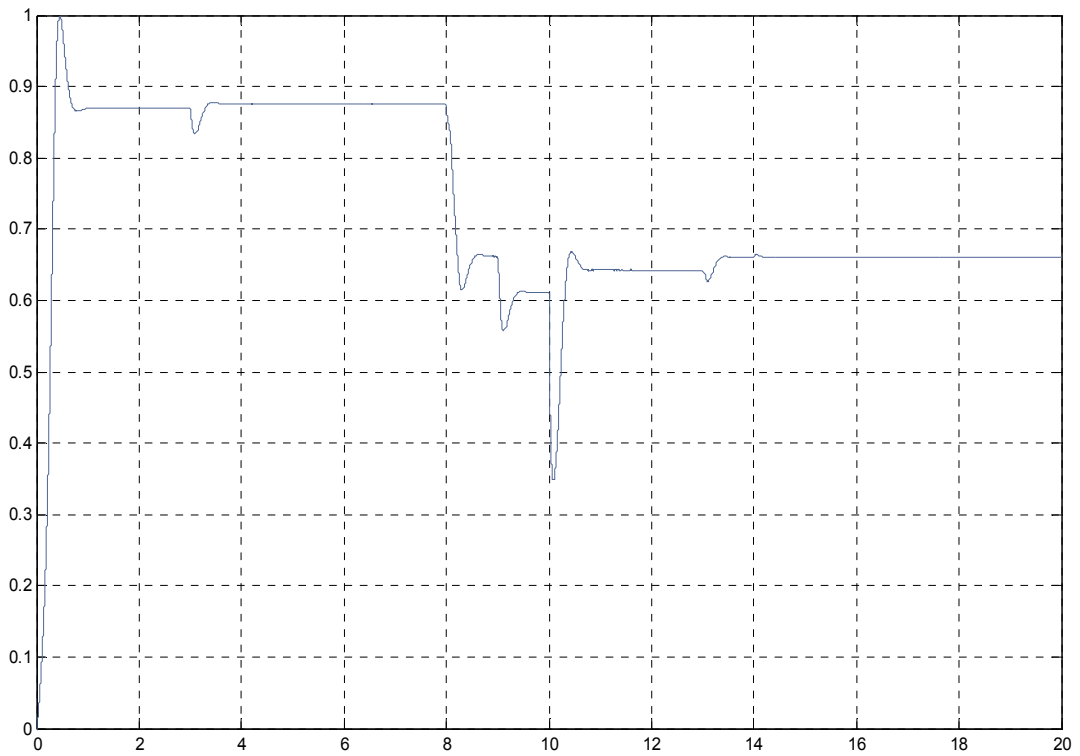
ΣΧΗΜΑ 3.30 ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΠΕΡΙΣΤΡΟΦΗΣ ω_{MECH} (RAD/SEC) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ τ (SEC)



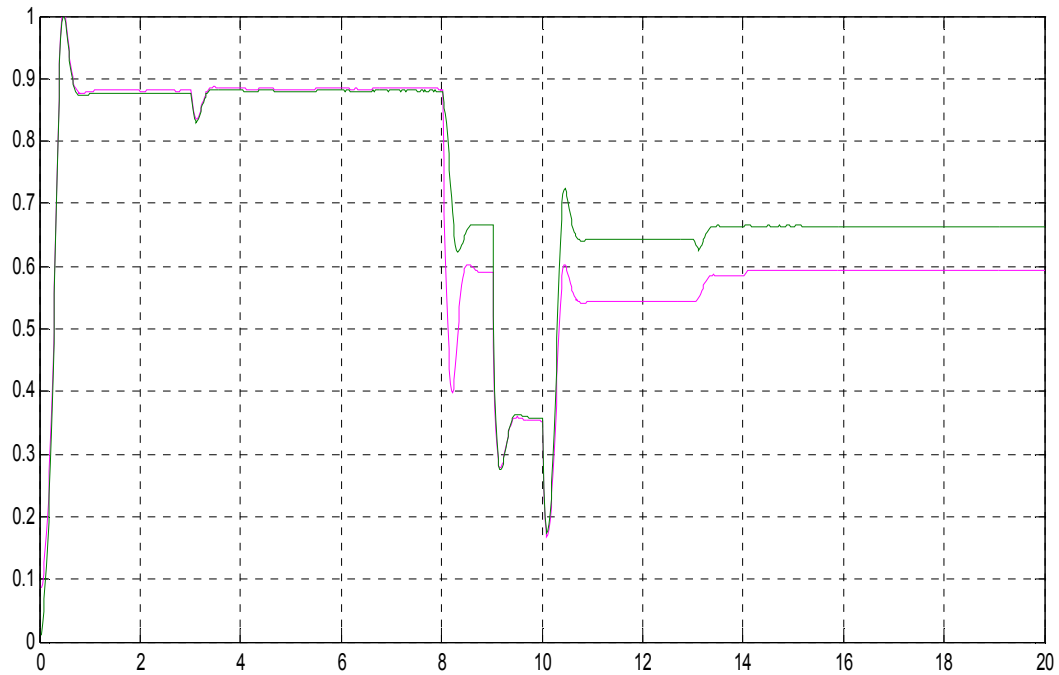
ΣΧΗΜΑ 3.31 ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ Ψ_R (V*S) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ τ (SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.32 ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ-ΕΞΟΔΟΥ $P_{IN}-P_{OUT}$ (W) ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



ΣΧΗΜΑ 3.33 ΕΚΤΙΜΩΜΕΝΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A=P_{OUT}/P_{IN}$ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)



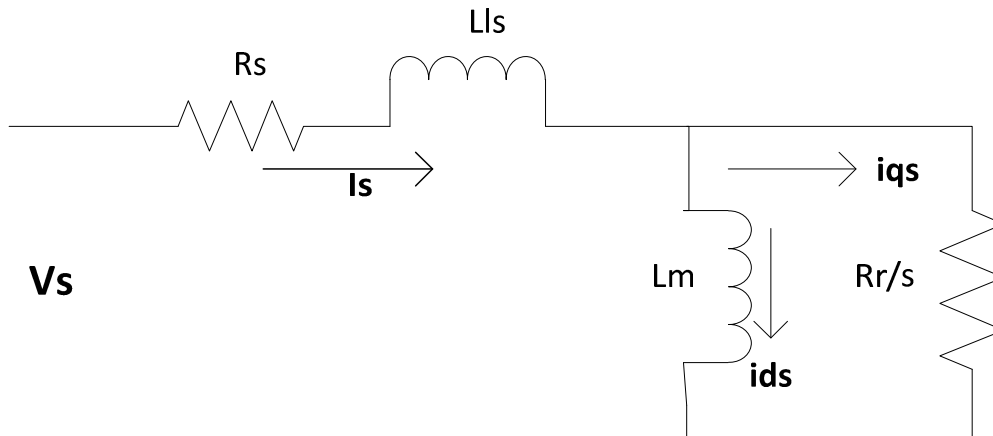
ΣΧΗΜΑ 3.34 ΕΚΤΙΜΩΜΕΝΗ & ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ $A=P_{OUT}/P_{IN}$ ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΤΟΥ ΧΡΟΝΟΥ T(SEC)

3.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ-ΑΞΙΟΛΟΓΗΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Αρχικά, συγκρίνοντας την off-line τεχνική ελέγχου της απόδοσης με την on-line κατά Bose [IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL 42, NO. 2, 1995], είναι σαφές, ότι με την on-line τεχνική, επιτυγχάνονται πιο υψηλές τιμές ενεργειακής απόδοσης κατά 2% έως 35% , όπως φαίνεται από τα διαγράμματα, ειδικά σε χαμηλές φορτίσεις της μηχανής. Αυτό συμβαίνει , διότι με την on-line βελτιστοποίηση, ο ελεγκτής ασαφούς λογικής παρακολουθεί συνεχώς τις μεταβολές στην καταναλισκόμενη ισχύ P_{IN} (ισχύ εισόδου) του συστήματος, και μεταβάλλει συνεχώς τη ροή. Αντίθετα, με τον προγραμματισμό της ροής, αυτή παίρνει μια τιμή εξαρτώμενη από την ταχύτητα περιστροφής και τα ρεύματα, η οποία σε κάθε περίπτωση προκύπτει μόνο από δεδομένα προσομοιώσεων και είναι ανεξάρτητη από τις συνθήκες λειτουργίας της πραγματικής μηχανής. Ωστόσο, η on-line τεχνική έχει το μειονέκτημα της πρόκλησης στιγμιαίων ταλαντώσεων στην ταχύτητα, κάθε φορά που πραγματοποιείται μια μεταβολή στη ροή.

Μια σημαντική παρατήρηση για την on-line βελτιστοποίηση είναι ότι σε λειτουργία με υψηλή ροπή, δεν παρατηρείται βελτίωση στην απόδοση μεγαλύτερη του 0.5%, και ο ελεγκτής ασαφούς λογικής ισορροπεί σε μια τιμή της ροής κοντά στην ονομαστική. Αυτό είναι κάτι αναμενόμενο, διότι σε φορτία κοντά στο ονομαστικό, η “βέλτιστη” ροή είναι κοντά στην ονομαστική. Επίσης, οι μηχανές επαγωγής, εκ κατασκευής τους έχουν την ιδιότητα να έχουν πάντα καλύτερη απόδοση σε φορτία πλησίον του ονομαστικού τους, και χαμηλή σχετικά απόδοση σε κενό φορτίο. Μετά τη βηματική μείωση του φορτίου, το σύστημα ελέγχου ελαττώνει τη ροή ανα διαστήματα ενός δευτερολέπτου, ισορροπώντας σε ροή αρκετά χαμηλότερη της ονομαστικής. Έτσι, η απόδοση του κινητήρα

βελτιώνεται σημαντικά. Το συμπέρασμα αυτό, ισχύει και στην περίπτωση της βηματικής μείωσης στην ταχύτητα, όπου επίσης η απόδοση είναι υψηλότερη κατά 22% στην υψηλή ταχύτητα, παρόλο που ο ελεγκτής αυξάνει την απόδοση μετά τη μείωση της ταχύτητας. Αυτό ισχύει διότι λειτουργώντας με σταθερή ροπή φορτίου, η ισχύς φορτίου του κινητήρα είναι ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής, επομένως μια μείωση στην ταχύτητα σημαίνει, σε αυτή την περίπτωση και μείωση στο φορτίο ισχύος. Ωστόσο, είναι εμφανές, ότι η μείωση της ροής από τον ελεγκτή, είναι μεγαλύτερη στην περίπτωση μείωσης της ροπής, από ότι στην μείωση της ταχύτητας. Αυτό, ισχύει, διότι η αναπτυσσόμενη από τον κινητήρα ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι ευθέως ανάλογη της ροής του δρομέα. Αυτό εξηγείται και από το παρακάτω σχήμα, το οποίο περιγράφει την αρχή λειτουργίας του διανυσματικού ελέγχου:



ΣΧΗΜΑ 3.35 ΑΝΑΛΥΣΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΣΕ ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΡΟΗΣ(ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ) I_{ds}^* & ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ I_{qs}^* . Η ΑΝΑΠΤΥΣΣΟΜΕΝΗ ΑΠΟ ΤΗ ΜΗΧΑΝΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΗ ΡΟΠΗ T_e ΕΙΝΑΙ ΑΝΑΛΟΓΗ ΤΗΣ ΡΟΗΣ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ Ψ_R

$$T_e = K_t \psi r i_{qs} = K_t i_{qs} i_{ds} \quad (3.1)$$

Αντίθετα, η ταχύτητα περιστροφής δεν εξαρτάται σημαντικά από τη μαγνητική ροή του δρομέα.

Κατά την εκτέλεση των ίδιων ακριβώς προσομοιώσεων, με την τεχνική on-line βελτιστοποίησης κατά Bose, και την τεχνική on-line βελτιστοποίησης με εκτίμηση ενεργειακής απόδοσης εξάγονται τα εξής συμπεράσματα:

I. Και με τις 2 τεχνικές βελτιστοποίησης σε πραγματικό χρόνο επιτυγχάνεται βελτίωση στην απόδοση πάνω από 25% σε χαμηλή ροπή φορτίου και πάνω από 8% σε χαμηλές ταχύτητες σε σχέση με τις αντίστοιχες αποδόσεις σε ονομαστική ροή. Σε λειτουργία με υψηλό φορτίο ή (και) ταχύτητα, η απόδοση δε βελτιώνεται πάνω από 4%.

II. Με την βελτιστοποίηση σε πραγματικό χρόνο (on-line) με εκτίμηση απόδοσης, επιτυγχάνεται η βέλτιστη τιμή απόδοσης. Ωστόσο, όπως δείχνουν τα διαγράμματα, σε λειτουργία με μεγάλη ροπή, με τη δεύτερη τεχνική φαίνεται να επιτυγχάνεται οριακά μεγαλύτερη βέλτιστη απόδοση. Αυτό συμβαίνει, διότι με την on-line τεχνική με εκτίμηση απόδοσης, σε υψηλό φορτίο, ο ελεγκτής αυξάνει τη ροή σε τιμές μεγαλύτερες της ονομαστικής, όπως φαίνεται και στο διάγραμμα. Αυτό μπορεί να συμβαίνει

στην προσομοίωση αλλά είναι αντίθετο με την πραγματικότητα. Στην πραγματικότητα οι απώλειες πυρήνα αυξάνουν παρα πολύ με την παραμικρή αύξηση των ρευμάτων μαγνήτισης όταν αυτά είναι ανω των ονομαστικών, λόγω της έντονης μη γραμμικότητας των μαγνητικών κυκλωμάτων των μηχανών σε μεγάλα μαγνητικά πεδία, φαινόμενα τα οποία δεν έχουν μοντελοποιηθεί στο μοντέλο αυτό. Επομένως, η μέγιστη τιμή που δύναται να πάρει η ροή πρέπει να είναι η ονομαστική. Αυτό, μπορεί να εξασφαλιστεί με τη χρήση ενός περιοριστή (saturator) στην έξοδο του ελεγκτή βέλτιστης απόδοσης.

III. Με την τεχνική της, σε πραγματικό χρόνο βελτιστοποίησης με εκτίμηση απόδοσης, το σύστημα βελτιστοποίησης αποκρίνεται ταχύτερα κατά 4 δευτερόλεπτα, σε σχέση με την περίπτωση χωρίς εκτιμητή, παρόλο που το βήμα μεταβολής της ροής είναι το ίδιο (1δευτερόλεπτο) και στις 2 περιπτώσεις. Αυτό, αποδίδεται στο ότι τα σύνολα του fuzzy controller είναι δομημένα έτσι ώστε αυτός να λειτουργεί με κανονικοποιημένες τιμές. Στην περίπτωση χωρίς εκτιμητή, αυτός δέχεται ως σήμα εισόδου, κανονικοποιημένη τιμή, της μεταβολής της ισχύος εισόδου, ως προς την προηγούμενη τιμή αυτής της ισχύος. Ωστόσο, το κανονικοποιημένο σήμα αυτό, δεν έχει καμία πληροφορία σχετική με τη ροπή και την ταχύτητα, παρόλο που η απόδοση εξαρτάται και από τις παραπάνω ποσότητες. Αντίθετα, στην εφαρμογή της on-line βελτιστοποίησης με εκτιμητή, το σήμα εισόδου, που όπως εξηγήθηκε, είναι συνάρτηση της απόδοσης, έχει προκύψει λαμβάνοντας υπόψην και τη μηχανική ισχύ εξόδου, η οποία εξαρτάται από την ταχύτητα και τη ροπή. Έτσι, στην περίπτωση αυτή, το σήμα εισόδου του fuzzy-controller είναι ορθότερα κανονικοποιημένο. Επομένως, απαιτούνται λιγότερες βηματικές μεταβολές της ροής από τον ελεγκτή, για να ισορροπήσει το σύστημα στη ροή που εξασφαλίζει βέλτιστη απόδοση.

Συγκρίνοντας τώρα, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, του μοντέλου με εκτιμητή απόδοσης, όπου οι παράμετροι της μηχανής είναι αμετάβλητοι, με την περίπτωση που μεταβληθούν ορισμένες παράμετροι της μηχανής, εξήχθησαν τα εξής συμπεράσματα:

I. Σε αντίστοιχες προσομοιώσεις, η απόδοση στη 2^η περίπτωση είναι στο 89,6% της απόδοσης χωρίς σφάλμα εκτιμητή. Ωστόσο, αυτό συμβαίνει κυρίως κατά τη λειτουργία σε χαμηλή ροπή ή(και) ταχύτητα, ενώ σε υψηλή ροπή ή(και) ταχύτητα, η απόδοση κυμαίνεται περίπου στα ίδια επίπεδα, όπως φαίνεται και από τα διαγράμματα. Αυτό αποδίδεται, στην μικρή ευαισθησία του συστήματος ελέγχου, σε διακυμάνσεις των παραμέτρων της μηχανής, όταν αυτή λειτουργεί σε υψηλή φόρτιση. Η χαμηλή ευαισθησία σε μεταβολές, είναι ένα βασικό πλεονέκτημα των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου κλειστού βρόχου σε σύγκριση με τα συστήματα ανοικτού βρόχου. Εξάλλου, όπως φαίνεται και στα διαγράμματα, ακόμα και μετά τη μείωση της ταχύτητας ή της ροπής, ο έλεγχος βελτιστοποίησης της απόδοσης είναι εύρωστος, καθώς δεν επηρεάζεται σημαντικά από τις μεταβολές των παραμέτρων και είναι σε γενικές γραμμές αποτελεσματικός.

II. Απεικονίζοντας στα ίδια διαγράμματα, την απόδοση που υπολογίζεται από τον εκτιμητή, και την πραγματική απόδοση της μηχανής, φαίνεται ότι η πραγματική απόδοση της μηχανής είναι μικρότερη κατά 0,2% έως 0,7%. Αυτό σημαίνει, ότι ο εκτιμητής υπερεκτιμάει την απόδοση σε αυτή την περίπτωση κατά 0,2% έως 0,7%. Ωστόσο, παρά το σφάλμα αυτό στην εκτίμηση της απόδοσης, ο βελτιστοποιητής μεταβάλλει τη ροή προς τη σωστή κατεύθυνση τις περισσότερες φορές, για μείωση της καταναλισκόμενης ισχύος.

Με βάση όσα μελετήθηκαν σε αυτό το κεφάλαιο, κρίνεται ότι η on-line βελτιστοποίηση της απόδοσης πλεονεκτεί σε σύγκριση με την off-line. Επιπρόσθετα, ο on-line έλεγχος βέλτιστης απόδοσης με εκτίμηση, πλεονεκτεί αυτού χωρίς εκτίμηση, και αποτελεί την προτεινόμενη τεχνική έλεγχου σε αυτή την εργασία.

Αξίζει να σημειωθεί, ότι, σε κάθε περίπτωση, η βέλτιστη τιμή της ενεργειακής απόδοσης, αναφέρεται στη συγκεκριμένη μηχανή, η οποία μελετάται σε αυτή την εργασία. Δηλαδή, σε κάθε περίπτωση, η βέλτιστη ενεργειακή απόδοση που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα σύστημα κίνησης, εξαρτάται από την κατασκευαστικές ιδιότητες της μηχανής. Δηλαδή, ο στόχος είναι η βελτιστοποίηση του συστήματος αυτομάτου ελέγχου της μηχανής, έτσι ώστε να καταναλώνεται η ελάχιστη δυνατή ισχύς.

Τέλος, συνοψίζονται με τη μορφή πίνακα τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της προτεινόμενης μεθόδου έλεγχου των απωλειών ασύγχρονου κινητήρα μέσω έλεγχου της μαγνητικής του ροής που είναι η *On-line βελτιστοποίηση με εκτίμηση της ενεργειακής αποδόσεως*.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4

Πλεονεκτήματα
<ul style="list-style-type: none"> • Το σύστημα ελέγχου αποκρίνεται ευσταθώς σε βηματικές μεταβολές ταχύτητας και ροπής του κινητήριου συστήματος, ενώ εμφανίζει ανώτερα χαρακτηριστικά σύγκλισης στη βέλτιστη λύση. • Το σύστημα ελέγχου είναι εύρωστο, καθώς σφάλμα στις παραμέτρους του εκτιμητή της τάξεως του 7% για τις αντιστάσεις των τυλιγμάτων και 20% για την αμοιβαία επαγωγή οδηγεί το σύστημα σε αποδόσεις που είναι μεγαλύτερες από 70% σε ροπή φορτίου της τάξης του 6% της ονομαστικής, και μόλις 3% μικρότερες από τις αντίστοιχες χωρίς το σφάλμα. • Δεν απαιτείται χρήση επιπλέον υλικού για την υλοποίηση του ελεγκτή • Μικρότερη όχληση στο φορτίο από τις διαδοχικές αλλαγές του πλάτους της μαγνητικής ροής του δρομέα.
Μειονεκτήματα
<ul style="list-style-type: none"> • Επιπρόσθετη αύξηση υπολογιστικού κόστους • Η εκτίμηση της αποδόσεως είναι έγκυρη μόνο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητήρα • Η εκτίμηση της αποδόσεως είναι έγκυρη μόνο όταν ο υπολογισμός γίνεται σε χρονικά παράθυρα της τάξεως των εκατοντάδων χιλιοστών του δευτερολέπτου. • Ταλαντώσεις ταχύτητας είναι ακόμα εμφανείς λόγω των διαδοχικών μεταβολών στο επίπεδο της μαγνητικής ροής. Ωστόσο, πάντα το σύστημα κίνησης παραμένει ευσταθές, ακόμα και όταν το μηχανικό φορτίο εμφανίζει μηδενική αδράνεια.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΑΝΑΚΕΦΑΛΑΙΩΣΗ - ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

4.1. ΚΥΡΙΟΤΕΡΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύχθηκε ένα σύστημα ελέγχου της μαγνητικής ροής για ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης με μηχανή επαγωγής, ελεγχόμενη μέσω αλγορίθμου άμεσου διανυσματικού ελέγχου, με κριτήριο τη μεγιστοποίηση της ενεργειακής απόδοσης. Πιο συγκεκριμένα, αναπτύχθηκε ένα νέο δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής, το οποίο ενσωματώνει δύο κλάδους Foster, για τη μοντελοποίηση των φαινομένων στατικής και δυναμικής υστέρησης που προκαλούν απώλειες πυρήνα. Για τον έλεγχο της ροής του δρομέα, αναπτύχθηκε ένα σύστημα ελέγχου, βασισμένο στην ασαφή λογική, το οποίο προτάθηκε από τον Bimal K. Bose [15] και βασίζεται στην ελαχιστοποίηση της μετρούμενης ισχύος εισόδου.

Το σύστημα ελέγχου που αναπτύχθηκε σε αυτή την εργασία, βασίζεται στην εκτίμηση, σε πραγματικό χρόνο της ενεργειακής απόδοσης της μηχανής, χωρίς τη χρήση αισθητήρων ισχύος ή τάσεως, καθώς, σήματα εισόδου του συστήματος του εκτιμητή είναι η ταχύτητα περιστροφής και η τάση αναφοράς του αντιστροφέα που παράγεται από το σύστημα ελέγχου. Ο εκτιμητής αυτός βασίζεται στο μοντέλο μηχανής επαγωγής που αναπτύχθηκε, λαμβάνοντας υπ' όψιν τα φαινόμενα στατικής και δυναμικής υστέρησης που προκαλούν απώλειες στον πυρήνα της μηχανής. Η εκτιμώμενη απόδοση, δίνεται ως είσοδος στο σύστημα ελέγχου ασαφούς λογικής, το οποίο τη μεγιστοποιεί.

Από τα διαγράμματα που ελήφθησαν προσομοιώνοντας σε MATLAB-Simulink βηματικές μεταβολές στην ροπή και στην ταχύτητα της μηχανής, πραγματοποιήθηκε συγκριτική αξιολόγηση μεταξύ της τεχνικής ελέγχου της μαγνητικής ροής με προπρογραμματισμο και της τεχνικής ελέγχου της ροής σε πραγματικό χρόνο μέσω του ελεγκτή ασαφούς λογικής. Στη συνέχεια, έγινε συγκριτική αξιολόγηση μεταξύ της τεχνικής ελέγχου βελτιστοποίησης της απόδοσης σε πραγματικό χρόνο με εκτίμηση της απόδοσης, η οποία αναπτύχθηκε στην παρούσα εργασία, και της τεχνικής ελέγχου της ροής κατά Bose[15]. Επιπλέον, εξετάστηκε η ευρωστία του συστήματος ελέγχου που αναπτύχθηκε με μεταβολές κατά 7% και 20% των παραμέτρων της μηχανής.

Από τις προσομοιώσεις προέκυψαν τα εξής συμπεράσματα:

- Το σύστημα ελέγχου αποκρίνεται ευσταθώς σε βηματικές μεταβολές ταχύτητας και ροπής του κινητήριου συστήματος, ενώ εμφανίζει ανώτερα χαρακτηριστικά σύγκλισης στη βέλτιστη λύση.
- Το σύστημα ελέγχου είναι εύρωστο καθώς σφάλμα στις παραμέτρους του εκτιμητή της τάξεως του 7% για τις αντιστάσεις των τυλιγμάτων και 20% για την αμοιβαία επαγωγή οδηγεί το σύστημα σε αποδόσεις που είναι μεγαλύτερες από 70% σε ροπή φορτίου της τάξης του 6% της ονομαστικής, και μόλις 3% μικρότερες από τις αντίστοιχες χωρίς το σφάλμα.
- Με έλεγχο της ροής σε πραγματικό χρόνο, επιτυγχάνεται μεγαλύτερη απόδοση του συστήματος κατά 2% έως 35% σε σχέση με την τεχνική προπρογραμματισμού της ροής.

- Με την τεχνική ελέγχου της ροής σε πραγματικό χρόνο με εκτίμηση της απόδοσης, το σύστημα ισορροπεί γρηγορότερα στη βέλτιστη ροή, σε σχέση με την τεχνική ελέγχου της απόδοσης σε πραγματικό χρόνο κατά Bose [15]

4.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ

Η επιστημονική συνεισφορά αυτής της διπλωματικής εργασίας, έγκειται στα εξής καινοτομικά σημεία:

- Αναπτύχθηκε ένα νέο δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής το οποίο αναπαριστά τα φαινόμενα δυναμικής υστέρησης-δινορευμάτων στο ενεργειακό ισοζύγιο του συστήματος, εκτός από τα φαινόμενα στατικής υστέρησης.
- Αναπτύχθηκε μια εναλλακτική διαμόρφωση του συστήματος ελέγχου σε πραγματικό χρόνο της μαγνητικής ροής για βέλτιστη ενεργειακή απόδοση που υπάρχει στη βιβλιογραφία, το οποίο βασίζει τη λειτουργία του στην εκτίμηση της απόδοσης της μηχανής σε πραγματικό χρόνο.
- Αναπτύχθηκε ο αντίστοιχος εκτιμητής ενεργειακής απόδοσης σε πραγματικό χρόνο, ο οποίος βασίζεται στο πλήρες μαθηματικό μοντέλο της μηχανής, λαμβάνοντας έτσι υπόψη όλες τις ενεργειακές απώλειες που προαναφέρθηκαν
- Έγινε συγκριτική αξιολόγηση μεταξύ των διαφόρων τεχνικών ελέγχου της μαγνητικής ροής που υπάρχουν στη βιβλιογραφία και της παραλλαγής της on-line τεχνικής που αναπτύχθηκε για το σκοπό αυτής της εργασίας.
- Διερευνήθηκε η ευρωστία του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου της μηχανής σε μεταβολές των παραμέτρων της.

4.3 ΕΡΓΑΣΙΕΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ

Με την παρούσα διπλωματική εργασία η οποία επιχείρησε βελτιστοποίηση σε πραγματικό χρόνο της ενεργειακής απόδοσης συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, προέκυψαν ορισμένα θέματα για περαιτέρω διερεύνηση. Αυτά είναι:

- Εργαστηριακή κατασκευή του συστήματος ελέγχου βελτιστοποίησης της απόδοσης που προτείνεται στην εργασία. Διεξαγωγή μετρήσεων, και σύγκριση των αποτελεσμάτων με αυτά των προσομοιώσεων.
- Ανάπτυξη συστήματος ελέγχου της μαγνητικής ροής για επίτευξη βέλτιστης απόδοσης, χωρίς χρήση ασαφούς λογικής
- Βελτιστοποίηση της απόδοσης της μηχανής, όχι μόνο στη μόνιμη, αλλά και σε μεταβατική κατάσταση λειτουργίας, με κριτήριο έναν συμβιβασμό μεταξύ ταχείας απόκρισης σε μεταβολές ταχύτητας και φορτίου, αλλά και χαμηλής κατανάλωσης ισχύος.
- Προσαρμογή του συστήματος ελέγχου μαγνητικής ροής, για μέγιστη ανάκτηση ενέργειας κατά την πέδηση της μηχανής. Ανάπτυξη ενός *συστήματος αποκατάστασης ροπής (Torque Compensator)* το οποίο θα εμποδίζει τη μεταβολή της ροπής, τη στιγμή που ο ασαφής

ελεγκτής μεταβάλλει τη ροή, περιορίζοντας έτσι τις ταλαντώσεις στην ταχύτητα, επεμβαίνοντας κατάλληλα στο ρεύμα ροπής i_{qs}^* .

- Ενσωμάτωση πρόβλεψης μεταβολών παραμέτρων της μηχανής, στον εκτιμητή της ενεργειακής απόδοσης, για περαιτέρω βελτίωση της ευρωστίας του ελέγχου.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ (FUZZY LOGIC CONTROL)

A.1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η θεωρία της ασαφούς λογικής (fuzzy logic) εγκαινιάστηκε πρώτη φορά το 1965 από τον L.A. Zadeh, ο οποίος βασίστηκε στην πεποίθηση ότι οι περισσότερες ανθρώπινες σκέψεις είναι ασαφείς, και ότι η δυαδική λογική δεν είναι σε θέση να προσομοιώσει την ανθρώπινη συμπεριφορά. Έτσι, οδηγηθήκαμε στην επινόηση της συνάρτησης συμμετοχής, μια συνάρτηση, η οποία έχει ένα πεδίο ορισμού και παίρνει τιμές σε όλο το διάστημα $[0, 1]$. Αργότερα, η ασαφής λογική αναγνωρίστηκε ευρέως από την επιστημονική κοινότητα και εδραιώθηκε στον τομέα του αυτομάτου ελέγχου, διότι τα ασαφή συστήματα ελέγχου προσφέρουν σημαντικά πλεονεκτήματα, όπως την ευκολία του σχεδιασμού τους και απλότητά, καθώς και την ιδιότητά τους να ελέγχουν πολύπλοκες και χρονικά μεταβαλλόμενες διαδικασίες. Με βάση την κλασσική θεωρία συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, η σχεδίαση ενός ελεγκτή είναι βασισμένη στην πλήρη γνώση του μαθηματικού μοντέλου του συστήματος προς έλεγχο. Σε αυτή την περίπτωση απαιτείται ένα ευφυή κατά κάποιον τρόπο σύστημα ελέγχου, το οποίο να δύναται να λειτουργεί για ένα μεγάλο εύρος μεταβολής δεδομένων. Η ασαφής λογική σε αντίθεση με τη δυαδική λογική, μελετά συστήματα τα οποία ενέχουν μια ασάφεια, μια αβεβαιότητα, καθώς προσπαθεί να μιμηθεί την ανθρώπινη σκέψη, η οποία συνήθως είναι ασαφής. Στη δυαδική λογική ένα αντικείμενο, είτε ανήκει σε ένα σαφές σύνολο, είτε δεν ανήκει. Στην άλλη περίπτωση της ασαφούς λογικής ένα αντικείμενο μπορεί να είναι σε οποιαδήποτε κατηγορία έχει οριστεί αλλά με ένα "ποσοστό συμμετοχής" που το χαρακτηρίζει, το οποίο παίρνει τιμές στο διάστημα $[0, 1]$. Αυτή η ιδιότητα επιτρέπει στην ασαφή λογική να διαχειρίζεται αβέβαιες καταστάσεις και ασαφείς έννοιες που υπάρχουν στη φύση.

Η ασαφής λογική προσπαθεί να προσομοιώσει τη γνώση και την εμπειρία ενός πεπειραμένου χρήστη, με τη χρήση κάποιων λεκτικών κανόνων (linguistic rules) που περιέχει. Έτσι σχηματίζεται ένα σύστημα ελέγχου, βασισμένο στη γνώση και την εμπειρία του μηχανικού (knowledge and experience based system), το οποίο έχει αρκετά κοινά στοιχεία με την ανθρώπινη λογική. Με αυτό τον τρόπο, είναι δυνατό να σχεδιαστούν αποτελεσματικοί ελεγκτές (controllers) για συστήματα σε περιπτώσεις που η χρησιμοποίηση κλασσικών ελεγκτών είναι αδύνατη.

A.2. ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ

A.2.1. ΑΣΑΦΕΣ ΣΥΝΟΛΟ ΚΑΙ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ

Ένας βασικός όρος της ασαφούς λογικής είναι το **ασαφές σύνολο (fuzzy set)**. Ένα ασαφές σύνολο είναι ένα σύνολο το οποίο δεν έχει απόλυτα καθορισμένα όρια και στην ερώτηση αν ένα στοιχείο ανήκει σε αυτό το σύνολο, η απάντηση δεν είναι απόλυτα σαφής ("ΝΑΙ" ή "ΟΧΙ"), αλλά καθορίζεται από έναν βαθμό συμμετοχής. Για να γίνει πιο κατανοητή η έννοια του ασαφούς συνόλου, θα περιγραφεί αρχικά η έννοια του κλασσικού συνόλου (crisp set). Ένα κλασσικό σύνολο περιλαμβάνει ή όχι ένα συγκεκριμένο στοιχείο. Για παράδειγμα, στο σύνολο «μήνες του έτους», αδιαμφισβήτητα ανήκουν τα στοιχεία Ιανουάριος, Ιούνιος και Δεκέμβριος. Στο ίδιο σύνολο αυτό είναι επίσης σαφές, ότι δεν περιλαμβάνονται τα στοιχεία Αθήνα, Θεσσαλονίκη.

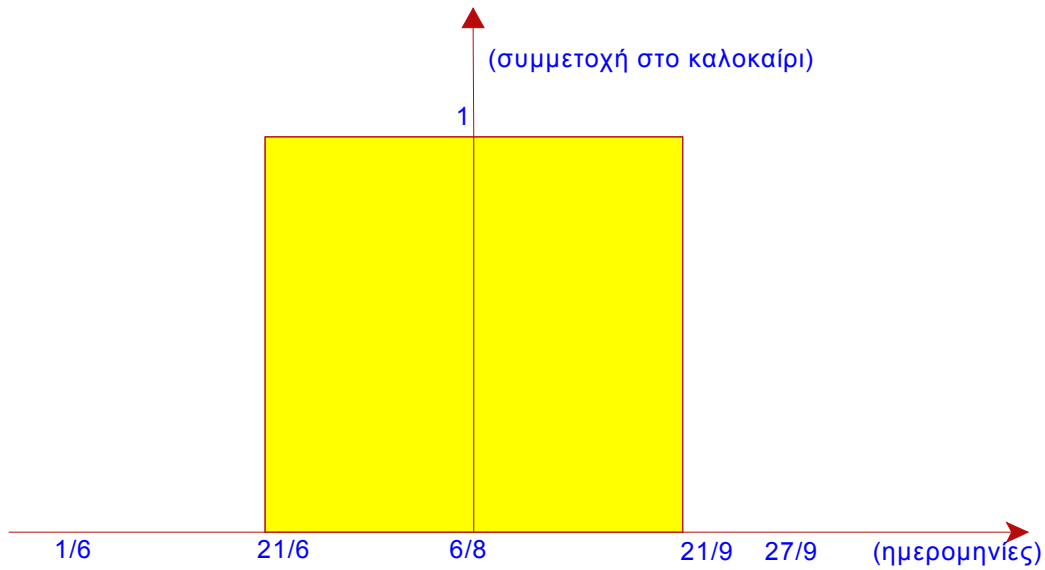
Αυτόν τον ορισμό του συνόλου έδωσε ο Αριστοτέλης, σύμφωνα με τον οποίο ένα στοιχείο X, είτε ανήκει στο σύνολο «A» είτε δεν ανήκει στο σύνολο «A», δηλαδή ανήκει στο σύνολο «όχι A».

Στη συνέχεια, ας θεωρηθεί το σύνολο «ημέρες του καλοκαιριού». Σύμφωνα με τον αστρονομικό ορισμό της εποχής του καλοκαιριού, το καλοκαίρι περιλαμβάνει τις ημέρες του έτους, από 21 Ιουνίου ως 20 Σεπτεμβρίου. Ωστόσο, συχνά, λόγω καιρικών συνθηκών θεωρείται, ότι οι μέρες από μέσα Μαΐου και μετά ανήκουν στο καλοκαίρι. Η κλασσική λογική ωστόσο, δεν επιτρέπει να ενταχθούν ημερομηνίες πριν τις 21 Ιουνίου στο σύνολο "καλοκαίρι".

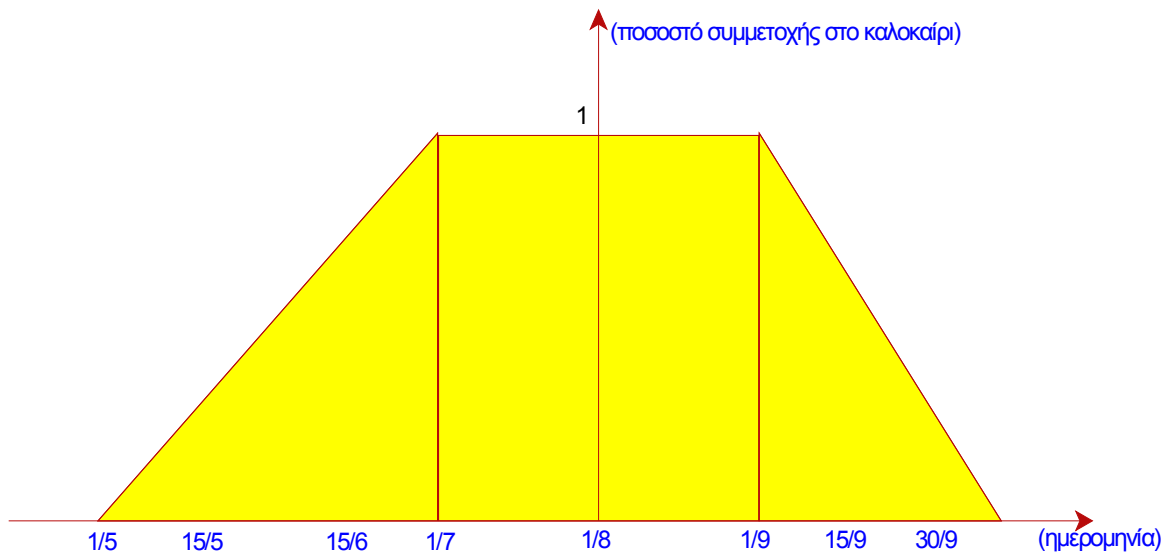
Με μια πιο "ασαφή" προσέγγιση, μπορεί να θεωρηθεί ότι οι ημερομηνίες από 21 Μαΐου ως 20 Ιουνίου ανήκουν κατά ένα μέρος στο σύνολο "καλοκαίρι" και κατά ένα μέρος στο σύνολο "όχι καλοκαίρι", επομένως είναι στοιχεία ταυτόχρονα και των 2 συνόλων. Σύμφωνα με την κλασσική λογική, η πρόταση "Η ημέρα 24 Μαΐου ανήκει στο καλοκαίρι" μπορεί να πάρει μόνο τις τιμές "αληθής" ή "ψευδής". Ωστόσο η ανθρώπινη σκέψη συχνά δίνει μια "δόση" αλήθειας σε έναν ισχυρισμό, καθιστώντας τον ούτε απόλυτα αληθή, ούτε απόλυτα ψευδή. Αντιστοιχώντας την τιμή "1" στο απόλυτα αληθές και την τιμή "0" στο απόλυτα ψευδές, η ασαφής λογική επιτρέπει να δώσουμε και ενδιάμεσες τιμές, όπως "0,1" και "0,7".

Για παράδειγμα :

- Ανήκει η 1^η Αυγούστου στο καλοκαίρι;
- 1 («αληθές»).
- Ανήκει η 20^η Οκτώβρη στο καλοκαίρι;
- 0 («ψευδές»).
- Ανήκει η 22^η Ιουνίου στο σαββατοκύριακο;
- 0.9 (κατά το μεγαλύτερο μέρος «αληθές», , αλλά όχι απόλυτα).
- Ανήκει η 12^η Σεπτεμβρίου στο καλοκαίρι;
- 0.95 («αληθές», αλλά όχι όσο οι μέρες του Ιουλίου & του Αυγούστου).



ΣΧΗΜΑ Α.1: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΗΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΗΜΕΡΩΝ ΤΟΥ ΕΤΟΥΣ ΣΤΟ ΣΥΝΟΛΟ «ΗΜΕΡΕΣ ΤΟΥ ΚΑΛΟΚΑΙΡΙΟΥ» ΜΕ ΤΟΝ ΑΣΤΡΟΝΟΜΙΚΟ ΟΡΙΣΜΟ ΤΟΥ ΣΥΝΟΛΟΥ.



ΣΧΗΜΑ Α.2: ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΗΣ ΣΥΜΜΕΤΟΧΗΣ ΗΜΕΡΩΝ ΤΟΥ ΕΤΟΥΣ ΣΤΟ ΣΥΝΟΛΟ «ΗΜΕΡΕΣ ΤΟΥ ΚΑΛΟΚΑΙΡΙΟΥ» ΜΕ ΤΟΝ ΑΣΑΦΗ ΟΡΙΣΜΟ ΤΟΥ ΣΥΝΟΛΟΥ.

Στο Σχήμα Α.1 φαίνεται ότι από 20 ως 21 Ιουνίου, το ποσοστό συμμετοχής στο σύνολο «ημέρες του καλοκαιριού» αλλάζει βηματικά από το '0' στο '1'. Αυτός ωστόσο ο ορισμός του καλοκαιριού, δεν αντιπροσωπεύει τον τρόπο που οι περισσότεροι άνθρωποι στο μυαλό τους ορίζουν το καλοκαίρι.

Οι τιμές των συναρτήσεων συμμετοχής ανήκουν στο διάστημα $[0,1]$. Η μορφή των συναρτήσεων συμμετοχής ποικίλει ανάλογα με την εφαρμογή. Οι συνηθέστερες μορφές συναρτήσεων συμμετοχής είναι η τριγωνική, η τραπεζοειδής και η γκαουσιανή.

A.2.2. ΠΡΑΞΕΙΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ

Οι βασικές λογικές πράξεις μεταξύ συνόλων γενικεύονται και στην περίπτωση ασαφών συνόλων.

Ένωση:

Η ένωση δύο ασαφών συνόλων A και B είναι ένα ασαφές σύνολο C το οποίο συμβολίζεται με $C=A \cup B$ κατ' αναλογία με τη λογική πράξη **OR**. Η συνάρτηση συμμετοχής του C προκύπτει από τις συναρτήσεις συμμετοχής των A και B όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\mu_{A \cup B} = \max \{ \mu_{A(x)}, \mu_{B(x)} \} \quad (A.1)$$

Τομή:

Η τομή δύο ασαφών συνόλων A και B είναι ένα ασαφές σύνολο C το οποίο συμβολίζεται με $C=A \cap B$, και είναι ανάλογη με τη λογική πράξη **AND**. Η συνάρτηση συμμετοχής του C προκύπτει από τις συναρτήσεις συμμετοχής των A και B όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\mu_{A \cap B} = \min \{ \mu_{A(x)}, \mu_{B(x)} \} \quad (A.2)$$

Συμπλήρωμα:

Το συμπληρωματικό ενός ασαφούς συνόλου A είναι ένα ασαφές σύνολο το οποίο συμβολίζεται με A' και αντιπροσωπεύει τη λογική πράξη **NOT**. Η συνάρτηση συμμετοχής προκύπτει όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\mu_{A'} = 1 - \mu_{A(x)} \quad (A.3)$$

A.2.3. ΑΣΑΦΕΙΣ ΚΑΝΟΝΕΣ (FUZZY RULES)

Για να υπολογιστεί η έξοδος ενός fuzzy ελεγκτή συναρτήσει των εισόδων του, απαιτείται μια διαδικασία. Ωστόσο, στην περίπτωση του fuzzy ελεγκτή, δε χρησιμοποιούνται πολύπλοκες μαθηματικές εξισώσεις για την υλοποίηση του ελέγχου, αλλά ο έλεγχος καθορίζεται από απλούς κανόνες της μορφής IF-THEN, παρόμοια με τον τρόπο που ο ανθρώπινος εγκλεφαλος παίρνει αποφάσεις.

Ένας ασαφής κανόνας έχει δύο μέρη, την υπόθεση (if-πρόταση) και το συμπέρασμα (then-πρόταση). Η ασαφής υπόθεση μπορεί να είναι συνδυασμός πολλών απλών υποθέσεων με τη χρήση

πολλών λογικών πράξεων όπως AND (τομή), OR (ένωση), NOT (άρνηση). Οι ασαφείς κανόνες γενικά περιγράφονται ως εξής :

If x is A and y is B then z is C

όπου x,y είναι οι ασαφείς είσοδοι του συστήματος, z η ασαφής έξοδος του συστήματος A,B, και C είναι λεκτικές τιμές (ασαφή σύνολα).

Ο καθορισμός πολλών ασαφών κανόνων φαίνεται παρακάτω:

R1: If x is A1 and y is B1 then z is C1

R2: If x is A2 and y is B2 then z is C2

R3: If x is A3 and y is B3 then z is C3

Rn: If x is An and y is Bn then z is Cn

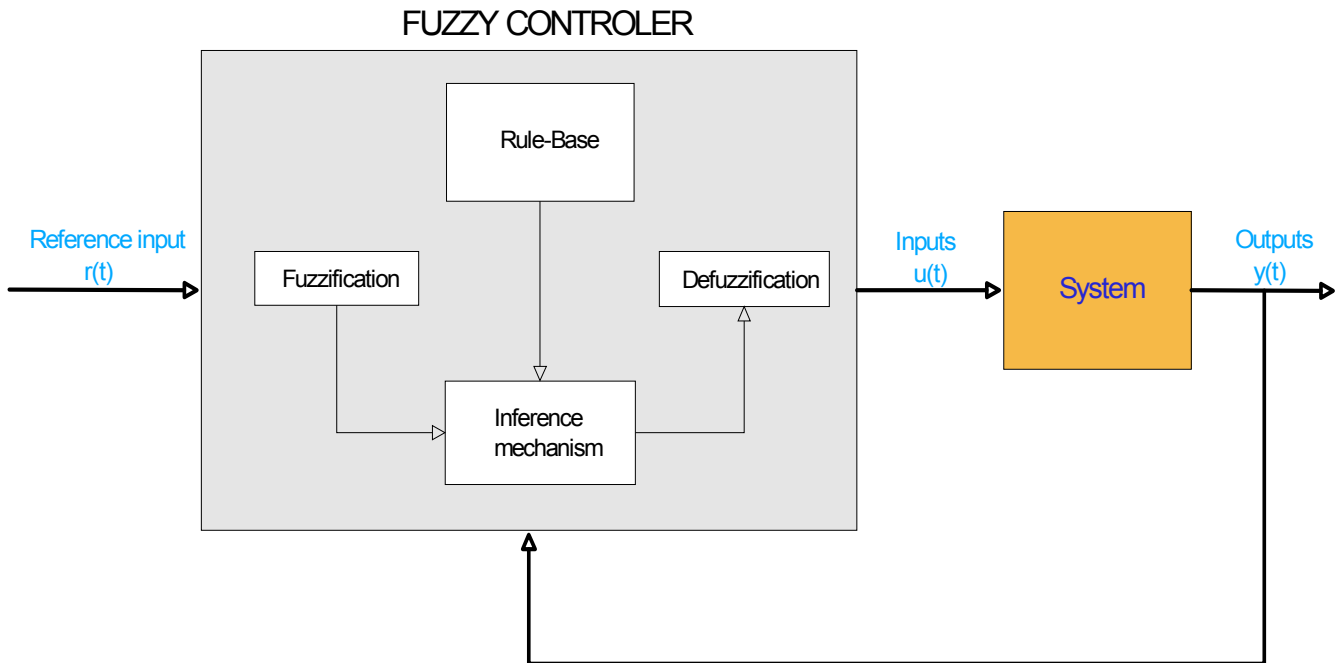
Επειδή κάθε κανόνας χρησιμοποιεί διαφορετικές παραμέτρους για τη διαδικασία υπολογισμού, από κάθε κανόνα προκύπτει διαφορετική έξοδος. Αν είχαμε μόνο μία είσοδο και έξι κανόνες, τότε θα είχαμε έξι συνδυασμούς ασαφών κανόνων. Αν είχαμε δύο εισόδους με τους αντίστοιχους έξι κανόνες, τότε θα είχαμε τριάντα έξι διαφορετικούς συνδυασμούς ασαφών κανόνων.

A.2.4. ΒΑΣΙΚΗ ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ

Μια εφαρμογή αυτομάτου ελέγχου ενός συστήματος, όπου ο αλγόριθμος ελέγχου υλοποιείται με ασαφή λογική, ονομάζεται **Ασαφής Έλεγχος**. Ο ασαφής ελεγκτής τείνει να εξομοιώσει το πώς θα αντιλαμβανόταν και, στη συνέχεια, θα συμπεριφερόταν ένας άνθρωπος, συνήθως ο μηχανικός που σχεδιάζει το σύστημα, αν ο ίδιος έπαιζε το ρόλο του ελεγκτή. Ο συμβατικός έλεγχος είναι βασισμένος σε ένα σύνολο από διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία του συστήματος.

Ωστόσο σε πολύπλοκα συστήματα, το μαθηματικό μοντέλο αυτό είναι είτε άγνωστο, είτε δύσκολο να επιλυθεί όντας έντονα μη γραμμικό. Η διαδικασία του ασαφούς ελέγχου μπορεί να χωριστεί σε τρία μέρη: όπως στο σχήμα:

- i. Ασαφοποίηση (Fuzzification)
- ii. Μηχανισμός εξαγωγής συμπερασμάτων (Inference Mechanism)
- iii. Απο-ασαφοποίηση (Defuzzification)



ΣΧΗΜΑ Α.3 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΡΟΗΣ ΔΙΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΑΙ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΗΣ ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑΣ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ.

1. Ασαφοποίηση: Στο στάδιο της ασαφοποίησης οι φυσικές μεταβλητές της διαδικασίας μετατρέπονται σε ασαφείς. Οι είσοδοι του συστήματος ασαφοποιούνται, στην περιοχή ορισμού τους, και ομαδοποιούνται σε συγκεκριμένα ασαφή σύνολα, ονομαζόμενα με λεκτικές μεταβλητές. Οι συναρτήσεις συμμετοχής και ο βαθμός συμμετοχής σε κάθε σύνολο καθορίζονται ανάλογα με την ακρίβεια που έχει οριστεί κατά τη σχεδίαση του συστήματος.

2. Εξαγωγή συμπερασμάτων: Η μονάδα λήψης αποφάσεων, δέχεται τις υποθέσεις και εξάγει τα συμπεράσματα με βάση τους ασαφείς κανόνες. Τρέχει όλους τους κανόνες που αναφέρονται στα σύνολα στα οποία έχουν βαθμό συμμετοχής οι είσοδοι. Έτσι υπολογίζεται ο βαθμός συμμετοχής σε κάθε σύνολο στην έξοδο. Οι κανόνες για σύνολα με μικρό βαθμό συμμετοχής συμβάλουν ελάχιστα στο τελικό αποτέλεσμα, ενώ οι κανόνες με τα σύνολα με μεγάλο βαθμό συμμετοχής είναι κυρίαρχοι. Τα τελικά ασαφή σύνολα εξόδου εξαρτώνται από το είδος της συνεπαγωγής που θα επιλεγεί. Οι δημοφιλέστερες συνεπαγωγές είναι οι συνεπαγωγές του Mamdani και του Larsen. Οι συνεπαγωγές κατά Mamdani χρησιμοποιούν το καρτεσιανό γινόμενο τομής, ενώ οι συνεπαγωγές κατά Larsen το καρτεσιανό αλγεβρικό γινόμενο. Επίσης υπάρχει και η συνεπαγωγή Sugeno η οποία παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με τη συνεπαγωγή Mamdani. Η κύρια διαφορά τους σχετίζεται με τις συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου. Στο μοντέλο Sugeno οι συναρτήσεις μεταφοράς της εξόδου είναι γραμμικές ή σταθερές.

- Συνεπαγωγή του Mamdani:

$$\mu_r(x, y) = \mu_{A \cap B} = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(y) \} \quad (\text{A.4})$$

- Συνεπαγωγή του Larsen:

$$\mu_r(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad (\text{A.5})$$

- Συνεπαγωγή Sugeno:

Ένας τυπικός κανόνας ασαφούς συστήματος Sugeno μηδενικής τάξεως έχει τη μορφή:

Αν το x είναι A και το y είναι B , τότε το $z = p * x + q * y + r$, όπου A και B ασαφή σύνολα και p, q και r σταθερά. Γ .

Αποασαφοποιητής: Το τελευταίο βήμα του αλγορίθμου ενός ασαφούς ελεγκτή είναι η από-ασαφοποίηση (defuzzification) της ασαφούς εισόδου σε σαφή τιμή. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές από-ασαφοποίησης. Εδώ θα πρέπει να αναφερθεί ότι, στη βιβλιογραφία που αναφέρεται στην ασαφή λογική, τα ονόματα των μεθόδων από-ασαφοποίησης διαφέρουν από συγγραφέα σε συγγραφέα. Γι' αυτό το λόγο στις μεθόδους από-ασαφοποίησης που αναφέρονται παρακάτω θα πρέπει να δοθεί σημασία περισσότερο στον ορισμό της μεθόδου και όχι στο όνομά της. Οι συνηθέστερες μέθοδοι από-ασαφοποίησης είναι οι ακόλουθες:

- Απο-ασαφοποίηση μεγίστου (maximum defuzzifier):

Στην τεχνική αυτή εξετάζεται η σύνθετη συνάρτηση συμμετοχής της εξόδου του ελεγκτή και επιλέγεται ως έξοδος η τιμή της μεταβλητής y όπου $\mu_Y(y)$ είναι μέγιστο.

$$\text{Συνεπώς: } y_{\max} = \mu_Y(y) \quad (\text{A.6})$$

Η μέθοδος δε δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα, ειδικά όταν υπάρχουν πολλαπλά μέγιστα.

- **Απο-ασαφοποίηση με μέσο όρο των μεγίστων (Mean of Maxima – MOM defuzzier)**

Στην τεχνική αυτή εξετάζεται η συνάρτηση συμμετοχής $\mu_Y(y)$ για να βρεθούν οι τιμές (εφόσον υπάρχουν) του y όπου $\mu_Y(y)$ είναι μέγιστη. Στη συνέχεια υπολογίζεται ο μέσος όρος των τιμών της εξόδου που αντιστοιχούν στη συνθήκη αυτή, δηλαδή:

$$y_{MOM} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \max \mu_Y(y) \quad (\text{A.7})$$

Στην περίπτωση που υπάρχει μόνο ένα μέγιστο, η τεχνική αυτή συμπίπτει με την προηγούμενη.

- **Απο-ασαφοποίηση κέντρου βάρους (Centre of Gravity – COG):**

Στην τεχνική αυτή υπολογίζεται το κέντρο βάρους όλων των συναρτήσεων συμμετοχής των I κανόνων που έχουν ενεργοποιηθεί, σταθμισμένων με τον βαθμό εκπλήρωσης σί κάθε κανόνα. Το τελικό αποτέλεσμα στην περίπτωση που οι συναρτήσεις είναι συμμετρικές είναι:

$$y_{COG} = \frac{\sum_{i=1}^I \sigma_i \mu_i(y)}{\sum_{i=1}^I \mu_i(y)} \quad (A.8)$$

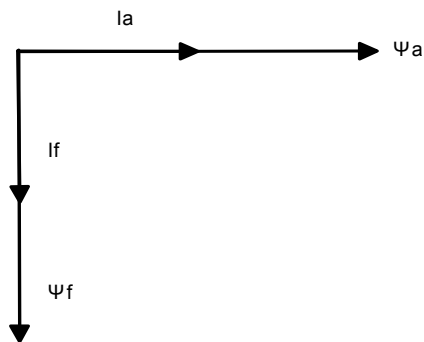
Όλες οι παραπάνω τεχνικές έχουν στόχο την εύρεση συγκεκριμένης τιμής της εξόδου του ελεγκτή (δηλαδή τη μεταβλητή ελέγχου που είναι είσοδος στο σύστημα) από τη σύνθετη συνάρτηση συμμετοχής της εξόδου.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

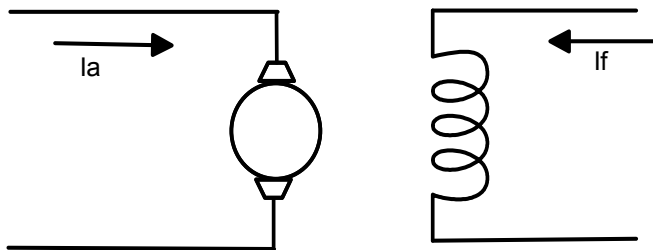
ΑΡΧΕΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ (VECTOR CONTROL) ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Β.1 Η ΑΡΧΗ ΤΟΥ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟΥ ΠΕΔΙΩΝ

Ο διανυσματικός έλεγχος βασίζεται στην αρχή του ελέγχου DC-μηχανής ξένης διεγερσης, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

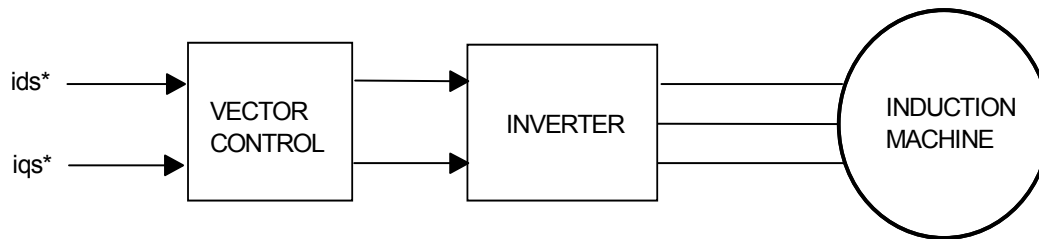


ΣΧΗΜΑ Β.1 ΡΕΥΜΑ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ I_f ΚΑΙ ΡΟΗ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ Ψ_f & ΡΕΥΜΑ ΤΥΜΠΑΝΟΥ I_a ΚΑΙ ΡΟΗ ΤΥΜΠΑΝΟΥ Ψ_a , ΣΕ DC ΜΗΧΑΝΗ ΞΕΝΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ.

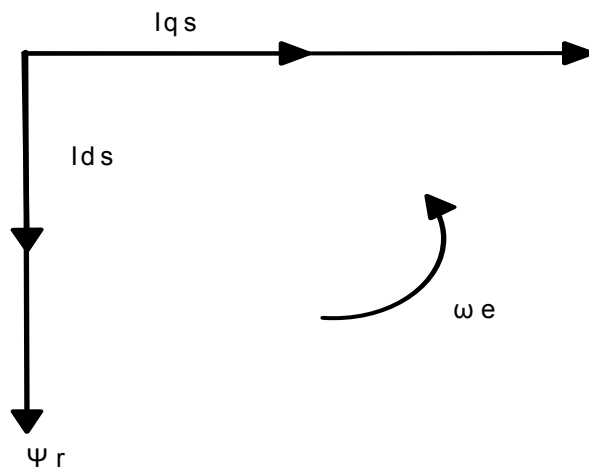


$$T_e = K_t \psi_f \psi_a = K_\tau I_a I_f \quad (B.1)$$

ΣΧΗΜΑ Β.2 DC ΜΗΧΑΝΗ ΞΕΝΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ



ΣΧΗΜΑ Β.3 ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ



ΣΧΗΜΑ Β.4 ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

$$T_e = K_t \psi_r i_{qs} = K_\tau i_{qs} i_{ds} \quad (B.2)$$

Η θεωρία του προσανατολισμού πεδίων γίνεται πιο κατανοητή με τη βοήθεια του παρακάτω ισοδύναμο κυκλώματος και του αντίστοιχου διανυσματικού διαγράμματος. Στο παρακάτω ισοδύναμο κύκλωμα, το οποίο αναφέρεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, η αυτεπαγωγή σκέδασης του δρομέα έχει αγνοηθεί για λόγους απλότητας, έτσι η ροή στο δρομέα ψ_r καθίσταται ίση με τη ροή στο διάκενο ψ_m . Έτσι ισχύει:

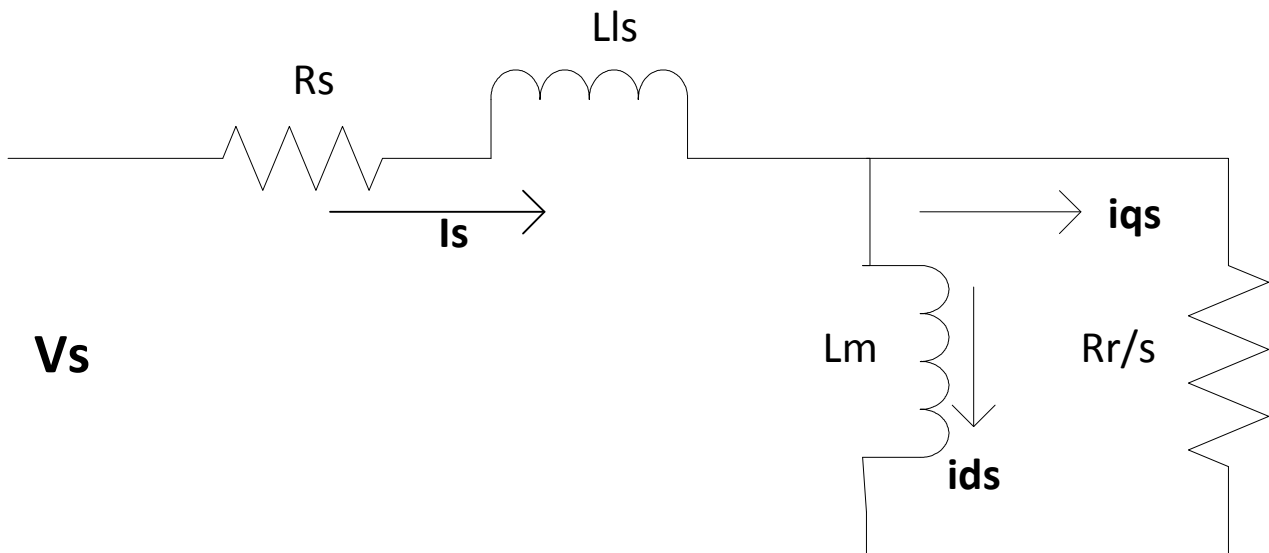
$$I_s = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2} \quad (B.3)$$

όπου

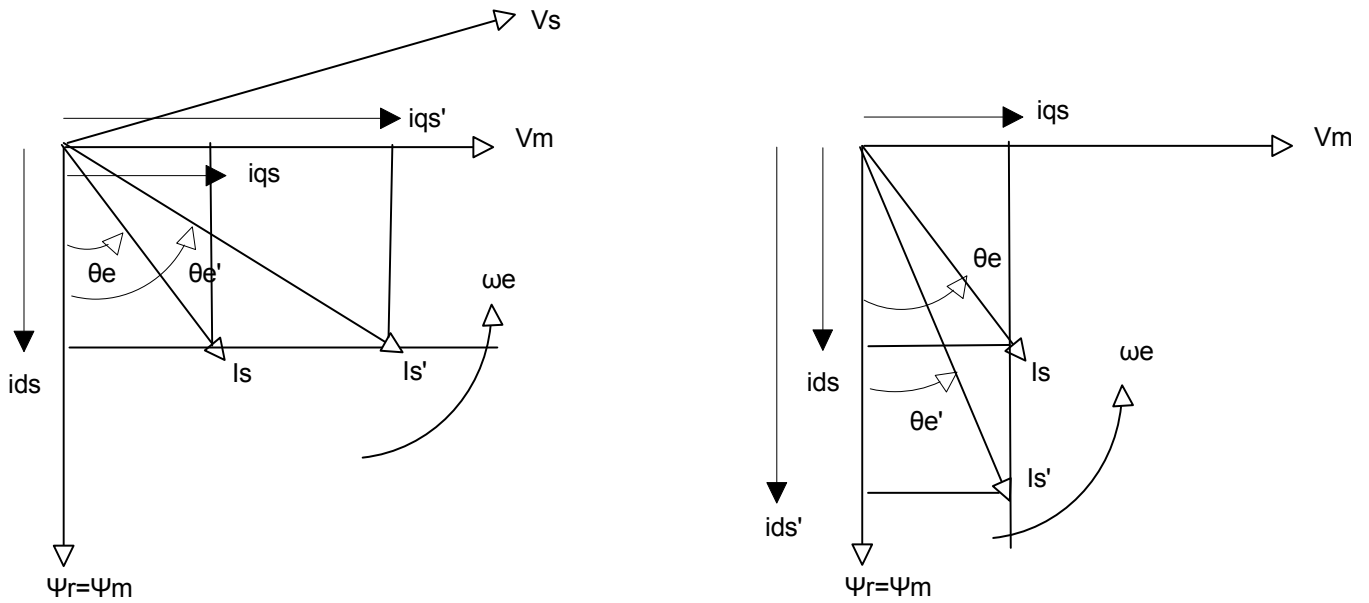
i_{ds} : η συνιστώσα μαγνήτισης του ρεύματος του στάτη κατ' αναλογία με το ρεύμα διέγερσης μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος.

i_{qs} : η συνιστώσα του ρεύματος στάτη που παράγει ροπή, κατ αναλογία με το ρεύμα τυμπάνου μιας μηχανής συνεχούς ρεύματος. Όπως φαίνεται και στο παρακάτω διανυσματικό διάγραμμα (Σχ. Γ.6), στο οποίο απεικονίζονται τα πλάτη των ηλεκτρικών μεγεθών εκφρασμένα σε πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο με την ηλεκτρική συχνότητα της τάσης τροφοδοσίας (d^e - q^e frame), μια αύξηση στην i_{qs}

συνιστώσα του ρεύματος αυξάνει τη ροπή της μηχανής, ενώ η ηλεκτρομαγνητική ροή ψ_r , διατηρείται σταθερή, ενώ μια μείωση της συνιστώσας ρεύματος i_{ds} εξασθενεί τη ροή. Γνωρίζοντας την αρχή που διέπει τον προσανατολισμό πεδίων, το ζητούμενο είναι πώς θα μπορέσουμε να ελέγξουμε τις συνιστώσες i_{ds} & i_{qs} ανεξάρτητα από τον επιθυμητό προσανατολισμό. Ωστόσο, αντί να θεωρήσουμε τα ρεύματα σε καρτεσιανή μορφή i_{ds} - i_{qs} , είναι εφικτό να τα θεωρήσουμε σε πολική μορφή ($|I_s|$ & θ)

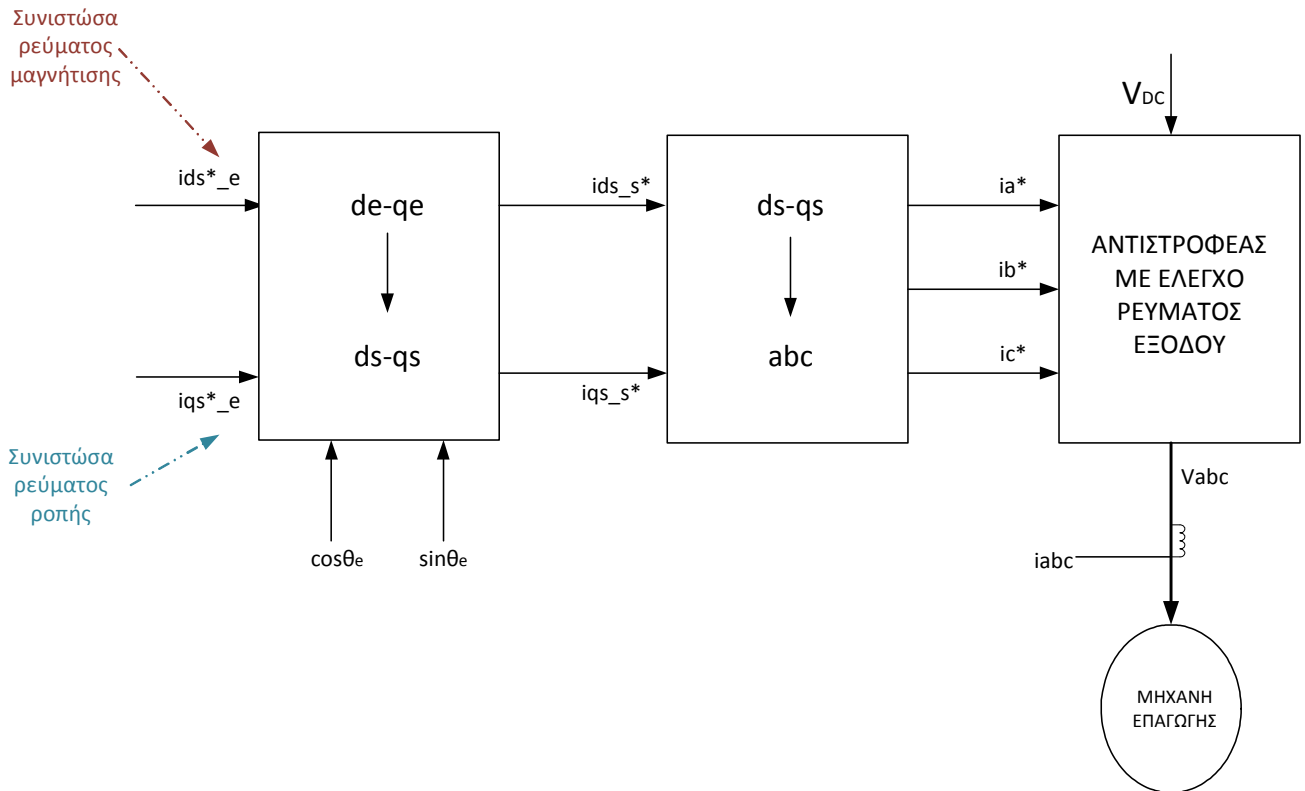


ΣΧΗΜΑ Β.5 ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ. ΑΠΕΙΚΟΝΙΖΕΙ ΤΗΝ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΣΕ 2 ΚΑΘΕΤΕΣ ΣΥΝΙΣΤΩΣΕΣ I_{D_S} & I_{Q_S} .



ΣΧΗΜΑ Β.6 ΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΟΠΟΥ ΠΑΡΙΣΤΑΝΕΤΑΙ Η ΛΟΓΙΚΗ ΑΠΟΣΥΖΕΥΓΜΕΝΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ. ΤΑ ΠΛΑΤΗ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΕΓΕΘΩΝ ΕΙΝΑΙ ΕΚΦΡΑΣΜΕΝΑ ΣΕ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΜΕ ΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ (DE-QE FRAME). ΜΙΑ ΑΥΞΗΣΗ ΣΤΗΝ i_{qs} ΣΥΝΙΣΤΩΣΑ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ, ΑΥΞΑΝΕΙ ΤΗ ΡΟΠΗ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ, ΕΝΩ Η ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΗ ΡΟΗ Ψ_r , ΔΙΑΤΗΡΕΙΤΑΙ ΣΤΑΘΕΡΗ, ΕΝΩ ΜΙΑ ΜΕΙΩΣΗ ΤΗΣ ΣΥΝΙΣΤΩΣΑΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ i_{ds} ΕΞΑΣΘΕΝΕΙ ΤΗ ΡΟΗ

Το παρακάτω σχήμα εξηγεί τη λογική του διανυσματικού ελέγχου περιγράφοντας τη διαδικασία που ακολουθείται:



ΣΧΗΜΑ Β.7 ΑΠΕΙΚΟΝΙΣΗ ΤΗΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΤΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΗΧΑΝΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

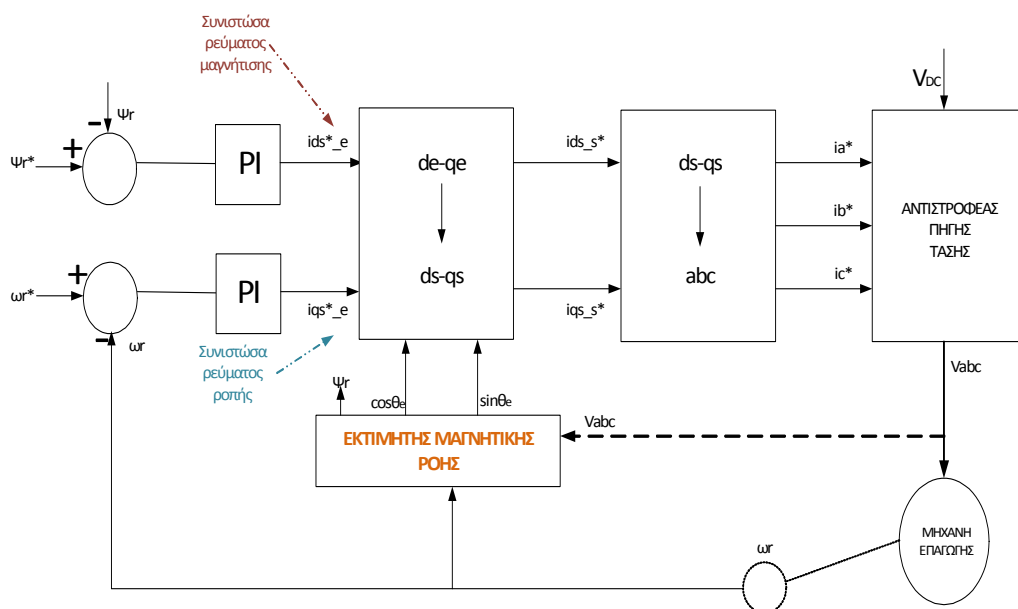
Στο παραπάνω σχήμα, όπως φαίνεται, ο έλεγχος της μηχανής ανάγεται στον έλεγχο των παραμέτρων i_{ds}^* & i_{qs}^* , οι οποίες συνιστούν τα επιθυμητά ρεύματα της μηχανής σε d^e-q^e πλαίσιο στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα ω_e και είναι DC ποσότητες. Στη συνέχεια, τα ρεύματα i_{ds}^* & i_{qs}^* μετασχηματίζονται στατό d^s-q^s πλαίσιο αναφοράς. Για το μετασχηματισμό αυτόν, απαιτείται σε κάθε χρονική στιγμή ο υπολογισμός της γωνίας θ_e , που είναι η γωνία κατά την οποία προπορεύεται το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του στατού πλαισίου αναφοράς, και προκύπτει με ολοκλήρωση της σύγχρονης ταχύτητας περιστροφής ω_e ως προς το χρόνο. Από το d^s-q^s πλαίσιο, στη συνέχεια μετασχηματίζουμε στο 3φασικό abc πλαίσιο, κι έτσι έχουμε τις τιμές αναφοράς για τα ρεύματα των τριών φάσεων της μηχανής i_a^*, i_b^*, i_c^* . Αν υποθέσουμε ότι ο Inverter έχει ιδανική απόκριση, τότε τα πραγματικά ρεύματα που διαρρέουν τη μηχανή ισούνται με τα επιθυμητά. Αντίστροφα με πριν. Η μηχανή μπορεί να μετασχηματιστεί σε 2φασικό στατό και στη συνέχεια σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς για τη μοντελοποίηση του δυναμικού μοντέλου της μηχανής.

B.2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

Υπάρχουν 2 βασικές τεχνικές διανυσματικού ελέγχου όσον αφορά στη μεθοδολογία υπολογισμού της γωνίας θ_e , και συγκεκριμένα των ποσοτήτων $\sin\theta_e$ & $\cos\theta_e$, μέσω των οποίων υλοποιείται ο μετασχηματισμός από σύγχρονα στρεφόμενο σε στατό πλαίσιο αναφοράς. Ο άμεσος ή με ανατροφοδότηση διανυσματικός έλεγχος (*direct or feedback vector control*) και ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος ή έλεγχος με προσω-τροφοδότηση (*indirect or feed-forward vector control*).

B.2.1 ΑΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Η τεχνική αυτή ελέγχου επινοήθηκε από τον Blaschke. Σε αυτή, το μοναδιαίο διάνυσμα $[\cos\theta_e, \sin\theta_e]$ προκύπτει από τις ηλεκτρομαγνητικές ροές ψ_{dr}^s, ψ_{qr}^s . Για τον υπολογισμό των ροών αυτών, χρησιμοποιείται ένας εκτιμητής μαγνητικής ροής, ο οποίος μπορεί να υλοποιηθεί με 2 τρόπους:



ΣΧΗΜΑ Β.8 ΕΠΕΞΗΓΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΜΜΕΣΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕ ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΟΥ ΜΟΝΑΔΙΑΙΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΡΟΗΣ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ

1] Μοντέλο εκτιμητή ροής με εισόδους τις τάσεις και τα ρεύματα στους ακροδέκτες της μηχανής, όπως στο παρακάτω σχήμα. Παρακάτω γράφονται οι εξισώσεις στις οποίες βασίζεται αυτό το μοντέλο εκτιμητή.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix}^s = K^s \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \& \quad \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}^s = K^s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{B.4}$$

$$\begin{aligned}\psi_{ds}^s &= \int (V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \\ \psi_{qs}^s &= \int (V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt\end{aligned}\quad (\text{B.5})$$

$$\begin{aligned}\psi_{dm}^s &= \psi_{ds}^s - L_{ls} i_{ds}^s = L_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \\ \psi_{qm}^s &= \psi_{qs}^s - L_{ls} i_{qs}^s = L_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s)\end{aligned}\quad (\text{B.6})$$

$$\begin{aligned}\psi_{dr}^s &= L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s \\ \psi_{qr}^s &= L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s\end{aligned}\quad (\text{B.7})$$

$$\begin{aligned}\psi_{dr}^s &= \frac{L_r}{L_m} \psi_{dm}^s - L_{lr} i_{ds}^s = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s) \\ \psi_{qr}^s &= \frac{L_r}{L_m} \psi_{qm}^s - L_{lr} i_{qs}^s = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s)\end{aligned}\quad (\text{B.8})$$

$$\psi_r = \sqrt{\psi_{dr}^{s2} + \psi_{qr}^{s2}}\quad (\text{B.9})$$

όπου

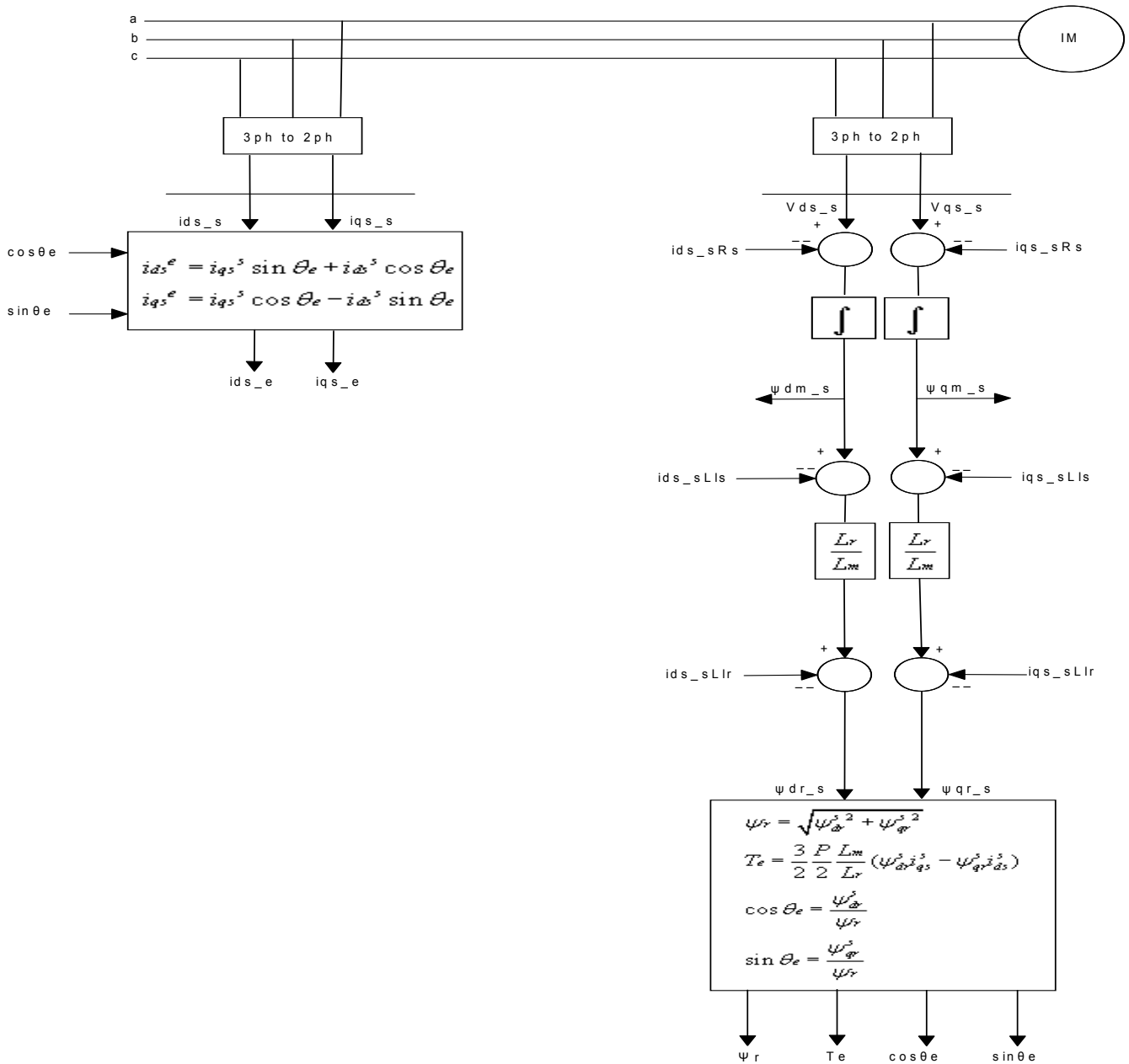
$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

Για την αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή ισχύει:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr}^s i_{qs}^s - \psi_{qr}^s i_{ds}^s)\quad (\text{B.10})$$

$$\begin{aligned}\psi_{dr}^s &= \psi_r \cos \theta_e \\ \psi_{qr}^s &= \psi_r \sin \theta_e\end{aligned}\quad (\text{B.11})$$

$$\begin{aligned}\cos \theta_e &= \frac{\psi_{dr}^s}{\psi_r} \\ \sin \theta_e &= \frac{\psi_{qr}^s}{\psi_r}\end{aligned}\quad (\text{B.12})$$



ΣΧΗΜΑ Β.9 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ (BLOCK DIAGRAM) ΑΜΕΣΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ (DIRECT VECTOR CONTROL), ΜΕ ΣΗΜΑΤΑ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ (FEEDBACK SIGNALS) ΤΙΣ ΤΑΣΕΙΣ ΚΑΙ ΤΑ ΡΕΥΜΑΤΑ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ.

Η παραπάνω μεθοδολογία άμεσου διανυσματικού ελέγχου, παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα:

- Σε χαμηλές συχνότητες, τα σήματα από τις μετρήσεις τάσεων θα είναι πολύ ασθενή και είναι πιθανό να έχουν σημαντικό ποσοστό σφαλμάτων, κάτι που θα οδηγήσει σε λανθασμένη εκτίμηση στο διάνυσμα των ροών, δεδομένου ότι οι ολοκληρωτές είναι πιθανό να εισαγάγουν μια dc offset ποσότητα.
- Σε χαμηλές συχνότητες, μια πιθανή απόκλιση των παραμέτρων της μηχανής R_s, L_s, L_r και L_m από τις πραγματικές τιμές (π.χ. λόγω αύξησης θερμοκρασίας), αλλά και οι απώλειες πυρήνα που δε λαμβάνονται υπ'όψιν στο μοντέλο του εκτιμητή, ίσως προκαλέσουν σημαντικά σφάλματα. Ωστόσο για υψηλές τάσεις τροφοδοσίας, η διακύμανση των παραμέτρων αυτών δεν παίζει σημαντικό ρόλο στον έλεγχο.

II] Μοντέλο εκτιμητή ροής με βάση μετρήσεις των ρευμάτων της μηχανής και της ταχύτητας της μηχανής.

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{dr}^s}{dt} + R_r i_{dr}^s + \omega_r \psi_{qr}^s &= 0 \\ \frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + R_r i_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s &= 0 \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$

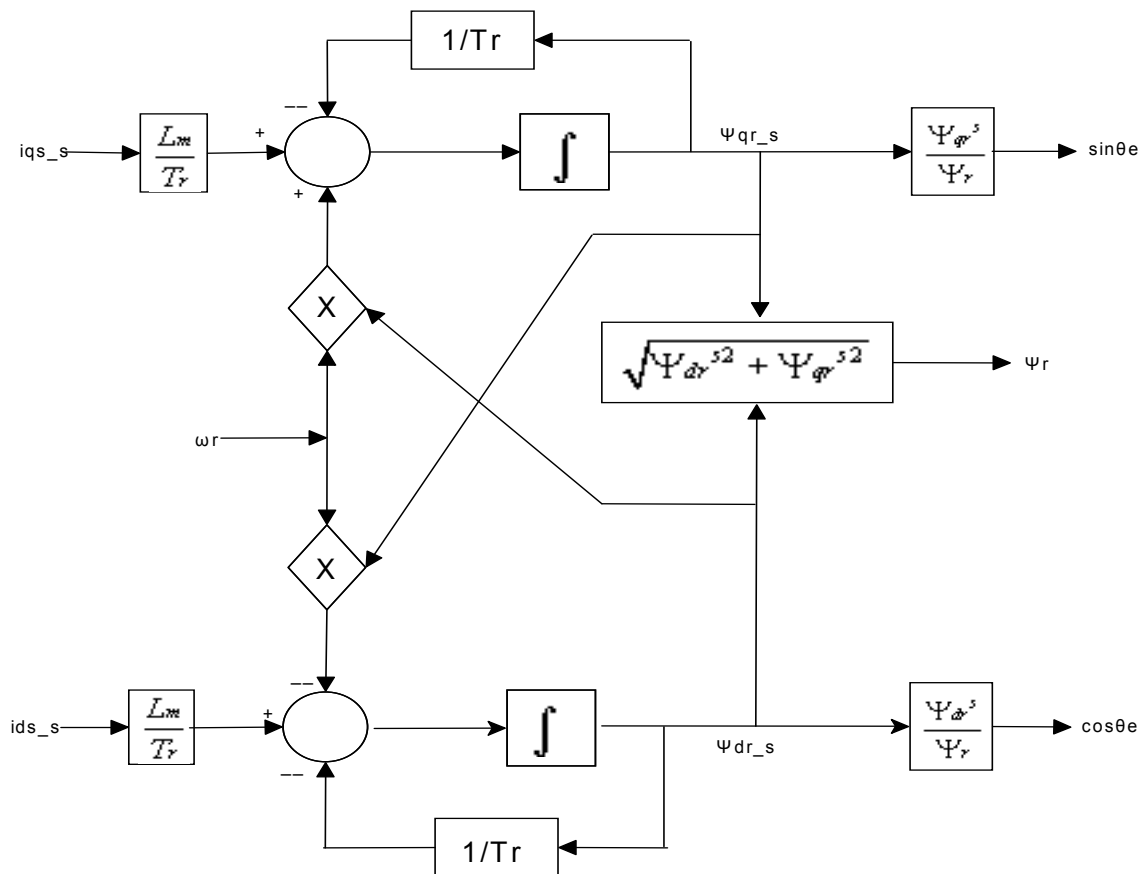
$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{dr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s) + \omega_r \psi_{qr}^s &= \frac{L_m R_r}{L_r} \cdot i_{ds}^s \\ \frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) - \omega_r \psi_{dr}^s &= \frac{L_m R_r}{L_r} \cdot i_{qs}^s \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

Θέτοντας $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, οι ροές ψ_{dr}^s & ψ_{qr}^s , υπολογίζονται τελικά με ολοκλήρωση ως εξής:

$$\begin{aligned} \psi_{dr}^s &= \int \left(\frac{L_m}{\tau_r} \cdot i_{ds}^s - \omega_r \psi_{qr}^s - \frac{1}{\tau_r} \cdot \psi_{dr}^s \right) dt \\ \psi_{qr}^s &= \int \left(\frac{L_m}{\tau_r} \cdot i_{qs}^s + \omega_r \psi_{dr}^s - \frac{1}{\tau_r} \cdot \psi_{qr}^s \right) dt \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

Για τον υπολογισμό του μοναδιαίου διανύσματος της γωνίας θ_e , ισχύουν κι εδώ οι σχέσεις (B.9) & (B.12)

Το ολοκληρωμένο μοντέλο του εκτιμητή αυτού απεικονίζεται στο παρακάτω σχέδιο:



ΣΧΗΜΑ Β.10 ΕΚΤΙΜΗΤΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΡΟΗΣ ΔΡΟΜΕΑ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΜΕΣΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ, Ο ΟΠΟΙΟΣ ΕΚΤΙΜΑ ΤΟΣΟ ΤΟ ΜΕΤΡΟ, ΟΣΟ ΚΑΙ ΤΗ ΓΩΝΙΑ ΤΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΡΟΗΣ Ψ_R .

Για να υλοποιηθεί αυτός ο εκτιμητής μαγνητικής ροής, απαιτείται η χρήση αισθητήρα ταχύτητας, ώστε να μπορούμε να δώσουμε το σήμα ανάδρασης ταχύτητας, σαν είσοδο στον εκτιμητή. Ωστόσο, η διάταξη αυτή πλεονεκτεί στο ότι μπορεί να επιτευχθεί ο έλεγχος του συστήματος κίνησης σε όλο το εύρος ταχυτήτων. Το μειονέκτημα της είναι η σημαντική εξάρτηση από την αντίσταση του δρομέα, ποσότητα που δύναται να αποκλίνει σημαντικά από την τυποποιημένη τιμή με τις διακυμάνσεις της θερμοκρασίας. Έτσι, η εκτίμηση της ροής μπορεί να ενέχει σφάλματα, αποκλίνοντας από την πραγματική τιμή.

B.2.2 ΕΜΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος, είναι μια τεχνική που διατυπώθηκε από τον Hasse. Δε διαφέρει σε τίποτα από τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο, παρά μόνο στο ότι το μοναδιαίο διάνυσμα της γωνίας ϑ_e , $[\cos\theta_e, \sin\theta_e]$ υπολογίζεται με πρόσω-τροφοδότηση. Ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος είναι ευρύτατα διαδεδομένος σε βιομηχανικές εφαρμογές. Η λογική του ελέγχου αυτού, φαίνεται στο παρακάτω ανυσματικό διάγραμμα. Οι άξονες d^s-q^s είναι ακίνητοι, ενώ το πλαίσιο d^r-q^r στρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα ω_r (η ταχύτητα περιστροφής της μηχανής επί τα ζεύγη πόλων). Όπως

φαίνεται και στο διάγραμμα, το πλαίσιο $\mathbf{d}^e\text{-}\mathbf{q}^e$ στρέφεται προπορευόμενο του πλαισίου $\mathbf{d}^r\text{-}\mathbf{q}^r$ κατά γωνία θ_{sl} , όπου

$$\theta_{sl} = \int \omega_{sl} dt = \int (\omega_e - \omega_r) dt \quad (\text{B.15})$$

όπου ω_{sl} , η συχνότητα ολίσθησης.

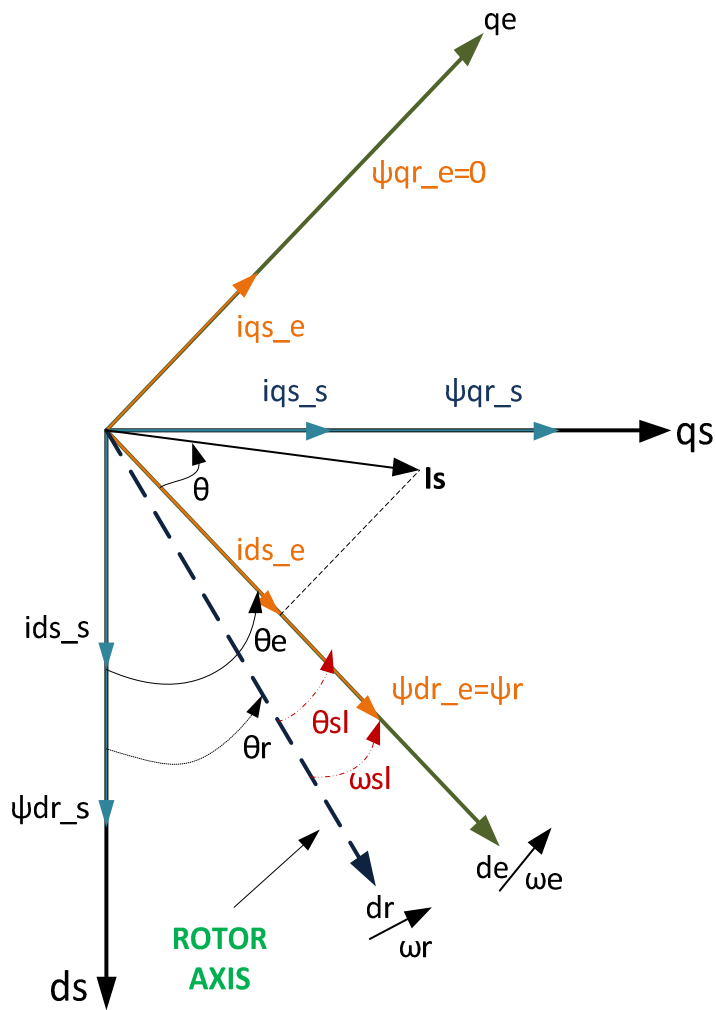
Άρα η γωνία θ_e , δίνεται ως εξής:

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \theta_r + \theta_{sl} \quad (\text{B.16})$$

Κι εδώ ισχύει η παραδοχή ότι το διάνυσμα του ρεύματος i_{ds} είναι ευθυγραμμισμένο με τον \mathbf{d}^e άξονα, ενώ του ρεύματος i_{qs} , με τον \mathbf{q}^e άξονα, για πλήρως αποσυζευγμένο έλεγχο.

Παραγωγίζοντας τις εξισώσεις που έχουν γραφτεί για τον άμεσο έλεγχο, προκύπτει:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \cdot \psi_{qr} &= 0 \\ \frac{d\psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \cdot \psi_{dr} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{B.17})$$



ΣΧΗΜΑ Β.11 ΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΕΠΕΞΗΓΗΣΗΣ ΤΟΥ ΕΜΜΕΣΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ. ΑΠΕΙΚΟΝΙΖΟΝΤΑΙ ΟΙ ΑΞΟΝΕΣ D-Q ΣΤΑ 3 ΠΛΑΙΣΙΑ ΑΝΑΦΟΡΑΣ, ΣΤΑΤΟ, ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΚΑΙ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΜΕ ΤΗ ΓΩΝΙΑΚΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ. Η ΓΩΝΙΑΚΗ ΟΛΙΣΘΙΣΗ θ_{sl} ΥΠΟΛΟΓΙΖΕΤΑΙ ΑΠΟ ΤΗ ΓΩΝΙΑΚΗ ΔΙΑΦΟΡΑ ΤΩΝ ΠΛΑΙΣΙΩΝ D^E-Q^E & D^R-Q^R .

$$\begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (B.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (B.19)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r i_{ds} - \omega_{sl} \cdot \psi_{qr} &= 0 \\ \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r i_{qs} + \omega_{sl} \cdot \psi_{dr} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

Ωστόσο, για αποσυζευγμένο διανυσματικό έλεγχο είναι επιθυμητό να είναι $\psi_{qr}=0$. Άρα $\frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0$ κι έτσι όλη η μαγνητική ροή είναι στον d^e άξονα.

$$\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{ds} \quad (\text{B.21})$$

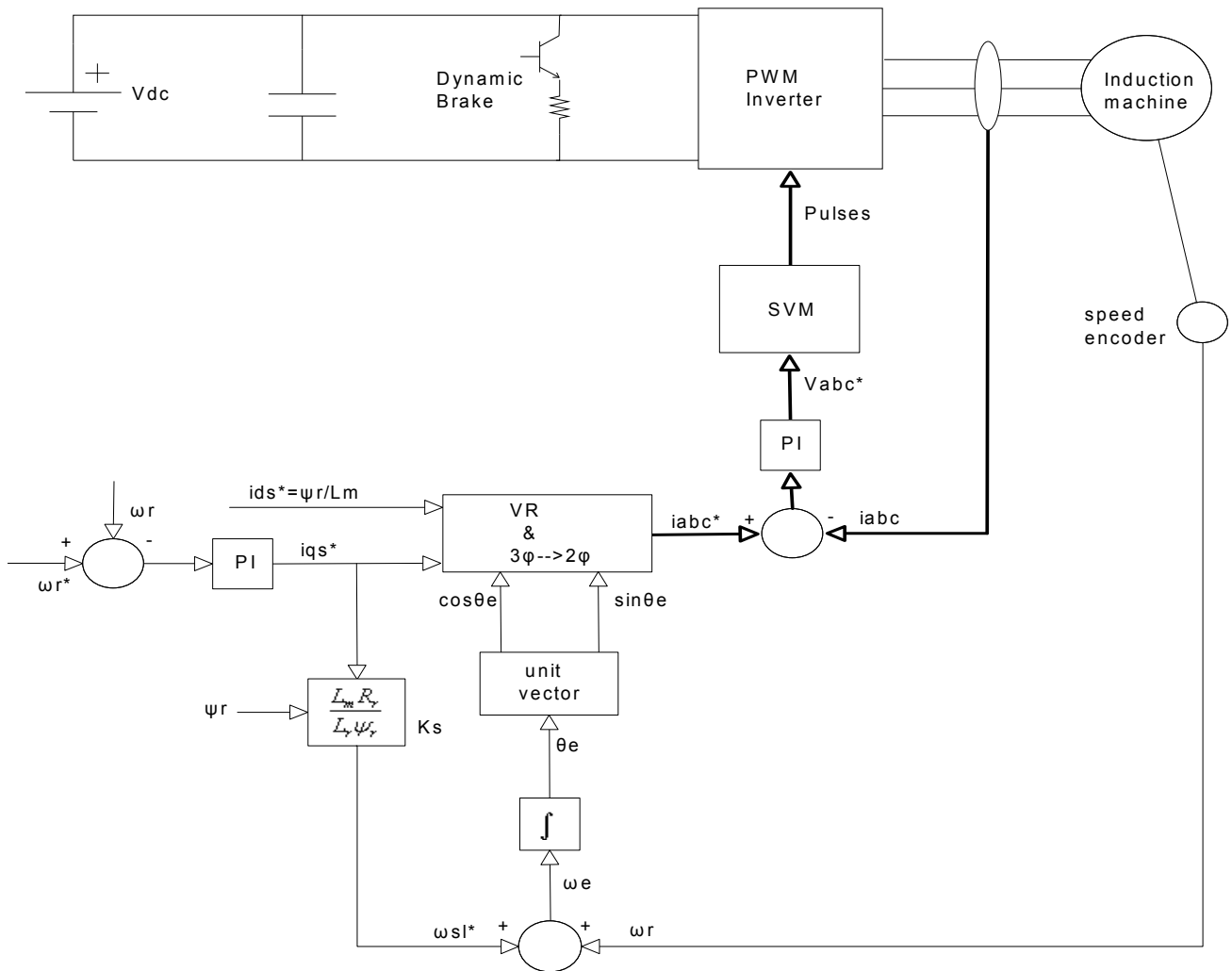
Όπου, σύμφωνα με την υπόθεσή μας είναι $\psi_r = \psi_{dr}$.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{\psi_r L_r} \cdot i_{qs} \quad (\text{B.22})$$

Αν η ροή του δρομέα είναι σταθερή, κάτι που ισχύει συχνά τότε:

$$\psi_r = L_m i_{ds} \quad (\text{B.23})$$

Δηλαδή, η ροή του δρομέα, είναι συμφασική με το ρεύμα στον d^e άξονα, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.



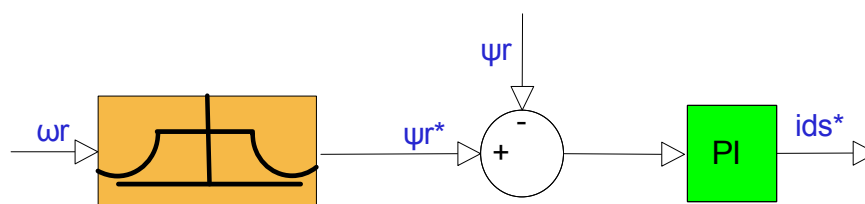
ΣΧΗΜΑ Β.12 ΔΟΜΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΜΜΕΣΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕ ΣΤΑΘΕΡΗ ΡΟΗ ΔΡΟΜΕΑ ΣΤΗ ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ, ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟ ΑΠΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ, ΤΟΥ ΟΠΟΙΟΥ Η ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ ΓΙΝΕΤΑΙ ΜΕ SPACE VECTOR MODULATION ΤΕΧΝΙΚΗ

Στο παραπάνω σχήμα, απεικονίζεται ένα σύστημα με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο ασύγχρονης μηχανής, σε λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων. Καθώς η μηχανή μπορεί να λειτουργεί είτε ως κινητήρας, είτε ως γεννήτρια, και καθώς το σύστημα περιλαμβάνει δυναμική πέδη, η μηχανή μπορεί να στέλνει ενέργεια πίσω στην πηγή τάσης, όταν αυτή επιβραδύνεται, έτσι επιτυγχάνεται "ανάκτησης ενέργειας κατά την πέδηση". Η λειτουργία αυτή είναι είναι χρήσιμη στην εξοικονόμηση ενέργειας στα συστήματα κίνησης με ηλεκτρικούς κινητήρες. Είναι επίσης πολύ σημαντική σε ηλεκτροκίνητα οχήματα, τα οποία χρησιμοποιούν συσσωρευτές για την αποθήκευση της ενέργειας που απαιτείται για την κίνησή τους, και κατά συνέπεια η αυτονομία τους είναι περιορισμένη. Το σύστημα ανάκτησης ενέργειας, επιτρέπει τη μερική φόρτιση των μπαταριών κατά την κίνηση του οχήματος, όταν αυτό επιβραδύνεται, η κινείται σε κατηφόρα, οπότε η δύναμη της βαρύτητας το κινεί.

Και στην περίπτωση έμμεσου διανυσματικού ελέγχου, ο βρόχος ελέγχου ταχύτητας, οδηγεί τη συνιστώσα ροπής του ρεύματος i_{qs}^* . Η συνιστώσα ρεύματος i_{ds}^* ελέγχει τη ροή Ψ_r και διατηρείται σταθερή σύμφωνα με την εξίσωση ... για λόγους απλότητας, σε λειτουργία ανοικτού βρόχου. Ωστόσο, μεταβολές στην αλληλεπαγωγή L_m , μπορεί να προκαλέσουν διακυμάνσεις στη ροή. Η γωνιακή συχνότητα ολίσθησης υπολογίζεται συναρτήσει του ρεύματος i_{qs}^* σύμφωνα με την εξίσωση: $\omega_{sl} = K_s i_{qs}^*$,

$$\text{Όπου: } K_s = \frac{L_m R_r}{L_r \psi_r} \tag{B.24}$$

Για τον προσδιορισμό της ηλεκτρικής συχνότητας ω_e , προστίθεται η εκτιμώμενη συχνότητα ολίσθησης, στο σήμα από τον αισθητήρα ταχύτητας της μηχανής. Με ολοκλήρωση της ω_e υπολογίζεται η γωνία θ_e . Στη συνέχεια, μέσω των ποσοτήτων $\sin\theta_e$, $\cos\theta_e$, μετασχηματίζουμε τα ρεύματα αναφοράς σε στατό 2-φασικό κι έπειτα σε 3φασικό σύστημα. Ο έλεγχος των ρευμάτων της μηχανής γίνεται με έναν PWM inverter, ο οποίος ελέγχεται, είτε σε ζώνη υστέρησης, είτε με SPWM, είτε με Space Vector Modulation. Τα ρεύματα αναφοράς μπορούν να μετατραπούν σε τάσεις αναφοράς με βάση της εξισώσεις της μηχανής και την ταχύτητα γνωστή. Αξίζει να σημειωθεί ότι, σε περίπτωση που η πολικότητα του ρεύματος i_{qs}^* αντιστραφεί και γίνει αρνητική, τότε η ροπή γίνεται αρνητική και η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια. Οπότε, η γωνιακή ταχύτητα ολίσθησης ω_{sl} θα έχει αρνητική τιμή, το ίδιο και η γωνία θ_e . Έτσι το στρεφόμενο πλαίσιο με την ταχύτητα του δρομέα d^f-q^f προπορεύεται του στρεφόμενου πλαισίου με την ηλεκτρική συχνότητα, d^e-q^e . Στον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο το εύρος ελέγχου ταχύτητας μπορεί να ποικίλει από την ακινησία ως πολύ υψηλές ταχύτητες, με φαινόμενα εξασθένησης πεδίου. Ωστόσο, όταν η μηχανή λειτουργεί στην περιοχή εξασθένησης πεδίου, ο έλεγχος κλειστού βρόχου της ροής είναι απαραίτητος, όπως στο παρακάτω σχήμα:



ΣΧΗΜΑ Β.13 ΣΥΣΤΗΜΑ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΗΣ ΡΟΗΣ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ ΣΕ ΕΜΜΕΣΟ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ, ΜΕ ΡΟΗ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΕΞΑΡΤΩΜΕΝΗ ΑΠΟ ΤΗΝ ΤΑΧΥΤΗΤΑ

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Μιχ. Π. Παπαδόπουλος, Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας: Ηλεκτρομηχανική μετατροπή, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα 1995
- [2] Andrzej M. Trzynadlowski, Control of induction motors, Academic Press, 2001
- [3] Andrzej M. Trzynadlowski, The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors, Kluwer Academic Publishers, 1994
- [4] Μιχ. Π. Παπαδόπουλος, Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας: Ηλεκτρομηχανική μετατροπή, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα 1995
- [5] Stephen J. Charman, Ηλεκτρικές μηχανές AC – DC, Μεταφραση: Νίκος Ι. Μάργαρης, Θεόδωρος Π. Θεοδουλίδης, Εκδόσεις Τζιόλα, 3^η Έκδοση, 2003
- [6] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, IEEE Computer Society Press, 2002
- [7] Bimal K. Bose, Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications, IEEE Press, 1996
- [8] Στέφανος Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά ισχύος, Έκτη έκδοση, Εκδόσεις συμμετρία, Αθήνα 2007
- [9] Kevin M. Passino, Stephen Yurkovich, Fuzzy Control, Addison Wesley Longman, Inc. 1998
- [10] Gilberto C. D. Sousa, Bimal K. Bose, John G. Cleland, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, IEEE Press, 1995
- [11] Π.Ν. Παρασκευόπουλος, Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου, Θεωρία και Εφαρμογές, Τόμος Α: ΣΑΕ Συνεχούς Χρόνου, Αθήνα 2007
- [12] Π.Ν. Παρασκευόπουλος, Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου, Θεωρία και Εφαρμογές, Τόμος Β: ΣΑΕ Διακριτού Χρόνου, Αθήνα 2007
- [13] Jin-Woo Jung, Phd Student, Prof Ali Keyhani, Space Vector PWM Inverter, Ohio State University, 2005
- [14] Bimal K. Bose, Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications, IEEE Press, 1996
- [15] Bimal K. Bose, "Efficiency Optimization of Induction Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 2, 1995