



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

**Έλεγχος κινητήρων επαγωγής με κριτήρια ελαχιστοποίησης
απωλειών**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ευάγγελος Μιχαήλ Τσαμπούρης

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2008



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

**Έλεγχος κινητήρων επαγωγής με κριτήρια ελαχιστοποίησης
απωλειών**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ευάγγελος Μιχαήλ Τσαμπούρης

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 9^η Οκτωβρίου 2008

.....
Α. Κλαδάς
Καθηγητής

.....
Στ. Μανιάς
Καθηγητής

.....
Στ. Παπαθανασίου
Επίκουρος Καθηγητής

Αθήνα, Οκτώβριος 2008



.....

Ευάγγελος Μ. Τσαμπούρης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Ευάγγελος Μ. Τσαμπούρης 2008.

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.

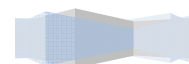
ΠΕΡΙΛΗΨΗ

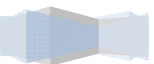
Η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελεί μελέτη επι της μοντελοποίησης και του ελέγχου των κινητήρων επαγωγής που στόχο έχει τη διερεύνηση και εισαγωγή κριτηρίων ελαχιστοποίησης απωλειών στον έλεγχο του συστήματος κίνησης. Για το σκοπό αυτό αναπτύχθηκε ενδελεχώς η σχετική θεωρία, χρησιμοποιήθηκαν εργαλεία προσομοίωσης και κατασκευάστηκε πειραματική διάταξη κινητήρα - αντιστροφέα ελεγχόμενη από DSP για τη διενέργεια πειραματικών δοκιμών.

Στα πλαίσια της εργασίας εξετάστηκαν διαφορετικές υλοποιήσεις του ελέγχου, με έμφαση στο διανυσματικό έλεγχο καθώς και οι κυριότερες τεχνικές PWM διαμόρφωσης. Ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στα σχετιζόμενα ζητήματα απωλειών. Επίσης διερευνήθηκε η τροποποιημένη μοντελοποίηση του κινητήρα επαγωγής με στόχο τη βελτίωση της εκτίμησης των απωλειών του σε αρμονικές συχνότητες. Με συγκριτική μελέτη πειραματικών δεδομένων και δεδομένων προσομοίωσης μελετήθηκε η συμπεριφορά των απωλειών συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας. Τέλος εξετάστηκε η δυνατότητα μείωσης των απωλειών στη θεμελιώδη συχνότητα με τον προγραμματισμό της ροής.

Λέξεις – φράσεις κλειδιά:

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, Έλεγχος κινητήρων επαγωγής, Διανυσματικός έλεγχος, Μείωση απωλειών, Διακοπτικές απώλειες, τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα επαγωγής.





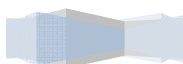
ABSTRACT

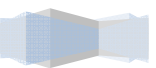
This diploma thesis forms a study on modeling and control techniques of induction motors which comes with the intention to explore and introduce criteria into the control algorithm that could minimize motor losses. For this purpose sedulous analysis of relevant theory was carried out, simulation software tools were adopted and a novel experimental setup of induction motor and inverter driven by DSP was developed in order to obtain experimental data.

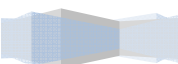
In this thesis different implementations of control algorithm were examined along with the most important PWM modulation techniques. Vector control (Field Oriented Control) was examined thoroughly while modifications of the induction motor equivalent circuit were tested in order to achieve better estimation and representation of the motor harmonic losses. The variation of those harmonic losses due to change of the switching frequency was as well examined by comparative study of experimental data and simulation results. Finally, the potential of reducing motor fundamental frequency losses via flux programming was investigated in the above thesis.

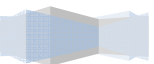
Keywords:

Electrical machine drive systems, Control of induction motors, Vector control – Field Oriented Control, Losses reduction, Harmonic losses, Modified equivalent circuit of the induction motor









ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονείται στα πλαίσια της πενταετούς υποχρεωτικής φοίτησης στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου και αποτελεί το επιστέγασμα αυτής. Πρόκειται για μια μελέτη επι της μοντελοποίησης και του ελέγχου των κινητήρων επαγωγής που στόχο έχει τη διερεύνηση και εισαγωγή κριτηρίων ελαχιστοποίησης απωλειών στον έλεγχο του συστήματος κίνησης. Για το σκοπό αυτό αναπτύχθηκε ενδελεχώς η σχετική θεωρία, χρησιμοποιήθηκαν εργαλεία προσομοίωσης και κατασκευάστηκε πειραματική διάταξη κινητήρα και αντιστροφέα ελεγχόμενη από DSP για τη διενέργεια πειραματικών δοκιμών.

Ο αναγνώστης μπορεί να βρει εντός της προκείμενης εργασίας μια αναλυτική παρουσίαση γύρω από τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης με κινητήρες επαγωγής. Εν αρχή γίνεται η εισαγωγή στο γνωστικό αντικείμενο. Στο πρώτο κεφάλαιο δίνονται οι θεμελιώδεις διατυπώσεις γύρω από τον κινητήρα επαγωγής και τον έλεγχο του. Στο δεύτερο κεφάλαιο η μελέτη εμβαθύνει στη μαθηματική θεμελίωση και τη φυσική σημασία των μετασχηματισμών σε στρεφόμενα πλαίσια αναφοράς δύο καθέτων αξόνων. Το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής δίνεται σε στατό και σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq αλλά και με τη μορφή των εξισώσεων κατάστασης. Στο τρίτο κεφάλαιο ο αναγνώστης μπορεί να γνωρίσει τις θεμελιώδεις διατάξεις του τριφασικού ανορθωτή και αντιστροφέα πηγής τάσεως δύο επιπέδων και να εμβαθύνει στις κυριότερες τεχνικές PWM διαμόρφωσης των παλμών του αντιστροφέα. Ιδιαίτερη αναφορά γίνεται στην επίπτωση των τεχνικών διαμόρφωσης στις απώλειες του κινητήρα επαγωγής. Τέλος στο τέταρτο κεφάλαιο αναπτύσσεται ενδελεχώς η θεωρία του ελέγχου των κινητήρων επαγωγής. Εξετάζονται οι βασικότερες τεχνικές ελέγχου, ενώ έμφαση δίνεται στο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Με το τέταρτο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας ολοκληρώνεται η θεωρητική ανάλυση. Στα επόμενα κεφάλαια της διπλωματικής εργασίας η μελέτη συνεχίζεται σε επίπεδο προσομοίωσης και πειράματος. Το πέμπτο κεφάλαιο συνίσταται στην αναλυτική προσομοίωση της λειτουργίας του συστήματος κίνησης υπο διαφορετικούς αλγορίθμους ελέγχου. Διαφορετικές υλοποιήσεις του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου μελετώνται. Στο ίδιο κεφάλαιο δίνονται ενδιαφέρουσες πλευρές της κατασκευής της πειραματικής διάταξης κινητήρα και αντιστροφέα στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του ΕΜΠ. Το έκτο κεφάλαιο έρχεται να συνθέσει όλες τις μέχρι τότε διαθέσιμες γνώσεις για την εξαγωγή ενός γενικευμένου αλγορίθμου μείωσης απωλειών. Προσπάθεια έγινε για τη διατύπωση κριτηρίων ελαχιστοποίησης απωλειών τόσο στη θεμελιώδη όσο και τις διακοπτικές συχνότητες. Μελετήθηκαν πιθανές τροποποιήσεις του ισοδυναμού κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής για την ακριβέστερη προσομοίωση των απωλειών στις αρμονικές συχνότητες και διερευνήθηκε

η βελτίωση της αποδόσεως με τον προγραμματισμό της εντολής της ροής. Στο τέλος της εργασίας ο αναγνώστης μπορεί να βρει επιγραμματικά μια ανασκόπηση των κυριότερων συμπερασμάτων της.

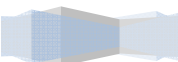
Τα συστήματα κίνησης με ηλεκτρικές μηχανές επαγωγής παρουσιάζουν τεράστιο εύρος εφαρμογών οι οποίες συχνά απαιτούν ακριβή και ταχύ έλεγχο θέσεως ή ταχύτητας. Η ανεξέλεγκτη άνοδος ωστόσο στις τιμές τις ενέργειας έχει φέρει στο προσκήνιο πιο έντονα απ' ότι ποτέ άλλοτε τα ζητήματα εξοικονόμησης ενέργειας. Η επιτακτική ανάγκη συνδυασμένης μελέτης αποδόσεως και επιδόσεως των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης εγείρει νέο επιστημονικό ενδιαφέρον και πυροδοτεί ραγδαίες εξελίξεις σε αυτό το επιστημονικό πεδίο.

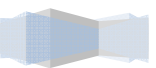
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Επιθυμώ να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας κ. Αντώνιο Κλαδά, Καθηγητή Ε.Μ.Π. για την πολύτιμη και ευχάριστη συνεργασία. Τον ευχαριστώ για την πολύπλευρη υποστήριξη, τις καίριες υποδείξεις του και πρωτίστως για το πνεύμα συνεργασίας και συναδελφικότητας που μου εμφύσησε.

Θερμά ευχαριστήρια οφείλω στον κ. Αντώνιο Χανιώτη, διδάκτορα του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, στον κ. Κωνσταντίνο Παύλου, μέλος ΕΕΔΙΠ του εργαστηρίου, στον κ. Ιάκωβο Μανωλά, υποψήφιο διδάκτορα και τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του εργαστηρίου για τη βοήθειά τους στο πειραματικό μέρος της εργασίας.

Η διπλωματική εργασία αφιερώνεται στην πολυαγαπημένη μου οικογένεια και σε όσους με στήριξαν σε αυτή την προσπάθεια.





ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

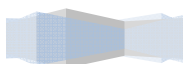
<u>1</u>	<u>ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΚΑΙ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΤΟΥ</u>	<u>17</u>
1.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	17
1.2	ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ	20
1.3	ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ	22
1.3.1	Βασική αρχή λειτουργίας	22
1.3.2	Στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο	22
1.3.3	Ανάπτυξη ροπής	25
1.3.4	Ισοδύναμο κύκλωμα	28
1.3.5	Ανάλυση του ισοδυναμού κυκλώματος	31
1.3.6	Χαρακτηριστική ροπής στροφών	34
1.4	ΚΑΤΑΞΗ ΦΟΡΤΙΩΝ – ΚΟΙΝΑ ΦΟΡΤΙΑ	37
1.5	ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ	40
1.6	ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΚΑΙ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΕΛΕΓΧΟΥ	43
1.6.1	Εισαγωγή	43
1.6.2	Τεταρτημόρια λειτουργίας	44
1.6.3	Εκκίνηση κινητήρων επαγωγής	45
1.6.4	Πέδηση και αναστροφή	46
1.6.5	Συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας	48
1.7	ΑΝΩΜΑΛΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ	49
1.8	ΣΥΝΟΨΗ	51
<u>2</u>	<u>ΜΟΝΤΕΛΑ ΑΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ</u>	<u>52</u>
2.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	52
2.2	ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΑΝΑ ΦΑΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ	53
2.3	ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΗ ΘΕΩΡΙΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ - ΒΑΣΙΚΟΙ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΙ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΑ ΠΛΑΙΣΙΑ	56
2.3.1	Εισαγωγή στη γενικευμένη θεωρία – Απλοποιητικές παραδοχές	56
2.3.2	Μετασχηματισμοί σε στρεφόμενα πλαίσια αναφοράς	56

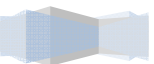
2.3.3	Μετασχηματισμός μεταβλητών στάτη σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με αυθαίρετη ταχύτητα	58
2.3.4	Μετασχηματισμός μεταβλητών δρομέα σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με αυθαίρετη ταχύτητα	65
2.4	ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΣΕ DQ ΠΛΑΙΣΙΟ	66
2.4.1	Επιλογή πλαισίου αναφοράς.....	67
2.4.2	Σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (excitation frame)	67
2.4.3	Στατό πλαίσιο αναφοράς (Stationary Reference Frame).....	71
2.5	ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΜΕ ΤΗ ΜΟΡΦΗ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ	72
2.6	ΣΥΝΟΨΗ.....	74
3 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΑΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ		75
3.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	75
3.2	ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ (RECTIFIER)	76
3.2.1	Τριφασικός ανορθωτής διόδων πλήρους κύματος (μη ελεγχόμενος)..	76
3.2.2	Ελεγχόμενοι ανορθωτές	79
3.2.2.1	Τριφασικός ανορθωτής θυρίστορ πλήρους κύματος με έλεγχο της γωνίας εναυσης.....	79
3.2.2.2	Ανορθωτές με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM rectifiers).....	83
3.2.3	Ανορθωτές στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας.....	85
3.3	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ (INVERTER)	85
3.3.1	Εισαγωγή.....	85
3.3.2	Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσεως	86
3.3.2.1	Τοπολογία	86
3.3.2.2	Λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως (square wave mode of operation)	88
3.3.2.3	Λειτουργία με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM mode of operation)	92
3.3.2.3.1	Τεχνική PWM	92
3.3.2.3.2	Ημιτονοειδής PWM	94
3.3.2.3.3	Space Vector PWM	97
3.3.2.3.4	Διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης	106
3.4	ΠΑΡΕΝΕΡΓΕΙΕΣ ΑΠΟ ΤΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ.....	108
3.5	ΣΥΝΟΨΗ.....	109

4	<u>ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ.....</u>	110
4.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	110
4.2	ΓΕΝΙΚΗ ΔΟΜΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗΣ	111
4.3	ΒΑΘΜΩΤΟΣ (ΜΟΝΟΜΕΤΡΟΣ) ΕΛΕΓΧΟΣ (SCALAR)	113
4.3.1	Θεωρητικό υπόβαθρο	113
4.3.2	Έλεγχος V/f σε ανοιχτό βρόχο.....	116
4.3.3	Έλεγχος V/f σε κλειστό βρόχο ταχύτητας	120
4.3.4	Έλεγχος V/f σε κλειστό βρόχο ταχύτητας και ροής	123
4.4	ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ (VECTOR CONTROL – FOC: FIELD ORIENTED CONTROL)	124
4.4.1	Εισαγωγή.....	124
4.4.2	Παραγωγή ροπής και έλεγχος σε μηχανή συνεχούς ξένης διεγέρσεως	126
4.4.3	Βασική αρχή διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου ...	128
4.4.4	Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου.....	129
4.4.5	Έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου	132
4.4.6	Διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη .	138
4.4.7	Διανυσματικός έλεγχος χωρίς αισθητήρες.....	143
4.4.8	Εκτίμηση του διανύσματος της ροής στις μηχανές επαγωγής.....	144
4.4.8.1	Εκτίμηση ροής με χρήση του μοντέλου τάσεων της μηχανής	144
4.4.8.2	Εκτίμηση ροής με χρήση του μοντέλου ρευμάτων της μηχανής .	148
4.5	ΑΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ – ΕΥΦΥΕΙΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ.....	150
4.5.1	Άμεσος έλεγχος ροπής και ροής	150
4.5.2	Ευφυείς τεχνικές	155
4.6	ΣΥΝΟΨΗ	158
5	<u>ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ.....</u>	159
5.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	159
5.2	Προσομοίωση συστήματος κίνησης.....	159
5.2.1	Ο ρόλος της προσομοίωσης στην έρευνα και τον σχεδιασμό.	159
5.2.2	Προσομοίωση συνιστώντων μερών	160
5.2.2.1	Τριφασική πηγή ισχύος και ανορθωτής	161
5.2.2.2	Αντιστροφέας.....	164
5.2.2.3	Κινητήρας επαγωγής.....	170
5.2.3	Προσομοίωση λειτουργίας συστήματος κίνησης.....	184
5.2.3.1	Βαθμωτός έλεγχος	184

5.2.3.1.1	Βαθμωτός έλεγχος σε ανοιχτό βρόχο.....	184
5.2.3.1.2	Βαθμωτός έλεγχος σε κλειστό βρόχο ταχύτητας	188
5.2.3.1.3	Βαθμωτός έλεγχος σε κλειστό βρόχο ταχύτητας και ροής..	192
5.2.3.2	Διανυσματικός έλεγχος.....	195
5.2.3.2.1	Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το πεδίου του δρομέα	195
5.2.3.2.2	Έμμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα	201
5.2.3.2.3	Διανυσματικός έλεγχος με χρήση του μοντέλου τάσεων του κινητήρα και SVPWM τεχνική διαμόρφωσης.....	208
5.3	ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....	213
5.3.1	Πηγή ισχύος και ανορθωτής.....	213
5.3.2	Αντιστροφέας.....	213
5.3.3	Τριφασικός κινητήρας επαγωγής και φορτίο.....	214
5.3.4	DSP (Digital Signal Processor) – Μέτρηση και επεξεργασία αναδράσεων	215
5.3.4.1	Προεπεξεργασία μετρούμενων ρευμάτων του κινητήρα για την προώθησή τους στις αναλογικές θύρες του DSP	216
5.3.4.2	Προεπεξεργασία σήματος ταχογεννήτριας για την προώθησή του στις αναλογικές θύρες του DSP	218
5.3.4.3	Επεξεργασία των παλμών ελέγχου μετά την έξοδό τους από τις ψηφιακές θύρες του DSP και δημιουργία συμπληρωματικών παλμών	219
5.4	ΣΥΝΟΨΗ.....	221
6	<u>ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ</u>	222
6.1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	222
6.2	ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΕΝΟΥ ΔΡΟΜΕΑ	224
6.2.1	Εισαγωγή.....	224
6.2.2	Κατάταξη απωλειών	224
6.2.3	Θεμελιώδεις ηλεκτρομαγνητικές απώλειες.....	225
6.2.3.1	Απώλειες από υστέρηση.....	226
6.2.3.2	Απώλειες από δινορεύματα	227
6.2.4	Διακοπτικές απώλειες	229
6.2.4.1	Διακοπτικές απώλειες χαλκού.....	230
6.2.4.2	Διακοπτικές απώλειες πυρήνα	232
6.2.4.3	Ολικές διακοπτικές απώλειες.....	235
6.3	ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΕΩΣ	235

6.4	ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΤΡΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΜΕ ΚΛΑΣΣΙΚΟ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ.....	237
6.4.1	Εισαγωγή.....	237
6.4.2	Πειραματικά δεδομένα.....	238
6.4.3	Προσομοίωση με κλασσικό ισοδύναμο κύκλωμα.....	242
6.4.3.1	Μεθοδολογία.....	242
6.4.3.2	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	248
6.4.3.3	Σύγκριση αποτελεσμάτων.....	248
6.5	ΤΡΟΠΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ.....	250
6.5.1	Θεωρητική προσέγγιση.....	250
6.5.2	Παράμετροι τροποποιημένου ισοδύναμου κυκλώματος.....	254
6.5.3	Μελέτη απλοποιημένης τροποποίησης.....	256
6.5.3.1	Μοντελοποίηση.....	258
6.5.3.2	Μεθοδολογία κατά την προσομοίωση.....	261
6.5.3.3	Σύγκριση αποτελεσμάτων.....	263
6.5.4	Μελέτη πλήρους τροποποίησης.....	267
6.5.4.1	Μοντελοποίηση και προσομοίωση.....	268
6.5.4.2	Σύγκριση αποτελεσμάτων.....	272
6.5.5	Σύνοψη συμπερασμάτων.....	293
6.6	ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΤΗ ΘΕΜΕΛΙΩΔΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ.....	295
6.6.1	Εξοικονόμηση ενέργειας με τη χρήση συστημάτων κίνησης μεταβλητής ταχύτητας.....	295
6.6.2	Βελτιστοποίηση ελέγχου σε χαμηλές φορτίσεις.....	295
6.7	ΔΙΑΤΥΠΩΣΗ ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΟΥ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ.....	298
6.8	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΙΩΣΗΣ ΑΠΩΛΕΙΩΝ.....	299
6.9	ΣΥΝΟΨΗ.....	307
7	<u>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΕΡΓΑΣΙΕΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ.....</u>	308
7.1	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΚΑΙΝΟΤΟΜΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ.....	308
7.2	ΕΡΓΑΣΙΕΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ.....	309
8	<u>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</u>	312

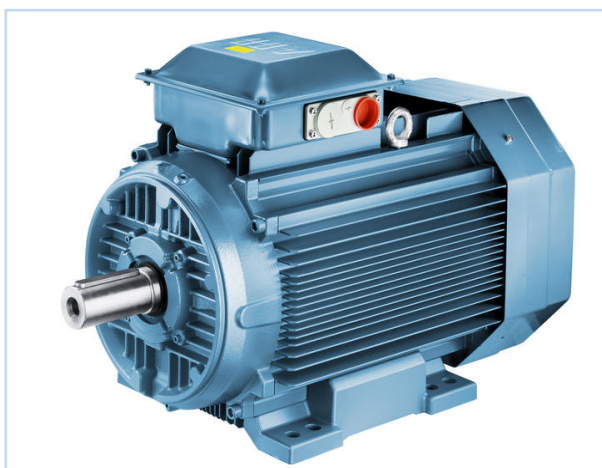




1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΚΑΙ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΤΟΥ

1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Περισσότερο από το 50% της ηλεκτρικής ενέργειας που παράγεται στις αναπτυγμένες χώρες μετατρέπεται σε μηχανική ενέργεια στις ηλεκτρικές μηχανές, ελευθερώνοντας το κοινωνικό σύνολο από τα δεσμά της βαριάς και χωρίς ενδιαφέρον χειρονακτικής εργασίας. Ανάμεσα σε πολλούς τύπους ηλεκτρικών μηχανών, οι τριφασικές ασύγχρονες μηχανές (μηχανές επαγωγής) συνεχίζουν να απολαμβάνουν την ίδια απaráμιλλη δημοτικότητα όπως και έναν αιώνα πριν. Τουλάχιστον το 90% των βιομηχανικών κινητήριων συστημάτων χρησιμοποιούν ασύγχρονους τριφασικούς κινητήρες (κατά το πλείστον με δρομέα τύπου κλωβού) (Εικόνα (1.1)).



1.1: Ασύγχρονος κινητήρας για βιομηχανικές εφαρμογές. Παρακάτω δίνονται τα χαρακτηριστικά του όπως αναφέρονται από τον κατασκευαστή:

Ισχύς εξόδου	0.75 έως 90 kW
Μέγεθος πλαισίου (frame size)	IEC 80 έως 280
Αριθμός πόλων	2 έως 8
Τάσεις τροφοδοσίας	Όλες οι κοινές τάσεις
Συχνότητα	50 ή 60 Hz
Προστασία	IP 55

Η πλειονότητα των ασύγχρονων μηχανών λειτουργεί χωρίς έλεγχο καθώς τροφοδοτούνται απ' ευθείας από το εκάστοτε τριφασικό δίκτυο, ωστόσο το ποσοστό των υπό έλεγχο μηχανών που προορίζονται για συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας αυξάνει σταθερά καθώς οι dc μηχανές χρησιμοποιούνται σπανιότερα. Οι τελευταίες έχουν μειονεκτήματα όπως το υψηλό κόστος αγοράς, η αυξημένη αδράνεια του δρομέα, η κατασκευαστική πολυπλοκότητα και το υψηλό κόστος συντήρησης που προκύπτει λόγω των εγγενών προβλημάτων που σχετίζονται με τη λειτουργία του συλλέκτη και των ψηκτρών, του συστήματος που πετυχαίνει την ανόρθωση της τάσεως σε μια dc μηχανή. Τα πλεονεκτήματα αυτών των μηχανών με σημαντικότερα τον απλό έλεγχό τους και την ταχεία απόκριση ροπής δυσκολεύονται όλο και περισσότερο να αντισταθμίσουν τα μειονεκτήματα καθώς η εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος και των μικροεπεξεργαστών (ραγδαία αύξηση υπολογιστικής ισχύος) δίνουν πλέον την δυνατότητα υλοποίησης συστημάτων ελέγχου ac μηχανών υψηλής αποδόσεως, με βελτιστοποιημένες αποκρίσεις σε δυναμικές ή στατικές καταστάσεις λειτουργίας. Αντίθετα, η εξέλιξη στο σχεδιασμό των ηλεκτρικών μηχανών γίνεται με αργά βήματα σε σχέση με τα πεδία των ηλεκτρονικών ισχύος και της αρχιτεκτονικής υπολογιστών (πρέπει ωστόσο να σημειωθεί

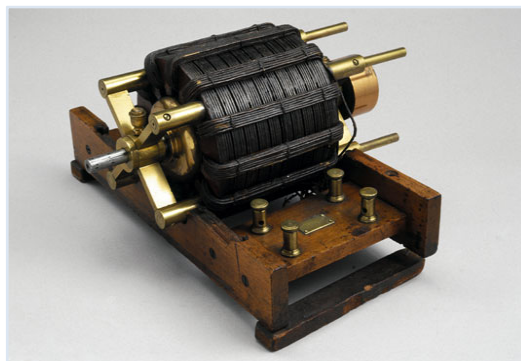
ότι η έρευνα και ανάπτυξη σε αυτή την περιοχή ξεκίνησε περισσότερο από εκατό χρόνια πριν, όταν ξεκίνησε και η κατασκευή των ηλεκτρικών μηχανών, και διαφαίνεται πως δε θα υπάρξει κάποιος κορεσμός σε αυτό το πεδίο). Έτσι τα μειονεκτήματα των dc μηχανών, τα οποία κατά το πλείστον σχετίζονται με κατασκευαστικά ζητήματα φαίνεται να αποκτούν μεγαλύτερο ειδικό βάρος και να καταδικάζουν τις μηχανές συνεχούς ρεύματος σε περιορισμένη και μάλλον εξειδικευμένη χρήση σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος (περιφερειακά Η/Υ, ιατρικά μηχανήματα, άλλες κατασκευές που απαιτείται ακριβής έλεγχος στροφών).

Έχει εκτιμηθεί ότι περισσότερα από πενήντα δισεκατομμύρια δολάρια θα μπορούσαν να εξοικονομηθούν ετησίως με αντικατάσταση όλων των μη ελεγχόμενων μηχανών με ελεγχόμενες. Τα οφέλη αυτά γίνονται ακόμα σημαντικότερα αν λάβουμε υπ' όψη μας την όλο και μεγαλύτερη βαρύτητα που δίνεται στα ενεργειακά ζητήματα τα τελευταία χρόνια όπως επιβάλλεται από τα νέα οικονομικοπολιτικά δεδομένα σε συνδυασμό με την ανάγκη για βιώσιμη και αειφόρο ανάπτυξη φιλική προς το περιβάλλον. Τα παραπάνω δεδομένα «στήνουν» το σκηνικό για τον ηλεκτρολόγο μηχανικό.

Ο έλεγχος των μηχανών επαγωγής είναι πολύ πιο πολύπλοκος από αυτόν των dc. Δύο είναι οι κύριες πηγές δυσκολιών: Η ανάγκη τροφοδοσίας με τάση μεταβλητής συχνότητας (οι dc μηχανές ελέγχονται με ρύθμιση αποκλειστικά του πλάτους της τάσεως τροφοδοσίας) και η μη γραμμικότητα και πολυπλοκότητα του αναλυτικού μοντέλου της μηχανής που εντείνεται ακόμα περισσότερο αν ληφθεί υπ' όψη η αβεβαιότητα για τις τιμές των παραμέτρων του. Ωστόσο οι ασύγχρονες μηχανές, όχι τυχαία, είναι τόσο διαδεδομένες στη βιομηχανία που σε πολλές εγκαταστάσεις είναι και οι μόνες που συναντώνται. Αυτές οι απλές στην κατασκευή και εύρωστες στη λειτουργία μηχανές, «δαιμόνια» επινόηση στα τέλη του δεκάτου ενάτου αιώνα, ακόμα διατηρούν αδιαμφισβήτητη τη δημοτικότητά τους στις βιομηχανικές εφαρμογές καθώς υλοποιούν ένα απλό αλλά έξυπνο σχήμα ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας.

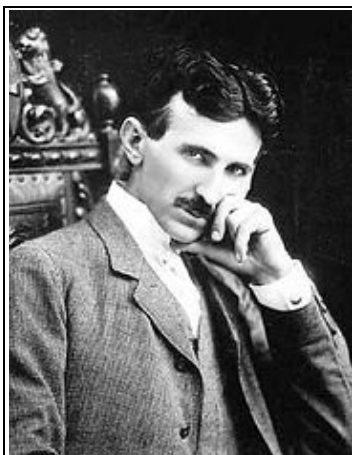
Ήταν καλοκαίρι του 1883 όταν ο ανθρωπιστής και οραματιστής επιστήμονας Νικόλα Τέσλα (1856 – 1943) κατασκεύασε το πρώτο επαγωγικό τύμπανο, σε μια εποχή που ο Τόμας Έντισον (1847 – 1931) και τα συστήματά συνεχούς ρεύματος κυριαρχούσαν στην Αμερική.

1.2: Η αυθεντική μηχανή επαγωγής του Νικόλα Τέσλα (1887 -1888)



Οι ασύγχρονες μηχανές βραχυκυκλωμένου δρομέα τύπου κλωβού, που αποτελούν την συντριπτική πλειοψηφία, δεν παρέχουν πρόσβαση στο δρομέα. Η απουσία κινούμενων επαφών σε αντίθεση με τις dc μηχανές ή τις σύγχρονες μηχανές (γεννήτριες και κινητήρες) που διαθέτουν σύστημα ψηκτρών - συλλέκτη ή ψηκτρών - δακτυλίων αυξάνει την αξιοπιστία ενώ αποτρέπει σπινθηρισμούς, επιτρέποντας τη χρήση ασύγχρονων μηχανών τύπου κλωβού σε τραχεία περιβάλλοντα, ακόμα και σε εκρηκτικές συνθήκες. Η αξιοπιστία της κατασκευής γίνεται ακόμα μεγαλύτερη λόγω της απουσίας τυλίγματος στο δρομέα, ο οποίος αποτελείται από μεταλλικές ράβδους που σχηματίζουν τον κλωβό. Μια τέτοια κατασκευή μπορεί να λειτουργεί σε υψηλές ταχύτητες και να ανταπεξέρχεται σε έντονες μηχανικές και ηλεκτρικές υπερφορτίσεις με επιτυχία. Επίσης, σε συνδυασμό με τα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας, οι ασύγχρονες μηχανές

επιταχύνουν τη δυναμική απόκριση του συστήματος στις εντολές ελέγχου χάρη στη μικρή ηλεκτρική σταθερά χρόνου. Ακόμα, ο τυπικός κινητήρας επαγωγής τύπου κλωβού αποδίδει σημαντικά αποθέματα ροπής ενώ η εξάρτηση της μηχανικής ταχύτητας του δρομέα από τη ροπή του φορτίου είναι μικρή.



Γεννήθηκε	10 Ιουλίου 1856 Smilian Αυστρία
Απεβίωσε	7 Ιανουαρίου 1943 (ετών 86) Νέα Υόρκη, ΗΠΑ
Έδρα	Αυστρία, Ουγγαρία, Γαλλία, ΗΠΑ
Επιστημονικά ενδιαφέροντα	Φυσική, επιστήμη ηλεκτρολόγου μηχανικού
Διάσημος για	Εναλλασσόμενο ρεύμα, μηχανή επαγωγής, στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο, ασύρματες τηλεπικοινωνίες
Σημαντικές διακρίσεις	Edison Medal (1916) Elliott Cresson Gold Medal (1893) John Scott Medal (1934)

1.3: Nikola Tesla
Circa 1896

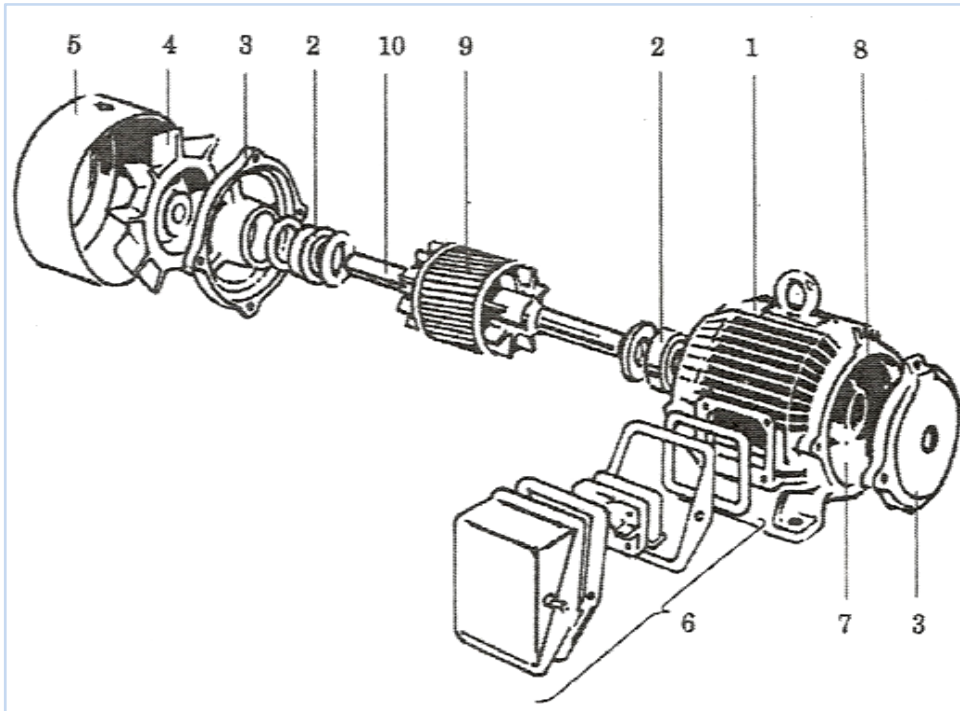
μαζί με τον δρομέα. Στην απλούστερη περίπτωση μεταβλητές αντιστάσεις συνδέονται στο τύλιγμα του δρομέα κατά την εκκίνηση της μηχανής για περιορισμό των ρευμάτων εκκινήσεως και στη μόνιμη κατάσταση οι ακροδέκτες του τυλίγματος δρομέα βραχυκυκλώνονται. Σε πιο περίπλοκα συστήματα (cascade systems) πλεονάζουσα ηλεκτρική ισχύς λαμβάνεται από το τύλιγμα του δρομέα και ανατροφοδοτείται στο δίκτυο. Ωστόσο, το τίμημα για αυτές τις επιπλέον δυνατότητες είναι η μείωση της αξιοπιστίας και η αύξηση του κόστους των μηχανών γεγονός που τις κάνει όλο και πιο σπάνιες στις βιομηχανικές εφαρμογές στις οποίες κυρίαρχο κινητήριο σύστημα είναι οι ασύγχρονες μηχανές με δρομέα τύπου κλωβού.

Παρότι η αρχή λειτουργίας των μηχανών επαγωγής έχει μείνει αναλλοίωτη, σημαντική τεχνολογική πρόοδος έχει επιτελεστεί, ειδικά τις τελευταίες δεκαετίες. Σε σύγκριση με τους προγόνους τους οι ασύγχρονες μηχανές είναι μικρότερες, ελαφρύτερες πιο αξιόπιστες και αποδοτικές. Οι αποκαλούμενες μηχανές υψηλής αποδόσεως (high efficiency motors) στις οποίες τυλίγματα μειωμένης αντιστάσεως και σιδηρομαγνητικά υλικά χαμηλών απωλειών εξασφαλίζουν σημαντική μείωση της κατανάλωσης ενέργειας, είναι ευρέως διαθέσιμες. Είναι ακριβότερες από τις συμβατικές μηχανές ωστόσο για τις περισσότερες εφαρμογές η απλή περίοδος αποπληρωμής είναι μικρή. Μια συντηρητική εκτίμηση θέλει τη διάρκεια ζωής μιας ασύγχρονης μηχανής να είναι 12 χρόνια (παρότι κατάλληλη συντήρηση μπορεί να την αυξήσει σε δεκαετίες). Συνεπώς η αντικατάσταση των συμβατικών συστημάτων με συστήματα αυξημένης αποδόσεως, αγορά που θα είχε καθαρή περίοδο αποπληρωμής λίγα χρόνια (2 χρόνια είναι μια τυπική Κ.Π.Α.), αποτελεί ζήτημα κοινής λογικής.

Στη συνέχεια του κεφαλαίου γίνεται αναφορά σε θέματα κατασκευής, λειτουργίας και ελέγχου των κινητήρων επαγωγής. Παρουσιάζεται η βασική αρχή λειτουργίας και αναλύεται η μόνιμη κατάσταση ισορροπίας με τη χρήση του ανά φάση ισοδυναμίου κυκλώματος, με τη βοήθεια του οποίου εξάγεται και η καμπύλη ροπής – στροφών. Επίσης γίνεται η εισαγωγή στις βασικές αρχές και τις διατάξεις ελέγχου των κινητήρων επαγωγής.

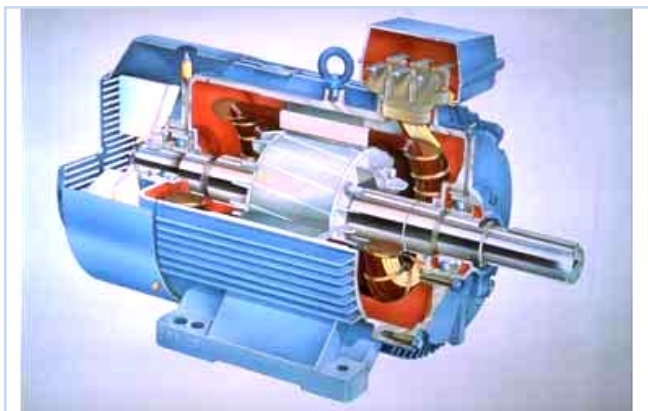
1.2 ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

Η αναλυτική απεικόνιση μιας μηχανής επαγωγής τύπου κλωβού φαίνεται στο σχήμα (1.4). Στην εικόνα (1.5) φαίνεται κατάλληλη τομή μιας τέτοιας μηχανής που επιτρέπει την παρατήρηση των περισσότερων μερών της κατασκευής.



1.4: Αναλυτική απεικόνιση της μηχανής επαγωγής με δρομέα τύπου κλωβού: (1) περίβλημα της μηχανής (πλαίσιο), (2) ρουλεμάν, (3) πλαίσιο συγκράτησης του ρουλεμάν, (4) ανεμιστήρας ψύξεως, (5) περίβλημα ανεμιστήρα, (6) κιβώτιο ακροδεκτών, (7) πυρήνας του στάτη, (8) τυλίγματα στάτη (μη ορατά), (9) δρομέας, (10) άξονας δρομέα

Το εξωτερικό κάλυμμα της μηχανής διαθέτει ραβδώσεις για καλύτερη ψύξη καθώς έτσι η επιφάνεια επαφής με το περιβάλλον της μηχανής αυξάνει, άρα και ο ρυθμός απαγωγής θερμότητας. Μέσα του τοποθετείται ο πυρήνας του στάτη με το τριφασικό τύλιγμα τοποθετημένο σε αύλακες στην περιφέρεια του πυρήνα. Ο πυρήνας του στάτη κατασκευάζεται από λεπτά (0.3mm – 0.5mm) ελάσματα από μαλακό σίδηρο, τα οποία στοιβάζονται και συγκρατούνται μαζί. Το κάθε ένα από τα συνιστώμενα ελάσματα καλύπτεται με μονωτικό βερνίκι και από τις δύο πλευρές, ώστε να μειωθούν οι απώλειες λόγω δινορευμάτων. Στη μπροστινή πλευρά, το περίβλημα του στάτη κλείνει με



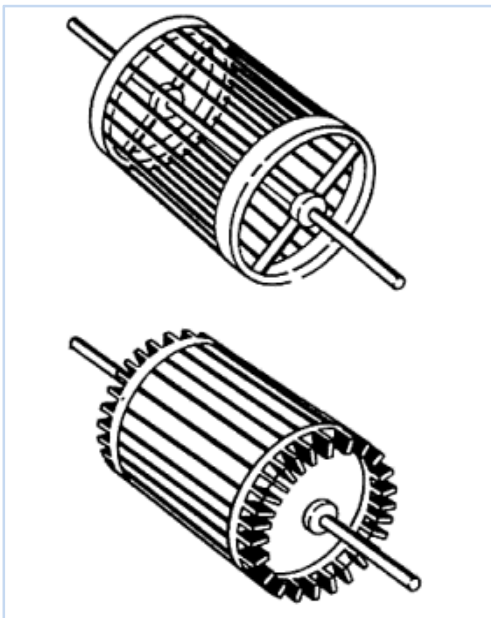
1.5: Τομή μηχανής επαγωγής δρομέα κλωβού

κατάλληλο κάλυμμα που επίσης υποβοηθά την μπροστινή έδραση του δρομέα. Συνήθως, το κάλυμμα έχει προσαγωγές αέρα, κατάλληλα κατασκευασμένες ώστε να μην επιτρέπουν την εισχώρηση υγρών, οι οποίες βελτιώνουν την ψύξη του συστήματος. Ο δρομέας, του οποίου ο πυρήνας είναι επίσης κατασκευασμένος από σιδηρά ελάσματα, χτίζεται γύρω από τον άξονα της μηχανής, ο οποίος μεταφέρει τη μηχανική ισχύ στο

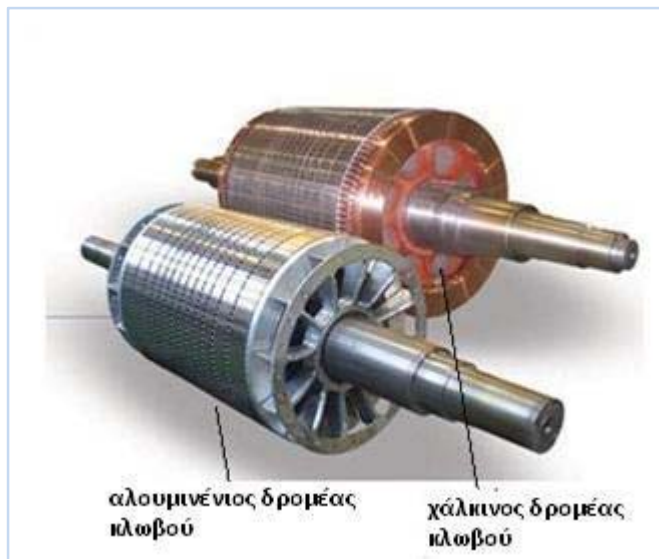
φορτίο. Ο δρομέας εφοδιάζεται με πτερύγια για λόγους ψύξεως. Στο πίσω μέρος, υπάρχει ένα δεύτερο κάλυμμα και ανεμιστήρας που συναρτάται στο δρομέα. Ο ανεμιστήρας τέλος καλύπτεται από νέο κάλυμμα. Πρόσβαση στο τύλιγμα του στάτη είναι δυνατή από το ακροκιβώτιο της μηχανής, όπου και καταλήγουν οι ακροδέκτες του τριφασικού τυλίγματος, αφού εξέλθουν από μια οπή στο κέλυφος της μηχανής που το ακροκιβώτιο καλύπτει.

Οι μηχανές με ανοιχτό, μερικώς ή πλήρως εγκλεισμένο σασί, διαχωρίζονται με βάση το κατά πόσον το εσωτερικό του στάτη σφραγίζεται από τα περιβάλλοντα αέρια. Μηχανές πλήρως εγκλεισμένες στο κέλυφός τους μπορούν να λειτουργήσουν σε εξαιρετικά «εχθρικά» περιβάλλοντα και σε εκρηκτικές ατμόσφαιρες, για παράδειγμα, σε βαθιά ορυχεία ή σε μύλους απορριμμάτων. Ωστόσο, η αποτελεσματικότητα του συστήματος ψύξεως μειώνεται σημαντικά όταν το κέλυφος της μηχανής είναι πλήρως σφραγισμένο γεγονός που μειώνει και την ονομαστική ισχύ της μηχανής (ανάγκη για έντονη υπερδιαστασιολόγηση του συστήματος).

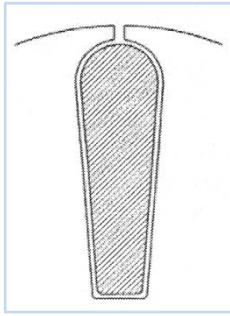
Το τύλιγμα βραχυκυκλωμένου κλωβού του δρομέα, όπως φαίνεται στο σχήμα (1.6) και την εικόνα (1.7) αποτελείται από μερικές ράβδους που συνδέονται και στα δύο άκρα με δακτυλίους. Ο κλωβός του δρομέα φαίνεται μάλλον υπεραπλουστευμένος στο σχήμα (1.6) καθώς οι πραγματικοί δρομείς κατασκευάζονται με περισσότερες από αυτές τις λίγες ράβδους (π.χ. εικοσιτρείς), χωρίς να έχουν απαραίτητα κυκλική διατομή και με ράβδους ελαφρώς επικλινείς ως προς τον διαμήκη άξονα της μηχανής. Σε κάποιες μηχανές και με στόχο την ρύθμιση του λόγου αυτεπαγωγής προς αντίσταση τυλίγματος που επηρεάζει έντονα τα μηχανικά χαρακτηριστικά της μηχανής, δρομείς με βαθιά αύλακα και δρομείς διπλού κλωβού χρησιμοποιούνται. Οι διαμορφώσεις αυτές φαίνονται στα σχήματα (1.8) και (1.9) αντίστοιχα.



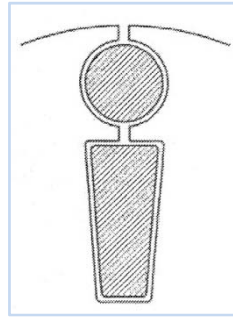
1.6: Δρομέας τύπου βραχυκυκλωμένου κλωβού. Φαίνονται οι ράβδους του δρομέα και οι δακτύλιοι βραχυκύκλωσης



1.7: Δρομείς τύπου βραχυκυκλωμένου κλωβού κινητήρα επαγωγής του εμπορίου



1.8: Δρομέας κλωβού με βαθιά αύλακα



1.9: Δρομέας διπλού κλωβού

1.3 ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

1.3.1 ΒΑΣΙΚΗ ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Όταν το τύλιγμα του στάτη του κινητήρα τροφοδοτείται από συμμετρική πηγή θα δημιουργηθεί στο διάκενο μαγνητικό πεδίο που στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Το στρεφόμενο πεδίο του διακένου επάγει τάσεις στα τυλίγματα του δρομέα ο οποίος αποτελείται από κλειστά κυκλώματα. Οι τάσεις αυτές έχουν ως αποτέλεσμα τη ροή ρευμάτων στα τυλίγματα του δρομέα και τη δημιουργία κύματος ΜΕΔ (μαγνητεγερτικής δυνάμεως) το οποίο στρέφεται ως προς το στάτη με τη σύγχρονη ταχύτητα. Η αλληλεπίδραση των δύο πεδίων στάτη και δρομέα ή του συνιστάμενου πεδίου του διακένου και του πεδίου του δρομέα προκαλεί τη ροπή της μηχανής επαγωγής.

1.3.2 ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΜΑΓΝΗΤΙΚΟ ΠΕΔΙΟ

Το σχήμα (1.10) της επόμενης σελίδας δείχνει τη θεμελιώδη τριφασική διπολική μηχανή επαγωγής, όπου το τύλιγμα κάθε φάσεως στο στάτη και στο δρομέα αντιπροσωπεύεται από ένα συγκεντρωμένο πηνίο. Τα τριφασικά τυλίγματα, είτε σε συνδεσμολογία αστέρα ή τριγώνου, είναι ημιτονοειδώς κατανομημένα και τοποθετημένα σε αύλακες. Η μηχανή επαγωγής μπορεί να θεωρηθεί ως ένας τριφασικός μετασχηματιστής με στρεφόμενο και βραχυκυκλωμένο δευτερεύον τύλιγμα. Το διάκενο της μηχανής είναι πρακτικά ομοιόμορφο (απουσία εκτυπότητας).

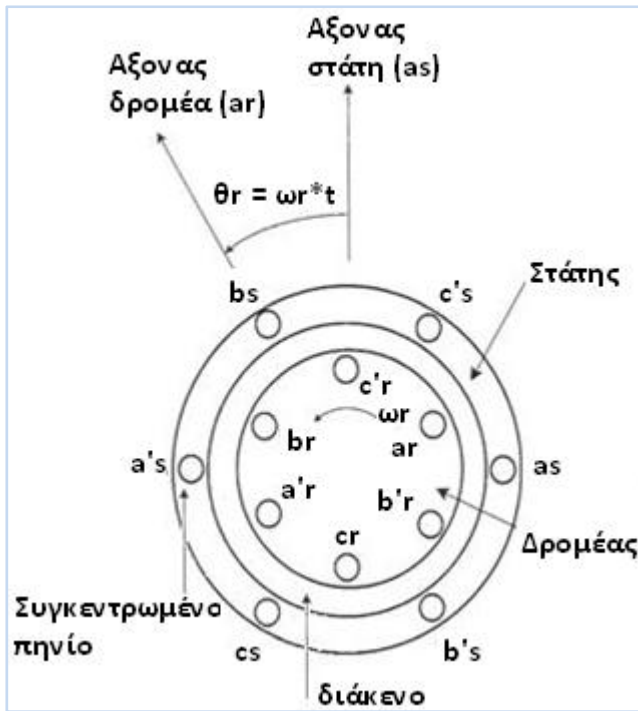
Αγνοώντας την επίδραση των αυλάκων και τις αρμονικές χώρου, λόγω της μη γραμμικής κατανομής του τυλίγματος στάτη, μπορεί να αποδειχθεί ότι συμμετρική τριφασική τροφοδότηση του τυλίγματος δημιουργεί στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα μαγνητικό πεδίο. Η ανάλυση μπορεί να πραγματοποιηθεί με γραφική ή και αναλυτική μέθοδο.

Ας θεωρήσουμε ένα σύστημα τριφασικών ημιτονοειδών ρευμάτων που ρέουν στο τριφασικό τύλιγμα του στάτη, ως εξής:

$$(1.1) \quad i_a = I_m \cos \omega t$$

$$(1.2) \quad i_b = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$(1.3) \quad i_c = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$



Σχήμα 1.10: Θεμελιώδης ιδανική τριφασική διπολική ασύγχρονη μηχανή

Το τύλιγμα κάθε φάσεως, ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα τυλίγματα, θα παράγει ένα κύμα ΜΕΔ ημιτονοειδώς κατανομημένο και σφύζον περίξ των αντιστοίχων αξόνων. Το σχήμα (1.11) δείχνει τα κύματα ΜΕΔ τη χρονική στιγμή $t=0$. Τότε είναι:

$$i_a = I_m, i_b = -\frac{I_m}{2}, i_c = -\frac{I_m}{2}$$

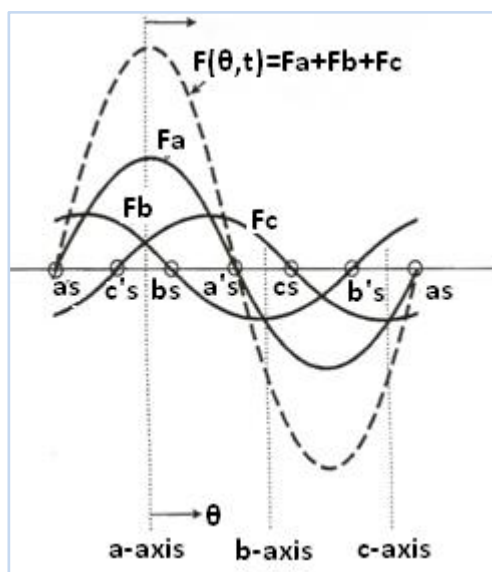
Σε χωρική γωνία θ , οι εκφράσεις των στιγμιαίων ΜΕΔ δίνονται ως εξής:

$$(1.4) \quad F_a(\theta) = Ni_a \cos \theta$$

$$(1.5) \quad F_b(\theta) = Ni_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$(1.6) \quad F_c(\theta) = Ni_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

όπου N ο αριθμός των ελιγμάτων ανά φάση.



1.11: Κατανομή των κυμάτων ΜΕΔ σε τριφασικό τύλιγμα στάτη

Η συνιστάμενη ΜΕΔ στην ίδια γωνία θ θα είναι:

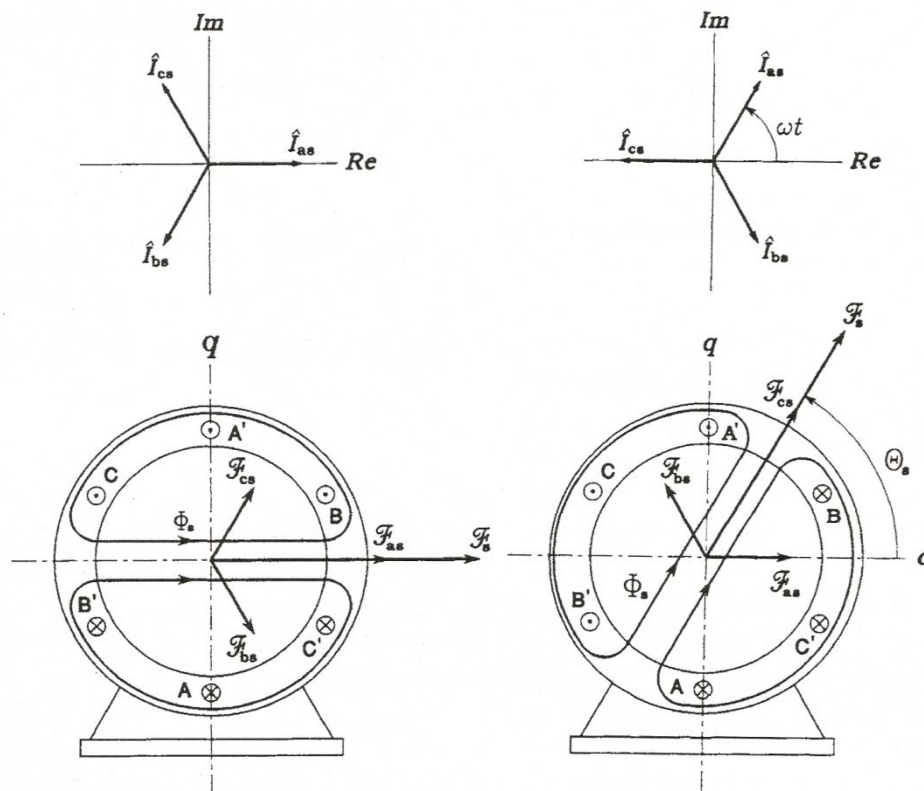
$$F(\theta) = F_a(\theta) + F_b(\theta) + F_c(\theta) \xrightarrow{1.4-1.6}$$

$$F(\theta) = Ni_a \cos \theta + Ni_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + Ni_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \xrightarrow{1.1-1.3}$$

$$F(\theta, t) = NI_m \left[\cos \omega_e t \cos \theta + \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ \left. + \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \Rightarrow$$

$$(1.7) \quad F(\theta, t) = \frac{3}{2} NI_m \cos(\omega_e t - \theta)$$

Η εξίσωση (1.7) αποδεικνύει ότι ένα ημιτονοειδώς καταμεμημένο κύμα ΜΕΔ με πλάτος $(3/2) \cdot N \cdot I_m$ στρέφεται στο διάκενο με τη σύγχρονη ταχύτητα (ω_e).



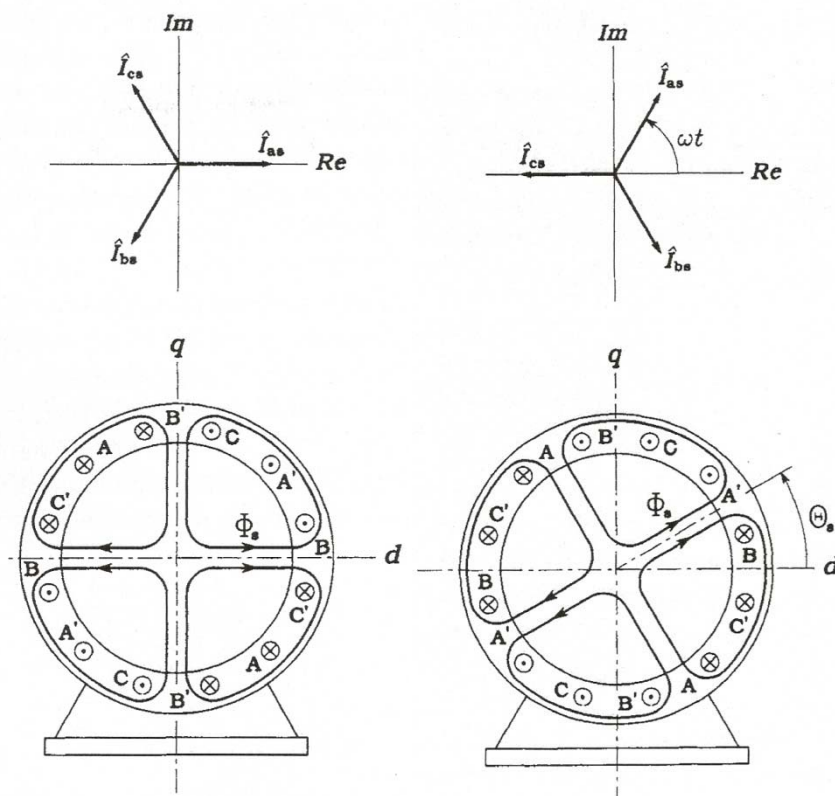
1.12: Φασιθέτες των ρευμάτων του στάτη και παραγόμενο μαγνητικό πεδίο για $\omega t=0^\circ$ (δεξιά) και $\omega t=60^\circ$ (αριστερά) σε διπολικό κινητήρα επαγωγής στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Σε μια διπολική μηχανή το κύμα ΜΕΔ κάνει μια περιστροφή σε μία περίοδο των τριφασικών ρευμάτων (σχήμα (1.12)).

Για τις πολυπολικές μηχανές της πράξεως (έστω μια P-πολική μηχανή) η περιστροφική ταχύτητα του κύματος ΜΕΔ θα είναι:

$$(1.8) \quad N_e = \frac{120 f_e}{P}$$

(Βλέπε σχήμα (1.13))



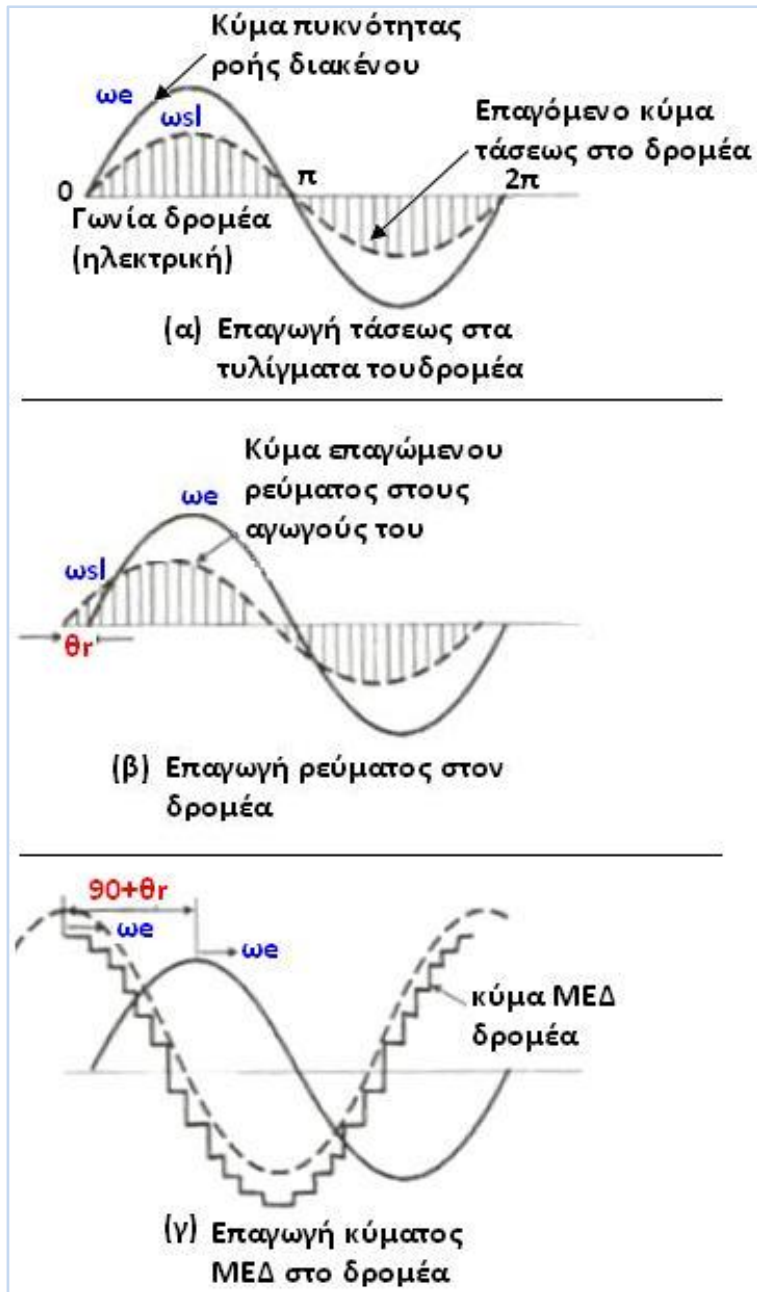
1.13: Φασιθέτες των ρευμάτων του στάτη και παραγόμενο μαγνητικό πεδίο για $\omega t=0^\circ$ (δεξιά) και $\omega t=60^\circ$ (αριστερά) σε τετραπολικό κινητήρα επαγωγής ($P=4$) στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

1.3.3 ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΡΟΠΗΣ

Αν ο δρομέας είναι αρχικά ακίνητος, οι αγωγοί του θα εκτεθούν σε εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο και ρεύματα θα επαχθούν στην ίδια συχνότητα. Η αλληλεπίδραση της ροής διακένου και του κύματος ΜΕΔ του δρομέα οδηγεί στην ανάπτυξη ροπής, όπως εξηγείται από τις κυματομορφές του σχήματος (1.14).

Στη σύγχρονη ταχύτητα της μηχανής, στο δρομέα δεν επάγονται ρεύματα και γι' αυτό ροπή δεν παράγεται. Σε οποιαδήποτε άλλη ταχύτητα N_r , η διαφορά ταχυτήτων $N_e - N_r$, καλούμενη ταχύτητα ολισθήσεως, οδηγεί στην επαγωγή ρευμάτων στο δρομέα (καθώς οι αγωγοί του δρομέα «κόβουν» μαγνητικές γραμμές με την ανωτέρω ταχύτητα) και συνεπώς στην ανάπτυξη ροπής. Ο δρομέας στρέφεται στην ίδια κατεύθυνση με αυτή του στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου έτσι ώστε να μειώσει τα επαγόμενα ρεύματα (νόμος του Lenz). Στην πραγματικότητα, οι επαγόμενοι στο δρομέα μαγνητικοί πόλοι, ολισθαίνουν σε σχέση με το δρομέα ενώ παραμένουν σταθεροί σε σχέση με τους μαγνητικούς πόλους του στάτη. Η ανά μονάδα ολίσθηση ορίζεται ως:

$$(1.9) \quad S = \frac{N_e - N_r}{N_e} = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e}$$



1.14: Παραγωγή ροπής από την αλληλεπίδραση των κυμάτων ροής διακένου και ΜΕΔ του δρομέα

Προφανώς, η τάση του δρομέα επάγεται στη συχνότητα ολισθήσεως και αντίστοιχα παράγει ρεύματα ολισθήσεως στο δρομέα. Στο σχήμα (1.14α) το ημιτονοειδές κύμα πυκνότητας ροής του διακένου στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα επάγει τάσεις στους αγωγούς του δρομέα, όπως φαίνεται με τις κάθετες γραμμές. Το συνεπαγόμενο κύμα ρεύματος του δρομέα (σχήμα (1.14β)) καθυστερεί ως προς το κύμα τάσεως κατά γωνία αντίστοιχη του συντελεστή ισχύος του

δρομέα (γωνία θ_r). Το τετραγωνικό κύμα ΜΕΔ του δρομέα (που καταδεικνύει και τις αρμονικές χώρου) μπορεί να προκύψει από το κύμα ρεύματος, ενώ μπορεί να προσεγγισθεί από την διάστικτη καμπύλη του σχήματος (1.14γ). Καθώς ο δρομέας περιστρέφεται με ταχύτητα ω_r και το κύμα ρεύματός του περιστρέφεται με ταχύτητα ω_{sl} σε σχέση με αυτόν, το κύμα ΜΕΔ του δρομέα περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα με το κύμα ροής του διακένου, με τη σύγχρονη ταχύτητα. Η συνθήκη αυτή (τα κύματα ΜΕΔ να περιστρέφονται με την ίδια ταχύτητα) είναι απαραίτητη για την ανάπτυξη μη μηδενικής μέσης ροπής, όπως καταδεικνύεται από τη γενικευμένη εξίσωση της στιγμιαίας ηλεκτρομαγνητικής ροπής:

$$(1.10) \quad T_e = + \frac{\partial W'_{\text{πεδίου}}}{\partial \delta_{sr}} = - \frac{\mu_0 \pi d l}{2g} * F_s * F_r * \sin \delta_{sr}$$

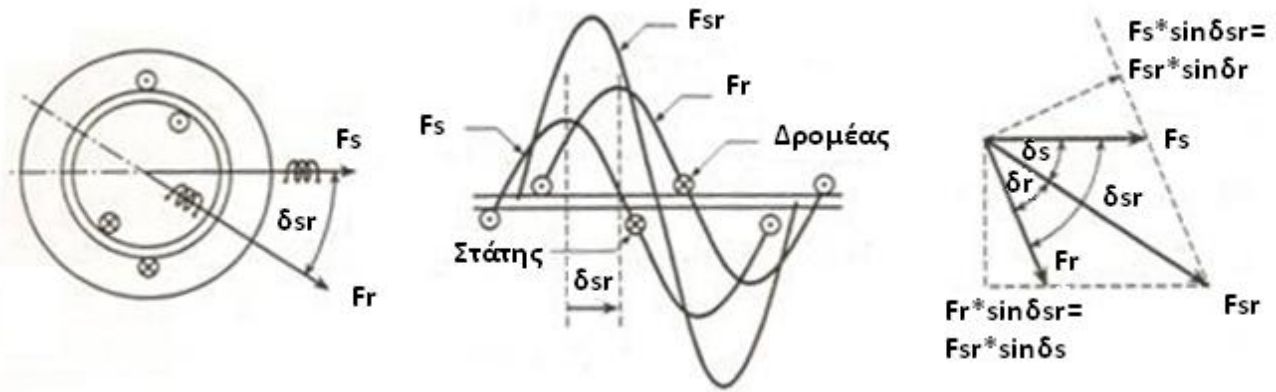
Η παραπάνω εξίσωση εκφράζει καλύτερα από οποιαδήποτε άλλη τη βασική γενικευμένη αρχή της ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας στην οποία υπακούουν όλες οι μηχανές, εξίσωση που ανοίγει το δρόμο στην από κοινού μελέτη όλων των τύπων

ηλεκτρικών μηχανών μέσω μιας γενικευμένης θεωρίας, προσέγγιση που αποδεικνύεται πολύτιμη σε θέματα ανάλυσης και ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών.

Με γραφική ανάλυση (σχήμα (1.15)) μπορούμε εύκολα να εξαγάγουμε τις εξής σχέσεις:

$$(1.11) \quad F_s \sin \delta_{sr} = F_{sr} \sin \delta_r$$

$$(1.12) \quad F_r \sin \delta_{sr} = F_{sr} \sin \delta_s$$



1.15: ΜΕΔ στάτη και δρομέα στον κινητήρα επαγωγής. Διανυσματικό διάγραμμα

Αν ακόμα ληφθεί υπ' όψη ότι:

$$(1.13) \quad F_{sr} = H_{sr} g = \frac{B_{sr}}{\mu_0} * g = \frac{B_p}{\mu_0} * g$$

και
$$\Phi_s = B_{avg} * (\text{Εμβαδον_πολου}) \xrightarrow{B=B_p \cos \theta}$$

$$(1.14) \quad \Phi_s = -\frac{2}{\pi} B_{sr} \frac{\pi dl}{P} = -\frac{2dl}{P} B_{sr}$$

με αντικατάσταση των σχέσεων (1.11) έως (1.13) και στη συνέχεια και της (1.14) στην εξίσωση ροπής (1.10) λαμβάνουμε τις εξής εκφράσεις για την ηλεκτρομαγνητική ροπή:

$$(1.15) \quad T_e = -\frac{P}{2} \frac{\pi dl}{2} B_{sr} * F_r * \sin \delta =$$

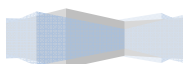
$$= -\frac{P}{2} \frac{\pi dl}{2} B_p * F_p * \sin \delta$$

$$(1.16) \quad T_e = -\frac{\pi}{2} * \left(\frac{P}{2}\right)^2 * \Phi_s * F_r * \sin \delta_{sr} =$$

$$= -\frac{\pi}{2} * \left(\frac{P}{2}\right)^2 * \Phi_s * F_p * \sin \delta$$

όπου: l το μήκος της μηχανής, d η διάμετρος της και g το μήκος του διακένου.

Περαιτέρω ανάλυση και μαθηματική επεξεργασία θα πραγματοποιηθεί κατά την μοντελοποίηση του κινητήριου συστήματος.



1.3.4 ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ

Η άνωθι μελέτη των κυμάτων ροής και ΜΕΔ στη θεμελιώδη διπολική μηχανή ευχερώς μπορεί να μεταφραστεί σε ένα ισοδύναμο κύκλωμα μονίμου καταστάσεως¹. Στην ανάλυση που ακολουθεί μόνο μηχανές με συμμετρικά πολυφασικά τυλίγματα που διεγείρονται από συμμετρικό σύστημα τάσεων λαμβάνονται υπ' όψη. Όπως και σε πολλές άλλες συζητήσεις γύρω από πολυφασικές συσκευές, είναι βολικό να θεωρήσουμε σύνδεση της μηχανής σε αστέρα (Y-connection), καθώς τότε τα ρεύματα είναι ρεύματα γραμμής ενώ οι τάσεις είναι μεταξύ φάσης και ουδετέρου. Σε αυτή την περίπτωση μπορούμε να εξάγουμε το ισοδύναμο κύκλωμα ανά φάση, γνωρίζοντας ότι τα ρεύματα και οι τάσεις των άλλων δύο φάσεων μπορούν να υπολογιστούν με μετατόπιση φάσης του ρεύματος και της τάσεως της θεωρούμενης φάσεως (+/- 120° για μια τριφασική μηχανή²).

Αρχικά λαμβάνουμε υπ' όψη μας τις συνθήκες που επικρατούν στο στάτη. Το κύμα ροής διακένου που περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα, παράγει ισορροπημένες πολυφασικές αντιηλεκτρεγερτικές δυνάμεις (αντι-ΗΕΔ) στις φάσεις του στάτη. Η τάση ακροδεκτών του τυλίγματος του στάτη διαφέρει από τις αντι-ΗΕΔ κατά την πτώση τάσεως στη σύνθετη αντίσταση σκέδασης του στάτη, την $Z_1 = R_1 + jX_1$. Έτσι είναι:

$$(1.18) \quad \hat{V}_1 = \hat{E}_2 + \hat{I}_1 (R_1 + jX_1)$$

Η πολικότητα των τάσεων και των ρευμάτων φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος (1.16).

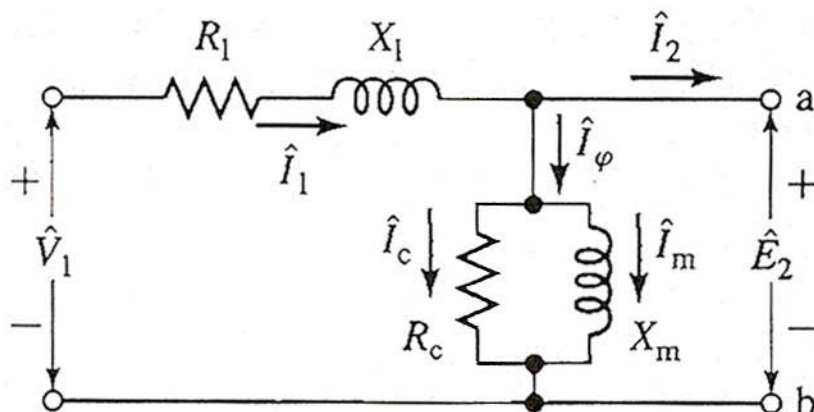
Η παραγόμενη ροή διακένου προκύπτει από τη συνδυασμένη δράση των ΜΕΔ των ρευμάτων στάτη και δρομέα. Όπως ακριβώς και στην περίπτωση του μετασχηματιστή, το ρεύμα του στάτη μπορεί να αναλυθεί σε δύο συνιστώσες: σε ρεύμα φορτίου και ρεύμα διέγερσης. Το ρεύμα φορτίου \hat{I}_2 παράγει ΜΕΔ που αντιστοιχεί στη ΜΕΔ των ρευμάτων του δρομέα. Το ρεύμα διέγερσης \hat{I}_ϕ είναι το επιπλέον ρεύμα στάτη που απαιτείται για την παραγωγή της επακόλουθης ροής διακένου και είναι μια συνάρτηση της ΗΕΔ \hat{E}_2 . Αυτό μπορεί να αναλυθεί σε ρεύμα απωλειών πυρήνα \hat{I}_c σε φάση με την \hat{E}_2 και ρεύμα μαγνήτισης \hat{I}_m που έπεται της \hat{E}_2 κατά 90°. Στο ισοδύναμο κύκλωμα, το ρεύμα διέγερσης μπορεί να ληφθεί υπ' όψη με έναν εγκάρσιο κλάδο, που συνίσταται σε μία αντίσταση απωλειών σιδήρου R_c και μια αντίδραση μαγνήτισης X_m εν παραλλήλω, συνδεδεμένο κατά μήκος της \hat{E}_2 (σχήμα (1.16)). Οι R_c και X_m υπολογίζονται συνήθως για ονομαστική

¹ Η χρήση ισοδυνάμων κυκλωμάτων για την ανάλυση της λειτουργίας των ηλεκτρικών μηχανών αποτελεί συνήθη πρακτική καθώς παρέχει ένα εύχρηστο εργαλείο παρακάμπτοντας την ανάγκη για μελέτη πολύπλοκων ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων, μελέτη που απαιτεί βαθιά κατανόηση των φαινομένων αλλά και τεράστια υπολογιστική ισχύ και άρα δεν προσφέρεται για την ανάλυση της λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής και πολύ περισσότερο για τη λήψη αποφάσεων από τον εκάστοτε αλγόριθμο ελέγχου σε πραγματικό χρόνο.

² Γενικεύοντας, για ένα N-φασικό κινητήριο σύστημα η μετατόπιση φάσεως για τις υπόλοιπες N-1 φάσεις θα είναι:

$$(1.17) \quad \text{Μετατόπιση_φάσεως} = \begin{cases} \frac{360^\circ}{N} * \mu & \text{όπου } \mu = 0, 1, 2, \dots, (N-1) & \text{για } N \geq 3 \\ 90^\circ & & \text{για } N = 2 \end{cases}$$

συχνότητα στάτη και για μια τιμή της \hat{E}_2 κοντά στην αναμενόμενη τιμή υπό συνθήκες ονομαστικής λειτουργίας. Κατά προσέγγιση θεωρούνται αμετάβλητες στις μικρές μεταβολές της \hat{E}_2 κατά τη λειτουργία της μηχανής.



1.16: Ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα στάτη πολυφασικού κινητήρα επαγωγής

Το ισοδύναμο κύκλωμα που αναπαριστά τα φαινόμενα στο στάτη είναι πανομοιότυπο με αυτό του πρωτεύοντος ενός μετασχηματιστή. Συνεχίζοντας την ανάπτυξη του μοντέλου μας, η επίδραση του δρομέα πρέπει να ληφθεί υπ' όψη. Από την οπτική γωνία του ισοδυνάμου κυκλώματος του στάτη, ο δρομέας μπορεί να αναπαρασταθεί από μια ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση $Z_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2}$ που αντιστοιχεί στη

σύνθετη αντίσταση σκέδασης ενός σταθερού δευτερεύοντος. Για την ολοκλήρωση του ισοδυνάμου κυκλώματος πρέπει τώρα να προσδιορίσουμε την Z_2 ανάγοντας τις ποσότητες στάτη και δρομέα (ρεύματα και τάσεις) σε ποσότητες του δρομέα ανηγμένες στο στάτη.

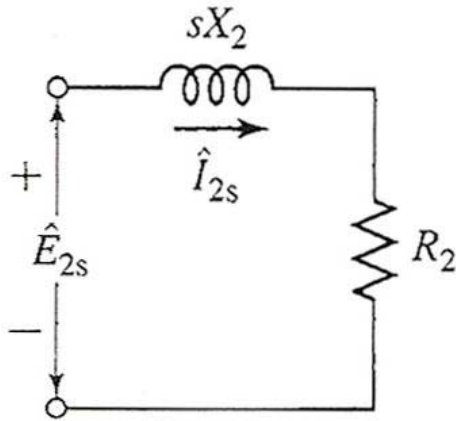
Στην ανάλυση των μετασχηματιστών, από την πλευρά του πρωτεύοντος, το δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή μπορεί να αντικατασταθεί από ένα ισοδύναμο δευτερεύον τύλιγμα που έχει τον ίδιο αριθμό ελιγμάτων με το πρωτεύον. Σε ένα μετασχηματιστή με λόγο ελιγμάτων και δευτερεύουσες παραμέτρους γνωστές, αυτό μπορεί να γίνει με αναγωγή των σύνθετων αντιστάσεων από το δευτερεύον στο πρωτεύον, πολλαπλασιάζοντας με το τετράγωνο του λόγου ελιγμάτων πρωτεύοντος προς δευτερεύον. Το συνεπαγόμενο ισοδύναμο κύκλωμα προκύπτει πλήρως ανηγμένο στην πλευρά του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή.

Ομοίως, στην περίπτωση μιας πολυφασικής ασύγχρονης μηχανής, αν ο δρομέας αντικατασταθεί με έναν ισοδύναμο δρομέα με πολυφασικό τύλιγμα με τον ίδιο αριθμό φάσεων και ελιγμάτων με το στάτη αλλά παράγοντας την ίδια ΜΕΔ και ροή διακένου όπως ο πραγματικός δρομέας, η λειτουργία της μηχανής, όπως φαίνεται από τους ακροδέκτες του στάτη, θα είναι πανομοιότυπη. Αυτή η τεχνική θα εφαρμοστεί και εδώ καθώς αποδεικνύεται ιδιαίτερα χρήσιμη, ειδικά για μηχανές επαγωγής δρομέα τύπου κλωβού για τις οποίες η «ταυτότητα» των τυλιγμάτων ανά φάση του δρομέα δεν είναι με καμία έννοια προφανής.

Ο δρομέας μιας μηχανής επαγωγής είναι βραχυκυκλωμένος, έτσι η σύνθετη αντίδραση που εμφανίζεται λόγω της επαγόμενης από το στάτη τάσεως είναι απλά η σύνθετη αντίσταση βραχυκύκλωσης του τυλιγματος δρομέα. Συνεπώς, η σχέση μεταξύ της σύνθετης αντίστασης σκέδασης του ισοδυνάμου δρομέα στη συχνότητα ολισθήσεως (Z_{2s}) και της αντίστοιχης του πραγματικού δρομέα (Z_{rotor}) θα είναι:

$$(1.19) \quad Z_{2s} = \frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = R_2 + jsX_2$$

Σημειώνουμε ότι η αντίδραση X_2 είναι η αντίδραση σκέδασης του δρομέα στη συχνότητα του στάτη (f_e). Καθώς η πραγματική συχνότητα των ρευμάτων του δρομέα είναι η συχνότητα ολισθήσεως $f_r = s \cdot f_e$, μπορεί να αναχθεί στη συχνότητα αυτή απλά πολλαπλασιάζοντάς την με την ολίσθηση s . Το ισοδύναμο κύκλωμα, όπως φαίνεται από το πλαίσιο αναφοράς της συχνότητας ολισθήσεως των ρευμάτων του δρομέα, δίνεται στο σχήμα (1.17).



1.17: Ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα δρομέα πολυφασικής μηχανής επαγωγής στη συχνότητα ολισθήσεως

Στη συνέχεια παρατηρούμε ότι το κύμα ΜΕΔ διακένου παράγεται από τη συνδυασμένη δράση του ρεύματος στάτη \hat{I}_1 και του αντίστοιχου ρεύματος φορτίου \hat{I}_2 . Το ίδιο μπορεί να εκφραστεί παρομοίως σε όρους ρεύματος στάτη και αντίστοιχου ρεύματος δρομέα \hat{I}_{2s} . Αυτά τα δύο ρεύματα είναι ίσα σε πλάτος αφού το \hat{I}_{2s} ορίζεται ως το ρεύμα ενός ισοδύναμου δρομέα με τον ίδιο αριθμό ελιγμάτων ανά φάση με το στάτη. Καθώς το συνιστάμενο κύμα ΜΕΔ διακένου καθορίζεται από το ανυσματικό άθροισμα του ρεύματος στάτη και δρομέα, είτε του πραγματικού ή του ισοδύναμου δρομέα, τα \hat{I}_2 και \hat{I}_{2s} πρέπει επίσης να είναι ίσα σε φάση (στις αντίστοιχες ηλεκτρικές τους συχνότητες) γι' αυτό μπορούμε να γράψουμε:

$$(1.20) \quad \hat{I}_{2s} = \hat{I}_2$$

Τέλος, θεωρούμε το εξής: Το κύμα ροής του διακένου επάγει και την ΗΕΔ \hat{E}_{2s} στη συχνότητα ολισθήσεως του δρομέα και την αντι-ΗΕΔ \hat{E}_2 του στάτη. Αν δεν υπήρχε η επίδραση της ταχύτητας (λειτουργία με ακινητοποιημένο δρομέα) αυτές οι δύο τάσεις θα ήταν ίσες σε μέτρο καθώς ο ισοδύναμος δρομέας έχει τύλιγμα με τον ίδιο αριθμό ελιγμάτων ανά φάση όπως και ο στάτης. Ωστόσο, επειδή η σχετική ταχύτητα του κύματος ροής διακένου σε σχέση με το δρομέα είναι s φορές η ταχύτητα σε σχέση με το στάτη, η σχέση μεταξύ των πλατών των επαγόμενων ΗΕΔ – αντιΗΕΔ είναι:

$$(1.21) \quad E_{2s} = sE_2$$

Επιπρόσθετα μπορούμε να ισχυριστούμε το εξής: Καθώς η φάση κάθε μιας από αυτές τις τάσεις και του προκύπτοντος κύματος ροής διακένου είναι 90° , αυτές οι δύο τάσεις πρέπει επίσης να έχουν ίσους φασιθέτες στις αντίστοιχες ηλεκτρικές τους συχνότητες. Έτσι:

$$(1.22) \quad \hat{E}_{2s} = s\hat{E}_2$$

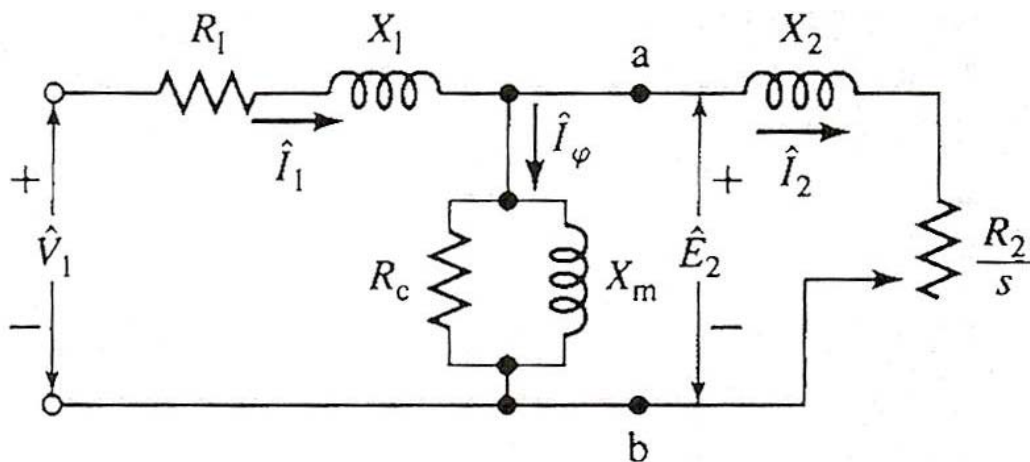
Διαιρώντας τις (1.22) και (1.20) κατά μέλη και χρησιμοποιώντας την (1.19) έχουμε:

$$(1.23) \quad \frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = \frac{s\hat{E}_2}{\hat{I}_2} = Z_{2s} = R_2 + jsX_2$$

Διαιρώντας με την ολίσθηση s λαμβάνουμε:

$$(1.24) \quad Z_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2} = \frac{R_2}{s} + jX_2$$

Έτσι ολοκληρώνουμε την κατασκευή του ανά φάση ισοδύναμου κυκλώματος της μηχανής επαγωγής. Η Z_2 είναι η σύνθετη αντίσταση του ισοδύναμου ακίνητου δρομέα όπως αυτή φαίνεται από τους ακροδέκτες του φορτίου στο ισοδύναμο κύκλωμα του στάτη (ακροδέκτες a, b του σχήματος (1.16)). Το τελικό αποτέλεσμα φαίνεται στο ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα του σχήματος (1.18). Η συνδυασμένη δράση του φορτίου στον άξονα της μηχανής και της αντιστάσεως του δρομέα φαίνεται στην ανηγμένη αντίσταση R_2/s , που είναι συνάρτηση της ολίσθησης άρα και του μηχανικού φορτίου. Το ρεύμα στην ανηγμένη σύνθετη αντίσταση του δρομέα ισούται με το κομμάτι του ρεύματος του στάτη που αντιστοιχεί στο ρεύμα φορτίου. Η τάση κατά μήκος της ισούται με την τάση \hat{E}_2 του κυκλώματος στάτη. Σημειώνεται ότι όταν τα ρεύματα και οι τάσεις του δρομέα ανάγονται στο στάτη, οι συχνότητες τους επίσης αλλάζουν στη συχνότητα του στάτη. Όλα τα ηλεκτρικά φαινόμενα στο δρομέα, όταν παρατηρούνται από παρατηρητή σταθερά τοποθετημένο στο στάτη της μηχανής γίνονται φαινόμενα με συχνότητα αυτή του στάτη, γιατί απλούστατα τα τυλίγματα του στάτη βλέπουν τα κύματα ΜΕΔ και ροής να ταξιδεύουν με τη σύγχρονη ταχύτητα.



1.18: Ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα πολυφασικής μηχανής επαγωγής. Στο κύκλωμα φαίνονται οι φασισθέτες τάσεων και ρευμάτων που αναφέρονται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής

1.3.5 ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος (1.18) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον προσδιορισμό πολλών χαρακτηριστικών ενός ασύγχρονου κινητήρα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Σε αυτά περιλαμβάνονται οι μεταβολές του ρεύματος, της ταχύτητας και των απωλειών, καθώς οι απαιτήσεις φορτίου – ροπής μεταβάλλονται, όπως επίσης η ροπή εκκινήσεως και η μέγιστη ροπή ή ροπή ανατροπής.

Το ισοδύναμο κύκλωμα δείχνει ότι η ισχύς που μεταφέρεται από το στάτη στο πεδίο του διακένου είναι:

$$(1.25) \quad P_{gap} = n_{ph} I_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right)$$

όπου n_{ph} ο αριθμός των φάσεων του στάτη.

Οι συνολικές απώλειες στα τυλίγματα του δρομέα (απώλειες χαλκού) μπορούν να υπολογιστούν στον ισοδύναμο δρομέα ως εξής:

$$(1.26) \quad P_{rotor} = n_{ph} I_{2s}^2 R_2$$

και επειδή $I_{2s} = I_2$

$$(1.27) \quad P_{rotor} = n_{ph} I_2^2 R_2$$

Η ηλεκτρομαγνητική ισχύς (P_e) που αναπτύσσεται από τον κινητήρα μπορεί τώρα να προσδιορισθεί με αφαίρεση των απωλειών στα τυλίγματα του δρομέα από την ισχύ του διακένου:

$$(1.28) \quad P_e = P_{gap} - P_{rotor} = n_{ph} I_2^2 \left(\frac{R_2}{s} \right) - n_{ph} I_2^2 R_2$$

ή ισοδύναμα:

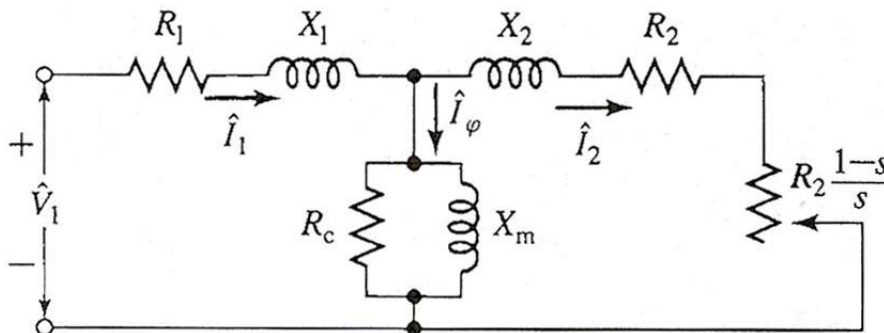
$$(1.29) \quad P_e = n_{ph} I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right)$$

Συγκρίνοντας τις εξισώσεις (1.25), (1.28) και (1.29) λαμβάνουμε:

$$(1.30) \quad P_e = (1-s)P_{gap}$$

$$(1.31) \quad P_{rotor} = sP_{gap}$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι από τη συνολική ισχύ του διακένου που μεταφέρεται στο δρομέα, το ποσοστό $(1-s)$ της ισχύος μετατρέπεται σε μηχανική ενέργεια και το ποσοστό s της ισχύος χάνεται ως απώλειες χαλκού στα τυλίγματα. Από αυτό γίνεται προφανές ότι η λειτουργία της μηχανής επαγωγής σε υψηλές τιμές ολισθήσεως είναι μη αποδοτική. Έτσι όταν δίνεται ιδιαίτερη έμφαση σε ζητήματα κατανάλωσης ενέργειας, το ισοδύναμο κύκλωμα μπορεί να επανασχεδιαστεί όπως στο σχήμα (1.19). Η ηλεκτρομαγνητική ισχύς ανά φάση ισούται με την ισχύ που μεταφέρεται στην αντίσταση $R_2(1-s)/s$, ποσοστό της αντίστασης R_2/s .



1.19: Εναλλακτική σχεδίαση ισοδύναμου κυκλώματος

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή (T_e) που αντιστοιχεί στην ηλεκτρομαγνητική ισχύ (P_e) μπορεί να εξαχθεί αν λάβουμε υπ' όψη ότι η μηχανική ισχύς ισούται με το γινόμενο ροπής με γωνιακή ταχύτητα. Έτσι:

$$(1.32) \quad P_e = \omega_m T_e = (1-s) \omega_s T_e$$

Αν η ισχύς μετρηθεί σε Watt και η γωνιακή ταχύτητα σε rad/sec τότε η ροπή προκύπτει σε Nm (Νιουτόμετρα).

Κάνοντας χρήση των εξισώσεων (1.29) και (1.30) λαμβάνουμε:

$$(1.33) \quad T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{P_{gap}}{\omega_s} = \frac{n_{ph} I_2^2 (R_2 / s)}{\omega_s}$$

με τη σύγχρονη μηχανική γωνιακή ταχύτητα ω_s να δίνεται από την εξίσωση:

$$(1.34) \quad \omega_s = \frac{4\pi f_e}{P} = \frac{2}{P} \omega_e$$

Η μηχανική ροπή T_e και ισχύς P_e δεν είναι οι διαθέσιμες ποσότητες στον άξονα της μηχανής καθώς απώλειες λόγω τριβής, ανεμισμού και διαφεύγουσες απώλειες μένουν να συνυπολογιστούν. Είναι προφανώς σωστό να αφαιρέσουμε τριβές, ανεμισμό και άλλες απώλειες περιστροφής από τις T_e ή P_e και είναι γενικά αποδεκτή η αφαίρεση των διαφευγουσών απωλειών κατά τον ίδιο τρόπο. Η εναπομένουσα ισχύς είναι και η χρήσιμη ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο. Έτσι:

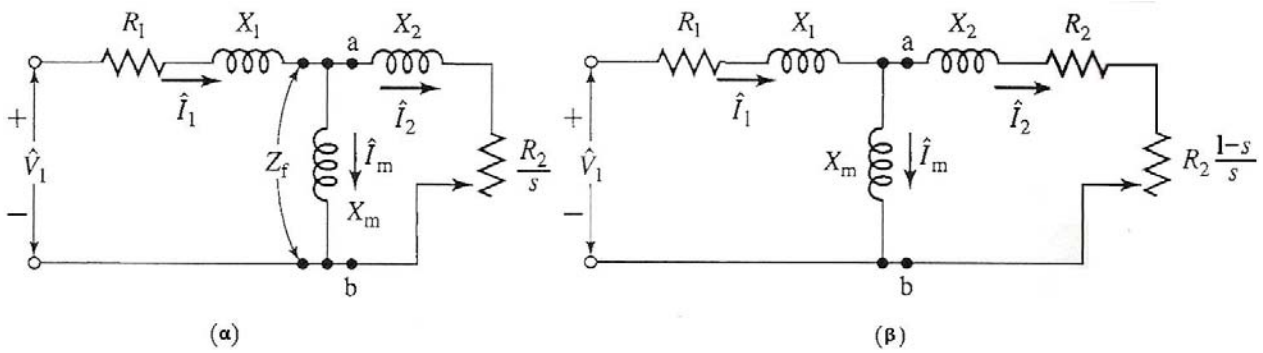
$$(1.35) \quad P_{shaft} = P_e - P_{rot}$$

και

$$(1.36) \quad T_{shaft} = \frac{P_{shaft}}{\omega_m} = T_e - T_{rot}$$

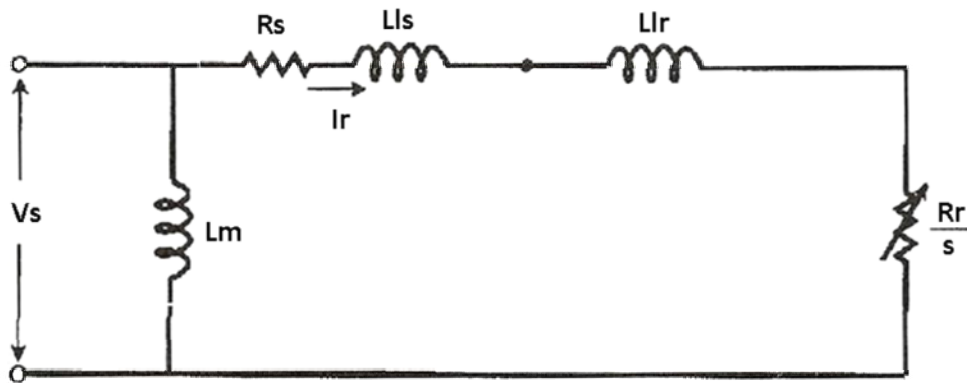
όπου P_{rot} και T_{rot} είναι η ισχύς και η ροπή που σχετίζονται με τις απώλειες τριβών, ανεμισμού και τις όποιες επιπλέον απώλειες περιστροφής.

Η ανάλυση του ισοδύναμου κυκλώματος του μετασχηματιστή συχνά απλοποιείται είτε αγνοώντας τον κλάδο μαγνήτισης πλήρως ή υιοθετώντας την προσέγγιση της απευθείας μεταφοράς του στους πρωτεύοντες ακροδέκτες. Τέτοιες προσεγγίσεις δεν είναι χρήσιμες στις μηχανές επαγωγής κάτω από φυσιολογικές συνθήκες λειτουργίας καθώς η παρουσία του διακένου οδηγεί σε σχετικά μικρότερη σύνθετη αντίσταση μαγνητίσεως και συνεπακόλουθα σχετικά μεγαλύτερο ρεύμα διέγερσης (30% - 50% του ρεύματος πλήρους φορτίου) και επίσης επειδή οι αντιδράσεις σκέδασης είναι μεγαλύτερες. Κάποιες απλοποιητικές παραδοχές σε σχέση με το ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής επαγωγής οδηγούν στην παράλειψη της αντιστάσεως απωλειών σιδήρου (πυρήνα) R_c ενώ την ίδια στιγμή οι απώλειες σιδήρου εκτιμώνται και συνυπολογίζονται μαζί με τις απώλειες περιστροφής και τις διαφεύγουσες απώλειες και μαζί με αυτές αφαιρούνται από τις T_e ή P_e . Το ισοδύναμο κύκλωμα τότε προκύπτει όπως στο σχήμα (1.20) και το σφάλμα που εισάγεται είναι συχνά αμελητέο. Αυτή η μέθοδος έχει πλεονεκτήματα και κατά τη διάρκεια δοκιμών της μηχανής καθώς αποφεύγεται η ανάγκη διαχωρισμού των απωλειών σιδήρου από τις απώλειες τριβών και ανεμισμού, διαδικασία επίπονη που απαιτεί βαθιά γνώση των ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων που σχετίζονται με τις απώλειες στον πυρήνα της μηχανής, γνώση της διαμόρφωσης της μηχανής (ακριβή κατασκευαστικά δεδομένα) και μεγάλη υπολογιστική ισχύ. Ωστόσο, μια τέτοια διαδικασία θα παρουσίαζε μεγάλο επιστημονικό αλλά και τεχνολογικό ενδιαφέρον καθώς αποτελεί το πρώτο βήμα για μία εκ βαθέων ανάλυση του ενεργειακού ισοζυγίου και όλων των συναφών ενεργειακών ζητημάτων στις μηχανές επαγωγής, όπως άλλωστε και σε όλα τα συστήματα ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας.



1.20: Ισοδύναμα κυκλώματα του κινητήρα επαγωγής στα οποία αγνοείται η αντίσταση απωλειών πυρήνα R_c . Το σχήμα (α) αντιστοιχεί στο σχήμα (1.18) και το (β) το (1.19)

1.3.6 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΗ ΡΟΠΗΣ ΣΤΡΟΦΩΝ



1.21: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής επαγωγής. Εδώ ο συμβολισμός δίνει έμφαση στη διάκριση μεταξύ ποσοτήτων στάτη και δρομέα (δείκτες s, r αντίστοιχα). Αντίθετα κατά την κατασκευή του ισοδυνάμου κυκλώματος στο προηγούμενο εδάφιο δόθηκε έμφαση στην αναλογία του κινητήρα επαγωγής με τον μετασχηματιστή και οι ποσότητες διακρίνονταν σε αυτές του πρωτεύοντος (στάτης) και του δευτερεύοντος (δρομέας) (δείκτες 1,2 αντίστοιχα)

Λαμβάνοντας υπ' όψη το προσεγγιστικό κύκλωμα του σχήματος (1.21) μπορούμε να εξάγουμε το πλάτος του ρεύματος δρομέα ως εξής:

$$(1.37) \quad I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + R_r/s)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}}$$

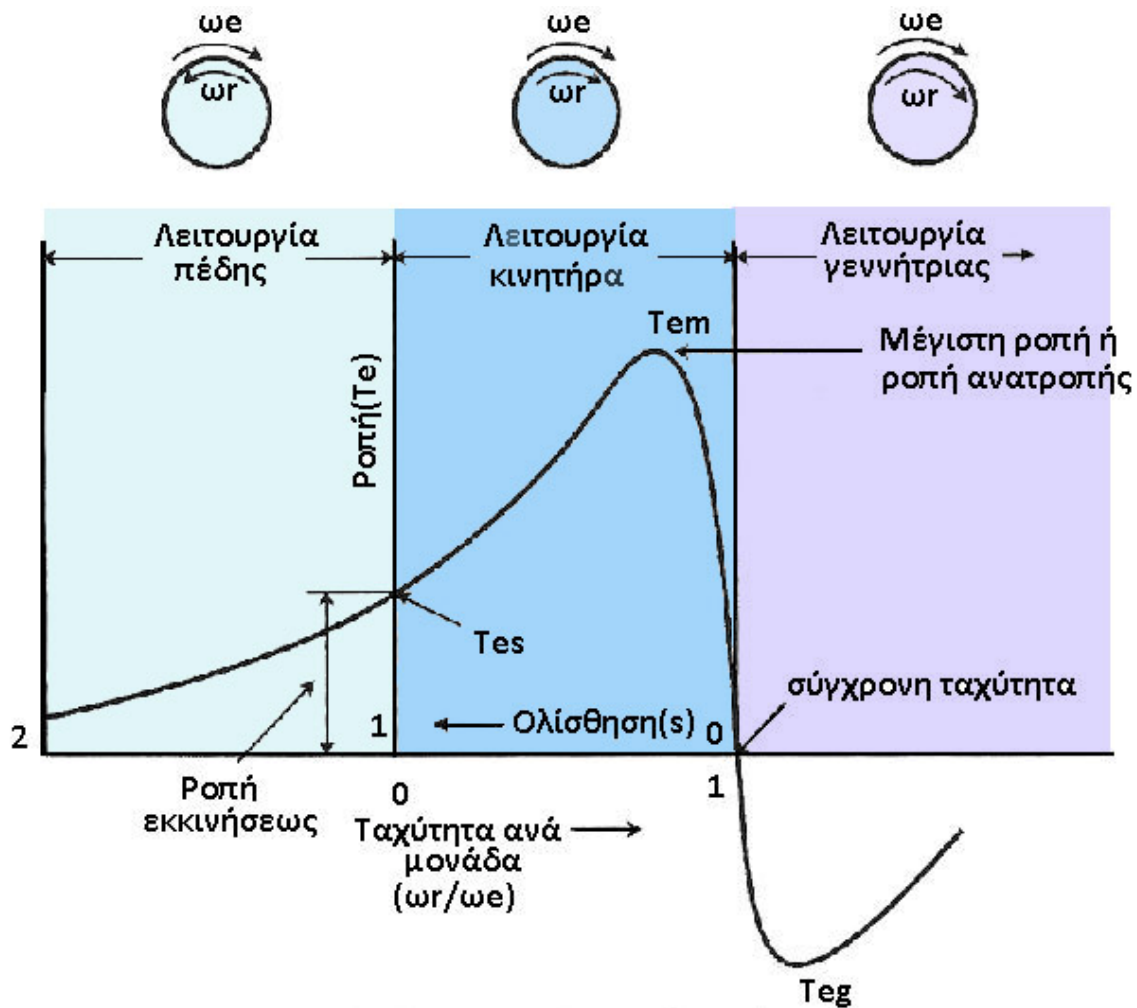
Αντικαθιστώντας τώρα στην εξίσωση (1.33) και κάνοντας χρήση της (1.34) λαμβάνουμε την εξής έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής:

$$(1.38) \quad T_e = 3 \frac{P R_r}{2 s \omega_e} \frac{V_s^2}{(R_s + R_r/s)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}$$

Η παραπάνω έκφραση της ροπής είναι μια συνάρτηση της ολίσθησης s για σταθερή συχνότητα και τάση τροφοδοσίας.

Το σχήμα (1.22) δείχνει την καμπύλη ροπής στρωφών του κινητήρα επαγωγής, όπου οι τιμές της ολίσθησης εκτείνονται και εκτός του διαστήματος $0 < s < 1$. Μπορούμε να διακρίνουμε τις εξής λειτουργίες της μηχανής:

- Λειτουργία πέδησης ($1 < s < 2$)
- Λειτουργία κινητήρα ($0 < s < 1$)
- Λειτουργία γεννήτριας ($s < 0$)



1.22: Καμπύλη ροπής - στροφών (ή ισοδύναμα ροπής - ολίσθησης) μηχανής επαγωγής. Με διαφορετικό χρωματισμό διακρίνονται οι τρεις περιοχές λειτουργίας της μηχανής

Στην κανονική περιοχή λειτουργίας κινητήρα και στη σύγχρονη ταχύτητα ($s=0$) δεν έχουμε ανάπτυξη ηλεκτρομαγνητικής ροπής ($T_e=0$) και καθώς η ολίσθηση αυξάνει (ενώ η ταχύτητα μειώνεται) η ηλεκτρομαγνητική ροπή αυξάνει ημιγραμμικώς μέχρι και τη μέγιστη ροπή T_{em} (ροπή ανατροπής). Σε αυτή την περιοχή λειτουργίας η πτώση τάσεως στο στάτη είναι χαμηλή και η ροή διακένου παραμένει περίπου σταθερή. Πέραν της ροπής ανατροπής η ηλεκτρομαγνητική ροπή μειώνεται με την αύξηση της ολίσθησης. Η ροπή εκκινήσεως T_{es} για $s=1$ μπορεί να γραφτεί από την εξίσωση (1.38) ως:

$$(1.39) \quad T_{es} = 3 \frac{P R_r}{2 \omega_e (R_s + R_r)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} V_s^2$$

Στην περιοχή πέδησης ο δρομέας περιστρέφεται με την αντίθετη κατεύθυνση από το κύμα μαγνητικής ροής του διακένου, έτσι προκύπτει $s > 1$. Αυτή η συνθήκη μπορεί να αρθεί αν η ακολουθία φάσεων που τροφοδοτεί το στάτη αντιστραφεί ενώ ο κινητήρας κινείται, ή λόγω ενός φορτίου τύπου καθεκτήρα το οποίο θα οδηγήσει το δρομέα στην αντίθετη κατεύθυνση (overhauling load). Καθώς η ροπή είναι θετική αλλά η ταχύτητα αρνητική η εφαρμοζόμενη ροπή εμφανίζεται ως ροπή πέδησης. Ωστόσο, η ενέργεια λόγω της ροπής αυτής καταναλώνεται στο εσωτερικό της μηχανής προκαλώντας υπερθέρμανση. Στην περιοχή λειτουργίας πέδησης και στην περιοχή λειτουργίας γεννήτριας, όπως το όνομα καταδεικνύει, η μηχανή συμπεριφέρεται ως γεννήτρια. Ο δρομέας περιστρέφεται με υπερσύγχρονες στροφές στην ίδια κατεύθυνση με το κύμα

ροής διακένου και έτσι προκύπτει αρνητική ολίσθηση, παράγοντας αρνητική ή αναγεννητική ροπή. Η αρνητική ολίσθηση αντιστοιχεί σε αρνητική ισοδύναμη αντίσταση R_r/s στο σχήμα (1.21). Θετική αντίσταση R_r/s καταναλώνει ενέργεια ενώ η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας. Αντίστοιχα η αρνητική αντίσταση R_r/s παράγει ενέργεια την οποία και παρέχει στο δίκτυο. Με παροχή μεταβλητής συχνότητας η συχνότητα του στάτη μπορεί να τεθεί μικρότερη από την αντίστοιχη ηλεκτρική ταχύτητα του δρομέα ($\omega_e < \omega_r$) και έτσι να επιτευχθεί λειτουργία αναγεννητικής πέδης. Φυσικά η ασύγχρονη μηχανή μπορεί μόνιμα να λειτουργήσει ως γεννήτρια εάν ο άξονάς της περιστρέφεται σε υπερσύγχρονες στροφές από ένα πρωτεύον κινητήριο σύστημα όπως ένας αεριοστροβίλος.

Παραγωγίζοντας την εξίσωση (1.38) ως προς s και εξισώνοντας με το μηδέν λαμβάνουμε:

$$(1.40) \quad s_m = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}}$$

όπου s_m είναι η ολίσθηση που αντιστοιχεί στη ροπή ανατροπής T_{em} . Αντικαθιστώντας το $+s_m$ στην εξίσωση (1.38) η ροπή ανατροπής για λειτουργία κινητήρα προκύπτει η ακόλουθη:

$$(1.41) \quad T_{em} = \frac{3}{4} \frac{P}{\omega_e} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} + R_s}$$

και αντικαθιστώντας το $-s_m$ η αναγεννητική ροπή ανατροπής προκύπτει:

$$(1.42) \quad T_g = -\frac{3}{4} \frac{P}{\omega_e} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} - R_s}$$

Όπως αναμέναμε $|T_{em}| = |T_{eg}|$ αν αμελήσουμε την αντίσταση του στάτη (R_s). Επιπλέον απλοποίηση του ισοδύναμου κυκλώματος μπορεί να γίνει αγνοώντας τη σύνθετη αντίσταση σκέδασης του στάτη (παράμετροι R_s, L_{ls}). Η παραπάνω απλοποίηση δεν είναι παράλογη για μία μηχανή πολλών ίππων ειδικά αν η ταχύτητα είναι μεγαλύτερη του 10% της ονομαστικής. Τότε η εξίσωση (1.38) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$(1.43) \quad T_e = 3 \frac{P}{2} \left(\frac{V_s}{\omega_e} \right)^2 \frac{\omega_{sl} R_r}{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_{lr}^2}$$

Χρησιμοποιώντας την εξής εναλλακτική έκφραση της ροπής:

$$(1.44) \quad T_e = 3 \frac{P}{2} \Psi_m I_r \sin \delta$$

και αντικαθιστώντας σε αυτήν τις:

$$(1.45) \quad I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_r/s)^2 + \omega_e^2 L_{lr}^2}}$$

$$(1.46) \quad \cos \theta = -\sin \delta = \frac{R_r/s}{\sqrt{(R_r/s)^2 + \omega_e^2 L_{lr}^2}}$$

λαμβάνουμε την ίδια με πριν έκφραση της ροπής (εξίσωση (1.43)).

Χρησιμοποιώντας και την:

$$(1.47) \quad \psi_m = V_s \omega_e$$

για χαμηλές ολισθήσεις η ηλεκτρομαγνητική ροπή μπορεί να προσεγγισθεί ως εξής:

$$(1.48) \quad T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{1}{R_r} \psi_m^2 \omega_{sl}$$

καθώς $R_r^2 \gg \omega_{sl}^2 L_{lr}^2$. Η τελευταία εξίσωση καταδεικνύει το εξής: για σταθερή ροή η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι ανάλογη της συχνότητας ολισθήσεως ή για σταθερή συχνότητα ολισθήσεως είναι ανάλογη του τετραγώνου του μέτρου της ροής.

1.4 ΚΑΤΑΞΗ ΦΟΡΤΙΩΝ – ΚΟΙΝΑ ΦΟΡΤΙΑ

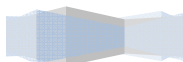
Η επιλογή μιας ασύγχρονης μηχανής και του σχήματος ελέγχου της εξαρτώνται από το φορτίο. Ένα σύστημα ελέγχου ασύγχρονης μηχανής που οδηγεί ανεμιστήρα σίγουρα διαφέρει από το αντίστοιχο ενός φυσητήρα σε μύλο χαρτιού, καθώς η κατασκευαστική διαδικασία στη δεύτερη περίπτωση επιβάλλει μικρότερες ανοχές στη μεταβολή της ταχύτητας και της ροπής του κινητήρα. Ποικίλες κατατάξεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν όσον αφορά τα φορτία. Συγκεκριμένα μπορούν να καταταχθούν με βάση α) την αδράνειά τους β) τη χαρακτηριστική ροπής ταχύτητας και γ) τις απαιτήσεις ελέγχου.

Φορτία υψηλής αδράνειας όπως ηλεκτρικά οχήματα, περιελκτικές (winders) και φυγοκεντρικές είναι περισσότερο δύσκολο να επιβραδυνθούν ή να επιταχυνθούν απ' ό,τι για παράδειγμα μια αντλία ή ένας αλεστής. Η συνολική ροπή αδράνειας στον άξονα της μηχανής μπορεί να υπολογιστεί με βάση την κινητική ενέργεια του συστήματος. Ας θεωρήσουμε για παράδειγμα μια μηχανή με αδράνεια J_M που οδηγεί ένα φορτίο ροπής J_L μέσω μιας μετάδοσης (κιβώτιο ταχυτήτων) με λόγο μετάδοσης N . Η κινητική ενέργεια E_L του φορτίου όταν αυτό περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω_L είναι:

$$(1.49) \quad E_L = \frac{J_L \omega_L^2}{2}$$

ενώ η κινητική ενέργεια, E_M , του δρομέα του οποίου η ταχύτητα είναι ω_M δίνεται από την εξίσωση:

$$(1.50) \quad E_M = \frac{J_M \omega_M^2}{2}$$



Έτσι, η συνολική κινητική ενέργεια του συστήματος, E_T , μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$(1.51) \quad E_T = E_L + E_M = \left[\left(\frac{\omega_L}{\omega_M} \right)^2 J_L + J_M \right] \frac{\omega_M^2}{2} = \frac{J_T \omega_M^2}{2}$$

όπου J_T είναι η συνολική αδράνεια του συστήματος όπως φαίνεται στον άξονα του κινητήρα. Λαμβάνοντας υπ' όψη ότι:

$$(1.52) \quad \frac{\omega_L}{\omega_M} = N$$

παίρνουμε:

$$(1.53) \quad J_T = N^2 J_L + J_M$$

Η διαφορά, T_d , μεταξύ της ροπής T_M που αναπτύσσεται από τη μηχανή και της στατικής ροπής, T_L , με την οποία το φορτίο αντιστέκεται στην κίνηση καλείται δυναμική ροπή. Σύμφωνα με το δεύτερο νόμο του Νεύτωνα:

$$(1.54) \quad T_d = T_M - T_L = J_T \frac{d\omega_M}{dt} = \frac{J_T}{N} \frac{d\omega_L}{dt}$$

ή

$$(1.55) \quad \frac{d\omega_L}{dt} = \frac{NT_d}{J_T}$$

Όπως περιμέναμε, η παραπάνω εξίσωση δείχνει ότι φορτία υψηλής ροπής αδράνειας κάνουν το σύστημα αργό στην απόκρισή του. Έτσι υψηλότερη δυναμική ροπή απαιτείται για γρήγορη επιτάχυνση ή επιβράδυνση του φορτίου.

Η ιδέα ενός ισοδύναμου τροχού είναι βολική για τον υπολογισμό της συνολικής ροπής αδράνειας στον άξονα μιας μηχανής που οδηγεί κάποιο ηλεκτρικό όχημα ή κάποιο άλλο φορτίο γραμμικής κίνησης. Ο ισοδύναμος τροχός είναι ένας υποθετικός τροχός που οδηγείται άμεσα από τη μηχανή ενώ η ταχύτητα των σημείων της περιφέρειάς του, u_L , ισούται με τη γραμμική ταχύτητα του φορτίου. Ονομάζοντας την ακτίνα του ισοδύναμου τροχού, r_{eq} , η ταχύτητα του φορτίου μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της ακτίνας και της γωνιακής μηχανικής ταχύτητας του κινητήρα ως εξής:

$$(1.56) \quad u_L = r_{eq} \omega_M$$

Η εξίσωση της κινητικής ενέργειας του φορτίου του οποίου η μάζα είναι m_L είναι:

$$(1.57) \quad E_L = \frac{m_L u_L^2}{2}$$

και γίνεται

$$(1.58) \quad E_L = \frac{m_L (r_{eq} \omega_M)^2}{2} = \frac{J_L \omega_M^2}{2}$$

όπου J_L η ενεργός ροπή αδράνειας του φορτίου που δίνεται ως εξής

$$(1.59) \quad J_L = m_L r_{eq}^2$$

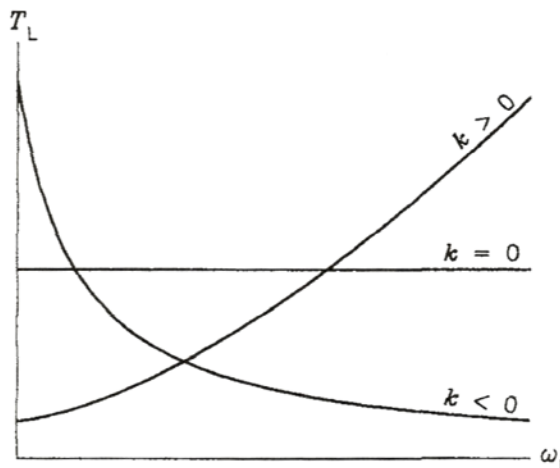
Καθώς η μηχανή οδηγεί απευθείας τον ισοδύναμο τροχό (σχέση ταχυτήτων μονάδα) η συνολική ροπή αδράνειας του συστήματος είναι το άθροισμα των επιμέρους ροπών αδράνειας μηχανής και ισοδύναμου τροχού.

Στα περισσότερα φορτία η στατική ροπή T_L εξαρτάται από την ταχύτητα του φορτίου, ω_L . Η συνάρτηση $T_L(\omega_L)$ συχνά ονομάζεται μηχανική χαρακτηριστική και είναι σημαντικό χαρακτηριστικό του φορτίου καθώς η τομή της με τη χαρακτηριστική της μηχανής $T_M(\omega_M)$ καθορίζει το σημείο λειτουργίας μονίμου καταστάσεως του κινητήριου συστήματος. Εκφράζοντας τη μηχανική χαρακτηριστική με την εξής γενικευμένη εξίσωση

$$(1.60) \quad T_L = T_{L0} + \tau \omega_L^k$$

όπου T_{L0} και τ είναι σταθερές, τρεις βασικοί τύποι φορτίων, όπως φαίνονται στο σχήμα (1.23) διακρίνονται:

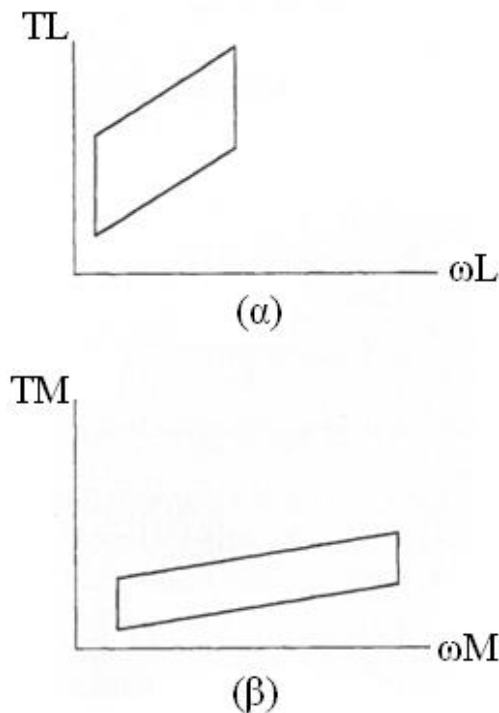
- Χαρακτηριστική σταθερής ροπής: $k \approx 0$, τυπική για ανελκυστήρες, ταινιόδρομους και γενικά φορτία με μικρό εύρος ταχυτήτων λειτουργίας.
- Χαρακτηριστική αυξανόμενης ροπής: $k > 0$, τυπική για αντλίες, ανεμιστήρες, φυσητήρες, συμπιεστές, ηλεκτρικά οχήματα και γενικά τα περισσότερα φορτία με μεγάλο εύρος ταχυτήτων λειτουργίας.
- Χαρακτηριστική μειούμενης ροπής: $k < 0$, τυπική για περιελκτικές. Σε αυτούς με σταθερή τάση και γραμμική ταχύτητα της τυλιγμένης κασέτας αύξηση της ακτίνας της σπείρας συνοδεύεται από μείωση της ταχύτητας και αύξηση της ροπής.



1.23: Μηχανικές χαρακτηριστικές συνήθων φορτίων

Τα φορτία που συναντώνται σε εφαρμογές περιγράφονται καλύτερα από τις περιοχές λειτουργίας παρά από τις μηχανικές χαρακτηριστικές. Η περιοχή λειτουργίας αντιπροσωπεύει ένα σύνολο επιτρεπτών σημείων λειτουργίας στο επίπεδο (ω_L, T_L) . Πάιρνοντας μια αντλία ως παράδειγμα, η χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας εξαρτάται έντονα από την πίεση και την ταχύτητα του αντλούμενου υγρού. Ανάλογα η μηχανική χαρακτηριστική του περιελκτική μεταβάλλεται με αλλαγές της τάσης της ταινίας και της ταχύτητας. Γι' αυτό μία μόνο χαρακτηριστική μηχανική δεν μπορεί να εκφράσει όλα τα δυνατά σημεία λειτουργίας. Για παράδειγμα, η λειτουργική περιοχή ενός φορτίου αυξανόμενης ροπής φαίνεται στο σχήμα (1.24α). Προφανώς, αν το φορτίο συνδέεται απευθείας στον κινητήρα, η λειτουργική περιοχή του τελευταίου στο επίπεδο (ω_M, T_M) είναι ίδια με αυτή του φορτίου. Ωστόσο, αν μεταξύ τους παρεμβάλλεται κιβώτιο

ταχυτήτων η λειτουργική περιοχή του φορτίου και της μηχανής διαφέρουν καθώς το κιβώτιο ταχυτήτων δρα ως μετασχηματιστής για τη μηχανική ενέργεια. Η περιοχή λειτουργίας μιας μηχανής που οδηγεί το φορτίο του σχήματος (1.24α) μέσω μιας φανταστικής μετάδοσης με λόγο ταχυτήτων 0,5 φαίνεται στο σχήμα (1.24β).



1.24: Περιοχές λειτουργίας φορτίου και κινητήρα. (και τα δύο γραφήματα είναι σε κοινή κλίμακα ροπής και ταχύτητας)

Σε ένα ορθά σχεδιασμένο κινητήριο σύστημα η μηχανή λειτουργεί με ασφάλεια σε κάθε σημείο της περιοχής λειτουργίας της που σημαίνει πως τάσεις, ρεύματα και ταχύτητα δεν ξεπερνούν τις επιτρεπτές τιμές. Συνεπώς, κατάλληλη μετάδοση μπορεί να χρειαστεί για την προσάρτηση συγκεκριμένου φορτίου στο κινητήριο σύστημα. Λόγος ταχυτήτων μικρότερος της μονάδας απαιτείται όταν το φορτίο στρέφεται με ταχύτητες μικρότερες απ' αυτές του κινητήρα και αντίστοιχα μεγαλύτερος της μονάδας για μεγαλύτερες ταχύτητες.

Οι απαιτήσεις του ελέγχου εξαρτώνται από την εκάστοτε εφαρμογή του συστήματος. Στα πιο πρακτικά συστήματα όπως αντλίες, ανεμιστήρες, φυσητήρες, ταινιόδρομοι και φυγοκεντρωτές η κύρια μεταβλητή ελέγχου είναι η ταχύτητα του φορτίου. Έλεγχος υψηλής ακρίβειας δεν

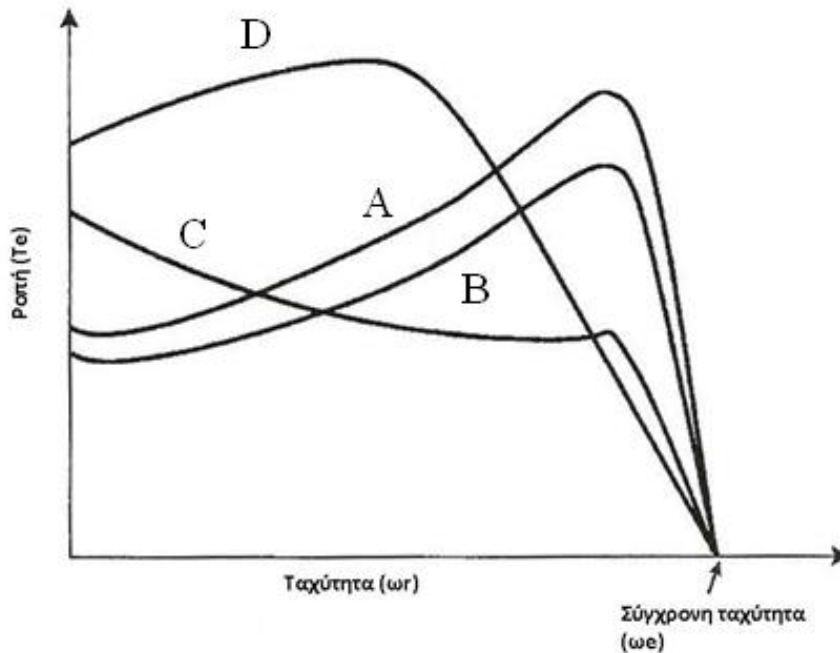
είναι απαραίτητος σε τέτοια συστήματα. Εφαρμογές με άμεσο έλεγχο ροπής όπως περιελκτικές ή ηλεκτρικά οχήματα είναι περισσότερο απαιτητικές στον έλεγχο. Τέλος, συστήματα που απαιτούν έλεγχο θέσης όπως εργαλειομηχανές ακριβείας ή ανελκυστήρες πρέπει να παρουσιάζουν ανώτερη δυναμική συμπεριφορά. Σε ιδιαίτερα εξειδικευμένα συστήματα ελέγχου θέσεως (ιατρικά μηχανήματα) οι προδιαγραφές ελέγχου είναι τόσο αυστηρές που οι μηχανές επαγωγής δεν χρησιμοποιούνται επί του παρόντος (εκεί ακόμα κυριαρχούν οι d.c. μηχανές).

1.5 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Η NEMA (National Electrical Manufacturers Association) των ΗΠΑ έχει κατατάξει τους κινητήρες επαγωγής με δρομέα τύπου κλωβού σε διαφορετικές κατηγορίες με στόχο να εξυπηρετήσει τις ποικίλες ανάγκες των εφαρμογών της βιομηχανίας. Οι κατηγορίες αυτές χαρακτηρίζονται από καμπύλες ροπής στροφών (σχήμα (1.25)) με κύρια παράμετρο διαφοροποίησης την ισοδύναμη αντίσταση δρομέα.

Κατασκευαστική Κλάση A: Συνήθης ροπή εκκινήσεως, σύννηθες ρεύμα εκκινήσεως και χαμηλή ολίσθηση. Αυτή η σχεδίαση χρησιμοποιεί δρομέα χαμηλής αντιστάσεως απλού κλωβού. Δίνεται έμφαση στην καλή επίδοση κατά την εκκίνηση. Η ολίσθηση πλήρους φορτίου είναι χαμηλή ενώ η απόδοση στο πλήρες φορτίο υψηλή. Η μέγιστη ροπή συνήθως είναι μεγαλύτερη από 200% της ροπής πλήρους φορτίου και αποδίδεται σε χαμηλή ολίσθηση μικρότερη του 20%. Η ροπή εκκινήσεως υπό ονομαστική τάση ποικίλει από 200% έως 100% της ονομαστικής καθώς πηγαίνουμε από μηχανές

μικρότερης σε μηχανές μεγαλύτερης ισχύος. Το υψηλό ρεύμα εκκινήσεως 500-800% του ρεύματος πλήρους φορτίου κατά την εκκίνηση υπό ονομαστική τάση είναι το βασικότερο μειονέκτημα αυτού του σχεδιασμού. Για μηχανές μικρότερες των 7,5 hp αυτά τα ρεύματα εκκινήσεως είναι συνήθως εντός των ορίων και μπορεί το δίκτυο να τα απορροφήσει. Έτσι είναι δυνατή η απευθείας εκκίνηση της μηχανής. Αλλιώς πρέπει να εφαρμοστεί κάποια μέθοδος εκκίνησης (αναλύονται παρακάτω). Ωστόσο, μειωμένη ροπή εκκινήσεως μπορεί να προκύψει καθώς η τελευταία είναι ανάλογη του τετραγώνου της τάσεως τροφοδοσίας.



1.25: Κατάταξη κινητήρων επαγωγής κατά NEMA. Καμπύλες ροπής-στροφών για τις διάφορες κλάσεις κινητήρων

Η κατασκευαστική κλάση A είναι ο βασικός σχεδιασμός για μηχανές μικρότερες των 7,5 hp και μεγαλύτερες των 200 hp. Επίσης χρησιμοποιείται σε ενδιάμεσα μεγέθη μηχανών όταν είναι δύσκολο να επιτευχθούν χαμηλά ρεύματα εκκίνησης που συμμορφώνονται με τους περιορισμούς της κλάσης B. Κύριες εφαρμογές είναι όμοιες με αυτές της κλάσης B και περιγράφονται αμέσως παρακάτω.

Κατασκευαστική Κλάση B: Κανονική ροπή εκκινήσεως, χαμηλό ρεύμα εκκινήσεως, χαμηλή ολίσθηση. Έχουν την ίδια περίπου ροπή εκκινήσεως με τις μηχανές κλάσης A και 75% του ρεύματος εκκινήσεως αυτών. Έτσι εκκίνηση με άμεση τροφοδότηση από το δίκτυο μπορεί να εφαρμοστεί για μηχανές μεγαλύτερης ισχύος σε σχέση με την κλάση A. Το ρεύμα εκκινήσεως μειώνεται με κατάλληλο σχεδιασμό που αυξάνει την αντίδραση σκέδασης, ενώ η ροπή εκκινήσεως διατηρείται με χρήση δρομέα διπλού κλωβού ή βαθέων αυλάκων. Η ολίσθηση και η απόδοση πλήρους φορτίου είναι καλές, παρόμοιες με αυτές της κλάσης A. Ωστόσο, η μεγαλύτερη αντίδραση μειώνει ελαφρά το συντελεστή ισχύος και μοιραία μειώνει τη μέγιστη ροπή (συνήθως μόνο λίγο πάνω από το 200% της ροπής πλήρους φορτίου είναι εφικτή). Αυτός ο σχεδιασμός είναι ο πλέον κοινός για μηχανές 7,5 - 200 hp. Χρησιμοποιείται κυρίως για συστήματα σταθερής ταχύτητας όπου οι απαιτήσεις για ροπή εκκινήσεως είναι δευτερεύουσες όπως σε ανεμιστήρες, φυσητήρες, αντλίες και εργαλειομηχανές.

Κατασκευαστική κλάση C: Υψηλή ροπή εκκινήσεως, χαμηλό ρεύμα εκκινήσεως. Αυτός ο σχεδιασμός χρησιμοποιεί δρομέα διπλού κλωβού με αντίσταση μεγαλύτερη από

αυτή των κινητήρων της κλάσης Β. Το αποτέλεσμα είναι υψηλότερη ροπή εκκινήσεως με χαμηλότερα ρεύματα εκκινήσεως αλλά κατά το μάλλον ή ήττον χαμηλότερη απόδοση και υψηλότερη ολίσθηση σε ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας απ' ό,τι στις κλάσεις Α και Β. Τυπικές εφαρμογές είναι οι συμπιεστές και οι ταινιόδρομοι.

Κατασκευαστική κλάση D: Υψηλή ροπή εκκίνησης, υψηλή ολίσθηση. Αυτός ο σχεδιασμός υιοθετεί συνήθως δρομέα διπλού κλωβού και υψηλής αντιστάσεως (με ορειχάλκινες ράβδους). Αναπτύσσουν πολύ υψηλή ροπή εκκινήσεως σε χαμηλά ρεύματα με μέγιστη αναπτυσσόμενη ροπή στο 50 - 100% της ολίσθησης, ωστόσο εμφανίζουν μεγάλη ολίσθηση στο πλήρες φορτίο (7 - 11%) και συνεπώς έχουν χαμηλή απόδοση. Οι κυριότερες χρήσεις τους είναι για οδήγηση διακοπτόμενων φορτίων που εμπλέκουν υψηλές επιταχύνσεις, δηλαδή κρουστικά φορτία όπως πρέσες και ψαλίδες. Οδηγώντας κρουστικά φορτία η μηχανή συνήθως υποβοηθάται από σφόνδυλο ο οποίος προσδίδει ενέργεια στη κρούση και μειώνει τις ταλαντώσεις της απορροφούμενης από το σύστημα ισχύος. Ένας κινητήρας του οποίου η ταχύτητα πέφτει αισθητά με αύξηση της ροπής είναι απαραίτητος έτσι ώστε ο σφόνδυλος να επιβραδυνθεί αποδίδοντας μέρος της κινητικής του ενέργειας κατά τη σύγκρουση.

Πέραν της κατάταξης των κινητήρων επαγωγής κατά NEMA, οι κινητήρες αυτοί κατατάσσονται επίσης με βάση τον βαθμό προστασίας (Index of Protection) και το βαθμό ψύξεως (Index of Cooling) που προσφέρουν.

Ο βαθμός προστασίας που προκύπτει ως συνάρτηση του πλαισίου της μηχανής καθορίζεται από τα πρότυπα IEC 34.5 και AS 1359.20 (βλέπε εικόνα (1.1)). Το σύστημα που χρησιμοποιείται για την περιγραφή του βαθμού προστασίας (Index of Protection) κατά IEC περιλαμβάνει τα εξής:

- Ένα πρόθεμα με τα αρχικά γράμματα IP (Index of Protection)
- Τρεις αριθμούς που υποδηλώνουν:
 - Το βαθμό προστασίας κατά την επαφή με στερεές ουσίες, όπως σκόνη
 - Το βαθμό προστασίας κατά την επαφή με υγρά
 - Τη μηχανική αντοχή του πλαισίου σε σύγκρουση. Το τελευταίο αυτό στοιχείο στην πράξη συχνά απουσιάζει.

Ο βαθμός ψύξης (Index of Cooling), που προκύπτει ως συνάρτηση του συστήματος ψύξεως του κινητήρα, καθορίζεται από τα πρότυπα IEC 34.6 και AS 1359.21. Το σύστημα προτυποποίησης IEC 34.6 περιλαμβάνει τα εξής:

- Ένα πρόθεμα με τα αρχικά γράμματα IC (Index of Cooling)
- Ένα γράμμα που καθορίζει το ψυκτικό μέσο και το οποίο παραλείπεται μόνο στην περίπτωση που αυτό είναι ο αέρας
- Δύο αριθμούς που υποδηλώνουν:
 - Τη χωροταξική διάταξη του συστήματος ψύξεως
 - Τον τρόπο με τον οποίο παρέχεται ισχύς για τη διατήρηση της κυκλοφορίας του ψυκτικού μέσου (π.χ. ανεμιστήρας στον άξονα, ανεμιστήρας που κινείται από βοηθητικό κινητήρα κ.α.).

Περισσότερες πληροφορίες για τα συστήματα προτυποποίησης των μηχανών επαγωγής δίνονται εκτενώς στη σχετική τεχνική βιβλιογραφία και εδώ παραλείπονται.

1.6 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΚΑΙ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

1.6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Μια ηλεκτρική μηχανή που οδηγεί ένα μηχανικό φορτίο άμεσα, μέσω κιβωτίου ταχυτήτων ή μέσω ιμάντα και ο σχετικός εξοπλισμός ελέγχου, όπως μετατροπείς ισχύος, διακόπτες, ρελέ, αισθητήρες και μικροεπεξεργαστές, συνιστούν το σύστημα οδήγησης. Πρέπει να τονιστεί ότι ακόμα και σήμερα οι περισσότερες μηχανές επαγωγής παραμένουν χωρίς έλεγχο ενώ οι όποιες λειτουργίες ελέγχου περιορίζονται στην εκκίνηση της μηχανής. Συνήθως σε συστήματα οδήγησης με δύσκολη εκκίνηση λόγω υψηλής ροπής και/ή αδράνειας του φορτίου απλά μέσα για τη μείωση των ρευμάτων εκκίνησης χρησιμοποιούνται όπως αναλύεται παρακάτω. Σε εφαρμογές όπου ταχύτητα, θέση ή ροπή πρέπει να ελεγχθούν συστήματα μηχανών συνεχούς είναι ακόμα συνήθη. Ωστόσο, τα συστήματα οδήγησης σύγχρονων μηχανών γίνονται όλο και πιο δημοφιλή στη βιομηχανική πρακτική. Η πρόοδος στα μέσα και τις μεθόδους ελέγχου αυτών των μηχανών, ιδιαίτερα εντυπωσιακή τη τελευταία εικοσαετία, οδήγησε στην κατασκευή πολλών κλάσεων a.c. μηχανών και αντίστοιχων συστημάτων οδήγησης με τακτικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις d.c. μηχανές.

Η περισσότερη από την καταναλισκόμενη ενέργεια στη βιομηχανία από μηχανές επαγωγής οφείλεται σε εγκαταστάσεις υψηλής ισχύος και απλού σχεδιασμού όπως αντλίες, ανεμιστήρες, φυσητήρες, αλεστές ή συμπιεστές. Σαφώς δεν υπάρχει ανάγκη για ανώτερη δυναμική συμπεριφορά αυτών των συστημάτων ωστόσο ο έλεγχος ταχύτητας μπορεί να πετύχει σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας. Θεωρείστε ένα φυσητήρα σταθερής ταχύτητας του οποίου η έξοδος ρυθμίζεται ανοιγοκλείνοντας κατάλληλα μια βαλβίδα. Αυτή η βαλβίδα θα μπορούσε να μείνει μόνιμα πλήρως ανοιχτή ή καλύτερα να καταργηθεί αν ο φυσητήρας διέθετε σύστημα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας.

Τα συστήματα οδήγησης μηχανών επαγωγής υψηλής απόδοσης, όπως αυτά των εργαλειομηχανών ή των ανελκυστήρων στα οποία είναι απαραίτητος ο ακριβής έλεγχος ροπής και θέσης, είναι ακόμα σπάνια. Ωστόσο, πολλές εξελιγμένες τεχνικές ελέγχου έχουν φτάσει ήδη στο στάδιο της εφαρμογής. Τέτοια συστήματα υιοθετούνται και σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης με στόχο την καλύτερη οδηγική συμπεριφορά.

Εκτός από εφαρμογές που απαιτούν δύο, τρεις ή τέσσερις διακριτές ταχύτητες (επιτυγχάνεται με αλλαγή του αριθμού των πόλων, όπως εξηγείται εν συνεχεία) οι συνήθεις εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας απαιτούν τροφοδότηση μεταβλητής συχνότητας άρα και πηγή μεταβλητής συχνότητας, τον ονομαζόμενο αντιστροφέα. Οι αντιστροφείς είναι μετατροπείς από d.c. σε a.c. στους οποίους η d.c. ισχύς παρέχεται από έναν ανορθωτή που τροφοδοτείται από το δίκτυο. Η ονομαζόμενη d.c. ζεύξη (γέφυρα) με τη μορφή ενός πυκνωτή ή ενός πηνίου τοποθετημένου ανάμεσα στον ανορθωτή και στον αντιστροφέα δίνει στον ανορθωτή ιδιότητες πηγής τάσεως ή πηγής ρεύματος. Καθώς οι ανορθωτές τραβάνε παραμορφωμένα μη γραμμικά ρεύματα από το σύστημα, παθητικά ή ενεργητικά φίλτρα απαιτούνται στην είσοδό τους για τη μείωση των αρμονικών χαμηλής τάσεως στο ρεύμα τροφοδοσίας. Οι αντιστροφείς από την άλλη, υπερθέτουν υψίσυχνο θόρυβο στα ρεύματα ο οποίος επίσης δεν πρέπει να φτάσει στο σύστημα αλλιώς η λειτουργία ευαίσθητου τηλεπικοινωνιακού εξοπλισμού ή εξοπλισμού ελέγχου μπορεί να εμποδισθεί από τις συνεπαγόμενες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (ElectroMagnetic Interference, EMI). Έτσι, φίλτρα κατάλληλα για τον περιορισμό ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών είναι επίσης απαραίτητα.

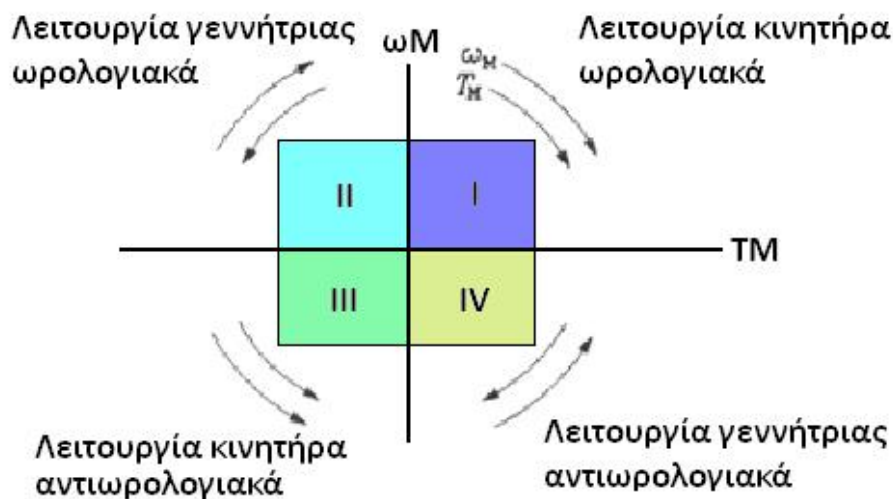
Για τον έλεγχο των συστημάτων κίνησης με ασύγχρονες μηχανές μικροεπεξεργαστές, μικροελεγκτές και ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (DSPs, Digital Signal Processors) χρησιμοποιούνται ευρέως. Όταν αισθητήρια όργανα τάσεως, ρεύματος, ταχύτητας ή θέσης προστίθενται το σύστημα αποκτά πολύ μεγαλύτερη πολυπλοκότητα και κόστος απ' ότι η μηχανή χωρίς έλεγχο. Αυτός είναι και ο λόγος που οι εγκαταστάτες μηχανικοί είναι πολλές φορές επιφυλακτικοί απέναντι σε τέτοια συστήματα. Ωστόσο, η βιομηχανία ελέγχου της κίνησης αναπτύσσει όλο και πιο αποδοτικά, αξιόπιστα και φιλικά προς τον χρήστη συστήματα και στο προσεχές μέλλον τα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας με ασύγχρονους κινητήρες σίγουρα θα κερδίσουν σημαντικό έδαφος στις βιομηχανικές εφαρμογές.

1.6.2 ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Η ιδέα των λειτουργικών τεταρτημορίων παίζει σημαντικό ρόλο στη θεωρία και τις εφαρμογές των ηλεκτρικών μηχανών. Τόσο η ροπή, T_M , όσο και η ταχύτητα, ω_M , μπορούν να θεωρηθούν με δύο πολικότητες. Για παράδειγμα, παρατηρώντας το εμπρόσθιο τμήμα της μηχανής από το οποίο εξέρχεται και ο άξονας θετική κατεύθυνση περιστροφής μπορεί να οριστεί αυτή των δεικτών του ρολογιού και αρνητική η αντίθετή της. Καθώς η μηχανική ισχύς εξόδου, P_{out} , δίνεται από τη σχέση:

$$(1.61) \quad P_{out} = T_M \omega_M$$

τα πρόσημα της ροπής και της ταχύτητας είναι που καθορίζουν τη ροή ισχύος μεταξύ μηχανής και φορτίου. Για $P_{out} > 0$, η μηχανή καταναλώνει ηλεκτρική ισχύ από το σύστημα τροφοδοσίας και τη μετατρέπει σε μηχανική που αποδίδεται στο φορτίο. Αντίστοιχα, για $P_{out} < 0$, παρατηρείται αντίστροφη ροή ισχύος με τη μηχανή να οδηγείται από το φορτίο το οποίο λειτουργεί ως πρωτεύον κινητήριο σύστημα. Με τις κατάλληλες ρυθμίσεις, η μηχανή μπορεί να λειτουργήσει ως γεννήτρια μεταφέροντας ισχύ στο σύστημα. Ένας τέτοιος αναγεννητικός τρόπος λειτουργίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την πέδηση φορτίων υψηλής αδράνειας ή για την ομαλή κάθοδο των ανελκυστήρων, με μειωμένη κατανάλωση ενέργειας.



1.16: Τεταρτημότητα λειτουργίας στο επίπεδο (T_M, ω_M)

Τα τεταρτημότητα λειτουργίας (σχήμα 1.26) αναπαριστούν τους τέσσερις διαφορετικούς συνδυασμούς προσήμων ροπής και ταχύτητας στο επίπεδο (ω_M, T_M) . Η ροή ισχύος στο πρώτο και τρίτο τεταρτημότητα είναι θετική ενώ αρνητική στο δεύτερο και

τέταρτο. Για την καλύτερη κατανόηση των τεταρτημορίων λειτουργίας δίνονται δύο παραδείγματα κινητήριων συστημάτων, ενός ανελκυστήρα και ενός ηλεκτρικού τρένου (μετρό).

Στην περίπτωση του ανελκυστήρα κατά την άνοδο ροπή και ταχύτητα είναι θετικές (λειτουργία στο πρώτο τεταρτημόριο), ενώ κατά την κάθοδο το πρόσημο της ταχύτητας αντιστρέφεται και το πρόσημο της ροπής παραμένει αμετάβλητο (λειτουργία στο τέταρτο τεταρτημόριο) καθώς και στις δύο περιπτώσεις ο κινητήρας πρέπει να παράγει ροπή που θα αντιστέκεται στη βαρύτητα. Κατά τη κάθοδο είναι το βάρος του κλωβού που οδηγεί τη μηχανή με τη δυναμική του ενέργεια να μετατρέπεται σε ηλεκτρική (regenerative mode) και το σύστημα οδήγησης και τροφοδοσίας πρέπει να είναι κατάλληλα σχεδιασμένο ώστε η ενέργεια αυτή να επιστρέφει στην πηγή με ασφάλεια.

Στην περίπτωση του ηλεκτρικού τρένου, ταχύτητα και ροπή λαμβάνουν θετικά και αρνητικά πρόσημα με αυτά να συμφωνούν όταν το τρένο επιταχύνει και να είναι αντίθετα όταν επιβραδύνεται. Η τεράστια κινητική ενέργεια του τρένου θα κατέστρεφε τα μηχανικά φρένα αν δεν υπήρχε ηλεκτρική πέδη. Έτσι, όλα τα ηλεκτρικά τρένα και άλλα ηλεκτρικά οχήματα προβλέπουν λειτουργία αναγεννητικής πέδης κατά την οποία οι κινητήριες μηχανές λειτουργούν ως γεννήτριες. Ωστόσο, πρέπει να σημειώσουμε ότι η λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων δεν έχει ακόμα διαδεδομένη εφαρμογή καθώς τα περισσότερα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας, όπως άλλωστε και οι χωρίς έλεγχο μηχανές επαγωγής, λειτουργούν αποκλειστικά στο πρώτο τεταρτημόριο.

Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος που τροφοδοτούν τις μηχανές επαγωγής στα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας μπορούν επίσης να πετύχουν λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων στο επίπεδο ρεύματος - τάσης. Ως γνωστόν, από τη βασική θεωρία των ηλεκτρικών μηχανών ροπή και ρεύμα τυμπάνου σχετίζονται άμεσα. Το ίδιο ισχύει για την ταχύτητα και την τάση τυμπάνου. Συνεπώς, αν μια μηχανή τροφοδοτούμενη από μετατροπέα λειτουργεί σε συγκεκριμένο τεταρτημόριο στο αντίστοιχο τεταρτημόριο θα λειτουργεί και ο μετατροπέας που τη τροφοδοτεί.

1.6.3 ΕΚΚΙΝΗΣΗ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Η εκκίνηση των κινητήρων επαγωγής είναι ένα μόνο από τα ζητήματα ελέγχου που κανείς μπορεί να μελετήσει. Ωστόσο είναι από τα πρώτα που κλήθηκαν να επιλύσουν οι μηχανικοί, από τις πρώτες μέρες των συστημάτων κίνησης εναλλασσόμενου ρεύματος, λόγω των προβλημάτων που προκύπτουν από την απευθείας εκκίνηση του κινητήρα με τροφοδότηση από το δίκτυο. Παρακάτω περιγράφονται εν συντομία αυτά τα προβλήματα ενώ αναφέρονται επιγραμματικά οι κυριότερες μέθοδοι εκκινήσεως κινητήρων επαγωγής, οι παλαιότερες των οποίων αποτέλεσαν και τις πρώτες προσπάθειες στοιχειώδους ελέγχου των μηχανών αυτών.

Τα κύρια προβλήματα κατά την εκκίνηση των κινητήρων επαγωγής είναι τα μέτρα της ροπής εκκινήσεως και του ρεύματος εκκινήσεως. Για να εκκινήσει ο δρομέας θα πρέπει η ροπή που αναπτύσσεται στον άξονα να είναι μεγαλύτερη από τη ροπή που επιβάλλεται στον άξονα από το φορτίο. Συχνά απαιτείται μια σημαντική ροπή εκκινήσεως, ίση ή μεγαλύτερη της ονομαστικής, όπως π.χ. για θραυστήρες και συμπιεστές. Επίσης το ρεύμα εκκινήσεως δεν πρέπει να ξεπερνάει κάποια όρια τα οποία καθορίζονται από τα χαρακτηριστικά και την ικανότητα του δικτύου. Για μεγάλους κινητήρες επαγωγής που λειτουργούν σε δίκτυα χαμηλής ισχύος είναι απαραίτητη η ελάττωση του ρεύματος εκκινήσεως έτσι ώστε να περιοριστεί η όχληση των άλλων φορτίων. Το μεγάλο ρεύμα εκκινήσεως προκαλεί επιπρόσθετη πτώση τάσεως, έτσι σε

φορτία φωτισμού η μεταβολή στην ένταση φωτισμού γίνεται αισθητή. Δεδομένου επίσης ότι η αναπτυσσόμενη ροπή είναι ανάλογη του τετραγώνου της τάσεως τροφοδοσίας άλλοι κινητήρες συνδεδεμένοι στο ίδιο δίκτυο μπορεί να σταματήσουν. (Όπως μπορεί να αποδειχθεί με χρήση του ανά φάση ισοδυνάμου κυκλώματος της μηχανής επαγωγής, το οποίο αναλύεται στη συνέχεια του κεφαλαίου, ισχύει η εξής έκφραση για την ηλεκτρομαγνητική ροπή:

$$(1.62) \quad T_M = \frac{3}{\pi} \frac{P}{f} V_s^2 \frac{\frac{R_r}{s}}{\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2} \sim V_s^2$$

Επιπλέον προσοχή σε ζητήματα εκκίνησης δίνεται σήμερα όπου η όχληση πλέον δεν έχει να κάνει μόνο με τα υπόλοιπα φορτία, αλλά και με τη διεσπαρμένη στο δίκτυο παραγωγή, ιδίως στις εγκαταστάσεις μικρής ισχύος. Αμφίδρομα, η όχληση από τις εγκαταστάσεις παραγωγής προς τα φορτία, που εν μέρει έχει να κάνει με ζητήματα εκκίνησης, πρέπει να λαμβάνεται σοβαρά υπ' όψη (π.χ. μελέτη ρευμάτων εκκίνησης κατά την ένταξη ανεμογεννητριών στο δίκτυο). Ιδιαίτερη σημασία έχουν επίσης τα προβλήματα όπως η διάρκεια εκκίνησης, οι απώλειες στα τυλίγματα, η θέρμανσή τους και το μεταβατικό φαινόμενο κατά την εκκίνηση.

Η εκκίνηση των κινητήρων με δρομείς κλωβού μπορεί να επιτευχθεί με έναν από τους παρακάτω τρόπους:

- Με αντίσταση σε σειρά: η κατανάλωση ενέργειας στις εξωτερικές αντιστάσεις κατά την εκκίνηση αποτελεί μειονέκτημα.
- Με επαγωγική αντίδραση σε σειρά: εφικτή η εκκίνηση μόνο όταν δεν απαιτείται σημαντική ροπή εκκίνησης.
- Με αυτομετασχηματιστή: οι νεότεροι ηλεκτρονικοί ομαλοί εκκινητές (soft starters) είναι διατάξεις που βασίζονται στην ίδια αρχή λειτουργίας: σταδιακή επιβολή της τάσεως στο τριφασικό τύλιγμα του στάτη. Ο αυτομετασχηματιστής ελέγχεται είτε χειροκίνητα ή με χρήση ηλεκτρονόμων. Η εκκίνηση με αυτομετασχηματιστή είναι πλεονεκτική της εκκίνησης με επαγωγική αντίδραση ως προς την ροπή εκκίνησης.
- Με σύνδεση αστέρα - τριγώνου (χρήση κατάλληλου διακόπτη αστέρα - τριγώνου): μέθοδος για την εκκίνηση κινητήρων μικρής ή μέσης ισχύος.
- Με μερικό τύλιγμα: το τύλιγμα του στάτη στην κανονική λειτουργία αποτελείται από δύο ή περισσότερους κλάδους ανά φάση. Για την εκκίνηση χρησιμοποιείται ο ένας παράλληλος κλάδος και στη συνέχεια συνδέονται στη γραμμή οι άλλοι παράλληλοι κλάδοι, ο καθένας χωριστά.

Είναι προφανές ότι οι παραπάνω μέθοδοι έχουν εγγενή μειονεκτήματα. Αυξημένη σπατάλη ενέργειας, φτωχή μεταβατική απόκριση, επιπρόσθετη κατασκευαστική πολυπλοκότητα και κόστος τα οδήγησαν σε αφανισμό με την εμφάνιση των πρώτων συστημάτων ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας με χρήση ηλεκτρονικών ισχύος λιγότερο από εκατό χρόνια πριν.

1.6.4 ΠΕΔΗΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ

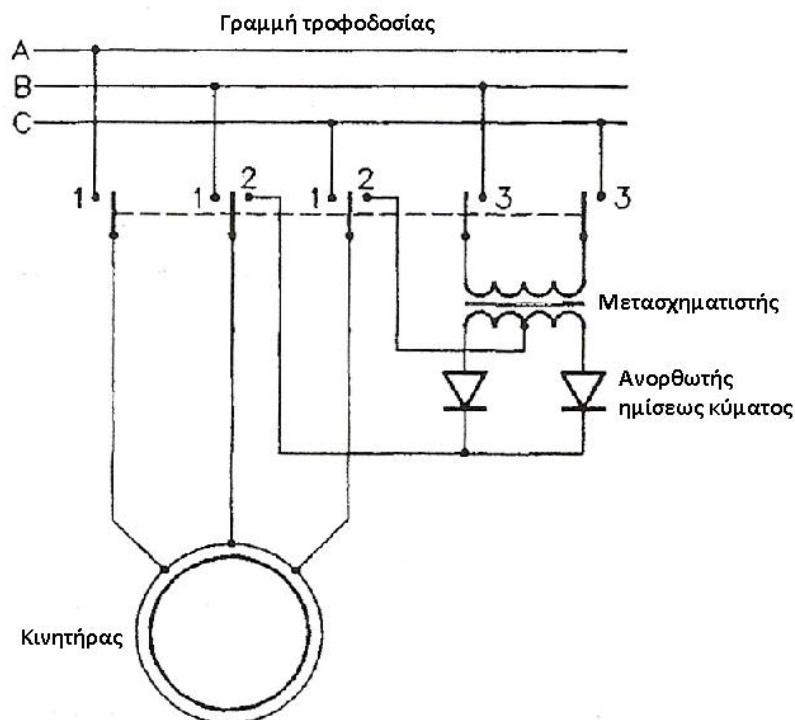
Σε συστήματα που απαιτούν γρήγορη επιβράδυνση η μηχανή πρέπει να αναπτύξει αρνητική ροπή. Η τελευταία εξαρτάται από την ολίσθηση, συνεπώς κατάλληλη αλλαγή

στην ολίσθηση πρέπει να επιτευχθεί. Εκτός από την χρήση του συστήματος μεταβλητής ταχύτητας που αναλύεται στα αμέσως επόμενα, υπάρχουν δύο τρόποι για την ανάπτυξη αρνητικής ροπής: η αντιστροφή στις φάσεις τροφοδοσίας και η δυναμική πέδηση. Αντιστροφή των φάσεων τροφοδοσίας οδηγεί στην αντιστροφή της κατεύθυνσης περιστροφής του μαγνητικού πεδίου άρα στην ανάπτυξη αρνητικής ροπής. Αν μόνο η ακινητοποίηση του φορτίου απαιτείται, η μηχανή αποσυνδέεται από την τροφοδοσία μόλις η ταχύτητα πλησιάσει το μηδέν με κατάλληλο αυτοματισμό. Η αντιστροφή είναι επίπονη διαδικασία για τη μηχανή καθώς κινητική ενέργεια του φορτίου και ηλεκτρική ενέργεια από την τροφοδοσία καταλήγουν στη μηχανή, κυρίως στο δρομέα, ώστε η συνολική αναπτυσσόμενη θερμότητα να είναι περίπου τρεις φορές η αρχική ενέργεια του συστήματος.

Η δυναμική πέδηση επιτυγχάνεται με την αποσύνδεση της μηχανής από την τροφοδοσία και την τροφοδότηση δύο οποιωνδήποτε ακροδεκτών του στάτη με d.c. τάση. Το συνεπαγόμενο d.c. ρεύμα παράγει σταθερό μαγνητικό πεδίο έτσι εναλλασσόμενα ρεύματα επάγονται στις ράβδους του δρομέα και ροπή πέδησης αναπτύσσεται που προσεγγιστικά είναι:

$$(1.63) \quad T_{br} = 3 \left(\frac{X_m I_{s,dc}}{\omega_{syn}} \right)^2 \frac{R_r \omega_M}{R_r^2 + \left(\frac{\omega_M}{\omega_{syn}} X_m \right)^2}$$

Από μια οπτική γωνία όταν η μηχανή τροφοδοτηθεί με d.c. τάση λειτουργεί σε υπερσύγχρονες στροφές. Η αναπτυσσόμενη θερμότητα είναι περίπου ίση με την αρχική ενέργεια του συστήματος. Μια τέτοια διάταξη φαίνεται στο σχήμα (1.27) όπου ο μετασχηματιστής χρησιμοποιείται για τον υποβιβασμό της τάσεως η οποία στη συνέχεια ανορθώνεται καθώς το d.c. ρεύμα βλέπει μόνο τη μικρή αντίσταση στάτη.



1.2: Σύστημα δυναμικής πέδησης (dynamic brake)

1.6.5 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ

Οι μηχανές επαγωγής, από την εφεύρεσή τους και μέχρι μερικές δεκαετίες παλαιότερα, πριν την πρόσφατη εξέλιξη της τεχνολογίας των ηλεκτρονικών ισχύος και των μικροεπεξεργαστών, λειτουργούσαν κατά συντριπτική πλειοψηφία χωρίς έλεγχο. Οι εφαρμογές που απαιτούσαν έλεγχο στροφών, χρησιμοποιούσαν κατά κόρον μηχανές συνεχούς ρεύματος, λόγω της δυνατότητας εύκολου, ομαλού και ακριβούς ελέγχου ταχύτητας σε συνδυασμό με την ταχεία απόκριση ροπής. Ωστόσο από τις πρώτες ημέρες των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας με εναλλασσόμενο ρεύμα υπήρξε μεγάλο ενδιαφέρον για την ανάπτυξη κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος με μεταβλητή ταχύτητα.

Οι μέθοδοι ελέγχου του παρελθόντος διακρίνονταν σε αυτές που επενέβαιναν στην πλευρά του στάτη και του δρομέα της μηχανής. Από την πλευρά του στάτη χρησιμοποιούνταν οι εξής μέθοδοι:

- Μεταβολή της τάσεως γραμμής: οδηγεί σε μεταβολή της αναπτυσσόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής (σύμφωνα με την εξίσωση (1.38)), έτσι το κινητήριο σύστημα ισορροπεί σε ένα νέο σημείο λειτουργίας.
- Μεταβολή του αριθμού των πόλων: επιτρέπει την επιλογή ανάμεσα σε δύο ή περισσότερες σύγχρονες ταχύτητες σε ειδικά κατασκευασμένους κινητήρες.
- Τροφοδότηση με τάση μεταβλητής συχνότητας: αυτό ήταν εξ' αρχής το ζητούμενο. Προτάσεις που διατυπώθηκαν οδήγησαν σε πολύπλοκα συστήματα όπου μηχανές επαγωγής με τυλιγμένο δρομέα χρησιμοποιούνταν ως μετατροπείς συχνότητας, λειτουργία που απαιτούσε κίνηση μεταβλητής ταχύτητας για τη μετατροπή της συχνότητας που επιτυγχάνονταν με ηλεκτρομηχανικό τρόπο. Ωστόσο η στιβαρότητα των μηχανών επαγωγής έκανε ακόμα και αυτές τις πολύπλοκες επινοήσεις εφαρμόσιμες σε πολύ ειδικές εφαρμογές. Στη βιβλιογραφία δίνεται ως παράδειγμα ένα κινητήριο σύστημα για εφαρμογή σε αεροδυναμική σήραγγα.

Από την πλευρά του δρομέα χρησιμοποιούνταν οι εξής μέθοδοι:

- Μεταβολή της αντιστάσεως στο κύκλωμα του δρομέα (για κινητήρες τυλιγμένου δρομέα): οδηγεί σε σπατάλη ενέργειας στα τυλίγματα του δρομέα ειδικά στις χαμηλές ταχύτητες.
- Εισαγωγή τάσεως στο δρομέα της ίδιας συχνότητας με τη θεμελιώδη ΗΕΔ του δρομέα: η μέθοδος αυτή απαιτούσε μια ή περισσότερες ηλεκτρικές μηχανές συνδεδεμένες μηχανικά ή ηλεκτρικά με το κυρίως κινητήριο σύστημα. Ονομαστικά αναφέρουμε το σύστημα Leblanc, το σύστημα Kramer και τον κινητήρα Schrage, συστήματα που με μηχανικό τρόπο λειτουργούσαν ως μετατροπείς συχνότητας.

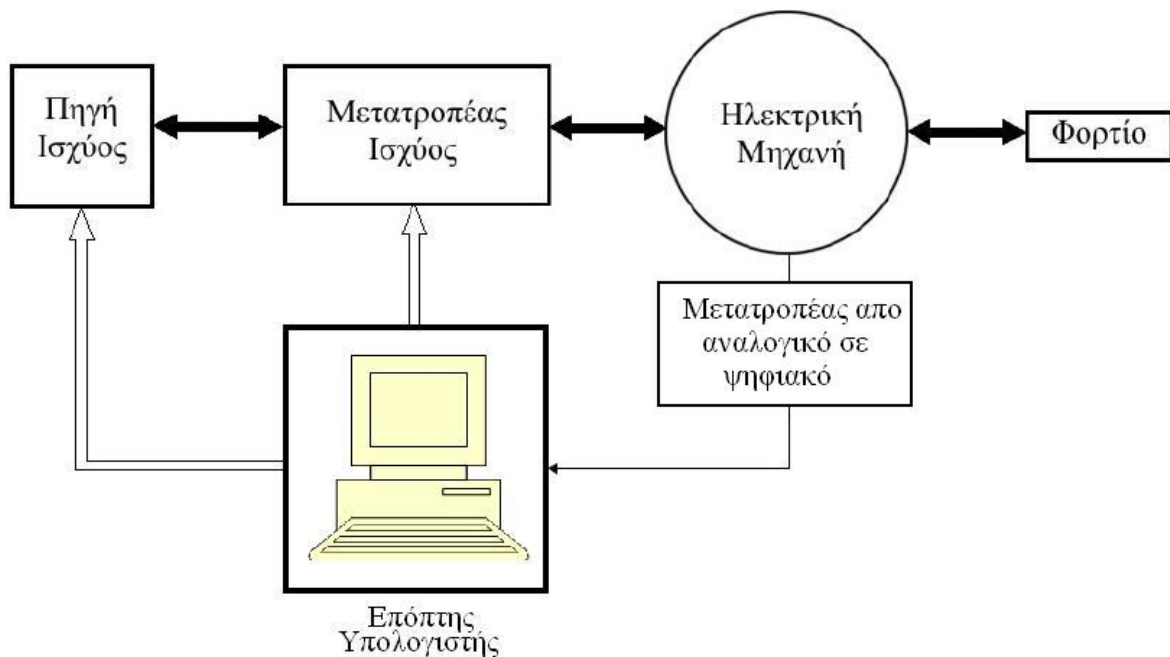
Τα περισσότερα από τα παραπάνω συστήματα αποτελούσαν πολύπλοκες και περίτεχνες κατασκευές, με υψηλό κόστος αγοράς, συντήρησης και φτωχή απόδοση και επίδοση που τα περιόρισε σε ειδικές εφαρμογές.

Η επανάσταση στα συστήματα ελέγχου a.c. μηχανών ξεκίνησε με την ανάπτυξη των πρώτων ελεγχόμενων διακοπτικών στοιχείων και δίοδων στερεάς κατάστασης (πριν την ανάπτυξή τους, στις αρχές του προηγούμενου αιώνα, κυριαρχούσαν οι λυχνίες (π.χ. phanotrons, thyratrons, ignitrons, mercury-arc rectifiers) που χρησιμοποιούνταν κατά το

πλείστον ως ανορθωτές (από τα 50/60Hz a.c. σε d.c.) αλλά δεν αποκλείονταν και η μετατροπή από d.c. σε a.c. τάση (αντιστροφή)). Η επανάσταση αυτή συνεχίζεται έως σήμερα με την κατασκευή βελτιωμένων διακοπτικών στοιχείων (GTOs, BJTs, IGBTs, power MOSFETs κ.α.), με βελτιωμένα χαρακτηριστικά και μειωμένο κόστος.

Σήμερα, ένα τυπικό σύστημα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας κινητήρα επαγωγής έχει την μορφή του σχήματος (1.28) όπου δίνονται σε μορφή μπλοκ διαγράμματος τα κύρια συνιστώσα μέρη. Ο μετατροπέας ισχύος αποτελείται από δύο βασικά υποσυστήματα, την ανορθωτική διάταξη και τον αντιστροφέα. Η a.c. τάση του δικτύου ανορθώνεται από έναν a.c. σε d.c. μετατροπέα (ανορθωτή). Ο αντιστροφέας εν συνεχεία παράγει την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα, μεταβλητής συχνότητας. Τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα ελέγχονται από κατάλληλους παλμούς που παράγονται από τον αλγόριθμο ελέγχου.

Η πολυπλοκότητα των σύγχρονων συστημάτων ελέγχου αυξάνει διαρκώς λόγω της ανάγκης για βέλτιστη αρμονικά παροχή ισχύος από το μετατροπέα, βελτιωμένη επίδοση αλλά και απόδοση σε όλες τις μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας. Η διακύμανση των παραμέτρων της μηχανής καθώς και η δυσκολία στην επεξεργασία των αναδράσεων λόγω και της παρουσίας αρμονικών, αυξάνουν ακόμα περισσότερο την πολυπλοκότητα των συστημάτων.



1.28: Απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα τυπικού σύγχρονου συστήματος ελέγχου κίνησης

1.7 ΑΝΩΜΑΛΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ

Ανώμαλη λειτουργία μηχανής επαγωγής προκύπτει από εσωτερικά ή εξωτερικά αίτια με τις συνηθέστερες ηλεκτρικές ή μηχανικές αστοχίες να είναι οι εξής:

- Βραχυκύκλωση των τυλιγμάτων του στάτη μεταξύ τυλιγμάτων της ίδιας φάσεως ή διαφορετικών φάσεων ή μεταξύ φάσεως και γης. Σοβαρά σφάλματα στο στάτη οδηγούν σε άμεση λειτουργία των προστασιών υπερρεύματος ωστόσο μικρότερα σφάλματα προλαβαίνουν να εξαπλωθούν.

- Καταστροφή των ράβδων του δρομέα από θερμικές και μηχανικές υπερφορτίσεις, για παράδειγμα, σε συχνά εκκινούμενους κινητήρες. Καταστροφή συνήθως συμβαίνει στο σύνδεσμο με τους δακτυλίους βραχυκύκλωσης.
- Αστοχίες των μηχανικών μερών λόγω παλαιότητας που επιταχύνονται από κατασκευαστικές ατέλειες, εκκεντρικότητα και έλλειψη ευθυγράμμισης των αξόνων μηχανής και φορτίου.

Είναι ενδιαφέρον ότι σφάλματα σε μηχανές με συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας είναι συχνότερα απ' ό,τι σε μηχανές που λειτουργούν χωρίς έλεγχο. Φαίνεται πως οι αντιστροφείς που τροφοδοτούν τα συστήματα μεταβλητής ταχύτητας προκαλούν λόγω της διακοπτικής τους λειτουργίας αυξημένη καταπόνηση στις μονώσεις του στάτη και σε μερικές περιπτώσεις σπινθηρισμούς μικρής κλίμακας.

Εξωτερικοί λόγοι που μπορεί να προκαλέσουν ανώμαλη λειτουργία της μηχανής επαγωγής είναι:

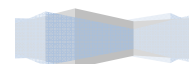
- Κακή ποιότητα τάσεως όπως βυθίσεις και ασυμμετρία που προκαλούν αντίστοιχα μείωση ροπής και αρμονικές ροπές ενώ αυξάνουν τις απώλειες στη μηχανή. Υψηλές απώλειες και χαμηλός συντελεστής ισχύος προκύπτει επίσης όταν η τάση τροφοδοσίας είναι πολύ υψηλή. Γενικά η τάση τροφοδοσίας δεν πρέπει να διαφέρει περισσότερο από 10% από το ονομαστικό της πλάτος, 5% από την ονομαστική συχνότητα και πρέπει να έχει ασυμμετρία μικρότερη του 2%.
- Απώλεια φάσεως λόγω των ρελέ προστασίας στο σύστημα παροχής ή λόγω τήξεως ασφαλειών στις γραμμές τροφοδοσίας. Σε αυτή την περίπτωση έχουμε υπερθέρμανση της μηχανής καθώς παράγει μειωμένη ροπή με αυξημένα ρεύματα στάτη.
- Μηχανική υπερφόρτιση: Αν και οι μηχανές επαγωγής έχουν σημαντικό περιθώριο ροπής, παρατεταμένη λειτουργία με μηχανική υπερφόρτιση είναι επικίνδυνη και αποτρέπεται με χρήση κατάλληλων προστασιών (θερμική προστασία).

1.8 ΣΥΝΟΨΗ

Στο παρόν κεφάλαιο έγινε η εισαγωγική παρουσίαση των κινητήρων επαγωγής και των βασικών αρχών και διατάξεων του ελέγχου τους. Δόθηκαν τα βασικά κατασκευαστικά στοιχεία αυτών των κινητήρων και ειδικά των δημοφιλέστατων κινητήρων με βραχυκυκλωμένο δρομέα τύπου κλωβού. Αναλύθηκε η μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, εξηγήθηκαν οι συνθήκες ανάπτυξης ροπής και εξήχθη το ισοδύναμο κύκλωμα στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας αυτών των μηχανών. Κοντινή ματιά δόθηκε στη μηχανική χαρακτηριστική των κινητήρων αυτών και στις περιοχές λειτουργίας που αυτή ορίζει. Η κατάταξη των φορτίων τόνισε την ανάγκη για κατάταξη των κινητήρων ανάλογα με τα χαρακτηριστικά τους σε συνθήκες εκκίνησης και μόνιμης λειτουργίας έτσι ώστε να εξυπηρετηθούν αποδοτικά οι ποικίλες εφαρμογές κίνησης. Ακόμα ο αναγνώστης εισήχθη στις αρχές του ελέγχου αυτών των μηχανών, με το εισαγωγικό αυτό κεφάλαιο να αναλώνεται περισσότερο σε μια ιστορική αναδρομή γύρω από τα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας με μηχανές επαγωγής. Τέλος δόθηκε σε αδρές γραμμές η μορφή ενός σύγχρονου συστήματος ελέγχου με χρήση ηλεκτρονικών ισχύος και μικροεπεξεργαστών.

Το παρόν κεφάλαιο δίνει ιδιαίτερη έμφαση στην απλότητα της περιγραφής και έτσι απευθύνεται σε ευρύτερο αναγνωστικό κοινό από αυτό των ανθρώπων με εξειδικευμένες γνώσεις σε έλεγχο και κατασκευή ηλεκτρικών μηχανών.

Στα επόμενα κεφάλαια της παρούσας διπλωματικής εργασίας δίνεται μια αναλυτική παρουσίαση των ζητημάτων που το παρόν κεφάλαιο έθιξε. Καθώς η ανάλυση προχωρά, αυξανόμενη έμφαση δίνεται γύρω από ζητήματα βελτιστοποίησης απόδοσης και ελαχιστοποίησης των απωλειών.



2 ΜΟΝΤΕΛΑ ΑΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το κοινώς γνωστό ισοδύναμο κύκλωμα μονίμου καταστάσεως της μηχανής επαγωγής επιτρέπει υπολογισμό των βασικών ποσοτήτων όπως το ρεύμα στάτη, ο συντελεστής ισχύος και η αναπτυσσόμενη ροπή όταν η μηχανή λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, με σταθερή ταχύτητα και συμμετρική ημιτονοειδή τροφοδοσία. Οι ηλεκτρικές ποσότητες εκφράζονται ως φασιθέτες και η αναπτυσσόμενη ροπή υπολογίζεται ως το πηλίκο της ισχύος εξόδου με την γωνιακή ταχύτητα του δρομέα. Καθώς η ισχύς εξόδου υπολογίζεται ως ο μέσος όρος (ανά κύκλο) και όχι ως στιγμιαία τιμή, το ίδιο προφανώς συμβαίνει και με τη ροπή. Το ισοδύναμο λοιπόν κύκλωμα μονίμου καταστάσεως είναι ανεπαρκές για ανάλυση της μεταβατικής λειτουργίας. Ιδίως στην περίπτωση του συστήματος μεταβλητής ταχύτητας κινητήρα επαγωγής και αντιστροφέα, όπου ο κινητήρας τροφοδοτείται από μη ημιτονοειδείς τάσεις, η ανάλυση της λειτουργίας της μηχανής με εφαρμογή της αρχής της επαλληλίας (ύστερα από τη φασματική ανάλυση της τάσεως τροφοδοσίας) είναι κοπιώδης και πρακτικά δίχως αξία.

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται τρεις εκδοχές του δυναμικού μοντέλου του κινητήρα επαγωγής. Δίνεται το ανά φάση δυναμικό μοντέλο και το δυναμικό μοντέλο σε πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων, στατό ($d_s q_s$) ή στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα ($d_e q_e$). Παράλληλα ο αναγνώστης εισάγεται στην ιδέα της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών και των μετασχηματισμών σε στρεφόμενα πλαίσια. Καθώς η μηχανή μπορεί να αναπαρασταθεί είτε με τη μορφή ισοδύναμου κυκλώματος ή με τη μορφή ενός συνόλου εξισώσεων κατάστασης, δίνεται δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής με τη μορφή εξισώσεων κατάστασης. Το σύνολο αυτών των εξισώσεων μαζί με την εξίσωση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων (που συσχετίζει το μηχανικό με το ηλεκτρικό μέρος του κινητήρα επαγωγής) θα χρησιμοποιηθούν στο κεφάλαιο 5 για την μοντελοποίηση του κινητήρα και την διεξαγωγή προσομοιώσεων στα πλαίσια της κατασκευής πειραματικής διάταξης κινητήρα επαγωγής και αντιστροφέα ελεγχόμενο από ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP). Η τελευταία μορφή των εξισώσεων κατάστασης προσφέρεται για προγραμματισμό σε υπολογιστή ενώ επιτρέπει ανάλυση της δυναμικής συμπεριφοράς του κινητήρα υπό οποιαδήποτε τροφοδοσία, όχι απαραίτητα ημιτονοειδή. Αν και η ανάλυση της λειτουργίας πραγματοποιείται εν γένει με τη χρήση υπολογιστή, συγκεκριμένες παράμετροι του κινητήρα και χαρακτηριστικά της δυναμικής του απόδοσης μπορούν άμεσα να εξαχθούν από τα δυναμικά του μοντέλα.

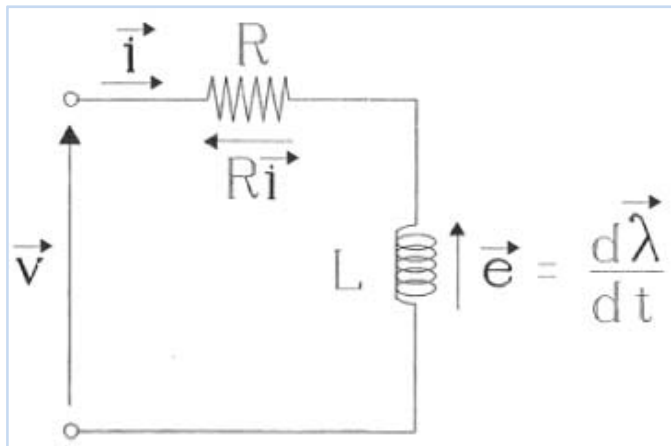
2.2 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΑΝΑ ΦΑΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Το δυναμικό ανά φάση μοντέλο του κινητήρα επαγωγής βασίζεται στη χρήση διανυσματικών ποσοτήτων για την μοντελοποίηση της α.σ. μηχανής, ιδέα που προτάθηκε το 1959 από τους Konacs και Racz.

Για ένα κινητήρα επαγωγής με δρομέα τύπου κλωβού τα διανύσματα της μαγνητικής ροής στάτη και δρομέα $\vec{\Psi}_s^s$ και $\vec{\Psi}_r^s$ μπορούν να εκφραστούν συναρτήσει των διανυσμάτων των ρευμάτων στάτη και δρομέα \vec{i}_s^s και \vec{i}_r^s και των αυτεπαγωγών ως εξής:

$$(2.1) \quad \vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s$$

$$(2.2) \quad \vec{\Psi}_r^s = L_m \vec{i}_s^s + L_r \vec{i}_r^s$$



2.1: Ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα αντίστασης και πηνίου εν σειρά για τα τυλίγματα στάτη και δρομέα

Καθώς τόσο το κύκλωμα του στάτη όσο και αυτό του δρομέα μπορεί να αναπαρασταθεί με ένα απλό ισοδύναμο κύκλωμα αντίστασης και πηνίου εν σειρά (σχήμα (2.1)), υιοθετώντας τη χρήση χωροδιανυσμάτων (space vectors) ρεύματος, τάσεως και ροής και εφαρμόζοντας κατάλληλη διανυσματική εκδοχή του νόμου τάσεων Kirchhoff λαμβάνουμε:

Για το στάτη:

$$(2.3) \quad \vec{V}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\Psi}_s^s}{dt}$$

και για το δρομέα:

$$(2.4) \quad \vec{V}_r^r = R_r \vec{i}_r^r + \frac{d\vec{\Psi}_r^r}{dt}$$

όπου R_s και R_r είναι οι πραγματικές ανά φάση αντιστάσεις στάτη και δρομέα.

Ο πρώτος όρος της εξίσωσης (2.4) μπορεί να μετασχηματισθεί ως εξής:

$$(2.5) \quad R_r \vec{i}_r^r = \frac{e^{j\theta_m}}{V} R_r \vec{i}_r^s$$

όπου θ_m η γωνιακή θέση του δρομέα ως προς τον άξονα της φάσης α του στάτη και V ο λόγος ελιγμάτων στάτη προς δρομέα ($V=N_s/N_r$).

Η σχέση αυτή προέκυψε ανάγοντας αντίσταση και ρεύμα δρομέα στο στάτη. Όπως εξηγήθηκε στο πρώτο κεφάλαιο κατά την ανάλυση του ισοδύναμου κυκλώματος μονίμου καταστάσεως η διαδικασία αυτή θυμίζει κατά πολύ την ανάλυση του μετασχηματιστή με τη διαφορά ότι στην ανάλυση του κινητήρα επαγωγής η σχετική ταχύτητα στάτη και δρομέα πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψη.

Ομοίως ανάγοντας τις ποσότητες του δρομέα στο στάτη ο δεύτερος όρος της εξίσωσης (2.4) δίνει:

$$(2.6) \quad \begin{aligned} \frac{d\bar{\Psi}_r^r}{dt} &= \frac{d}{dt} \left(\frac{e^{-j\theta_m}}{V} \bar{\Psi}_r^s \right) \\ &= \frac{1}{V} \left(\frac{de^{-j\theta_m}}{dt} \bar{\Psi}_r^s + e^{-j\theta_m} \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} \right) \\ &= \frac{1}{V} \left[e^{-j\theta_m} \frac{d(-j\theta_m)}{dt} \bar{\Psi}_r^s + \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} e^{-j\theta_m} \right] \end{aligned}$$

και επειδή:

$$(2.7) \quad \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m$$

η (2.6) γράφεται:

$$(2.8) \quad \frac{d\bar{\Psi}_r^r}{dt} = \frac{e^{-j\theta_m}}{V} \left(\frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega_m \bar{\Psi}_r^s \right)$$

Αντικαθιστώντας τις (2.6) και (2.8) στην εξίσωση (2.4) λαμβάνουμε:

$$(2.9) \quad \vec{V}_r^s = R_r \vec{i}_r^s + \frac{d\bar{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega_m \bar{\Psi}_r^s$$

όπου όλες οι ποσότητες του δρομέα είναι ανηγμένες στο στάτη. Ειδικά για τον κινητήρα επαγωγής με βραχυκυκλωμένο δρομέα τύπου κλωβού θα ισχύει:

$$(2.10) \quad 0 = R_r \vec{i}_r^s + \rho \bar{\Psi}_r^s - j\omega_m \bar{\Psi}_r^s$$

όπου ρ ο διαφορικός τελεστής (d/dt) σε sec^{-1} .

Λαμβάνοντας υπ' όψη ότι:

$$(2.11) \quad L_s = L_{ls} + L_m$$

$$(2.12) \quad L_r = L_{lr} + L_m$$

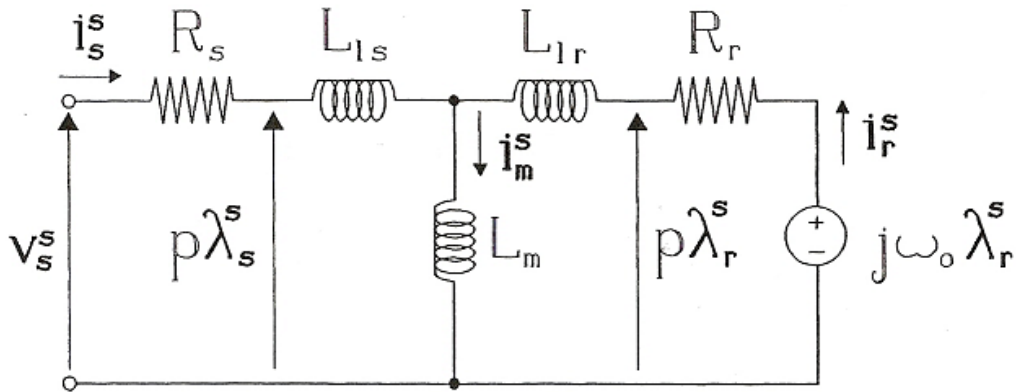
οι εκφράσεις των διανυσμάτων της ροής στάτη και δρομέα γίνονται:

$$(2.13) \quad \bar{\Psi}_s^s = L_{ls} \vec{i}_s^s + L_m (\vec{i}_s^s + \vec{i}_r^s)$$

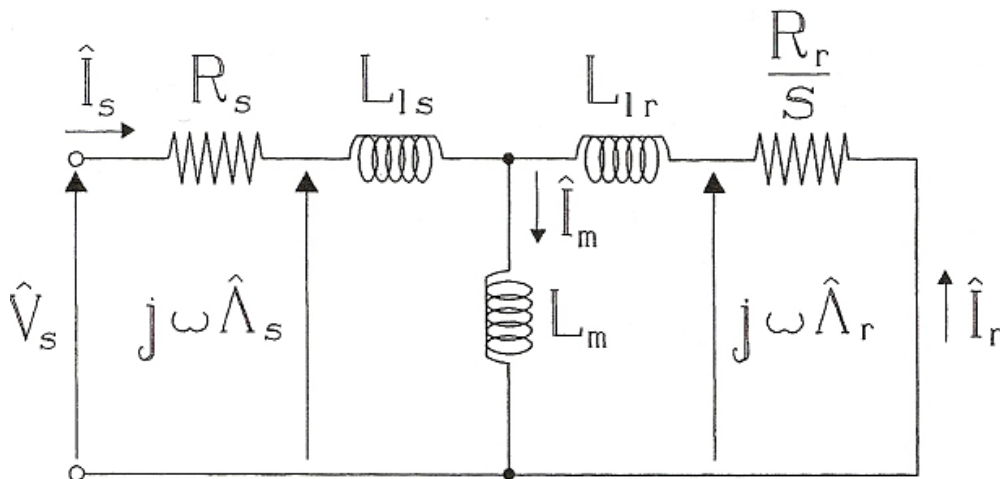
$$(2.14) \quad \bar{\Psi}_r^s = L_{lr} \vec{i}_r^s + L_m (\vec{i}_s^s + \vec{i}_r^s)$$

Οι εξισώσεις (2.3), (2.10), (2.13) και (2.14) οδηγούν στο δυναμικό ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής που δίνεται στο σχήμα (2.2). Η δομή του θυμίζει αυτή του κλασικού ισοδύναμου κυκλώματος όπως παρουσιάστηκε στο εισαγωγικό κεφάλαιο. Στο σχήμα (2.3) επαναλαμβάνεται το κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα μονίμου καταστάσεως. Ο αναγνώστης καλείται να τα αντιπαραβάλλει ώστε να

διαπιστώσει τη χρήση χωροδιανυσμάτων στο δυναμικό μοντέλο και φασιθετών στο μοντέλο μόνιμου καταστάσεως.

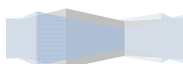


2.2: Δυναμικό ανά φάση κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής. Τα ηλεκτρικά μεγέθη εκφράζονται με χρήση διανυσματικών ποσοτήτων. Ρεύματα, τάσεις και ροές παρουσιάζονται με έντονη γραμματοσειρά (bold) που υποδηλώνει τη διανυσματική φύση τους.



2.3: Ισοδύναμο ανά φάση κύκλωμα μόνιμου καταστάσεως του κινητήρα επαγωγής. Τα ηλεκτρικά μεγέθη εκφράζονται με χρήση φασιθετών

Η ομοιότητα μεταξύ του βασισμένου σε χωροδιανύσματα και του βασισμένου σε φασιθέτες ισοδύναμου κυκλώματος δεν είναι τυχαία. Αντίθετα το δεύτερο αποτελεί ειδική περίπτωση του πρώτου όταν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής τόσο τα χωροδιανύσματα όσο και οι φασιθέτες των μεγεθών της είναι φορείς της ίδιας πληροφορίας. Αντίθετα κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας το κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα (σε αντίθεση με το δυναμικό ισοδύναμο κύκλωμα με χρήση χωροδιανυσμάτων) αποδεικνύεται ελλιπές για τη μελέτη της μηχανής με τους φασιθέτες των μεγεθών της να φέρουν μόνο μέρος της πληροφορίας των πραγματικών μεγεθών.



2.3 ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΗ ΘΕΩΡΙΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ - ΒΑΣΙΚΟΙ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΙ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΑ ΠΛΑΙΣΙΑ

2.3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗ ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΗ ΘΕΩΡΙΑ – ΑΠΛΟΠΟΙΗΤΙΚΕΣ ΠΑΡΑΔΟΧΕΣ

Η γενικευμένη (generalized) θεωρία των ηλεκτρικών μηχανών βασίζεται στη διαπίστωση ότι όλοι οι τύποι των στρεφόμενων ηλεκτρικών μηχανών έχουν κοινά χαρακτηριστικά και βασίζουν τη λειτουργία τους στη θεμελιώδη αρχή της ηλεκτρομηχανικής μετατροπής: στην αλληλεπίδραση των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων που δημιουργούνται από τα τυλίγματα στάτη και δρομέα. Η αλληλεπίδραση αυτή, υπό κατάλληλες απλοποιητικές παραδοχές μπορεί να εκφρασθεί θεωρώντας τα τυλίγματα ως μαγνητικώς «συνεζευγμένα» κυκλώματα, οπότε η ανάλυση πραγματοποιείται με την εφαρμογή των νόμων των ηλεκτρικών κυκλωμάτων και αποφεύγεται η πεδιακή ανάλυση με τη θεώρηση του συνιστάμενου πεδίου στο διάκενο. Έτσι δίνεται η δυνατότητα συνθέσεως συστημάτων διαφορικών ή και αλγεβρικών εξισώσεων τα οποία περιγράφουν τη λειτουργία της μηχανής κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας με τη μόνιμη κατάσταση να προκύπτει ως ειδική περίπτωση. Η κατά ενιαίο τρόπο ανάλυση των διαφόρων τύπων ηλεκτρικών μηχανών επιτυγχάνεται με την αναγωγή σε μία πρότυπη μηχανή μετά από κατάλληλους μετασχηματισμούς.

Οι απλοποιητικές παραδοχές της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών είναι οι εξής:

- Ο κορεσμός αμελείται επομένως είναι επιτρεπτή η υπέρθεση των μαγνητικών πεδίων. Οι αυτεπαγωγές και αλληλεπαγωγές των τυλιγμάτων θεωρούνται ανεξάρτητες των ρευμάτων που τα διαρρέουν.
- Το μαγνητικό πεδίο στο διάκενο παριστάνεται με τη θεμελιώδη συνιστώσα της χωρικής διανομής η οποία λαμβάνεται συμμετρική ως προς το μαγνητικό άξονα του αντίστοιχου τυλίγματος. Αρμονικές συνιστώσες της μαγνητικής ροής αμελούνται.
- Παραμορφώσεις του πεδίου λόγω κατασκευαστικών ατελειών (π.χ. λόγω των αυλάκων) αμελούνται. Τα τυλίγματα θεωρούνται ιδανικά, τέλεια διανεμημένα επί της περιφέρειας του πυρήνα με αγωγούς αμελητέας διατομής.
- Στην περίπτωση των μηχανών συνεχούς ρεύματος οι μεταγωγές στο συλλέκτη θεωρούνται ιδανικές. Το πλάτος των ψηκτρών και των τομέων του συλλέκτη θεωρείται αμελητέο και η αντιστροφή του ρεύματος θεωρείται ότι γίνεται ακαριαία.
- Αμελούνται απώλειες των μαγνητικών υλικών καθώς και μηχανικές απώλειες.

Παρακάτω γίνεται η εισαγωγή στη φυσική έννοια των βασικών μετασχηματισμών της γενικευμένης θεωρίας ενώ δίνεται έμφαση στα πλεονεκτήματα που οι μετασχηματισμοί αυτοί προσφέρουν απλοποιώντας κατά πολύ την ανάλυση των κινητήρων επαγωγής. Όλοι οι μετασχηματισμοί υλοποιούνται στο περιβάλλον Simulink της Matlab και δίνονται τα αποτελέσματα σχετικών προσομοιώσεων.

2.3.2 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΙ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΑ ΠΛΑΙΣΙΑ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

Η δυναμική απόκριση του κινητήρα επαγωγής είναι πολύπλοκη λόγω της διαρκούς κίνησης των τριφασικών τυλιγμάτων του δρομέα σε σχέση με αυτά του στάτη. Η κίνηση

αυτή κάνει τον κινητήρα επαγωγής να συμπεριφέρεται ως μετασχηματιστής με κινούμενο δευτερεύον με τους συντελεστές σύζευξης μεταξύ των φάσεων στάτη και δρομέα να αλλάζουν διαρκώς με την αλλαγή της γωνιακής θέσεως του δρομέα ως προς τον άξονα της φάσεως a του στάτη.

Η μηχανή επαγωγής μπορεί να περιγραφεί από ένα σύστημα διαφορικών εξισώσεων με χρονομεταβλητές αμοιβαίες επαγωγές. Επειδή η αναλυτική επίλυση ενός τέτοιου συστήματος είναι δυσκολότατη επιχειρείται κατάλληλος αλγεβρικός μετασχηματισμός (αλλαγή μεταβλητών) με στόχο τη μετατροπή αυτού του συστήματος σε σύστημα συνήθων διαφορικών εξισώσεων με σταθερούς χρονικά συντελεστές. Τη δεκαετία του 1920 ο R.H.Park πρότεινε μια νέα θεωρία για την ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών. Εισηγήθηκε μια αλλαγή μεταβλητών αντικαθιστώντας τις μεταβλητές (τάσεις, ρεύματα και πεπλεγμένες ροές) που σχετίζονται με τα τυλίγματα του στάτη μιας σύγχρονης μηχανής με μεταβλητές σχετιζόμενες με φανταστικά τυλίγματα που περιστρέφονται μαζί με το δρομέα με τη σύγχρονη ταχύτητα. Με μια διαφορετική διατύπωση μετασχημάτισε τις μεταβλητές του στάτη ώστε να αναφέρονται σε ένα σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, στο πλαίσιο αναφοράς του παρατηρητή που βρίσκεται σταθερός πάνω στο δρομέα της σύγχρονης μηχανής. Με αυτόν τον μετασχηματισμό ο Park έδειξε ότι όλες οι χρονομεταβλητές αλληλεπαγωγές που προκύπτουν λόγω της σχετικής κίνησης των ηλεκτρικών κυκλωμάτων στάτη και δρομέα μπορούν να μετασχηματιστούν σε σταθερές ποσότητες με την αναφορά τους σε κατάλληλο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Στη δεκαετία του 1930 ο H.C.Stanley έκανε το αντίστοιχο για τη μηχανή επαγωγής. Μετασχηματίζοντας τις ποσότητες του δρομέα ώστε να αναφέρονται σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς (το πλαίσιο αναφοράς του στάτη) έδειξε πως οι χρονομεταβλητές αλληλεπαγωγές στις εξισώσεις τάσεως της μηχανής επαγωγής απαλείφονται. Αργότερα ο J.Kron πρότεινε ένα μετασχηματισμό τόσο των ποσοτήτων του στάτη όσο και του δρομέα της μηχανής επαγωγής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο (στο πλαίσιο που περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη, του δρομέα ή του διακένου). Ειδικά τούτος ο μετασχηματισμός είναι πρωτεύουσας σημασίας για τα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας με κινητήρα επαγωγής καθώς ο παρατηρητής που βρίσκεται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς βλέπει τις ποσότητες της μηχανής ως d.c. ποσότητες ενώ κάτω από συνθήκες κατάλληλου προσανατολισμού όπως θα εξηγηθεί στο τέταρτο κεφάλαιο βλέπει τη μηχανή επαγωγής να λειτουργεί ως μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως. Τέλος, ο D.S.Brereton πρότεινε ένα μετασχηματισμό των ποσοτήτων του στάτη σε στρεφόμενο πλαίσιο με τη ταχύτητα του δρομέα (το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα).

Ποικίλοι αλγεβρικοί μετασχηματισμοί έχουν προταθεί ιστορικά. Αρχικά θεωρούνταν ανεξάρτητοι με τη μελέτη τους να γίνεται ξεχωριστά και τον καθένα από αυτούς να επιλέγεται ανάλογα με το είδος της μηχανής και τις ανάγκες της εφαρμογής. Αργότερα οι Krause και Thomas απέδειξαν ότι οι χρονομεταβλητές επαγωγές των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος μπορούν να εξαλειφθούν με την από κοινού αναφορά των ποσοτήτων στάτη και δρομέα σε πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων με αυθαίρετη ταχύτητα περιστροφής (arbitrary reference frame). Στην ουσία οι Krause και Thomas έδειξαν ότι όλοι οι επιμέρους μετασχηματισμοί που παρουσιάστηκαν στα παραπάνω αποτελούν ειδικές περιπτώσεις ενός γενικευμένου αλγεβρικού μετασχηματισμού που συνίσταται στην υιοθέτηση κοινού συστήματος αναφοράς για όλες τις ποσότητες της ηλεκτρικής μηχανής. Το κοινό αυτό πλαίσιο (σύστημα) αναφοράς μπορεί να περιστρέφεται με οποιαδήποτε αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα ωστόσο όπως

Θα εξηγηθεί στα παρακάτω η έξυπνη επιλογή τούτης της γωνιακής ταχύτητας μπορεί να προσφέρει επιπλέον πλεονεκτήματα στην ανάλυση της λειτουργίας του κινητήρα επαγωγής.

Στη συνέχεια παρουσιάζουμε αυτόν τον γενικευμένο αλγεβρικό μετασχηματισμό καθώς και τον αντίστροφό του. Αρχικά δίνεται ο μετασχηματισμός των ποσοτήτων του στάτη (των στατικών μεταβλητών του κινητήρα) και στη συνέχεια ο μετασχηματισμός των ποσοτήτων του δρομέα (εν γένει των στρεφόμενων μεταβλητών του κινητήρα). Η εφαρμογή τούτων των μετασχηματισμών στις εξισώσεις του ανά φάση δυναμικού μοντέλου της μηχανής όπως αυτό παρουσιάστηκε σε προηγούμενη παράγραφο δίνει τις εξισώσεις του μοντέλου της μηχανής σε οποιοδήποτε πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Στα πλαίσια αυτού του κεφαλαίου δίνεται το δυναμικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής στο στατό ($d_s q_s$) και το σύγχρονα στρεφόμενο ($d_e q_e$) πλαίσιο αναφοράς ως οι δύο χαρακτηριστικότερες από τις άπειρες περιπτώσεις.

2.3.3 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΑΤΗ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΑΥΘΑΙΡΕΤΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ

Πρόκειται για το μετασχηματισμό των ποσοτήτων που αναφέρονται σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα ακίνητο στο χώρο (abc) σε σύστημα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων κινούμενων με αυθαίρετη ταχύτητα ($dq0$). Οι άξονες του στρεφόμενου πλαισίου $dq0$ ονομάζονται ευθύς άξονας (d : direct axis), εγκάρσιος άξονας (q : quadrature axis) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (0 : zero sequence axis) εξ' ου και το διακριτικό $dq0$. Ιστορικοί λόγοι που παραπέμπουν στο μετασχηματισμό του Clarke προτείνουν το συμβολισμό $\alpha\beta 0$ αντί του $dq0$. Ο Clarke ήταν που εισήγαγε το μετασχηματισμό $abc \rightarrow \alpha\beta 0$ αναλύοντας οποιαδήποτε τριφασική ποσότητα σε συνιστώσες θετικής, αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας. Ωστόσο, τούτος ο τελευταίος μετασχηματισμός φαίνεται να έχει τις καταβολές του στην ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας σε αντίθεση με τον $abc \rightarrow dq0$ μετασχηματισμό που ιστορικά γεννήθηκε μέσα από τη θεωρητική μελέτη των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος.

Ο ευθύς μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$ έχει ως εξής:

$$(2.15) \quad Z_{qd0} = AZ_{abc}$$

όπου:

$$(2.16) \quad Z_{qdo} = [Z_q \quad Z_d \quad Z_o]^T$$

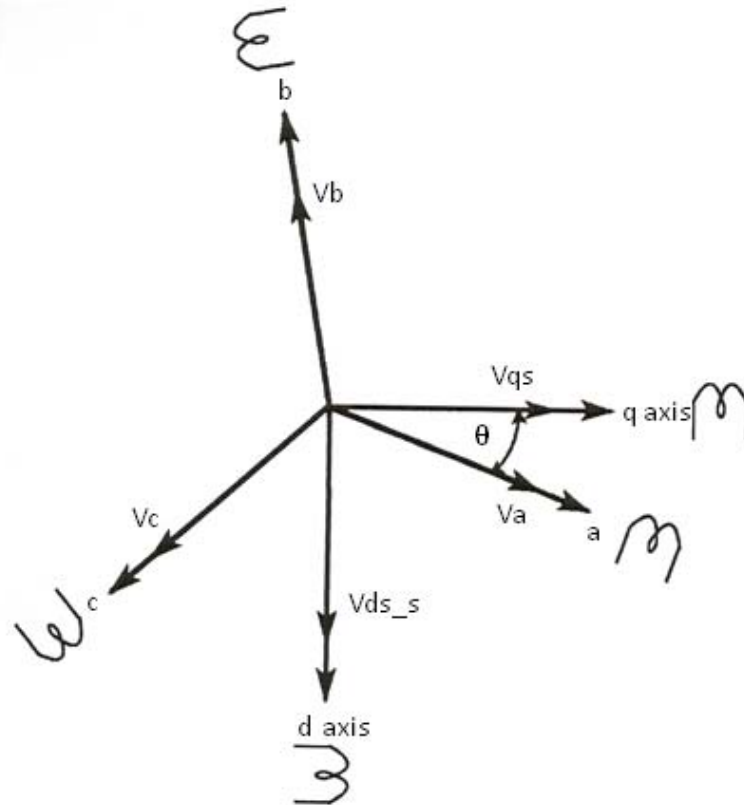
$$(2.17) \quad Z_{abc} = [Z_a \quad Z_b \quad Z_c]^T$$

$$(2.18) \quad A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

και

$$(2.19) \quad \theta = \int_0^t \omega(\xi) dt + \theta_{(0)}$$

Το Z συμβολίζει εν γένει τις στατικές μεταβλητές της μηχανής και μπορεί να είναι τάση, ρεύμα, μαγνητική ροή ή οπουδήποτε άλλο μέγεθος που αναφέρεται στο στάτη της μηχανής. Οι μεταβλητές αυτές δεν είναι φασιθέτες αλλά στιγμιαίες τιμές. Η γωνία θ είναι η γωνία του εγκάρσιου άξονα του $dq0$ πλαισίου με τον άξονα της φάσης a του φυσικού τριφασικού πλαισίου αναφοράς (σχήμα (2.4)).



2.4: 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

Προκύπτει με ολοκλήρωση της κυκλικής γωνιακής ταχύτητας ω του $dq0$ πλαισίου και άθροιση της αρχικής γωνίας $\theta(0)$ που για απλότητα θεωρείται μηδενική. Η ταχύτητα ω του $dq0$ πλαισίου είναι που καθορίζεται από το μηχανικό ώστε να διευκολύνεται τα μέγιστα η εκάστοτε μελέτη ή εφαρμογή. Η ταχύτητα αυτή μπορεί να είναι σταθερή, ή να μεταβάλλεται, να είναι συνεχής συνάρτηση ή να παρουσιάζει ασυνέχειες, λόγω όμως της παρουσίας του ολοκληρώματος στην έκφραση της γωνίας θ η τελευταία προκύπτει πάντα συνεχής συνάρτηση.

Ο μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$ μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοσδήποτε κυματομορφές, ωστόσο τα αποτελέσματα είναι ιδιαίτερα χρήσιμα όταν τα μεγέθη είναι συμμετρικά τριφασικά. Σε αυτήν την περίπτωση γίνεται έντονα φανερό και η φυσική σημασία του μετασχηματισμού η οποία θα πρέπει να αναζητηθεί στη θεμελιώδη έννοια της σχετικότητας της κίνησης στη φύση, κίνηση που πάντα ορίζεται ως προς ένα αδρανειακό σύστημα αναφοράς. Με τον ίδιο τρόπο και στην ηλεκτρική μηχανή η περιστροφή του διανύσματος της μαγνητικής ροής (στάτη, δρομέα ή διακένου, δεν έχει

ιδιαίτερη σημασία καθώς και τα τρία στρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα) περιστροφή ηλεκτρική που δημιουργεί το συμμετρικό τριφασικό σύστημα τροφοδοσίας ορίζεται ως προς ένα αδρανειακό σύστημα αναφοράς. Αν το σύστημα αυτό είναι το σταθερό σύστημα αναφοράς του στάτη ο παρατηρητής θα βλέπει το διάνυσμα της μαγνητικής ροής να στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Στο άλλο άκρο αν ο παρατηρητής της βρίσκεται σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς θα βλέπει γύρω του όλα τα διανύσματα της μαγνητικής ροής σταθερά έχοντας την ψευδαίσθηση ότι η μηχανή που παρατηρεί είναι μια μηχανή συνεχούς ρεύματος. Εκεί έγκειται και η βασική ιδέα της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών: η έκφραση «η μηχανή είναι συνεχούς» αν και στην πράξη γίνεται άμεσα κατανοητή, φυσικά είναι ελλιπής καθώς δεν προσδιορίζεται το αδρανειακό σύστημα αναφοράς στο οποίο βρίσκονταν σταθερός ο παρατηρητής. Έτσι θα ήταν πιο σωστό να ειπωθεί το εξής: «η μηχανή είναι συνεχούς ως προς το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς». Αν και παράξενος είναι ένας από τους πιο ορθούς επιστημονικά τρόπους για να ονομάσει κανείς αυτό που κοινώς ονομάζουμε σύγχρονη μηχανή εναλλασσόμενου! Τέλος, ως μέρος της φυσικής σημασίας του μετασχηματισμού παρατηρείται και το εξής: Η ολική ισχύς παραμένει σταθερή και ανεξάρτητη από το πλαίσιο αναφοράς στο οποίο υπολογίζεται. Η παρουσία του πολλαπλασιαστικού όρου $2/3$ στη μήτρα του μετασχηματισμού εξηγείται ακριβώς από την απαίτηση για διατήρηση της ενέργειας (συνεπώς και της ισχύος). Η ενέργεια θα πρέπει να παραμένει αμετάβλητη και ανεξάρτητη από το πλαίσιο αναφοράς, απαίτηση που η φύση θέτει και ο οποιοσδήποτε μετασχηματισμός θα πρέπει να τηρεί ώστε να έχει κάποια φυσική ερμηνεία.

Ο μετασχηματισμός $abc \rightarrow qd0$ μπορεί εναλλακτικά να ειπωθεί ότι πραγματοποιείται σταδιακά σε δύο βήματα: Αρχικά με μετασχηματισμό Clarke μεταβαίνουμε από το abc στο στατό $d_s q_s$ πλαίσιο αναφοράς και στη συνέχεια από το $d_s q_s$ στο $d_e q_e$ που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα (σχήμα (2.5)).

Παρακάτω εφαρμόζουμε το μετασχηματισμό αυτό για ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα τάσεων που θα μπορούσε να είναι το σύστημα τάσεων τροφοδοσίας ενός ασύγχρονου κινητήρα. Αρχικά δίνουμε τις εκφράσεις των V_d , V_q και V_0 για οποιαδήποτε ω (άρα και γωνία θ). Στη συνέχεια εξειδικεύουμε τις εκφράσεις αυτές για τις χαρακτηριστικές τιμές $\omega=0$ (στατό πλαίσιο αναφοράς) και $\omega=\omega_e$ (σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς). Τέλος δίνουμε την μοντελοποίηση του μετασχηματισμού στο πακέτο λογισμικού Matlab/Simulink (για περισσότερες πληροφορίες επ' αυτού του πακέτου λογισμικού βλέπε εδάφιο (5.2.2))

Θέτοντας

$$Z_{abc} = V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$$

και χρησιμοποιώντας την εξίσωση πινάκων (2.15) λαμβάνουμε:

$$(2.20) \quad V_q = \frac{2}{3} \left[V_a \cos \theta + V_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + V_c \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

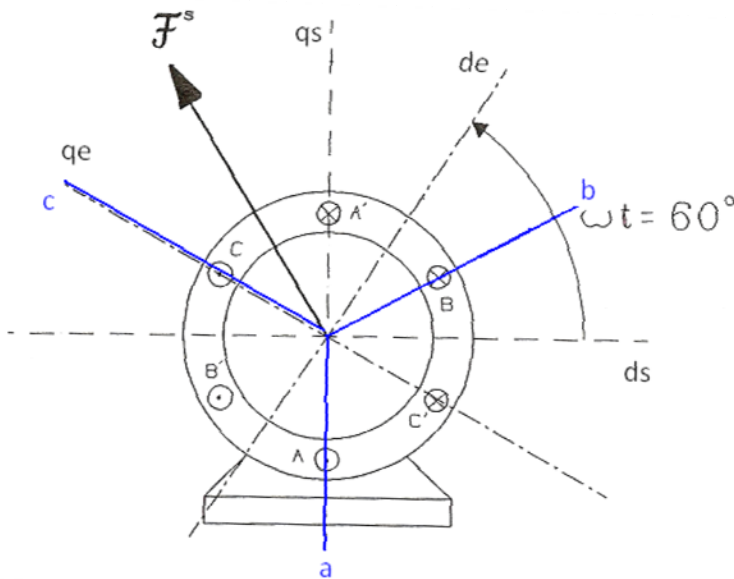
$$(2.21) \quad V_d = \frac{2}{3} \left[V_a \sin \theta + V_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + V_c \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$(2.22) \quad V_0 = \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} V_a + \frac{1}{2} V_b + \frac{1}{2} V_c \right] = \frac{2}{3} (V_a + V_b + V_c) = 0$$

($V_a + V_b + V_c = 0$ καθώς το τριφασικό σύστημα τάσεων τροφοδοσίας είναι συμμετρικό)

όπου:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0)$$



2.5: Μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq0$ σε δύο στάδια. Το πρώτο στάδιο αντιστοιχεί στη μετάβαση από το abc στο $dsqs$ πλαίσιο αναφοράς και το δεύτερο στη μετάβαση $dsqs \rightarrow deqe$.

- Μετασχηματισμός σε στατό πλαίσιο αναφοράς

Στην περίπτωση αυτή είναι $\omega(\xi)=0$ άρα $\theta=\theta(0)=0$ χωρίς βλάβη της γενικότητας (ο όρος $\theta(0)$ το μόνο που προκαλεί είναι αλλαγή στη σχετική θέση των abc και $dq0$ πλαισίων με τον όρο ολοκληρώματος να ευθύνεται αποκλειστικά για την περιστροφή του $dq0$ πλαισίου).

Αντικαθιστώντας $\theta=0$ στις εκφράσεις (2.20) και (2.21) λαμβάνουμε:

$$(2.23) \quad V_q^s = \frac{2}{3} \left(V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right) = \frac{2}{3} V_a - \frac{1}{3} V_b - \frac{1}{3} V_c = \frac{1}{3} (V_{ab} + V_{ac})$$

εφ' όσον $V_{ab} = V_a - V_b$ και $V_{ac} = V_a - V_c$

$$(2.24) \quad V_d^s = \frac{2}{3} \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} V_b + \frac{\sqrt{3}}{2} V_c \right) = -\frac{1}{\sqrt{3}} V_b + \frac{1}{\sqrt{3}} V_c = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{cb}$$

καθώς $V_{cb} = V_c - V_b$

Οι τάσεις στο στατό πλαίσιο αναφοράς προκύπτουν απλά ως γραμμικός συνδυασμός των τάσεων στο abc πλαίσιο. Αυτό ήταν αναμενόμενο καθώς και από τα δύο πλαίσια ο παρατηρητής βλέπει τα χωροδιανύσματα των ηλεκτρικών μεγεθών να στρέφονται με την ίδια ταχύτητα.

- Μετασχηματισμός σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

Τώρα είναι $\omega(\xi)=\omega_e$ άρα $\theta = \int_0^t \omega_e dt + \theta(0) = \omega_e t$ rad.

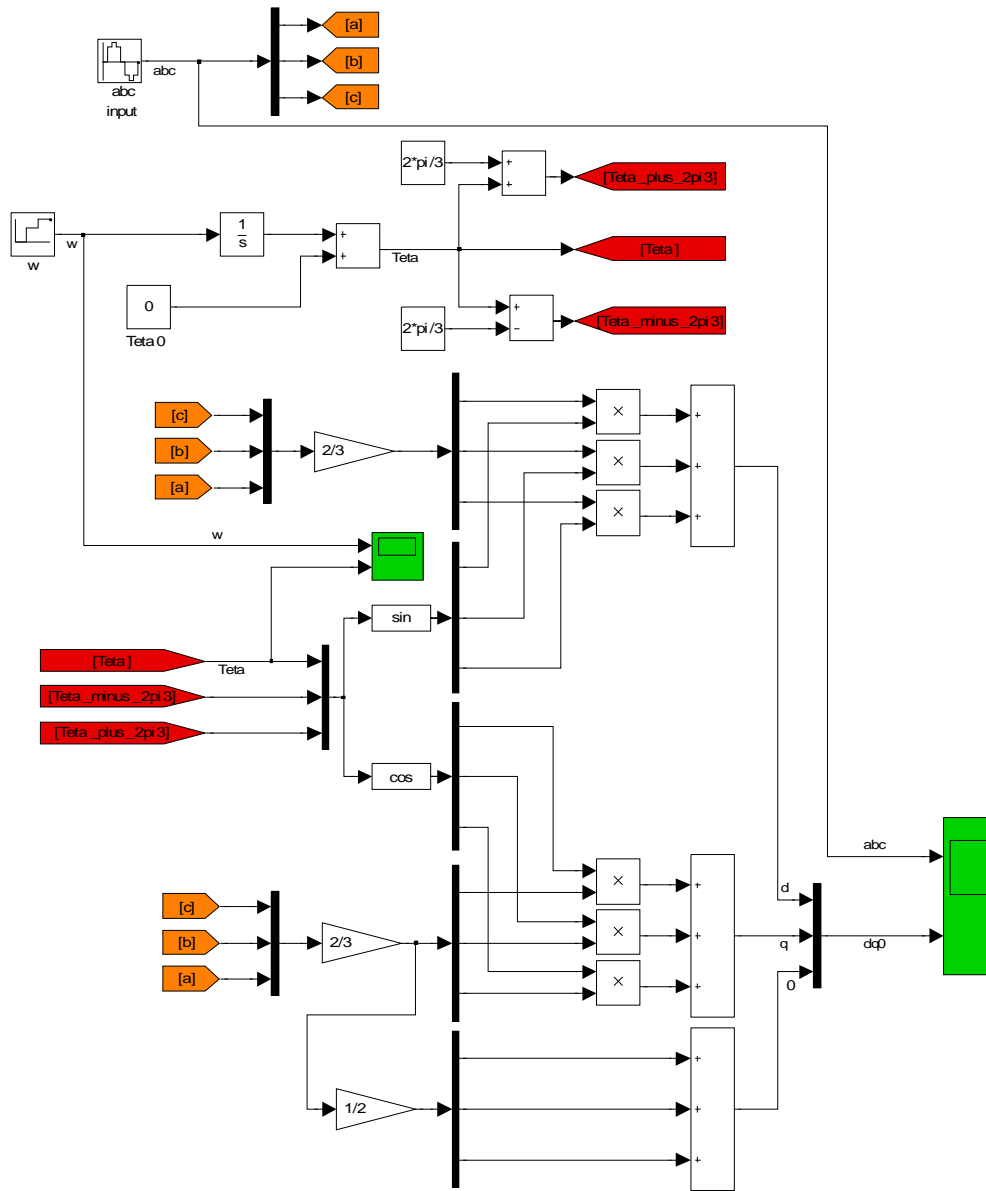
Αντικαθιστώντας $\theta=\omega_e t$ στις (2.20) και (2.21) λαμβάνουμε:

$$(2.25) \quad V_q^e = \frac{2}{3} \left[V_a \cos \omega_e t + V_b \cos \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) + V_c \cos \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

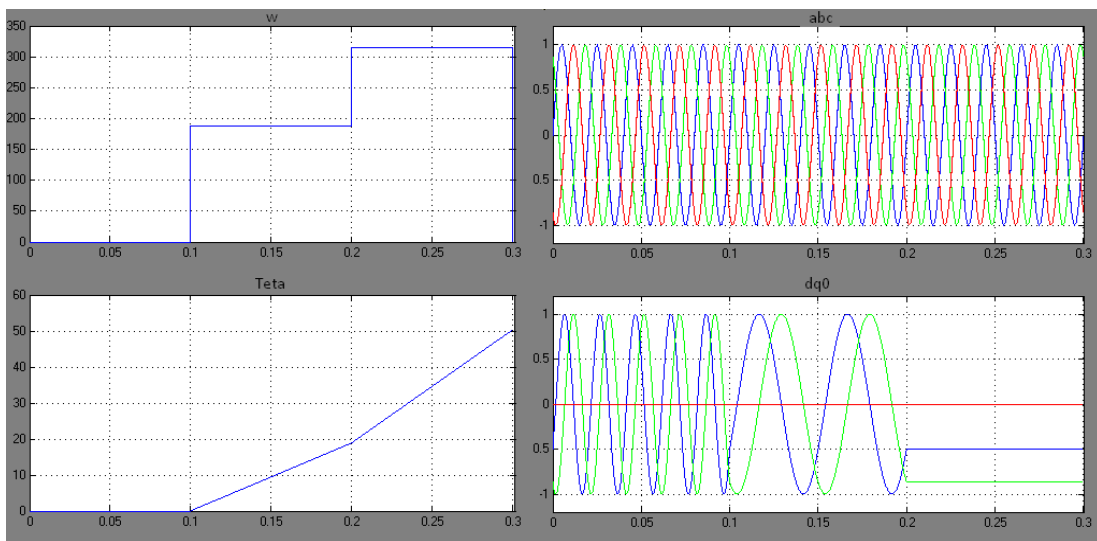
$$(2.26) \quad V_d^e = \frac{2}{3} \left[V_a \sin \omega_e t + V_b \sin \left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} \right) + V_c \sin \left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

Ο μετασχηματισμός σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο είναι πιο πολύπλοκος καθώς οι εναλλασσόμενες ποσότητες πρέπει να μετασχηματισθούν σε συνεχείς. Αυτό γίνεται με πολλαπλασιασμό τους με κατάλληλους χρονομεταβλητούς όρους ημιτόνου και συνημίτονου.

Παρακάτω δίνεται η υλοποίηση του μετασχηματισμού $abc \rightarrow dq0$ στο Simulink. Είσοδος είναι ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα τάσεων μοναδιαίου πλάτους και συχνότητας 50 Hz. Παρατηρούμε τον τρόπο που αυτό μετασχηματίζεται για $\omega(\xi)=0$, $2\pi \cdot 30$ Hz και $2\pi \cdot 50$ Hz. Η πρώτη και τρίτη τιμή του ω αντιστοιχούν στο στατό και το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αντίστοιχα. Η τιμή $2\pi \cdot 30$ είναι ανάμεσα στις άλλες δύο και επιλέχθηκε ώστε να γίνει πιο εμφανής η φυσική σημασία του μετασχηματισμού. Προφανώς η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας προκύπτει ανεξάρτητη της γωνιακής ταχύτητας περιστροφής του πλαισίου αναφοράς και μηδενική για συμμετρική τριφασική τροφοδοσία. Η γωνία θ προκύπτει συνεχής παρά την ασυνέχεια της ω . Η συχνότητα των V_d , V_q τάσεων μεταβάλλεται με την ω , με αύξηση της τελευταίας να οδηγεί σε μείωση της συχνότητας των τάσεων V_d και V_q .



2.7: Μοντέλο Simulink του μετασχηματισμού abc →dq0



2.6: Αποτελέσματα προσομοίωσης. Φαίνονται οι κυματομορφές στο abc πλαίσιο και οι μετασχηματισμένες στο dq0 πλαίσιο για τρεις διακριτές ταχύτητες περιστροφής του πλαισίου

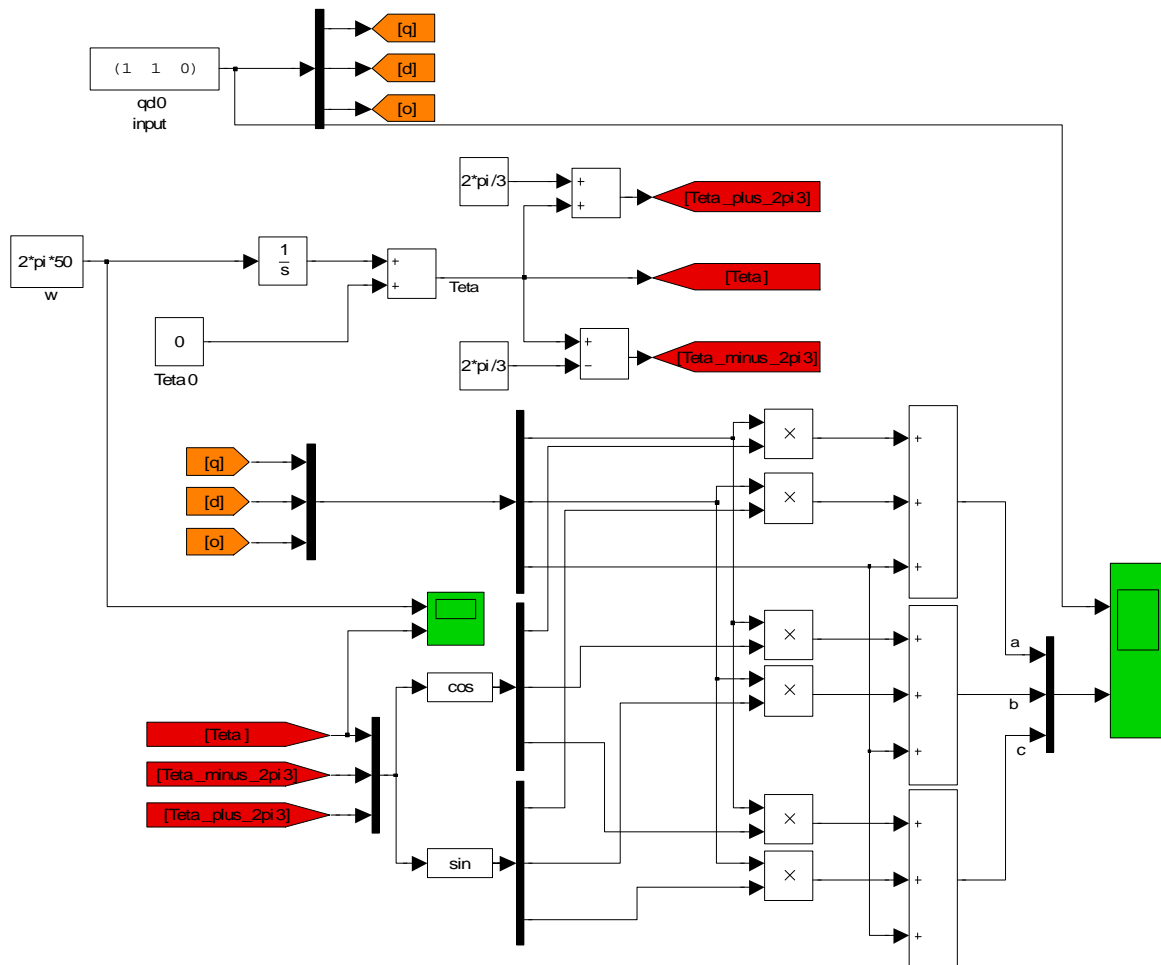
Ο αντίστροφος μετασχηματισμός έχει ως εξής:

$$(2.27) \quad Z_{abc} = A^{-1} Z_{qd0}$$

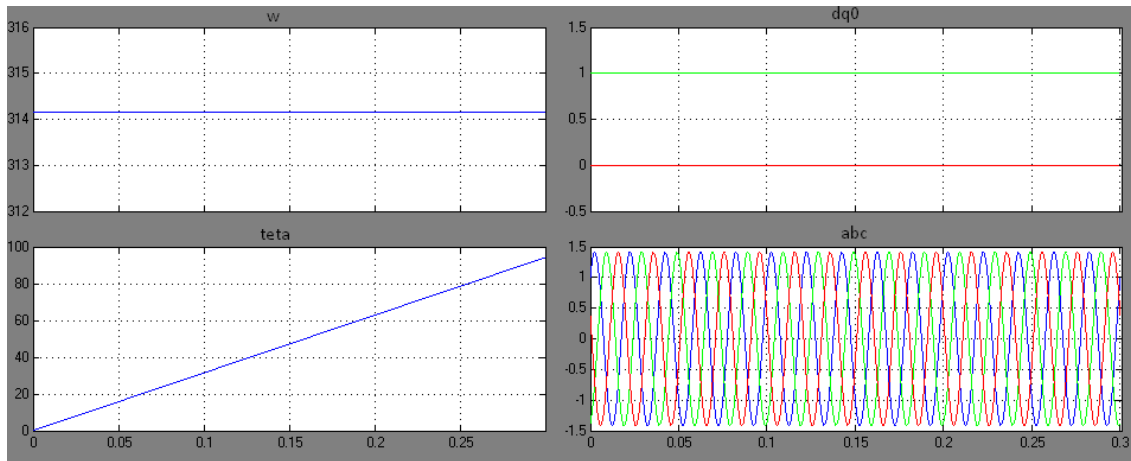
όπου:

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

Παρακάτω δίνουμε την υλοποίηση και του αντίστροφου μετασχηματισμού στο Simulink. Ως εισόδους επιλέγουμε τις d.c. τάσεις ευθέος και εγκάρσιου άξονα του δρομέα μιας σύγχρονης γεννήτριας όπως φαίνονται από το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα. Όπως αναμέναμε οι τάσεις αυτές φαίνονται στο στατό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς ως ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων με συχνότητα ίση με την αντιστοιχούσα στη σύγχρονη ταχύτητα της μηχανής. Σε διαφορετική περίπτωση άλλωστε η μέση ισχύς που θα αναπτυσσόταν από την a.c. γεννήτρια θα ήταν μηδενική καθώς τα διανύσματα ροής στάτη και δρομέα θα στρέφονταν με διαφορετική ταχύτητα ως προς ένα κοινό πλαίσιο αναφοράς.



2.8: Μοντέλο Simulink του μετασχηματισμού dq0 → abc



2.9: Προσομοιωμένες αποκρίσεις. Ο αναγνώστης παρατηρεί πως οι d.c. ποσότητες στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μετασχηματίζονται σε εναλλασσόμενες στο φυσικό τριφασικό σύστημα.

2.3.4 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΜΟΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΔΡΟΜΕΑ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ ΜΕ ΑΥΘΑΙΡΕΤΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑ

Ο μετασχηματισμός των μεταβλητών του δρομέα μιας μηχανής συνίσταται στο μετασχηματισμό των ποσοτήτων του δρομέα από το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα (αυτό που περιστρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα) σε πλαίσιο αναφοράς στρεφόμενο με αυθαίρετη ταχύτητα.

Ο μετασχηματισμός αυτός έχει ως εξής:

$$(2.28) \quad Z_{dq0}^y = {}^X K^y Z_{qd0}^x$$

$$(2.29) \quad {}^X K^y = \begin{bmatrix} \cos(\theta_y - \theta_x) & -\sin(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ \sin(\theta_y - \theta_x) & \cos(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

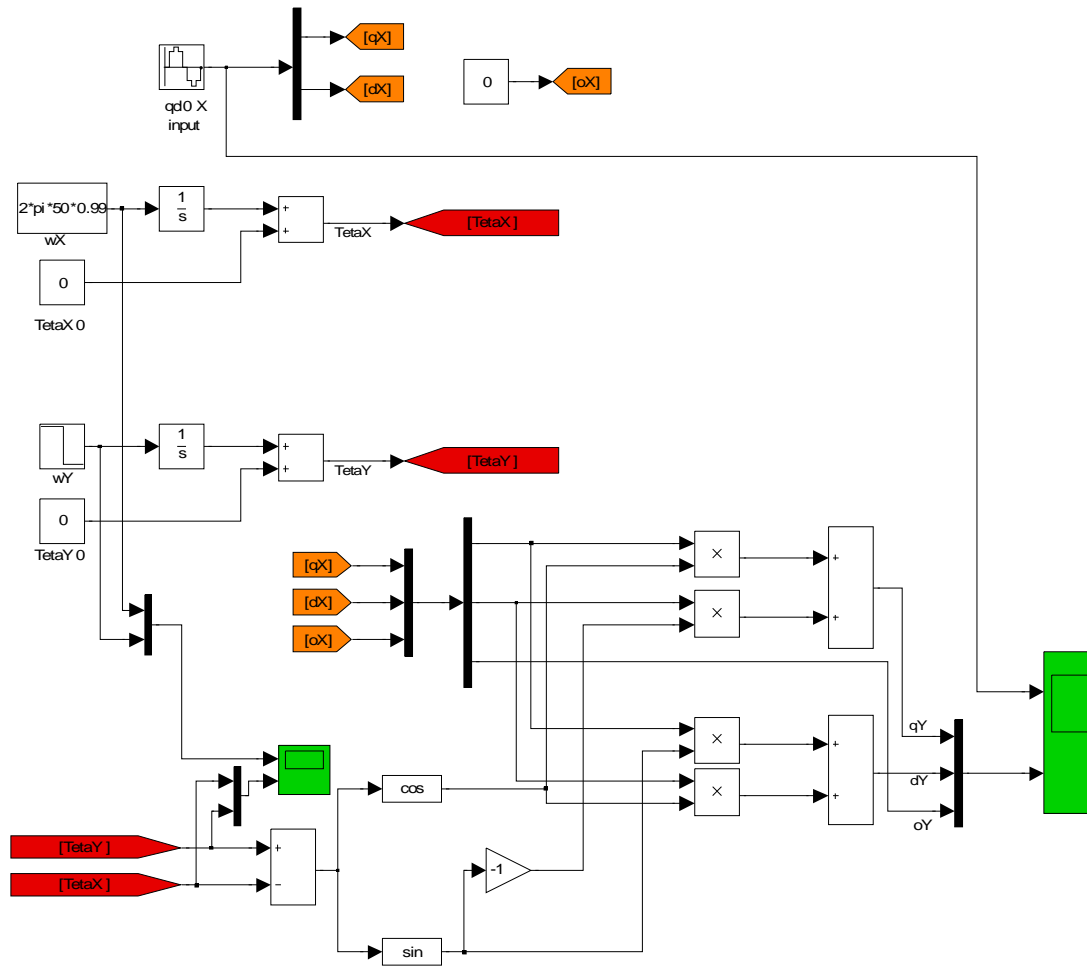
όπου θ_y είναι η γωνία του με αυθαίρετη ταχύτητα στρεφόμενου πλαισίου και θ_x η γωνία του πλαισίου αναφοράς του δρομέα (που στρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα).

Και οι δύο αυτές γωνίες προκύπτουν με ολοκλήρωση της αντίστοιχης γωνιακής ταχύτητας περιστροφής του πλαισίου και άθροιση της αρχικής γωνίας $\theta(0)$ ως εξής:

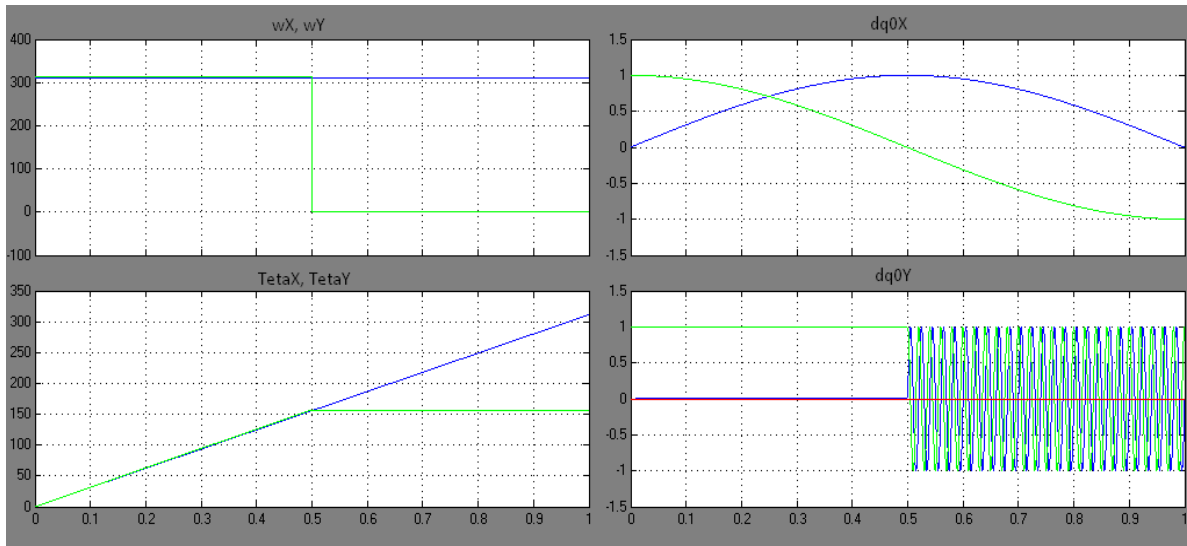
$$(2.30) \quad \theta_x = \int_0^t \omega_x(\xi) d\xi + \theta_x(0)$$

$$(2.31) \quad \theta_y = \int_0^t \omega_y(\xi) d\xi + \theta_y(0)$$

Δίνουμε και εδώ την υλοποίηση αυτού του μετασχηματισμού στο Simulink. Επιλέγουμε ως είσοδο τις ανηγμένες τάσεις ευθέος και εγκάρσιου άξονα του δρομέα ενός ασύγχρονου κινητήρα 400V, 50Hz που λειτουργεί με ολίσθηση 1%. Ως προς το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα οι τάσεις αυτές έχουν την συχνότητα ολίσθησεως που είναι 0,5Hz. Πράγματι η προσομοίωση επιβεβαιώνει το αναμενόμενο: ως προς το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο οι τάσεις αυτές είναι d.c. και ως προς το στατό a.c. με ονομαστική συχνότητα 50Hz.



2.10: Μοντέλο Simulink του μετασχηματισμού $dq0 \rightarrow dxy$



2.11: Προσομοιωμένες αποκρίσεις. Το αρχικό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων είναι αυτό του δρομέα (στρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα). Το νέο πλαίσιο αναφοράς μπορεί να στρέφεται με οποιαδήποτε ταχύτητα. Στην προσομοίωση εξετάζεται ο μετασχηματισμός των ποσοτήτων στο σύγχρονα στρεφόμενο αρχικά και στο στατό εν συνεχεία πλαίσιο αναφοράς

2.4 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΣΕ DQ ΠΛΑΙΣΙΟ

Στο σημείο αυτό, ύστερα από την ολοκλήρωση της παρουσίασης των μετασχηματισμών των τριφασικών ποσοτήτων της μηχανής στα στρεφόμενα πλαίσια

αναφοράς δύο αξόνων, δίνουμε το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε dq πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων. Τέλος, δίνουμε τις εξισώσεις του κινητήρα επαγωγής στο χώρο των καταστάσεων, εξισώσεις που θα χρησιμοποιηθούν στο πέμπτο κεφάλαιο για την υλοποίηση δυναμικού μοντέλου του κινητήρα επαγωγής στο περιβάλλον Simulink της Matlab.

2.4.1 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.

2.4.2 ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ (EXCITATION FRAME)

Για τη σύνθεση του μοντέλου του κινητήρα επαγωγής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (εξισώσεις Kron) πρέπει οι μεταβλητές στάτη και δρομέα να αναχθούν σε τούτο το κοινό πλαίσιο αναφοράς. Υιοθετώντας τη μοντελοποίηση του κυκλώματος στάτη και δρομέα με ένα ωμικό-επαγωγικό (RL) εν σειρά κύκλωμα, όπως εξηγήθηκε και στην ανάλυση του ανά φάση δυναμικού μοντέλου, προκύπτουν οι εξής εξισώσεις για τις τάσεις του στάτη:

$$(2.32) \quad v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s$$

$$(2.33) \quad v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s$$

όπου ο εκθέτης s δηλώνει ότι τα μεγέθη αναφέρονται σε στατό πλαίσιο αναφοράς (στο πλαίσιο αναφοράς του στάτη). Εφαρμόζοντας κατάλληλο αλγεβρικό μετασχηματισμό όπως εξηγήθηκε στο εδάφιο (2.3.3) από το $(d_s q_s)$ στο $(d_e q_e)$ πλαίσιο αναφοράς οι εξισώσεις (2.32) και (2.33) γίνονται:

$$(2.34) \quad v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^e + \omega_e \psi_{ds}^e$$

$$(2.35) \quad v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^e - \omega_e \psi_{qs}^e$$

όπου ο εκθέτης e δηλώνει ότι οι ποσότητες αναφέρονται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Ο τελευταίος όρος των εξισώσεων (2.34) και (2.35) μπορεί να οριστεί ως τάση ταχύτητας λόγω της περιστροφής των αξόνων. Ο αναγνώστης παρατηρεί τις πεπλεγμένες ροές του στάτη ευθέως (d_e) και εγκάρσιου (q_e) άξονα να

επάγουν ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις στον q_e και d_e άξονα αντίστοιχα με 90° προπορεία φάσεως.

Αντίστοιχα για το δρομέα ισχύουν:

$$(2.36) \quad v_{qr}^r = R_r i_{qr}^r + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^r$$

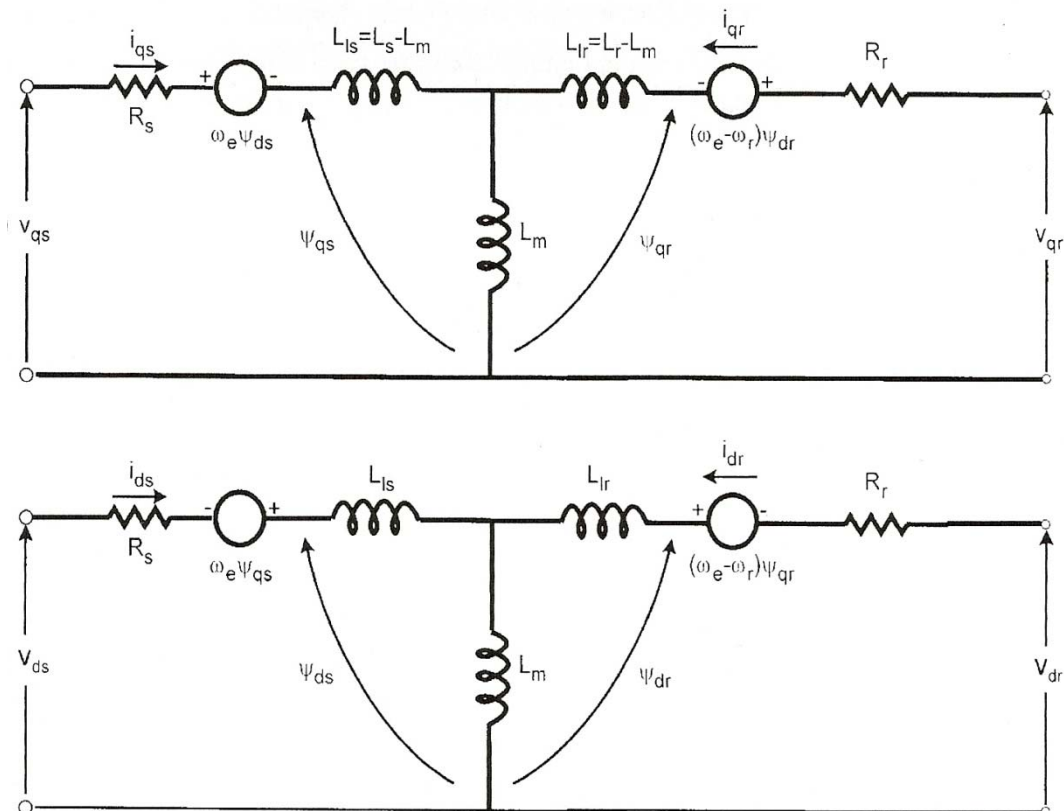
$$(2.37) \quad v_{dr}^r = R_r i_{dr}^r + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^r$$

όπου όλες οι παράμετροι αναφέρονται στο δρομέα. Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό που παρουσιάστηκε στο εδάφιο (2.3.4) από το $d_r q_r$ στο $d_e q_e$ πλαίσιο αναφοράς (από το πλαίσιο αναφοράς του δρομέα στο στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο) οι εξισώσεις του δρομέα γίνονται:

$$(2.38) \quad v_{qr}^e = R_r i_{qr}^e + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}^e$$

$$(2.39) \quad v_{dr}^e = R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr}^e$$

Το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, όπως περιγράφεται από το σεν των εξισώσεων (2.34), (2.35), (2.38), (2.39) για το στάτη και το δρομέα, τον ευθύ και τον εγκάρσιο άξονα είναι αυτό του σχήματος (2.12).



2.12: Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο. Επάνω φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα εγκάρσιου και κάτω το ισοδύναμο κύκλωμα ευθέως άξονα.

Προφανώς για κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα τύπου κλωβού οι τάσεις του δρομέα V_{qr}^e και V_{dr}^e είναι μηδενικές. Οι πεπλεγμένες ροές μπορούν εύκολα να

εκφραστούν συναρτήσσει των ρευμάτων με τη βοήθεια των ισοδυνάμων κυκλωμάτων ευθέος και εγκάρσιου άξονα ως εξής:

$$(2.40) \quad \psi_{qs} = L_{ls}i_{qs} + L_m(i_{qs} + i_{qr})$$

$$(2.41) \quad \psi_{qr} = L_{lr}i_{qr} + L_m(i_{qs} + i_{qr})$$

$$(2.42) \quad \psi_{qm} = L_m(i_{qs} + i_{qr})$$

$$(2.43) \quad \psi_{ds} = L_{ls}i_{ds} + L_m(i_{ds} + i_{dr})$$

$$(2.44) \quad \psi_{dr} = L_{lr}i_{dr} + L_m(i_{ds} + i_{dr})$$

$$(2.45) \quad \psi_{dm} = L_m(i_{ds} + i_{dr})$$

όπου τα ρεύματα είναι οι ανεξάρτητες μεταβλητές και αναφέρονται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Αντικαθιστώντας τις εκφράσεις των πεπλεγμένων ρών (2.40)-(2.45) στις εξισώσεις τάσεων στάτη (2.34), (2.35) και δρομέα (2.38), (2.39) λαμβάνουμε το δυναμικό μοντέλο του ηλεκτρικού μέρους του κινητήρα σε μορφή πίνακα:

$$(2.46) \quad \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega_e L_s & pL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + pL_s & -\omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + pL_r & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & pL_m & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

όπου p ο τελεστής Laplace.

Με χρήση του μοντέλου αυτού του κινητήρα, γνώση των τάσεων τροφοδοσίας και της ταχύτητας του είναι δυνατός ο υπολογισμός των ρευμάτων στάτη και δρομέα, ευθέος και εγκάρσιου άξονα. Αντίστοιχα, είναι δυνατός ο υπολογισμός των τάσεων τροφοδοσίας γνωρίζοντας τα ρεύματα του στάτη και την ταχύτητα περιστροφής. Η ταχύτητα αυτή περιστροφής του δρομέα προκύπτει από την επίλυση της εξίσωσης ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων η οποία συσχετίζει το ηλεκτρικό με το μηχανικό μέρος του κινητήρα επαγωγής (βλέπε εδάφιο (5.2.2.3)).

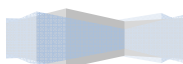
Η ανάπτυξη ηλεκτρομαγνητικής ροής από την αλληλεπίδραση των κυμάτων ροής διακένου και του κύματος ΜΕΔ δρομέα εξηγήθηκε ήδη στο εδάφιο (1.3.3). Εδώ δίνονται εκφράσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής που τη συσχετίζουν με τα ανηγμένα στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς μεγέθη. Ξεκινώντας από τη γενική έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε διανυσματική μορφή:

$$(2.47) \quad T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \bar{\psi}_m \times \bar{I}_r$$

και αναλύοντας ροή διακένου και ρεύμα δρομέα στις d_e και q_e συνιστώσες τους όπως εξηγείται στο διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος (2.13) λαμβάνουμε:

$$(2.48) \quad T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm} i_{qr} - \psi_{qm} i_{dr})$$

Καθώς και τις ισοδύναμες εκφράσεις:

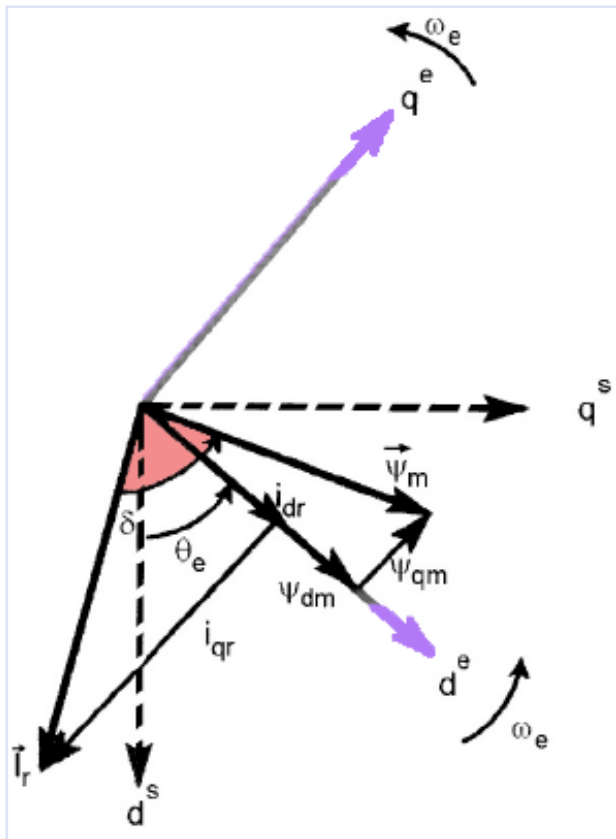


$$\begin{aligned}
 (2.49) \quad T_e &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm} i_{qs} - \psi_{qm} i_{ds}) \\
 &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \\
 &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\
 &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dr} i_{qr} - \psi_{qr} i_{dr})
 \end{aligned}$$

Οι εξισώσεις (2.46), (2.48) μαζί με την εξίσωση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων:

$$(2.50) \quad T_e - T_m = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} + K(\theta - \theta_0)$$

συνιστούν το πλήρες ηλεκτρομηχανικό δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων. Το προκύπτον σύστημα είναι προφανώς μη γραμμικό και η επίλυσή του με χρήση υπολογιστή είναι η πλέον πρόσφορη. Η πολυπλοκότητα μπορεί να αυξηθεί ακόμα περισσότερο με τη συνθετότερη μοντελοποίηση του μηχανικού μέρους ή με τη μοντελοποίηση μη γραμμικότητας ανωτέρας τάξεως του ηλεκτρικού μέρους λόγω κορεσμού και απωλειών του μαγνητικού κυκλώματος.



2.13: Διανυσματικό διάγραμμα μηχανής επαγωγής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων

2.4.3 ΣΤΑΤΟ ΠΛΑΙΣΙΟ ΑΝΑΦΟΡΑΣ (STATIONARY REFERENCE FRAME)

Είναι προφανές ότι το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων (εξισώσεις Stanley) μπορεί να προκύψει από το αντίστοιχο στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς εξισώνοντας απλά το ω_e με το μηδέν στις εξισώσεις (2.46). Σε μορφή πίνακα οι εξισώσεις του ηλεκτρικού μέρους έχουν ως εξής:

$$(2.51) \quad \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & -\omega_r L_m & R_r + pL_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_m & pL_m & \omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

Αντικαθιστώντας $\omega_e=0$ στις εξισώσεις τάσεως στάτη και δρομέα (2.34), (2.35) και (2.38), (2.39) λαμβάνουμε τις αντίστοιχες εξισώσεις με τα μεγέθη ανηγμένα στο στατό πλαίσιο αναφοράς:

$$(2.52) \quad v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s$$

$$(2.53) \quad v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s$$

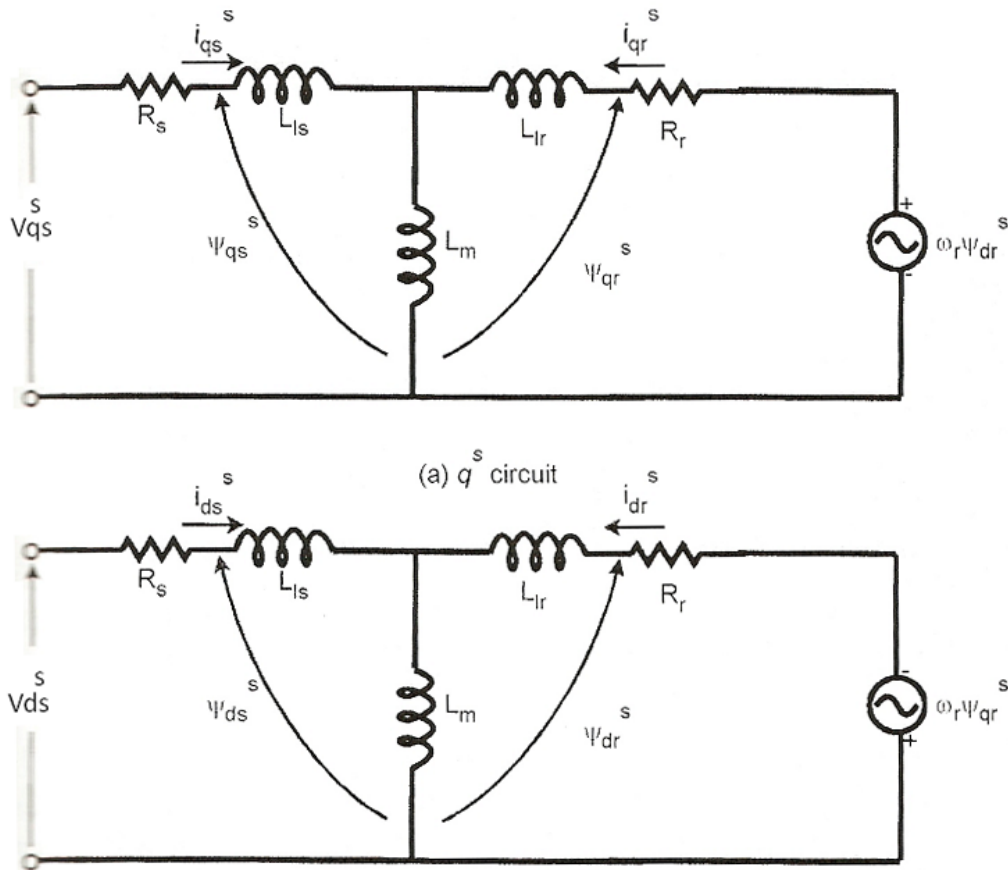
$$(2.54) \quad 0 = R_r i_{qr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s$$

$$(2.55) \quad 0 = R_r i_{dr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^s + \omega_r \psi_{qr}^s$$

όπου $V_{dr}^s = 0$ και $V_{qr}^s = 0$ για βραχυκυκλωμένο δρομέα τύπου κλωβού. Τα προκύπτοντα από τις άνωθι εξισώσεις ισοδύναμα κυκλώματα ευθέος και εγκάρσιου άξονα φαίνονται στο σχήμα (2.14). Σε αντίθεση με τις d.c. ποσότητες του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς εδώ τα μεγέθη της μηχανής φαίνονται να εναλλάσσονται με τη σύγχρονη ταχύτητα.

Οι εξισώσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής μπορούν επίσης να γραφούν συναρτήσει των πεπλεγμένων ροών και ρευμάτων ευθέος και εγκάρσιου άξονα στάτη και δρομέα στο στατό πλέον πλαίσιο αναφοράς. Οι εκφράσεις είναι όμοιες με αυτές στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο και έχουν ως εξής:

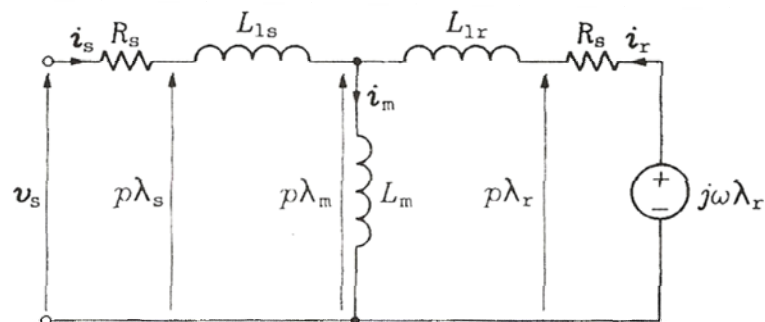
$$(2.56) \quad \begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm}^s i_{qr}^s - \psi_{qm}^s i_{dr}^s) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dm}^s i_{qs}^s - \psi_{qm}^s i_{ds}^s) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds}^s i_{qs}^s - \psi_{qs}^s i_{ds}^s) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{dr}^s i_{qr}^s - \psi_{qr}^s i_{dr}^s) \end{aligned}$$



2.14: Ισοδύναμο κύκλωμα για το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Επάνω φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα εγκάρσιου και κάτω το ισοδύναμο κύκλωμα ευθέος άξονα.

2.5 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΜΕ ΤΗ ΜΟΡΦΗ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ

Το δυναμικό T μοντέλο του κινητήρα επαγωγής στο στατό πλαίσιο αναφοράς ($d_s q_s$) (δίνεται μια εναλλακτική συνεπτυγμένη απεικόνιση) φαίνεται στο σχήμα (2.15). Προκύπτει εύκολα με την υιοθέτηση μιγαδικών ποσοτήτων με το πραγματικό τους μέρος να αντιστοιχεί στις ποσότητες ευθέος άξονα και το φανταστικό τους σε αυτές του εγκάρσιου.



2.15: Ισοδύναμο T κύκλωμα μηχανής επαγωγής στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Υιοθετείται η χρήση μιγαδικών ποσοτήτων για τη συνεπτυγμένη αναπαράσταση των ποσοτήτων ευθέος και εγκάρσιου άξονα. Οι μιγαδικές ποσότητες τονίζονται με έντονη (bold) γραφή.

Και εδώ το σύμβολο p αντιστοιχεί στον τελεστή παραγωγίσης d/dt ενώ οι ποσότητες L_{ls} , L_{lr} και L_m είναι οι αυτεπαγωγές σκέδασης στάτη, δρομέα και η αυτεπαγωγή μαγνήτισης αντίστοιχα ($L_{ls}=\chi_{ls}/\omega$, $L_{lr}=\chi_{lr}/\omega$ και $L_m=\chi_m/\omega$). Το άθροισμα της αυτεπαγωγής σκέδασης στάτη και αυτεπαγωγής μαγνήτισης ονομάζεται αυτεπαγωγή στάτη και συμβολίζεται με L_s . Αντίστοιχα ισχύει για την αυτεπαγωγή του δρομέα L_r . Έτσι ισχύουν οι εξής εξισώσεις:

$$(2.57) \quad L_s = L_{ls} + L_m$$

$$(2.58) \quad L_r = L_{lr} + L_m$$

Με χρήση αυτού του δυναμικού μοντέλου προκύπτουν οι εξισώσεις καταστάσεως του κινητήρα επαγωγής που με χρήση πινάκων γράφονται ως εξής:

$$(2.59) \quad \frac{\partial i}{\partial t} = AV + Bi,$$

$$(2.60) \quad i = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^T$$

$$(2.61) \quad V = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad v_{dr} \quad v_{qr}]^T$$

$$(2.62) \quad A = \frac{1}{L_\sigma^2} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix},$$

$$(2.63) \quad B = B(\omega_r) = \frac{1}{L_\sigma^2} \begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_r L_m^2 & R_r L_m & \omega_r L_r L_m \\ -\omega_r L_m^2 & -R_s L_r & -\omega_r L_r L_m & R_r L_m \\ R_s L_m & -\omega_r L_s L_m & -R_r L_s & -\omega_r L_s L_r \\ \omega_r L_s L_m & R_s L_m & \omega_r L_s L_r & -R_r L_s \end{bmatrix}$$

$$(2.64) \quad L_\sigma^2 = L_s L_r - L_m^2$$

Οι πεπλεγμένες ροές στάτη και δρομέα προφανώς σχετίζονται με τα ρεύματα στάτη και δρομέα ως εξής:

$$(2.65) \quad \begin{bmatrix} \vec{\lambda}_s \\ \vec{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_s \\ \vec{i}_r \end{bmatrix}$$

όπου:

$$(2.66) \quad \vec{\lambda}_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs}$$

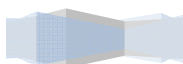
$$(2.67) \quad \vec{\lambda}_r = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr}$$

$$(2.68) \quad \vec{i}_s = i_{ds} + j i_{qs}$$

$$(2.69) \quad \vec{i}_r = i_{dr} + j i_{qr}$$

Η ροή τους στάτη μπορεί επίσης να υπολογιστεί ως το ολοκλήρωμα της ΗΕΔ του στάτη:

$$(2.70) \quad \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} = \vec{v}_s - R_s \vec{i}_s$$



Αντίστοιχα η ροή του δρομέα για μηχανή βραχυκυκλωμένου δρομέα τύπου κλωβού ικανοποιεί την παρακάτω εξίσωση:

$$(2.71) \quad \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} = j\omega_o\vec{\lambda}_r - R_r\vec{i}_r$$

Το δυναμικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής είναι ιδιαίτερα χρήσιμο για την ανάλυση της μεταβατικής λειτουργίας με τον προγραμματισμό του σε ηλεκτρονικό υπολογιστή. Ως ανεξάρτητες μεταβλητές αυτού του μοντέλου μπορούν εναλλακτικά να επιλεγούν οι μαγνητικές ροές στάτη και δρομέα ευθέος και εγκάρσιου άξονα ή οποιοσδήποτε συνδυασμός μαγνητικών ροών και ρευμάτων με μια ανεξάρτητη μεταβλητή για κάθε ds , qs , dr , qr συνιστώσα. Επίσης οι εξισώσεις στο χώρο καταστάσεων μπορούν να προκύψουν από το μοντέλο της μηχανής σε οποιοδήποτε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και όχι απαραίτητα στο στατό πλαίσιο αναφοράς που χρησιμοποιήθηκε παραπάνω. Το ίδιο συνήθως είναι η εξαγωγή των εξισώσεων κατάστασης από το μοντέλο της μηχανής στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο, εξισώσεις που συναντώνται σε όλη τη σχετική βιβλιογραφία και εδώ παραλείπονται για λόγους συντομίας.

2.6 ΣΥΝΟΨΗ

Στο παρών κεφάλαιο ο αναγνώστης εισήχθη στη θεωρία των μετασχηματισμών σε στρεφόμενα πλαίσια αναφοράς, θεωρία που άνοιξε και συνεχίζει να ανοίγει νέους δρόμους στην ανάλυση της λειτουργίας και τον έλεγχο των ασύγχρονων κινητήρων. Δόθηκε το κλασσικό ανά φάση δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής με χρήση διανυσματικών ποσοτήτων, καθώς και το μοντέλο του κινητήρα επαγωγής σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με αυθαίρετη εν γένει ταχύτητα. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στη φυσική σημασία των μετασχηματισμών και στο τρόπο που η μηχανή «μεταμορφώνεται» όταν ο παρατηρητής μεταβαίνει σε πλαίσια αναφοράς που στρέφονται με διαφορετικές γωνιακές ταχύτητες. Τέλος δόθηκε το δυναμικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής με τη μορφή εξισώσεων κατάστασης. Η μορφή αυτή προσφέρεται για τον προγραμματισμό σε Η/Υ όπως εξηγείται και στο πέμπτο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας.

3 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΙΣΧΥΟΣ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΑΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Όπως φάνηκε καθαρά ακόμα και από το πρώτο κεφάλαιο όπου έγινε η εισαγωγή στην κατασκευή, τη λειτουργία και τον έλεγχο των ασύγχρονων μηχανών, η ταχύτητα μιας ασύγχρονης μηχανής μπορεί να ελεγχθεί με κατάλληλη αλλαγή της συχνότητας τροφοδοσίας του στάτη, και μερικώς με αλλαγή του αριθμού των πόλων ή της τιμής της ολίσθησης. Η αλλαγή του αριθμού των πόλων επιτρέπει μόνο περιορισμένο αριθμό διακριτών ταχυτήτων, ωστόσο αν η μηχανή έχει ειδική κατασκευή που επιτρέπει αυτή τη δυνατότητα απαιτείται μόνο ένας επιπλέον διακόπτης που θα επιλέγει ανάμεσα σε δύο ή περισσότερες τοπολογίες των τυλιγμάτων. Η αλλαγή της ολίσθησης είναι γενικά μη αποδοτική διαδικασία (οι απώλειες του δρομέα είναι ανάλογες της ολισθήσεως) ενώ η τιμή έχει στενό εύρος μεταβολής (μέχρι και τη ροπή ανατροπής). Είναι προφανές ότι η τροφοδοσία μεταβλητής συχνότητας αποτελεί μονόδρομο για την υλοποίηση ενός συστήματος οδήγησης μεταβλητής ταχύτητας με ευρεία περιοχή ταχυτήτων λειτουργίας. Φυσικά ο έλεγχος συχνότητας πρέπει να συνοδεύεται από κατάλληλο έλεγχο του πλάτους της τάσεως τροφοδοσίας των τυλιγμάτων του στάτη.

Για την παραγωγή τριφασικής τάσεως ελεγχόμενου πλάτους και συχνότητας, οι αντιστροφείς (inverters), κατηγορία των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος, χρησιμοποιούνται κατά το πλείστον. Οι κυκλομετατροπείς, που λειτουργούν με άμεση a.c. τροφοδοσία και παράγουν στην έξοδό τους a.c. τάση με συχνότητα πάντα μικρότερη από αυτή της τροφοδοσίας αποτελούν τεχνολογία που σπάνια χρησιμοποιείται, με συνηθέστερο πεδίο εφαρμογής τους σύγχρονους κινητήρες μεγάλης ισχύος και που σίγουρα δε βρίσκεται στην αιχμή της τεχνολογίας. Το ίδιο ισχύει και για τους a.c. ρυθμιστές οι οποίοι τροφοδοτούνται με a.c. τάση και στην έξοδό τους δίνουν τάση της ίδιας συχνότητας με την τάση εισόδου αλλά ελεγχόμενης RMS τιμής υλοποιώντας επί το πλείστον συστήματα ομαλής εκκίνησης (soft starting) των κινητήρων επαγωγής. Λόγω της περιορισμένης χρήσης τους, και του μειωμένου τεχνολογικού ενδιαφέροντος γύρω τους, κυκλομετατροπείς και a.c. ρυθμιστές δεν αναλύονται στο παρόν σύγγραμμα.

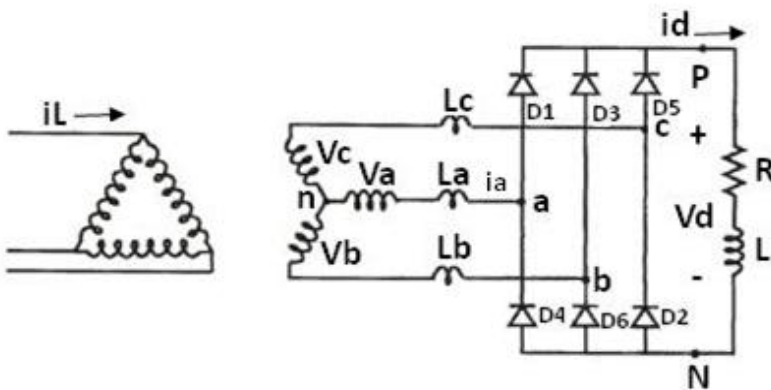
Σε αυτό το κεφάλαιο μελετώνται οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος που χρησιμοποιούνται στα συστήματα μεταβλητής ταχύτητας με μηχανές επαγωγής. Παρουσιάζονται αρκετοί τύποι ανορθωτών, οι οποίοι χρησιμοποιούνται για την τροφοδότηση του αντιστροφέα με d.c. τάση. Παρουσιάζονται οι τοπολογίες του αντιστροφέα πηγής τάσεως και του αντιστροφέα πηγής ρεύματος. Ωστόσο η μελέτη επικεντρώνεται στους αντιστροφείς πηγής τάσεως που κυριαρχούν στις εφαρμογές κίνησης. Γίνεται αναφορά στις μεθόδους ελέγχου των αντιστροφέων πηγής τάσης με ιδιαίτερη έμφαση στην τεχνική SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation = Διαμόρφωση εύρους παλμών με διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα). Γίνεται αναφορά στις παρενέργειες της διακοπτικής λειτουργίας των ηλεκτρονικών ισχύος,

σημαντικές εκ των οποίων είναι η «μόλυνση» του συστήματος με αρμονικές, και τα σχετιζόμενα ζητήματα ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών, που όπως σημειώθηκε και στο εισαγωγικό κεφάλαιο, δημιουργούν σημαντικά προβλήματα στη λειτουργία των υπόλοιπων διατάξεων ενός σύγχρονου συστήματος ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας.

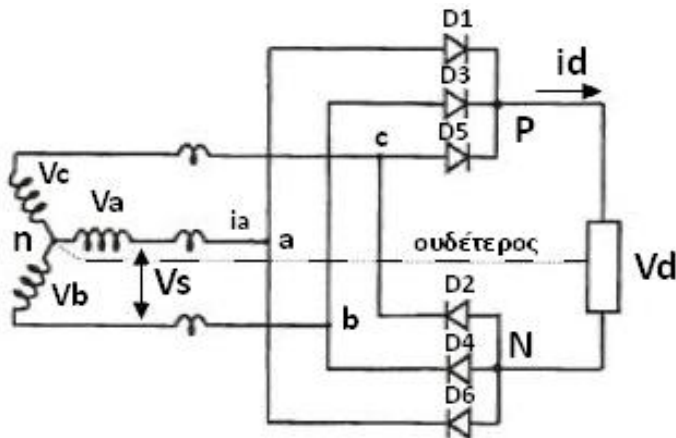
3.2 ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ (RECTIFIER)

3.2.1 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ ΔΙΟΔΩΝ ΠΛΗΡΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ (ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΣ)

Οι ανορθωτές στα συστήματα οδήγησης ασύγχρονων μηχανών τροφοδοτούν τον αντιστροφέα με συνεχή τάση. Ο τριφασικός ανορθωτής διόδων πλήρους κύματος (έξι - παλμών) είναι ο συνηθέστερος. Ο ανορθωτής αυτός χρησιμοποιείται επίσης σε εφαρμογές υψηλής ισχύος και όπου τριφασική παροχή είναι διαθέσιμη. Ο μετασχημαστές φαίνεται στο σχήμα (3.1) να τροφοδοτείται από μετασχηματιστή συνδεσμολογίας τριγώνου – αστέρα και να τροφοδοτεί ένα ωμικό – επαγωγικό φορτίο. Μελετάται η περίπτωση έντονα επαγωγικού φορτίου ($L \rightarrow \infty$) ενώ η επαγωγική αντίδραση της γραμμής αμελείται για λόγους απλότητας.



3.1: Τριφασικός ανορθωτής διόδων πλήρους κύματος που τροφοδοτεί ωμικό – επαγωγικό φορτίο. Ο ανορθωτής τροφοδοτείται από μετασχηματιστή συνδεσμολογίας αστέρα τριγώνου



3.2: Εναλλακτική σχεδίαση τριφασικού ανορθωτή διόδων πλήρους κύματος

Η χρήση μετασχηματιστή (ή αυτομετασχηματιστή) είναι προαιρετική και γίνεται όταν το επίπεδο της τάσεως τροφοδοσίας μεταβάλλεται ή απαιτείται γαλβανική απομόνωση του συστήματος τροφοδοσίας από το κινητήριο σύστημα. Με τον τρόπο αυτό αντιμετωπίζονται και προβλήματα που σχετίζονται με τις αναφορές των δύο συστημάτων, που μπορεί να προκαλέσουν ρεύματα διαρροής ως προς γη (χρήση μετασχηματιστή απομόνωσης). Το ίδιο με πριν κύκλωμα επανασχεδιάζεται στο σχήμα (3.2) όπου το πάνω ήμισυ (+) του αντιστροφέας αποτελείται από τις διόδους $D_1D_3D_5$ και το κάτω ήμισυ (-) από τις διόδους $D_2D_4D_6$.

Κάθε στιγμή μόνο δύο από τις έξι διόδους άγουν το ρεύμα φορτίου i_d . Μία από το (+) ήμισυ του αντιστροφέα με την υψηλότερη τάση και μια από το (-) ήμισυ του αντιστροφέα με τη χαμηλότερη τάση. Για παράδειγμα, αν σε μια δεδομένη χρονική στιγμή η υψηλότερη πολική τάση είναι η V_{ab} , οι διόδους D_1, D_6 (D_a, D_b κατά έναν άλλο κοινό συμβολισμό) άγουν το ρεύμα φορτίου i_d . Έτσι, $i_a = i_d$ και $i_b = -i_d$. Οι άλλες τέσσερις διόδους είναι αντίστροφα πολωμένες ενώ η τάση στο φορτίο ισούται με V_{ab} . Λόγω των διόδων που κάθε στιγμή άγουν η υψηλότερη πολική τάση εισόδου εμφανίζεται στην έξοδο του ανορθωτή, η οποία προκύπτει ως η θετική περιβάλλουσα όλων των έξι πολικών τάσεων ($V_{ab}, V_{ac}, V_{bc}, V_{ba}, V_{ca}, V_{cb}$) του συστήματος της τροφοδοσίας.

Κάθε diode άγει για γωνία $2\pi/3$. Η τάση εξόδου δεν είναι απόλυτα dc αλλά με σημαντικότερη τη dc συνιστώσα. Το κύμα τάσεως είναι συμμετρικό και επαναλαμβάνεται ανά γωνία $\pi/3$ (χαρακτηριστικό σχήμα με έξι επαναλαμβανόμενους παλμούς). Η μέση dc τάση μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$(3.1) \quad V_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{+\pi/6} \sqrt{2}V_L \cos \omega t d \omega t = 1.35V_L$$

όπου $V_L = \sqrt{3}V_s$ (σχήμα (3.2)). Κάθε diode υφίσταται μέγιστη ανάστροφη τάση ίση με $\sqrt{3}V_m$ όπου V_m η μέγιστη φασική τάση. Το ρεύμα εισόδου i_a , η κυματομορφή του οποίου φαίνεται στο σχήμα (3.5) μπορεί να εκφραστεί με την εξής σειρά Fourier:

$$(3.2) \quad i_s = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \dots \right]$$

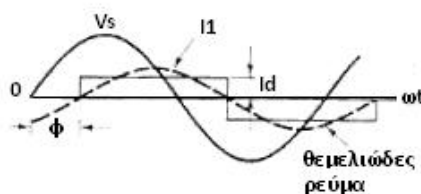
Όπως παρατηρούμε, λόγω της συμμετρίας της κυματομορφής του ρεύματος μόνο αρμονικές περιττής τάξεως συνθέτουν το αρμονικό του φάσμα. Το θεμελιώδες RMS ρεύμα είναι $\frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$ και αρμονικές μόνο περιττής τάξεως συμπεριλαμβάνονται. Το θεμελιώδες ρεύμα εισόδου είναι σε φάση με την αντίστοιχη φασική τάση δίνοντας $DPF=1$.

όπου $DPF=displacement \ power \ factor$. Σε ανορθωτές που υλοποιούνται με μετατροπείς ελεγχόμενης πυροδότησης (αναλύονται στο επόμενο εδάφιο) το θεμελιώδες ρεύμα γραμμής καθυστερεί σε σχέση με την θεμελιώδη τάση κατά γωνία ϕ , όπως φαίνεται στο σχήμα (3.3). Ο συντελεστής DPF

$$(3.3) \quad DPF = \frac{Average_Power}{Fundamental_RMS_Voltage * Fundamental_RMS_current}$$

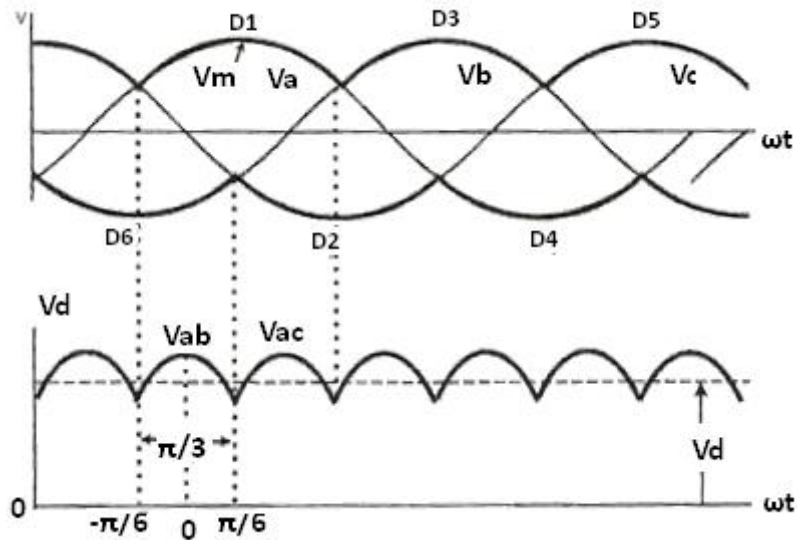
ορίζεται ως:

$$= \frac{P_1}{V_s I_{s1}} = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi}{V_s I_{s1}} = \cos \phi$$

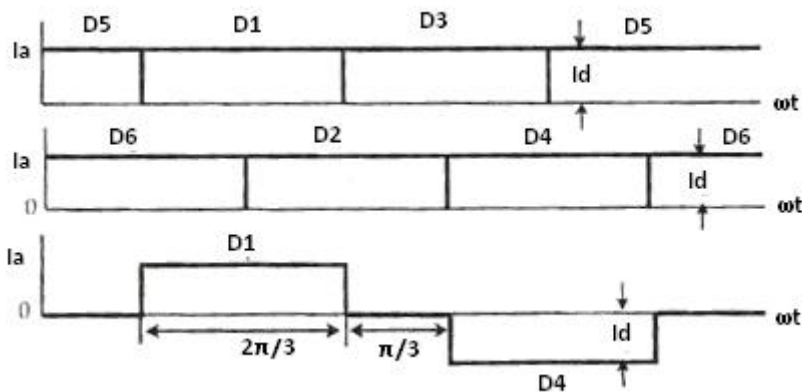


3.3: Τάση και ρεύμα γραμμής (με διάστικτη γραμμή φαίνεται η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος γραμμής) για τον ορισμό του συντελεστή DPF

Συγκεντρωτικά, οι κυματομορφές των τάσεων τροφοδοσίας, της τάσεως εξόδου, του ρεύματος γραμμής i_a , καθώς και του ρεύματος γραμμής i_L από την πλευρά του πρωτεύοντος δίνονται στα σχήματα (3.4) – (3.6) αντίστοιχα.

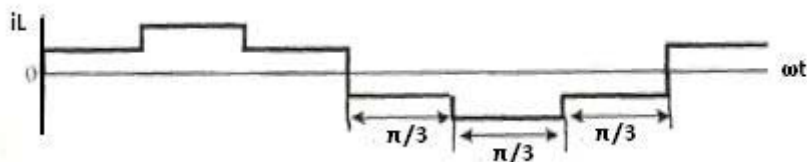


3.4: Τάσεις τροφοδοσίας και τάση εξόδου ανορθωτή



3.5: Ρεύμα εισόδου. Είναι το ρεύμα γραμμής στη φάση α του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή τροφοδοσίας.

Τονίζεται ότι οι κυματομορφές αντιστοιχούν στην περίπτωση έντονα επαγωγικού φρτίου ($L \rightarrow \infty$)



3.6: Ρεύμα γραμμής από την πλευρά του πρωτεύοντος

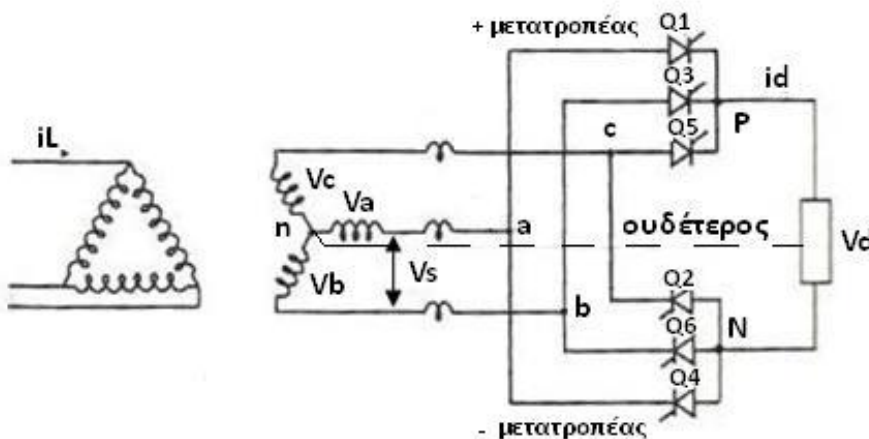
Στην περίπτωση του έντονα επαγωγικού φορτίου που μελετήθηκε (ισοδύναμα θα μπορούσαμε να μελετήσουμε την περίπτωση ιδεατού φορτίου με ρεύμα σταθερό στη τιμή I_d) το ρεύμα γραμμής στην είσοδο του μετατροπέα (δευτερεύον του μετασχηματιστή) έχει τετραγωνική κυματομορφή όπως φαίνεται στο σχήμα (3.5). Το

γεγονός αυτό προκαλεί σημαντική ενόχληση στο σύστημα τροφοδοσίας το οποίο στις περισσότερες περιπτώσεις (σύστημα ΔΕΗ) είναι σχεδιασμένο να λειτουργεί με ημιτονοειδείς τάσεις και ρεύματα. Το έντονο αρμονικό περιεχόμενο του τετραγωνικού ρεύματος που τραβάει ο ανορθωτής και η συνεπαγόμενη παραμόρφωση των κυματομορφών της τάσεως στο σύστημα παροχής ισχύος προκαλεί παρεμβολές σε ευαίσθητο τηλεπικοινωνιακό ή άλλο εξοπλισμό (π.χ. μετρητικά όργανα), ενώ μπορεί να προκαλέσει ανεπιθύμητη λειτουργία των προστασιών.

3.2.2 ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ

3.2.2.1 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΠΛΗΡΟΥΣ ΚΥΜΑΤΟΣ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΤΗΣ ΓΩΝΙΑΣ ΕΝΑΥΣΗΣ

Σε έναν ανορθωτή διόδων, όπως αναλύθηκε παραπάνω, ισχύς ρέει μόνο από την είσοδο στην έξοδο και η ροή της δε μπορεί να ελεγχθεί. Προφανώς, η ροή ισχύος προκύπτει φυσικά συναρτήσει της τάσεως τροφοδοσίας και του φορτίου. Σε πολλές εφαρμογές η ροή ισχύος απαιτεί έλεγχο (συστήματα οδήγησης κινητήρα πολλών τεταρτημορίων). Ακόμα και για φορτίο που απαιτεί σταθερή τάση ή σταθερό ρεύμα έλεγχος απαιτείται ώστε η τροφοδοσία να εξυπηρετεί τη ροή φορτίου. Ένας μετατροπέας με θυρίστορ (ή άλλους ημιαγωγικούς διακόπτες) με έλεγχο της γωνίας πυροδότησής τους μπορεί να ελέγξει τη ροή ισχύος με βάση την αρχή του ελέγχου της φάσεως στη γωνία πυροδότησης των διακοπών. Ο μετατροπέας έχει την επιπρόσθετη δυνατότητα μετατροπής ισχύος από την dc στην ac πλευρά, με άλλα λόγια λειτουργεί και ως αντιστροφέας. Υπάρχουν πολλές τοπολογίες γι' αυτούς τους μετατροπείς. Στην πραγματικότητα κάθε ανορθωτής διόδων μπορεί να αντιστοιχηθεί σε όμοια τοπολογία ελεγχόμενου αντιστροφέα με θυρίστορ. Η πλέον διαδεδομένη τοπολογία είναι αυτή του τριφασικού μετατροπέα που προκύπτει αν οι διόδοι της μη ελεγχόμενης ανόρθωσης του προηγούμενου εδαφίου αντικατασταθούν με ελεγχόμενους διακόπτες (Εικόνα 3.7).

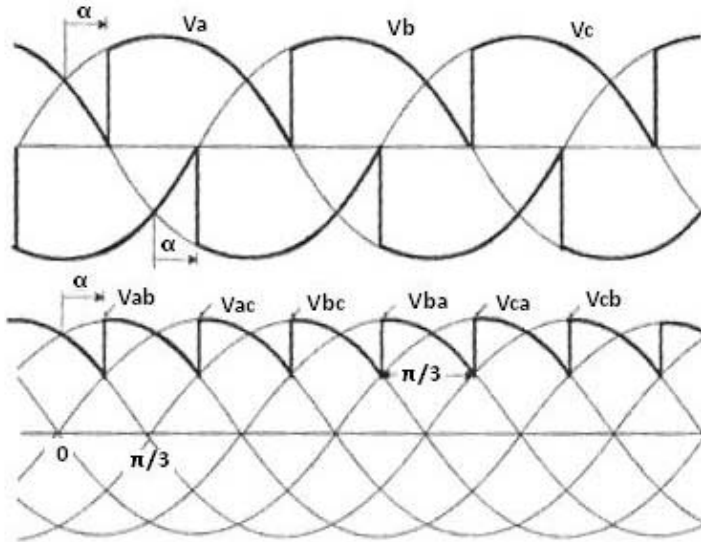


3.7: Ελεγχόμενη τριφασική γέφυρα ως η σύνδεση ενός (+) και ενός (-) μετατροπέα (cascaded connection)

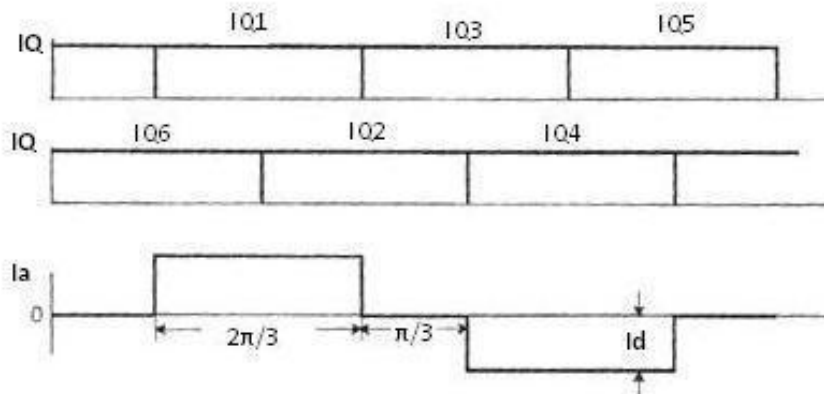
Η λειτουργία του τριφασικού ελεγχόμενου αντιστροφέα πλήρους κύματος μπορεί να αναλυθεί εφαρμόζοντας την αρχή της επαλληλίας για τις κυματομορφές ενός μετατροπέα θετικού ημίσεως κύματος και ενός αρνητικού ημίσεως κύματος απομονώνοντας τον ουδέτερο του φορτίου.

Στα σχήματα (3.8) - (3.10) φαίνονται οι κυματομορφές στην είσοδο και την έξοδο της γέφυρας για γωνία πυροδότησης των διακοπών $\alpha = \pi/6$.

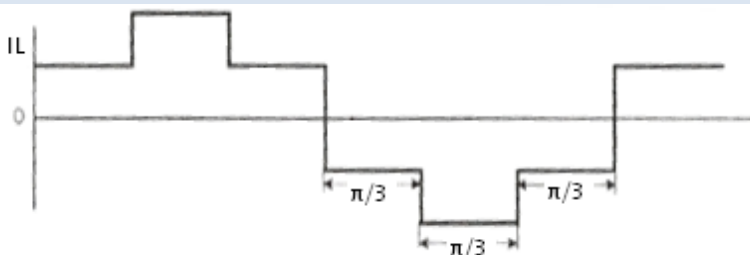
Οι κυματομορφές των ρευμάτων είναι πανομοιότυπες με αυτές του σχήματος (3.5) που αναφέρεται στον ανορθωτή διόδου. Και εδώ τα θυρίστορ Q_1, Q_3, Q_5 αποτελούν το (+) ήμισυ του μετατροπέα ενώ τα θυρίστορ Q_2, Q_4, Q_6 το (-) ήμισυ με τα πρώτα τρία να λειτουργούν στη θετική και τα δεύτερα στην αρνητική περιβάλλουσα της τάσεως. Τα Q_2, Q_4, Q_6 πυροδοτούνται συμμετρικά ανά $2\pi/3$ γωνία μεταξύ τους, όπως και τα Q_1, Q_3, Q_5 , όμως η γωνία πυροδότησης είναι μετατοπισμένη κατά $\pi/3$. Η τάση φορτίου V_d περικλείεται μέσα στη περιβάλλουσα της πολικής τάσεως τροφοδοσίας και έχει τη μορφή έξι επαναλαμβανόμενων παλμών όπως φαίνεται στο σχήμα (3.8).



3.8: Τάσεις τροφοδοσίας και τάση εξόδου ανορθωτή



3.9: Ρεύμα εισόδου: Το ρεύμα γραμμής στη φάση α του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή τροφοδοσίας.

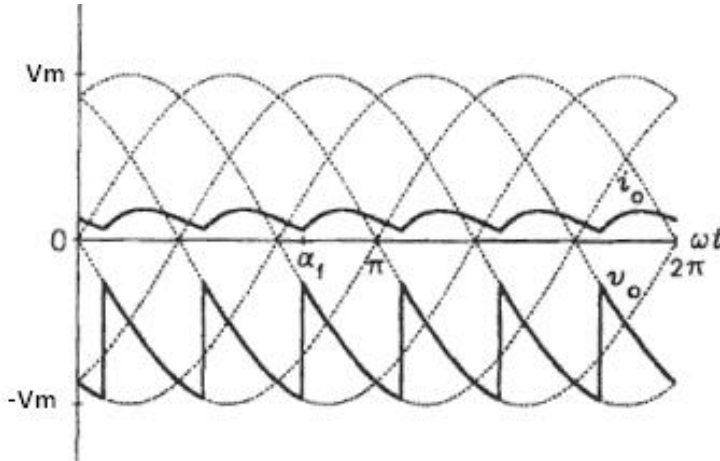


3.10: Ρεύμα γραμμής από την πλευρά του πρωτεύοντος

Κάθε στιγμή, ένα θυρίστορ από το (+) ήμισυ του μετατροπέα και ένα από το (-) ήμισυ, όπως ακριβώς και στον ανορθωτή διόδου, άγει ώστε να κλείσει το κύκλωμα. Η μέση dc τάση εξόδου V_d είναι:

$$(3.4) \quad V_d = 2 * \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{(\frac{\pi}{6}+\alpha)+2\pi/3} \sqrt{2}V_s \sin \omega t d\omega t = 2 * 0.675V_L \cos a = 1.35V_L \cos a$$

όπου $V_L = \sqrt{3}V_s$ (σχήμα (3.7))

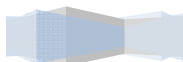


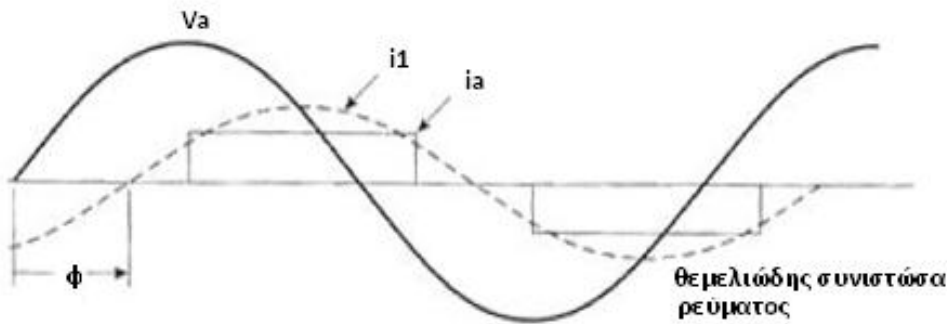
3.11: Λειτουργία αντιστροφής (inverting mode) του ανορθωτή

Η γωνία έναυσης α μπορεί να ελεγχθεί συμμετρικά για τα δύο τμήματα του αντιστροφέα με τη σειρά $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ για τη ρύθμιση της dc τάσεως. Με ανάλυση Fourier διαπιστώνουμε ότι η τάση V_d περιέχει αρμονικές $6 * n$ τάξεως όπου $n \in \mathbb{N}^*$. Προφανώς, η κυματομορφή εξόδου είναι ευκολότερο να φιλτραριστεί καθώς ο αριθμός των παλμών αυξάνει ενώ τα συνήθη επαγωγικά φορτία είναι αρκετά για τη δημιουργία ενός ομαλού κύματος ρεύματος στην έξοδο του μετατροπέα (i_d).

Η εξίσωση (3.4) επιτρέπει την ύπαρξη αρνητικής τάσεως στην έξοδο του ανορθωτή για γωνίες πυροδότησης μεγαλύτερες των $\pi/2$ rad. Καθώς το ρεύμα εξόδου δεν μπορεί να είναι αρνητικό (θα έπρεπε να ρεύσει από την άνοδο στην κάθοδο των θυρίστορ), η αρνητική τιμή της τάσεως V_d υποδεικνύει μεταφορά ισχύος από το φορτίο στο σύστημα τροφοδοσίας. Σαφώς, αυτό απαιτεί ένα ενεργό φορτίο όπως ο κινητήρας επαγωγής, που είναι σε θέση να μεταφέρει ηλεκτρική ενέργεια στο σύστημα. Ένας ελεγχόμενος ανορθωτής που μεταφέρει ενέργεια από το φορτίο στην τροφοδοσία λέγεται ότι βρίσκεται σε λειτουργία αντιστροφής. Η λειτουργία αυτή φαίνεται στο σχήμα (3.11) με τη γωνία πυροδότησης να είναι $3\pi/4$.

Το κύμα του ρεύματος i_a και η θεμελιώδης του συνιστώσα έχουν σχεδιαστεί στη σωστή φασική γωνία σε σχέση με τη τάση τροφοδοσίας V_a στο σχήμα (3.12). Το σχήμα (3.13) δείχνει την ενεργή και άεργη συνιστώσα του ρεύματος γραμμής για τις δύο πιθανές λειτουργίες ανόρθωσης και αντιστροφής.





3.12: Το ρεύμα καθυστερεί ως προς την τάση κατά γωνία ϕ

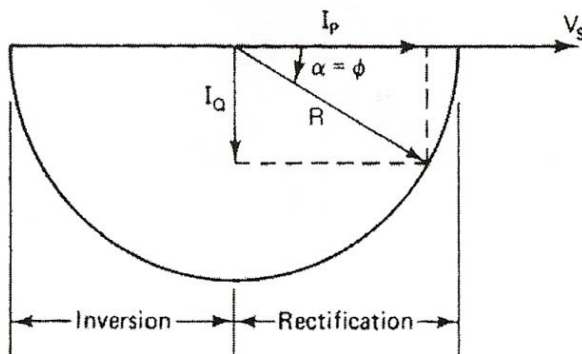
Όπως και στο προηγούμενο εδάφιο έχει υποθεθεί ότι το ρεύμα φορτίου παραμένει σταθερό με το φορτίο να είναι έντονα επαγωγικό και κατάλληλης πολικότητας ώστε να εξισορροπεί τη dc τάση εξόδου. Καθώς η γωνία έναυσης των ημιαγωγικών στοιχείων α είναι ίση με τη γωνία του συντελεστή ισχύος ϕ οι RMS τιμές της ενεργού και αέργου συνιστώσας του ρεύματος δίνονται ως εξής:

$$(3.5) \quad I_p = R \cos \alpha$$

$$(3.6) \quad I_Q = R \sin \alpha$$

$$\text{όπου } R = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}}.$$

Για γωνίες έναυσης $\pi/2 < \alpha < \pi$ (λειτουργία αντιστροφής), η ενεργός συνιστώσα του ρεύματος I_p γίνεται αρνητική αλλά η άεργος συνιστώσα διατηρεί το πρόσημό της (καθώς το ρεύμα έπεται σταθερά της τάσεως).



3.13: Ενεργός και άεργος συνιστώσα του ρεύματος εισόδου.

Για οποιαδήποτε τιμή της γωνίας πυροδότησης η άεργος συνιστώσα διατηρεί το πρόσημό της (όπου Inversion = αντιστροφή και Rectification = ανόρθωση)

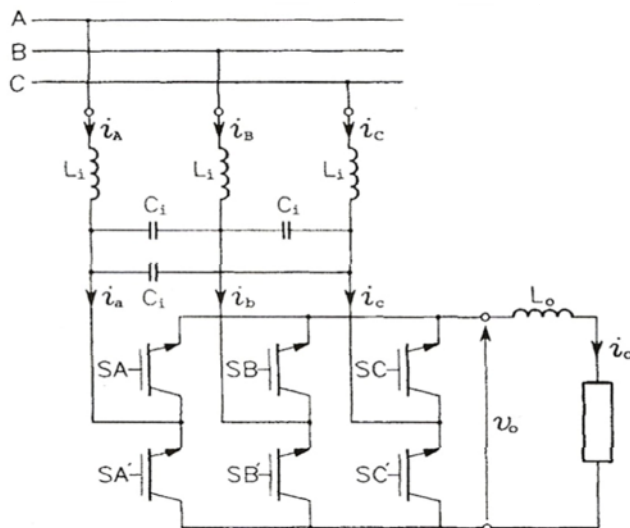
Σοβαρό μειονέκτημα των ελεγχόμενων ανορθωτών με έλεγχο της γωνίας έναυσης είναι η μείωση του συντελεστή ισχύος σε σχέση με αυτόν του ανορθωτή διόδων. Ο συντελεστής ισχύος ο οποίος παρόμοια με τη μέση τιμή της τάσεως εξόδου είναι ανάλογος με το συνημίτονο της γωνίας έναυσης μειώνεται με τη αύξηση της γωνίας αυτής. Ωστόσο, η φτωχή ποιότητα των ρευμάτων που ζητούνται από το σύστημα είναι το μεγαλύτερο μειονέκτημα των δύο προαναφερθέντων ανορθωτικών διατάξεων.

Το πρόβλημα της μόλυνσης με αρμονικές του συστήματος τροφοδοσίας που προκαλείται από τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς που είναι μη γραμμικά φορτία είναι σοβαρό και προσπάθειες για την καταπολέμησή του έχουν γίνει. Η πιο συνήθης λύση

είναι η εγκατάσταση κατάλληλων φίλτρων είτε μεταξύ του συστήματος τροφοδοσίας και του μετατροπέα (εν σειρά φίλτρα) είτε παράλληλα με τον μετατροπέα (παράλληλα φίλτρα). Τα φίλτρα μπορεί να είναι παθητικά ή ενεργά. Τα παθητικά φίλτρα είναι απλά LC κυκλώματα σχεδιασμένα να αποκόπτουν τις αρμονικές ρεύματος οι οποίες απορροφούνται κυρίως από τους πυκνωτές του φίλτρου. Συγκεκριμένα, οι λεγόμενες παγίδες αρμονικών χρησιμοποιούνται συχνά. Είναι εν σειρά LC φίλτρα με συχνότητες συντονισμού ρυθμισμένες να αντιστοιχούν στις χαμηλότερες αρμονικές του ρεύματος εισόδου (π.χ. πέμπτη, έβδομη, εντέκατη αρμονική στην περίπτωση του ανορθωτή διόδων). Οι παγίδες αρμονικών προστατεύουν το σύστημα τροφοδοσίας από τα αντίστοιχα αρμονικά ρεύματα. Οι υπολειπόμενες μη φιλτραρισμένες αρμονικές συνήθως έχουν τόσο μικρό πλάτος ώστε τα ρεύματα που απορροφώνται από το σύστημα είναι σχεδόν ημίτονα.

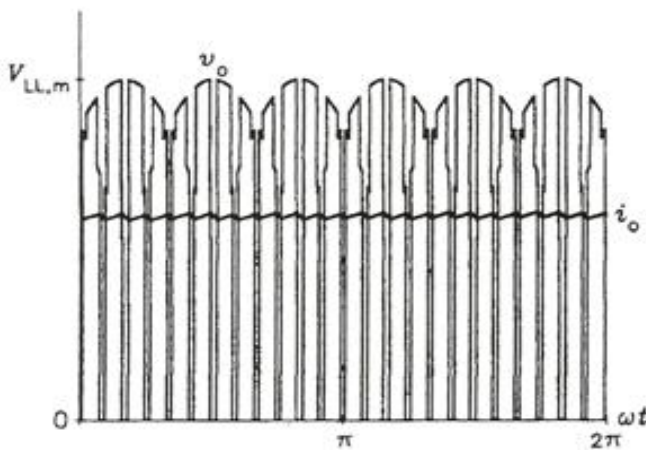
Οι συχνότητες συντονισμού των παγίδων αρμονικών είναι σχετικά μικρές καθώς ακόμα και η δέκατη τρίτη αρμονική έχει συχνότητα αρκετά κάτω από 1 kHz. Γι' αυτό τα πηνία και οι πυκνωτές που χρησιμοποιούνται σε αυτά τα κυκλώματα είναι μεγάλα και ακριβά. Για να μειωθεί σημαντικά το μέγεθος των παθητικών φίλτρων ανορθωτές με διαμόρφωση εύρους παλμών πρέπει να χρησιμοποιηθούν (PWM rectifiers).

3.2.2.2 ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM RECTIFIERS)



Υπάρχουν δύο τύποι ανορθωτών με διαμόρφωση εύρους παλμών, οι ανορθωτές πηγής τάσης και οι ανορθωτές πηγής ρεύματος. Με την ανάλυση του επόμενου υποκεφαλαίου σχετικά με τους αντιστροφείς γίνεται κατανοητό ότι και οι παραπάνω διατάξεις είναι τοπολογικά όμοιες με αυτούς, αλλά είναι η ροή της ισχύος που χαρακτηρίζει τη λειτουργία της εκάστοτε διάταξης και τη διαχωρίζει από τις υπόλοιπες. Ο ανορθωτής πηγής τάσεως (σχήμα 3.14)

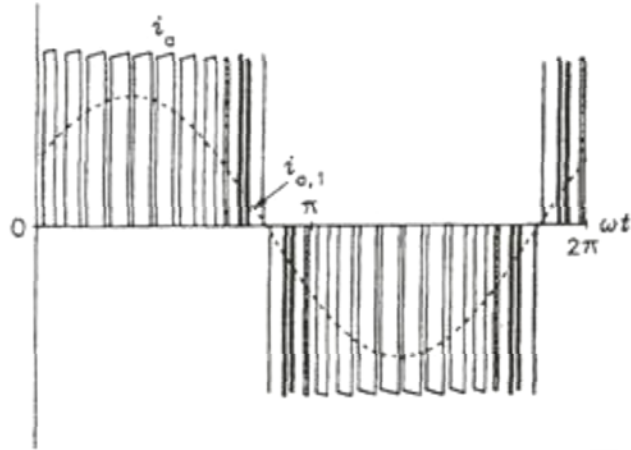
3.14: Ανορθωτής με διαμόρφωση του εύρους παλμών τύπου πηγής τάσεως



3.15: Ρεύμα και τάση εξόδου ανορθωτή PWM

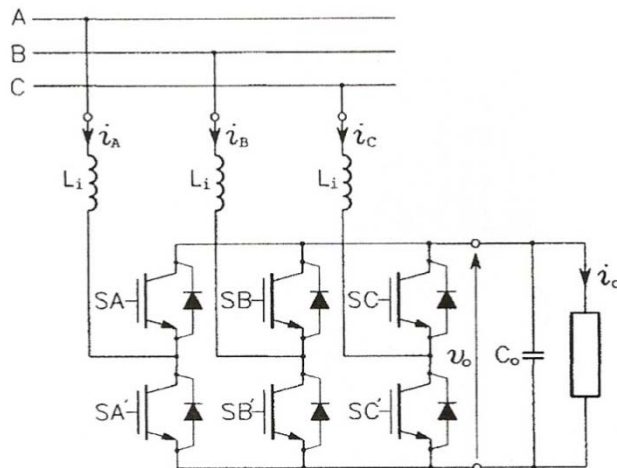
υλοποιείται επί το πλείστον με IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors), το πλέον δημοφιλές διακοπτικό στοιχείο ισχύος σήμερα (συγκεκριμένα χρησιμοποιούνται τα λεγόμενα non-punch-through IGBTs λόγω των ac τάσεων εισόδου). Η τριφασική παροχή του δικτύου που συνοδεύεται από φίλτρα εισόδου που χρησιμοποιούν πυκνωτές C_i και πηνία L_i αποτελεί την πηγή τάσεως του ανορθωτή. Τα πηνία μπορούν να παραληφθούν καθώς ενδέχεται το

σύστημα τροφοδοσίας να παρουσιάζει από μόνο του αρκετή επαγωγή, όμως οι πυκνωτές είναι απαραίτητοι. Η αυτεπαγωγή εξόδου, L_o , μπορεί και αυτή να παρέχεται από το φορτίο και χρησιμοποιείται για την εξομάλυνση του ρεύματος εξόδου. Οι διακόπτες SA-SC' ανοιγοκλείνουν πολλές φορές ανά περίοδο της τάσεως εισόδου με τρόπο που ώστε οι θεμελιώδεις συνιστώσες των ρευμάτων εισόδου να λαμβάνουν επιθυμητές τιμές αναφοράς. Οι κυματομορφές της τάσεως εξόδου, V_o , και του ρεύματος εξόδου, I_o , φαίνονται στο σχήμα (3.15) ενώ το ρεύμα εισόδου, I_a , και η θεμελιώδης του αρμονική στο σχήμα (3.16). Οι θεμελιώδεις αρμονικές παρέχονται από το σύστημα ενώ οι υψίσυχνες αρμονικές των ρευμάτων I_a , I_b , I_c κυρίως εξασφαλίζονται από τους πυκνωτές. Ως αποτέλεσμα οι κυματομορφές των ρευμάτων I_A , I_B , I_C που παρέχονται από το σύστημα είναι σχεδόν καθαρά ημίτονα όπως φαίνεται στο σχήμα (3.18).

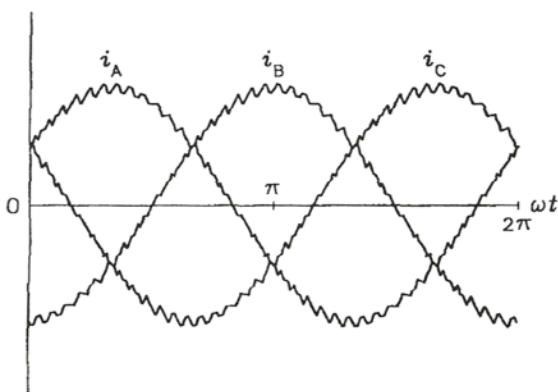


3.16: Ρεύμα εισόδου. Με διάστικτη γραμμή φαίνεται η θεμελιώδης του συνιστώσα.

Η dc τάση εξόδου του ανορθωτή δεν μπορεί να λάβει τιμή μεγαλύτερη από το πλάτος της πολικής τάσεως τροφοδοσίας. Αντίθετα στους ανορθωτές PWM πηγής ρεύματος (σχήμα (3.17)) είναι δυνατή η ενίσχυση της τάσης εξόδου. Η ιδιότητα πηγής ρεύματος προκύπτει με τη χρήση μεγάλων πηνίων εν σειρά, όπως ακριβώς και στον αντιστροφέα πηγής ρεύματος. Καθώς οι διακόπτες του ανορθωτή επιτρέπουν απευθείας σύνδεση μεταξύ εισόδου και εξόδου του μετατροπέα, η χωρητικότητα C_o είναι απαραίτητη ώστε να αποτραπεί η απ' ευθείας σύνδεση της αυτεπαγωγής εισόδου, που άγει συγκεκριμένο ρεύμα, με την αυτεπαγωγή του φορτίου που ενδεχομένως άγει διαφορετικό ρεύμα. Επίσης ο ίδιος πυκνωτής εξομαλύνει την τάση εξόδου. Είναι προφανές ότι η διάταξη του ανορθωτή πηγής ρεύματος είναι η δική του ανορθωτή πηγής τάσεως. Στον τελευταίο, αντίστοιχα, ένα πηνίο L_i τοποθετείται μεταξύ της εξόδου του ανορθωτή και του φορτίου, ώστε να αποτραπεί η απευθείας σύνδεση της χωρητικότητας του φορτίου με τους πυκνωτές εισόδου, η απ' ευθείας δηλαδή σύνδεση πυκνωτών που είναι φορτισμένοι



3.17: Ανορθωτής PWM τύπου πηγής ρεύματος



3.18: Ρεύματα που παρέχονται από το σύστημα στον ανορθωτή PWM τύπου πηγής ρεύματος

σε διαφορετική τάση. Οι ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος στον ανορθωτή πηγής ρεύματος είναι συνδεδεμένοι αντιπαράλληλα με διόδους ελευθέρως διάβασης, που παρέχουν εναλλακτικούς δρόμους ροής για τα ρεύματα που δε μπορούν να ρέυσουν μέσω των διακοπών. Ας υποθέσουμε ότι ο διακόπτης SA' είναι κλειστός και άγει ρεύμα i_A με φορά όπως φαίνεται στο σχήμα (3.17). Όταν ο διακόπτης ανοίξει τα ρεύμα i_A δεν μπορεί να αλλάξει ακαριαία λόγω της αυτεπαγωγής εισόδου. Ως αποτέλεσμα το ρεύμα i_A θα ρεύσει μέσω της διόδου που είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα στο διακόπτη SA. Λόγω του πυκνωτή εξόδου η τάση και τα ρεύματα εξόδου προκύπτουν πρακτικά d.c. με ελάχιστη κυμάτωση. Τα ρεύματα που τραβάει ο μετατροπέας από το σύστημα είναι παρόμοια με αυτά του ανορθωτή πηγής τάσεως (Σχήμα (3.18)).

3.2.3 ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ

Οι ανορθωτές με έλεγχο της γωνίας έναυσης, και οι ανορθωτές με τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM rectifiers) έχουν το πλεονέκτημα του ελέγχου της ροής ισχύος που είναι απαραίτητος για την αποδοτική λειτουργία των συστημάτων μεταβλητής ταχύτητας στο δεύτερο και τέταρτο τεταρτημόριο λειτουργίας. Στην πράξη, συστήματα οδήγησης πολλών τεταρτημορίων είναι πολύ πιο σπάνια σε σχέση με αυτά που λειτουργούν μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο, γεγονός που εξηγεί την επικράτηση των μη ελεγχόμενων ανορθωτών στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας. Οι ανορθωτές με έλεγχο του εύρους παλμών χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλής ή μεσαίας ισχύος ενώ σε μεγάλες ισχύεις χρησιμοποιούνται ανορθωτές με έλεγχο της γωνίας έναυσης των ημιαγωγικών τους διακοπών.

3.3 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ (INVERTER)

3.3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο αντιστροφέας, μαζί με τον κινητήρα, αποτελούν τις δύο βασικές συνιστώσες ενός σύγχρονου συστήματος κίνησης με κινητήρα επαγωγής. Η χρήση του αντιστροφέα προσθέτει επιπλέον κόστος στο σύστημα κίνησης, το οποίο είναι συγκρίσιμο με το κόστος του κινητήρα. Ωστόσο, όπως ήδη έχει αναλυθεί στο εισαγωγικό κεφάλαιο, είναι τέτοιες οι δυνατότητες που ο αντιστροφέας μπορεί να δώσει στον έλεγχο του κινητήριου συστήματος που η χρήση του αποτελεί πια μονόδρομο σε συστήματα οδήγησης μεταβλητής ταχύτητας.

Οι αντιστροφείς διακρίνονται σε δύο βασικές τοπολογίες. Στους αντιστροφείς πηγής τάσεως και τους αντιστροφείς πηγής ρεύματος. Οι αντιστροφείς πηγής τάσεως, όπως υποδηλώνει και το όνομά τους λαμβάνουν d.c. τάση την οποία μετατρέπουν σε εναλλασσόμενη μεταβλητής συχνότητας. Ιδανικά, οι αντιστροφείς πηγής τάσεως απαιτούν στην είσοδό τους μια σθεναρή πηγή τάσεως. Ισοδύναμα απαιτούν μια πηγή τάσεως με μηδενική αντίσταση στο ισοδύναμό της κύκλωμα Thevenin ικανή να παρέχει όποιο ρεύμα ζητηθεί διατηρώντας σταθερό επίπεδο τάσεως. Σε αυτή την περίπτωση η τάση (τάσεις) εξόδου του αντιστροφέα δεν εξαρτώνται από τις διακυμάνσεις του φορτίου αλλά καθορίζονται αποκλειστικά από τις εντολές ελέγχου. Η d.c. τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβλητή και συνήθως λαμβάνεται με χρήση διάταξης ανορθωτή και κατάλληλου φίλτρου όπως αναλύθηκε στο προηγούμενο υποκεφάλαιο. Σε εξειδικευμένες εφαρμογές (π.χ. ηλεκτρικό όχημα) η πηγή είναι μπαταρία, κυψέλη καυσίμου, φωτοβολταϊκό πάνελ και άλλα. Σε αυτές τις περιπτώσεις δίνεται ιδιαίτερη σημασία στα χαρακτηριστικά της πηγής καθώς εκεί εντοπίζεται ίσως η κυριότερη πηγή προβλημάτων σε τέτοια συστήματα, αλλά και το

σημαντικότερο πεδίο πιθανών και ουσιαστικών βελτιώσεων. Στους μετατροπείς πηγής τάσεως, τα διακοπτικά στοιχεία παραμένουν πάντα ορθά πολωμένα (forward-biased) λόγω της d.c. τάσεως τροφοδοσίας γι' αυτό και μπορεί να είναι GTOs (Gate Turn Off thyristors), BJTs (Bipolar Junction Transistors), IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors), power MOSFETs (power Metal-oxide semiconductor field effect transistors) και IGSTs (Integrated Gate Commutated Thyristors). Τα διακοπτικά στοιχεία συνοδεύονται πάντα από μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης που συνδέεται αντιπαράλληλα με αυτά και που επιτρέπει την αντίστροφη ροή ρεύματος (τη ροή ρεύματος και ισχύος προς το σύστημα τροφοδοσίας).

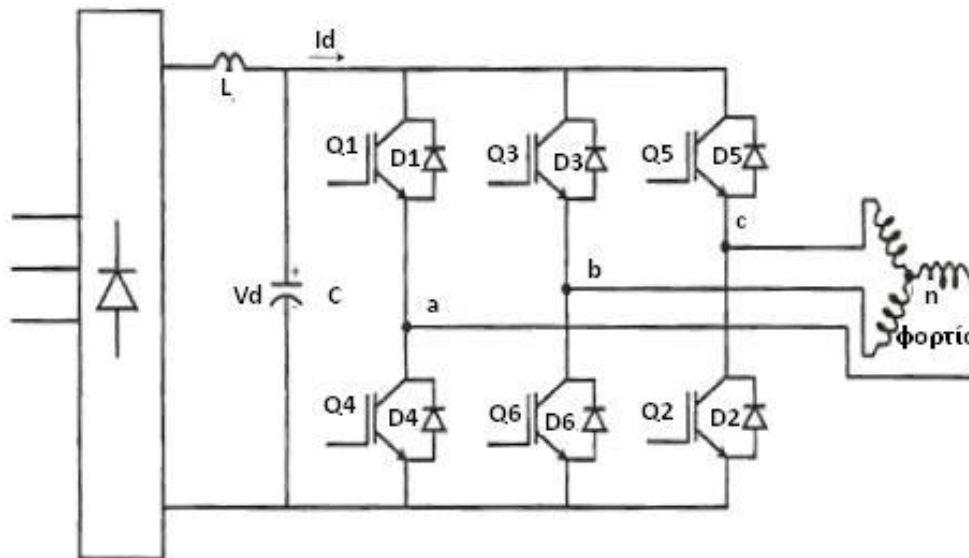
Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος αποτελούν σε μεγάλο βαθμό τη δυική τοπολογία των αντιστροφέων πηγής τάσεως. Απαιτούν τη δυική τροφοδότηση των τελευταίων και συγκεκριμένα μια στιβαρή πηγή ρεύματος, με άπειρη εσωτερική αντίσταση (ισοδύναμη αντίσταση στο κύκλωμα Thevenin). Η πηγή ρεύματος μπορεί να προκύψει από πηγή τάσεως με τη σύνδεση μεγάλων αυτεπαγωγών σε σειρά και τον έλεγχο της τάσεως με ανατροφοδότηση του ρεύματος εξόδου της διάταξης σε κατάλληλο βρόχο ελέγχου. Η πηγή τάσεως μπορεί να ληφθεί όπως αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Σε αυτή την περίπτωση, όπως και στους αντιστροφείς πηγής τάσεως η τάση εξόδου τους, έτσι εδώ το ρεύμα εξόδου των αντιστροφέων πηγής ρεύματος δεν εξαρτάται από το φορτίο αλλά αποκλειστικά από τις εντολές ελέγχου. Στους μετατροπείς πηγής ρεύματος τα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία πρέπει να αντέχουν σε ανάστροφη πόλωση γι' αυτό χρησιμοποιούνται μόνο GTOs και thyristors. Βέβαια μπορούν και χρησιμοποιηθούν και στοιχεία που απαιτούν ορθή πόλωση εφ' όσον συνδεθεί σε σειρά με αυτά δίοδος ελεύθερης διέλευσης. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος χρησιμοποιούνται λιγότερο συχνά σε συστήματα οδήγησης μεταβλητής ταχύτητας μηχανών επαγωγής από τους αντιστροφείς πηγής τάσεως κυρίως λόγω της χαμηλότερης ποιότητας των ρευμάτων εξόδου. Ωστόσο, έχουν και σημαντικά πλεονεκτήματα όπως αντοχή σε υπερρεύματα ακόμα και με βραχυκύκλωμα στον αντιστροφέα και στο φορτίο. Επίσης η απουσία διόδων ελεύθερας διελύσεως αυξάνει περισσότερο την αξιοπιστία. Χαρακτηριστική είναι και η ανωτερότητά τους στον έλεγχο της φασικής γωνίας των ρευμάτων εξόδου. Ωστόσο, η ρύθμιση του πλάτους των ρευμάτων εξόδου μπορεί να γίνει μόνο μέσω του ανορθωτή.

Το υπόλοιπο μέρος αυτού του κεφαλαίου εστιάζει στον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης, που αποτελεί τον κατά κόρον χρησιμοποιούμενο μετατροπέα στα συστήματα ελέγχου μηχανών επαγωγής, καθώς και στις βασικότερες τεχνικές ελέγχου του. Τέλος γίνεται αναφορά στα προβλήματα που η λειτουργία του αντιστροφέα μπορεί να δημιουργήσει στο υπόλοιπο κινητήριο σύστημα και δίνεται μια σύνοψη του κεφαλαίου.

3.3.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΕΩΣ

3.3.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ

Η πλέον τυπική και απλούστερη τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας είναι αυτή του σχήματος (3.19) όπου δίνεται το κύκλωμα του αντιστροφέα. Πρόκειται για αντιστροφέα πηγής - τάσεως δύο επιπέδων που παράγει έξι επίπεδα τάσεως στους ακροδέκτες του φορτίου.



3.19: Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων υλοποιημένος με IGBTs. Η πλέον διαδεδομένη τοπολογία αντιστροφέα στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας

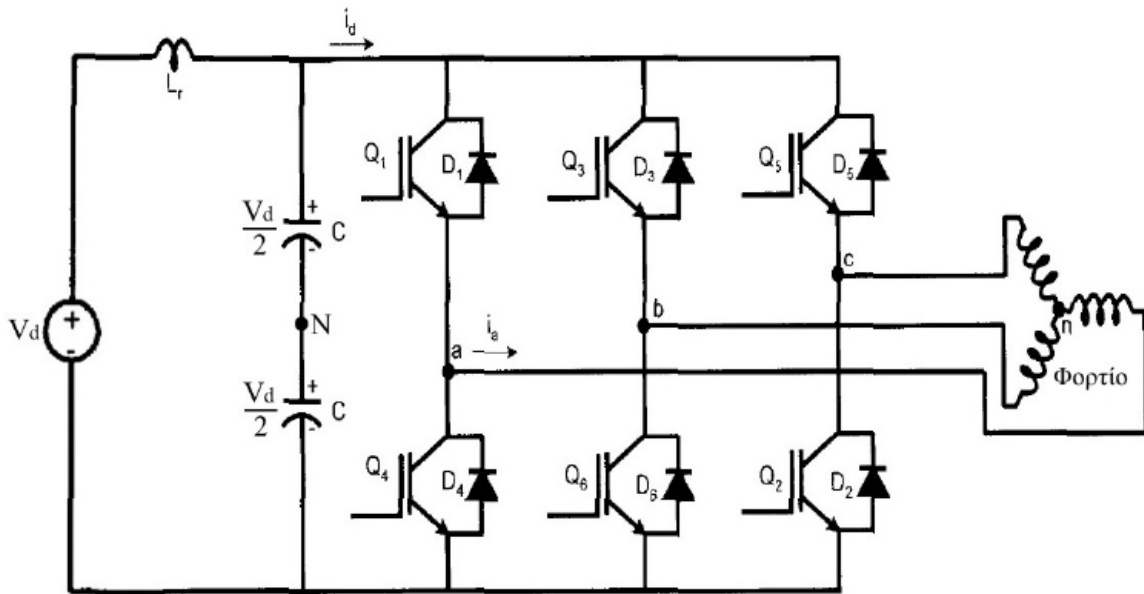
Το κύκλωμα αποτελείται από τρεις ημιγέφυρες, οι οποίες είναι αμοιβαία μετατοπισμένες κατά $2\pi/3$ γωνία και παράγουν την τριφασική τάση εξόδου. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται το φορτίο του αντιστροφέα (τριφασικό στατικό φορτίο) και η τριφασική ανορθωτική διάταξη που τροφοδοτεί τον αντιστροφέα, με ένα LC φίλτρο να παρεμβάλλεται μεταξύ αυτής και του αντιστροφέα.

Ο αντιστροφέας αποτελείται από έξι ημιαγωγικούς διακόπτες που αντιπαράλληλα σε αυτούς συνδέονται δίοδοι ελεύθερης διέλευσης. Ως αναφορά των τάσεων του αντιστροφέα μπορούμε να λάβουμε τη φανταστική μεσαία λήψη της dc τάσεως. Ο κόμβος αυτός αναφοράς μπορεί να δημιουργηθεί με τη βοήθεια χωρητικού καταμεριστή που συνδέεται παράλληλα στη dc τάση και αποτελείται από δύο ίδιους πυκνωτές (σχήμα 3.20). Η τάση εξόδου του αντιστροφέα εξαρτάται από τον τρόπο που οι διακόπτες ανοιγοκλείνουν. Για τον έλεγχο των διακοπών στις περισσότερες περιπτώσεις όπως και στην περίπτωση των διακοπών του σχήματος (3.20) (IGBTs) απαιτείται κατάλληλος παλμός τάσης στη πύλη του ημιαγωγικού στοιχείου καθ' όλη τη διάρκεια που ο διακόπτης πρέπει να άγει. Οι παλμοί ελέγχου των διακοπών παράγονται από κατάλληλο αλγόριθμο ελέγχου.

Υπάρχουν $2^3=8$ συνδυασμοί στη λειτουργία των διακοπτικών στοιχείων. Προφανώς, οι διακόπτες που βρίσκονται σε κοινό κλάδο της γέφυρας δεν επιτρέπεται να κλείσουν ταυτοχρόνως καθώς τότε θα έχει βραχυκυκλωθεί η dc τροφοδοσία.

Η βασική ιδέα πίσω από τη λειτουργία του αντιστροφέα είναι η εξής: κάθε στιγμή επιλέγεται ο καταλληλότερος από τους 8 παραπάνω συνδυασμούς που θα επιτρέψει στη τάση του αντιστροφέα να προσεγγίσει βέλτιστα την αναφορά (επιθυμητή τάση). Με διαφορετική διατύπωση, επιλέγεται ανά τακτά χρονικά διαστήματα, τα οποία καθορίζονται από τον χρόνο που απαιτείται για να ολοκληρωθεί ένας κύκλος υπολογισμού του αλγορίθμου ελέγχου, κατάλληλο «μείγμα» των οχτώ αυτών συνδυασμών με τα κατάλληλα ποσοστά συμμετοχής του κάθε συνδυασμού στο

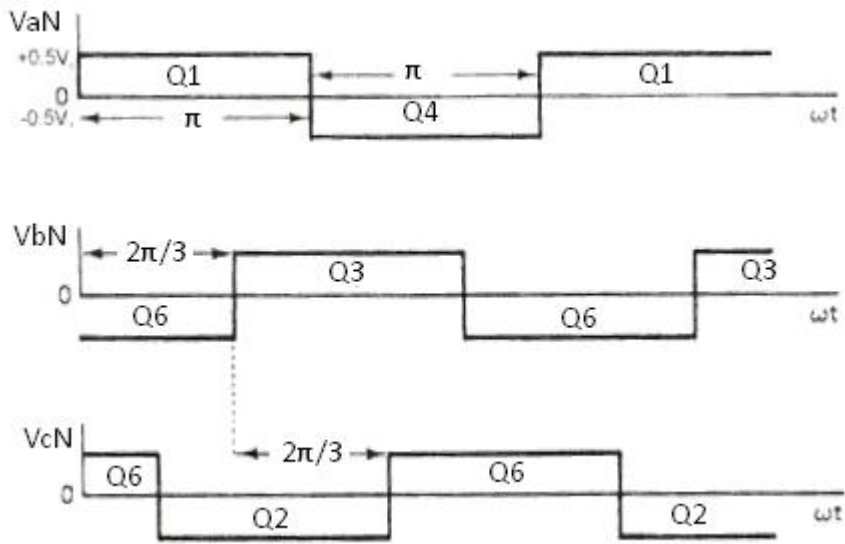
«μείγμα» έτσι ώστε το διάνυσμα της τάσεως εξόδου να προσεγγίζει βέλτιστα την αναφορά.



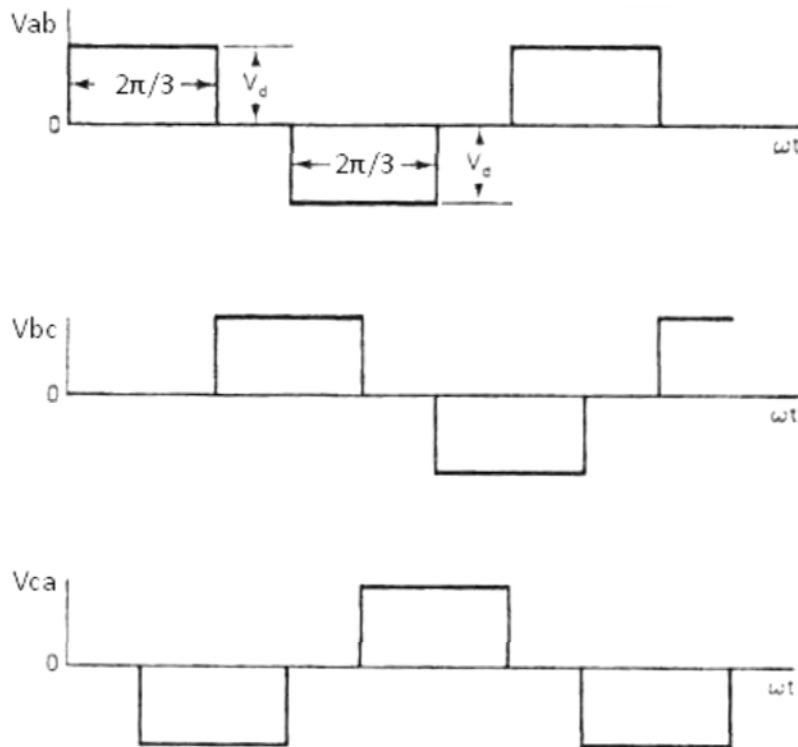
3.20: Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων. Επίσης φαίνεται και ο χωρητικός καταμεριστής για τη δημιουργία του σημείου αναφοράς N των τάσεων του αντιστροφέα

3.3.2.2 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟ ΠΑΛΜΟ ΤΑΣΕΩΣ (SQUARE WAVE MODE OF OPERATION)

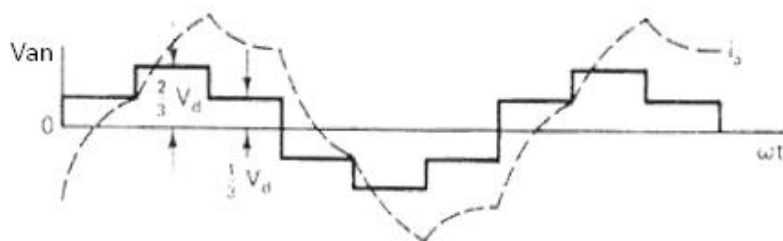
Η λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως περιγράφεται στα σχήματα (3.21) έως και (3.23):



3.21: Φασικές τάσεις αντιστροφέα ως προς τον φανταστικό κόμβο αναφοράς (N) της μεσαίας λήψης της d.c. τροφοδοσίας (βλέπε σχήμα 3.20)



3.22: Πολικές τάσεις αντιστροφέα



3.23: Φασική τάση στο φορτίο, ως προς τον ουδέτερο κόμβο του φορτίου (n) και τυπικό ρεύμα γραμμής (με διάστικτη γραμμή) για επαγωγικό φορτίο

Οι φασικές τάσεις με αναφορά τη φανταστική μεσαία λήψη της dc τροφοδοσίας είναι τετραγωνικές κυματομορφές και μπορούν να εκφραστούν με σειρές Fourier ως εξής:

$$(3.7) \quad v_{ao} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right]$$

$$(3.8) \quad v_{bo} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right]$$

$$(3.9) \quad v_{co} = \frac{2V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right]$$

όπου V_d είναι η dc τάση τροφοδοσίας. Οι πολικές τάσεις μπορούν λοιπόν να προκύψουν από τις εξισώσεις (3.7) - (3.9) ως εξής:

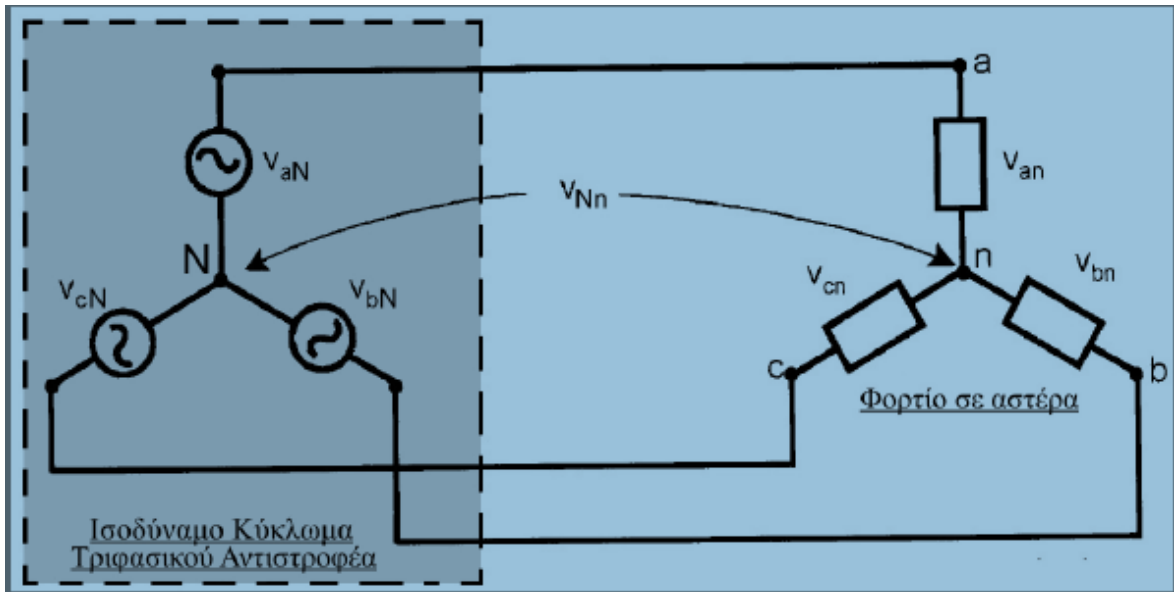
$$(3.10) \quad v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + 0 - \right. \\ \left. - \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + \dots \right]$$

$$(3.11) \quad v_{bc} = v_{bo} - v_{co} = \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + 0 - \right. \\ \left. - \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \dots \right]$$

$$(3.12) \quad v_{ca} = v_{co} - v_{ao} = \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) + 0 - \right. \\ \left. - \frac{1}{5} \cos 5 \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) + \dots \right]$$

Όπως παρατηρούμε η θεμελιώδης συνιστώσα της πολικής τάσεως έχει πλάτος $\sqrt{3}$ φορές το πλάτος της αντίστοιχης φασικής και προηγείται κατά γωνία $\pi/6$. Παρατηρώντας το σχήμα (3.22) διαπιστώνουμε πως οι πολικές τάσεις έχουν την ίδια μορφή με τα ρεύματα γραμμής σε έναν ανορθωτή γέφυρας με έλεγχο της γωνίας έναυσης των διακοπών. Οι αρμονικές της κυματομορφής είναι και εδώ τάξεως $6 \cdot n \pm 1$ όπου n ακέραιος. Τόσο η θεμελιώδης συνιστώσα των πολικών τάσεων όσο και οι αρμονικές συνιστώσες ανωτέρας τάξεως είναι μετατοπισμένες μεταξύ τους κατά $2\pi/3$.

Στο σημείο αυτό κρίνεται σκόπιμο να γίνει λόγος για το ζήτημα των αναφορών στο σύστημα αντιστροφή-κινητήρα το οποίο ενδεχομένως προκαλεί σύγχυση.



3.24: Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα και τριφασικού φορτίου συνδεσμολογίας αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο

Στις εφαρμογές συστημάτων κίνησης ο ουδέτερος κόμβος του φορτίου (της ηλεκτρικής μηχανής) είναι απομονωμένος. Σε αυτή την περίπτωση το ισοδύναμο κύκλωμα τροφοδοσίας και φορτίου είναι το ανωτέρω (σχήμα 3.24). Οι αρμονικές τρίτης τάξεως και πολλαπλασίου του τρία τάξεως γνωστές ως μηδενική ακολουθία της τροφοδοσίας θα εμφανιστούν στους κόμβους ο,n. Εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στους βρόχους ο-a-n, ο-b-n, ο-c-n λαμβάνουμε τις εξής σχέσεις:

$$(3.13) \quad v_{ao} = v_{an} + v_{no}$$

$$(3.14) \quad v_{bo} = v_{bn} + v_{no}$$

$$(3.15) \quad v_{co} = v_{cn} + v_{no}$$

και προσθέτοντας κατά μέλη (ενώ υποθέτουμε συμμετρική τροφοδοσία) προκύπτει:

$$(3.16) \quad 3v_{no} + 0 = v_{ao} + v_{bo} + v_{co}$$

$$\eta' \quad v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})$$

Τέλος αντικαθιστώντας την εξίσωση (3.16) στις (3.13), (3.14), (3.15) λαμβάνουμε αντίστοιχα:

$$(3.17) \quad v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co}$$

$$(3.18) \quad v_{bn} = \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{co}$$

$$(3.19) \quad v_{cn} = \frac{2}{3}v_{co} - \frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo}$$

Αυτές είναι οι φασικές τάσεις στο φορτίο (οι φασικές τάσεις του κινητήρα, φασικές τάσεις ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο) που επίσης έχουν χαρακτηριστική μορφή έξι παλμών (six stepped waves) ενώ είναι μετατοπισμένες κατά γωνιά $\pi/6$ από τις αντίστοιχες φασικές τάσεις της τροφοδοσίας. Οι φασικές τάσεις στο φορτίο είναι βασικά οι ίδιες είτε με απομονωμένο ή συνδεδεμένο ουδέτερο κόμβο φορτίου και πηγής. Ωστόσο, στη δεύτερη περίπτωση οι συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας ρέουν στον κλειστό βρόχο που δημιουργείται και καταπιέζονται.

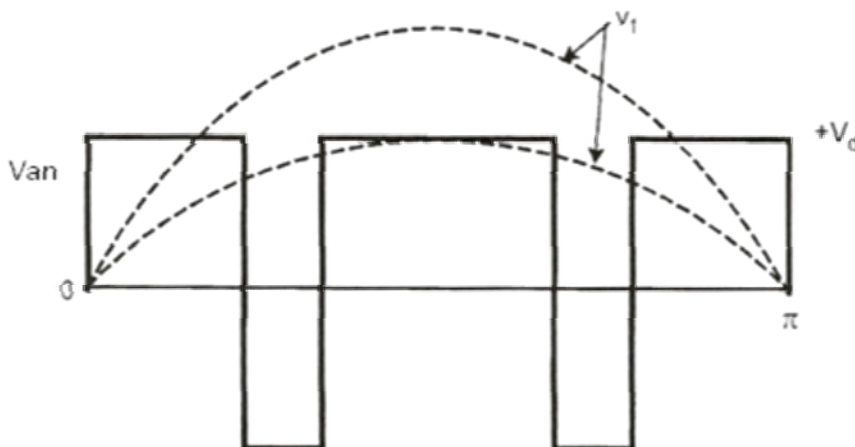
Τυπική κυματομορφή ρεύματος γραμμής για επαγωγικό φορτίο φαίνεται στο σχήμα (3.23) όπου σχεδιάζεται μαζί με τη φασική τάση V_{an} .

3.3.2.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM MODE OF OPERATION)

3.3.2.3.1 ΤΕΧΝΙΚΗ PWM

Καθώς οι αντιστροφείς περιλαμβάνουν ηλεκτρονικούς διακόπτες ικανούς να ανοιγοκλείνουν πολλές φορές μέσα σε έναν θεμελιώδη κύκλο, είναι δυνατός ο έλεγχος της κυματομορφής εξόδου τους με πολλαπλές μεταγωγές των διακοπών σε κάθε θεμελιώδη κύκλο. Στόχος είναι η παραγωγή τάσεως εξόδου που προσεγγίζει βέλτιστα την τάση αναφοράς με βελτιωμένο αρμονικό περιεχόμενο.

Η αρχή λειτουργίας της τεχνικής PWM (διαμόρφωσης εύρους παλμών) εξηγείται στο σχήμα (3.25).



Όταν η έξοδος του αντιστροφέα είναι τετραγωνικός παλμός η θεμελιώδης συνιστώσα έχει το μέγιστο πλάτος ($4V_d/\pi$) όπου V_d η dc τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα. Το πλάτος της

3.25: Τεχνική PWM. Βασική αρχή λειτουργίας για τον έλεγχο της τάσεως εξόδου

θεμελιώδους συνιστώσας πέφτει με τη δημιουργία

δύο οπών (με κατάλληλο χειρισμό των διακοπτικών στοιχείων). Μάλιστα όσο το πλάτος των οπών αυτών γίνεται μεγαλύτερο, τόσο μειώνεται και το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσεως. Έτσι, με κατάλληλη τοποθέτηση τέτοιων οπών, ή αλλιώς με ρύθμιση του συντελεστή χρησιμοποίησης (duty cycle) του τετραγωνικού παλμού, προκύπτει τάση επιθυμητής μέσης τιμής, που είναι και ο τελικός στόχος αυτής της τεχνικής διαμόρφωσης.

Έστω $Y(t)$ ο τετραγωνικός παλμός. Η μέση τιμή του τετραγωνικού παλμού, δίνεται ως εξής: $\bar{Y} = \frac{1}{T_0} \int_0^T Y(t) dt$. Έστω επίσης Y_{\max} η άνω στάθμη και Y_{\min} η κάτω στάθμη του

τετραγωνικού παλμού. Η μέση τιμή της κυματομορφής είναι συνάρτηση του duty cycle.

Η παραπάνω σχέση εξειδικεύεται ως εξής:

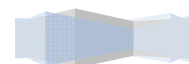
$$(3.20) \quad \bar{Y} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} Y \max dt + \int_{DT}^T Y \min dt \right] = DY \max + (1 - D)Y \min .$$

Οι τεχνικές διαμόρφωσης PWM που προτείνονται στη βιβλιογραφία είναι ποικίλες. Η κατάταξή τους γίνεται με κριτήρια όπως η ελεγχόμενη ποσότητα (τάση ή ρεύμα), η χρήση ανατροφοδότησης ή μη ανατροφοδότησης, η χρήση φέροντος ή όχι και άλλα. Οι σημαντικότερες τεχνικές διαμόρφωσης PWM μπορούν να συνοψιστούν στις εξής:

- Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation – SPWM)
- PWM για απαλοιφή επιλεγμένων αρμονικών (Selected Harmonic Elimination PWM – SHEPWM)
- PWM για ελάχιστη κυμάτωση του ρεύματος (Minimum Ripple Current PWM)
- PWM με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM – SVPWM)
- PWM με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)
- Ημιτονοειδής PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος (SPWM Instantaneous Current Control)
- Sigma Modulation
- Sigma-Delta Modulation

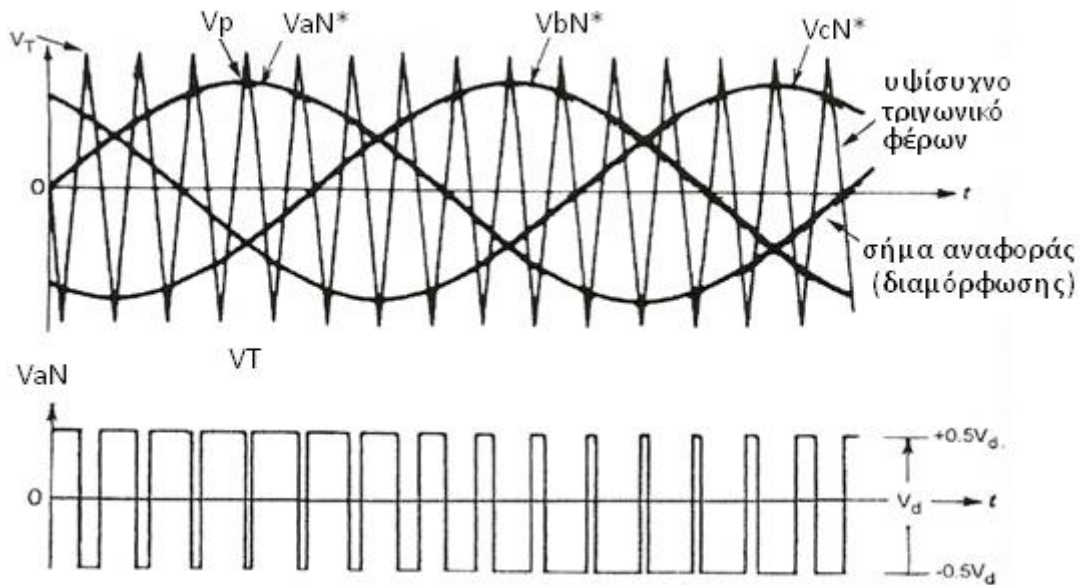
Στη συνέχεια αναλύονται οι τεχνικές SPWM (ημιτονοειδής PWM), SVPWM (PWM με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα) και Hysteresis Band Current Control PWM (PWM με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης). Η πρώτη αποτελεί την πλέον χρησιμοποιούμενη σε βιομηχανικές εφαρμογές. Ωστόσο, η τεχνική SVPWM εμφανίζει ίσως τα περισσότερα πλεονεκτήματα για συστήματα κίνησης. Η τελευταία τεχνική ξεχωρίζει για την απλότητα υλοποίησης, ενώ λόγω του άμεσου ελέγχου του ρεύματος προσφέρει τακτικά πλεονεκτήματα.

Εδώ, κρίνεται σκόπιμο να τονιστεί το εξής: η τεχνική ελέγχου του αντιστροφέα δεν έχει να κάνει σε τίποτα με το είδος της πηγής τροφοδοσίας. Έτσι οι αντιστροφείς πηγής τάσης με έλεγχο ρεύματος δεν θα πρέπει να συγχέονται με τους αντιστροφείς πηγής ρεύματος.



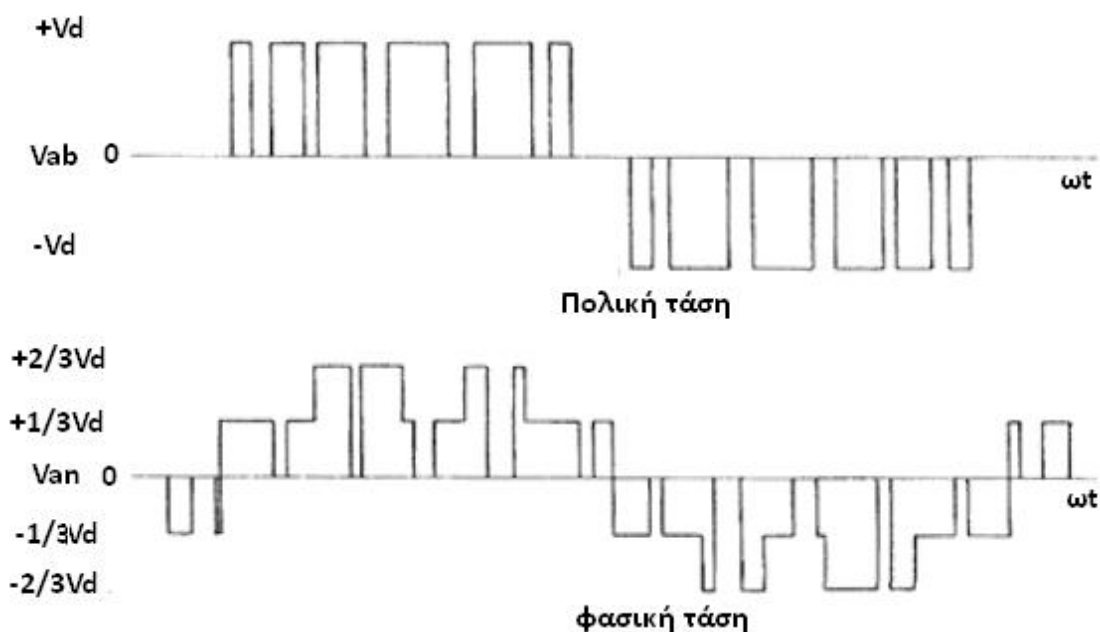
3.3.2.3.2 ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΗΣ PWM

Είναι η πλέον χρησιμοποιούμενη τεχνική διαμόρφωσης PWM στις βιομηχανικές εφαρμογές. Η αρχή λειτουργίας περιγράφεται στα σχήματα (3.26) και (3.27). Ένα



3.26 : Σύγκριση τριγωνικού φέροντος και τριφασικών τάσεων αναφοράς – Φασική τάση αντιστροφέα ως προς τον φανταστικό κόμβο αναφοράς του (μεσαία λήψη της d.c. πηγής)

συμμετρικό υψίσυχο τριγωνικό φέρον με συχνότητα f_c , συγκρίνεται με τα σήματα αναφοράς, τις τρεις ημιτονοειδείς κυματομορφές αναφοράς ή διαμόρφωσης που συνιστούν ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα θεμελιώδους συχνότητας f . Το τριγωνικό φέρον επιλέγεται κατάλληλα όπως θα αναλυθεί εν συνεχεία ενώ οι κυματομορφές αναφοράς συνιστούν την επιθυμητή κάθε φορά τροφοδοσία του φορτίου. Η διαμεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων καθορίζεται από τα σημεία τομής της τριγωνικής κυματομορφής και των κυματομορφών αναφοράς.



3.27: Πολική τάση και φασική τάση στο φορτίο (ως προς τον ουδέτερο του φορτίου)

Στο σχήμα (3.26) φαίνεται η παραγωγή της τάσεως $V_{a,N}$ (βλέπε και σχήμα 3.24) με το εύρος των παλμών της να μεταβάλλεται ημιτονοειδώς ώστε η θεμελιώδης συνιστώσα της κυματομορφής να έχει συχνότητα f και πλάτος ανάλογο του πλάτους της κυματομορφής αναφοράς. Η παραγωγή της τάσεως $V_{a,N}$ γίνεται με τον κατάλληλο χειρισμό των διακοπών Q_1 και Q_4 . Οι διακόπτες αυτοί βρίσκονται στον ίδιο κλάδο της γεφύρας και συνεπώς δεν μπορεί να άγουν ταυτόχρονα καθώς σε αυτή την περίπτωση θα έχουν βραχυκυκλώσει την πηγή συνεχούς τάσεως. Μάλιστα, για την αποφυγή αυτού του ενδεχομένου υιοθετείται ένα «νεκρό» χρονικό διάστημα ασφαλείας (lock-out ή dead-band time) κατά τη μεταγωγή των δύο διακοπών και κατά το οποίο κανένας εκ των δύο δεν άγει. Είναι λοιπόν σαφές ότι οι δύο διακόπτες λειτουργούν συμπληρωματικά. Συγκεκριμένα, στην πύλη του Q_1 εφαρμόζεται κυματομορφή όμοια με τη δεύτερη κυματομορφή του σχήματος (3.26) και με αποκομμένους τους αρνητικούς παλμούς ενώ στο Q_4 η συμπληρωματική της. Το πλάτος της κυματομορφής που εφαρμόζεται στην πύλη των διακοπτικών στοιχείων αποτελεί κατασκευαστικό στοιχείο, και δίνεται στο φύλλο προδιαγραφών και λειτουργίας (datasheet) του διακόπτη.

Η ανάλυση Fourier της τάσεως $V_{a,N}$ δίνει την εξής έκφραση:

$$(3.21) \quad V_{ao} = 0,5mV_d \sin(\omega t + \phi) + \text{όροι}_{\text{υψηλής}_{\text{συχνότητας}}}(M\omega c \pm N\omega)$$

όπου m = συντελεστής διαμόρφωσης, ω = θεμελιώδης κυκλική συχνότητα σε r/s και ϕ = μετατόπιση φάσεως της εξόδου η οποία προκύπτει συναρτήσει της θέσεως του σήματος διαμόρφωσης (αναφοράς). Οι M και N είναι ακέραιοι με άθροισμα περιττό ακέραιο.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης αποτελεί σημαντικό χαρακτηριστικό της λειτουργίας του αντιστροφέα και ορίζεται ως εξής (και για τις τρεις φάσεις):

$m = V_p/V_T$ όπου V_p η μέγιστη τιμή (peak value) του κύματος διαμόρφωσης και V_T η μέγιστη τιμή του τριγωνικού φέροντος. Ιδανικά το m μπορεί να μεταβάλλεται από 0 έως 1 ώστε η συσχέτιση μεταξύ του σήματος διαμόρφωσης και της εξόδου του αντιστροφέα να είναι γραμμική. Στη τελευταία αυτή περίπτωση ο αντιστροφέας συμπεριφέρεται ως γραμμικός ενισχυτής.

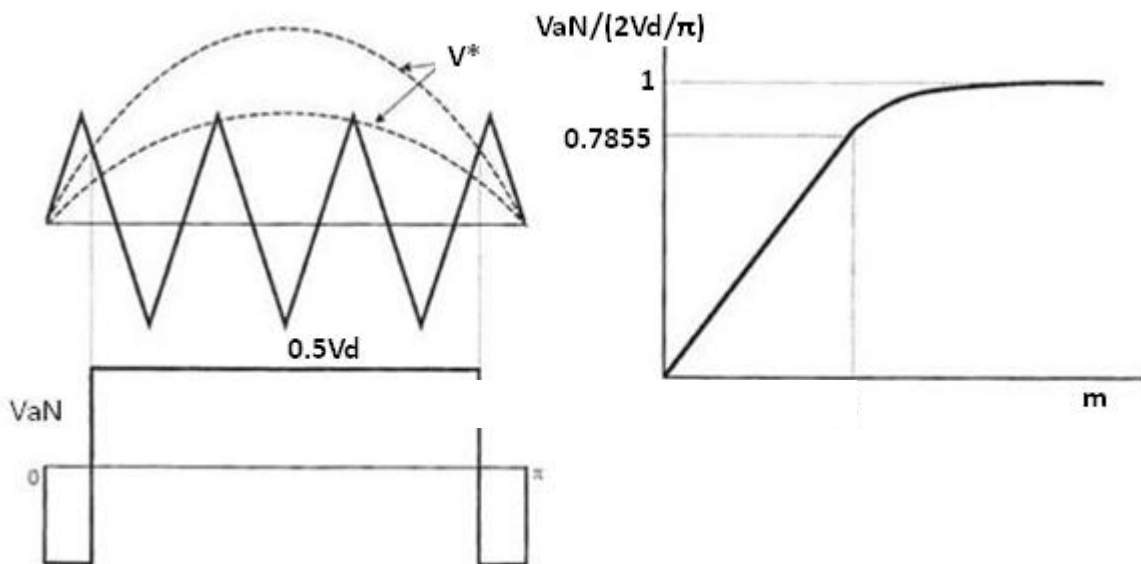
Για $m=1$ η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους τάσεως είναι $0,5V_d$, που είναι το 78,55% της τιμής κορυφής για λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Με κατάλληλη μίξη τρίτων αρμονικών με το σήμα διαμόρφωσης αυτό το ποσοστό ανεβαίνει στο 90,7%. Για $m=0$ η έξοδος του αντιστροφέα είναι τετραγωνικός παλμός με duty cycle=50% (συντελεστής χρησιμοποίησης 0,5) και συχνότητα αυτή του υψίσυχνου φέροντος. Προφανώς η μέση τιμή της κυματομορφής εξόδου εδώ είναι μηδενική.

Η ανάλυση Fourier υποδεικνύει την παρουσία αρμονικών ανώτερης τάξης που βρίσκονται σε περιοχές συχνοτήτων κοντά στην διακοπτική και τα πολλαπλάσιά της. Όπως και στη λειτουργία του αντιστροφέα με τετραγωνικό παλμό τάσεως, έτσι και εδώ η παρουσία αρμονικών στην κυματομορφή εξόδου, είναι αναπόφευκτη λόγω της μη γραμμικότητας των διακοπτικών στοιχείων. Ωστόσο, η λειτουργία του αντιστροφέα με διαμόρφωση SPWM δίνει το εξής τακτικό πλεονέκτημα: οι αρμονικές βρίσκονται σε συχνότητες ίσες και πολλαπλάσια αυτής του τριγωνικού φέροντος και ως εκ τούτου μπορούν να ελεγχθούν, ενώ οι αρμονικές χαμηλής τάξεως που παράγονται κατά τη λειτουργία τετραγωνικού παλμού απουσιάζουν.

Σήμερα πλέον είναι έκδηλη η τάση διαρκούς αύξησης της διακοπτικής συχνότητας των ημιαγωγικών στοιχείων που επί του προκειμένου επιτρέπει αντίστοιχη αύξηση της συχνότητας του τριγωνικού φέροντος και συνεπώς την αύξηση της συχνότητας των αρμονικών στις κυματομορφές εξόδου. Έτσι μικρότερα και φθηνότερα φίλτρα

χρειάζονται για την καταστολή τους, ενώ στα συστήματα οδήγησης μεταβλητής ταχύτητας το ρόλο του φίλτρου παίζει η μηχανή, την οποία οι άνθρωποι των ηλεκτρονικών ισχύος βλέπουν κατά το μάλλον ή ήττον ως ένα βαθυπερατό φίλτρο. Ωστόσο η διαρκής αύξηση της διακοπτικής συχνότητας δεν αποτελεί πανάκεια για τα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας. Η επιλογή της τελευταίας πρέπει αντιθέτως να αποτελεί το αποτέλεσμα συμβιβασμού που θα δίνει τις ελάχιστες συνολικές απώλειες στο σύστημα αντιστροφέα – κινητήρα. Το τελευταίο αποτελεί κεντρικό ζήτημα της παρούσας διπλωματικής εργασίας και αναλύεται σε επόμενα κεφάλαια.

Στην περίπτωση που ο δείκτης διαμόρφωσης υπερβεί τη μονάδα ο αντιστροφέας μπαίνει στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Η λειτουργία του τότε περιγράφεται στο σχήμα (3.28) με τον τελευταίο να λειτουργεί εν μέρει με διαμόρφωση SPWM καθώς στα κεντρικά τμήματα των τάσεων αναφοράς παράγονται αντίστοιχες κυματομορφές που έχουν μορφή τετραγωνικού παλμού με τις αρνητικές εγκοπές να απουσιάζουν. Ο αντιστροφέας εμφανίζει τότε έντονη μη γραμμική λειτουργία με τις αρμονικές χαμηλής τάξεως να εμφανίζονται. Στο όριο, με τον συντελεστή διαμόρφωσης να αυξάνει ακόμα περισσότερο, οδηγούμαστε σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού, με δύο μεταγωγές των διακοπτικών στοιχείων ανά περίοδο (καθώς η κυματομορφή αναφοράς περνάει από τα θετικά στα αρνητικά και αντίστροφα) και μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας του τετραγωνικού παλμού εξόδου ίση με $4V_d/2\pi$.



3.28: Λειτουργία στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Δεξιά φαίνονται κυματομορφές διαμόρφωσης για γωνία $0-\pi$ rad. Για $\pi - 2\pi$ rad η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι όμοια με αυτή από $0-\pi$ rad με ανεστραμμένη πολικότητα. Αριστερά φαίνεται η χαρακτηριστική ανηγμένου πλάτους ως προς τον συντελεστή διαμόρφωση. Για τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης κοντά στη μονάδα παρατηρείται έντονη μη γραμμικότητα.

Η πλέον συνήθης πρακτική στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας είναι η επιλογή φέροντος σταθερής συχνότητας. Ωστόσο, η συχνότητα του φέροντος μπορεί να επιλεγεί μεταβαλλόμενη ώστε η λειτουργία του αντιστροφέα να ανταποκρίνεται στη λειτουργία του κινητήριου συστήματος (συνηθέστερη στρατηγική είναι η εξής: όταν ο κινητήρας λειτουργεί με σταθερή ροπή και ταχύτητα ίση ή μικρότερη της ονομαστικής (περιοχή σταθερής ροπής) ο αντιστροφέας λειτουργεί με SPWM διαμόρφωση και σταθερή συχνότητα φέροντος. Όταν ο κινητήρας περάσει στην περιοχή σταθερής ισχύος ο αντιστροφέας περνάει σε υπερδιαμόρφωση (quasi SPWM) και λειτουργεί με τετραγωνικό παλμό τάσης όπου η συχνότητα του φέροντος γίνεται ίση με f (συχνότητα

θεμελιώδους)). Στην περίπτωση μεταβλητής συχνότητας φέροντος ιδιαίτερη πρόνοια πρέπει να λαμβάνεται ώστε να αποτρέπονται προβλήματα αποσυγχρονισμού στη σύγκριση των κυματομορφών ή ανεπιθύμητα άλματα της τάσεως τροφοδοσίας του κινητήρα.

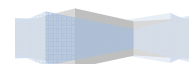
Κλείνοντας το εδάφιο αυτό υπενθυμίζουμε την πλέον διαδεδομένη επιλογή στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας: SPWM διαμόρφωση με σταθερή συχνότητα φέροντος ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους συχνότητας (έτσι εξασφαλίζεται ο συγχρονισμός στη σύγκριση των κυματομορφών), περιττό πολλαπλάσιο (ώστε να μην υπάρχουν στο φάσμα άρτιες αρμονικές) και πολλαπλάσιο του τρία καθώς ο κινητήρας έχει απομονωμένο ουδέτερο κόμβο και δεν επιτρέπει την κυκλοφορία ομοπολικών ρευμάτων (ή ρευμάτων μηδενικής ακολουθίας, τρίτης και πολλαπλασίου του τρία αρμονικής).

3.3.2.3.3 SPACE VECTOR PWM

Η τεχνική διαμόρφωσης SVPWM κάνει χρήση του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα για την παραγωγή των κατάλληλων παλμών ελέγχου στις πύλες των διακοπτικών στοιχείων. Πρόκειται πιθανότατα για την πλεονεκτικότερη από τις τεχνικές διαμόρφωσης PWM σε συστήματα κίνησης καθώς η φιλοσοφία του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα, όπως αναλύεται εν συνεχεία, έρχεται σε απόλυτη συμφωνία με τη φιλοσοφία των διανυσμάτων κατάστασης της μηχανής στα dq πλαίσια αναφοράς, όπως αναλύθηκε στο δεύτερο κεφάλαιο. Επίσης η μέθοδος SVPWM ή SVM (Space Vector Modulation technique) λαμβάνει υπ' όψιν την αλληλεπίδραση μεταξύ των φάσεων του φορτίου (κινητήρα) λόγω του απομονωμένου ουδέτερου κόμβου τους και ελαχιστοποιεί έτσι την αρμονική παραμόρφωση της φασικής τάσεως του φορτίου. Πρόκειται για μια μέθοδο που προσφέρεται για υλοποίηση σε ηλεκτρονικό υπολογιστή και σε συστήματα πραγματικού χρόνου (real time embedded systems) που υλοποιούνται με DSPs (Digital Signal Processors) που η μέχρι τώρα εφαρμογή της περιοριζόταν λόγω των αυξημένων απαιτήσεων σε υπολογιστική ισχύ.

Όπως αναφέρθηκε μόνο οχτώ συνδυασμοί αγωγής – μη αγωγής των διακοπτικών είναι πιθανοί σε έναν αντιστροφέα δύο επιπέδων, λόγω της συμπληρωματικής λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων που βρίσκονται στον ίδιο κλάδο της τριφασικής γέφυρας. Είναι προφανές ότι η κατάσταση του αντιστροφέα μπορεί να περιγραφεί με τον εκάστοτε συνδυασμό αγωγής – μη αγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Έτσι ορίζονται οχτώ διακριτές καταστάσεις του αντιστροφέα που αντιστοιχούν σε οχτώ διαφορετικές εξόδους του. Στον πίνακα (3.29) καταγράφονται οι καταστάσεις λειτουργίας του αντιστροφέα καθώς και οι αντίστοιχες φασικές τάσεις εξόδου στα άκρα του φορτίου.

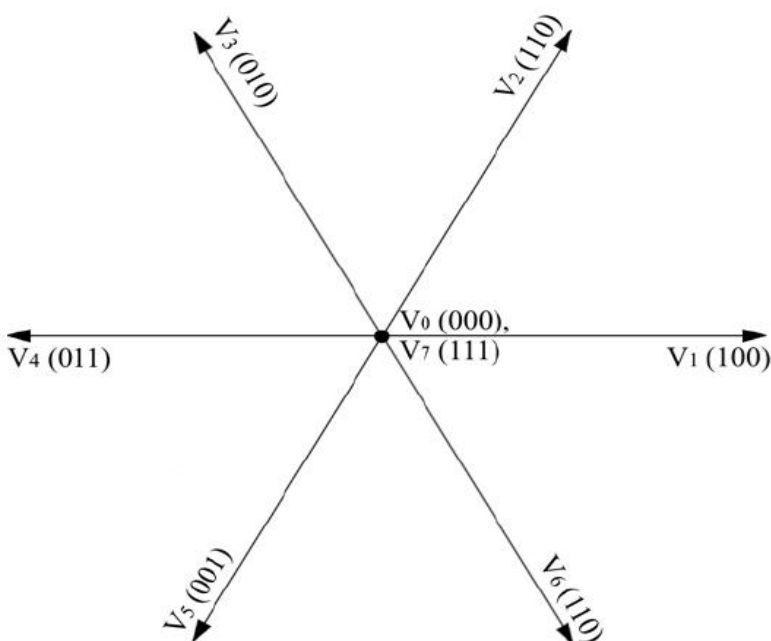
Αναλύεται η κατάσταση «0» του αντιστροφέα: οι διακόπτες Q_2 , Q_4 , Q_6 που συνιστούν το κάτω (-) ήμισυ του αντιστροφέα είναι σε κατάσταση αγωγής βραχυκυκλώνοντας έτσι τους ακροδέκτες του κινητήρα. Αντίστοιχα, στην κατάσταση «7» του αντιστροφέα οι διακόπτες Q_1 , Q_3 , Q_5 του άνω (+) ήμισυ του αντιστροφέα άγουν βραχυκυκλώνοντας και πάλι τους ακροδέκτες του κινητήρα. Αυτές είναι και οι δύο μηδενικές (zero or nule) καταστάσεις του αντιστροφέα.



Αύξων Αριθμός Κατάστασης	Ημιαγωγικοί διακόπτες σε κατάσταση αγωγής			Άνω ημιαγωγικοί διακόπτες σε κατάσταση αγωγής			Πλάτη Τάσεων στα άκρα του φορτίου κάθε φάσεως			Διάνυσμα κατάστασης αντιστροφέα
				Q ₁	Q ₃	Q ₅	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	
0	Q ₄	Q ₆	Q ₂	0	0	0	0	0	0	$\bar{V}_0(000)$
1	Q ₁	Q ₆	Q ₂	1	0	0	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$\bar{V}_1(100)$
2	Q ₁	Q ₃	Q ₂	1	1	0	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$\bar{V}_2(110)$
3	Q ₄	Q ₃	Q ₂	0	1	0	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$\bar{V}_3(010)$
4	Q ₄	Q ₃	Q ₅	0	1	1	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$\bar{V}_4(011)$
5	Q ₄	Q ₆	Q ₅	0	0	1	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$\bar{V}_5(001)$
6	Q ₁	Q ₆	Q ₅	1	0	1	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$\bar{V}_6(101)$
7	Q ₁	Q ₃	Q ₅	1	1	1	0	0	0	$\bar{V}_7(111)$

3.29: Επιτρεπτές καταστάσεις αντιστροφέα και αντίστοιχες φασικές τάσεις ως προς τον ουδέτερο κόμβο του φορτίου

Τώρα αναλύεται η κατάσταση «1» του αντιστροφέα: σε αυτήν τη περίπτωση άγουν οι διακόπτες Q₁, Q₆, Q₂ και έτσι η φάση a συνδέεται στο θετικό πόλο ενώ οι b, c στον αρνητικό πόλο της πηγής συνεχούς ρεύματος. Συνεπώς οι φασικές τάσεις του αντιστροφέα ως προς το φανταστικό σημείο αναφοράς στη μεσαία λήψη της dc τροφοδοσίας (σχήμα (3.20)) είναι $V_{aN}=V_d/2$, $V_{bN}=-V_d/2$ και $V_{cN}=-V_d/2$ ενώ οι αντίστοιχες φασικές τάσεις του φορτίου ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο κόμβο του αστέρα (n) (σχήμα (3.24)) προκύπτουν $V_{an}=2V_d/3$, $V_{bn}=-V_d/3$ και $V_{cn}=-V_d/3$. Αντίστοιχη είναι η ανάλυση και των υπόλοιπων καταστάσεων του αντιστροφέα.



3.30: Διανύσματα των οκτώ καταστάσεων του αντιστροφέα. Στο κέντρο του σχήματος (με τα μηδενικά διανύσματα) απεικονίζονται οι δυο μηδενικές καταστάσεις του αντιστροφέα. Οι υπόλοιπες έξι (τα αντίστοιχα διανύσματα) διαιρούν το επίπεδο σε έξι τομείς

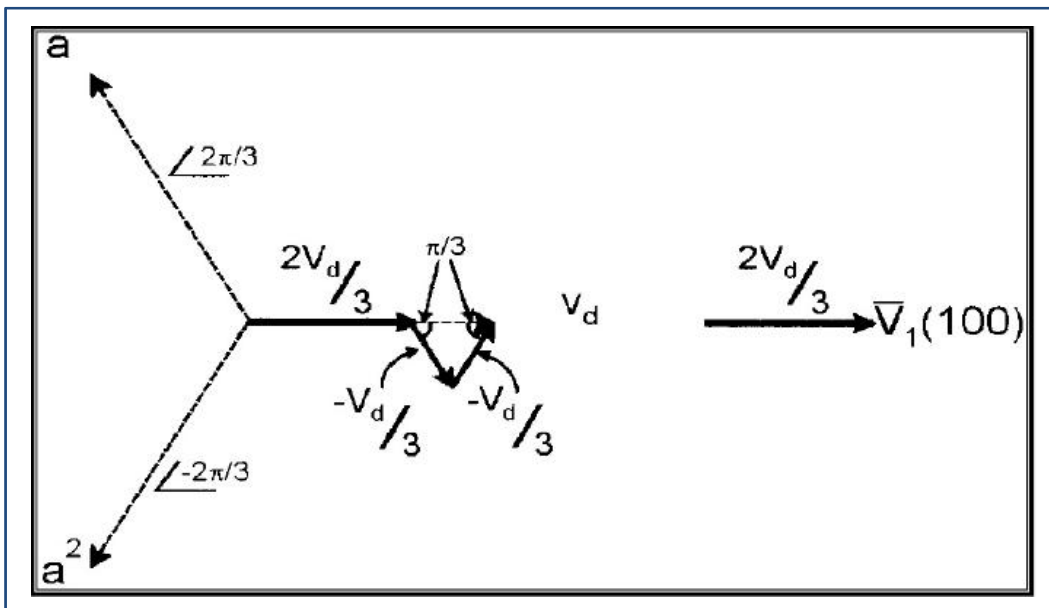
Συνεπώς, ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσεως δύο επιπέδων έχει οχτώ καταστάσεις (συνδυασμούς λειτουργίας διακοπτικών στοιχείων) με τις έξι από αυτές ενεργές («1» - «6») και τις άλλες δύο («0», «7») μηδενικές. Τα οχτώ διανύσματα καταστάσεως εξόδου του αντιστροφέα φαίνονται στο σχήμα (3.30).

Η εξαγωγή του διανύσματος καταστάσεως του αντιστροφέα μπορεί να γίνει και από τις φασικές τάσεις στο φορτίο αφού αυτές μετασχηματιστούν σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς ($d_s q_s$) ως εξής:

$$\begin{aligned}
 \bar{V} &= v_{qs}^s - jv_{ds}^s = \left(\frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} \right) - j \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}v_{bs} + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{cs} \right) \\
 &= \frac{2}{3} \left[v_{as} + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_{bs} + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_{cs} \right] \\
 &= \frac{2}{3} [v_{as} + av_{bs} + a^2v_{cs}]
 \end{aligned}
 \tag{3.22}$$

όπου $a=e^{j2\pi/3}$ και $a^2=e^{-j2\pi/3}$ με τον άξονα d να είναι ευθυγραμμισμένος με τον άξονα της φάσης a ενώ τα διανύσματα a και a^2 να είναι μοναδιαία διανύσματα συγγραμικά με τους άξονες των φάσεων b και c αντίστοιχα.

Η παραγωγή του διανύσματος κατάστασης όταν ο αντιστροφέας λειτουργεί στην κατάσταση «1» εξηγείται στο σχήμα (3.31), ενώ όμοια διαδικασία ακολουθείται για τις υπόλοιπες καταστάσεις του αντιστροφέα. Τελικά λαμβάνουμε το σχήμα (3.30) όπου φαίνονται όλες οι καταστάσεις του αντιστροφέα όπως εξηγήθηκαν παραπάνω.



3.31: Παραγωγή διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα στην κατάσταση λειτουργίας <<1>>

Η βασική αρχή λειτουργίας της τεχνικής SVPWM είναι η εξής: κάθε φορά επιλέγεται κατάλληλος συνδυασμός των καταστάσεων του αντιστροφέα οι οποίες εναλλάσσονται με τρόπο που οδηγεί στη βέλτιστη προσέγγιση του διανύσματος αναφοράς όπως αυτό μπορεί να προκύψει με μετασχηματισμό Clarke της συμμετρικής

τριφασικής τροφοδότησης αναφοράς σε πλαίσιο δύο αξόνων α , β και με ανασύνθεση των δύο αυτών κάθετων συνιστωσών.

Ειδικά για τη λειτουργία τετραγωνικού παλμού, που αποτελεί την πλέον μη γραμμική και εν τέλει ανεπιθύμητη αν και θεμελιώδη λειτουργία του αντιστροφέα η ακολουθία των διανυσμάτων κατάστασης για μια περίοδο είναι: $\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3, \bar{V}_4, \bar{V}_5, \bar{V}_6$ με το κάθε ένα να λαμβάνεται για $\pi/3$ γωνία ($6\pi/3=2\pi=1$ περίοδος). Τα μηδενικά διανύσματα κατάστασης \bar{V}_0, \bar{V}_7 δεν χρησιμοποιούνται καθόλου.

Στη συνέχεια αναλύεται η λειτουργία του αντιστροφέα με την τεχνική SVPWM και διακρίνεται η γραμμική και η μη γραμμική περιοχή λειτουργίας του (ή αλλιώς περιοχή υπερδιαμόρφωσης).

3.3.2.3.3.1 ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ($0 < \text{MODULATION INDEX} < 0,907$)

Όπως αναφέρθηκε, με τον κατάλληλο μετασχηματισμό Clarke το τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων τροφοδοσίας μετατρέπεται σε διφασικό και με την ανασύνθεση των α , β συνιστωσών προκύπτει το διάνυσμα (space vector) της τάσεως αναφοράς, V^* , που είναι φορέας της ίδιας ακριβώς πληροφορίας με το τριφασικό σύστημα τάσεων. Στο σχήμα (3.32) φαίνεται το διάνυσμα αναφοράς σε κοινό σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων με τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα. Τα τελευταία ενεργά διανύσματα κατάστασης (που αντιστοιχούν στις καταστάσεις «1»-«6») διαιρούν το επίπεδο σε έξι όμοιους κυκλικούς τομείς (sectors). Στο ίδιο σχήμα φαίνονται δύο ομόκεντροι κύκλοι, ένας με ακτίνα ίση με το πλάτος του επιθυμητού διανύσματος τάσεως και ο εγγεγραμμένος κύκλος του κανονικού εξαγώνου που αντιστοιχεί στο μέγιστο πλάτος τάσης αναφοράς για το οποίο έχουμε γραμμική λειτουργία του αντιστροφέα.

Ο στόχος είναι η παραγωγή του επιθυμητού διανύσματος τάσεως αναφοράς στην έξοδο του αντιστροφέα, και επιτυγχάνεται με την κατάλληλη χρησιμοποίηση των δύο καταστάσεων που συνθέτουν τον κυκλικό τομέα στον οποίο ανήκει η τάση αναφοράς και της μηδενικής κατάστασης για κατάλληλα χρονικά διαστήματα, όπως εξηγείται παρακάτω.

Αναλύοντας το \bar{V}^* στα \bar{V}_1 και \bar{V}_2 λαμβάνουμε:

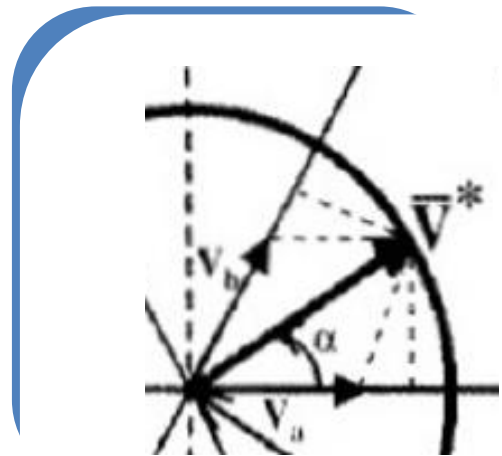
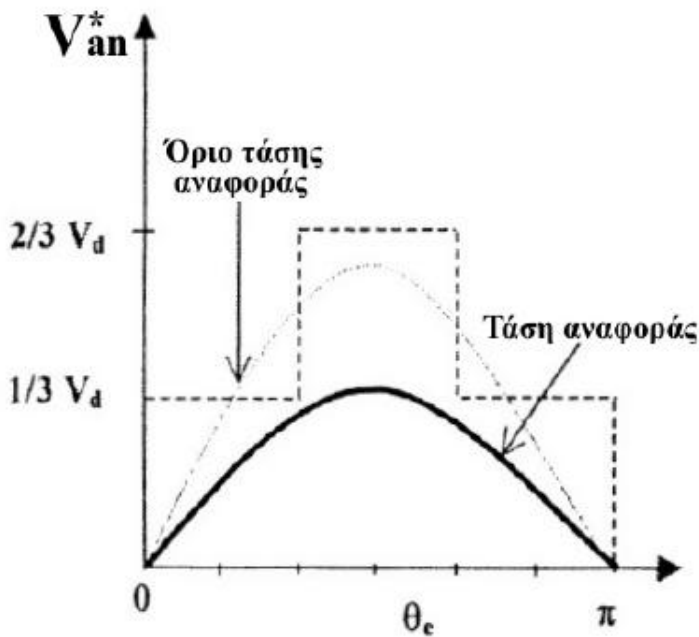
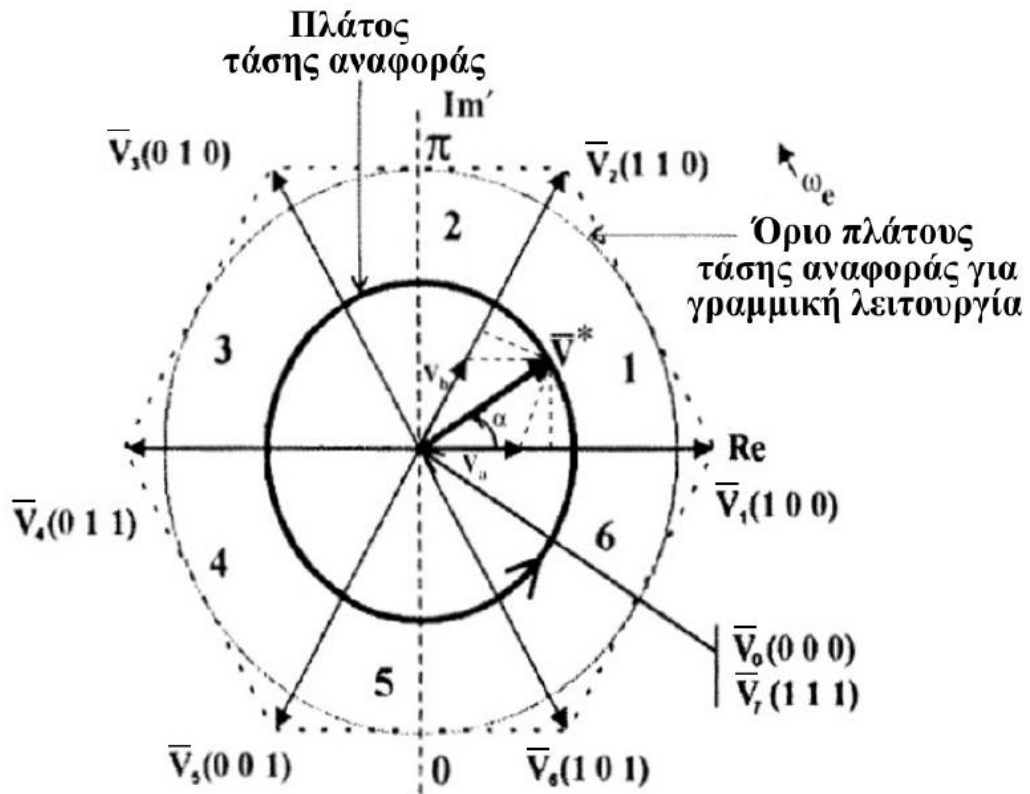
$$(3.23) \quad V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) = V_a \sin\frac{\pi}{3}$$

$$(3.24) \quad V^* \sin a = V_b \sin\frac{\pi}{3} \quad \text{άρα}$$

$$(3.25) \quad V_a = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$$

$$(3.26) \quad V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V^* \sin a$$

(οι σχέσεις αυτές προκύπτουν εύκολα από την ομοιότητα των τριγώνων που σχηματίζονται (σχήμα (3.33))



Σχήμα 3.33

3.32: Γραμμική περιοχή λειτουργίας αντιστροφέα

3.33: Ανάλυση του διανύσματος αναφοράς στα V_a και V_b εφαρμόζοντας απλές εκφράσεις ομοιότητας τριγώνων

Θεωρώντας τώρα χρονική περίοδο T_c κατά την οποία η τάση εξόδου του αντιστροφέα πρέπει να είναι V^* προσδιορίζουμε τους χρόνους t_a , t_b και t_0 για τους οποίους ο αντιστροφέας θα λειτουργεί στις καταστάσεις «1», «2» και «0» ή «7» αντίστοιχα ανασυνθέτοντας τα αντίστοιχα διανύσματα καταστάσεως με κατάλληλα χρονικά βάρη. Έτσι λαμβάνουμε:

$$(3.27) \quad V^* = V_a + V_b = V_1 \frac{t_a}{T_c} + V_2 \frac{t_b}{T_c} + (V_0 \dot{\eta} V_7) \frac{t_0}{T_c} \quad \eta'$$

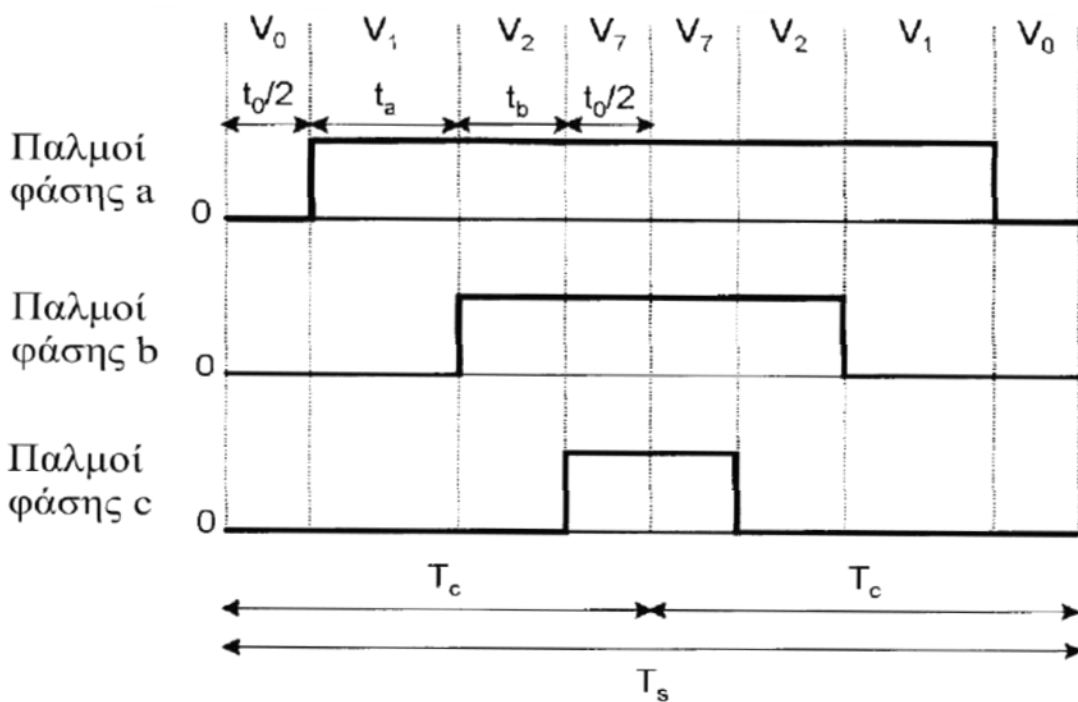
$$(3.28) \quad V^* T_c = V_1 t_a + V_2 t_b + (V_0 \dot{\eta} V_7) t_0$$

όπου

$$(3.29) \quad t_a = \frac{V_a}{V_1} T_c$$

$$(3.30) \quad t_b = \frac{V_b}{V_2} T_c$$

$$(3.31) \quad t_0 = T_c - (t_a + t_b)$$



3.34: Παλμοί εξόδου αντιστροφέα για την κατασκευή του διανύσματος της τάσεως αναφοράς από τον κατάλληλο συνδυασμό επιτρεπτών καταστάσεων του αντιστροφέα

Οι καταστάσεις «1» και «2» είναι που συνεισφέρουν στην μέση τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, ενώ οι «0» ή «7» συμπληρώνουν τις χρονικές οπές ώστε το προκύπτον διάνυσμα τάσεως να έχει πλάτος όσο και το διάνυσμα αναφοράς. Στο σχήμα (3.34) φαίνεται η κατανομή των παλμών τάσεως των τριών φάσεων σε χρονικό διάστημα $T_s = \text{sampling time} = \text{περίοδος δειγματοληψίας}$. Ο χρόνος T_s μπορεί να οριστεί ως ο χρόνος ενός κύκλου υπολογισμού ή αλλιώς ως η συχνότητα με την οποία το σύστημα ελέγχου και συγκεκριμένα ο ελεγκτής ανανεώνει τους παλμούς ελέγχου στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων ορίζοντας καινούργια duty cycle των κυματομορφών εξόδου.

Στο ανωτέρω σχήμα παρατηρούμε τα εξής: Οι παλμοί είναι συμμετρικοί ως προς το μέσον του διαστήματος $T_s = 2T_c$. Έτσι επιτυγχάνεται βέλτιστη (ελάχιστη) αρμονική παραμόρφωση της τάσεως εξόδου του αντιστροφέα. Επίσης, οι διαμεταγωγές των διακοπών ελαχιστοποιούνται και μαζί τους ελαχιστοποιούνται και οι διακοπτικές απώλειες.

Ο αντιστροφέας λειτουργεί στη γραμμική περιοχή όσο η V^* βρίσκεται εντός του εξαγώνου (σχήμα 3.32). Ο δείκτης διαμόρφωσης ορίζεται ως εξής:

$$(3.32) \quad m' = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_{1sw}}$$

όπου \hat{V}^* το επιθυμητό πλάτος του διανύσματος της τάσεως εξόδου και \hat{V}_{1sw} το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας ($4V_d/2\pi$) για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως. Το μέγιστο πλάτος τάσης αναφοράς για γραμμική λειτουργία αντιστοιχεί στο ύψος του κανονικού εξαγώνου (στην ελάχιστη δηλ. απόσταση του κέντρου από τις πλευρές του εξαγώνου) που είναι:

$$(3.33) \quad V_m^* = \frac{2}{3}V_d \cos \frac{\pi}{6} = 0,577V_d$$

Στο όριο της γραμμικής λειτουργίας ο συντελεστής διαμόρφωσης προκύπτει:

$$(3.34) \quad m' = \frac{\hat{V}_m^*}{\hat{V}_{1sw}} = \frac{0,577V_d}{2/\pi \cdot V_d} = 0,907$$

με το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσεως εξόδου να είναι το 90,7% του αντίστοιχου για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως ($0 < m < 0,907$).

3.3.2.3.3.2 ΠΕΡΙΟΧΗ ΥΠΕΡΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

Στην περιοχή αυτή ο αντιστροφέας παύει να λειτουργεί γραμμικά καθώς το πλάτος του διανύσματος αναφοράς ξεπερνάει το ύψος του κανονικού εξαγώνου που αποτελεί το όριο της γραμμικής λειτουργίας.

Η λειτουργία υπερδιαμόρφωσης διακρίνεται σε δύο περιοχές: στην περιοχή 1 ($0,907 < m < 0,952$) όπου το V^* τέμνει το εξάγωνο σε δύο σημεία σε κάθε τομέα υπάρχει πρόβλημα στην παρακολούθηση του διανύσματος αναφοράς από τον αντιστροφέα όταν αυτό ξεπερνά τα όρια του εξαγώνου. Μια τροποποιημένη τροχιά, αποτελούμενη από γραμμικά και κυκλικά τμήματα προτείνεται για το διάνυσμα αναφοράς ώστε να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα (σχήμα 3.35). Τα κυκλικά τμήματα της τροποποιημένης τροχιάς έχουν πλάτος $|V_m| > |V^*|$ ώστε να αντισταθμιστούν τα σημεία στα οποία το πλάτος του διανύσματος αναφοράς V^* ξεπερνά το ύψος του κανονικού εξαγώνου και μοιραία ισχύει $|V^*| > |V_m|$ ($m = \text{modified}$). Προφανώς, για την κυκλική τροχιά ισχύουν οι σχέσεις (3.29) - (3.31) όπου το V^* αντικαθίσταται με V_m ενώ για τα γραμμικά τμήματα της τροποποιημένης τροχιάς (στα όρια του εξαγώνου) τα νεκρά διαστήματα (καταστάσεις «0», «7» του αντιστροφέα) εξαφανίζονται και τα t_a , t_b υπολογίζονται ως εξής:

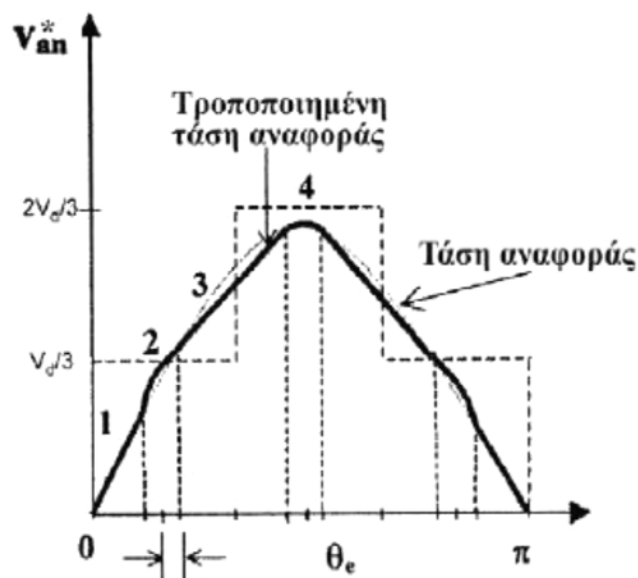
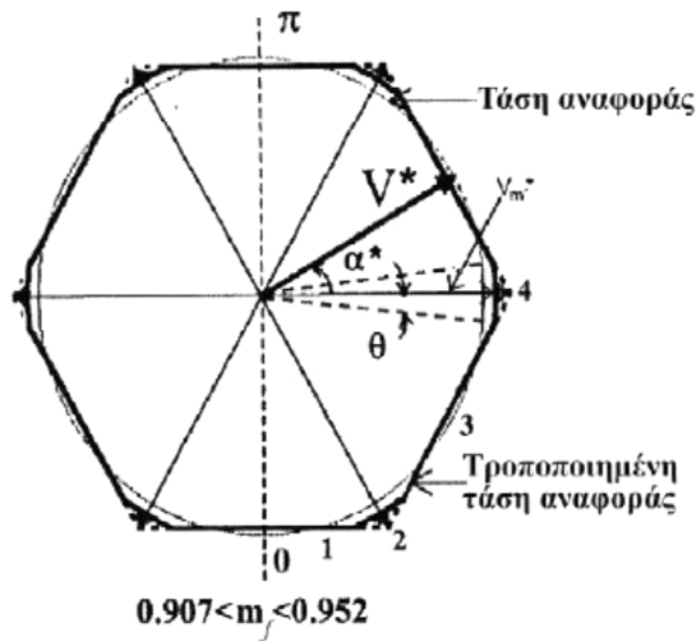
$$(3.35) \quad t_a = T_c \left[\frac{\sqrt{3} \cos a - \sin a}{\sqrt{3} \cos a + \sin a} \right]$$

$$(3.36) \quad t_b = T_c - t_a$$

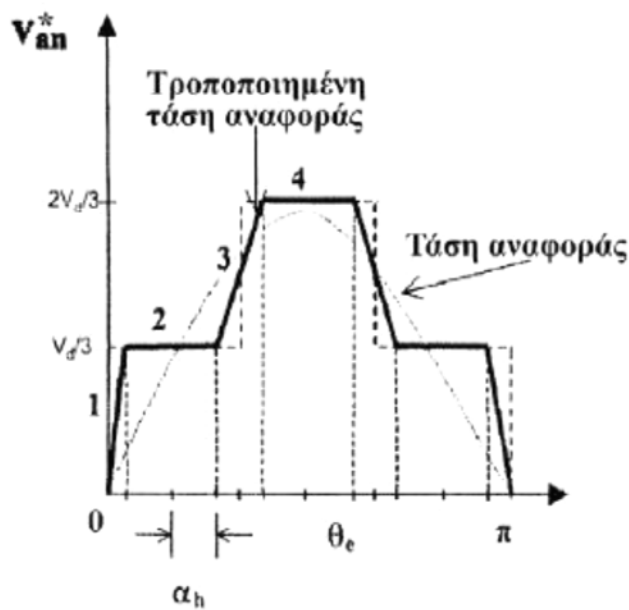
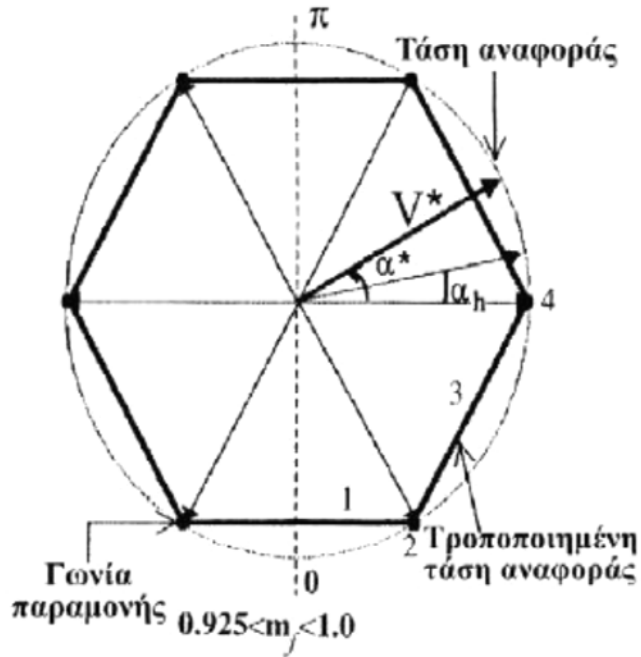
Η προκύπτουσα μέση φασική τάση έχει γραμμικά τμήματα που αντιστοιχούν στα γραμμικά τμήματα της τροποποιημένης τροχιάς και ημιτονοειδή τμήματα που αντιστοιχούν στα κυκλικά της τροποποιημένης

τροχιάς (κυματομορφή φασικής τάσεως στο σχήμα (3.35)). Η αναλυτική έκφραση της θεμελιώδους τάσεως εξόδου είναι η εξής:

$$(3.37) \quad V_1 = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi-\theta}{6}} v_1 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi+\theta}{6}} v_2 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi-\theta}{2}} v_3 \sin \theta_e d\theta_e + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi-\theta}{6}} v_4 \sin \theta_e d\theta_e \right]$$



3.35: Περιοχή υπερδιαμόρφωσης 1 αντιστροφέα



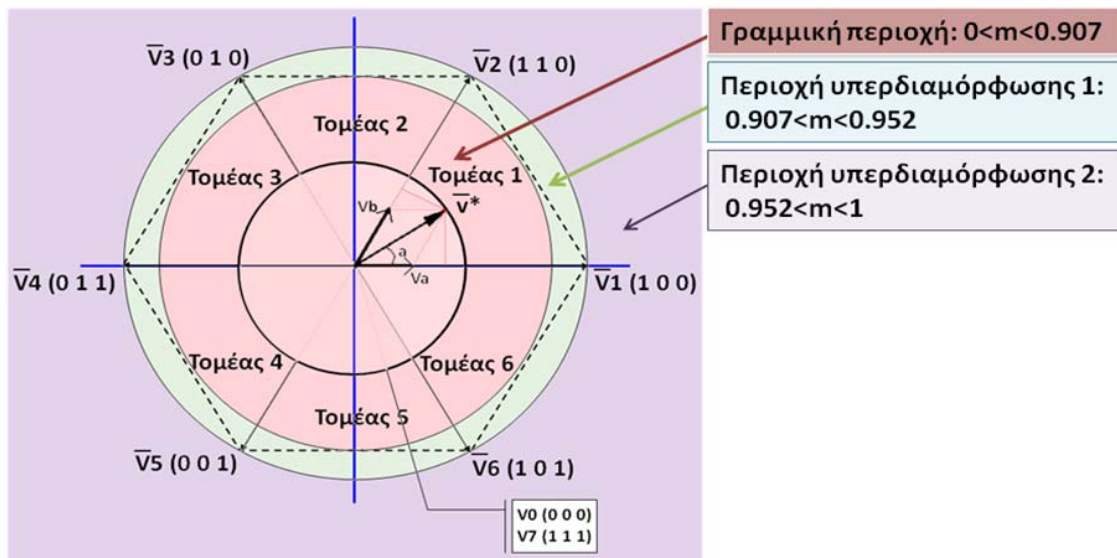
3.36: Περιοχή υπερδιαμόρφωσης 2 αντιστροφέα

Καθώς το πλάτος του V_s^* αυξάνεται, αυτό παύει να τέμνει πλέον το εξάγωνο καθώς κινείται σε κυκλική τροχιά μεγαλύτερη ή ίση του περιγεγραμμένου κύκλου του εξαγώνου. Αυτή είναι η περιοχή 2 της υπερδιαμόρφωσης ($0,925 < m' < 1$) που οριακά οδηγεί τον αντιστροφέα σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Και εδώ προτείνεται μια τροποποιημένη τροχιά (σχήμα 3.36) που συνίσταται από τα σημεία των κορυφών του εξαγώνου και τις πλευρές του, με το διάνυσμα αναφοράς μερικώς να συγκρατείται στις κορυφές του εξαγώνου αυτού και μερικώς να κινείται στις πλευρές του δίνοντας σταθερά διαστήματα και διαστήματα με γραμμική μεταβολή στη φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα. Η τροποποιημένη γωνία (α_m) στην περιοχή 2 δίνεται ως εξής:

$$(3.38) \quad a_m = \begin{cases} 0 < \gamma < \alpha < a^* < a_h \\ \frac{a^* - a_h}{\frac{\pi}{3} - a_h} \cdot \frac{\pi}{6} - \gamma < \alpha < a^* < \left(\frac{\pi}{3} - a_h\right) \\ \frac{\pi}{3} - \gamma < \alpha < \left(\frac{\pi}{3} - a_h\right) < a^* < \frac{\pi}{3} \end{cases}$$

Έμφαση δίνεται στις κορυφές του εξαγώνου, που αποκλειστικά χρησιμοποιούνται κατά τη λειτουργία τετραγωνικού παλμού, όπου $\alpha_h = (\pi/3)/2 = \pi/6$ (ακολουθία $V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow \dots \rightarrow V_6$ όπως αναφέρθηκε στην ανάλυση της λειτουργίας τετραγωνικού παλμού).

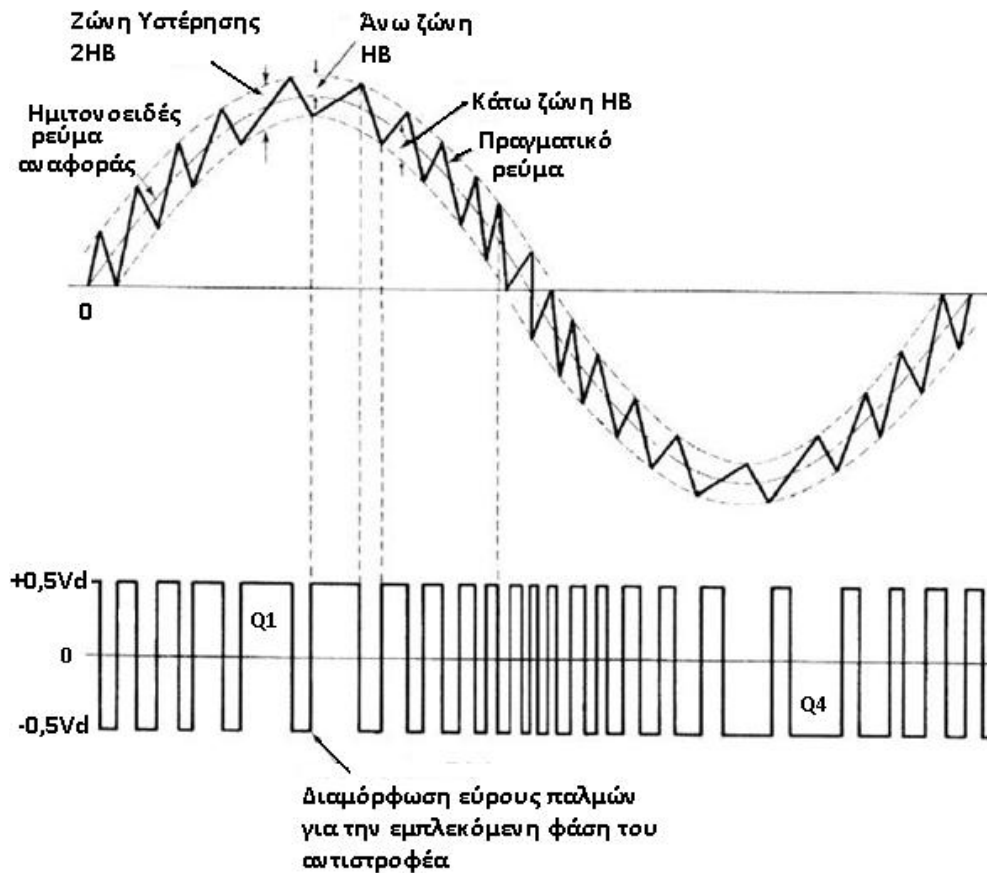
Σε μια συνοπτική αναπαράσταση δίνονται τα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα στο dq επίπεδο όπου και διακρίνονται οι περιοχές γραμμικής και μη γραμμικής λειτουργίας του υπό SVPWM τεχνική διαμόρφωσης.



3.3.2.3.4 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΖΩΝΗ ΥΣΤΕΡΗΣΗΣ

Η τεχνική της διαμόρφωσης του εύρους των παλμών με τον έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης βασίζει τη λειτουργία της σε έναν κλειστό βρόχο ανάδρασης του στιγμιαίου ρεύματος και στη δημιουργία ενός σήματος σφάλματος (διαφορά μεταξύ πραγματικού ρεύματος και ρεύματος αναφοράς) που με κατάλληλο αλγόριθμο οδηγεί στη δημιουργία των παλμών ελέγχου των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, στόχος της τεχνικής αυτής είναι να διατηρήσει το ρεύμα του κινητήρα (φορτίου) εντός προκαθορισμένης ζώνης υστερήσεως γύρω από την μέση τιμή, διατηρώντας ένα μέγιστο αποδεκτό απόλυτο σφάλμα. Ο αλγόριθμος PWM διαμόρφωσης που συντηρεί το ρεύμα μιας φάσεως του φορτίου εντός προκαθορισμένης ζώνης υστερήσεως εξηγείται άμεσα στο σχήμα (3.37). Η προσεκτική, συγκριτική παρατήρηση των κυματομορφών τάσεως και ρεύματος μας αποκαλύπτει τον αλγόριθμο ελέγχου: όταν το ρεύμα φθάσει στο άνω όριο της ζώνης υστερήσεως (με τάση να την εγκαταλείψει) κατάλληλη ενέργεια το συγκρατεί εντός της. Η ενέργεια αυτή είναι η αλλαγή της

κατάστασης αγωγής των δύο συμπληρωματικά λειτουργούντων διακοπών της εμπλεκόμενης φάσεως. Συγκεκριμένα ανοίγει ο (+) άνω διακόπτης και κλείνει ο (-) κάτω διακόπτης του κλάδου της εμπλεκόμενης φάσεως ώστε η τάση του αντιστροφέα σε αυτή τη φάση να γίνει αρνητική και το ρεύμα να αρχίσει να πέφτει. Αντίστοιχα, όταν το ρεύμα πέφτει και αγγίξει το κάτω όριο της ζώνης υστέρησης γίνεται ο συμπληρωματικός χειρισμός του προηγούμενου, θετική τάση εμφανίζεται στην σχετική φάση και το ρεύμα αλλάζει πορεία παραμένοντας και πάλι στη ζώνη υστέρησης. Η τεχνική ελέγχου με ζώνη υστέρησης βασίζεται στην αρχή του bang-bang ελέγχου, ο οποίος συνίσταται σε διαδοχικές και κατά το μάλλον ή ήττον χονδροειδείς ωθήσεις της υπό έλεγχο ποσότητας ώστε αυτή να ικανοποιεί συγκεκριμένα κριτήρια. Προφανώς, το σήμα αναφοράς όσο και το εύρος της ζώνης υστέρησης είναι ποσότητες που καθορίζονται από τον κατασκευαστή του αλγορίθμου.



3.37: Διαμόρφωση εύρους παλμών με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης

Κυριότερα πλεονεκτήματα αυτής της τεχνικής είναι η απλότητα υλοποίησης και η ταχεία απόκριση. Άλλωστε ο άμεσος έλεγχος του ρεύματος φορτίου (κινητήρα) είναι ιδιαίτερα επιθυμητός στα συστήματα κίνησης. Ωστόσο, οι χονδροειδείς ωθήσεις του ρεύματος σε διαφορετικές κατευθύνσεις δημιουργούν και προβλήματα κάνοντας την τεχνική να απέχει από το ολικό βέλτιστο. Σημαντικά ζητήματα θέτονται σχετικά με τη κυμάτωση του ρεύματος και τη διακοπτική συχνότητα, τον τρόπο που αυτά μεταβάλλονται κατά τη διάβαση του κινητήρα από διαδοχικές καταστάσεις λειτουργίας και το αντίκτυπο που έχουν στο κινητήριο σύστημα σε θέματα επίδοσης και απόδοσης (απωλειών). Επίσης η πιθανότητα υιοθέτησης δυναμικού εύρους ζώνης υστέρησης προσφέρεται προς μελέτη. Τα παραπάνω προσεγγίζονται σε μεγαλύτερο βάθος στο κεφάλαιο 5 που εμβαθύνει σε θέματα ελέγχου των απωλειών του κινητήριου συστήματος.

3.4 ΠΑΡΕΝΕΡΓΕΙΕΣ ΑΠΟ ΤΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ

Παρότι αποδοτική και αποτελεσματική, η χρήση ηλεκτρονικών ισχύος στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας γεννά ανεπιθύμητες παρενέργειες. Χαρακτηριστικά αναφέρεται στη βιβλιογραφία ότι η έκταση και σοβαρότητα των ζητημάτων αυτών κάνει ακόμα πιο κοινή τη συνήθη έκφραση περί «δευτερευόντων θεμάτων, αλλά πρωτευόντων ανησυχιών».

Το πρόβλημα των αρμονικών χαμηλής τάξεως που εγχέονται στο σύστημα από τους μη ελεγχόμενους ανορθωτές έχει ήδη εξηγηθεί. Για την αποφυγή μεγάλων και ακριβών παθητικών φίλτρων άλλα ενεργά χρησιμοποιούνται. Επίσης χρησιμοποιούνται ανορθωτές με τεχνική διαμόρφωσης PWM οι οποίοι όμως παράγουν συστάδες αρμονικών γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και τα πολλαπλάσιά της. Αυτές οι υψίσυχνες συνιστώσες των ρευμάτων του δικτύου προκαλούν αντίστοιχες υψίσυχνες συνιστώσες τάσεως που καλούνται θόρυβος τάσεως (voltage noise) και που είναι ευρέως γνωστός με τον όρο EMI (ElectroMagnetic Interference, δηλ. ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές). Επιπρόσθετος θόρυβος εγχέεται στο σύστημα λόγω της λειτουργίας του αντιστροφέα μέσω της dc ζεύξεως (dc bus) και του ανορθωτή, ενώ η καθεαυτή λειτουργία των διακοπτικών στοιχείων παράγει ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο στην κλίμακα των MHz. Μέρος της ενέργειας του υψίσυχνου αυτού θορύβου ακτινοβολείται από τις γραμμές μεταφοράς και οποιαδήποτε άλλη καλωδίωση που για τέτοιες συχνότητες λειτουργεί ως ακτινοβολητής (κεραία). Καθώς τόσο ο ακτινοβολούμενος θόρυβος, όσο και ο θόρυβος που άγεται στη διάταξη παρενοχλούν τον ευαίσθητο ηλεκτρονικό εξοπλισμό, ειδικά βαθυπερατά φίλτρα, καλούμενα ως EMI φίλτρα ή φίλτρα ακουστικών συχνοτήτων (RF Filters, Radio Frequency Filters) τοποθετούνται στην είσοδο του ανορθωτή, αποκόβοντας τον υψίσυχνο θόρυβο.

Οι υψηλές τιμές στο ρυθμό μεταβολής της τάσεως (dV/dt), αποτέλεσμα του μικρού χρόνου ανόδου των παλμών της τάσεως του αντιστροφέα, αποτελούν μια ακόμη πηγή προβλημάτων, καθώς προκαλούν γρηγορότερη γήρανση της μονώσεως των τυλιγμάτων του στάτη λόγω της άνισης κατανομής της τάσεως στις επιμέρους σπείρες. Ακόμα, ένα σημαντικό ζήτημα είναι η σύνδεση του αντιστροφέα και της μηχανής. Αν το καλώδιο είναι αρκετά μακρύ μπορεί να εμφανίσει συμπεριφορά γραμμής μεταφοράς και κυματικά φαινόμενα (ανάκλαση και διάθλαση των παλμών στα άκρα της γραμμής λόγω έλλειψης προσαρμογής) μπορεί να οδηγήσουν σε φαινόμενα συμβολής με το πλάτος των παλμών τάσεως στη μηχανή να είναι διπλάσιο του ονομαστικού. Ο εμπειρικός κανόνας προβλέπει 60m καλωδίου για κάθε μsec χρόνου ανόδου. Προφανώς οι υπερτάσεις αυτές είναι επικίνδυνες για τη μόνωση των τυλιγμάτων του στάτη και πρέπει να περιορίζονται και στα δύο άκρα του καλωδίου με RC φίλτρα.

Ακόμα, η τριφασική μηχανή επαγωγής μπορεί να ειδωθεί ως τριφασικό φορτίο με την κάθε τάση να έχει παράσιτες χωρητικότητες ως προς τη γη. Οι τελευταίες, παρότι μικρής τιμής, παρέχουν δρόμους χαμηλής αντίστασης στα μεταβατικά ρεύματα που παράγονται από τις υψηλές τιμές του ρυθμού μεταβολής της τάσεως dV/dt λόγω της λειτουργίας του αντιστροφέα. Χαρακτηριστική είναι η παράσιτη χωρητικότητα που δημιουργείται στα ρουλεμάν της μηχανής με το λεπτό φιλμ του λιπαντικού μεταξύ των κινούμενων μερών να λειτουργεί ως διηλεκτρικό. Ηλεκτρικό φορτίο συσσωρεύεται σε αυτές τις χωρητικότητες μέχρι που η τάση μεταξύ των κινούμενων μερών και της γης ξεπερνά τη διηλεκτρική αντοχή του λιπαντικού. Μετά από λίγους μήνες λειτουργίας ενός τέτοιου συστήματος κίνησης τα ίχνη των ηλεκτρικών εκκενώσεων γίνονται εμφανή.

Άμεσα αντίμετρα είναι η χρήση αγώγιμων λιπαντικών, κλωβού Faraday στο διάκενο της μηχανής ή σύστημα γείωσης του άξονα. Για τη μείωση του ρεύματος διαρροής μηδενικής ακολουθίας μεταξύ ουδέτερου και γης κατάλληλο στραγγαλιστικό πηνίο ή μετασχηματιστής μπορεί να χρησιμοποιηθεί στους ακροδέκτες της μηχανής.

Τέλος, η σταθερή διακοπτική συχνότητα προκαλεί ηχητική ενόχληση καθώς λόγω του φαινομένου της μαγνητοσυστολής παράγεται ήχος (ηχητικό κύμα) συγκεκριμένης συχνότητας. Για τη σιωπηλή λειτουργία του συστήματος κίνησης η διακοπτική συχνότητα πρέπει να αυξηθεί σε αυτές των υπερήχων (συχνότητες μεγαλύτερες των 20kHz) κάτι που δεν είναι πάντα εφικτό. Άλλες λύσεις που προτείνονται σε αυτή τη την περίπτωση είναι η τυχαία αλλαγή της διακοπτικής συχνότητας, έτσι ώστε η ισχύς των διακριτών αρμονικών συνιστωσών (watts) να μετατρέπεται σε πυκνότητα ισχύος (watts/Hertz) και το αρμονικό φάσμα από διακριτό σε συνεχές. Έτσι, ο τονικός ήχος (ήχος συγκεκριμένου τονικού ύψους, δηλαδή συχνότητας) μετατρέπεται σε στατικό θόρυβο που πιο εύκολα χάνεται στον θόρυβο του περιβάλλοντος. Η τυχαία αλλαγή της διακοπτικής συχνότητας επίσης μειώνει τις ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές από το σύστημα οδήγησης στο σύστημα τροφοδοσίας (τριφασικό δίκτυο).

3.5 ΣΥΝΟΨΗ

Στο παρόν κεφάλαιο έγινε η ανάλυση των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας με μηχανές επαγωγής.

Αρχικά μελετήθηκε ο ανορθωτής. Έτσι ονομάζεται ο μετατροπέας από ac σε dc τάση που χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία του αντιστροφέα. Έμφαση δόθηκε στον μη ελεγχόμενο αντιστροφέα διόδων με τοπολογία τριφασικής γεφύρας που αποτελεί και τη συνηθέστερη επιλογή ιδιαίτερα στις υψηλές ισχείς. Αναφορά έγινε και στους ελεγχόμενους ανορθωτές με έλεγχο της γωνίας έναυσης καθώς και στους ανορθωτές με τεχνική διαμόρφωσης PWM που προσφέρουν το πλεονέκτημα του ελέγχου της ροής ισχύος (επιτρέπουν τη ροή αντίστροφων ρευμάτων προς την πηγή), με τους τελευταίους να βελτιώνουν σημαντικά την ποιότητα των ρευμάτων που το σύστημα συνεισφέρει στον ανορθωτή. Άλλωστε η ποιότητα των ρευμάτων αυτών είναι το μέγιστο μειονέκτημα του μη ελεγχόμενου ανορθωτή λόγω της παρουσίας αρμονικών χαμηλής τάξεως που δύσκολα αποκόβονται.

Στη συνέχεια μελετήθηκε ο αντιστροφέας. Έτσι ονομάζεται ο μετατροπέας από dc σε ac ο οποίος τροφοδοτεί τον κινητήρα (φορτίο). Συγκεκριμένα αναλύθηκε ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσεως δύο επιπέδων σε συνδεσμολογία γέφυρας που αποτελεί την τυπικότερη τοπολογία αντιστροφέα στα βιομηχανικά συστήματα κίνησης. Αναφορά έγινε και στον αντιστροφέα πηγής ρεύματος. Στο υποκεφάλαιο αυτό δόθηκαν και οι βασικές αρχές ελέγχου του αντιστροφέα με ιδιαίτερη έμφαση στην τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) και ειδικά στις τεχνικές ελέγχου:

- Ημιτονοειδής PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation – SPWM)
- PWM με έλεγχο ρεύματος σε ζώνη υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)
- PWM με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector PWM – SVPWM)

Τέλος, έγινε συζήτηση γύρω από τις παρενέργειες από τη λειτουργία των μετατροπέων ισχύος στο υπόλοιπο σύστημα κίνησης.

4 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι βασικές αρχές του ελέγχου των κινητήρων επαγωγής και οι εμπλεκόμενες διατάξεις ελέγχου αναλύθηκαν στο εισαγωγικό κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας, όπου έγινε και μια ιστορική αναδρομή στον έλεγχο των μηχανών αυτών. Ήδη από το κεφάλαιο αυτό έγινε εμφανής η ασύγκριτη υπεροχή των σύγχρονων τεχνικών ελέγχου που υλοποιούνται με τη χρήση μετατροπέων ισχύος και μικροεπεξεργαστών σε σχέση με παλαιότερες προσεγγίσεις στα ζητήματα του ελέγχου αυτών των μηχανών. Άλλωστε το επιστημονικό και τεχνολογικό ενδιαφέρον στο πεδίο του ελέγχου των μηχανών εναλλασσόμενου είναι αμείωτο από τη γένεση τους έως και σήμερα, με την προσπάθεια για τη βελτίωση των γνωστών τεχνικών ελέγχου και την εισαγωγή νέων ευφυών τεχνικών ελέγχου να είναι διαρκής.

Το ενδιαφέρον αυτό δικαιολογείται μερικώς από τις προκλήσεις και το εύρος του επιστημονικού αυτού πεδίου, αλλά πολύ περισσότερο από την ευρύτατη κλίμακα των εφαρμογών αυτών των συστημάτων, εφαρμογές από μερικά κλάσματα του Watt μέχρι χιλιάδες και εκατομμύρια Watts που καλύπτουν πληθώρα δραστηριοτήτων βιομηχανικών, δημόσιων ή οικιακών με τις βασικότερες να είναι οι εξής:

- Βιομηχανικές εφαρμογές: εφαρμογές ανύψωσης, μεταφοράς, περιστροφής. Εργαλειομηχανές και βιομηχανικά ρομπότ.
- Εφαρμογές στο τομέα των μεταφορών: ηλεκτρικά τρένα, τρόλεϊ και ιδιαίτερα τα τελευταία χρόνια αυτοκίνητα καθώς σχεδόν όλες οι μεγάλες αυτοκινητοβιομηχανίες επενδύουν ποσά στην έρευνα και την ανάπτυξη (R&D) γύρω κυρίως από τα υβριδικά οχήματα. Το απόλυτα εξηλεκτρισμένο αυτοκίνητο δεν είναι σίγουρα κάτι άγνωστο, αλλά προς τον παρόν δεν είναι και στην άμεση στόχευση των αυτοκινητοβιομηχανιών.
- Εφαρμογές ηλεκτροπαραγωγής: αιολικά πάρκα. Ειδικά αυτή η εφαρμογή θέτει νέες, άγνωστες μέχρι τώρα προκλήσεις στον έλεγχο των μηχανών επαγωγής με τη λειτουργία της μηχανής ως γεννήτρια (λειτουργία που θέτει ιδιαίτερες προδιαγραφές) και τη στοχαστικότητα του συστήματος (λόγω της στοχαστικότητας στην ταχύτητα του ανέμου) να διαφοροποιεί αυτή την εφαρμογή από τις υπόλοιπες.
- Οικιακές εφαρμογές: κλιματιστικά, λευκός οικιακός εξοπλισμός.

Τα τελευταία χρόνια, νέα ώθηση δόθηκε στη μελέτη των συστημάτων κίνησης μεταβλητής ταχύτητας με μηχανές επαγωγής, καθώς τα ζητήματα της κατανάλωσης ενέργειας απέκτησαν νέο ειδικό βάρος απαιτώντας το ενδιαφέρον της βιομηχανίας και πυροδοτώντας την απαρχή νέων ερευνών με στόχο τη βελτιστοποίηση του ελέγχου ως προς την απόδοση του συστήματος κίνησης.

Ο έλεγχος των κινητήρων επαγωγής είναι πολύ πιο δύσκολος σε σχέση με τους κινητήρες συνεχούς λόγω της πολυπλοκότητας του αναλυτικού μοντέλου της μηχανής, της πολυπλοκότητας των μεταβατικών φαινομένων, της σύζευξης των εξισώσεων και της μη γραμμικότητας του συστήματος. Άλλωστε η παραγωγή τάσεως μεταβλητού πλάτους και συχνότητας με ελάχιστη αρμονική παραμόρφωση είναι από μόνη της μια απαιτητική διαδικασία και μέχρι μερικές δεκαετίες πριν πρακτικά ανέφικτη. Επιπλέον, η διακύμανση στις τιμές των παραμέτρων του μοντέλου της μηχανής (π.χ. αντίσταση δρομέα) δημιουργεί νέα ζητήματα σχετικά με την απόδοση των εκτιμητών του αλγορίθμου ελέγχου (αναλύονται στη συνέχεια) και γενικότερα την απόδοση και επίδοση του drive. Τέλος αναφέρουμε τα προβλήματα των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (EMI, ElectroMagnetic Interference) που υπερθέτουν θόρυβο στα σήματα ανάδρασης που μαζί με τις αρμονικές υψηλότερης τάξεως κάνουν πιο δύσκολη την επεξεργασία και την ανατροφοδότησή τους στον αλγόριθμο ελέγχου.

Είναι εμφανές ότι ο έλεγχος των μηχανών επαγωγής απαιτεί ευρύ γνωστικό πεδίο που περιλαμβάνει τη βαθειά γνώση της λειτουργίας και δυναμικής συμπεριφοράς των κινητήρων επαγωγής, τη γνώση των μετατροπών ισχύος και των τεχνικών ελέγχου τους, γνώση της θεωρίας των γραμμικών και μη γραμμικών συστημάτων ελέγχου και τέλος σημαντικές γνώσεις σχετικά με τους μικροεπεξεργαστές, τους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος και τον προγραμματισμό τους.

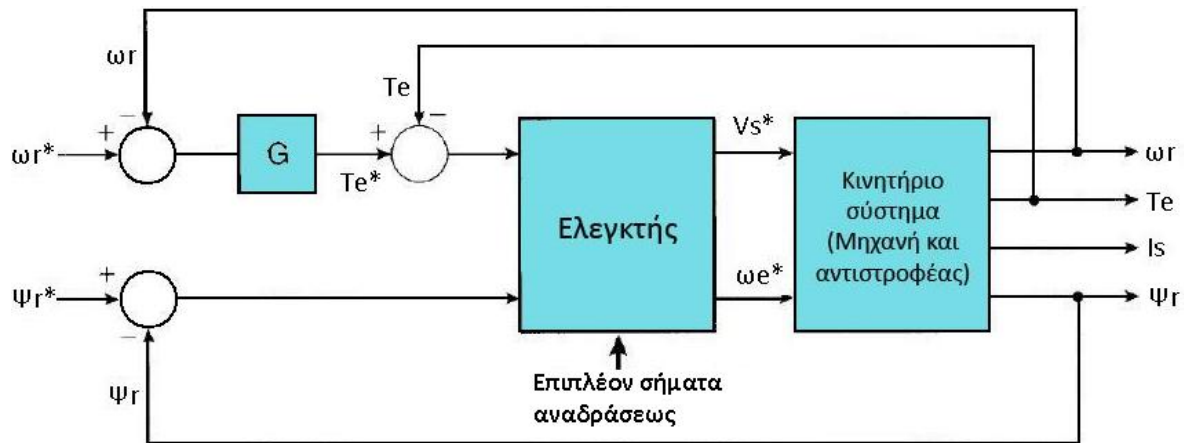
Στο παρόν κεφάλαιο ασχολούμαστε με τους τριφασικούς κινητήρες επαγωγής που οδηγούνται από αντιστροφή πηγής τάσεως δύο επιπέδων συνδεσμολογίας γέφυρας και μελετάμε τη θεωρητική θεμελίωση των βασικότερων τεχνικών ελέγχου με ιδιαίτερη έμφαση στο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Συγκεκριμένα, παρουσιάζουμε την τεχνική του βαθμωτού ελέγχου (ή μονόμετρου ελέγχου, scalar control), του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου (Vector control – FOC, Field Oriented Control) και του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής (DTFC, Direct Torque and Flux Control) με την ιστορική σειρά εμφάνισής τους. Πριν από την επιμέρους μελέτη αυτών των τεχνικών δίνεται με τη μορφή μπλοκ διαγράμματος η γενική δομή του συστήματος ελέγχου ταχύτητας και μια σύντομη περιγραφή του.

Σήμερα πλέον νέες ευφυείς τεχνικές ελέγχου εφαρμόζονται στα συστήματα ελέγχου κίνησης όπως ο έλεγχος με ασαφή λογική (Fuzzy Logic Control), ο προσαρμοστικός έλεγχος (Adaptive Control) και ο έλεγχος με χρήση νευρωνικών δικτύων (Neural Networks). Στις περισσότερες εφαρμογές δεν γίνεται χρήση αισθητήρων (Sensorless Control) καθώς οι απαιτούμενες ποσότητες εκτιμώνται για αύξηση της αξιοπιστίας και μείωση του κόστους του συστήματος. Ακόμα όμως και οι ευφυείς τεχνικές ελέγχου έχουν τις ρίζες τους στις αρχές του βαθμωτού και διανυσματικού ελέγχου που αναπτύσσονται εν συνεχεία.

4.2 ΓΕΝΙΚΗ ΔΟΜΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΜΕ ΕΛΕΓΧΟ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗΣ

Το γενικευμένο διάγραμμα ενός συστήματος ελέγχου ταχύτητας με μεταβολή της συχνότητας τροφοδότησης φαίνεται στο σχήμα (4.1). Στο σχήμα αυτό διακρίνουμε τις βασικές συνιστώσες του συστήματος, τη μηχανή, τον αντιστροφή και τον ελεγκτή, καθώς και τα σήματα αναφοράς (σήματα εισόδου – εντολές), τα σήματα εξόδου και ανατροφοδότησης του συστήματος ελέγχου. Το τελευταίο περιέχει δύο κύριους βρόχους ανάδρασης, έναν για τον έλεγχο της ροής του δρομέα και έναν για τον έλεγχο της ταχύτητας του κινητήρα. Ήδη η μορφή αυτή του μπλοκ διαγράμματος υπαινίσσεται την

ανάγκη για ξεχωριστό έλεγχο ροπής και ροής που μπορεί να επιτευχθεί μόνο με την κατάλληλη απόζευξη των εξισώσεων του κινητήρα.



4.1: Γενικευμένο μπλοκ διάγραμμα ελέγχου ταχύτητας μηχανής επαγωγής με χρήση αντιστροφέα

Η βασική ιδέα πίσω από την αρνητική ανάδραση είναι η δημιουργία ενός σήματος σφάλματος το οποίο ο ελεγκτής καλείται να ελαχιστοποιήσει (στην ιδανική περίπτωση να μηδενίσει). Η κατανόηση των βασικών αρχών της θεωρίας του ελέγχου κρίνεται εκ των ουκ άνευ για τον αναγνώστη που θέλει να εμβαθύνει στα συστήματα ελέγχου κίνησης.

Στον βρόχο ανάδρασης της ταχύτητας παρατηρούμε ότι υπάρχει φωλιασμένος ένας δεύτερος εσωτερικός βρόχος με ανάδραση ροπής. Αν και δεν είναι απαραίτητος, αποτελεί βασική τεχνική για τη βελτίωση της απόδοσης του συστήματος κίνησης. Γενικότερα, η χρήση φωλιασμένων βρόχων αποτελεί οικεία τεχνική για τα συστήματα ελέγχου κίνησης. Εν προκειμένω και πιο συγκεκριμένα, ο εσωτερικός βρόχος ροπής προσφέρει βελτιωμένο εύρος ζώνης άρα και ταχύτερη μεταβατική απόκριση, δυνατότητα ρύθμισης των σημάτων εντός των ορίων ασφαλούς λειτουργίας και δυνατότητα γραμμικοποίησης του μοντέλου.

Ο δεύτερος βρόχος είναι αυτός που ρυθμίζει τη ροή της μηχανής διατηρώντας το μέτρο της στην ονομαστική τιμή, καθώς όπως και στις μηχανές συνεχούς ρεύματος έτσι και στις μηχανές επαγωγής η διατήρηση ονομαστικής ροής προσφέρει γρήγορη απόκριση των μηχανικών μεγεθών και υψηλή αναπτυσσόμενη ροπή ανά μονάδα ρεύματος. Η ελεγχόμενη ροή μπορεί να είναι αυτή του στάτη (Ψ_s), του δρομέα (Ψ_r) ή του διακένου (Ψ_m). Συνηθέστερη είναι η επιλογή της ροής του δρομέα. Η ροή του δρομέα είναι αυτή που ελέγχεται και στο σύστημα του διαγράμματος (4.1). Πολυπλοκότερες υλοποιήσεις στις οποίες η ροή ακολουθεί προγραμματισμένες εντολές συναρτήσεων του φορτίου της μηχανής (flux programming) είναι εφικτές και μπορεί να αποδειχθούν πλεονεκτικές ως προς την βελτίωση της απόδοσης του συστήματος κίνησης. Φυσικά μια τέτοια βελτίωση είναι επιθυμητή μόνο όταν δεν συνοδεύεται από δυσανάλογα μεγάλη μείωση της επιδόσεως και γι' αυτό τέτοιες υλοποιήσεις απαιτούν επιπρόσθετη μελέτη.

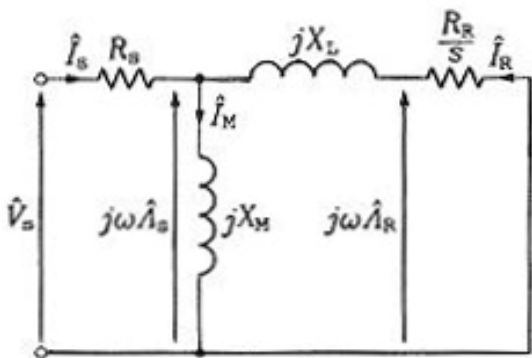
Η σχεδίαση του παραπάνω μπλοκ διαγράμματος δίνει ιδιαίτερη έμφαση στον ελεγκτή, ο οποίος αποτελεί και την καρδιά του συστήματος ελέγχου καθώς υλοποιεί τον εκάστοτε αλγόριθμο έλεγχου (π.χ. scalar, vector FOC ή DTC) αναλαμβάνοντας όλον τον υπολογιστικό φόρτο. Στα σύγχρονα συστήματα ελέγχου που στηρίζονται σε DSPs ο ελεγκτής εκτελεί διακριτούς κύκλους υπολογισμού. Σε κάθε κύκλο υπολογισμού συγκρίνονται οι τιμές αναφοράς με τις πραγματικές τιμές όπως αυτές εκτιμώνται ή μετρούνται, παράγονται τα σήματα σφάλματος και υπολογίζονται οι νέες έξοδοι του ελεγκτή που είναι κατάλληλοι παλμοί προς το κύκλωμα ελέγχου του αντιστροφέα. Τέλος,

η νέα έξοδος του ελεγκτή παίρνει τη θέση της παλιάς, διορθώνοντας έτσι την πορεία του συστήματος στη σωστή κατεύθυνση μέχρι η νέα διόρθωση να είναι έτοιμη έναν κύκλο υπολογισμού μετά.

Το σύστημα μηχανής - αντιστροφέα και ελεγκτή προκύπτει μη γραμμικό και χρονομεταβλητό, με τον κινητήρα να παρίσταται από το dq δυναμικό του μοντέλο και τον αντιστροφέα να μοντελοποιείται ως κέρδος με μικρή χρονική καθυστέρηση λόγω της λειτουργίας των διακοπτικών στοιχείων. Οι εξισώσεις προκύπτουν συζευγμένες ενώ μη γραμμικότητες ανωτέρας τάξεως κάνουν την εμφάνισή τους λόγω κορεσμού στο μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής. Τέλος η λειτουργία των διακοπών στον αντιστροφέα (δημιουργία τάσεως τετραγωνικής μορφής) αποτελεί μη γραμμική διαδικασία ενώ ο έλεγχος είναι διακριτού χρόνου (discrete time) με διακριτά βήματα υπολογισμού (κύκλους υπολογισμού) όπως αναλύθηκε στη προηγούμενη παράγραφο. Η μελέτη της ευστάθειας και τη δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος αυτού με αναλυτικές μεθόδους είναι υπερβολικά κοπιώδης και σε πολλές περιπτώσεις άσκοπη ενώ οι προσομοιώσεις σε Η/Υ των συστημάτων ελέγχου κίνησης και η δοκιμαστική τους λειτουργία στο εργαστήριο αποτελούν τα βασικότερα και ισχυρότερα εργαλεία στα χέρια του σχεδιαστή αυτών των συστημάτων.

4.3 ΒΑΘΜΩΤΟΣ (ΜΟΝΟΜΕΤΡΟΣ) ΕΛΕΓΧΟΣ (SCALAR)

4.3.1 ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΥΠΟΒΑΘΡΟ



4.2: Ισοδύναμο Γ κύκλωμα κινητήρα επαγωγής

Για τη θεωρητική θεμελίωση των βαθμωτών τεχνικών ελέγχου είναι ιδιαίτερα βολική η χρήση ενός ανά φάση ισοδύναμου κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής με δύο επαγωγές (Γ ισοδύναμο κύκλωμα) όπως φαίνεται στο σχήμα (4.2). Το κύκλωμα αυτό διαφέρει από τα αντίστοιχα που παρουσιάστηκαν στα κεφάλαια 1 και 2, τα οποία ήταν ισοδύναμα κυκλώματα με τρεις αυτεπαγωγές (Τ ισοδύναμα κυκλώματα). Εισάγοντας τη σταθερά μετασχηματισμού $\gamma = X_s/X_m$, το Τ ισοδύναμο κύκλωμα μπορεί να

μετασχηματιστεί στο Γ ισοδύναμο κύκλωμα ως εξής:

- Αντίσταση δρομέα (ανηγμένη στο στάτη):

$$(4.1) \quad R_R = \gamma^2 R_r$$

- Αντίδραση μαγνήτισης :

$$(4.2) \quad X_M = \gamma X_m = X_s$$

- Συνολική αυτεπαγωγή σκεδάσεως:

$$(4.3) \quad X_L = \gamma X_{ls} + \gamma^2 X_{lr}$$

- Ρεύμα δρομέα ανηγμένο στο στάτη:

$$(4.4) \quad I_R = \frac{I_r}{\gamma}$$

- Ροή δρομέα:

$$(4.5) \quad \Lambda_R = \gamma \Lambda_r$$

Η πραγματική γωνιακή συχνότητα των ρευμάτων του δρομέα της μηχανής επαγωγής δίνεται ως:

$$(4.6) \quad \omega_r = s \omega = P_p \omega_{sl}$$

όπου $P_p = \text{pole pairs} = \text{ζεύγη πόλων}$.

Η ανάλυση του ισοδύναμου αυτού κυκλώματος δίνει:

$$(4.7) \quad I_R = |I_R| = \frac{\Lambda_s}{R_R} \cdot \frac{\omega_r}{\sqrt{(T_\Gamma \omega_r)^2 + 1}}$$

όπου $T_\Gamma = L_L / R_R$ και $L_L = X_L / \omega$.

Η ηλεκτρική ισχύς που καταναλώνεται από τον κινητήρα είναι:

$$(4.8) \quad P_{elec} = 3 R_R \frac{\omega}{\omega_r} I_R^2$$

Η μηχανική ισχύς προκύπτει με αφαίρεση των απωλειών χαλκού. Τέλος η ροπή του κινητήρα προκύπτει:

$$(4.9) \quad T_M = \frac{P_{mech}}{\omega_M} \xrightarrow{\omega_M = \frac{\omega - \omega_r}{p_p}} T_M = 3 P_p \frac{\Lambda_s^2}{R_R} \frac{\omega_r}{(T_\Gamma \omega_r)^2 + 1}$$

Η ανάλυση της εξίσωσης (4.9) οδηγεί στα εξής συμπεράσματα:

- Αν $\omega_r = 1/T_\Gamma$, η μηχανή αναπτύσσει τη μέγιστη ροπή της, T_{max} , που είναι:

$$(4.10) \quad T_{M,max} = 1,5 p_p \frac{\Lambda_s^2}{L_L}$$

και η ολίσθηση στη ροπή ανατροπής που προκύπτει είναι:

$$(4.11) \quad s_{cr} = \frac{1}{T_\Gamma \omega}$$

- Καθώς οι μηχανές επαγωγής λειτουργούν πολύ πιο κάτω από τη ροπή ανατροπής (άρα και για ολίσθηση μικρότερη της s_{cr}) μπορούμε να γράψουμε ότι:

$$(4.12) \quad \omega_r \ll \frac{1}{T_\Gamma} \Rightarrow (T_\Gamma \omega_r)^2 + 1 \approx 1$$

Άρα η εξίσωση (4.9) γίνεται:

$$(4.13) \quad T_m = 3 P_p \frac{\Lambda_s^2}{R_R} \omega_r \sim \omega_r$$

Μάλιστα, όπως υποδηλώνει η παρουσία του λόγου $\frac{\Lambda_s^2}{R_R}$ στην έκφραση της αναπτυσσόμενης ροπής, υψηλή ροή και χαμηλή αντίσταση δρομέα απαιτούνται για μια στιβαρή μηχανική χαρακτηριστική.

- Όταν η ροή του στάτη κρατιέται σταθερή, η αναπτυσσόμενη ροπή προκύπτει ανεξάρτητη της συχνότητας τροφοδοσίας. Ωστόσο, η ταχύτητα της μηχανής εξαρτάται άμεσα από αυτή.

Γίνεται λοιπόν φανερό η ανάγκη για έλεγχο της ταχύτητας της μηχανής διατηρώντας σταθερή ροή (κοντά στα ονομαστικά).

Αν αγνοήσουμε την πτώση τάσεως στην αντίσταση του στάτη θα έχουμε:

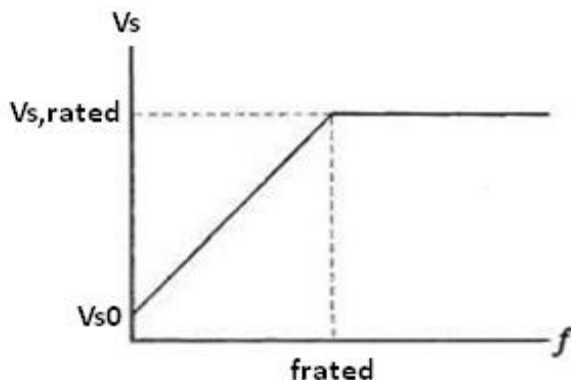
$$(4.14) \quad \Lambda_s = \frac{V_s}{\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_s}{f}$$

συνεπώς για Λ_s =σταθερό πρέπει V_s/f =σταθερό, πρέπει δηλαδή το μέτρο των τάσεων τροφοδοσίας του στάτη να ρυθμίζεται ανάλογα με τη συχνότητα τους. Αυτή είναι και η πλέον απλουστευμένη προσέγγιση στον έλεγχο των μηχανών επαγωγής και είναι γνωστή ως η μέθοδος σταθερού λόγου V/f (CVH method=Constant Volts Hertz method). Αν και η χρήση σημάτων αναδράσεων δεν είναι απαραίτητη, στις περισσότερες εφαρμογές μετράται το ρεύμα του στάτη και κατάλληλες δράσεις λαμβάνονται για την αποφυγή υπερφορτίσεων.

Όταν ο κινητήρας λειτουργεί σε χαμηλές ταχύτητες, η πτώση τάσεως πάνω στην αντίσταση στάτη πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν ώστε η ροή να παραμείνει σταθερή στην ονομαστική της τιμή. Έτσι απαιτείται κατάλληλη ενίσχυση της τάσεως του στάτη στις χαμηλές ταχύτητες. Αντίστροφα, σε ταχύτητες που υπερβαίνουν την ονομαστική (για συχνότητες τροφοδοσίας μεγαλύτερες της ονομαστικής, f_{rat}) η συνθήκη V/f =σταθερό δεν μπορεί να ικανοποιηθεί καθώς κάτι τέτοιο θα οδηγούσε σε υπέρταση. Τελικά η τάση του στάτη ρυθμίζεται με βάση τον έξης κανόνα:

$$(4.15) \quad V_s = \begin{cases} (V_{s,rat} - V_{s,0}) \frac{f}{f_{rat}} + V_{s,0} & \text{για } f < f_{rat} \\ V_{s,rat} & \text{για } f \geq f_{rat} \end{cases}$$

όπου $V_{s,0}$ η RMS τιμή της τάσεως του στάτη στη μηδενική συχνότητα. Η σχέση (4.15) απεικονίζεται στο σχήμα (4.3).



4.3: Διάγραμμα τάσεως τροφοδοσίας συναρτήσει της συχνότητας σε βαθμωτό σύστημα ελέγχου

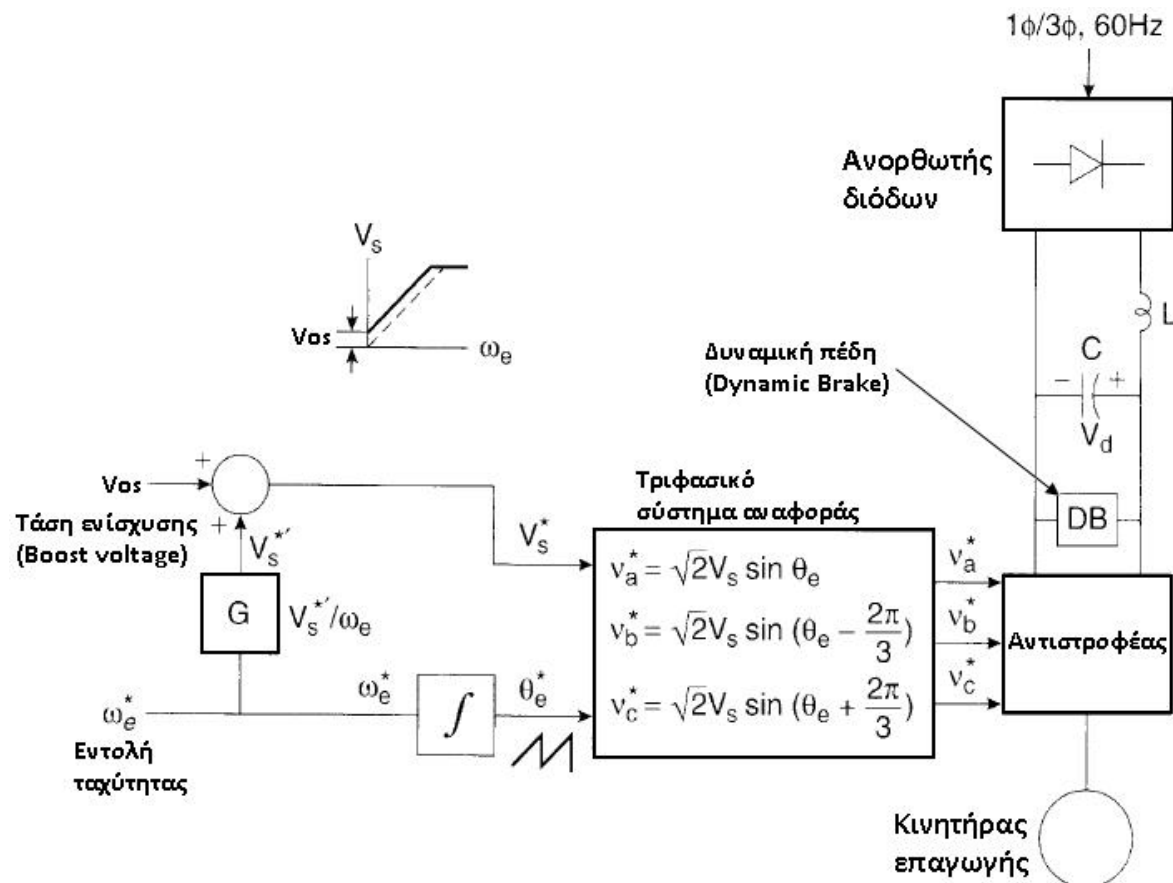
Η παραπάνω τεχνική ελέγχου που στηρίζεται στη διατήρηση σταθερής τιμής του λόγου V/f εμπίπτει στη γενικότερη κατηγορία του μονόμετρου ή βαθμωτού ελέγχου. Στον έλεγχο αυτό, όπως και το όνομα υποδεικνύει, είναι αποκλειστικά το πλάτος των ελεγχόμενων μεταβλητών που ρυθμίζεται και όχι το πλάτος και η φάση τους άρα τελικά το διάνυσμά τους στο χώρο των καταστάσεων (space vector) όπως συμβαίνει με τον διανυσματικό έλεγχο. Ο μονόμετρος έλεγχος στην ουσία αγνοεί τη σύζευξη των

εξισώσεων που αντανακλά τη σύζευξη των φαινομένων που έχουν να κάνουν με τη διέγερση και την ανάπτυξη ροπής σε μια μηχανή επαγωγής. Έτσι το μέτρο της τάσεως ρυθμίζεται για τον έλεγχο της ροής ενώ η συχνότητά της για τον έλεγχο της ταχύτητας (ισοδύναμα η ολίσθηση για τον έλεγχο της ροπής). Αυτή η αντιστοιχία θα ακουγόταν σίγουρα πολύ οικεία σε έναν μηχανικό με εξειδίκευση στα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας. Εκεί το μέτρο της τάσεως ρυθμίζει τη ροή αέργου ισχύος ενώ η συχνότητα τη ροή ενεργού ισχύος. Και σε αυτήν την περίπτωση υπάρχει όμως η ίδια ακριβώς σύζευξη με την περίπτωση των ποσοτήτων της ηλεκτρικής μηχανής. Στην πραγματικότητα πρόκειται για διαφορετικές εμφανίσεις του ίδιου ακριβώς φαινομένου το οποίο όμως ο βαθμωτός έλεγχος αγνοεί.

Ο βαθμωτός έλεγχος είναι πιο απλός στην υλοποίηση και με μικρότερη υπολογιστική πολυπλοκότητα από τον διανυσματικό έλεγχο. Ωστόσο, υστερεί σε θέματα απόδοσης, επίδοσης και αξιοπιστίας με τον δεύτερο να κερδίζει διαρκώς έδαφος σε εφαρμογές που απαιτούν ακριβή έλεγχο ταχύτητας με βελτιστοποιημένα χαρακτηριστικά.

4.3.2 ΈΛΕΓΧΟΣ V/F ΣΕ ΑΝΟΙΧΤΟ ΒΡΟΧΟ

Το μπλοκ διάγραμμα του συστήματος ελέγχου φαίνεται στο σχήμα (4.4). Παρακάτω εξηγείται το διάγραμμα του ελέγχου και αναλύονται τα συνιστώσα μέρη του.



4.4: Μπλοκ διάγραμμα ελέγχου κινητήρα επαγωγής με εφαρμογή της τεχνικής του βαθμωτού ελέγχου V/f=σταθ. σε ανοιχτό βρόχο

Η μεταβλητή έλεγχου είναι η συχνότητα της τάσεως τροφοδοσίας του κινητήρα (ω_e), η οποία συνδέεται με τη μηχανική ταχύτητα του άξονα με τη σχέση

$$(4.16) \quad \omega_{r(\mu\eta\chi\alpha\nu\iota\kappa\eta)} = \frac{2}{P}(1-s)\omega_e$$

όπου P ο αριθμός των πόλων της μηχανής και s η ολίσθηση.

Καθώς δεν υπάρχει κάποια μέτρηση της ταχύτητας του κινητήρα ή κάποια εκτίμησή της μέσω του μοντέλου του κινητήρα, δεν είναι δυνατή η εκτίμηση της ολισθήσεως η οποία αμελείται ως μηδενική, καθώς για κανονικές συνθήκες λειτουργίας λαμβάνει πολύ μικρές τιμές και μια τέτοια προσέγγιση είναι αποδεκτή για εφαρμογές που δεν απαιτούν ακριβή έλεγχο της ταχύτητας.

Η εντολή ταχύτητας λοιπόν παράγει μια εντολή συχνότητας τροφοδοσίας (με χρήση της εξίσωσης (4.16) για $s=0$) η οποία χρησιμοποιείται αφ' ενός για τον υπολογισμό της στιγμιαίας γωνίας της φάσεως $\alpha(\theta_e^*)$ και αφετέρου του πλάτους των τάσεων τροφοδοσίας. Η γωνία της φάσεως α προκύπτει μέσω ολοκλήρωσης της εντολής συχνότητας τροφοδοσίας ενώ το πλάτος των τάσεων αυτών προκύπτει σύμφωνα με τον κανόνα που ορίζει η εξίσωση (4.15), όπου V_{0s} στο σχήμα (4.4) είναι η τάση ανύψωσης (boost voltage) που λαμβάνει υπ' όψιν τις αυξημένες απώλειες χαλκού του στάτη στις χαμηλές ταχύτητες ενώ για ταχύτητα κοντά στην ονομαστική γίνεται αμελητέα. Το πλάτος αναφοράς των τάσεων τροφοδοσίας προκύπτει τελικά ως άθροισμα της τάσης ανύψωσης V_{0s} και μιας ενδιάμεσης τάσεως V_s^* που είναι ανάλογη της συχνότητας αναφοράς. Άρα:

$$(4.17) \quad V_s^* = V_s^{**} + V_{0s} = \eta\omega_e + V_{0s}$$

όπου η κατάλληλη σταθερά. Τελικά παράγεται το τριφασικό σύστημα τάσεων αναφοράς το οποίο αποτελεί και την εντολή για τον ελεγκτή του αντιστροφέα:

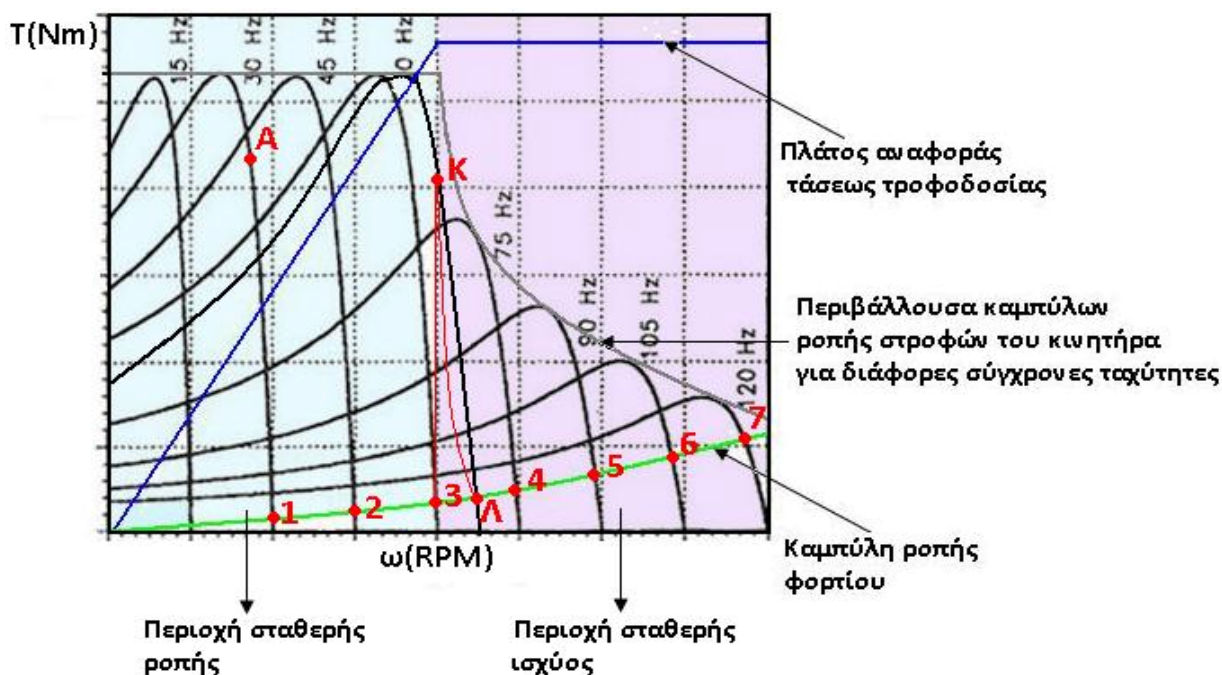
$$(4.18) \quad V_a^* = \sqrt{2}V_s^* \sin \theta_e$$

$$(4.19) \quad V_b^* = \sqrt{2}V_s^* \sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$(4.20) \quad V_c^* = \sqrt{2}V_s^* \sin \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Ο αντιστροφέας είναι αντιστροφέας πηγής τάσεως. Μια μη ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση τον τροφοδοτεί μέσω ενός LC φίλτρου, όπως εκτενώς αναλύθηκε στο κεφάλαιο 3. Επίσης μια δυναμική πέδη (dynamic brake) υπάρχει συνδεδεμένη μεταξύ αντιστροφέα και ανορθωτή διόδων έτσι ώστε να είναι δυνατή η αντιστροφή ροής ισχύος από τον κινητήρα στον αντιστροφέα κατά τη διάρκεια πιθανής πέδησής του, καθώς ο ανορθωτής διόδων δεν επιτρέπει έλεγχο της ροής ισχύος. Το σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα, το οποίο υλοποιεί την εκάστοτε τεχνική PWM διαμόρφωσης δεν απεικονίζεται στο σχήμα (4.4) καθώς θεωρείται ως μέρος της διατάξεως του αντιστροφέα. Το τελευταίο εφαρμόζοντας τον επιθυμητό αλγόριθμο διαμόρφωσης (π.χ. SVPWM) λαμβάνει το τριφασικό σύστημα τάσεων αναφοράς και παράγει κατάλληλους παλμούς ελέγχου στις πύλες των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα ώστε να παραχθούν οι κατάλληλες τάσεις τροφοδοσίας που θα οδηγήσουν τη μηχανή στο επιθυμητό σημείο ισορροπίας στο χώρο των καταστάσεων λειτουργίας της. Έτσι, επιτυγχάνεται ο στόχος ελέγχου της ταχύτητας της μηχανής με παράλληλη διατήρηση σταθερής μαγνητικής ροής.

Στο σχήμα (4.5) φαίνονται οι χαρακτηριστικές ροπής – μηχανικής ταχύτητας περιστροφής δρομέα και πλάτους τάσης τροφοδοσίας – μηχανικής ταχύτητας περιστροφής για διάφορες σύγχρονες ταχύτητες. Συχνότητες μεγαλύτερες από αυτές της ονομαστικής ($f_{rated}=60\text{Hz}$ εν προκειμένω) έχουν ως αποτέλεσμα μείωση της αναπτυσσόμενης ροπής. Αυτό προκαλείται από το μειωμένο ρεύμα μαγνήτισης γι' αυτό και η λειτουργία αυτή καλείται λειτουργία εξασθένισης πεδίου (field weakening mode). Η περιοχή δεξιά της ονομαστικής συχνότητας ($f > f_{rated}$) καλείται και περιοχή σταθερής ισχύος, σε αντίθεση με την περιοχή σταθερής ροπής στα αριστερά ($f < f_{rated}$). Πράγματι με



4.5: Μηχανικές χαρακτηριστικές του κινητήρα επαγωγής για CVH (V/f =σταθ.) τεχνική ελέγχου. Επίσης φαίνονται η χαρακτηριστική του φορτίου και η καμπύλη της τάσεως τροφοδοσίας συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας

τη ροπή να μειώνεται καθώς η ταχύτητα περιστροφής αυξάνει, το γινόμενο των δύο αυτών ποσοτήτων παραμένει σταθερό. Όλα τα παραπάνω χαρακτηριστικά σταθερής ισχύος προκύπτουν μοιραία λόγω της αδυναμίας μόνιμης λειτουργίας της μηχανής με ισχύ εξόδου μεγαλύτερη της ονομαστικής.

Στη συνέχεια δίνεται μια σύντομη ανάλυση της μεταβατικής συμπεριφοράς του συστήματος ελέγχου.

- Περίπτωση 1: Έστω ότι η μηχανή λειτουργεί στο σημείο ισορροπίας 1 και μεταβάλλεται η ροπή του φορτίου ενώ η εντολή ταχύτητας παραμένει ως έχει. Η μηχανή θα πρέπει να ανταποκριθεί άμεσα στην αυξημένη ροπή του φορτίου συνεπώς θα αυξήσει την αναπτυσσόμενη ροπή της μέχρι αυτή να εξισωθεί με τη ροπή του φορτίου αυξάνοντας την ολίσθηση του δρομέα. Έτσι η ταχύτητα περιστροφής της θα μειωθεί (σημείο ισορροπίας A). Βλέπε σχήμα (4.5).

Είναι προφανές ότι η μεταβολή αυτή στην ταχύτητα του δρομέα δεν γίνεται αντιληπτή από τον ελεγκτή καθώς ο έλεγχος εκτελείται σε ανοικτό βρόχο. Έτσι η διαφορά μεταξύ της ταχύτητας αναφοράς και της πραγματικής ταχύτητας του δρομέα προκύπτει πάντα μη μηδενική και συναρτώμενη της ροπής του φορτίου με ένα σταθερό σφάλμα μόνιμης κατάστασης να ενυπάρχει στην ταχύτητα του κινητήρα.

Μελετάμε τώρα ένα εναλλακτικό σενάριο:

- Περίπτωση 2: Έστω ότι η μηχανή λειτουργεί στο σημείο ισορροπίας 2 και η τάση του δικτύου μεταβάλλεται, ενώ οι εντολές του ελέγχου παραμένουν οι ίδιες. Η αλλαγή αυτή θα έχει ως αποτέλεσμα την μεταβολή της αναπτυσσόμενης ροπής και της ταχύτητας του συστήματος με τα σημεία ισορροπίας 1, 2, 3, ..., n να κινούνται τόσο στην περιοχή σταθερής ροπής όσο και στην περιοχή σταθερής ισχύος. Βλέπε σχήμα (4.5).

Τέλος μελετάμε την περίπτωση κατά την οποία η εντολή ταχύτητας μεταβάλλεται.

- Περίπτωση 3: Έστω ότι η μηχανή λειτουργεί στο σημείο ισορροπίας 3. Νέα εντολή ταχύτητας έχει ως αποτέλεσμα νέα συχνότητα και πλάτος των τάσεων τροφοδοσίας. Το μεταβατικό φαινόμενο που ακολουθεί μπορεί να διακριθεί στο ηλεκτρικό και στο μηχανικό μεταβατικό με το πρώτο να ολοκληρώνεται σχεδόν ακαριαία οπότε η μηχανή μεταβαίνει στο σημείο λειτουργίας K, σε μια νέα καμπύλη ροπής – στροφών που αντιστοιχεί στη νέα σύγχρονη ταχύτητα με την αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα να είναι μεγαλύτερη από τη ροπή του φορτίου. Προφανώς η διαφορά αυτή θα προκαλέσει το μηχανικό μεταβατικό φαινόμενο, το οποίο έχει πολύ μεγαλύτερη χρονική σταθερά από το ηλεκτρικό μεταβατικό, τέτοια που επιτρέπει την αποσυζευγμένη μελέτη τους.

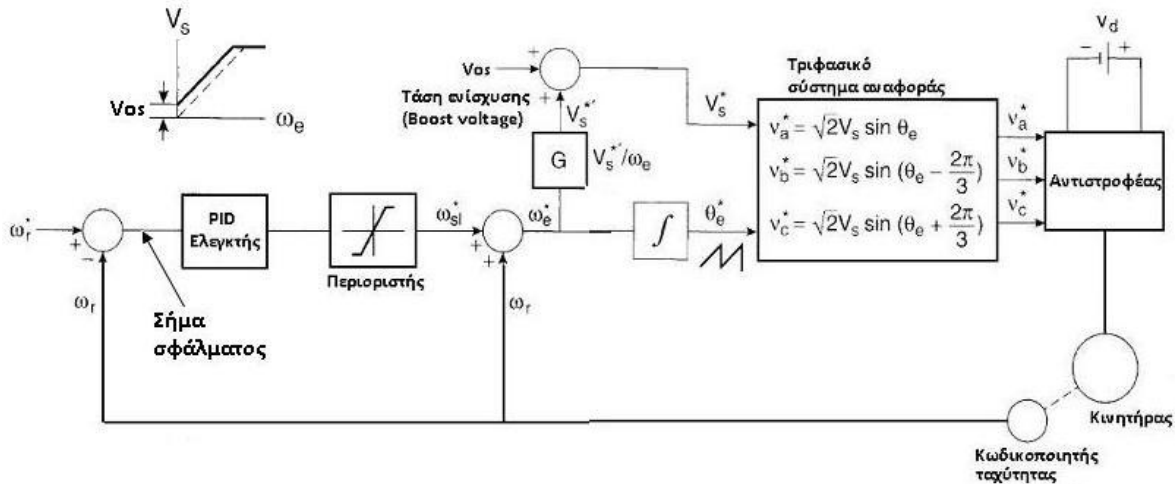
Η αποσυζευγμένη μελέτη μηχανικού και ηλεκτρικού μεταβατικού φαινομένου συνίσταται στην εξής βασική ιδέα: κατά την μελέτη του ηλεκτρικού φαινομένου τα μηχανικά μεγέθη μπορούν να υποτεθούν σταθερά (σταθερή ταχύτητα του δρομέα) ή αντίστροφα κατά τη μελέτη του μηχανικού φαινομένου τα ηλεκτρικά μεγέθη μπορεί να θεωρηθεί ότι έχουν ήδη λάβει την τιμή της μόνιμης κατάστασης ισορροπίας τους. Η προσέγγιση αυτή στη μελέτη σύνθετων ηλεκτρομηχανικών φαινομένων όπως αυτά στις ηλεκτρικές μηχανές και ιδιαίτερα τους κινητήρες επαγωγής αποδεικνύεται εξαιρετικά χρήσιμη καθώς διευκολύνει την ανάλυση εισάγοντας πρακτικά αμελητέα σφάλματα. Την προσέγγιση αυτή υιοθετούμε και στην παρούσα ανάλυση της περίπτωσης 3.

Είμαστε λοιπόν στο σημείο λειτουργίας K με το ηλεκτρικό μεταβατικό να έχει ολοκληρωθεί και το μηχανικό μόλις να ξεκινάει. Στο τέλος και του μηχανικού μεταβατικού φαινομένου η ταχύτητα του κινητήρα θα έχει αυξηθεί πλησιάζοντας τις σύγχρονες στροφές και συνεπώς η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή θα μειωθεί, τόσο ώστε να εξισωθεί με την αντιροπή του φορτίου. Το νέο σημείο ισορροπίας στο τέλος του μεταβατικού φαινομένου θα είναι το Λ, με την ταχύτητα να ακολουθεί την εντολή με ένα σφάλμα μόνιμης κατάστασης ανάλογο της ολισθήσεως και εξαρτώμενο από τη ροπή φορτίου.

Η τεχνική του ελέγχου V/f σε ανοιχτό βρόχο έχει ευρύτατη εφαρμογή σε συστήματα που ο ακριβής έλεγχος ταχύτητας δεν είναι ζητούμενο όπως π.χ. σε φυσητήρες, αντλίες και ανεμιστήρες, και προφανώς προσφέρει μεγάλη εξοικονόμηση ενέργειας και βελτιωμένες δυνατότητες σε σχέση με τη λειτουργία της μηχανής δίχως έλεγχο (όπως άλλωστε και όλες οι τεχνικές ελέγχου). Η απλότητα υλοποίησης είναι ίσως το σημαντικότερο πλεονέκτημα σε σχέση με τις τεχνικές που αναλύονται εν συνεχεία καθώς σε σχέση με αυτές υστερεί σε ακρίβεια, απόδοση και επιδόσεις. Η απουσία σημάτων ανάδρασης καθιστά τον έλεγχο αναισθητο απέναντι σε μεταβολές της ροπής του φορτίου και της τάσεως τροφοδοσίας όπως αναδείχθηκε με την ανάλυση των μεταβατικών αποκρίσεων στις περιπτώσεις 1 και 2 αντίστοιχα. Επίσης η αγνόηση της

σύζευξης των εξισώσεων της μηχανής κάνει τις αποκρίσεις ροπής και ροής υποβέλτιστες, με την δεύτερη να μεταβάλλεται ανεπιθύμητα κατά τη διάρκεια μεταβολών της πρώτης, ενώ και οι δύο εμφανίζουν ταλαντώσεις που είναι ιδιαίτερα έντονες στις χαμηλές ταχύτητες και μπορούν να οδηγήσουν το σύστημα ακόμα και σε αστάθεια.

4.3.3 ΈΛΕΓΧΟΣ V/F ΣΕ ΚΛΕΙΣΤΟ ΒΡΟΧΟ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ



4.6: Μπλοκ διάγραμμα ελέγχου κινητήρα επαγωγής με εφαρμογή της τεχνικής του βαθμωτού ελέγχου V/f=σταθ. σε κλειστό βρόχο ταχύτητας

Στο προηγούμενο εδάφιο τονίστηκε η αναισθησία του ελέγχου σε μεταβολές της ροπής του φορτίου και της τάσεως τροφοδότησης όταν υλοποιείται σε ανοικτό βρόχο, χαρακτηριστικό που μπορεί να οδηγήσει σε σημαντικά σφάλματα μόνιμου καταστάσεως τα οποία δεν επιτρέπουν την εφαρμογή της μεθόδου σε συστήματα που απαιτείται ακριβής έλεγχος στροφών. Είναι προφανές ότι μπορούμε να λάβουμε βελτιωμένη απόδοση του κινητήριου συστήματος αν χρησιμοποιήσουμε κατάλληλη ανάδραση ταχύτητας που θα μας επιτρέψει την αναπροσαρμογή των εντολών του ελέγχου προς τον αντιστροφέα έτσι ώστε το σφάλμα ταχύτητας να γίνει μηδενικό. Στο σχήμα (4.6) φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα αυτού του ελέγχου. Η βασική διαφορά αυτής της υλοποίησης από την αμέσως προηγούμενη του σχήματος (4.4) (V/f με ανοικτό βρόχο) είναι η ύπαρξη κατάλληλου σήματος ταχύτητας που ανατροφοδοτείται για τη δημιουργία του σήματος σφάλματος. Το σήμα ταχύτητας συνίσταται συνήθως σε μία ηλεκτρική τάση ανάλογη της ταχύτητας η οποία παράγεται από μια ταχογεννήτρια (πρόκειται για dc γεννήτρια μόνιμων μαγνητών). Μια άλλη προσέγγιση που έρχεται σε συμφωνία με τη φιλοσοφία των DSPs είναι η χρήση κωδικοποιητή (encoder) που παράγει παλμούς υψηλής ακρίβειας που υποδηλώνουν την περιστροφή του δρομέα κατά δεδομένη γωνία. Οι κωδικοποιητές έχουν το πλεονέκτημα της υψηλής ανάλυσης ενώ υλοποιούν μια ψηφιακή λογική που λύνει προβλήματα θορύβου και παρεμβολών που μολύνουν το αναλογικό σήμα της ταχογεννήτριας και ειδικά στις χαμηλές ταχύτητες δίνουν κακή εκτίμηση του μετρούμενου μεγέθους.

Στόχος του ελέγχου, όπως αναφέρθηκε, είναι ο μηδενισμός του σήματος σφάλματος ταχύτητας. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιείται ο ευρύτατα διαδεδομένος σε βιομηχανικές εφαρμογές PID ελεγκτής (ή κατάλληλος συνδυασμός των P, I, D όρων).

Ο PID ελεγκτής (Proportional – Integral – Differential controller) ή ελληνιστή ελεγκτής αναλόγου – ολοκληρώματος – παραγώγου, ευρέως γνωστός με τα αγγλικά αρχικά PID είναι ο πλέον απλός και διαδεδομένος ελεγκτής στον έλεγχο γραμμικών και

μη χρονομεταβλητών συστημάτων (Linear Time Invariant systems). Προκύπτει από την υπέρθεση τριών όρων. Ο όρος αναλόγου είναι ο όρος που βλέπει το παρόν του συστήματος πολλαπλασιάζοντας το σήμα σφάλματος με κατάλληλη σταθερά. Ο όρος ολοκληρώματος βλέπει το παρελθόν του συστήματος ολοκληρώνοντας το σφάλμα και πολλαπλασιάζοντας το με κατάλληλη σταθερά έτσι ώστε να μηδενιστεί το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Τέλος ο όρος παραγώγου (εκτελεί παραγώγιση του σφάλματος και εν συνεχεία πολλαπλασιασμό με σταθερά) βλέπει το μέλλον του συστήματος καθώς η παράγωγος δίνει εκτίμηση για την τάση μεταβολής του σήματος σφάλματος. Έτσι λαμβάνονται μέτρα πριν το σφάλμα μεγαλώσει ενώ επιταχύνεται η μεταβατική απόκριση του συστήματος. Η συνάρτηση μεταφοράς του PID ελεγκτή μπορεί να εκφρασθεί ως εξής:

$$(4.21) \quad G(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s$$

όπου K_p , K_I , K_D είναι τα κέρδη του αναλογικού όρου, του όρο ολοκληρώματος και του όρου παραγώγου αντίστοιχα. Κατάλληλη αναδιάταξη της συναρτήσεως μεταφοράς δίνει:

$$(4.22) \quad G(s) = \frac{K_p s + K_I + K_D s^2}{s}$$

Είναι εμφανές ότι ο PID ελεγκτής έχει έναν πόλο στην αρχή των αξόνων και δύο μηδενικά η θέση των οποίων στο μιγαδικό επίπεδο καθορίζεται από τις τιμές των K_p , K_I , και K_D . Οι τιμές αυτών των κερδών είναι λοιπόν που καθορίζουν τη μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος, την ευστάθεια ή την αστάθειά του καθώς και τη σχετική του ευστάθεια. Είναι προφανές ότι η ρύθμιση των τιμών του PID ελεγκτή (tunning) είναι διαδικασία πρωτεύουσας σημασίας για την απόδοση του συστήματος ελέγχου. Η ρύθμιση αυτή μπορεί να γίνει με δοκιμές (manual method), με τη βοήθεια εργαλείων προσομοίωσης ή με εφαρμογή κατάλληλων τεχνικών. Στον πίνακα (4.7) φαίνονται αυτές οι μέθοδοι καθώς και τα κυριότερα μειονεκτήματα και πλεονεκτήματά τους.

Η μέθοδος των δοκιμών και της προσομοίωσης ή καλύτερα συνδυασμός τους φαίνεται ως η προτιμότερη στα συστήματα ελέγχου κίνησης όπου η μη γραμμικότητα

Επιλογή μεθόδου ρύθμισης παραμέτρων PID ελεγκτή (tunning method)		
Μέθοδος	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Δοκιμές	Δεν απαιτείται γνώση μαθηματικής θεωρίας, on-line μέθοδος	Απαιτείται εμπειρία
Ziegler - Nichols	On-line μέθοδος υψηλής απόδοσης	Επιθετική ρύθμιση, παρενόχληση του ελέγχου
Προσομοίωση	On-line και off-line μέθοδος, Προσομοίωση όλου του συστήματος	Κόστος και ανάγκη εκπαίδευσης
Cohen - Coon	Καλά μοντέλα επεξεργασίας	Εμπλέκει μαθηματικούς υπολογισμούς, offline μέθοδος

και πολυμεταβλητότητα του μοντέλου κάνει τη μαθηματική ανάλυση ευστάθειας πρακτικά αδύνατη. Μερικές από τις βασικότερες αρχές στη ρύθμιση του PID είναι οι εξής: αυξημένος όρος K_p μπορεί να οδηγήσει σε υπερύψωση ή και αστάθεια. Αύξηση του K_i οδηγεί σε ταλαντώσεις ενώ υπέρβαση του K_D σε υψίσυχνες ταλαντώσεις (θόρυβο) που μειώνουν τη σχετική ευστάθεια του συστήματος ελέγχου.

Η σωστή λειτουργία του PID ελεγκτή είναι αυτή που μηδενίζει το σφάλμα ταχύτητας (για αποφυγή σύγχυσης τονίζουμε ότι ο μηδενισμός του σφάλματος ταχύτητας δε συνεπάγεται και μηδενισμό της εξόδου του PID ελεγκτή η οποία εν γένει παραμένει σε τιμή που συντηρεί το σύστημα στο επιθυμητό σημείο ισορροπίας). Όπως αναφέρθηκε, είναι δυνατή η χρήση μόνο μερικών από τους P, I, D όρους με συνηθέστερους συνδυασμούς τους εξής: P, PI, PD.

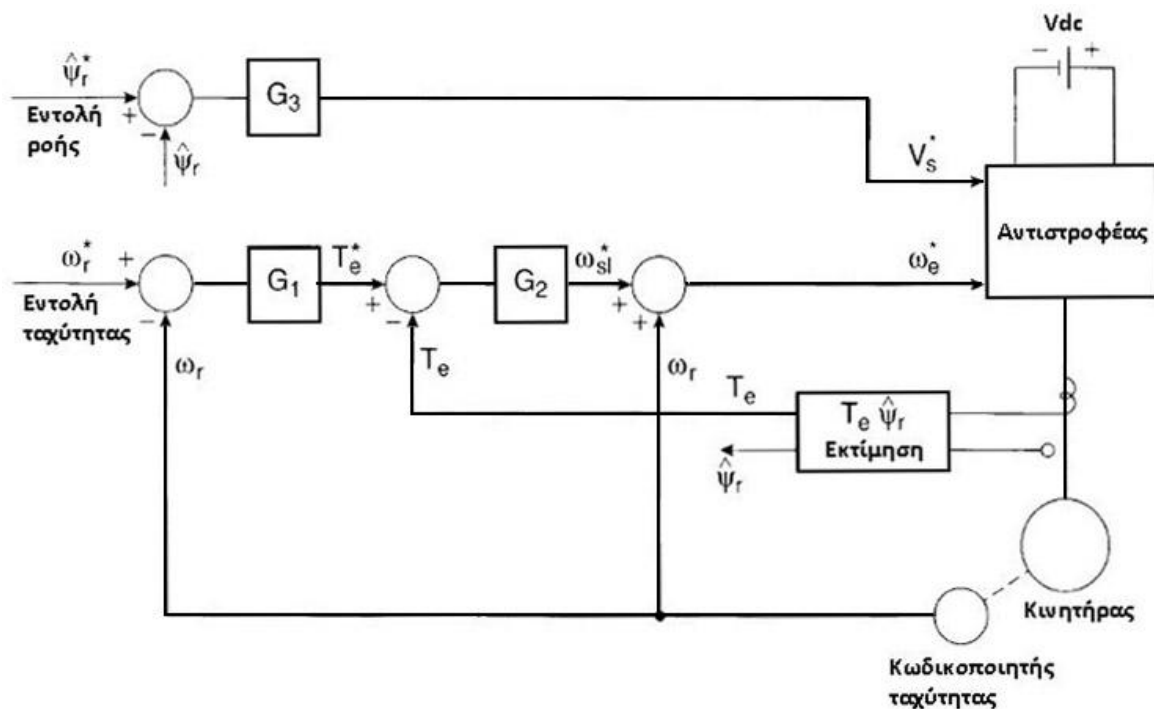
Ο PID ελεγκτής λοιπόν παράγει κατάλληλη έξοδο, που όπως φαίνεται στο διάγραμμα του ελέγχου (διάγραμμα (4.6)), σχετίζεται με την ταχύτητα ολισθήσεως η οποία προστίθεται στη μηχανική ταχύτητα και έτσι προκύπτει η επιθυμητή σύγχρονη ταχύτητα που είναι και το σήμα αναφοράς με βάση το οποίο υπολογίζεται η συχνότητα και το πλάτος των ρευμάτων τροφοδοσίας όπως και στην περίπτωση του V/f ελέγχου σε ανοικτό βρόχο. Όπως φαίνεται στο διάγραμμα του ελέγχου ένα όριο (saturation) υπάρχει μετά τον PID ελεγκτή έτσι ώστε να περιορίζει την έξοδό του. Η χρήση του ορίου αυτού εξηγείται αν σκεφτούμε ότι ο PID ελεγκτής παράγει έξοδο που σχετίζεται με την ταχύτητα ολισθήσεως και συνεπώς με την αναπτυσσόμενη από τον κινητήρα ηλεκτρομαγνητική ροπή. Αν η έξοδος του PID δεν περιοριστεί μπορεί να οδηγήσει σε μη ασφαλή λειτουργία, καθώς μεγάλες επιταχύνσεις ή επιβραδύνσεις του κινητήριου συστήματος μετά από μια αλλαγή στην εντολή της ταχύτητας μπορεί να καταπονήσουν υπερβολικά τον κινητήρα τόσο μηχανικά όσο και ηλεκτρικά. Ο περιοριστής, λοιπόν, ψαλιδίζει την έξοδο του PID ελεγκτή επιβάλλοντας ένα μέγιστο όριο στην επιτάχυνση και επιβράδυνση της μηχανής προστατεύοντάς την έτσι από μηχανικές και ηλεκτρικές υπερφορτίσεις. Όταν δοθεί μια νέα εντολή ταχύτητας η μηχανή επιταχύνει ή επιβραδύνει εντός των επιτρεπτών ορίων και η ταχύτητα λαμβάνει την επιθυμητή τιμή. Η ολίσθηση του κινητήρα στο σημείο μόνιμης λειτουργίας καθορίζεται από τη ροπή του φορτίου. Ωστόσο, κατάλληλη σύγχρονη ταχύτητα παράγεται από τις εντολές του ελέγχου ώστε η μηχανική ταχύτητα του δρομέα να ακολουθεί την εντολή.

Όπως αναφέρθηκε, ο PID ελεγκτής ελέγχει γραμμικά χρονικά αμετάβλητα συστήματα και έτσι εν γένει δεν μπορεί να ελέγξει την ηλεκτρική μηχανή που αποτελεί μη γραμμικό και χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα. Η προσέγγιση της αποσυζευγμένης θεώρησης των εξισώσεων της μηχανής απλοποιεί κατά πολύ τον έλεγχο, ωστόσο μειώνει την απόδοσή του, καθώς η μεταβολή της ροπής του φορτίου, όπως και η μεταβολή της τάσεως τροφοδοσίας, οδηγούν σε παρεκκλίσεις της ροής από την ονομαστική της τιμή (καθώς δεν υπάρχει κλειστός βρόχος για τον έλεγχο της ροής), κάτι που οδηγεί σε υποβέλτιστη μεταβατική απόκριση. Ωστόσο, η χρήση κλειστού βρόχου ελέγχου της ταχύτητας βελτιώνει κατά πολύ την απόδοση του συστήματος, καθώς αυτό παύει να είναι αναίσθητο στις μεταβολές ροπής φορτίου και τάσεως τροφοδοσίας.

Σταθερή ροή κάνει τη ροπή του κινητήρα να είναι ανάλογη της ολισθήσεως. Συνεπώς, το συγκεκριμένο σύστημα ελέγχου μπορεί να χαρακτηριστεί ως σύστημα ελέγχου ροπής σε κλειστό βρόχο ο έλεγχος της οποίας λαμβάνει χώρα εντός κλειστού βρόχου ελέγχου της ταχύτητας. Όπως όμως σημειώθηκε παραπάνω, η ροή στην πράξη εμφανίζει παρεκκλίσεις, οπότε αυτή η προσέγγιση δεν είναι ακριβής. Βελτίωση στην

απόκριση του συστήματος μπορεί να επιτευχθεί με την εισαγωγή ενός δεύτερου βρόχου ελέγχου της ροής.

4.3.4 ΈΛΕΓΧΟΣ V/F ΣΕ ΚΛΕΙΣΤΟ ΒΡΟΧΟ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ



4.8: Μπλοκ διάγραμμα ελέγχου κινητήρα επαγωγής με εφαρμογή της τεχνικής του βαθμωτού ελέγχου V/f=σταθ. σε κλειστό βρόχο ταχύτητας και κλειστό βρόχο ροής

Οι παρεκκλίσεις της ροής της μηχανής μπορούν να αντιμετωπιστούν με την υιοθέτηση ενός δεύτερου κλειστού βρόχου ελέγχου της ροής. Η σημασία του επιπρόσθετου αυτού βρόχου ελέγχου είναι μεγάλη καθώς μειωμένη μαγνητική ροή οδηγεί σε μειωμένη ικανότητα ανάπτυξης ηλεκτρομαγνητικής ροπής, ενώ η ροή μεγαλύτερη της ονομαστικής οδηγεί σε κορεσμό του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής και σε αυξημένο ρεύμα τυμπάνου και πτώση τάσεως στο στάτη. Αιτίες όπως η μεταβολή της τάσεως του δικτύου, η μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής και η εσφαλμένη εκτίμηση της τιμής του λόγου V/f ή της ενίσχυσης της τάσεως (V_{0s}) σε χαμηλές ταχύτητες προκαλούν τα σχετιζόμενα με τη ροή προβλήματα που αντιμετωπίζονται με τον έλεγχο του σχήματος (4.8).

Το τίμημα της εισαγωγής επιπλέον βρόχων ελέγχου είναι η μείωση της σχετικής ευστάθειας του συστήματος και η ανάγκη ιδιαίτερα προσεκτικής ρυθμίσεως των PID ελεγκτών.

Τα σήματα ανάδρασης μπορούν εν γένει να μετρηθούν ή να εκτιμηθούν. Η μηχανική ταχύτητα μπορεί να μετρηθεί με χρήση ταχογεννήτριας ή κωδικοποιητή ωστόσο η μέτρηση ροπής και ροής απαιτεί χρήση πολύπλοκων αισθητηρίων και τοποθέτησή τους με ειδικές παρεμβάσεις στη μηχανή, διαδικασία με αυξημένο κόστος και μικρή πρακτική αξία καθώς στις περισσότερες εφαρμογές δεν είναι δυνατή η τοποθέτηση τέτοιων αισθητηρίων (λόγοι οικονομικοί και αξιοπιστίας το απαγορεύουν). Όπως φαίνεται και στο σχήμα (4.8) τα σήματα ροής και ροπής εκτιμώνται. Η διάταξη εκτίμησης που καλείται εκτιμητής (estimator) ή παρατηρητής (observer) χρησιμοποιεί το

μοντέλο της ηλεκτρικής μηχανής και μέσω των τάσεων και των ρευμάτων εισόδου του κινητήρα εκτιμά ροή και ροπή. Πιθανώς χρησιμοποιείται και το σήμα ταχύτητας της ταχογεννήτριας. Προφανώς η μέτρηση των ρευμάτων και των τάσεων του στάτη είναι διαδικασία πολύ πιο εύκολη, καθώς δεν απαιτεί τόσο ακριβά όσο πριν αισθητήρια ή ειδικές παρεμβάσεις στη μηχανή.

Οι αποκρίσεις του βρόχου ελέγχου ροής και βρόχου ελέγχου ταχύτητας έχουν πολύ διαφορετικές χρονικές σταθερές με τον πρώτο να αποκρίνεται πολύ πιο αργά από τον δεύτερο ειδικά και όταν εμπεριέχεται ένας δευτερεύων βρόχος ελέγχου ροπής. Στην περίπτωση αυτή, και σε μια εντολή μεταβολής της ταχύτητας της μηχανής αναμένεται προσωρινή μείωση της ροής μέχρις ότου ο έλεγχος να την επαναφέρει στην ονομαστική τιμή γεγονός που οδηγεί σε υποβέλτιστη απόκριση κάτι που είναι αναμενόμενο σε ένα σύστημα βαθμωτού ελέγχου όπου οι εξισώσεις της μηχανής παραμένουν συζευγμένες. Επιπρόσθετα προβλήματα προκύπτουν κατά τη λειτουργία στην περιοχή εξασθένισης πεδίου του κινητήρα ή περιοχή σταθερής ισχύος όπου ο αντιστροφέας περνάει στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης (μη γραμμική λειτουργία). Το πρόβλημα αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί με ηθελημένη μείωση της εντολής της ροής (μεταβολή της ροής αντιστρόφως ανάλογα της ταχύτητας) ώστε να μη περνάμε σε λειτουργία υπερδιαμόρφωσης στον αντιστροφέα.

Όπως έγινε σαφές στην παραπάνω ανάλυση της τεχνικής του βαθμωτού ελέγχου, η σύζευξη των εξισώσεων του κινητήρα (η οποία κατά προσέγγιση αγνοείται) καταδικάζει την απόκριση του συστήματος να είναι υποβέλτιστη. Τη λύση σε αυτό το ζήτημα δίνει η τεχνική του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου (vector control-field oriented control), ο οποίος αναλύεται στο επόμενο υποκεφάλαιο.

4.4 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ (VECTOR CONTROL – FOC: FIELD ORIENTED CONTROL)

4.4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

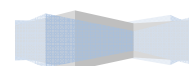
Η ιδέα του προσανατολισμού του πεδίου (Field Orientation) προτάθηκε από τους H. Hasse και F. Blaschke το 1969 και το 1972 αντίστοιχα, και αποτέλεσε επανάσταση στη θεωρία και τις εφαρμογές του ελέγχου των ηλεκτρικών μηχανών επαγωγής. Στην ουσία, ο στόχος της τεχνικής του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου είναι η μηχανή επαγωγής να εξομοιωθεί στη λειτουργία της με τη μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως η οποία αποτελεί σε θεωρητικό επίπεδο πρότυπη πηγή μεταβλητής ροπής. Για την επίτευξη αυτού του στόχου, ο διανυσματικός έλεγχος, όπως άλλωστε και η ονομασία του υποδηλώνει, μεταχειρίζεται τα εμπλεκόμενα μεγέθη ως διανύσματα ρυθμίζοντας το μέτρο αλλά και τη φάση τους. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με τις αρχές του μονόμετρου ελέγχου που μόλις αναλύθηκε και ο οποίος ελέγχει μόνο το πλάτος των εμπλεκόμενων μεγεθών.

Με το διανυσματικό έλεγχο μπορεί υπό κατάλληλες προϋποθέσεις να επιτευχθεί η αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής, κάτι που αίρει όλα τα προβλήματα του μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου και κάνει πράγματι τη μηχανή επαγωγής να συμπεριφέρεται ως μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως. Η άρση της σύζευξης μεταξύ διέγερσης και απόκρισης, μεταξύ δηλαδή της μαγνητικής ροής και της

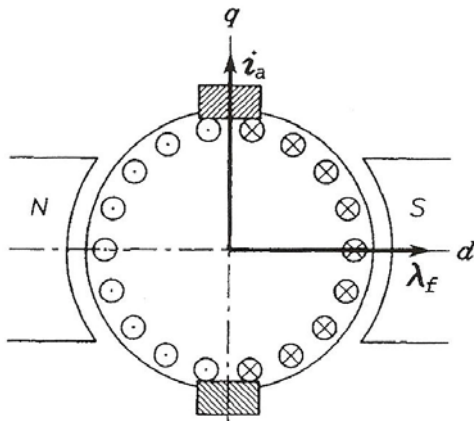
ηλεκτρομαγνητικής ροπής, είναι που κάνει το διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου τόσο ξεχωριστό από θεωρητική όσο και πρακτική σκοπιά. Ο διανυσματικός έλεγχος έρχεται σε πλήρη συμφωνία με τις αρχές της γενικευμένης θεωρίας των ηλεκτρικών μηχανών, καθώς άνοιξε το δρόμο όχι μόνο για τη θεώρηση αλλά και τον έλεγχο όλων των μηχανών μέσω ενός πρότυπου, γενικευμένου μοντέλου μηχανής. Επίσης από πρακτική άποψη η τεχνική του διανυσματικού ελέγχου αύξησε την απόδοση και την επίδοση των συστημάτων κίνησης μεταβλητής ταχύτητας φέρνοντας μια νέα επανάσταση στο χώρο των βιομηχανικών συστημάτων κίνησης που απαιτούν ακριβή έλεγχο της ταχύτητας.

Με την παρουσίασή του ο διανυσματικός έλεγχος σήμανε την απαρχή του τέλους των μηχανών συνεχούς ρεύματος που μέχρι τότε κατείχαν πλειοψηφικό μερίδιο στις εφαρμογές, ενώ σταδιακά εκτοπίζει και το βαθμωτό έλεγχο από τις εφαρμογές που απαιτούν έλεγχο στροφών υψηλής ακρίβειας. Σήμερα πλέον ο διανυσματικός έλεγχος αποτελεί μια βασική έννοια αναφοράς με πάμπολλες εξειδικευμένες τεχνικές να έχουν τις ρίζες πίσω σε αυτή τη θεμελιώδους σημασίας σύλληψη.

Στη συνέχεια δίνεται μια πιο κοντινή ματιά στις αρχές του διανυσματικού ελέγχου καθώς και στις βασικότερες υλοποιήσεις του. Αρχικά αναλύεται η λειτουργία της μηχανής συνεχούς ξένης διεγέρσεως. Τονίζεται η θεωρητική της υπεροχή που την καθιστά μηχανή αναφοράς, καθώς και τα πλεονεκτήματα που μπορούν να προέλθουν από την κατάλληλη λειτουργία της μηχανής επαγωγής που εξομοιώνει τη λειτουργία της μηχανής dc ξένης διεγέρσεως. Στη συνέχεια αναλύονται οι τεχνικές του άμεσου διανυσματικού ελέγχου ή διανυσματικού ελέγχου με ανατροφοδότηση (Direct or Feedback Vector Control) και του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου ή διανυσματικού ελέγχου με πρώσο – τροφοδότηση (Indirect or Feedforward Vector Control) που αποτελούν και τις δύο βασικότερες μεθόδους διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου. Γίνεται παρουσίαση των βασικότερων μοντέλων εκτιμητών του διανύσματος της μαγνητικής ροής, και αναλύεται η δυνατότητα προσανατολισμού με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα του διακένου ή του στάτη με αναφορά στα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της κάθε επιλογής.



4.4.2 ΠΑΡΑΓΩΓΗ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΜΗΧΑΝΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΞΕΝΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΕΩΣ



4.9: Απλοποιημένη αναπαράσταση μηχανής συνεχούς ρεύματος

Μια απλουστευμένη αναπαράσταση της dc μηχανής φαίνεται στο σχήμα (4.9). Ο βόρειος και νότιος μαγνητικός πόλος (N (North) και S (South)) αναπαριστούν το μαγνητικό κύκλωμα του στάτη, το μέρος δηλαδή της μηχανής που σχετίζεται με την εγκατάσταση του πεδίου στο διάκενο ή αλλιώς με τη διέγερση της μηχανής. Έτσι, το διάνυσμα (space vector) λ_f της πεπλεγμένης ροής που παράγεται από το τύλιγμα διέγερσης προκύπτει στατό (stationary) και ευθυγραμμισμένο με τον d άξονα του στάτη. Λόγω της λειτουργίας του συλλέκτη (δε φαίνεται

στο σχήμα (4.9)) και της κατάλληλης τοποθέτησης των ψηκτρών, η κατανομή του

ρεύματος τυμπάνου στο τύλιγμα του δρομέα είναι τέτοια ώστε το χωροδιάνυσμα του ρεύματος τυμπάνου i_a , να παραμένει πάντα ευθυγραμμισμένο με τον q άξονα και συνεπώς κάθετο στο διάνυσμα της μαγνητικής ροής παρά την περιστροφή του δρομέα.

Αν αμελήσουμε την εξασθένιση του πεδίου λόγω αντίδρασης τυμπάνου τότε η ηλεκτρομαγνητική ροπή, T_m , προκύπτει ανάλογη του γινομένου των διανυσμάτων i_a , λ_f και συνεπώς ανάλογη του ημιτόνου της μεταξύ τους γωνίας. Άλλωστε όλες οι μηχανές dc της πράξεως είναι εφοδιασμένες με βοηθητικά τυλίγματα σχεδιασμένα ώστε να εξουδετερώνουν την αντίδραση τυμπάνου που συνίσταται στην εξασθένιση του κυρίως μαγνητικού πεδίου από την μαγνητεγερτική δύναμη (MMF, MagnetoMotive Force) που παράγεται από το ρεύμα τυμπάνου. Όπως φαίνεται και στο σχήμα (4.9) χάρη στη λειτουργία των ψηκτρών και του συλλέκτη, η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων του ρεύματος τυμπάνου και της ροής παραμένει σταθερή στις 90° που είναι και η βέλτιστη γωνία καθώς εξασφαλίζει τη μέγιστη αναπτυσσόμενη ροπή ανά μονάδα ρεύματος τυμπάνου. Συνεπώς, η ροπή παράγεται κάτω από βέλτιστες συνθήκες με το ελάχιστο δυνατό ρεύμα τυμπάνου, άρα με την ελάχιστη κατανάλωση ενέργειας και ελάχιστες απώλειες λόγω του ρεύματος τυμπάνου.

Στη μηχανή συνεχούς ξένης διέγερσης το ρεύμα διεγέρσεως i_f , που εγκαθιστά μαγνητική ροή λ_f και το ρεύμα τυμπάνου i_a που ρυθμίζει την ανάπτυξη ροπής ρέουν σε διαφορετικά τυλίγματα. Γι' αυτό και μπορούν να ελεγχθούν ξεχωριστά με τον πλέον απλό και αποδοτικό τρόπο. Η συνήθης πρακτική είναι η εξής: υπό συνθήκες πλήρους φορτίου η ροή διατηρείται σταθερή στην ονομαστική της τιμή με την ταχύτητα να μεταβάλλεται από το μηδέν μέχρι τα ονομαστικά της με κατάλληλο έλεγχο του ρεύματος τυμπάνου i_a . Η εξασθένιση πεδίου που συνίσταται στη μείωση της ροής αντιστρόφως ανάλογα με την ταχύτητα υιοθετείται σε ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής. Σε λειτουργία με μικρά φορτία, πολύ μικρότερα του ονομαστικού, η απόδοση του συστήματος μπορεί να βελτιωθεί με μείωση της τιμής της ροής σε τέτοιο βαθμό ώστε η συνεπαγόμενη μείωση των απωλειών πυρήνα να ξεπερνά την ταυτόχρονη αύξηση των απωλειών χαλκού (καθώς μείωση της ροής διακένου της μηχανής dc οδηγεί σε αύξηση του ρεύματος τυμπάνου για την ανάπτυξη της ίδιας ροπής) και τελικά να επιτυγχάνεται εξοικονόμηση ενέργειας. Ειδικά σε συστήματα κίνησης όπου οι κινητήρες λειτουργούν τον περισσότερο χρόνο με φορτία πολύ κάτω του ονομαστικού μια τέτοια τεχνική

βελτίωσης της απόδοσης θα μπορούσε να προσφέρει ουσιαστική εξοικονόμηση ενέργειας.

Η ανάλυση των προηγούμενων παραγράφων εξηγεί γιατί η μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως ήταν για πολλές δεκαετίες η συνηθέστερη στα συστήματα ελέγχου κίνησης. Η μηχανή αυτή χάρη στη λειτουργία της μηχανικής ανόρθωσης της τάσεως μέσω του συλλέκτη και των ψηκτρών πετυχαίνει:

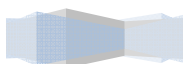
- Παραγωγή ροπής υπό βέλτιστες συνθήκες ορθογωνιότητας των διανυσμάτων της μαγνητικής ροής και του ρεύματος τυμπάνου.
- Πλήρως αποσυζευγμένο (decoupled), ανεξάρτητο έλεγχο της ροπής και της μαγνητικής ροής.

Σε μία τέτοια μηχανή η εξίσωση της ροπής είναι η εξής:

$$(4.23) \quad T_M = K_T \lambda_f i_a$$

όπου K_T σταθερά που σχετίζεται με τα κατασκευαστικά στοιχεία της μηχανής (η εξίσωση αυτή αμελεί το μαγνητικό κορεσμό και την επαγωγική αντίδραση του τυμπάνου).

Προφανώς η dc μηχανή ξένης διεγέρσεως αποτελεί μια μηχανή αναφοράς ως προς τις συνθήκες παραγωγής και ελέγχου της ροπής. Οι συνθήκες αυτές δεν ισχύουν κατά τη λειτουργία χωρίς έλεγχο μιας μηχανής επαγωγής όπου η σύζευξη των εξισώσεων της μηχανής και η μη ορθογωνιότητα των συνιστωσών διέγερσης και ανάπτυξης ροπής του ρεύματος στάτη οδηγούν σε υποβέλτιστες συνθήκες ανάπτυξης και ελέγχου ροπής. Είναι σίγουρο πως η λειτουργία της μηχανής επαγωγής κάτω από συνθήκες όμοιες με αυτές στη μηχανή συνεχούς ξένης διέγερσης θα οδηγούσε σε σημαντική βελτίωση της ταχύτητας απόκρισης και της σχετικής ευστάθειας του συστήματος. Επίσης σημαντική θα ήταν και η εξοικονόμηση ενέργειας. Ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου είναι που εξασφαλίζει αυτή τη λειτουργία για τις μηχανές επαγωγής εφαρμόζοντας κατάλληλο έλεγχο τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση των εμπλεκόμενων μεγεθών.

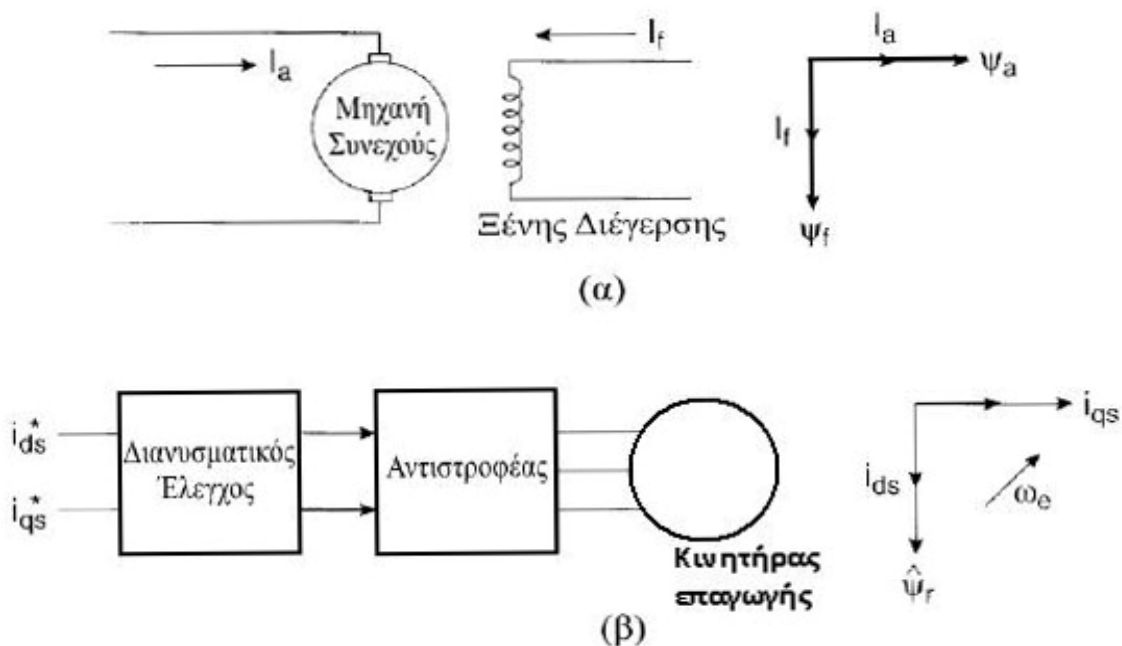


4.4.3 ΒΑΣΙΚΗ ΑΡΧΗ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ

Σε έναν κινητήρα επαγωγής το εγγενές φαινόμενο της σύζευξης των εξισώσεων περιορίζει την απόδοση και επίδοση του κινητήριου συστήματος. Η χρήση κατάλληλου dq πλαισίου αναφοράς, του οποίου ο ευθύς άξονας (d – axis) παραμένει διαρκώς ευθυγραμμισμένος με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα μπορεί να πετύχει την πλήρη και φυσική αποσύζευξη των εξισώσεων, οι οποίες καθίστανται γραμμικά ανεξάρτητες.

Το διάνυσμα της ροής του δρομέα, όπως αναλύθηκε στο εισαγωγικό κεφάλαιο, περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα συνεπώς το dq πλαίσιο αναφοράς θα πρέπει και αυτό να στέφεται με την ίδια ταχύτητα έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι συνθήκες για προσανατολισμό του πεδίου (field orientation), δηλαδή ο d άξονας να παραμένει σταθερά ευθυγραμμισμένος με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Συνεπώς το μοντέλο της μηχανής σε πλαίσιο δύο αξόνων και στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα (εξισώσεις Kron) είναι το πλέον κατάλληλο για τον έλεγχο της μηχανής υπό συνθήκες προσανατολισμού του dq πλαισίου αναφοράς των μεγεθών της με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα.

Η βασική αρχή του διανυσματικού ελέγχου φαίνεται στο σχήμα (4.10) όπου τονίζεται και η αντιστοιχία με τη μηχανή dc ξένης διεγέρσεως. Εφ' όσον ο προσανατολισμός του ευθέος άξονα του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς με το διάνυσμα της ροής του δρομέα διατηρείται οι εξισώσεις της μηχανής



4.10: (α): Μηχανή συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως και διανυσματικό διάγραμμα (β): Μηχανή επαγωγής με διανυσματικό έλεγχο και διανυσματικό διάγραμμα Δίνονται μαζί ώστε να τονισθεί η ένα προς ένα αντιστοιχία

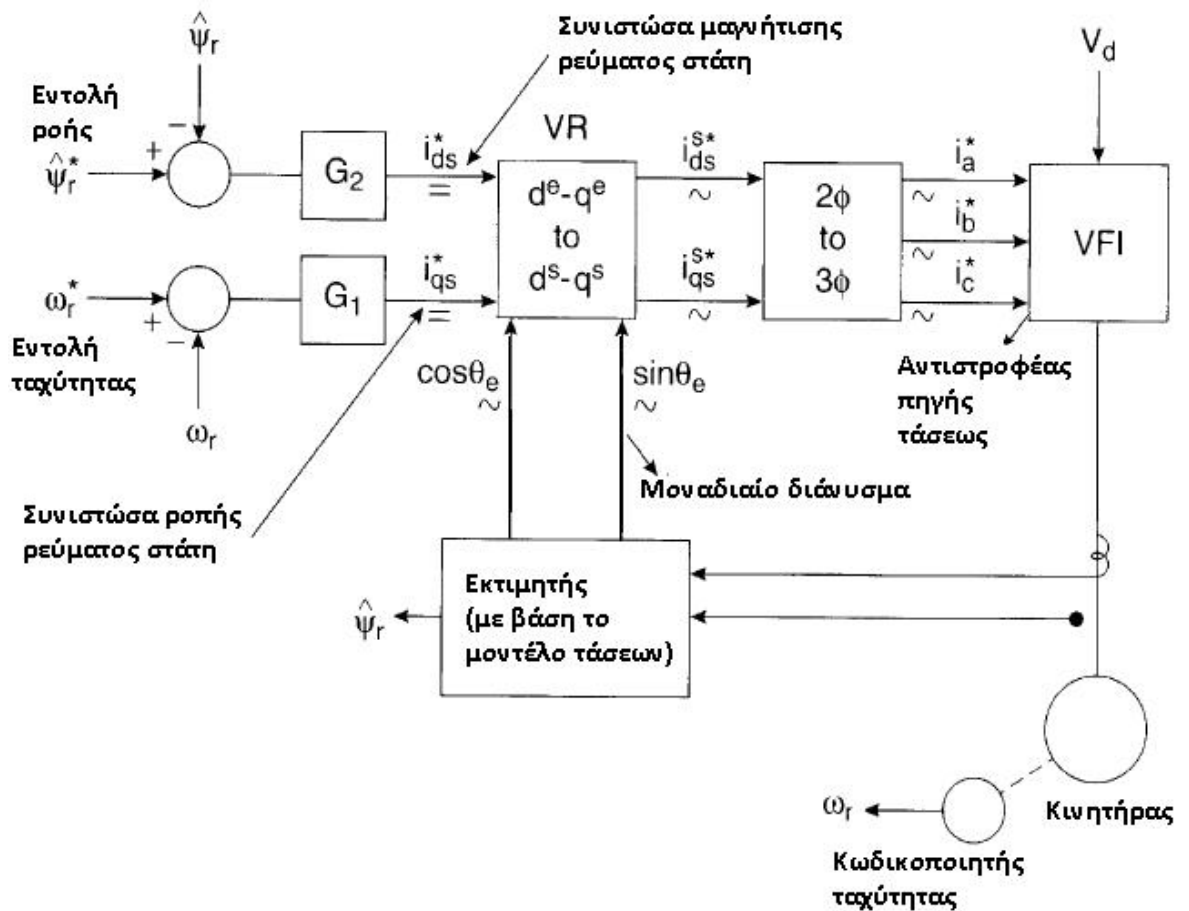
αποσυζεύγνυνται. Το ρεύμα του στάτη αναλύεται σε δύο συνιστώσες στον d και q άξονα του πλαισίου αναφοράς με την πρώτη (ρεύμα στάτη ευθέος άξονα) να ευθύνεται μόνο για τον έλεγχο της μαγνητικής ροής της μηχανής (συνιστώσα μαγνήτισης) ενώ η δεύτερη για τον έλεγχο αποκλειστικά της ροπής (συνιστώσα ροπής ή φορτίου). Κάτω από συνθήκες προσανατολισμού, όπως αυτές αναλύθηκαν ανωτέρω, η ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσεται από τον κινητήρα μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$(4.24) \quad T_e = A i_{ds}^e i_{qs}^e$$

όπου A είναι κατασκευαστική σταθερά του κινητήρα, i_{ds}^e είναι η συνιστώσα του ρεύματος στάτη στον ευθύ άξονα και i_{qs}^e είναι η αντίστοιχη στον εγκάρσιο άξονα του στρεφόμενου πλαισίου (e: excitation frame). Η αναλογία μεταξύ των εξισώσεων (4.23) και (4.24) είναι εμφανής, με το i_{qs}^e να είναι το ανάλογο του ρεύματος τυμπάνου (i_a) και το i_{ds}^e ανάλογο του ρεύματος διεγέρσεως (i_f) μιας μηχανής dc ξένης διεγέρσεως. Η μόνη διαφορά είναι ότι στη μηχανή συνεχούς το πλαίσιο αναφοράς είναι στατό, ενώ στη μηχανή επαγωγής περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα σε προσανατολισμό με το διάνυσμα της ροής δρομέα. Σε αυτό το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όλες οι ac ποσότητες της μηχανής επαγωγής γίνονται dc όπως ακριβώς είναι και στη μηχανή συνεχούς ρεύματος.

4.4.4 ΆΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ

Το μπλοκ διάγραμμα του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου (Direct Vector Control-Field Oriented Control) ή, όπως αλλιώς είναι γνωστός, του διανυσματικού ελέγχου ανατροφοδότησης με προσανατολισμό πεδίου (Feedback Vector



4.11: Άμεσος διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό με το διάνυσμα της ροής του δρομέα.

Control-F.O.C.) φαίνεται στο σχήμα (4.11). Στο σχήμα αυτό διακρίνονται οι δυο βασικοί κλειστοί βρόχοι ελέγχου, ένας για τον έλεγχο της ροής του δρομέα (ψ_r) και ένας για τον έλεγχο της ταχύτητας (ω_r). Στο βρόχο της ταχύτητας μπορεί να υπάρχει φωλιασμένος ένας δεύτερος κλειστός βρόχος έλεγχου της ροπής, όπως ακριβώς και στην περίπτωση του βαθμωτού έλεγχου, ο οποίος δεν είναι απαραίτητος. Ωστόσο, προσφέρει

βελτιωμένη μεταβατική συμπεριφορά αυξάνοντας την ταχύτητα της απόκρισης σε εντολή αλλαγής των στροφών του κινητήρα. Οι ποσότητες που ανατροφοδοτούνται (μέτρο διανύσματος ροής, ταχύτητα και ροπή) εν μέρει εκτιμώνται και εν μέρει μετρώνται. Αν και αυτό δεν αποτελεί μονόδρομο, η ταχύτητα συνήθως μετράται μέσω ταχογεννήτριας ή κωδικοποιητή, ενώ το διάνυσμα της ροής και η ροπή εκτιμώνται με κατάλληλο μοντέλο εκτιμητή που δέχεται ως είσοδο τις τάσεις ή/και τα ρεύματα τροφοδοσίας του κινητήρα. Η εκτίμηση των μεγεθών γίνεται με βάση το μοντέλο της μηχανής επαγωγής. Η απόφαση για τη μέτρηση ή την εκτίμηση ενός μεγέθους λαμβάνεται έτσι ώστε το συνολικό κόστος και η αξιοπιστία της κατασκευής, αλλά και το υπολογιστικό βάρος που ανατίθεται στον ελεγκτή (που υλοποιείται συνήθως με τον προγραμματισμό ενός μικροεπεξεργαστή), να παραμένουν σε ανεκτά επίπεδα. Έτσι, μέτρηση του διανύσματος της μαγνητικής ροής ενδεχομένως να έδινε υψηλή ακρίβεια, ωστόσο θα σήμαινε κόστος και μείωση αξιοπιστίας της κατασκευής, ενώ το σύστημα έλεγχου θα μπορούσε να λειτουργήσει μόνο με μηχανές ειδικής κατασκευής εφοδιασμένες με κατάλληλα αισθητήρια της μαγνητικής ροής και της ροπής. Αντίστροφα, εκτίμηση όλων των μεγεθών θα αύξανε κατά πολύ την υπολογιστική πολυπλοκότητα. Περισσότερα για τους εκτιμητές και τα μειονεκτήματα/πλεονεκτήματά τους δίνονται στο σχετικό εδάφιο (4.4.8) αυτού του κεφαλαίου και εδώ παραλείπονται.

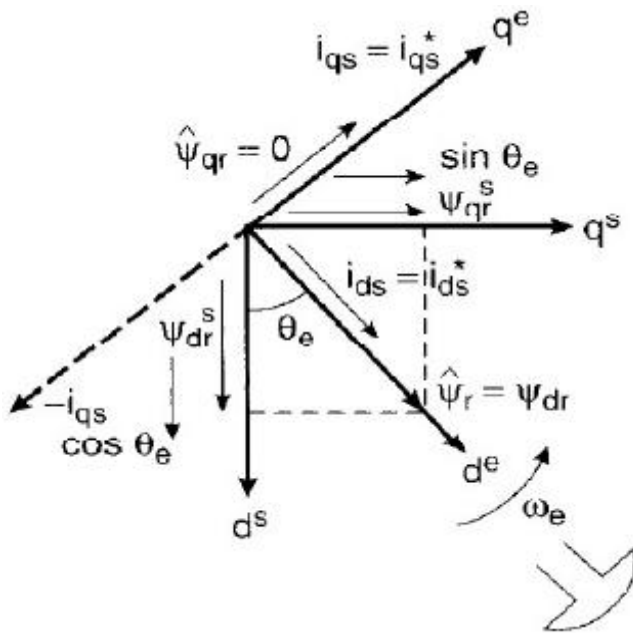
Στο διάγραμμα (4.11) φαίνονται τα σήματα ανατροφοδότησης που είναι το πλάτος του διανύσματος ροής δρομέα ($\hat{\psi}_r$), η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα (T_e) και η μηχανική ταχύτητα του δρομέα (ω_r). Η ηλεκτρική γωνία θ_e του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα, που είναι η γωνία μεταξύ του ευθέος άξονα του στατού πλαισίου αναφοράς (d_s) της μηχανής και του ευθέος άξονα του σύγχρονα στρεφόμενα πλαισίου αναφοράς (d_e) (με τον πρώτο να είναι συνήθως μόνιμα ευθυγραμμισμένος με τον άξονα της φάσης α του κινητήρα), εκτιμάται και αυτή καθώς είναι απαραίτητη για τη μετάβαση από το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που διατηρεί τον επιθυμητό προσανατολισμό με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του διακένου στο στατό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων και εν τέλει στο πραγματικό τριφασικό σύστημα μεγεθών που τροφοδοτεί τον κινητήρα.

Επόμενο βήμα του έλεγχου είναι η δημιουργία κατάλληλων σημάτων σφάλματος τα οποία οδηγούνται στους ελεγκτές G_1 , G_2 οι οποίοι εν γένει είναι μη γραμμικοί ελεγκτές λόγω της μη γραμμικότητας του συστήματος στη γενική μη αποσυνδεδεμένη μορφή των εξισώσεων. Ωστόσο με την εφαρμογή του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου οι εξισώσεις του κινητήρα προκύπτουν γραμμικώς ανεξάρτητες και οι ελεγκτές αυτοί μπορεί να είναι γραμμικοί. Ο ελεγκτής G_3 που αντιστοιχεί στον προαιρετικό κλειστό βρόχο ροπής μπορεί επίσης σε αυτήν την περίπτωση να είναι γραμμικός.

Οι έξοδοι των δύο αυτών ελεγκτών αντιστοιχούν στις εντολές των ρευμάτων στάτη ευθέος και εγκάρσιου άξονα, που καθορίζουν αντίστοιχα τις συνιστώσες μαγνήτισης και φορτίου του ρεύματος στάτη. Όπως έχει ήδη τονιστεί επανειλημμένως, όλα τα προηγούμενα ισχύουν μόνο όταν το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς αυτών των ρευμάτων διατηρεί τον προσανατολισμό του σε σχέση με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα, συνθήκη που οδηγεί στη φυσική απόζευξη των φαινομένων διέγερσης και ανάπτυξης ροπής.

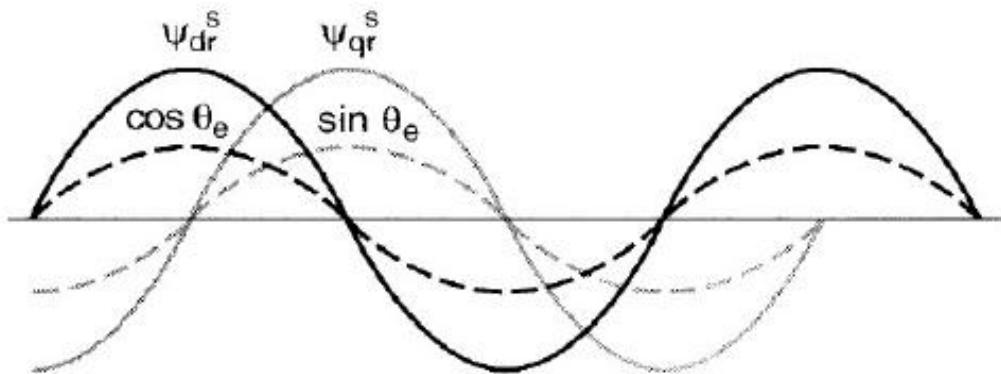
Αυτό που απομένει πλέον είναι ο μετασχηματισμός του επιθυμητού ρεύματος στάτη στο πραγματικό σταθερό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς. Ο μετασχηματισμός αυτός μπορεί να θεωρηθεί ότι πραγματοποιείται σταδιακά, σε δυο βήματα. Αρχικά τα ρεύματα

διέγερσης και φορτίου μετασχηματίζονται από το σύγχρονα στρεφόμενο στο στατό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων στο οποίο οι ποσότητες της μηχανής είναι εν γένει a.c.. Στη συνέχεια το διφασικό σύστημα ($d^s q^s$) μετασχηματίζεται στο φυσικό τριφασικό σύστημα της μηχανής επαγωγής. Έτσι παράγεται ένα τριφασικό σύστημα ρευμάτων αναφοράς που συμβολίζεται ως i_a^* , i_b^* , i_c^* . Αυτό το σύστημα των ρευμάτων είναι που στη συνέχεια χρησιμοποιείται για την παραγωγή των παλμών ελέγχου του αντιστροφέα με κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης PWM.



4.12: Διανυσματικό διάγραμμα άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα

διφασικό στο στατό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων σε κοινούς άξονες με τις κυματομορφές της ροής ευθέως (ψ_{dr}^s) και εγκάρσιου άξονα (ψ_{qr}^s) του δρομέα όπως αυτές φαίνονται από το στατό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων.



4.13: Κυματομορφές $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$. Απεικονίζονται σε κοινό άξονα και στη σωστή σχετική θέση με τις κυματομορφές των συνιστωσών ευθέως και εγκάρσιου άξονα της ροής δρομέα όπως αυτές φαίνονται από το στατό πλαίσιο αναφοράς ds - qs

Παρατηρούμε πως οι κυματομορφές $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ βρίσκονται σε φάση με τις κυματομορφές ψ_{dr}^s και ψ_{qr}^s αντίστοιχα. Μόνο σε αυτή την περίπτωση το στρεφόμενο

πλαίσιο αναφοράς βρίσκεται σε ευθυγράμμιση με τη ροή του δρομέα όπως εξηγήθηκε στο σχήμα (4.12) και η μηχανή λειτουργεί με προσανατολισμό πεδίου προσομοιώνοντας τη λειτουργία μιας ισοδύναμης dc μηχανής ξένης διέγερσης τόσο στη μεταβατική όσο και στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της.

Από το διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος (4.12) προκύπτουν οι σχέσεις:

$$(4.25) \quad \psi_{dr}^s = \hat{\psi}_r \cos(\theta_e)$$

$$(4.26) \quad \psi_{qr}^s = \hat{\psi}_r \sin(\theta_e)$$

$$(4.27) \quad \cos(\theta_e) = \frac{\psi_{dr}^s}{\hat{\psi}_r}$$

$$(4.28) \quad \sin(\theta_e) = \frac{\psi_{qr}^s}{\hat{\psi}_r}$$

$$(4.29) \quad \hat{\psi}_r = \sqrt{(\psi_{dr}^s)^2 + (\psi_{qr}^s)^2}$$

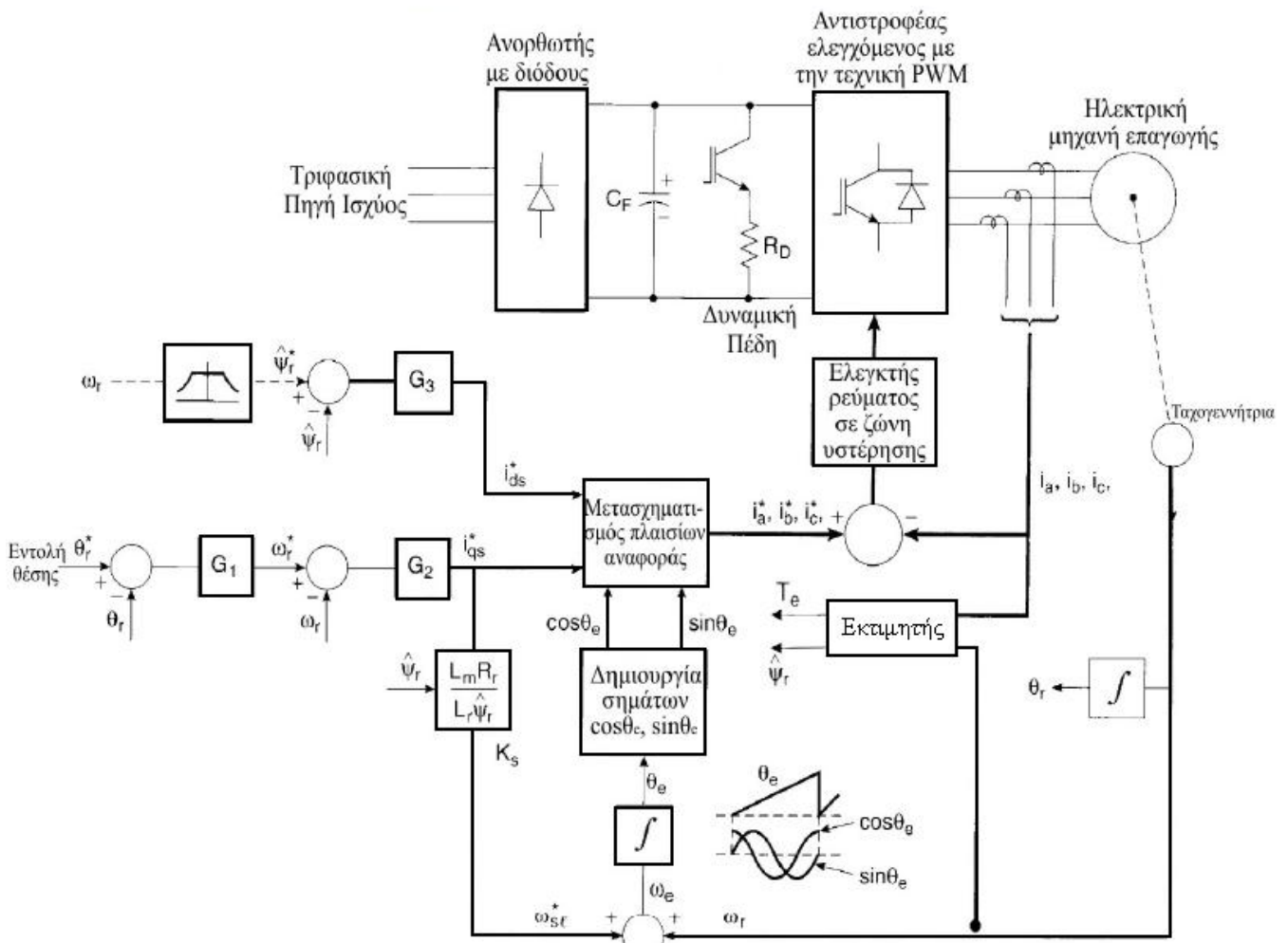
Η ονομασία της τεχνικής αυτής του διανυσματικού ελέγχου ως άμεσος διανυσματικός έλεγχος εξηγείται από το γεγονός ότι τα σήματα $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ εξάγονται άμεσα με χρήση των σχέσεων (4.27), (4.28) και βάσει της εκτιμήσεως του πραγματικού διανύσματος της μαγνητικής ροής της μηχανής.

Σε αυτό το σημείο η μελέτη επιστρέφει στο μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου (σχήμα (4.11)) και αναλύεται η παραγωγή των κατάλληλων παλμών στις πύλες των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα από το σύστημα ελέγχου του. Η πλέον απλή επιλογή είναι η χρήση της τεχνικής του ελέγχου του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης. Ωστόσο τόσο η τεχνική SPWM όσο και η SVPWM μπορούν να εφαρμοστούν. Στην τελευταία περίπτωση (SPWM ή SVPWM) απαιτείται ο υπολογισμός των τάσεων αναφοράς του στάτη της μηχανής και η κατάλληλη κανονικοποίησή τους με χρήση κάποιου μοντέλου της μηχανής. Η διαδικασία αυτή αυξάνει την υπολογιστική πολυπλοκότητα του κύκλου ελέγχου ωστόσο επιτρέπει πρόσβαση στα πλεονεκτήματα της SVPWM διαμόρφωσης. Τα πλεονεκτήματα αυτά έχουν αντίκτυπο και σε ζητήματα απόδοσης του συστήματος και απωλειών, όπως θα αναλυθεί στο κεφάλαιο 6. Εδώ σημειώνουμε πως ιδιαίτερη φροντίδα θα πρέπει να ληφθεί έτσι ώστε ο αντιστροφέας να παραμείνει στη γραμμική περιοχή λειτουργίας του ακόμα και όταν ο έλεγχος υπακούει σε μια εντολή ταχύτητας μεγαλύτερης της ονομαστικής (μεγαλύτερης της ταχύτητας για ονομαστική συχνότητα τροφοδοσίας). Αυτό επιτυγχάνεται με κατάλληλη μείωση της μαγνητικής ροής σε αυτήν την περιοχή ταχυτήτων.

4.4.5 ΈΜΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΠΕΔΙΟΥ

Η τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου ή του διανυσματικού ελέγχου με πρόσω-τροφοδότηση, όπως αλλιώς είναι γνωστός (Indirect or Feedforward Vector Control – Field Oriented Control), είναι κατά βάση όμοια με την τεχνική ελέγχου με άμεσο προσανατολισμό πεδίου. Η ουσιαστική τους διαφορά έγκειται στον τρόπο με τον οποίο υπολογίζεται η γωνία του διανύσματος της ροής του δρομέα θ_e και κατ' επέκταση τα σήματα $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ που χρησιμοποιούνται για το μετασχηματισμό των ρευμάτων του στάτη από το στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο αναφοράς στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς και τελικά στο φυσικό τριφασικό σύστημα αναφοράς της μηχανής. Στην περίπτωση του άμεσου διανυσματικού ελέγχου (αναλύθηκε στο προηγούμενο εδάφιο) ο υπολογισμός των $\cos(\theta_e)$ και $\sin(\theta_e)$ γίνεται με

άμεσο τρόπο με χρήση της ανατροφοδότησης. Αντίθετα, στον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο η γωνία θ_e εξάγεται βάσει της εντολής ταχύτητας, δηλαδή με έμπροσθεν τροφοδότηση της εισόδου. Στο σχήμα (4.14) φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα της τεχνικής του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου, όπου η γωνιακή ταχύτητα ω_e του διανύσματος μαγνητικής ροής (και κατ' επέκταση η γωνία θ_e ύστερα από ολοκλήρωση) προκύπτει ως υπέρθεση των εξής δύο συνιστωσών: της ηλεκτρικής ταχύτητας του δρομέα η οποία λαμβάνεται με χρήση ταχογεννήτριας ή κωδικοποιητή και κατάλληλο πολλαπλασιασμό ώστε η μηχανική γωνιακή ταχύτητα να αναχθεί στο αντίστοιχο ηλεκτρικό μέγεθος (εμπλέκεται ο αριθμός των πόλων της μηχανής) και της γωνιακής ταχύτητας των ρευμάτων ολισθήσεως. Η πρώτη συνιστώσα προκύπτει με ανατροφοδότηση της εξόδου της ταχογεννήτριας ή του κωδικοποιητή και κατάλληλη επεξεργασία, ενώ αντίθετα η δεύτερη με έμπροσθεν τροφοδότηση της εισόδου, όπως φαίνεται σαφώς στο σχήμα (4.14). Αφού η γωνία θα παραχθεί πλέον η διαδικασία είναι όμοια με αυτή του άμεσου διανυσματικού ελέγχου. Παράγονται τα κατάλληλα ρεύματα αναφοράς τα οποία μετασχηματίζονται από το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο δύο αξόνων στο φυσικό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς των ρευμάτων του στάτη. Με την τεχνική διαμόρφωσης

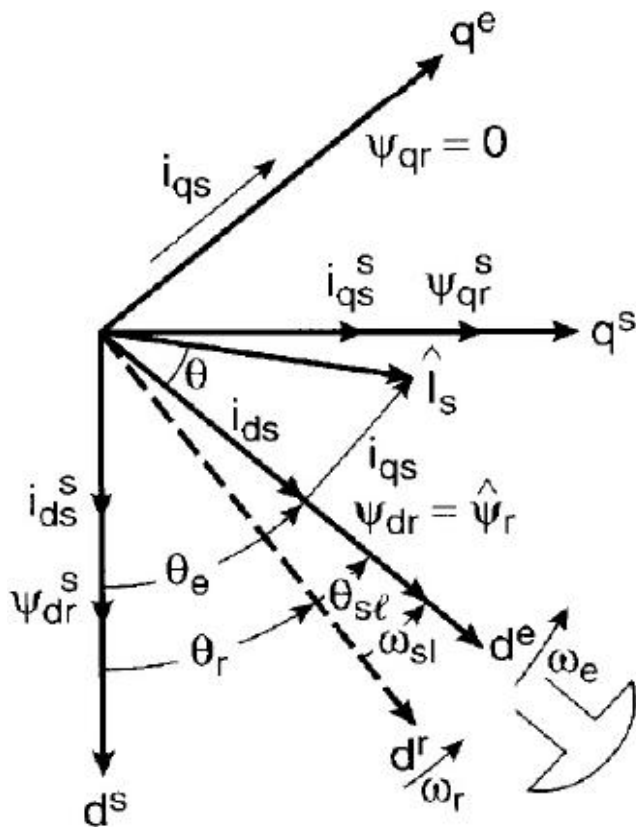


4.14: Μπλοκ διάγραμμα έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα PWM με έλεγχο του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης προκύπτουν τέλος οι παλμοί ελέγχου στις πύλες των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα απ' το κύκλωμα ελέγχου του.

Παρακάτω εξηγείται η θεωρητική θεμελίωση της μεθόδου του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με τη βοήθεια διανυσματικού διαγράμματος. Επίσης,

αναλύονται εναλλακτικές διαμορφώσεις του μπλοκ διαγράμματος του ελέγχου με επιπρόσθετους φωλιασμένους κλειστούς βρόχους θέσεως, ταχύτητας ή ροπής, ενώ τέλος εξηγούνται με μια πιο κοντινή ματιά οι εναλλακτικές τεχνικές διαμόρφωσης PWM που μπορούν να εφαρμοστούν στον έλεγχο του αντιστροφέα.

Στο σχήμα (4.15) φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα που εξηγεί τη βασική αρχή του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου. Σε αυτό το διανυσματικό διάγραμμα φαίνονται



4.15: Διανυσματικό διάγραμμα για την επεξήγηση του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα

τρία πλαίσια αναφοράς:

- Το πλαίσιο αναφοράς $d^s q^s$ είναι το στατό πλαίσιο αναφοράς που όπως και στην περίπτωση του άμεσου διανυσματικού ελέγχου έχει τον ευθύ του άξονα μόνιμα ευθυγραμμισμένο με τον άξονα της φάσεως a του κινητήρα.
- Το πλαίσιο αναφοράς $d^e q^e$ το οποίο είναι το στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο και το οποίο είναι κατάλληλα προσανατολισμένο με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Ένας παρατηρητής που στρέφεται μαζί με αυτό το πλαίσιο αναφοράς βλέπει τις εξισώσεις της μηχανής αποσυζευγμένες, με τον έλεγχο ροής και ροπής να πραγματοποιείται ανεξάρτητα με ρύθμιση των ποσοτήτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα.
- Το πλαίσιο αναφοράς $d^r q^r$ το οποίο στέφεται με την μηχανική ταχύτητα του δρομέα παραμένοντας καρφωμένο σταθερά με αυτόν.

Επίσης φαίνονται οι μεταξύ τους γωνίες, όπου η γωνία θ_e που αντιστοιχεί στη σύγχρονη ταχύτητα και είναι η γωνία μετασχηματισμού από το σύγχρονα στρεφόμενο στο στατό πλαίσιο αναφοράς προκύπτει όπως φαίνεται από άθροιση της γωνίας θ_r μεταξύ των πλαισίων αναφοράς $d^s q^s$ - $d^r q^r$ και της γωνίας θ_{sl} μεταξύ των πλαισίων αναφοράς $d^r q^r$ - $d^e q^e$ ή με άλλα λόγια με την άθροιση των γωνιών που προκύπτουν από τη

σταδιακή μετάβαση από το σύγχρονα στρεφόμενο στο στατό πλαίσιο αναφοράς με ενδιάμεσο βήμα το πλαίσιο αναφοράς $d^r q^r$ που περιστρέφεται με την ταχύτητα του δρομέα. Συνεπώς:

$$(4.30) \quad \vartheta_e = \theta_r + \theta_{sl} = \int \omega_r dt + \int \omega_{sl} dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int \omega_e dt$$

Η επιλογή του ενδιάμεσου αυτού πλαισίου αναφοράς να στρέφεται με τη μηχανική ταχύτητα του δρομέα δεν είναι τυχαία και αυτό προκύπτει αν αναλογιστούμε τη φυσική σημασία των δύο συνιστωσών, της γωνίας θ_e , των θ_r και θ_{sl} . Συγκεκριμένα, η γωνία θ_{sl} είναι η γωνία με την οποία οι μαγνητικοί πόλοι του δρομέα ολισθαίνουν ως προς τον άξονά του, καθώς το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα η οποία διαφέρει από την ηλεκτρική ταχύτητα του δρομέα (η τελευταία προκύπτει με πολλαπλασιασμό της μηχανικής ταχύτητας με τα ζεύγη των πόλων της μηχανής) κατά την ηλεκτρική ταχύτητα ολισθήσεως.

Στην περίπτωση που ο διανυσματικός έλεγχος λειτουργεί σωστά (αποσύζευξη εξισώσεων) αποδεικνύεται πως η ταχύτητα ω_{sl} είναι ανάλογη της συνιστώσας εγκάρσιου άξονα του ρεύματος στάτη όταν η ροή είναι σταθερή. Κατά μία έννοια η συνιστώσα αυτή

της σύγχρονης ταχύτητας ή καλύτερα ο λόγος $\frac{\omega_{sl}}{\omega_e}$ σχετίζεται με το λόγο $\frac{i_{qs}^e}{I_s^e}$ και εν γένει

τη φόρτιση του κινητήρα. Απ' την άλλη η ταχύτητα ω_r που είναι η ταχύτητα περιστροφής του άξονα του δρομέα ή καλύτερα ο λόγος $\frac{\omega_r}{\omega_e}$ σχετίζεται με το λόγο $\frac{i_{ds}^e}{I_s^e}$ και εν γένει με

τη διέγερση του κινητήρα, ενώ τέλος ο λόγος $\frac{\omega_r}{\omega_{sl}}$ σχετίζεται με το λόγο $\frac{i_{ds}^e}{i_{qr}^e}$ των

συνιστωσών του ρεύματος διέγερσης και φορτίου. Προφανώς (τονίζεται για ακόμα μια φορά) όλα τα παραπάνω αληθεύουν μόνο στην περίπτωση που ο διανυσματικός έλεγχος πετυχαίνει την αποσύζευξη των εξισώσεων του κινητήρα.

Κάνοντας χρήση του μοντέλου του κινητήρα επαγωγής βραχυκυκλωμένου κλωβού σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς και του διανυσματικού διαγράμματος προκύπτουν οι εξισώσεις:

$$(4.31) \quad \frac{d}{dt} \psi_{dr}^e + R_r i_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr}^e = 0$$

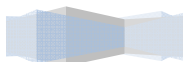
$$(4.32) \quad \frac{d}{dt} \psi_{qr}^e + R_r i_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}^e = 0$$

Οι εκφράσεις των πεπλεγμένων μαγνητικών ροπών έχουν ως εξής:

$$(4.33) \quad \psi_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e$$

$$(4.34) \quad \psi_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e$$

Λύνοντας ως προς τα ρεύματα δρομέα ευθέος και εγκάρσιου άξονα του σύγχρονα στρεφόμενου (e: excitation) πλαισίου αναφοράς, λαμβάνουμε:



$$(4.35) \quad i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} \psi_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e$$

$$(4.36) \quad i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} \psi_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e$$

Τέλος, αντικαθιστώντας τις (4.35) και (4.36) στις (4.31) και (4.32) έτσι ώστε να απαλείψουμε τα ρεύματα δρομέα τα οποία δεν μπορούν να μετρηθούν στον κινητήρα επαγωγής τύπου κλωβού λαμβάνουμε τις εξής εξισώσεις:

$$(4.37) \quad \frac{d}{dt} \psi_{dr}^e + \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr}^e - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^e - \omega_{sl} \psi_{qr}^e = 0$$

$$(4.38) \quad \frac{d}{dt} \psi_{qr}^e + \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr}^e - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^e - \omega_{sl} \psi_{dr}^e = 0$$

Οι παραπάνω εξισώσεις συσχετίζουν τις πεπλεγμένες μαγνητικές ροές και τα ρεύματα στάτη ευθέος και εγκαρσίου άξονα. Στη γενική περίπτωση κατά την οποία το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς $d^e q^e$ δεν είναι προσανατολισμένο με τη ροή του δρομέα (το διάνυσμα της ροής δεν είναι ευθυγραμμισμένο με τον ευθύ άξονα (d^e)) το σύστημα των εξισώσεων προκύπτει συζευγμένο και μη γραμμικό όπως εύκολα επιβεβαιώνεται από το σύστημα των δύο παραπάνω εξισώσεων. Το γεγονός αυτό καθιστά τον έλεγχο πολύ δύσκολο και την απόδοσή του υποβέλτιστη.

Στην ειδική ωστόσο περίπτωση που ικανοποιούνται οι συνθήκες προσανατολισμού του πεδίου (το διάνυσμα της ροής δρομέα συγγραμμικό με τον d^e άξονα) το σύστημα προκύπτει αποσυζευγμένο και γραμμικό. Εξηγείται τώρα η αποσύζευξη των εξισώσεων:

Το διάνυσμα της ροής δρομέα συγγραμμικό με τον d^e άξονα \rightarrow

$$(4.39) \quad \psi_{qr}^e = 0$$

$$(4.40) \quad \frac{d\psi_{qr}^e}{dt} = 0$$

Αντικατάσταση των (4.39) και (4.40) στις (4.37) και (4.38) δίνει το εξής σύστημα εξισώσεων:

$$(4.41) \quad \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{dr}^e + \hat{\psi}_{dr}^e = L_m i_{ds}^e$$

$$(4.42) \quad \omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r \hat{\psi}_{dr}^e} i_{qs}^e$$

όπου η d συνιστώσα της ροής ταυτίζεται με το συνιστάμενο διάνυσμα της ροής διακένου. Συνεπώς μπορούμε πια να γράψουμε $\psi_{dr}^e = \hat{\psi}_{dr}^e$ και τελικά λαμβάνουμε το εξής γραμμικό σύστημα εξισώσεων:

$$(4.43) \quad \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \hat{\psi}_r^e + \hat{\psi}_r^e = L_m i_{ds}^e$$

$$(4.44) \quad \omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r \hat{\psi}_r^e} i_{qs}^e$$

που περιγράφουν τη λειτουργία του κινητήρα υπό συνθήκες προσανατολισμού πεδίου. Στην ιδιαίτερη μάλιστα περίπτωση (αλλά μάλλον συνήθη στην πράξη) κατά την

οποία η μαγνητική ροή του δρομέα διατηρείται σταθερή, το σύστημα των εξισώσεων (4.43), (4.44) μπορεί να απλοποιηθεί ακόμα περισσότερο, δίνοντας το εξής απλούστατο σύστημα γραμμικών εξισώσεων:

$$(4.45) \quad \hat{\psi}_r^e = L_m i_{ds}^e \text{ (Σταθερή)}$$

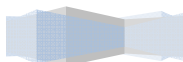
$$(4.46) \quad \omega_{sl} = \frac{L_m R_r}{L_r \hat{\psi}_r^e} i_{qs}^e$$

Το άνωθι σύστημα εξισώσεων αναγκάζει ακόμα μια φορά τον γράφων να τονίσει την ένα προς ένα αναλογία μεταξύ της λειτουργίας της μηχανής επαγωγής υπό συνθήκες προσανατολισμού πεδίου και σταθερής ροής με την αντίστοιχη λειτουργία της μηχανής συνεχούς ρεύματος ξένης διεγέρσεως. Πράγματι, η εξίσωση (4.45) είναι που σχετίζεται με τα φαινόμενα διεγέρσεως της μηχανής επαγωγής με τη συνιστώσα ευθέως άξονα του ρεύματος στάτη να είναι ανάλογη της μαγνητικής ροής, η οποία εδώ είναι σταθερή. Αντίστοιχα στη μηχανή dc είναι το ρεύμα του τυλίγματος διεγέρσεως I_f που καθορίζει την κυρίως μαγνητική ροή (αγνοείται η αντίδραση τυμπάνου και ο κορεσμός).

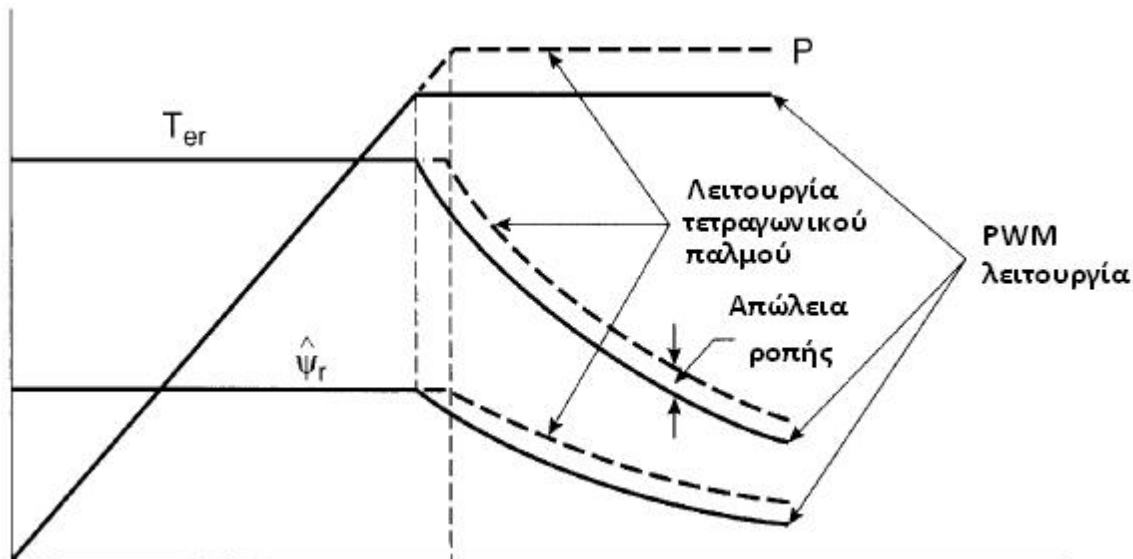
Η εξίσωση τώρα (4.46) είναι που σχετίζεται με τα φαινόμενα φορτίσεως της μηχανής καθώς για $\psi_r = \text{σταθερό}$ η γωνιακή ταχύτητα ολισθήσεως είναι ανάλογη του ρεύματος εγκάρσιου άξονα ή ισοδύναμα η ηλεκτρομαγνητική ροπή (καθώς η ροπή και η ολίσθηση μεταβάλλονται ανάλογα για $\psi_r = \text{σταθερό}$). Αντίστοιχη είναι η αναλογία στη dc μηχανή μεταξύ ηλεκτρομαγνητικής ροπής και ρεύματος τυμπάνου i_a .

Έχοντας ολοκληρωθεί η θεωρητική θεμελίωση και ανάλυση της τεχνικής του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου, στη συνέχεια γίνεται λόγος γύρω από τις εναλλακτικές διαμορφώσεις του μπλοκ διαγράμματος του ελέγχου και τις δυνατές τεχνικές PWM διαμόρφωσης. Στο σχήμα (4.14) διακρίνουμε έναν κλειστό βρόχο ελέγχου της ροής (με το σήμα σφάλματος ροής να περνάει από τον ελεγκτή G_3 που υπό συνθήκες αποσύζευξης μπορεί να είναι γραμμικός). Επίσης διακρίνεται ένας πρωτεύων κλειστός βρόχος ελέγχου θέσεως (με το σφάλμα θέσεως να περνάει από τον ελεγκτή G_1 , όμοιο με τον G_3). Στο βρόχο αυτό είναι φωλιασμένος και ένας βρόχος ταχύτητας (αντίστοιχα ελεγκτής G_2) ενώ θα μπορούσε να υπάρχει και τρίτος φωλιασμένος βρόχος ροπής, αυξάνοντας ακόμα περισσότερο την ταχύτητα απόκρισης. Η σειρά φωλιάσματος των βρόχων μπορεί να μεταβληθεί, ανάλογα με τις προτεραιότητες που τίθενται στον έλεγχο του συστήματος (π.χ. σύστημα ελέγχου θέσεως σε ένα κοπτικό μηχανήμα ακριβείας ή σύστημα ελέγχου ταχύτητας σε ένα ηλεκτρικό τρένο).

Η απλούστερη τεχνική PWM διαμόρφωσης που μπορεί να χρησιμοποιηθεί, όπως ήδη εξηγήθηκε είναι ο έλεγχος του στιγμιαίου ρεύματος σε ζώνη υστέρησης. Λόγω των μειονεκτημάτων αυτής της τεχνικής που σχετίζονται με το μη βέλτιστο αρμονικό περιεχόμενο των κυματομορφών και με ζητήματα κατανάλωσης ενέργειας, οι τεχνικές SPWM και SVPWM χρησιμοποιούνται εναλλακτικά. Για τις τεχνικές αυτές απαιτούνται οι κανονικοποιημένες τάσεις του στάτη, οι οποίες προκύπτουν από κατάλληλο μοντέλο της μηχανής επαγωγής, με γνώση των ρευμάτων και της ταχύτητάς της.



Ο αλγόριθμος του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου και συγκεκριμένα η υλοποίησή του (σχήμα (4.14)) μπορεί να εφαρμοστεί σε όλο το εύρος ταχυτήτων τόσο στην περιοχή σταθερής ροπής όσο και σταθερής ισχύος. Η μόνη πρόνοια που πρέπει να ληφθεί είναι η μείωση της ροής αντιστρόφως ανάλογα της ταχύτητας για ταχύτητες μεγαλύτερες της σύγχρονης ώστε ο αντιστροφάας να παραμένει σε γραμμική λειτουργία. Ο



4.16: Μείωση ροής και ροπής στην περιοχή εξασθένισης πεδίου ώστε ο αντιστροφάας να παραμένει στη γραμμική περιοχή λειτουργίας

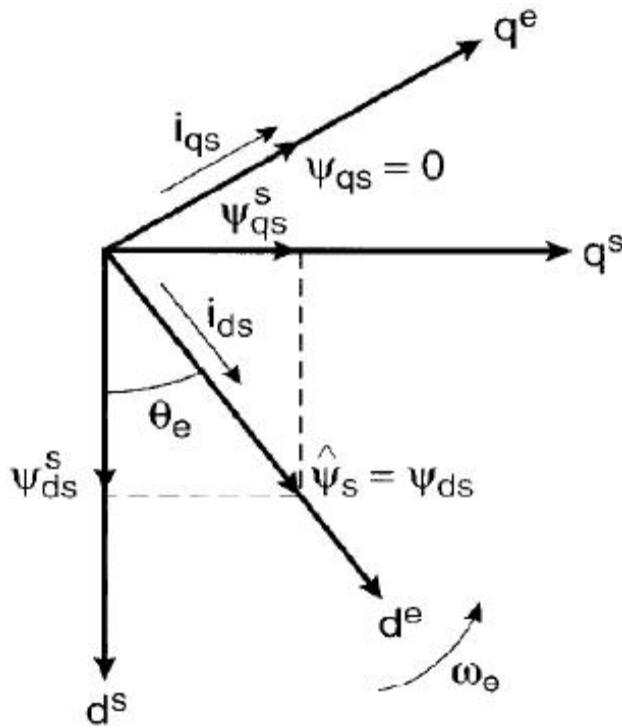
προγραμματισμός αυτός της ροής οδηγεί σε απώλεια ροπής και ισχύος όπως εξηγείται στο διάγραμμα (4.16). Το διάγραμμα αυτό είναι έγκυρο και στην περίπτωση του άμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.

4.4.6 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΜΕ ΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΟΥ ΣΤΑΤΗ

Ο προσανατολισμός του d^e άξονα του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς με το διάνυσμα της ροής του δρομέα αποτελεί και τη συνηθέστερη επιλογή λόγω της φυσικής απόζευξης των εξισώσεων της μηχανής που προσφέρει. Ωστόσο, ο προσανατολισμός του $d^e q^e$ πλαισίου αναφοράς με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του διακένου ή του στάτη είναι επίσης δυνατός. Τα διανύσματα της μαγνητικής ροής διακένου και στάτη, όπως και αυτό της ροής του δρομέα, στρέφονται με την ίδια, τη σύγχρονη ταχύτητα, αλλά έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσεως. Ειδικά ο προσανατολισμός με το διάνυσμα της ροής του στάτη προσφέρει το πλεονέκτημα της ακριβέστερης εκτίμησης του διανύσματος της ροής καθώς αυτό επηρεάζεται μόνο από την αντίσταση του στάτη (R_s). Ωστόσο δεν επιτυγχάνεται η πλήρης αποσύζευξη των εξισώσεων. Για την πλήρη αποσύζευξη των εξισώσεων είναι απαραίτητη η αλγεβρική πρόσθεση κατάλληλων όρων αποσύζευξης στις εξισώσεις του μοντέλου, όπως αναλύεται στη συνέχεια.

Όπως και στο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα έτσι και εδώ που το πλαίσιο αναφοράς προσανατολίζεται με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη το μοντέλο της μηχανής σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων ($d^e q^e$ excitation frame) είναι το πλέον κατάλληλο για την ανάλυση του αλγορίθμου ελέγχου.

Στο σχήμα (4.17) φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα του ελέγχου όπου εξηγείται η συνθήκη του προσανατολισμού με το πεδίο του στάτη. Στο διανυσματικό αυτό διάγραμμα φαίνονται τα εξής πλαίσια αναφοράς:



- το $d^s q^s$ στατό πλαίσιο αναφοράς
- το $d^e q^e$ σύγχρονα στρεφόμενο και προσανατολισμένο με βάση τη ροή του στάτη πλαίσιο αναφοράς

καθώς και η ηλεκτρική γωνία θ_e μεταξύ τους που είναι απαραίτητη για το μετασχηματισμό των μεγεθών από το $d^e q^e$ στο φυσικό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς (ακριβώς όπως και για τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα).

4.17: Διανυσματικό διάγραμμα για την επεξήγηση του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη

Παρακάτω δίνεται η μαθηματική θεμελίωση του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη και τέλος το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου.

Από τις εξισώσεις του κινητήρα επαγωγής δρομέα τύπου κλωβού στο πλαίσιο αναφοράς $d^e q^e$ (σύγχρονα στρεφόμενο) έχουμε:

$$(4.47) \quad (1 - sT_r) \psi_{dr}^e - L_m i_{ds}^e - T_r \omega_{sl} \psi_{qr}^e = 0$$

$$(4.48) \quad (1 - sT_r) \psi_{qr}^e - L_m i_{qs}^e - T_r \omega_{sl} \psi_{dr}^e = 0$$

όπου $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ η χρονική σταθερά του κυκλώματος του δρομέα.

Οι παραπάνω σχέσεις εμπλέκουν τις ροές ευθέος και εγκάρσιου άξονα στάτη και δρομέα. Καθώς επιθυμούμε προσανατολισμό με το διάνυσμα της ροής του στάτη, θα κατασκευάσουμε ένα σύστημα δύο εξισώσεων που θα εμπλέκει μόνο τις ροές και τα ρεύματα του στάτη ευθέος και εγκάρσιου άξονα και θα μοντελοποιεί τη μηχανή.

Αρχικά γράφουμε τις εκφράσεις της ροής στάτη και δρομέα ευθέος και εγκάρσιου άξονα:

$$(4.49) \quad \psi_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e$$

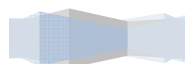
$$(4.50) \quad \psi_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e$$

$$\psi_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e$$

$$\psi_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e$$

Οι δύο τελευταίες εξισώσεις δόθηκαν σε προηγούμενο εδάφιο (εξισώσεις (4.33) και (4.34)) και επαναλαμβάνονται εδώ για λόγους πληρότητας.

Λύνοντας τις (4.49), (4.50) ως προς τα ρεύματα του δρομέα λαμβάνουμε:



$$(4.51) \quad i_{dr}^e = \frac{\psi_{ds}^e}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} i_{ds}^e$$

$$(4.52) \quad i_{qr}^e = \frac{\psi_{qs}^e}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} i_{qs}^e$$

Αντικαθιστώντας τώρα τις (4.51) και (4.52) στις (4.33) και (4.34) λαμβάνουμε τις μαγνητικές ροές του δρομέα συναρτήσει των μαγνητικών ροών και των ρευμάτων του στάτη.

$$(4.53) \quad \psi_{dr}^e = \frac{L_r}{L_m} \psi_{ds}^e + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{ds}^e$$

$$(4.54) \quad \psi_{qr}^e = \frac{L_r}{L_m} \psi_{qs}^e + \left(L_m - \frac{L_s L_r}{L_m} \right) i_{qs}^e$$

Τέλος αντικαθιστώντας τις (4.53) και (4.54) στις σχέσεις (4.47) και (4.48) και πολλαπλασιάζοντας και τα δύο μέλη των εξισώσεων με τον όρο (L_m/L_r) λαμβάνουμε τελικά το επιθυμητό σύστημα εξισώσεων που συναρτά ροές και ρεύματα στάτη ευθέως και εγκάρσιου άξονα:

$$(4.55) \quad (1 + sT_r) \psi_{ds}^e = (1 + \sigma sT_r) L_s i_{ds}^e + \omega_{sl} T_r \left[\psi_{qs}^e - \sigma L_s i_{qs}^e \right]$$

$$(4.56) \quad (1 + sT_r) \psi_{qs}^e = (1 + \sigma sT_r) L_s i_{qs}^e + \omega_{sl} T_r \left[\psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e \right]$$

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

Ωστόσο, υπό συνθήκες προσανατολισμού του συστήματος αναφοράς $d^e q^e$ με το διάνυσμα της ροής του στάτη (σχήμα (4.17)) θα ισχύει:

$$(4.57) \quad \psi_{qs}^e = 0$$

$$(4.58) \quad \psi_{ds}^e = \hat{\psi}_s^e$$

(καθώς το πλαίσιο $d^e q^e$ προσανατολίζεται έτσι ώστε το διάνυσμα της ροής του στάτη να είναι συγγραμμικό με τον ευθύ του άξονα (d^e)).

Αντικαθιστώντας τις (4.57) και (4.58) στις (4.55) και (4.56) προκύπτει το εξής σύστημα εξισώσεων:

$$(4.59) \quad (1 + sT_r) \psi_{ds}^e = (1 + \sigma sT_r) L_s i_{ds}^e - \omega_{sl} T_r \sigma L_s i_{qs}^e$$

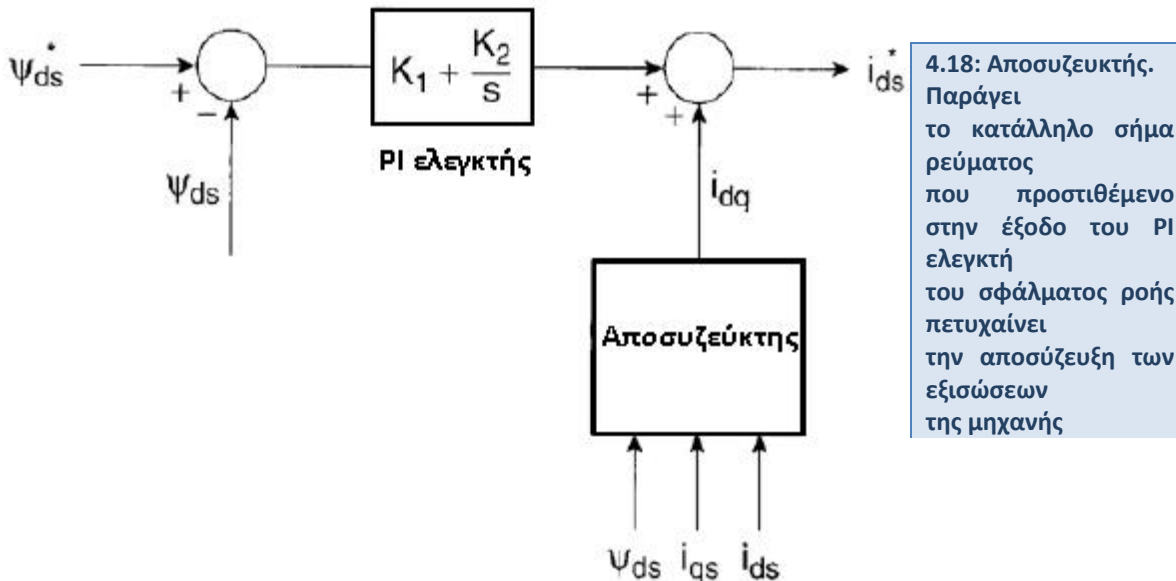
$$(4.60) \quad (1 + \sigma sT_r) L_s i_{qs}^e = \omega_{sl} T_r \left[\psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e \right]$$

Οι εξισώσεις αυτές είναι οι εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία της μηχανής υπό συνθήκες προσανατολισμού όπως αναλύθηκε ανωτέρω. Παρά την ικανοποίηση της συνθήκης του προσανατολισμού με το πεδίο του στάτη, οι εξισώσεις (4.59) και (4.60) δεν προκύπτουν αποσυζευγμένες.

Πράγματι, η εξίσωση (4.59) υποδηλώνει την εξάρτηση της ροής του στάτη τόσο από τη συνιστώσα ρεύματος του ευθέως όσο και του εγκάρσιου άξονα. Το ίδιο υποδηλώνεται για τη γωνιακή ταχύτητα ολισθήσεως, ισοδύναμα τη ροπή, στην εξίσωση (4.60). Συνεπώς ο ανεξάρτητος έλεγχος της ροής και της ροπής παραμένει ανέφικτος

παρά τον προσανατολισμό με το διάνυσμα της ροής στάτη καθώς οποιαδήποτε μεταβολή του ενός μεγέθους επηρεάζει άμεσα και το άλλο.

Η αποσύζευξη των εξισώσεων ροής και ροπής μπορεί να επιτευχθεί με κατάλληλο αλγεβρικό μετασχηματισμό των ρευμάτων ευθέος και εγκάρσιου άξονα του πλαισίου αναφοράς $d^e q^e$ και συγκεκριμένα με πρόσθεση ενός κατάλληλου σήματος ρεύματος, i_{dq} , στο ρεύμα ευθέος άξονα όπως το τελευταίο προκύπτει στην έξοδο του ελεγκτή εντός του κλειστού βρόχου της ροής. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργείται μια συνιστώσα ρεύματος ευθέος άξονα που λαμβάνει υπ' όψιν της το ανωτέρω φαινόμενο της σύζευξης και το αντισταθμίζει επιτρέποντας τον ανεξάρτητο έλεγχο ροής και ροπής μέσω των $d - q$ συνιστωσών αντίστοιχα του ρεύματος στάτη.



4.18: Αποσυζευκτής. Παράγει το κατάλληλο σήμα ρεύματος που προστιθέμενο στην έξοδο του PI ελεγκτή του σφάλματος ροής πετυχαίνει την αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής

Ο υπολογισμός αυτού του σήματος απόζευξης, i_{dq} , εξηγείται παρακάτω με τη βοήθεια του μπλοκ διαγράμματος (4.18) όπου φαίνεται ο κλειστός βρόχος της ροής, ο ελεγκτής του σφάλματος ροής και ο αποσυζευκτής που αντιστοιχεί στη διάταξη υπολογισμού του σήματος i_{dq} που προστίθεται στην έξοδο του ελεγκτή ώστε τελικά να παραχθεί το ρεύμα αναφοράς του ευθέος άξονα που επιτρέπει αποσυζευγμένη λειτουργία.

Έστω G η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή. Ισχύει (σχήμα 4.18):

$$(4.61) \quad i_{ds}^* = G(\psi_{ds}^e - \psi_{ds}^e) + i_{dq}$$

Στην ειδική περίπτωση ενός γραμμικού PI ελεγκτή με συνάρτηση μεταφοράς $G = K_1 + \frac{K_2}{s}$ η (4.61) γίνεται:

$$(4.62) \quad i_{ds}^* = \left(K_1 + \frac{K_2}{s} \right) (\psi_{ds}^e - \psi_{ds}^e) + i_{dq}$$

Αντικαθιστώντας την (4.62) στην (4.59) λαμβάνουμε:

$$(4.63) \quad (1 + sT_r)\psi_{ds}^e = L_s \left[(1 + \sigma sT_r)G(\psi_{ds}^e - \psi_{ds}^e) + (1 + \sigma sT_r)i_{dq} - \omega_{sl}T_r\sigma i_{qs}^e \right]$$

Η συνθήκη της πλήρους αποσύζευξης ισοδυναμεί με την εξάλειψη της συνιστώσας εγκάρσιου άξονα του ρεύματος στάτη από την ανωτέρω εξίσωση της ροής. Η απαίτηση αυτή ικανοποιείται όταν:

$$(4.64) \quad (1 + \sigma_s T_r) i_{dq} - \omega_{sl} T_r \sigma i_{qs}^e = 0 \rightarrow i_{dq} = \frac{\omega_{sl} T_r \sigma i_{qs}^e}{(1 + \sigma_s T_r)}$$

Για την τιμή αυτή του ρεύματος i_{dq} αποδεικνύεται εύκολα πως και η εξίσωση της ροπής (4.60) προκύπτει αποσυζευγμένη. Τέλος, επιλύοντας την εξίσωση (4.60) ως προς την κυκλική συχνότητα ολισθήσεως παίρνουμε:

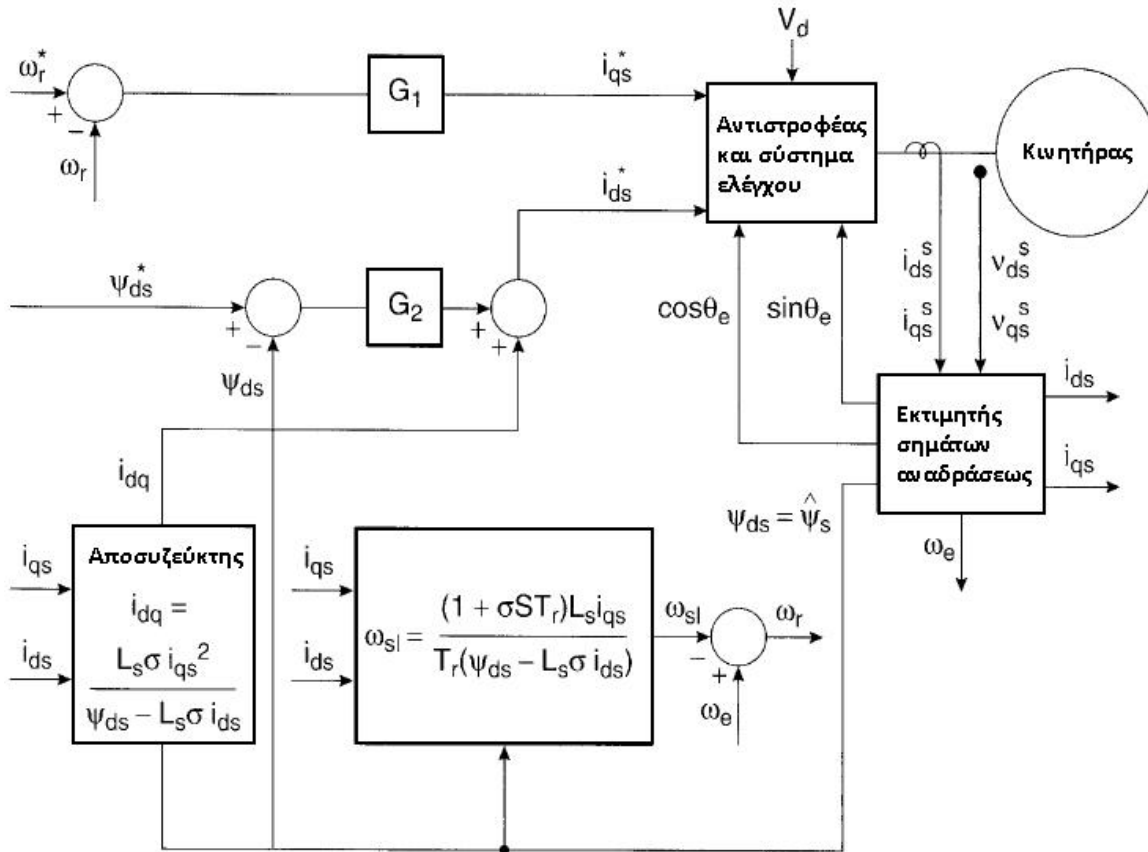
$$(4.65) \quad \omega_{sl} = \frac{(1 + \sigma_s T_r) L_s i_{qs}^e}{T_r [\psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e]}$$

και συνδυάζοντας τις (4.65) και (4.64) λαμβάνουμε:

$$(4.66) \quad i_{dq} = \frac{\sigma L_s (i_{qs}^e)^2}{(\psi_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e)}$$

που είναι μια έκφραση του σήματος αποσύζευξης συναρτήσεως των συνιστωσών ευθέος και εγκάρσιου άξονα του ρεύματος στάτη και της μαγνητικής ροής του στάτη (που υπό συνθήκες προσανατολισμού, όπως στην παρούσα περίπτωση, ταυτίζεται με τη ροή στάτη ευθέος άξονα).

Η τεχνική που αναλύθηκε ανωτέρω δεν περιορίζεται μόνο στις εφαρμογές του διανυσματικού ελέγχου αλλά αποτελεί συνήθη τεχνική στη θεωρία του αυτόματου ελέγχου, όπου κατάλληλοι αλγεβρικοί μετασχηματισμοί υιοθετούνται ώστε να προκύψουν αποσυζευγμένα σύνολα εξισώσεων. Στο σχήμα (4.19) φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου. Τονίζεται ότι στην τεχνική αυτή ελέγχου δεν είναι απαραίτητη η χρήση ταχογεννήτριας καθώς η ταχύτητα της μηχανής μπορεί να υπολογιστεί με ικανοποιητική ακρίβεια μέσω υπολογισμού της συχνότητας ολισθήσεως που δίνεται από τη σχέση (4.65). Η μεταβολή της αντίστασης R_s του στάτη είναι τότε δυνατό να υπολογιστεί και να ληφθεί κατάλληλα υπ' όψιν στον αλγόριθμο ελέγχου.



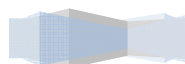
4.19: Μπλοκ διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό με το πεδίο του στάτη

4.4.7 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΧΩΡΙΣ ΑΙΣΘΗΤΗΡΕΣ

Ο διανυσματικός έλεγχος χωρίς αισθητήρες της μηχανής επαγωγής (sensorless vector control) σημαίνει κατά βάση την απουσία αισθητήρα ταχύτητας. Ένας κωδικοποιητής οπτικού συνήθως τύπου (optical type incremental encoder) απαιτείται συνήθως για έλεγχο θέσης ή ταχύτητας σε κλειστό βρόχο τόσο για το διανυσματικό όσο και για το βαθμωτό έλεγχο. Ένα σήμα ταχύτητας επίσης απαιτείται στον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο για όλο το εύρος των ταχυτήτων και στον άμεσο διανυσματικό έλεγχο στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων. Προφανώς, η χρήση κωδικοποιητών είναι ανεπιθύμητη στα συστήματα οδήγησης καθώς αυξάνει το κόστος και δημιουργεί προβλήματα αξιοπιστίας, ενώ απαιτείται ειδική διαμόρφωση του άξονα της μηχανής για την τοποθέτησή τους. Ο έλεγχος χωρίς αισθητήρες αξιοποιεί τη δυνατότητα εκτίμησης της ταχύτητας του κινητήρα με βάση τις τάσεις και τα ρεύματα των ακροδεκτών. Οι σχετικοί υπολογισμοί μπορούν να πραγματοποιηθούν με τον κατάλληλο προγραμματισμό ενός DSP. Ωστόσο, η εκτίμηση εμπλέκει συνήθως πολύπλοκους υπολογισμούς και εξαρτάται σημαντικά από τις παραμέτρους του μοντέλου της μηχανής. Αν και τα συστήματα ελέγχου κίνησης που υλοποιούν την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρες είναι σήμερα διαθέσιμα στο εμπόριο, τα ζητήματα της μεταβολής των παραμέτρων ειδικά κοντά στη μηδενική ταχύτητα εγείρουν αμφισβήτηση για την ακρίβεια της εκτίμησης.

Οι βασικότερες τεχνικές εκτίμησης της ταχύτητας του κινητήρα επαγωγής βασίζονται στα εξής:

- Υπολογισμός της ολίσθησης.



- Σύνθεση της ταχύτητας με άμεση χρήση των εξισώσεων κατάστασης (direct synthesis from state equations).
- Μοντέλα αναφοράς (Model Referencing Adaptive Systems, MRAS).
- Παρατηρητές ροής (speed adaptive flux observers).
- Φίλτρα Kalman (Extended Kalman Filters, EKF).

Η αναλυτική μελέτη αυτών των τεχνικών εκτίμησης ταχύτητας κρίνεται πέραν των ορίων της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Στο επόμενο εδάφιο ο αναγνώστης μπορεί να βρει μια ανάλυση των βασικότερων μοντέλων εκτιμητών του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα του κινητήρα επαγωγής που χρησιμοποιούνται ευρύτατα στις τεχνικές του άμεσου και έμμεσου διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου.

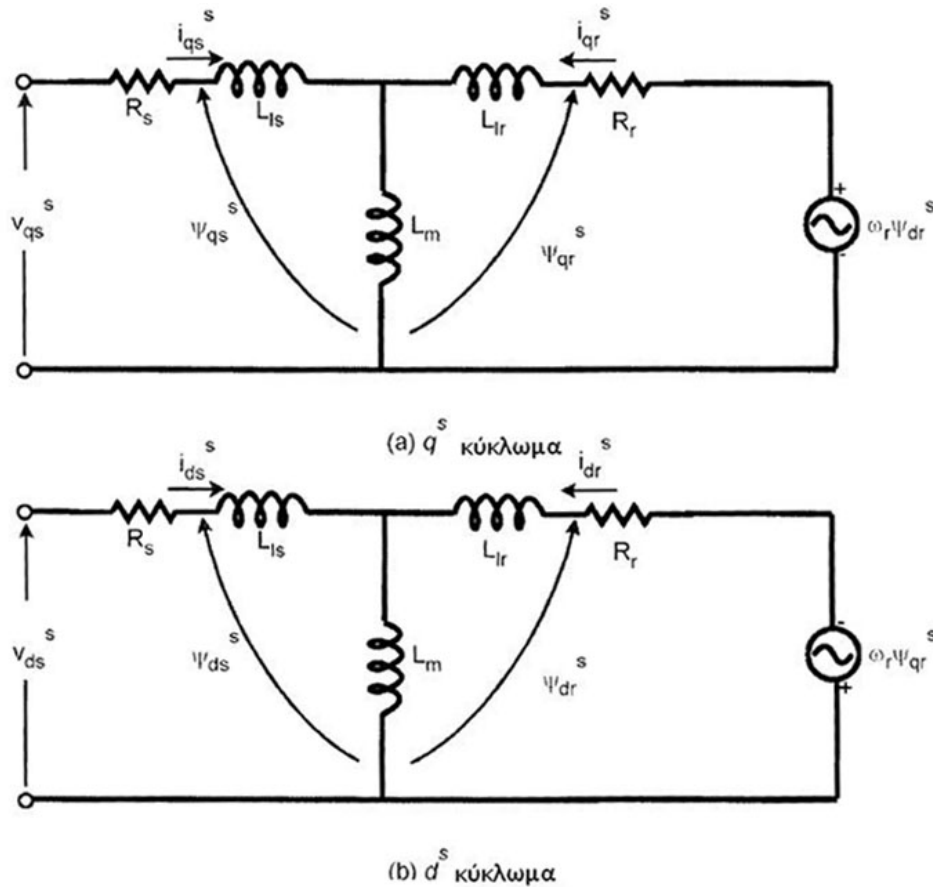
4.4.8 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΤΟΥ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΟΣ ΤΗΣ ΡΟΗΣ ΣΤΙΣ ΜΗΧΑΝΕΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Στη μέθοδο του άμεσου διανυσματικού ελέγχου, όπως αναλύθηκε στο σχετικό εδάφιο, είναι απαραίτητη η εκτίμηση του διανύσματος της ροής του δρομέα ή καλύτερα η εκτίμηση των συνιστωσών ευθέως (ψ_{dr}^s) και εγκάρσιου (ψ_{gr}^s) άξονα της ροής του δρομέα στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων (d^s, q^s). Όπως δείχθηκε στο σχήμα (4.13), οι δυο αυτές κυματομορφές είναι σε φάση με το συνημίτονο και το ημίτονο αντίστοιχα της γωνίας θ_e και αποτελούν κατά μια έννοια οδηγό για τη μετάβαση από το σύγχρονα στρεφόμενο διφασικό στο φυσικό τριφασικό σύστημα αναφοράς.

Οι εκτιμητές που χρησιμοποιούνται σε συστήματα ελέγχου κίνησης με μηχανές επαγωγής λαμβάνουν ως είσοδο τις τάσεις ή/και τα ρεύματα του στάτη και πιθανώς ένα σήμα ταχύτητας από ταχυσεννήτρια ή κωδικοποιητή. Χρησιμοποιώντας κατάλληλο μοντέλο της μηχανής επαγωγής υπολογίζουν τα κρίσιμα για τον έλεγχο μεγέθη του διανύσματος της ροής και της ροπής. Με τον τρόπο αυτό αποφεύγονται προβλήματα κόστους και αξιοπιστίας που συνεπάγεται η χρήση εξειδικευμένων αισθητηρίων. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα των εκτιμητών είναι η εξάρτηση του εκτιμώμενου μεγέθους από τις παραμέτρους του μοντέλου της μηχανής. Για τη βελτίωση της ακρίβειας εκτίμησης χρησιμοποιούνται πλέον νέες ευφυείς τεχνικές όπως αυτές που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο εδάφιο. Παρακάτω περιοριζόμαστε στην ανάλυση των δυο πλέον συνηθέστερων μεθόδων εκτίμησης της ροής, οι οποίες βασίζονται στο μοντέλο τάσεων και το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής.

4.4.8.1 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΡΟΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΤΑΣΕΩΝ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ

Στην παρούσα μέθοδο μετρώνται οι τάσεις και τα ρεύματα των ακροδεκτών της μηχανής και το διάνυσμα της ροής προσδιορίζεται με χρήση του ισοδυναμού κυκλώματος της μηχανής σε σταθερό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων (d^s, q^s), το οποίο για λόγους πληρότητας επαναλαμβάνεται στο σχήμα (4.20). Επίσης, επαναλαμβάνονται οι εξισώσεις της μηχανής σε αυτό το πλαίσιο αναφοράς.



4.20: Ισοδύναμο κύκλωμα μηχανής επαγωγής στο ds-qs πλαίσιο αναφοράς

$$(4.67) \quad v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qs}^s$$

$$(4.68) \quad v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s$$

$$(4.69) \quad v_{qr}^s = R_r i_{qr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s$$

$$(4.70) \quad v_{dr}^s = R_r i_{dr}^s + \frac{d}{dt} \psi_{dr}^s + \omega_r \psi_{qr}^s$$

Προφανώς όλες οι ποσότητες (ρεύματα και τάσεις) πρέπει αρχικά να αναχθούν στο πλαίσιο αναφοράς (d^s, q^s). Τα ρεύματα μετασχηματίζονται ως εξής:

$$(4.71) \quad i_{qs}^s = \frac{2}{3} i_{as} - \frac{1}{3} i_{bs} - \frac{1}{3} i_{cs} = i_{as}$$

$$(4.72) \quad i_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}} i_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{cs} = -\frac{1}{\sqrt{3}} (i_{as} + 2i_{bs})$$

καθώς για ένα φορτίο με απομονωμένο (αγείωτο) ουδέτερο, όπως είναι και ο κινητήρας επαγωγής, ισχύει:

$$(4.73) \quad i_c = -(i_a + i_b)$$

Προφανώς η μέτρηση δυο εκ των τριών ρευμάτων των φάσεων της μηχανής είναι επαρκής καθώς το τρίτο εξάγεται μέσω της σχέσεως (4.73).

Αντίστοιχα οι τάσεις μετασχηματίζονται:

$$(4.74) \quad v_{qs}^s = \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} = \frac{1}{3}(v_{ab_s} + v_{ac_s})$$

$$(4.75) \quad v_{ds}^s = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bs} + \frac{1}{\sqrt{3}}v_{cs} = -\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bc_s}$$

Οι ροές ευθέος και εγκάρσιου άξονα του στάτη προκύπτουν με χρήση του ισοδυνάμου κυκλώματος ως εξής:

$$(4.76) \quad \psi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt$$

$$(4.77) \quad \psi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt$$

Ομοίως προκύπτουν οι ροές διακένου και δρομέα:

$$(4.78) \quad \psi_{dm}^s = \psi_{ds}^s - L_{ls} i_{ds}^s = L_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s)$$

$$(4.79) \quad \psi_{qm}^s = \psi_{qs}^s - L_{ls} i_{qs}^s = L_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s)$$

$$(4.80) \quad \psi_{dr}^s = L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s$$

$$(4.81) \quad \psi_{qr}^s = L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s$$

όπου L_r η αυτεπαγωγή του δρομέα που προκύπτει από την άθροιση της αυτεπαγωγής σκέδασης δρομέα και της αυτεπαγωγής μαγνήτισης, δηλαδή, $L_r = L_{lr} + L_m$.

Οι εξισώσεις (4.80) και (4.81) εκφράζουν τις συνιστώσες ευθέος και εγκάρσιου άξονα της ροής του δρομέα συναρτήσει των ρευμάτων ευθέος και εγκάρσιου άξονα, στάτη και δρομέα, του κινητήρα. Τα ρεύματα δρομέα δεν μπορούν να μετρηθούν και είναι άγνωστα έτσι είναι επιθυμητή η απαλοιφή τους από τις εξισώσεις (4.80) και (4.81). Αυτό επιτυγχάνεται με επίλυση των εξισώσεων (4.78) και (4.79) ως προς τα ρεύματα δρομέα ευθέος και εγκάρσιου άξονα και την αντικατάσταση των εκφράσεων των ρευμάτων του δρομέα στις (4.80) και (4.81). Έτσι προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις:

$$(4.82) \quad \psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_{dm}^s - L_{lr} i_{ds}^s$$

$$(4.83) \quad \psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \psi_{qm}^s - L_{lr} i_{qs}^s$$

οι οποίες με χρήση πάλι των εξισώσεων (4.78) και (4.79) μπορούν να γραφούν και ως εξής:

$$(4.84) \quad \psi_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{ds}^s - \sigma L_s i_{ds}^s)$$

$$(4.85) \quad \psi_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{qs}^s - \sigma L_s i_{qs}^s)$$

όπου L_s είναι η αυτεπαγωγή του στάτη ήτοι $L_s = L_m + L_{ls}$ και $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_r L_s)$.

Οι τελευταίες δυο εξισώσεις εκφράζουν τις συνιστώσες ευθέος και εγκάρσιου άξονα της ροής του δρομέα συναρτήσει των αντίστοιχων του στάτη καθώς και των ρευμάτων του. Προφανώς όλες οι ποσότητες αναφέρονται στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς δυο αξόνων το οποίο χρησιμοποιείται και για τη μοντελοποίηση της μηχανής. Οι ροές στάτη μπορούν να προκύψουν από τις εξισώσεις (4.76) και (4.77) (οι ποσότητες που εμπλέκονται σε αυτές είναι ρεύματα και τάσεις στάτη και είναι όλες γνωστές). Με

χρήση, λοιπόν, των εξισώσεων (4.76), (4.77), (4.84) και (4.85) γίνεται δυνατή η εκτίμηση του διανύσματος της ροής του δρομέα από τα ρεύματα και τις τάσεις των ακροδεκτών της μηχανής.

Προφανώς πλέον γίνεται δυνατή η εκτίμηση και της ροπής του κινητήρα με εφαρμογή της εξίσωσης

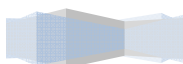
$$(4.86) \quad T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} (\psi_{dr}^s i_{qs}^s - \psi_{qr}^s i_{ds}^s)$$

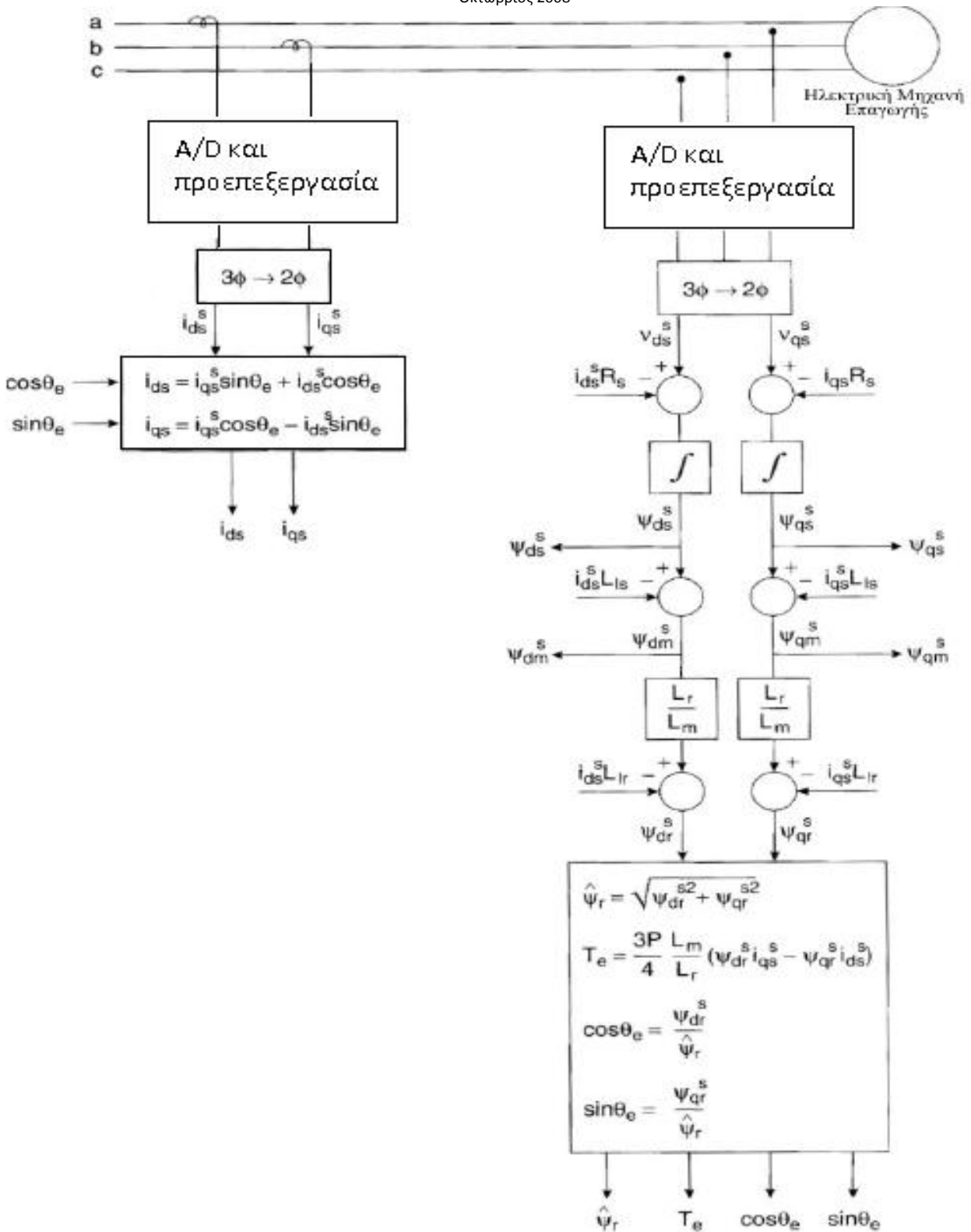
εκτίμηση που είναι χρήσιμη σε άλλες τεχνικές ελέγχου των κινητήρων επαγωγής (direct torque).

Στο σχήμα (4.21) φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα του εκτιμητή. Η συνήθης υλοποίηση περιλαμβάνει τη χρήση μικροεπεξεργαστή ή ψηφιακού επεξεργαστή σήματος (DSP) που εκτελεί τις πράξεις υπολογισμού όπως αυτές φαίνονται στο σχήμα (4.21). Οι υπολογισμοί αυτοί γίνονται σε διακριτό χρόνο με τον κάθε κύκλο εκτίμησης να διαρκεί όσο προκαθορισμένος αριθμός κύκλων ρολογιού του μικροεπεξεργαστή. Προφανώς, τα μετρούμενα ρεύματα και τάσεις φιλτράρονται και ψηφιοποιούνται με χρήση μετατροπέων αναλογικού σε ψηφιακό (Analog to Digital Converters), ώστε να είναι έτοιμα για χρήση στον αλγόριθμο εκτίμησης που ο μικροεπεξεργαστής υλοποιεί. Ο μικροεπεξεργαστής χρησιμοποιεί τις εκτιμήσεις της ροής και με κατάλληλο αλγόριθμο διανυσματικού ελέγχου παράγει σε κατάλληλα pins παλμούς για τον έλεγχο του αντιστροφέα.

Τόσο τα σφάλματα της μέτρησης (λόγω θορύβου, ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών), όσο και τα σφάλματα υπολογισμού μειώνουν την ακρίβεια του εκτιμητή. Ιδιαίτερα οι εκτιμητές που χρησιμοποιούν το μοντέλο τάσεων της μηχανής έχουν χαμηλή ακρίβεια για χαμηλές ταχύτητες λειτουργίας του κινητήρα και αυτό για τους εξής λόγους: οι τάσεις τροφοδοσίας του κινητήρα στις χαμηλές στροφές είναι πολύ μικρότερες της ονομαστικής γεγονός που μειώνει την ακρίβεια της μέτρησης. Το όποιο σφάλμα στη μέτρηση της τάσεως (ακόμα και αν είναι μικρό) ολοκληρώνεται και έτσι μπορεί να οδηγήσει γρήγορα σε μεγάλες αποκλίσεις. Επίσης, η μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής και ιδιαίτερα της αντίστασης του δρομέα (λόγω μεταβολής της θερμοκρασίας του) στις χαμηλές ταχύτητες είναι εντονότερη, ενώ σε ταχύτητες πλησίον της ονομαστικής γίνεται ασθενέστερη και κατά προσέγγιση μπορεί να αμεληθεί.

Κλείνοντας την παρουσίαση του μοντέλου αυτού του εκτιμητή, συμπεραίνουμε πως η ακρίβεια της εκτίμησής του βαίνει αυξανόμενη με την αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα για αυτό και προτιμάται για την εκτίμηση του διανύσματος της ροής, όταν ο κινητήρας λειτουργεί σε ταχύτητες πλησίον της ονομαστικής.





4.21: Εκτίμηση του διανύσματος της ροής καθώς και της ροπής της μηχανής επαγωγής με χρήση του μοντέλου τάσεων

4.4.8.2 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΡΟΗΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΤΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ

Στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, οι συνιστώσες του διανύσματος της ροής του δρομέα μπορούν να προκύψουν περισσότερο εύκολα και αξιόπιστα με τη βοήθεια της ταχύτητας και των ρευμάτων του κινητήρα, κάνοντας χρήση του μοντέλου ρευμάτων του. Σε αυτό το μοντέλο εκτιμητή δεν απαιτείται λοιπόν μέτρηση των τάσεων του κινητήρα.

Οι εξισώσεις του κυκλώματος του δρομέα στο d^s - q^s πλαίσιο αναφοράς, όπως προκύπτει με χρήση του ισοδύναμου κυκλώματος (σχήμα (4.20)) είναι:

$$(4.87) \quad \frac{d\psi_{dr}^s}{dt} + R_r i_{dr}^s + \omega_r \psi_{qr}^s = 0$$

$$(4.88) \quad \frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + R_r i_{qr}^s - \omega_r \psi_{dr}^s = 0$$

Προσθέτοντας τους όρους $\left(\frac{L_m R_r}{L_r}\right) i_{ds}^s$ και $\left(\frac{L_m R_r}{L_r}\right) i_{qs}^s$ στα δύο μέλη των εξισώσεων (4.87) και (4.88) αντίστοιχα, λαμβάνουμε:

$$(4.89) \quad \frac{d\psi_{dr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds}^s + L_r i_{dr}^s) + \omega_r \psi_{qr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds}^s$$

$$(4.90) \quad \frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{qs}^s + L_r i_{qr}^s) - \omega_r \psi_{dr}^s = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs}^s$$

Παρατηρώντας τις εξισώσεις (4.89) και (4.90) βλέπουμε πως οι όροι των παρενθέσεων που δημιουργήσαμε αντιστοιχούν στις συνιστώσες ευθέως και εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα της ροής δρομέα (βλέπε εξισώσεις (4.80), (4.81)). Συνεπώς:

$$(4.91) \quad \frac{d\psi_{dr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^s - \omega_r \psi_{qr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{dr}^s$$

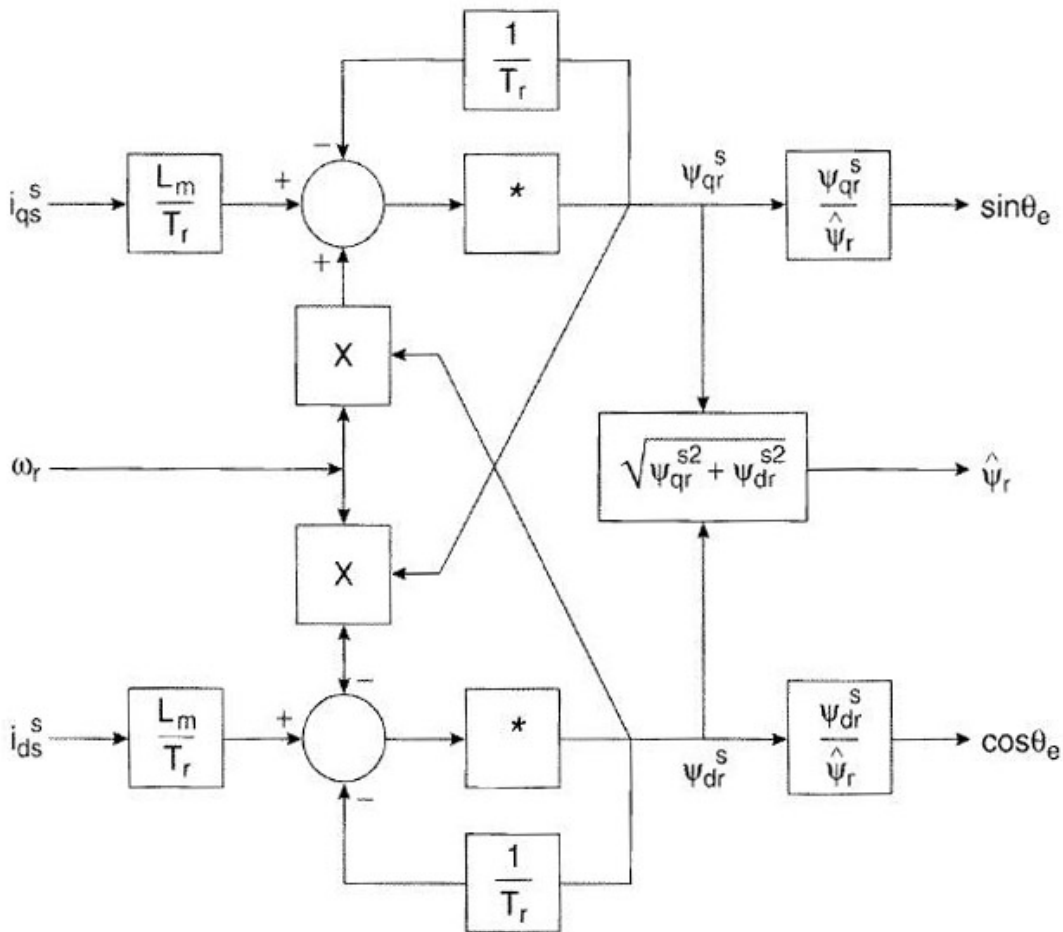
$$(4.92) \quad \frac{d\psi_{qr}^s}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^s + \omega_r \psi_{dr}^s - \frac{1}{T_r} \psi_{qr}^s$$

όπου $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ η σταθερά χρόνου του κυκλώματος του δρομέα.

Οι παραπάνω δύο εξισώσεις (4.91) και (4.92) εκφράζουν τις ροές δρομέα ευθέως και εγκάρσιου άξονα συναρτήσει των ρευμάτων του στάτη και της ταχύτητας της μηχανής. Συνεπώς γνώση αυτών των ποσοτήτων μπορεί να δώσει εκτίμηση της ροής του δρομέα με χρήση του μοντέλου ρευμάτων του κινητήρα, όπως προτάθηκε για πρώτη φορά από τον Blaschke. Το μοντέλο ρευμάτων της μηχανής για την εκτίμηση της ροής φαίνεται στο μπλοκ διάγραμμα (4.22) όπου στα δεξιά είναι οι εισοδοί και στα αριστερά οι έξοδοι του αλγορίθμου. Προφανώς η ροπή μπορεί εύκολα να εκτιμηθεί όπως και στην περίπτωση του εκτιμητή που έχει ως βάση το μοντέλο τάσεων του κινητήρα (βλέπε εξίσωση (4.86)).

Κύριο μειονέκτημα της τεχνικής αυτής εκτίμησης είναι η ανάγκη χρήσης ταχογεννήτριας ή κωδικοποιητή για τη μέτρηση της ταχύτητας του δρομέα, σήματος που είναι απαραίτητο για την εκτίμηση των υπόλοιπων μεγεθών. Ωστόσο αυτό αντισταθμίζεται από την ακρίβεια της εκτίμησης στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων και στη μηδενική ταχύτητα.

Καθώς η εκτίμηση της ροής με το μοντέλο τάσεων είναι καλύτερη στις υψηλές ταχύτητες ενώ αντίθετα η εκτίμηση με το μοντέλο ρευμάτων στην περιοχή χαμηλών ταχυτήτων, υβριδικά μοντέλα εκτιμητών μπορεί να χρησιμοποιηθούν που να επιλέγουν τον καταλληλότερο από τους δύο παραπάνω αλγορίθμους εκτίμησης βάσει της ταχύτητας της μηχανής.



4.22: Εκτίμηση του διανύσματος της ροής με χρήση του μοντέλου ρευμάτων

Κλείνοντας το εδάφιο των εκτιμητών τονίζουμε το βασικό τους μειονέκτημα που είναι η εξάρτηση της ακρίβειας εκτιμήσεως από τη μεταβολή των παραμέτρων της μηχανής. Ειδικά η μεταβολή της αντίστασης του δρομέα λόγω μεταβολής θερμοκρασίας και επιδερμικού φαινομένου μπορεί να είναι μεγαλύτερη του 50% επηρεάζοντας ουσιαστικά την ακρίβεια του εκτιμητή.

4.5 ΑΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ – ΕΥΦΥΕΙΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ

Σε αυτό το υποκεφάλαιο δίνεται μια σύντομη περιγραφή του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής ενώ ο αναγνώστης εισάγεται στις βασικές αρχές του ελέγχου με χρήση νευρωνικών δικτύων και ασαφούς λογικής.

4.5.1 ΑΜΕΣΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΟΠΗΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ

Ο άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control, DTFC) είναι μια έξυπνη εναλλακτική προσέγγιση στον έλεγχο των κινητήρων επαγωγής. Ο έλεγχος αυτός συνίσταται στη χρήση συγκεκριμένων ιδιοτήτων του κινητήρα επαγωγής με στόχο την απευθείας επιλογή του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα που θα οδηγήσει το σύστημα προς τη σωστή κάθε φορά κατεύθυνση. Πρόκειται για μια ακόμα τεχνική βαθμωτού ελέγχου που λόγω όμως των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών της μελετάται ξεχωριστά.

Ο άμεσος έλεγχος ροής και ροπής, όπως και όλες οι βαθμωτές τεχνικές ελέγχου, αγνοεί τη σύζευξη των εξισώσεων της μηχανής κάνοντας την απόκριση σε κάθε βήμα ελέγχου υποβέλτιστη. Ωστόσο ο έλεγχος αυτός προτάσσει έναντι του ευφυέστερου στη

Θεωρητική σύλληψη διανυσματικού ελέγχου την κατά πολύ μικρότερη διάρκεια του κύκλου υπολογισμού λόγω της μικρότερης πολυπλοκότητας, γεγονός που επιτρέπει πολύ γρήγορες διορθώσεις. Αν και οι διορθώσεις αυτές στην «πορεία» του συστήματος είναι υποβέλτιστες, η ταχύτητα με την οποία πραγματοποιούνται, συντηρεί το σύστημα πάντα κοντά στο βέλτιστο. Αντίθετα οι διορθώσεις του διανυσματικού ελέγχου είναι βέλτιστες αλλά πιο αργές. Οι αποκρίσεις που επιτυγχάνουν οι δύο τεχνικές ελέγχου προκύπτουν παρόμοιες.

Οι βασικές αρχές του άμεσου ελέγχου ροπής (Direct Torque Control, DTC) όπως προτάθηκαν το 1986 από τους Takahashi και Noguchi συνοψίζονται στα εξής:

- Η ροή του στάτη είναι το χρονικό ολοκλήρωμα της ηλεκτρεγερτικής δυνάμεως του στάτη. Γι' αυτό το πλάτος της εξαρτάται ισχυρά από τις τάσεις του στάτη.
- Η αναπτυσσόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι ανάλογη του ημιτόνου της γωνίας μεταξύ των διανυσμάτων της ροής στάτη και δρομέα, όπως εξηγήθηκε ήδη στο εισαγωγικό κεφάλαιο (βλέπε εξισώσεις: (1.10), (1.15), (1.16)). Η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής μπορεί σε διανυσματική μορφή να εκφρασθεί ως εξής:

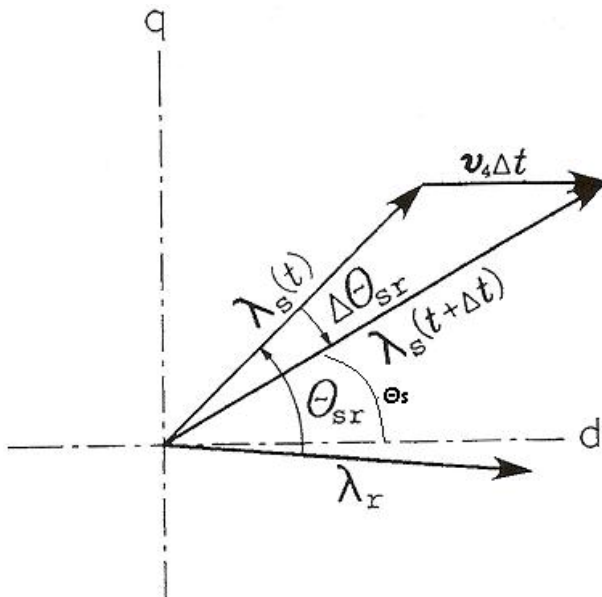
$$(4.93) \quad \vec{T}_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r L_s'} \vec{\psi}_r \vec{\psi}_s$$

Λαμβάνοντας το μέτρο της παραπάνω σχέσεως έχουμε:

$$(4.94) \quad T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r L_s'} |\vec{\psi}_r| |\vec{\psi}_s| \sin \delta_{sr}$$

όπου δ_{sr} είναι η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων των ροών στάτη και δρομέα (βλέπε σχήμα (4.23)).

- Η αντίδραση της ροής του δρομέα στις αλλαγές των τάσεων του στάτη είναι βραδύτερη από αυτή της ροής του στάτη.



4.23: Διανύσματα ροής στάτη και δρομέα. Στοιχειώδης μεταβολή του διανύσματος της ροής του στάτη

Συνεπώς, τόσο το μέτρο της ροής του στάτη όσο και η αναπτυσσόμενη ροπή μπορούν άμεσα να ελεγχθούν με κατάλληλη επιλογή του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα (άρα και της τάσεως του στάτη). Σε αυτή την τεχνική ο αντιστροφέας

λειτουργεί με τεχνική διαμόρφωσης PWM με έλεγχο των διανυσμάτων κατάστασης του. Συγκεκριμένα:

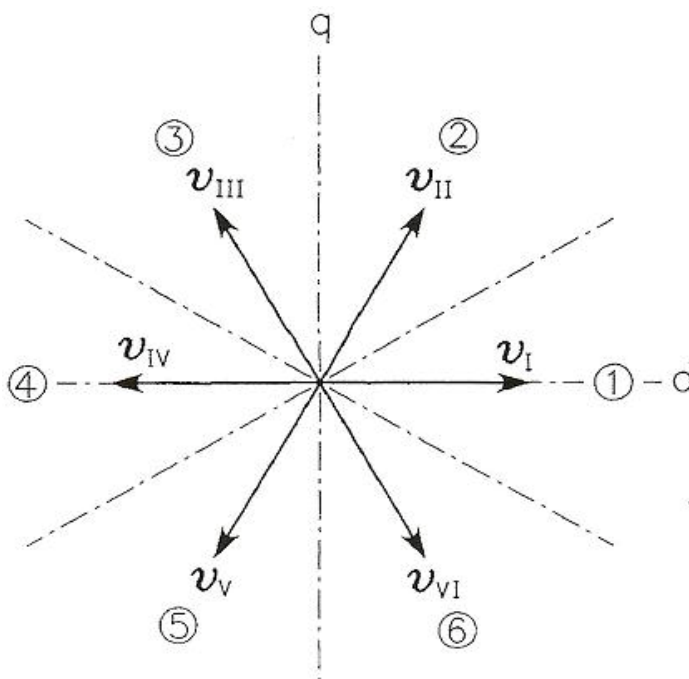
- Τα μη μηδενικά διανύσματα των τάσεων του στάτη των οποίων η γωνία με το διάνυσμα της ροής του στάτη δεν υπερβαίνει τις $\pm 90^\circ$ οδηγούν σε αύξηση της ροής.
- Τα μη μηδενικά διανύσματα των τάσεων του στάτη των οποίων η γωνία με το διάνυσμα της ροής του στάτη υπερβαίνει τις $\pm 90^\circ$ οδηγούν σε μείωση της ροής.
- Οι μηδενικές καταστάσεις (καταστάσεις «0», «7») όταν επιλέγονται για μικρή σχετικά διάρκεια πρακτικά δεν επιδρούν στο διάνυσμα της ροής του στάτη το οποίο συνεπώς σταματά να περιστρέφεται. Το τελευταίο δεν ισχύει με ακρίβεια λόγω της πτώσεως τάσεως πάνω στην αντίσταση του στάτη που οδηγεί σε μικρή μείωση της ροής.
- Η αναπτυσσόμενη ροπή μπορεί να ελεγχθεί με τέτοια επιλογή διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα που επιταχύνουν, σταματάνε ή επιβραδύνουν κατάλληλα το διάνυσμα της ροής του στάτη.

Για την καλύτερη κατανόηση της μεθόδου άμεσου ελέγχου ροπής είναι βολικό να κατονομάσουμε τα μη μηδενικά διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα όπως στο σχήμα (4.24) με τους λατινικούς αριθμούς να αντιπροσωπεύουν την ακολουθία των καταστάσεων του αντιστροφέα κατά τη λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Το n διάνυσμα τάσεως (όπου $n=I,II,\dots,VI$) δίνεται ως εξής:

$$(4.95) \quad v_n = V_{dc} e^{j\Theta_{v,n}}$$

όπου V_{dc} η dc τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα και

$$(4.96) \quad \Theta_{v,n} = (n-1)\frac{\pi}{3}$$



Το dq πλαίσιο αναφοράς διαιρείται σε έξι όμοιους κυκλικούς τομείς οι οποίοι φαίνονται αριθμημένοι στο σχήμα (4.24). Στο κέντρο τους βρίσκονται τα αντίστοιχα διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα.

Το διάνυσμα της ροής του στάτη $\lambda_s = \lambda_s \exp(j\Theta_s)$ σχετίζεται με το διάνυσμα της τάσεως v_n όταν το πρώτο περνάει από τον τομέα n , γεγονός που σημαίνει πως απ' όλα τα έξι διανύσματα τάσεως ο προσανατολισμός του V_n είναι ο πλησιέστερος με αυτόν του λ_s .

4.24: Διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα. Χωρίζουν το επίπεδο σε έξι όμοιους κυκλικούς τομείς σχετιζόμενο με το διάνυσμα V_{II} όταν περνάει από τον τομέα 2. Αντίστοιχα όταν η φάση

Για παράδειγμα το διάνυσμα της ροής του στάτη γίνεται

του διανύσματος της ροής είναι 190° τότε σχετίζεται με το διάνυσμα V_{IV} της τάσεως (τομέας 4).

Η επίδραση των επιμέρους διανυσμάτων της τάσεως στο διάνυσμα της ροής του στάτη και στην αναπτυσσόμενη ροπή, όταν το διάνυσμα της ροής στάτη λ_s σχετίζεται με το διάνυσμα V_n (τομέας n) φαίνεται στον πίνακα (4.25).

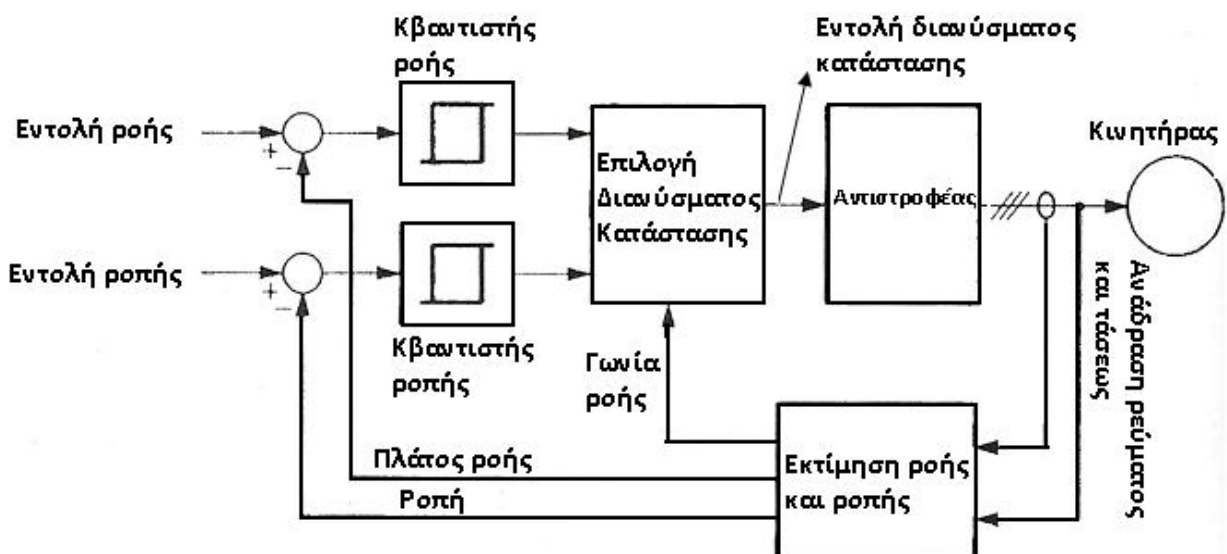
	v_n	v_{n+1}	v_{n+2}	v_{n+3}	v_{n+4}	v_{n+5}	$v_{0\eta 7}$
λ_s	↑ ↑	↑	↓	↓ ↓	↓	↑	.
T_M	?	↑	↑	?	↓	↓	↓

4.25: Επίδραση της εφαρμογής του εκάστοτε διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα στο διάνυσμα της ροής και της ροπής όταν αυτά περνούν από το n τομέα του επιπέδου αναφοράς dq του αντιστροφέα.

Η επίδραση των διανυσμάτων V_n και $V_{(n+3)}$ στην αναπτυσσόμενη ροπή δεν είναι σαφής καθώς εξαρτάται από το αν το διάνυσμα της ροπής προηγείται ή έπεται του διανύσματος της τάσεως. Τα μηδενικά διανύσματα V_0, V_7 πρακτικά δεν επηρεάζουν τη ροή αλλά μειώνουν τη ροπή καθώς το διάνυσμα της ροής του δρομέα κερδίζει έδαφος σε σχέση με το σταματημένο διάνυσμα ροής του στάτη. Το διάγραμμα ενός συστήματος ελέγχου κινητήρα επαγωγής το οποίο εφαρμόζει την τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής φαίνεται στο σχήμα (4.26).

Η τεχνική ελέγχου έχει ως πρώτο βήμα τη δημιουργία σημάτων σφάλματος ροής και ροπής (οι αντίστοιχες ποσότητες εκτιμώνται με χρήση όμοιων εκτιμητών με αυτούς των τεχνικών του διανυσματικού ελέγχου και συγκρίνονται με τα σήματα αναφοράς). Στη συνέχεια, τα σήματα σφάλματος κβαντίζονται σε διακριτές στάθμες. Οι κβαντιστές του σφάλματος της ροής και της ροπής διαθέτουν δύο στάθμες εξόδου. Οι έξοδοί τους δίνονται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

Για τον κβαντιστή της ροής:



4.26: Μπλοκ διάγραμμα συστήματος ελέγχου μηχανής επαγωγής με τη τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής και ροπής (DTFC)

$$(4.97) \quad H_{\psi} = 1, \text{ για } E_{\psi} > +HB_{\psi}$$

$$(4.98) \quad H_{\psi} = -1, \text{ για } E_{\psi} < -HB_{\psi}$$

όπου $2HB_{\psi}$ το εύρος ζώνης υστέρησης του ελεγκτή μαγνητικής ροής

Για τον κβαντιστή της ροπής:

$$(4.99) \quad HT_e = 1, \text{ για } E_{T_e} > +HB_{T_e}$$

$$(4.100) \quad HT_e = -1, \text{ για } E_{T_e} < -HB_{T_e}$$

$$(4.101) \quad HT_e = 0, \text{ για } -HB_{T_e} < E_{T_e} < +HB_{T_e}$$

όπου $2HB_{T_e}$ το εύρος ζώνης υστέρησης του ελεγκτή ροπής.

Ο εκτιμητής μαζί με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη και τη ροπή εκτιμά και τον αριθμό του τομέα στον οποίο βρίσκεται το πραγματικό διάνυσμα της ροής του στάτη. Ανάλογα με τις εξόδους των δύο κβαντιστών και τον τομέα στον οποίο βρισκόμαστε επιλέγεται το κατάλληλο διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα που οδηγεί τη ροή και τη ροπή του κινητήρα στη σωστή κατεύθυνση διατηρώντας Έτες μέσα στη ζώνη υστέρησης που ορίζουν οι κβαντιστές των αντίστοιχων σφαλμάτων ροής και ροπής. Η επιλογή των διανυσμάτων κατάστασης του αντιστροφέα γίνεται σύμφωνα με τον πίνακα (4.27).

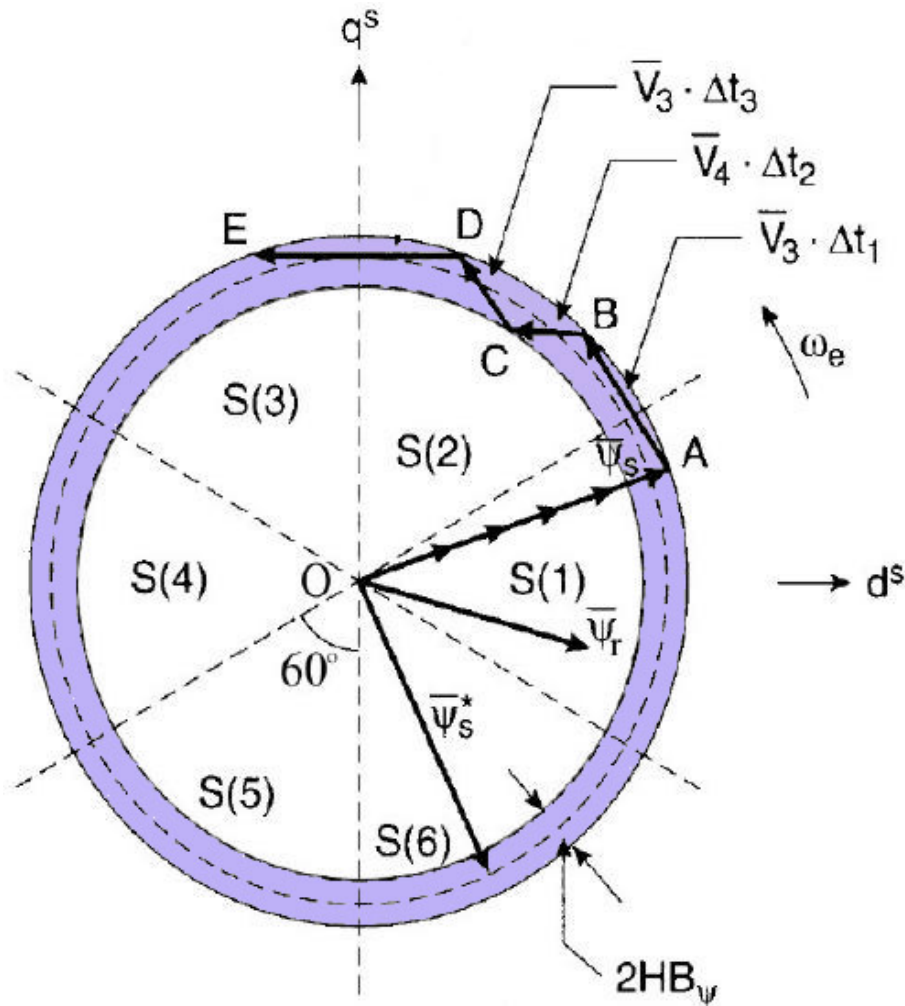
H_{ψ}	H_{T_e}	①	②	③	④	⑤	⑥
1	1	V_{II}	V_{III}	V_{IV}	V_V	V_{VI}	V_I
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_{VI}	V_I	V_{II}	V_{III}	V_{IV}	V_V
1-	1	V_{III}	V_{IV}	V_V	V_{VI}	V_I	V_{II}
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_V	V_{VI}	V_I	V_{II}	V_{III}	V_{IV}

4.27: Πίνακας επιλογής του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα. Η επιλογή γίνεται συναρτήσει των εξόδων των δυο κβαντιστών και του τομέα στον οποίο βρίσκεται κάθε στιγμή το πραγματικό διάνυσμα της ροής

Στο σχήμα (4.28) φαίνεται το πραγματικό διάνυσμα της ροής στάτη όπως ελέγχεται με την τεχνική του άμεσου ελέγχου ροής. Το διάνυσμα αναφοράς της μαγνητικής ροής έχει πλάτος ίσο με την ακτίνα του ενδιαμέσου από τους τρεις κύκλους που φαίνονται στο σχήμα (4.28) και περιστρέφεται αντιωρολογιακά με τη σύγχρονη ταχύτητα. Παρατηρούμε πως η πραγματική ροή παραμένει εντός της ζώνης υστέρησης (εύρος $2HB_{\psi}$) ακολουθώντας υποβέλτιστη τεθλασμένη πορεία η οποία προκύπτει λόγω των διαδοχικών διανυσμάτων τάσεως που επιβάλλονται από τον αντιστροφέα.

Η εύκολη υλοποίηση αυτής της τεχνικής ελέγχου σε μικροεπεξεργαστές και ο γρήγορος κύκλος υπολογισμού είναι τα βασικότερα πλεονεκτήματα. Το σύστημα που χρησιμοποιεί άμεσο έλεγχο ροπής και ροής είναι αυτορυθμιζόμενο και μπορεί να έχει λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων. Οι αποκρίσεις είναι εφάμιλλες με αυτές του διανυσματικού ελέγχου. Σημαντικότερα μειονεκτήματα είναι η διακύμανση της ροής, της ροπής και της διακοπτικής συχνότητας λόγω του ελέγχου σε ζώνη υστέρησης. Όπως

αρχικά τονίστηκε είναι μια τεχνική βαθμωτού ελέγχου και η αγνόηση της σύζευξης των εξισώσεων της μηχανής ίσως αποτελεί την αχίλλειο πτέρνα της έναντι της τεχνικής του διανυσματικού ελέγχου.



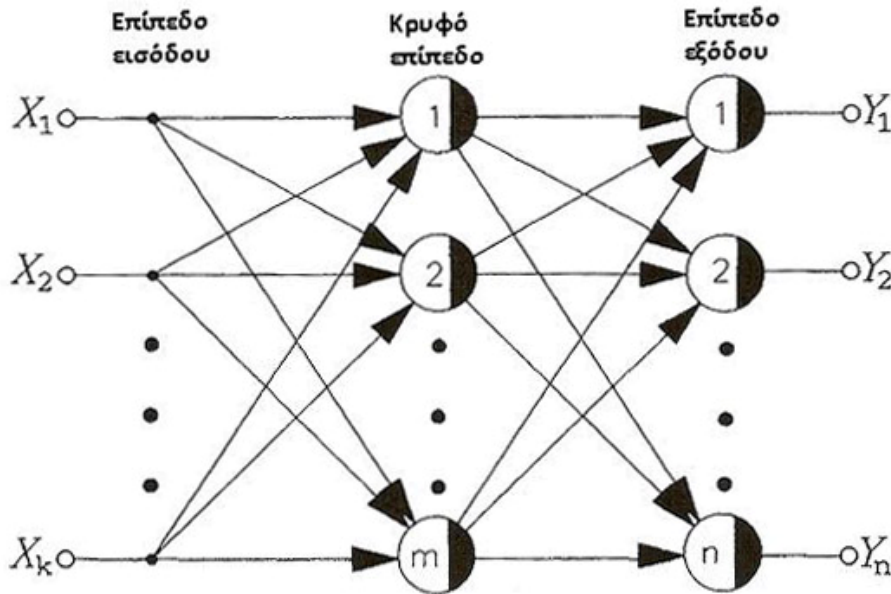
4.28: Πραγματικό διάγραμμα ροής σε πολικές συντεταγμένες. Με μωβ χρώμα τονίζεται η εντός του βρόγχου υστέρησης της ροής περιοχή

4.5.2 ΕΥΦΥΕΙΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ

Εδώ γίνεται μόνο μια αναφορά στις τεχνικές ελέγχου μηχανών επαγωγής με χρήση νευρωνικών δικτύων (Neural Networks) και ασαφούς λογικής (Fuzzy Logic) καθώς η μελέτη αυτών των τεχνικών ξεπερνά τα όρια της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Το πλέον σύνηθες νευρωνικό δίκτυο με πρόσω – τροφοδότηση (Feedforward Neural Network) είναι αυτό του σχήματος (4.29). Οι κύκλοι αναπαριστούν βασικές δομές του δικτύου που ονομάζονται νευρώνες. Το νευρωνικό δίκτυο αποτελείται από τρία επίπεδα: το επίπεδο εισόδου (input layer), το κρυφό επίπεδο (hidden layer) και το επίπεδο εξόδου (output layer). Κάθε μία από τις K εισόδους συνδέεται σε κάθε έναν από τους m νευρώνες του κρυμμένου επιπέδου. Κάθε ένας από αυτούς τους m νευρώνες συνδέεται με τους n νευρώνες του επιπέδου εξόδου. Τα βέλη αναπαριστούν βάρη σύνδεσης (πολλαπλασιαστές) με τους οποίους τα σήματα στην αρχή των βελών πολλαπλασιάζονται ώστε να προκύψουν τα σήματα στο πέρας τους. Το νευρωνικό δίκτυο έχει συνολικά K εισόδους και n εξόδους ενώ ο κάθε νευρώνας αποτελείται από έναν αθροιστή και μια μη γραμμική συνάρτηση $\psi=f(s)$ (non linear squashing function) που επιτρέπει στο νευρωνικό δίκτυο να μοντελοποιεί μη γραμμικά φαινόμενα.

Για να λειτουργήσει ένα νευρωνικό δίκτυο σωστά πρέπει να εκπαιδευτεί έτσι ώστε τα βάρη του να λάβουν τις τιμές που οδηγούν στην επιθυμητή ποιότητα λειτουργίας. Η διαδικασία εκπαίδευσης του νευρωνικού δικτύου (training process) συνίσταται στην ακολουθιακή εφαρμογή ποικίλων συνόλων εισόδων και στην ρύθμιση των κερδών ώστε η διαφορά μεταξύ των εξόδων του δικτύου και των αντίστοιχων εξόδων αναφοράς να



4.29: Νευρωνικό δίκτυο με πρόσω-τροφοδότηση

μηδενιστεί. Η διαδικασία εκπαίδευσης του νευρωνικού δικτύου είναι αυτοματοποιημένη και πραγματοποιείται πριν αυτό χρησιμοποιηθεί για κάποια εφαρμογή ενώ συχνά συνεχίζεται μόνιμα κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του συστήματος που το νευρωνικό δίκτυο υλοποιεί.

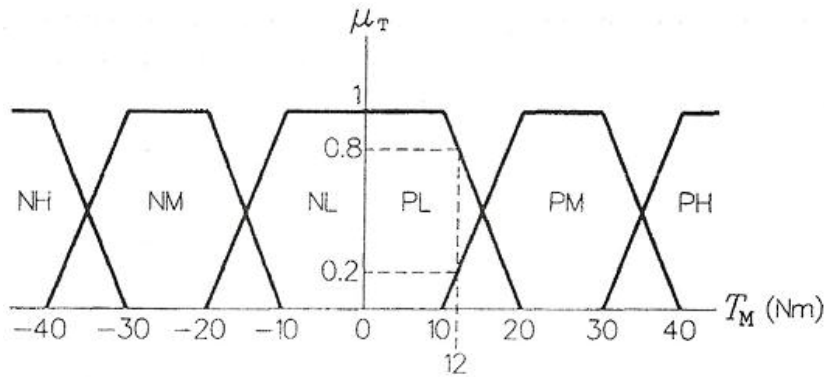
Στα συστήματα ελέγχου κίνησης τα νευρωνικά δίκτυα χρησιμοποιούνται ως ελεγκτές ρεύματος με τα σφάλματα ρεύματος ως εισόδους και εξόδους κατάλληλους παλμούς ελέγχου του αντιστροφέα. Σε αντιστροφείς με έλεγχο της τάσεως με πρόσω – τροφοδότηση (Feedforward voltage control) τα νευρωνικά δίκτυα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την παραγωγή βέλτιστων ακολουθιών παλμών ελέγχου του αντιστροφέα σε συνάρτηση με το δείκτη διαμόρφωσης.

Οι ασαφείς ελεγκτές προσομοιάζουν στη λογική των ανθρώπων οι οποίοι σπάνια διαχειρίζονται αυστηρά αριθμητικά δεδομένα. Αντίθετα, οι άνθρωποι τείνουν να χρησιμοποιούν μη ακριβείς εντολές ελέγχου όπως «περισσότερο», «πιο αργά» ή «λίγο δεξιά». Η ασαφής λογική, καταργεί την ανάθεση των τιμών αληθές και ψευδές στις μεταβλητές της, διαδικασία τυπική για την απόλυτη λογική. Μια ασαφής μεταβλητή λέγεται ότι έχει συγκεκριμένη πιθανότητα, P , να είναι αληθής και την συμπληρωματική πιθανότητα $1-P$ να είναι ψευδής. Κάθε ασαφής τιμή (π.χ. «χαμηλή ροπή», «μέτρια ροπή» και «υψηλή ροπή») αναπαριστά ένα ασαφές σύνολο. Ο βαθμός συμμετοχής κάθε απόλυτης (αριθμητικής) ποσότητας στο ασαφές σύνολο καθορίζεται από μια συνάρτηση συμμετοχής μ .

Η ιδέα των ασαφών μεταβλητών και των συναρτήσεων συμμετοχής δείχνεται στο σχήμα (4.30) όπου το διάστημα μεταβολής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα διαιρείται σε έξι επικαλυπτόμενα ασαφή σύνολα αριθμητικών τιμών ροπής. Οι συναρτήσεις συμμετοχής που χρησιμοποιούνται είναι τραπεζοειδούς μορφής. Όπως παρατηρούμε ροπή ίση με -5Nm χαρακτηρίζεται αποκλειστικά ως αρνητική και χαμηλή.

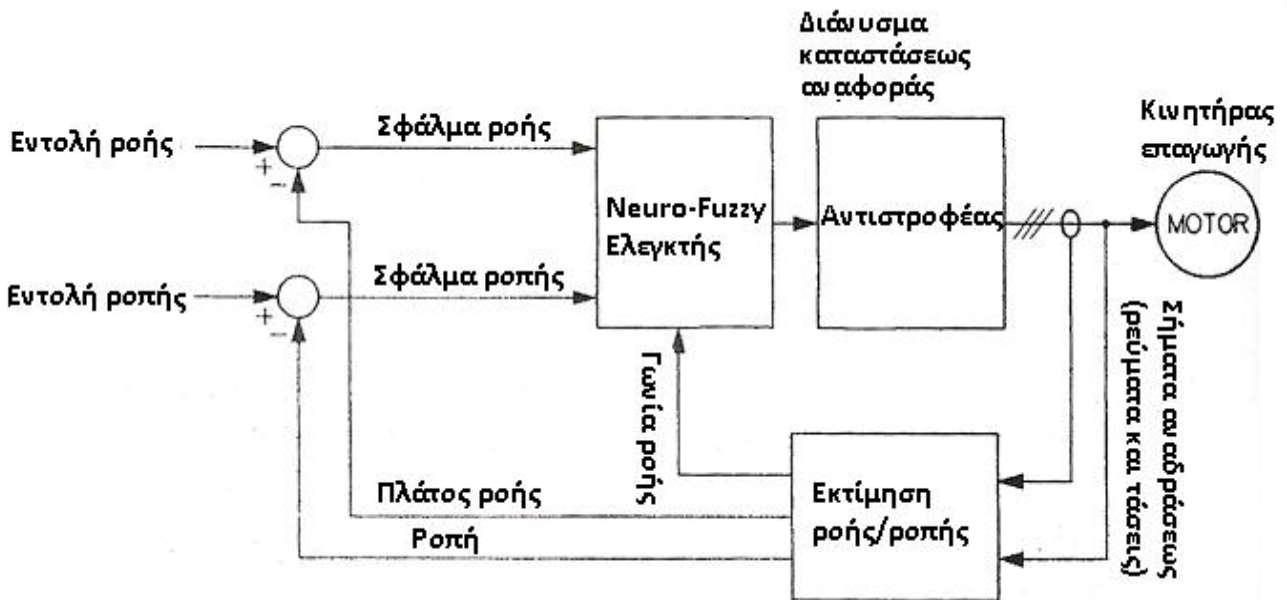
Όστόσο ροπή ίση με 12Nm χαρακτηρίζεται τόσο θετική χαμηλή όσο και θετική μέτρια, καθώς η αριθμητική τιμή 12Nm έχει μη μηδενική πιθανότητα συμμετοχής και στα δύο ασαφή σύνολα.

Νευρωνικά δίκτυα και ασαφής λογική μπορούν να χρησιμοποιηθούν από κοινού για την υλοποίηση συστημάτων ελέγχου υψηλής απόδοσης, με βελτιστοποιημένα χαρακτηριστικά απόδοσης και επίδοσης και μεγάλο περιθώριο αυτοπροσαρμογής και ευελιξίας. Η γενική δομή ενός τέτοιου συστήματος φαίνεται στο σχήμα (4.31).



4.30: Ασαφή σύνολα της ροπής ενός κινητήρα. Όπου:

- NH=Negative High
- NM=Negative Medium
- NL=Negative Low
- PL=Positive Low
- PM=Positive Medium
- PH=Positive High



4.31: Ευφυές σύστημα ελέγχου κινητήρα επαγωγής. Υλοποιείται με χρήση νευρωνικών δικτύων και ασαφούς λογικής

4.6 ΣΥΝΟΨΗ

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύθηκαν οι τεχνικές ελέγχου των κινητήρων επαγωγής. Η παρουσίασή τους έγινε με τη σειρά που αυτές προτάθηκαν ιστορικά. Αρχικά αναλύθηκε η τεχνική του βαθμωτού (μονόμετρου) ελέγχου, όπου δόθηκαν οι βασικές αρχές και οι πλέον αντιπροσωπευτικές υλοποιήσεις σε ανοιχτό ή κλειστό βρόχο. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στην τεχνική του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου. Αναλύθηκε ενδελεχώς η έννοια του προσανατολισμού με το διάνυσμα του μαγνητικού πεδίου και τονίστηκε η αναλογία της μηχανής επαγωγής που λειτουργεί υπό συνθήκες αποσύζευξης των εξισώσεων της με τη μηχανή dc ξένης διεγέρσεως. Μελετήθηκαν οι υλοποιήσεις του άμεσου και έμμεσου διανυσματικού ελέγχου καθώς και οι δυνατότητες προσανατολισμού τόσο με το πεδίο του δρομέα (επιλογή που προσφέρει τη φυσική αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής) όσο και με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη. Αναφορά έγινε στην πιο σύγχρονη τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής και ροής όπου δόθηκε μια σύντομη ανάλυση. Τέλος, κατονομάστηκαν οι νέες ευφυείς τεχνικές που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο των κινητήρων επαγωγής σε συστήματα ελέγχου θέσεως και ταχύτητας υψηλής αποδόσεως.

5 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο πρώτο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας δόθηκε η γενική δομή ενός συστήματος κίνησης μεταβλητών στροφών με κινητήρα επαγωγής οδηγούμενο από αντιστροφή. Στα κεφάλαια δύο, τρία και τέσσερα έγινε λεπτομερής μελέτη των συνιστώντων μερών του συστήματος κίνησης. Δόθηκε το πλήρες δυναμικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής ενώ αναλύθηκαν ενδελεχώς οι τοπολογίες του ανορθωτή και του αντιστροφέα πηγής τάσεως δύο επιπέδων. Επίσης αναλύθηκαν οι τεχνικές ελέγχου των εν λόγω κινητήρων με έμφαση στο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Το παρόν κεφάλαιο συνθέτει αυτές τις γνώσεις περιγράφοντας την κατασκευή της πειραματικής διάταξης κινητήρα επαγωγής και αντιστροφέα που αναπτύχθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Το κεφάλαιο αποτελείται από δύο ενότητες. Στην πρώτη ενότητα δίνεται η προσομοίωση του συστήματος κίνησης με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού. Προσομοιώνεται αρχικά η λειτουργία των κύριων συνιστώντων μερών και εν συνεχεία της συνολικής διατάξεως υπό διαφορετικούς αλγορίθμους ελέγχου. Και εδώ δίνεται έμφαση στον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Τα αποτελέσματα σχολιάζονται και μελετώνται συγκριτικά. Η διαδικασία της προσομοίωσης, όπως θα εξηγηθεί και εν συνεχεία, αποτελεί το μεταίχμιο μεταξύ θεωρητικής ανάλυσης και πειραματικής υλοποίησης και ειδικά στην περίπτωση των συστημάτων κίνησης αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι της πειραματικής διαδικασίας.

Στην δεύτερη ενότητα περιγράφεται η υλοποίηση του συστήματος κίνησης. Δίνεται η δομή του πραγματικού (φυσικού) συστήματος, εξηγείται η κατασκευή και η λειτουργία του. Ο αναγνώστης θα παρατηρήσει την αυξημένη πολυπλοκότητα του φυσικού συστήματος σε αντιδιαστολή με την αφαιρετική σε κάθε περίπτωση δομή του προσομοιωμένου. Ιδιαίτερη έμφαση θα δοθεί στην υλοποίηση του αλγορίθμου ελέγχου μέσω του DSP και στον απαιτούμενο εξοπλισμό για την μέτρηση και προεπεξεργασία των αναλογικών σημάτων ανάδρασης πριν αυτά οδηγηθούν στις αναλογικές θύρες του DSP προς ψηφιοποίηση. Συζήτηση θα γίνει γύρω από τους περιορισμούς της πειραματικής διάταξης, τα εγγενή προβλήματα όπως προέκυψαν κατά τη δοκιμαστική της λειτουργία και τις πιθανές δράσεις βελτίωσης.

5.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

5.2.1 Ο ΡΟΛΟΣ ΤΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΡΕΥΝΑ ΚΑΙ ΤΟΝ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟ.

Η διαδικασία της προσομοίωσης συνίσταται στη χρήση κατάλληλων μαθηματικών μοντέλων του εξεταζόμενου συστήματος και στην επίλυσή τους σε υπολογιστή ώστε να προσδιορισθούν κρίσιμες αποκρίσεις και χαρακτηριστικά του.

Η επιλογή του μαθηματικού μοντέλου του συστήματος είναι μια από τις δυσκολότερες αποφάσεις που ο μηχανικός καλείται να πάρει καθώς θα πρέπει να διατηρήσει την ισορροπία μεταξύ της απλότητας του μαθηματικού μοντέλου και της ικανότητάς του να προσομοιώσει τα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στο πραγματικό (φυσικό) σύστημα. Η ακρίβεια της προσομοίωσης εξαρτάται στο μεγαλύτερο βαθμό από την επιλογή των μαθηματικών αυτών μοντέλων, ειδικά σήμερα που ο προγραμματισμός του μοντέλου γίνεται σε εφαρμογές υψηλού επιπέδου που προσφέρουν δυνατότητες αυτόματης παραγωγής και βελτιστοποίησης του πηγαίου κώδικα ελαχιστοποιώντας έτσι τα σφάλματα υπολογισμού. Εν γένει λοιπόν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αναμένεται να διαφέρουν από τα αντίστοιχα πειραματικά.

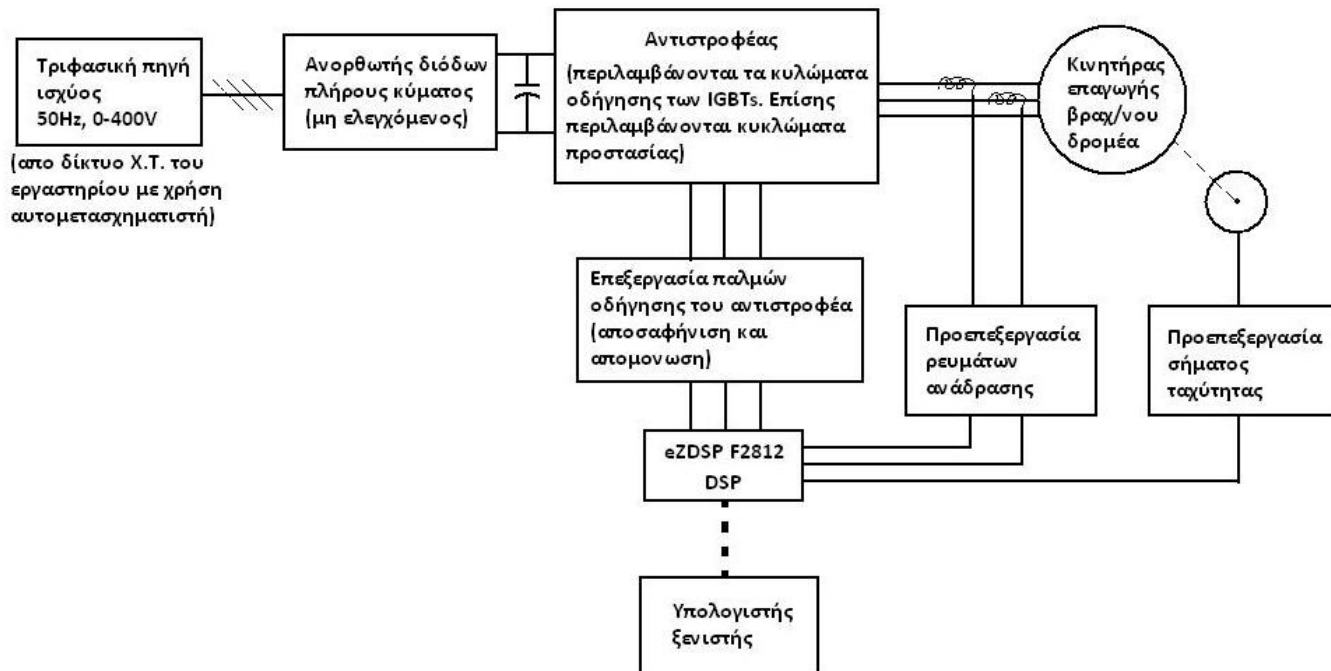
Η απόκλιση αυτή μεταξύ προσομοιωμένων και πειραματικών αποτελεσμάτων μεταβάλλεται καθώς νέα μοντέλα του συστήματος υιοθετούνται. Συγκεκριμένα, όσο πιο καλά αυτά τα μοντέλα αναπαριστούν το πραγματικό σύστημα τόσο αναμένεται μείωση αυτής της απόκλισης, γεγονός επιθυμητό εφ' όσον δεν επιδρά δυσανάλογα σε άλλες παραμέτρους όπως ο υπολογιστικός χρόνος και ο κόπος που εμπλέκει η διαδικασία της προσομοίωσης. Άλλωστε η επιθυμητή ακρίβεια των αποτελεσμάτων εξαρτάται άμεσα από το είδος της εφαρμογής και πρέπει πάντα να λαμβάνεται υπ' όψη.

Στην συνέχεια δίνεται το πρώτο βήμα στην προσομοίωση της διατάξεως κινητήρα επαγωγής και αντιστροφέα. Δίνονται τα μοντέλα των βασικών συνιστωσών και συνθέτονται ώστε να προσομοιωθεί το πλήρες σύστημα. Η λειτουργία του μελετάται και συγκρίνεται υπό βαθμωτό και διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Το έκτο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας θα προχωρήσει αυτήν την προσομοίωση σε επόμενα βήματα, όπως αυτά υπαγορεύθηκαν από την επεξεργασία των αποτελεσμάτων πειράματος και προσομοίωσης, δίνοντας έμφαση σε ζητήματα απωλειών ενέργειας.

5.2.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΝΙΣΤΩΝΤΩΝ ΜΕΡΩΝ

Οι προσομοιώσεις που ακολουθούν πραγματοποιήθηκαν σε ηλεκτρονικό υπολογιστή γενικού σκοπού. Ο προγραμματισμός και η επίλυση των μοντέλων έγινε με χρήση λογισμικού της εταιρείας Mathworks. Χρησιμοποιήθηκε το Matlab (Έκδοση (R2007b)) που είναι από τα πλέον διαδεδομένα πακέτα προγραμμάτων αριθμητικής ανάλυσης και προσομοίωσης συστημάτων παγκοσμίως και συγκεκριμένα το Simulink που είναι εργαλείο μοντελοποίησης, προσομοίωσης και ανάλυσης δυναμικών συστημάτων. Το Simulink αποτελεί module του Matlab. Η προσομοίωση του συστήματος θα μπορούσε να γίνει και χωρίς τη χρήση του με απευθείας γράψιμο του κατάλληλου κώδικα Matlab. Ωστόσο το Simulink προσφέρει τα πλεονεκτήματα της αυτόματης και βελτιστοποιημένης παραγωγής κώδικα, της ευελιξίας με δυνατότητα εύκολης τροποποίησης των μοντέλων και της άμεσης σύνθεσης των επιμέρους μοντέλων σε ένα που προσομοιώνει το πλήρες σύστημα. Άλλωστε η χρήση του είναι ευρύτατα διαδεδομένη αποτελώντας πλέον κοινό σχεδιαστικό περιβάλλον για τους μηχανικούς των συστημάτων κίνησης. Επιπλέον πλεονεκτήματα και δυνατότητες που σχετίζονται με τη λειτουργία του DSP, όπως θα αναλυθούν στο δεύτερο μέρος του κεφαλαίου, συντέιναν στην επιλογή του.

Παρακάτω δίνεται το απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα του προς κατασκευή συστήματος κίνησης όπου φαίνονται τα κύρια συνιστώμενα μέρη του (σχήμα (5.1)). Ακολουθεί η μοντελοποίησή τους και η προσομοίωση της λειτουργίας του συστήματος.



5.1: Απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα του προς κατασκευή συστήματος ελέγχου κίνησης

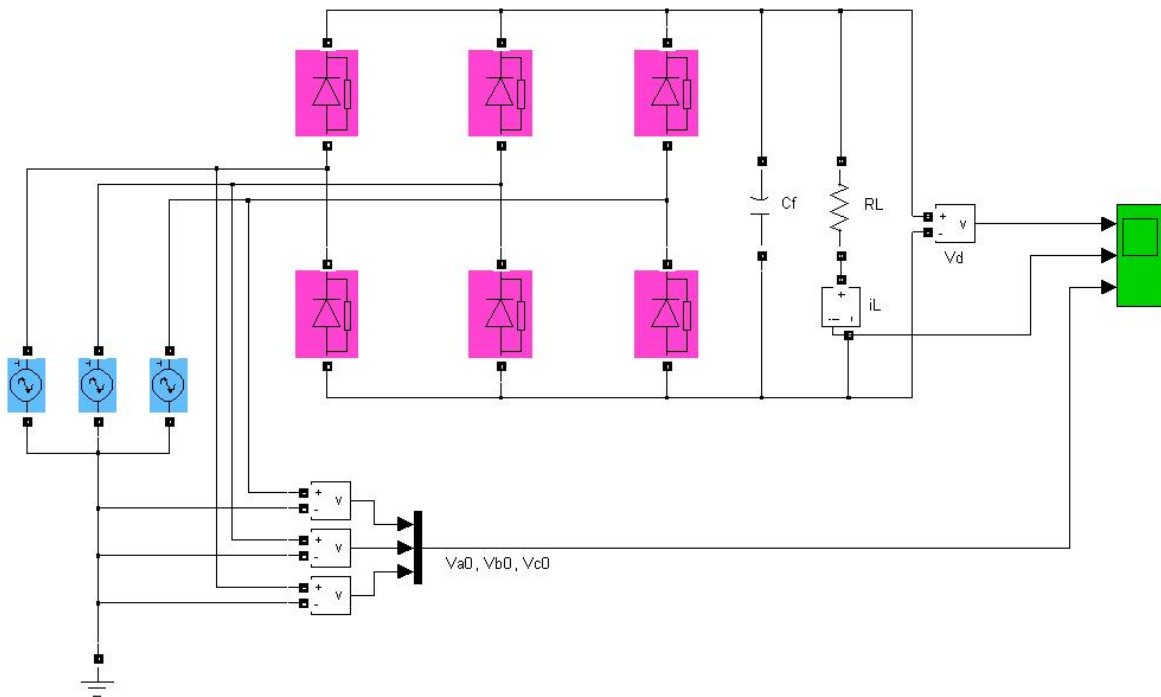
Σημείωση: Ο ψηφιακός επεξεργαστής σήματος (DSP) είναι που υλοποιεί τον εκάστοτε αλγόριθμο ελέγχου. Στις σελίδες που ακολουθούν μοντελοποιείται η πηγή ισχύος, ο ανορθωτής, ο αντιστροφέας και ο κινητήρας επαγωγής. Στη συνέχεια προσομοιώνουμε τη λειτουργία του συστήματος υπό διαφορετικούς αλγορίθμους ελέγχου. Το DSP δεν μοντελοποιείται ως φυσική διάταξη καθώς κάτι τέτοιο υπερβαίνει κατά πολύ τα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, ενώ πιθανή μοντελοποίησή του δε θα προσέφερε κάτι ουσιαστικό καθώς τα σφάλματα που η λειτουργία του DSP εισάγει στην εκτέλεση του αλγορίθμου ελέγχου είναι μηδαμινά. Επίσης επί του παρόντος αγνοούνται τα μπλοκ προεπεξεργασίας των ρευμάτων και της ταχύτητας αναδράσεως καθώς και το μπλοκ μετέπειτα επεξεργασίας των παλμών εξόδου του DSP. Έτσι τα σήματα αναδράσεως ρεύματος και ταχύτητας θεωρούνται ιδανικά ίσα με τα πραγματικά αντίστοιχα στιγμιαία μεγέθη της μηχανής. Επίσης οι παλμοί έναυσης των διακοπτικών στοιχείων όπως καθορίζονται από τον αλγόριθμο ελέγχου και εν συνεχεία παράγονται από τα κυκλώματα οδήγησης των IGBTs θεωρούνται ιδανικοί.

5.2.2.1 ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΠΗΓΗ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ

Στο σχήμα (5.2) δίνεται το μαθηματικό μοντέλο τριφασικής πηγής ισχύος 400V, 50Hz και μη ελεγχόμενου ανορθωτή διόδων υλοποιημένο στο Simulink. Ο ανορθωτής έχει παράλληλα στην έξοδό του ένα πυκνωτή εξομάλυνσης και τροφοδοτεί ωμικό φορτίο. Στο ίδιο σχήμα φαίνονται το εικονικό βολτόμετρο, αμπερόμετρο και παλμογράφος. Τα παραπάνω μπλοκ οδηγούν στην παραγωγή κατάλληλου κώδικα για τον υπολογισμό των ζητούμενων αποκρίσεων. Οι αποκρίσεις αυτές είναι η τάση εξόδου του ανορθωτή, το ρεύμα του φορτίου και το τριφασικό σύστημα τάσεων στην είσοδο της ανόρθωσης.

Η τριφασική πηγή ισχύος υλοποιείται με τρεις ιδανικές πηγές εναλλασσόμενης τάσεως συνδεδεμένες σε αστέρα με τον κοινό κόμβο του να αποτελεί κόμβο αναφοράς. Κάθε πηγή τάσεως παράγει ημιτονοειδή τάση με μηδενικό d.c. Offset, πλάτος $230 \cdot \sqrt{2}$ V, συχνότητα 50Hz και διαφορά φάσεως ως προς τις άλλες δύο πηγές ίση με 120° . Ο

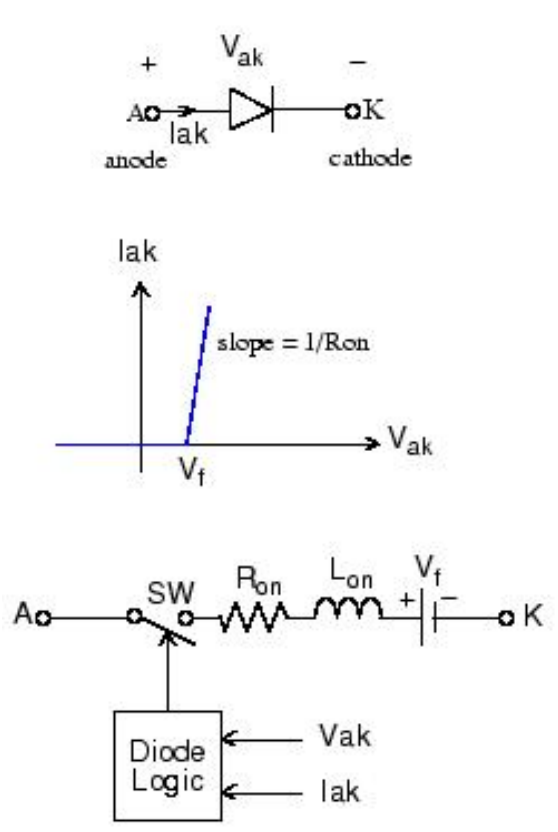
αυτομετασχηματιστής αγνοείται καθώς κατά τη λειτουργία του συστήματος κίνησης δε θα γίνουν χειρισμοί του αλλά η τάση εξόδου του θα παραμένει σταθερή.



5.2: Τριφασική πηγή ισχύος και μη ελεγχόμενος ανορθωτής διόδων

Για την κατασκευή της τριφασικής γέφυρας του ανορθωτή χρησιμοποιήθηκε το έτοιμο μοντέλο διόδου του Simulink. Το μοντέλο, οι παράμετροί του και οι τυπικές τους τιμές δίνονται στον πίνακα (5.3).

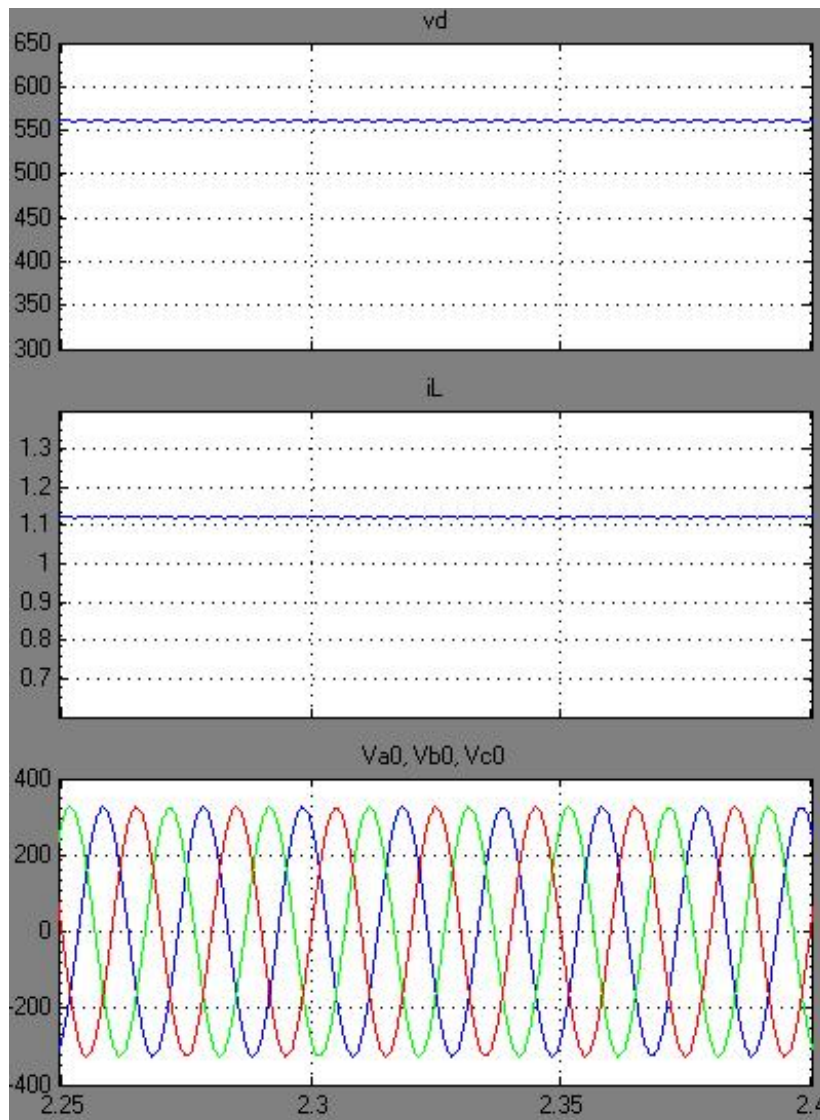
Παράμετρος	Περιγραφή	Τυπική τιμή
R_{on}	Εσωτερική αντίσταση της διόδου	0.001Ω
L_{on}	Εσωτερική αυτεπαγωγή της διόδου	0
V_f	Τάση αποκοπής	0.8V
I_c	Ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο κατά την έναρξη της προσομοίωσης	0
R_s	Snubber resistance	500Ω
C_s	Snubber capacitance	$250e-9F$



5.3: Μοντέλο διόδου της Matlab. Παράμετροι και τυπικές τιμές που χρησιμοποιούνται στην προσομοίωση

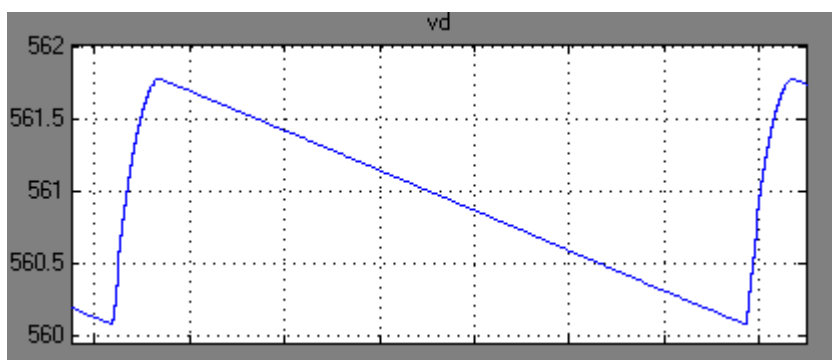
Ο πυκνωτής εξομάλυνσης επιλέχθηκε με χωρητικότητα $C_F=2mF$ και η αντίσταση του φορτίου $R_L= 500\Omega$.

Το σχήμα (5.4) δείχνει τις υπολογισμένες αποκρίσεις. Όπου οι τάσεις μετρώνται σε Volt και το ρεύμα του φορτίου σε Ampere.



5.4: Τάση, ρεύμα φορτίου και τάσεις τροφοδοσίας της τριφασικής ανόρθωσης

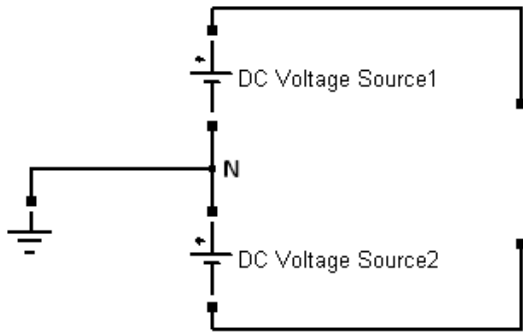
Στο σχήμα (5.5) φαίνεται από κοντά μια περίοδος της ανορθωμένης τάσεως:



5.5: Τάση εξόδου της μη ελεγχόμενης τριφασικής ανόρθωσης. Χαρακτηριστική λεπτομέρεια όπου φαίνονται τα στάδια φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή εξομάλυνσης

Όπως παρατηρούμε η d.c. συνιστώσα της ανορθωμένης τάσεως είναι η κυρίαρχη καθώς παρουσιάζει διακύμανση με πλάτος περίπου 2V ενώ η μέση τιμή της είναι 561V. Τα παραπάνω μπορούν γενικά να αλλάξουν με αλλαγή του ρεύματος φορτίου. Ωστόσο, η

τάση εξόδου του ανορθωτή αναμένεται σε κάθε περίπτωση να πλησιάζει ικανοποιητικά τη συνεχή τάση λόγω της λειτουργίας της τριφασικής ανόρθωσης (βλέπε ενότητα 3.2.1) σε συνδυασμό με την παρουσία κατάλληλου πυκνωτή εξομάλυνσης μεταξύ ανορθωτή και αντιστροφέα. Έτσι κρίνεται εύλογο κατά την προσομοίωση της λειτουργίας του πλήρους συστήματος η πηγή τροφοδοσίας και ο ανορθωτής να μοντελοποιηθούν με τη βοήθεια μια πηγής συνεχούς τάσεως. Η επιλογή αυτή προσφέρει απλότητα χωρίς να επιδρά ουσιαστικά στην ακρίβεια της προσομοίωσης και δείχνεται αμέσως πιο κάτω:

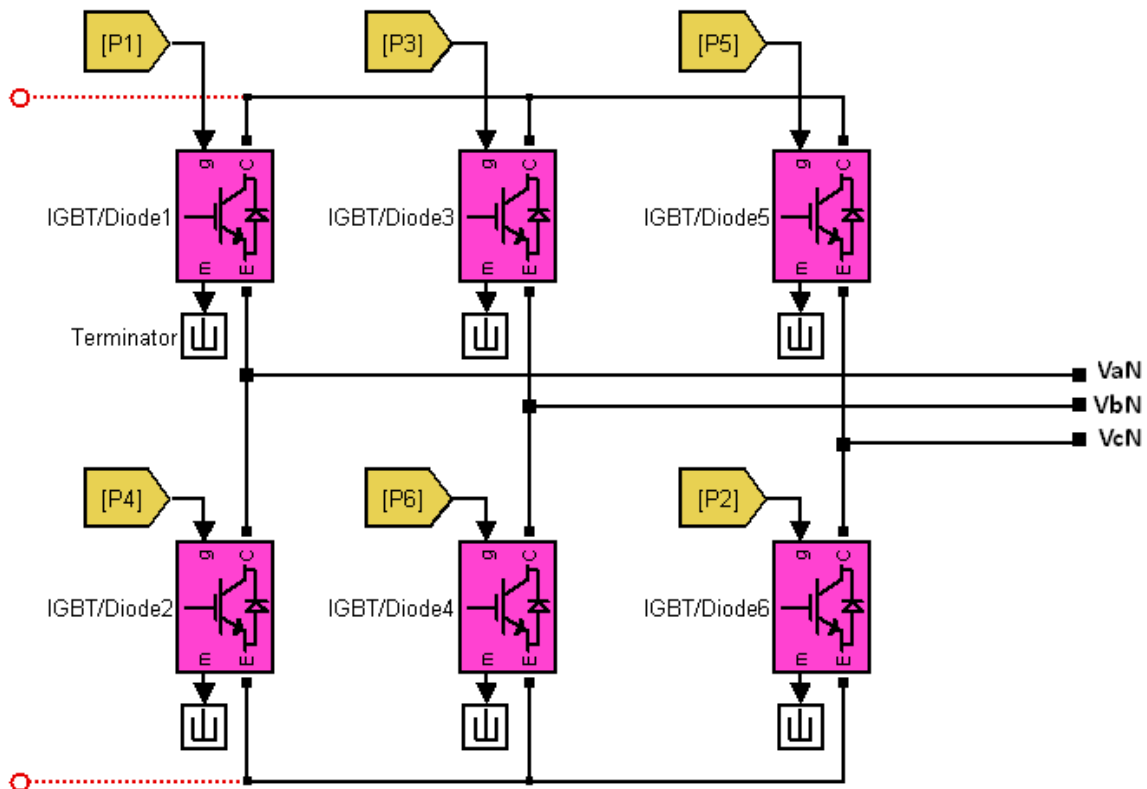


5.6: Απλοποιημένο μοντέλο τριφασικής πηγής ισχύος και τριφασικής μη ελεγχόμενης ανόρθωσης διόδων. Η τάση εξόδου θεωρείται ιδανική, όμοια με αυτή μιας πηγής συνεχούς τάσεως

Η dc τάση καταμερίζεται στο ήμισυ έτσι ώστε να δημιουργηθεί ο κόμβος αναφοράς N του αντιστροφέα (βλέπε σχήματα (3.20), (3.24)) που θα αποτελεί και την αναφορά των μετρήσεών μας.

5.2.2.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ

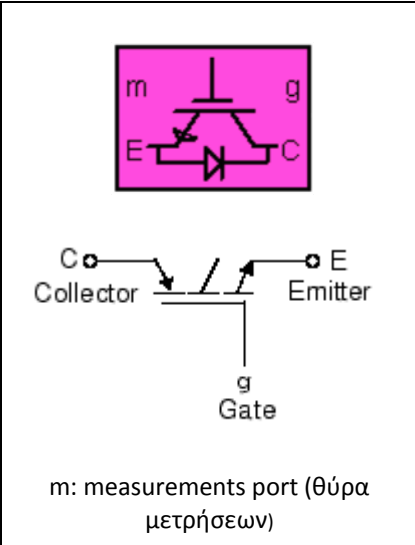
Ο τριφασικός αντιστροφέας είναι πηγής τάσεως, συνδεσμολογίας γέφυρας δύο επιπέδων. Τα διακοπτικά στοιχεία του είναι IGBTs. Παρακάτω δίνεται το μοντέλο του αντιστροφέα υλοποιημένο στο Simulink:



5.7: Μοντέλο τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως συνδεσμολογίας γέφυρας δύο επιπέδων. Οι θύρες των μετρήσεων (m) είναι τερματισμένες. Ο παλμοί ελέγχου των IGBTs συμβολίζονται ως P1 – P6.

Τα IGBTs είναι συνδεδεμένα αντιπαράλληλα με διόδους ελευθέρως διελεύσεως. Οι παλμοί στις πύλες τους (P1 έως και P6) καθορίζονται από τον εκάστοτε αλγόριθμο ελέγχου. Τα κυκλώματα οδήγησης των IGBTs ακολουθώντας τις εντολές του ελεγκτή που υλοποιεί τον αλγόριθμο αυτό παράγουν κατάλληλους παλμούς τάσεως στις πύλες των διακοπτικών στοιχείων. Οι προδιαγραφές των κυματομορφών αυτών καθορίζονται από τον κατασκευαστή. Στη μοντελοποίηση που ακολουθεί θεωρούμε ιδανικά κυκλώματα οδήγησης των IGBTs. Έτσι ο παλμοί οδήγησης μπορούν να μοντελοποιηθούν ως μια ακολουθία λογικών δυαδικών ψηφίων, όπου η μονάδα υποδηλώνει κατάσταση αγωγής του εκάστοτε διακόπτη και το μηδενικό τη συμπληρωματική της. Η ακολουθία αυτή θεωρείται τετραγωνικής μορφής με μηδενικούς χρόνους ανόδου και καθόδου των παλμών.

Για τη μοντελοποίηση των διακοπτικών στοιχείων υιοθετήθηκε το έτοιμο μοντέλο του Simulink. Σύντομη περιγραφή των παραμέτρων και των τυπικών τους τιμών δίνεται στον πίνακα (5.8)

	Παράμετρος	Περιγραφή	Τυπική τιμή
Ron	Εσωτερική αντίσταση του IGBT	1e-3Ω	
Rs	snubber resistance (για την εξομάλυνση της σβέσης)	1e+5Ω	
Cs	snubber capacitance (για την εξομάλυνση της σβέσης)	0	

5.8: Μοντέλο IGBT της Matlab. Παράμετροι και τυπικές τιμές τους όπως υιοθετήθηκαν και στην προσομοίωση

Οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα αναφέρονται όλες ως προς τον κόμβο αναφοράς N στη μεσαία λήψη της d.c. τροφοδοσίας. Έτσι τα δυνατά επίπεδα τάσεως είναι $+V_{dc}/2$ όταν άγει ο διακόπτης στο άνω ήμισυ του αντιστροφέα, $-V_{dc}/2$ όταν άγει ο διακόπτης στο κάτω ήμισυ και 0 όταν δε άγει κανένας εκ των δύο.

Η προτεινόμενη υλοποίηση (για λόγους που θα αναλυθούν παρακάτω) προβλέπει την παραγωγή τριών παλμών ελέγχου του αντιστροφέα (ένας παλμός ελέγχου για κάθε κλάδο της τριφασικής γέφυρας). Οι άλλοι τρεις παλμοί που απαιτούνται για τον έλεγχο των υπόλοιπων διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα είναι οι αντίστοιχοι συμπληρωματικοί τους. Η λειτουργία λοιπόν των διακοπών που βρίσκονται στον ίδιο κλάδο της γέφυρας προκύπτει συμπληρωματική. Αυτό στην πράξη εξασφαλίζεται με χρήση κατάλληλων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων φωτο-απομόνωσης τα οποία παράγουν τις συμπληρωματικές ακολουθίες ελέγχου και εδώ θεωρούνται ιδανικά. Επίσης στην πράξη επιβάλλεται ένας «νεκρός» χρόνος ασφαλείας μεταξύ του ανοίγματος ενός διακόπτη και του κλεισίματος του συμπληρωματικού του που στα παρακάτω αμελείται.

Παρατήρηση: Σε όλους τους διακόπτες υπάρχει πύλη μετρήσεων. Συνδέοντας εκεί εικονικό παλμογράφο λαμβάνονται συγκεκριμένες αποκρίσεις. Στο ανωτέρω σχήμα οι θύρες αυτές είναι

«τερματισμένες» γεγονός που απαγορεύει στη matlab να παράγει κώδικα για τον υπολογισμό τούτων των αποκρίσεων.

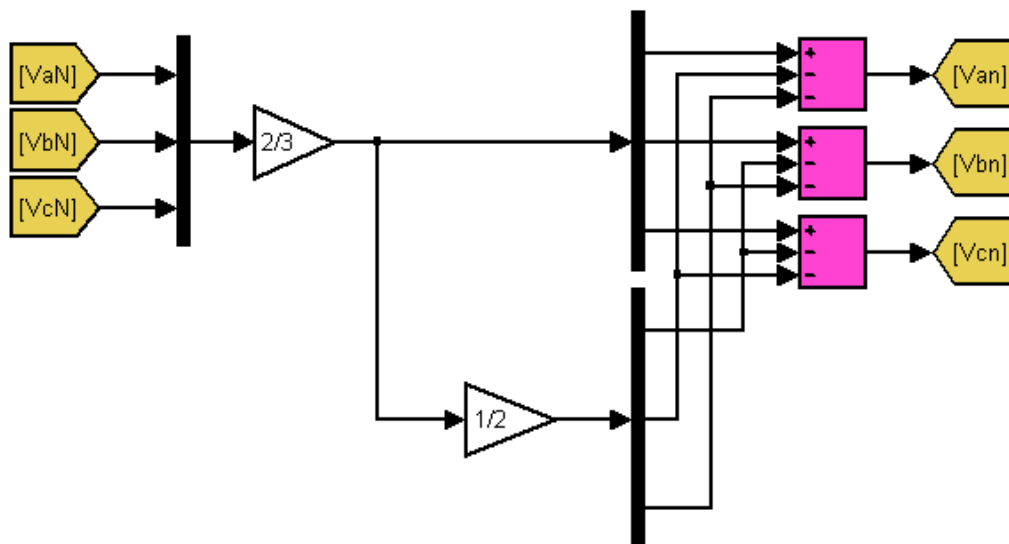
Ο τριφασικός κινητήρας επαγωγής προβλέπεται να συνδεθεί σε συνδεσμολογία αστέρα, με τον ουδέτερο κόμβο του (n) απομονωμένο. Οι φασικές τάσεις του κινητήρα είναι οι είσοδοι στο μοντέλο του που θα δοθεί παρακάτω και πρέπει εδώ να υπολογιστούν. Η διάταξη τριφασικού αντιστροφέα που τροφοδοτεί φορτίο συνδεσμολογίας αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο μελετήθηκε στην ενότητα (3.3.2) όπου εξήχθησαν οι σχέσεις υπολογισμού των φασικών τάσεων του φορτίου. Οι σχέσεις αυτές επαναλαμβάνονται εδώ:

$$(5.1) \quad V_{an} = \frac{2}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN} - \frac{1}{3}V_{cN}$$

$$(5.2) \quad V_{bn} = \frac{2}{3}V_{bN} - \frac{1}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{cN}$$

$$(5.3) \quad V_{cn} = \frac{2}{3}V_{cN} - \frac{1}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN}$$

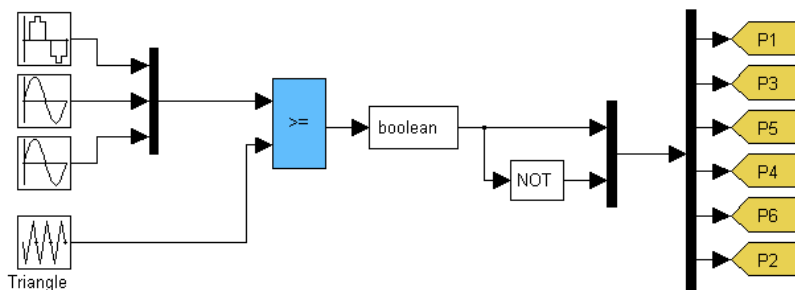
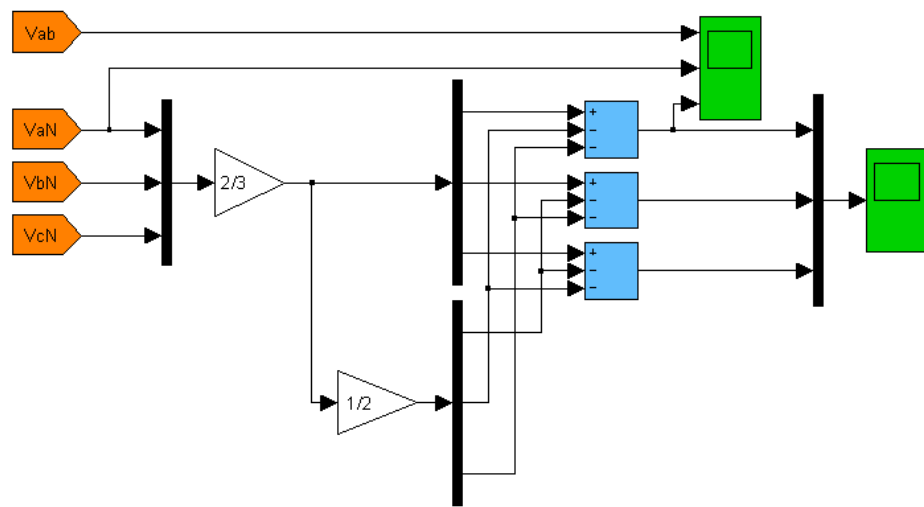
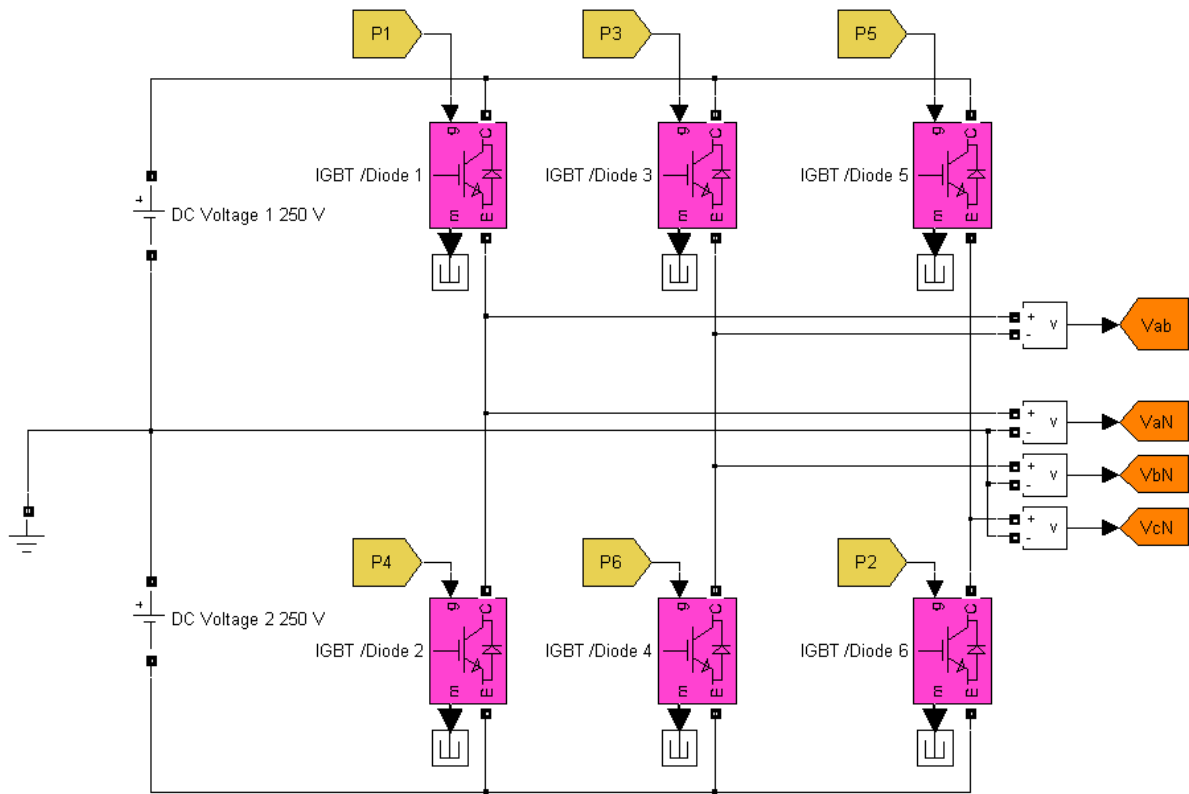
Στο παρακάτω σχήμα (5.8) δίνεται το μαθηματικό μοντέλο του μετασχηματισμού από τις φασικές τάσεις του αντιστροφέα (κόμβος αναφοράς N) στις φασικές τάσεις του φορτίου (κόμβος αναφοράς n) σύμφωνα με τις εξισώσεις (5.1) – (5.3):



5.9: Αλγεβρικός μετασχηματισμός των φασικών τάσεων του αντιστροφέα (ως προς τον κόμβο αναφοράς N) στις φασικές τάσεις του φορτίου με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο (n)

Παρακάτω δίνουμε το αποτέλεσμα της προσομοίωσης λειτουργίας του αντιστροφέα. Ο αντιστροφέας τροφοδοτείται από συνεχή τάση 500V. Οι διακόπτες του ελέγχονται με χρήση της SPWM τεχνικής διαμόρφωσης όπου ένα υψίσυχο τριγωνικό φέρον συγκρίνεται με τριφασικό σύστημα τάσεων αναφοράς. Οι μελετώμενες αποκρίσεις είναι η πολική και η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα και η φασική τάση στους ακροδέκτες του φορτίου.

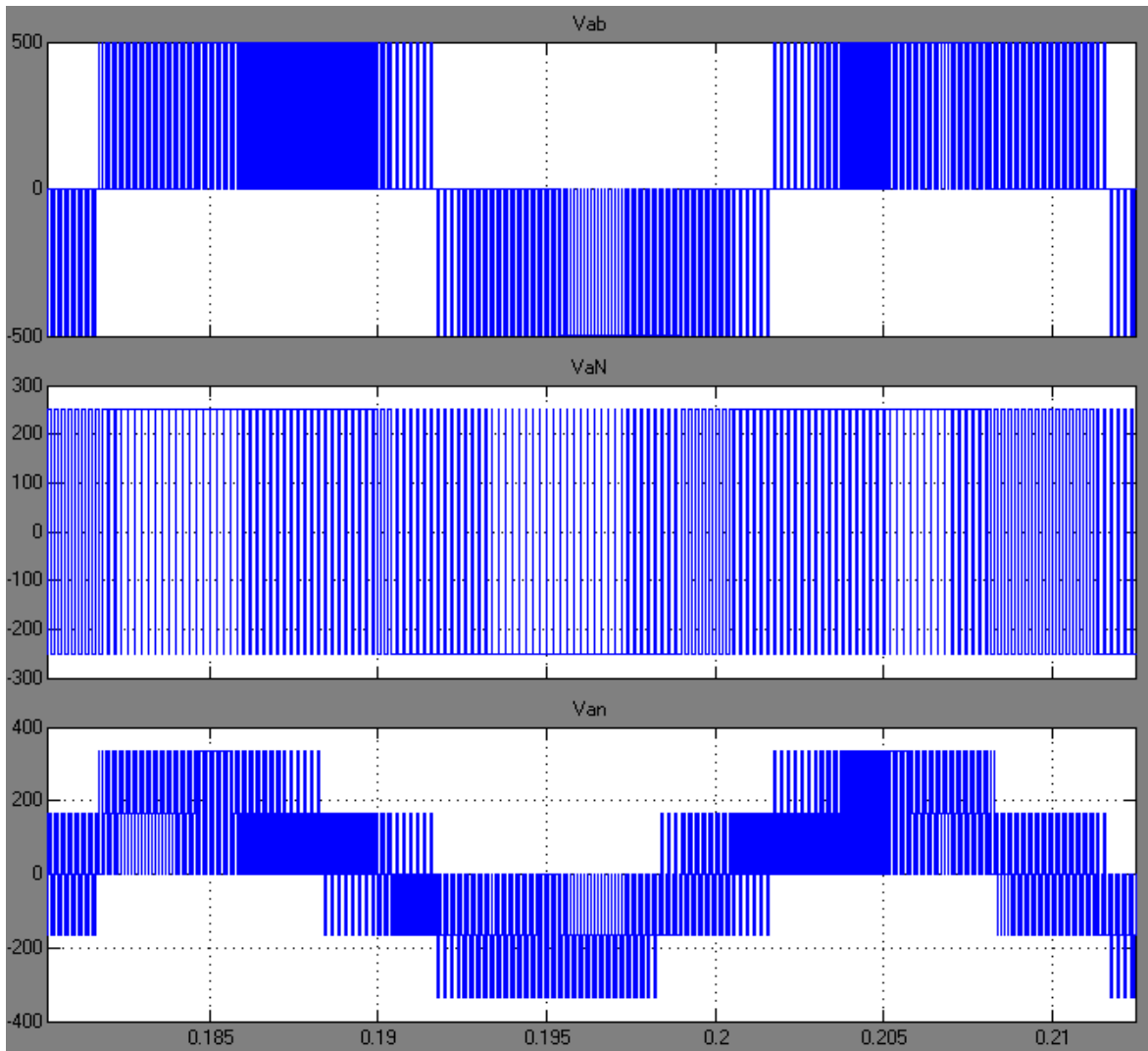
Η συχνότητα του τριγωνικού φέροντος επιλέχθηκε ίση με 4950Hz που αντιστοιχεί σε ανηγμένη συχνότητα φορέα ίση με $4950/50 = 99$ (επιλέγεται περιττός αριθμός και πολλαπλάσιο του τρία για τους λόγους που εκτέθηκαν στο εδάφιο (3.3.2.3.2)). Το μοντέλο της προσομοίωσης φαίνεται στο σχήμα (5.10).



5.10 Μοντέλο αντιστροφέα που τροφοδοτεί φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο. Προσομοιώνεται η λειτουργία του υπό SPWM τεχνική διαμόρφωσης.

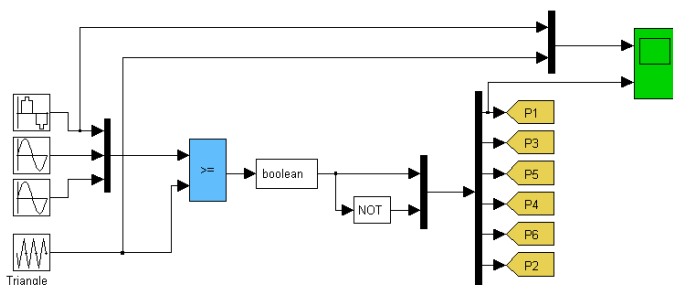
Παρατήρηση: Τα βολτόμετρα που φαίνονται συνδεδεμένα στον αντιστροφέα είναι ιδανικά και δεν επηρεάζουν το αποτέλεσμα της προσομοίωσης (κάθε στιγμή δίνουν ως έξοδό τους την πραγματική τιμή της τάσεως εισόδου). Χρησιμοποιούνται ώστε να γίνει δυνατή η επεξεργασία των εξόδων του αντιστροφέα (που εμπλέκουν ηλεκτρικά μεγέθη) ως μαθηματικά σήματα

Στα επόμενα γραφήματα δίνονται οι υπολογισμένες αποκρίσεις. Στο σχήμα (5.11) φαίνονται οι πολική και φασική τάση του αντιστροφέα και η φασική τάση του φορτίου της πρώτης φάσεως. Στο σχήμα (5.13) φαίνονται οι τρεις φασικές τάσεις του φορτίου. Είναι εμφανής η μεταβολή του εύρους των παλμών ανάλογα με το πλάτος της εκάστοτε τάσεως αναφοράς.



5.11: Πολική και φασική τάση αντιστροφέα ως προς τον κόμβο αναφοράς N. Φασική τάση του φορτίου ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο κόμβο (n)

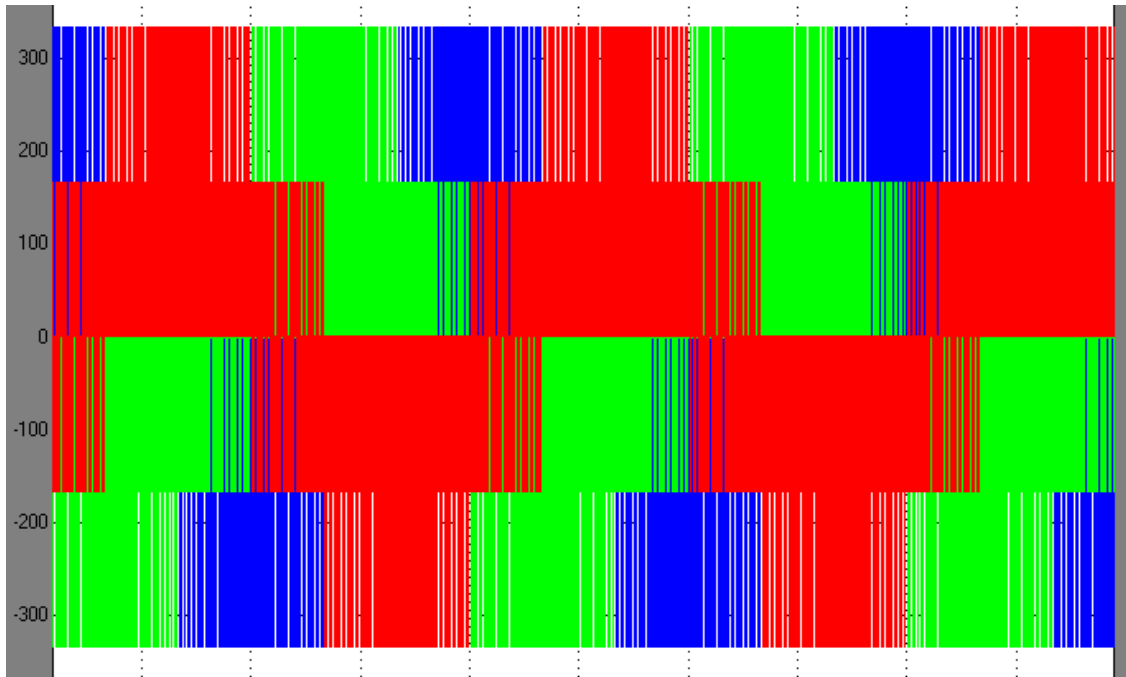
Χρησιμοποιώντας ένα ακόμα εικονικό παλμογράφο βλέπουμε το τριγωνικό φέρον σε κοινούς άξονες με τη τάση αναφοράς της φάσεως a, και την παραγωγή των παλμών ως αποτέλεσμα της σύγκρισης των παραπάνω κυματομορφών (σχήμα (5.14)).



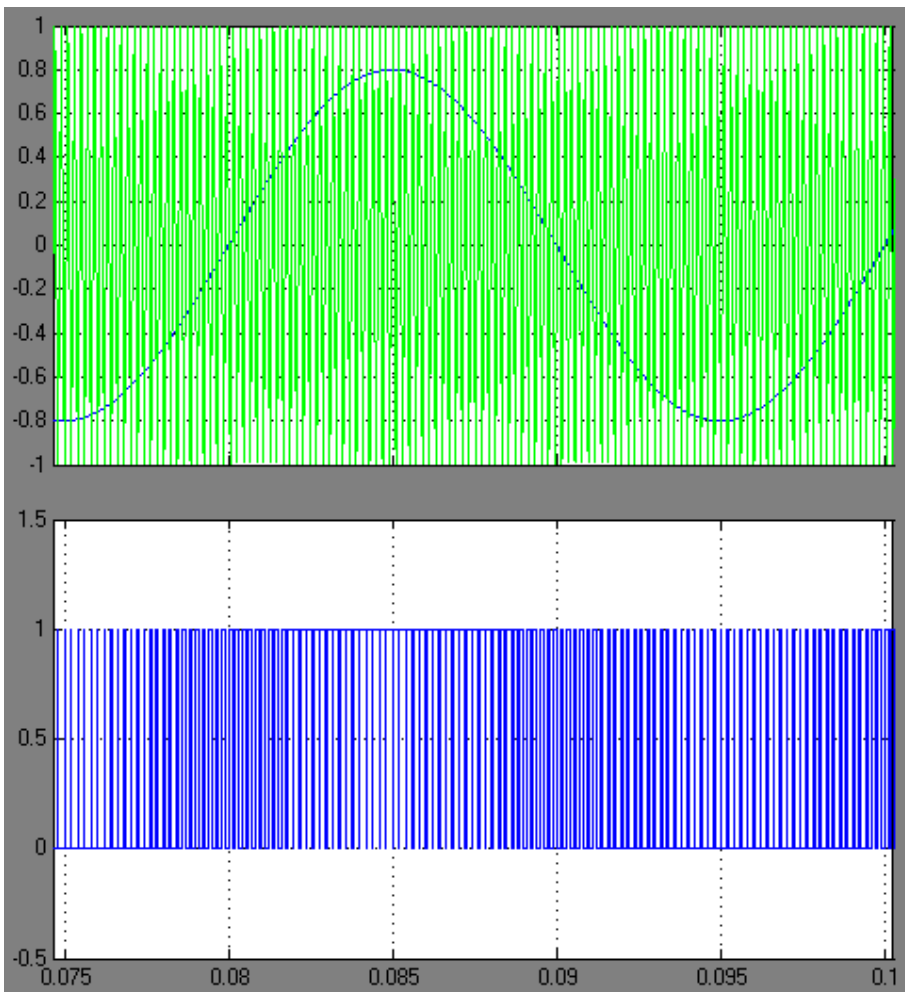
5.12: Μοντέλο Simulink για την προσομοίωση της SPWM τεχνικής διαμόρφωσης

Εδώ σημειώνεται ότι το τριγωνικό φέρον έχει πλάτος μονάδα και οι τάσεις αναφοράς είναι κανονικοποιημένες και αυτές ως προς τη μονάδα. Το πλάτος των τάσεων

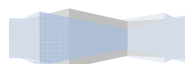
αναφοράς επιλέχθηκε 0.8 ώστε να προκύψει δείκτης διαμόρφωσης ίσος με 0.8 που αποτελεί τυπική τιμή και οδηγεί τον αντιστροφέα στη γραμμική περιοχή λειτουργίας του.



5.14: Τριφασικό σύστημα φασικών τάσεων του φορτίου. Είναι εμφανή τα 5 διακριτά επίπεδα τάσεως που προκύπτουν ($V_{dc} \cdot 2/3$, $V_{dc} \cdot 1/3$, 0, $-V_{dc} \cdot 1/3$, $-V_{dc} \cdot 2/3$). Επίσης εμφανής είναι η μεταβολή του εύρους των παλμών ως αποτέλεσμα της σύγκρισης της κυματομορφή των σημάτων διαμόρφωσης και του υψίσυχνου φέροντος.



5.13: Κυματομορφές που εξηγούν την SPWM τεχνική διαμόρφωσης όπως προέκυψαν από την προσομείωση της λειτουργίας του αντιστροφέα.



5.2.2.3 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ

Στο εδάφιο αυτό δίνεται δυναμικό μοντέλο της μηχανής επαγωγής που προσομοιώνει ικανοποιητικά τη λειτουργία της. Προς το παρόν αγνοούνται οι απώλειες και ο κορεσμός του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής όπως και οποιαδήποτε άλλη μη γραμμικότητα ανωτέρας τάξεως. Ειδικά τα ζητήματα απωλειών θα ληφθούν υπ' όψη στο επόμενο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας, όπου θα προταθεί ένα τροποποιημένο μοντέλο για τη μηχανή επαγωγής που θα λαμβάνει υπ' όψη τις απώλειες πυρήνα τόσο στη θεμελιώδη όσο και τη διακοπτική συχνότητα.

Το προτεινόμενο μοντέλο της μηχανής επαγωγής είναι το δυναμικό μοντέλο στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο κάθετων αξόνων (ds-qs). Η επιλογή του πλαισίου αναφοράς θα μπορούσε να είναι διαφορετική και στη γενική περίπτωση το πλαίσιο αυτό θα μπορούσε να στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα. Ωστόσο τα πλαίσια αναφοράς (ds-qs), (dr-qr) και (de-qe) όπως ήδη εξηγήθηκε σε προηγούμενα κεφάλαια της διπλωματικής εργασίας είναι οι συνηθέστερες επιλογές. Επί του παρόντος επιλέγεται η μοντελοποίηση της μηχανής στο στατό πλαίσιο αναφοράς. Οι εξισώσεις κατάστασης της μηχανής στο στατό πλαίσιο αναφοράς, με διάνυσμα μεταβλητών κατάστασης το διάνυσμα των ρευμάτων στάτη και δρομέα, ευθέως και εγκάρσιου άξονα, επαναλαμβάνονται σε αυτό το σημείο για λόγους πληρότητας:

$$(5.4) \quad \frac{\partial i}{\partial t} = AV + Bi,$$

$$(5.5) \quad i = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^T$$

$$(5.6) \quad V = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad v_{dr} \quad v_{qr}]^T$$

$$(5.7) \quad A = \frac{1}{L_\sigma^2} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix},$$

$$(5.8) \quad B = B(\omega_r) = \frac{1}{L_\sigma^2} \begin{bmatrix} -R_s L_r & \omega_r L_m^2 & R_r L_m & \omega_r L_r L_m \\ -\omega_r L_m^2 & -R_s L_r & -\omega_r L_r L_m & R_r L_m \\ R_s L_m & -\omega_r L_s L_m & -R_r L_s & -\omega_r L_s L_r \\ \omega_r L_s L_m & R_s L_m & \omega_r L_s L_r & -R_r L_s \end{bmatrix}$$

$$(5.9) \quad L_\sigma^2 = L_s L_r - L_m^2$$

όπου ω_r η ηλεκτρική ταχύτητα του δρομέα ($=P_p \cdot \omega_m$).

Αυτές είναι οι εξισώσεις που μοντελοποιούν το ηλεκτρικό μέρος της μηχανής επαγωγής. Το μηχανικό μέρος της μηχανής μπορεί να μοντελοποιηθεί με χρήση κατάλληλης εξίσωσης ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων, που σχετίζει τη δυναμική ροπή T_d με την ταχύτητα του άξονα της μηχανής. (Υπενθυμίζεται: $T_d = T_e - T_m$, όπου T_e η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα (που είναι και η ροπή στον άξονα καθώς αμελούνται οι όποιες απώλειες) και T_m η ροπή του φορτίου). Συγκεκριμένα η εξίσωση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων είναι η εξής:

$$(5.10) \quad T_d = T_e - T_m = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + F \frac{d\theta}{dt} = J \frac{d\omega}{dt} + F \omega$$

Η εξίσωση αυτή λαμβάνει υπ' όψη την αδράνεια του άξονα (σταθερά J) και τις τριβές (σταθερά F). Η όποια ελαστικότητα του άξονα παραλείπεται ως αμελητέα. Προφανώς η μοντελοποίηση αυτή του μηχανικού μέρους είναι από τις απλούστερες δυνατές.

Το μόνο που λείπει για τη μοντελοποίηση του πλήρους συστήματος της μηχανής είναι η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Από τις πολλές εκφράσεις της επιλέγεται η εξής:

$$(5.11) \quad T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr})$$

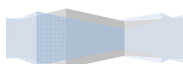
η οποία συσχετίζει ροπή με τα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα, στάτη και δρομέα, στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Η παραπάνω έκφραση είναι η κατάλληλη καθώς τα ρεύματα αυτά θα προκύψουν με την επίλυση του συστήματος των εξισώσεων κατάστασης του ηλεκτρικού μέρους από τον υπολογιστή.

Το μοντέλο της μηχανής επαγωγής υλοποιήθηκε στο Simulink και παρουσιάζεται ιεραρχικά στα παρακάτω σχήματα. Στο σχήμα (5.15) δίνεται η γενική δομή του συστήματος της ηλεκτρικής μηχανής, όπου διακρίνουμε το ηλεκτρικό και το μηχανικό μέρος του μοντέλου. Η σύζευξη των δύο αυτών μερών γίνεται μέσω της εξίσωσης ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων.

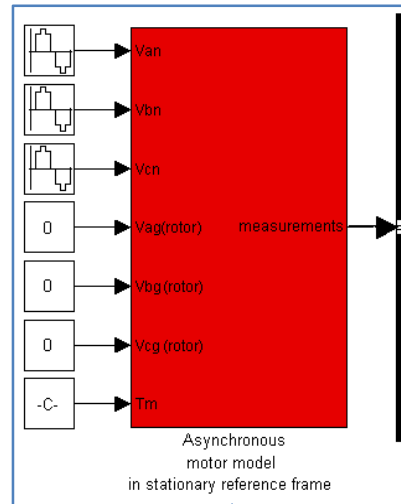
Προφανώς όλα τα μεγέθη της μηχανής πρέπει να αναχθούν στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Το ίδιο ισχύει και για τις τάσεις τροφοδοσίας στις οποίες εφαρμόζεται κατάλληλος μετασχηματισμός από το τριφασικό φυσικό σύστημα αναφοράς στο διφασικό σταθερό. Όπως γίνεται αντιληπτό από το σχήμα (5.15) το μοντέλο της μηχανής προβλέπει τροφοδότηση και από την πλευρά του δρομέα (για μηχανές επαγωγής τυλιγμένου δρομέα). Έτσι ενώ για τις τάσεις του στάτη αρκεί ένας μετασχηματισμός από το τριφασικό στο διφασικό σύστημα αναφοράς (μετασχηματισμός Clarke) οι τάσεις του δρομέα μετασχηματίζονται αρχικά στο διφασικό στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (dr-qr) με αντίστοιχο Clarke μετασχηματισμό και στη συνέχεια στο στατό πλαίσιο (ds-ds) που αποτελεί και το πλαίσιο αναφοράς των μεγεθών του μοντέλου της μηχανής. Για τον τελευταίο μετασχηματισμό απαιτείται το σήμα της ταχύτητας του άξονα του δρομέα το οποίο ανατροφοδοτείται από το μπλοκ της εξίσωσης των ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων βάσει της οποίας προκύπτει η ταχύτητα στην οποία ισορροπεί το σύστημα.

Τέλος στο σχήμα (5.15) φαίνεται και ένα μπλοκ μετρήσεων (measurements block) στο οποίο υπολογίζονται όλα τα μεγέθη της μηχανής που παρουσιάζουν ενδιαφέρον.

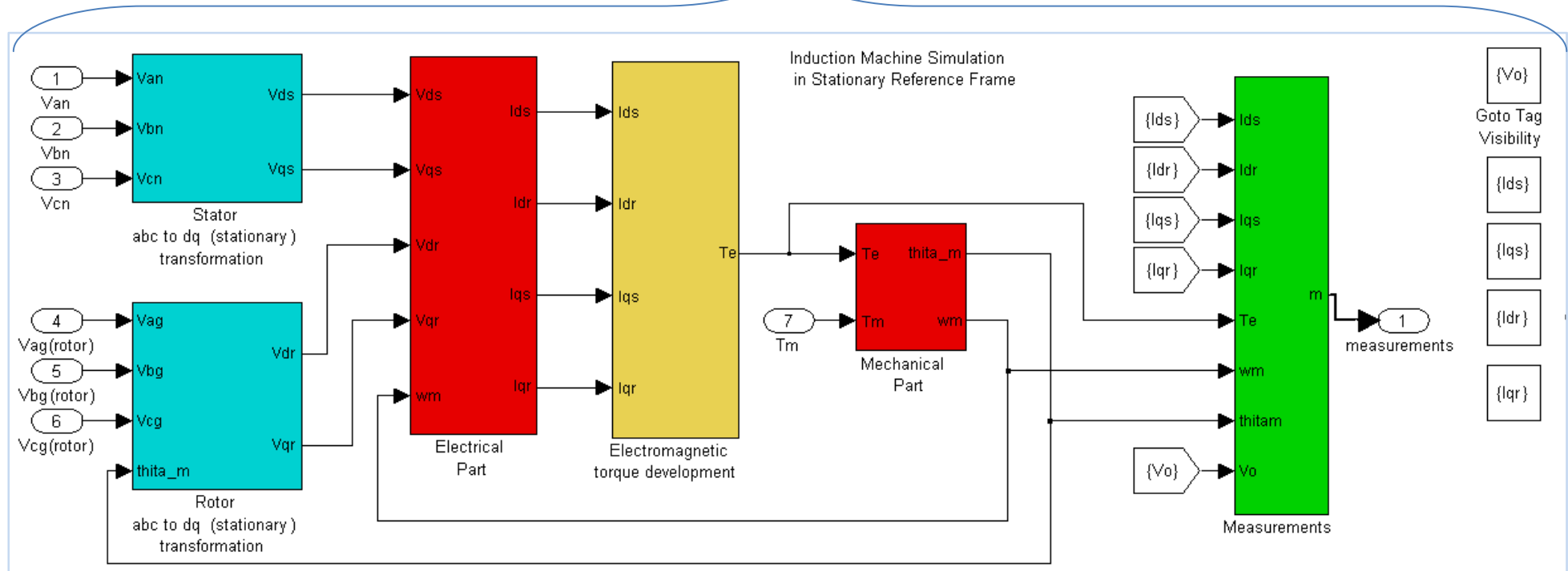
Η εσωτερική δομή των συνιστώντων μπλοκ απεικονίζεται ιεραρχικά στα σχήματα (5.16) έως και (5.22).



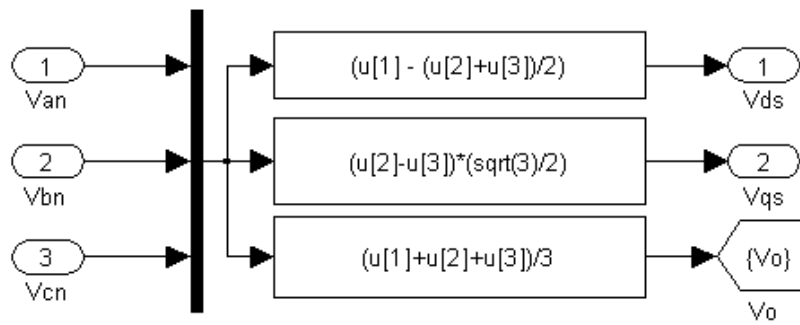
Οκτώβριος 2008



5.15: Δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (ds-qs). Το μοντέλο προβλέπει λειτουργία διπλής τροφοδότησης για μηχανές τυλιγμένου δρομέα. Η λειτουργία αυτή δε θα προσομοιωθεί καθώς δεν αφορά το προς κατασκευή σύστημα κίνησης όπου ο κινητήρα επαγωγής είναι με δρομέα τύπου κλωβού όπως και η πλειοψηφία αυτών των μηχανών σε συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας.

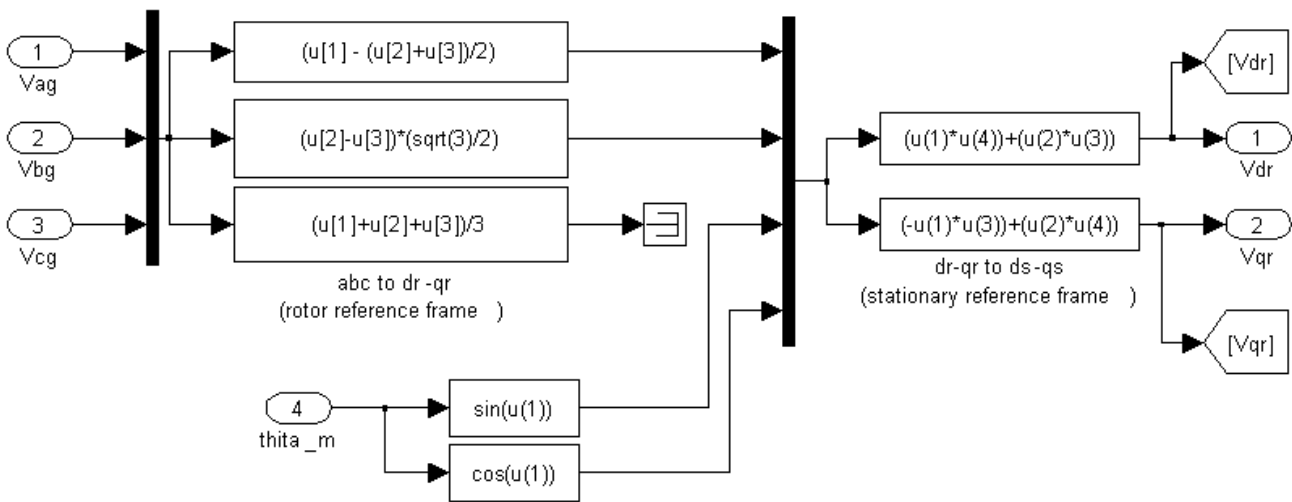


- Stator abc to dq (stationary) transformation (Στάτης abc σε dq (στατό) μετασχηματισμός):



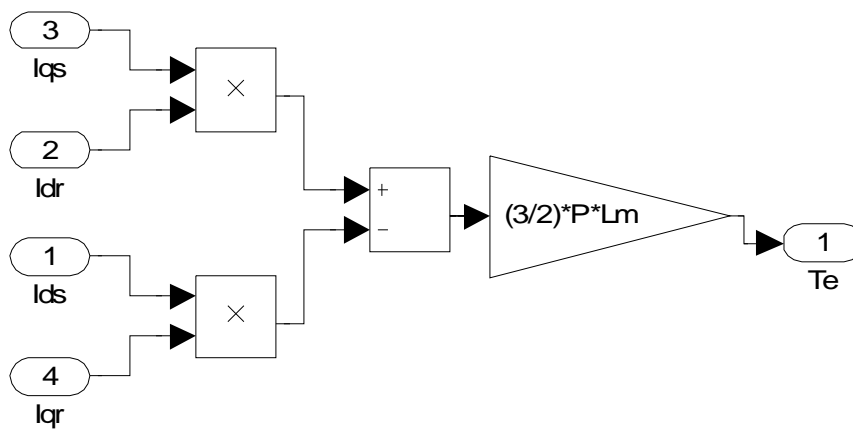
5.16: Αναγωγή των τάσεων τροφοδοσίας του στάτη στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων

- Rotor abc to dq (stationary) transformation (Δρομέας abc σε dq (στατό) μετασχηματισμός):



5.17: Αναγωγή των τάσεων τροφοδοσίας του δρομέα στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων. Ο μετασχηματισμός πραγματοποιείται σε δύο στάδια

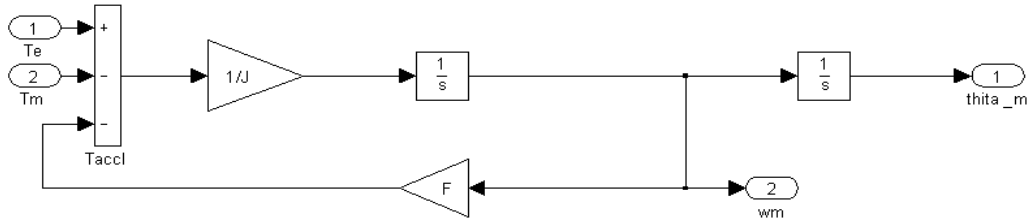
- Electromagnetic torque development (Ανάπτυξη ηλεκτρομαγνητικής ροπής)



(όπου P στο παρών σχήμα τα ζεύγη πόλων της μηχανής. Στο υπόλοιπο σύγγραμμα τα ζεύγη πόλων συμβολίζονται ως P_p για αποφυγή σύγχυσης)

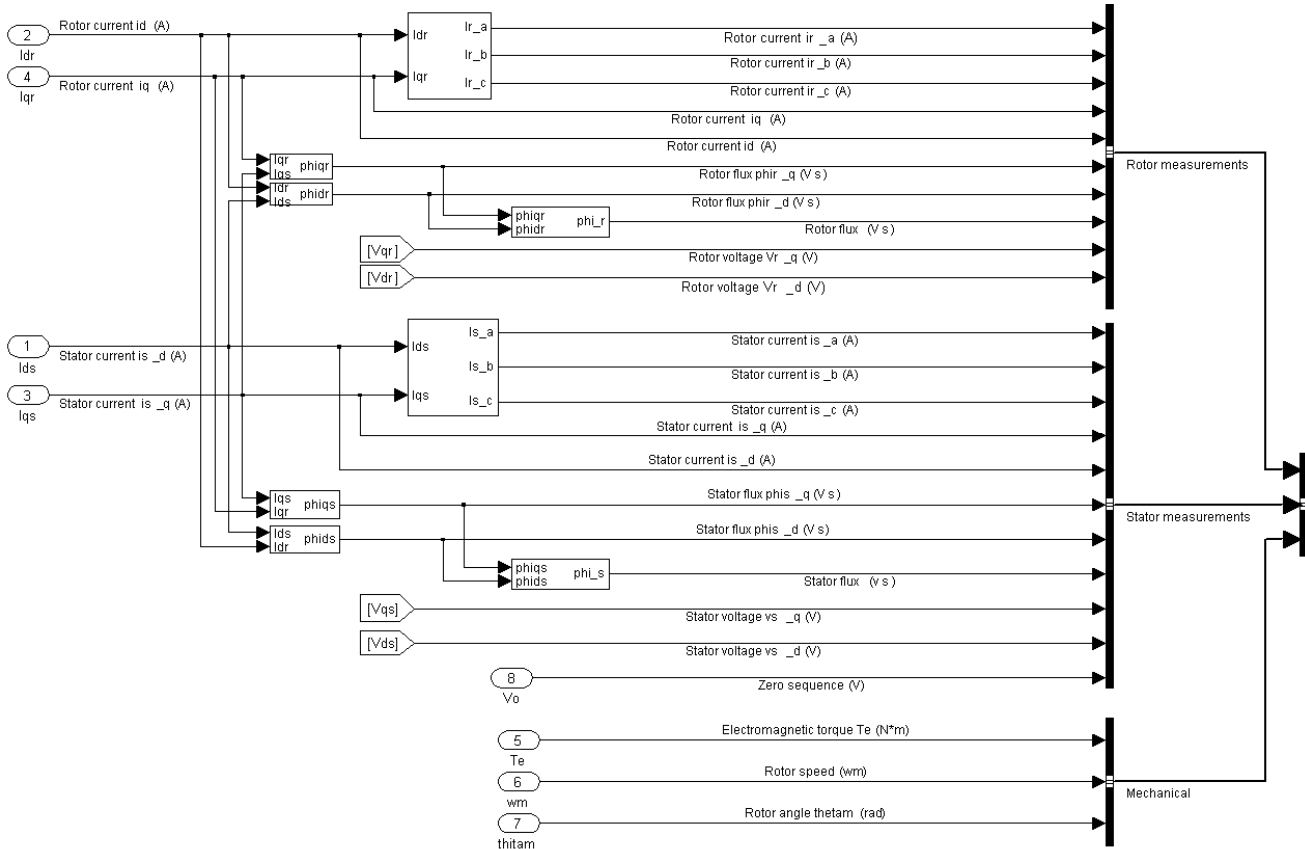
5.18: Εξίσωση ηλεκτρομαγνητικής ροπής στο πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων

• Mechanical Part (μηχανικό μέρος)



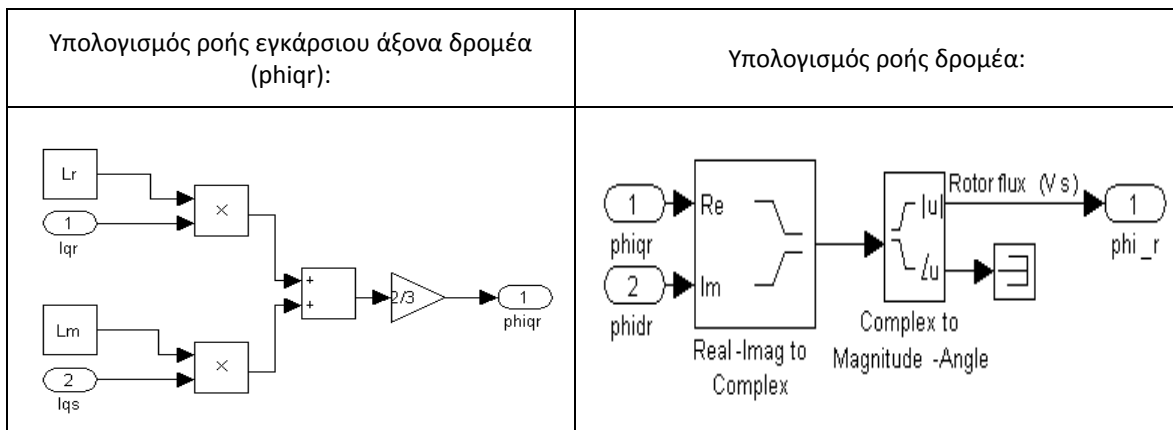
5.19: Εξίσωση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων

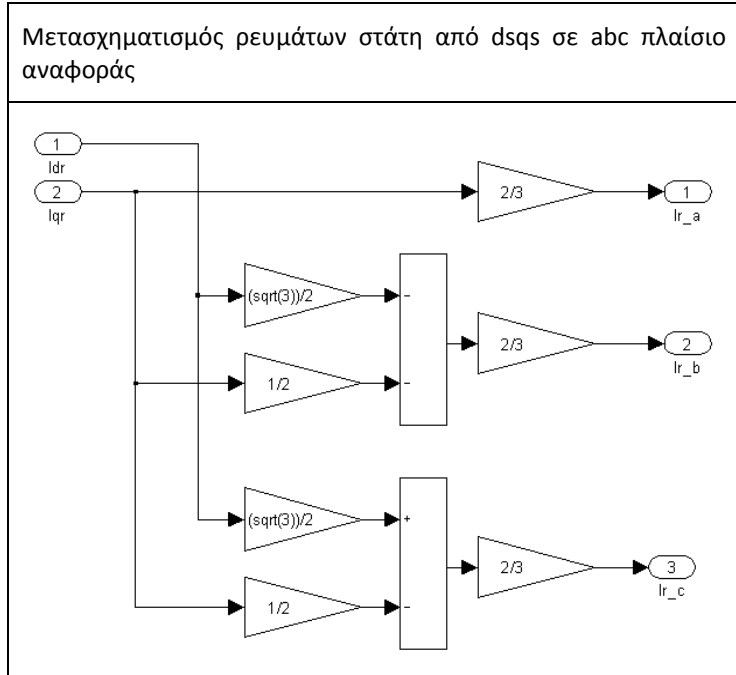
• Measurements (Μετρήσεις):



5.20: Πολυπλεξία των μετρήσεων και υπολογισμός τριφασικών ρευμάτων στάτη και δρομέα, πεπλεγμένων ροών στάτη και δρομέα (ευθέως και εγκάρσιου άξονα) όπως και συνιστάμενης ροής στάτη και δρομέα

- Για το μπλοκ μετρήσεων δίνεται ενδεικτικά η δομή μερικών αντιπροσωπευτικών συνιστώντων μπλοκ:





Όμοιος είναι και ο υπολογισμός των υπόλοιπων ρών ευθέως και εγκάρσιου άξονα στάτη και δρομέα. Με χρήση πινάκων η εξίσωση των ρών στάτη και δρομέα ευθέως και εγκάρσιου άξονα γράφεται ως εξής:

$$(5.12) \begin{bmatrix} \vec{\lambda}_s \\ \vec{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_s \\ \vec{i}_r \end{bmatrix}$$

όπου:

$$(5.13) \vec{\lambda}_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs}$$

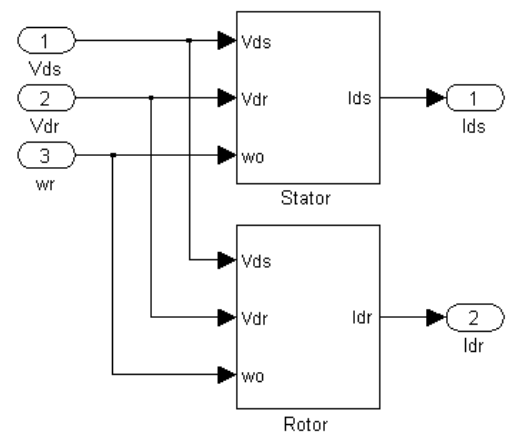
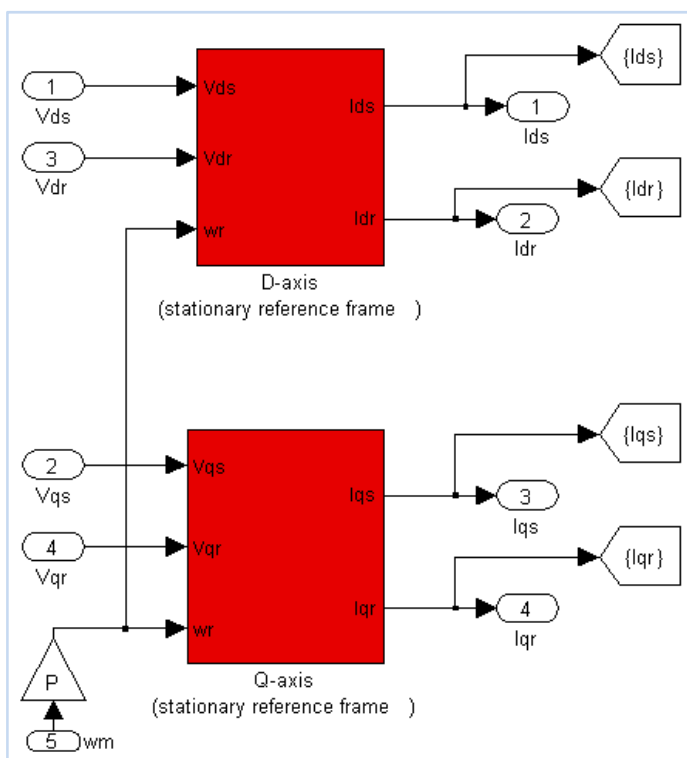
$$(5.14) \vec{\lambda}_r = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr}$$

$$(5.15) \vec{i}_s = i_{ds} + j i_{qs}$$

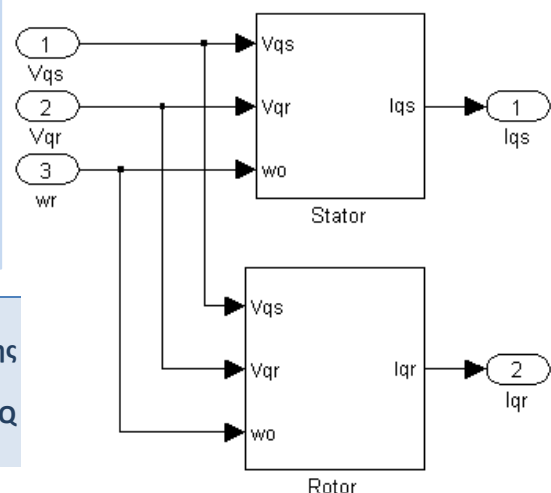
$$(5.16) \vec{i}_r = i_{dr} + j i_{qr}$$

Επίσης όμοιος είναι και ο μετασχηματισμός των ρευμάτων του στάτη από το ds-qs στο abc πλαίσιο αναφοράς σε σχέση με τον αντίστοιχο του δρομέα. (το σχετικό μπλοκ υπολογισμού δε παρουσιάζεται για λόγους συντομίας)

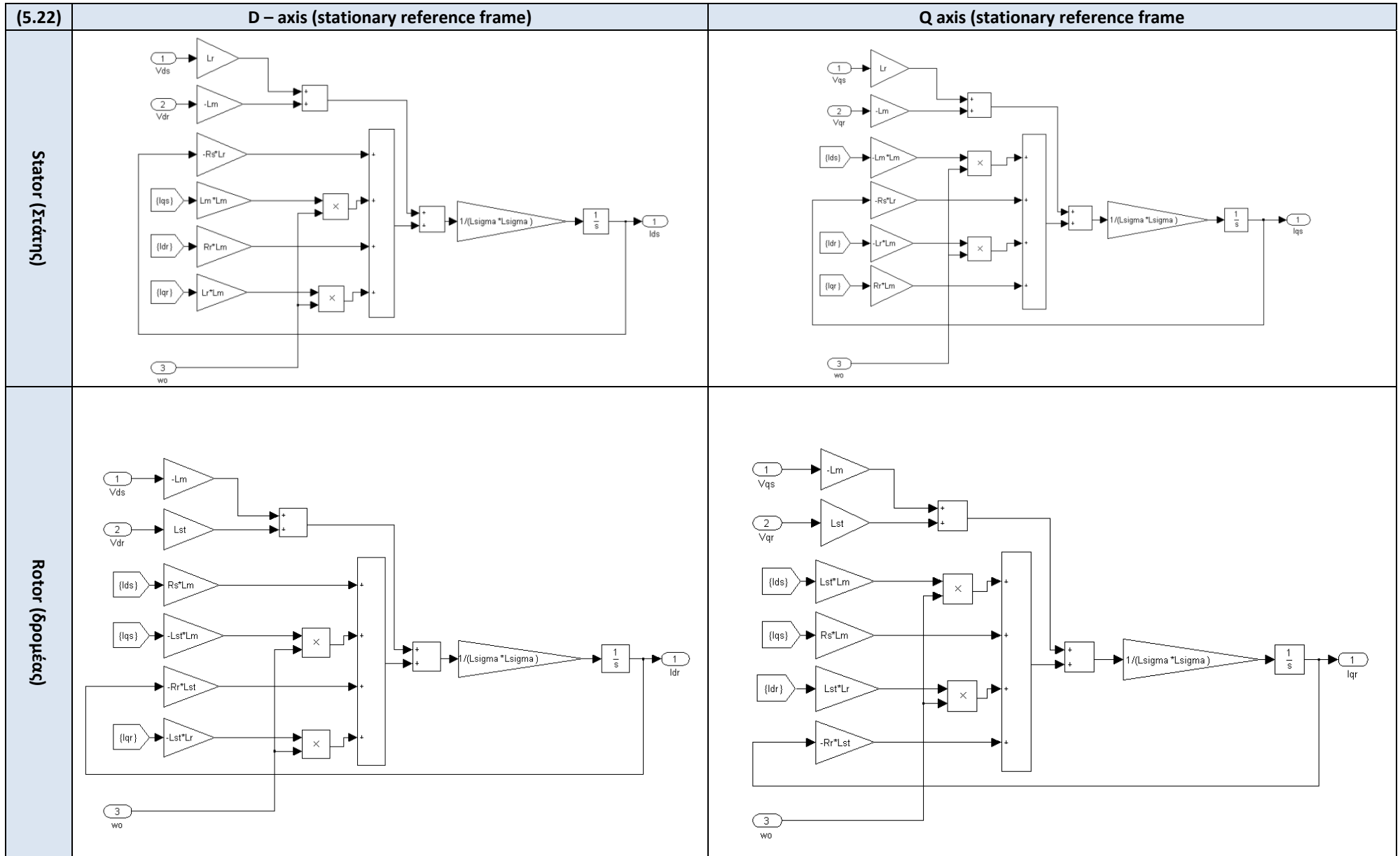
- Electrical part (Ηλεκτρικό μέρος)



D-axis και Q – axis:



5.21: Ηλεκτρικό μέρος κινητήρα επαγωγής = Φαινόμενα διέγερσης (D άξονας) + Φαινόμενα απόκρισης (Q άξονας) = ((Στάτης + δρομέας) D άξονας) + ((Στάτης + δρομέας) Q άξονας)



Σε αυτό το σημείο είμαστε έτοιμοι να δώσουμε τα πρώτα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της λειτουργίας της ηλεκτρικής μηχανής. Καθώς θα προσομοιώσουμε τη λειτουργία κινητήρα επαγωγής βραχυκυκλωμένου δρομέα θέτουμε $V_{ag}=V_{bg}=V_{cg}=0$.

Στον πίνακα που ακολουθεί δίνεται η αρχικοποίηση των παραμέτρων του μοντέλου. Προφανώς το παραπάνω μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την προσομοίωση οποιασδήποτε μηχανής επαγωγής της οποίας οι παράμετροι είναι γνωστές. Οι παράμετροι αυτές προκύπτουν με την πραγματοποίηση δοκιμών επι της μηχανής (λειτουργία σε κενό και πλήρες φορτίο, δοκιμή με ακινητοποιημένο δρομέα και μειωμένη τάση (ώστε το ρεύμα να προκύπτει ονομαστικό)) και κατάλληλη μαθηματική επεξεργασία. Οι παράμετροι αυτοί έχουν μετρηθεί ή υπολογισθεί στα πλαίσια παλαιότερων διπλωματικών εργασιών (βλέπε [13]) για τις μηχανές 2Hp του εργαστηρίου που χρησιμοποιούνται στα εργαστηριακά πειράματα. Μια από αυτές τις μηχανές θα χρησιμοποιηθεί και στην προς κατασκευή διάταξη. Οι τιμές των παραμέτρων δίνονται παρακάτω:

<u>Παράμετρος μοντέλου κινητήρα επαγωγής</u>	<u>Τιμή για τον κινητήρα του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών του Ε.Μ.Π.</u>
Ονομαστική ισχύς	2Hp
Ονομαστική τάση	400V
Ονομαστική συχνότητα	50Hz
Ζεύγη πόλων (P_p)	2
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος στάτη (R_s)	5Ω
Ωμική αντίσταση φασικού τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη (R_r)	3.61Ω
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως φασικού τυλίγματος στάτη (L_{ls})	0.0091H
Αυτεπαγωγή σκεδάσεως φασικού τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη (L_{lr})	0.0091H
Αυτεπαγωγή μαγνητίσεως ανηγμένη στο στάτη	0.2091H
Ροπή αδρανείας δρομέα (J)	0.001 Kg*m²
Συντελεστής τριβής (F)	0 N*m*s (αμελητέος)

5.23: Παράμετροι κινητήρων 2Hp του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος όπως έχουν μετρηθεί και υπολογιστεί στα πλαίσια παλαιότερων διπλωματικών εργασιών.

Για τις ανάγκες της παρούσας προσομοίωσης υιοθετούνται οι παραπάνω τιμές του ηλεκτρικού μοντέλου, ωστόσο αυξημένες τιμές ροπής αδρανείας και συντελεστή τριβών επιλέγονται ώστε τα μεταβατικά φαινόμενα της εκκίνησης να γίνουν ακόμα πιο εμφανή.

Ο σχετικός κώδικας που ορίζει τις παραμέτρους της μηχανής δίνεται παρακάτω:

```
%Machine_parameters-----%
%Rated_characteristics-----%
Pn = 1492W; %746*2%
Vn = 400V;
Fn = 50Hz;
P = 2; %ζεύγη_πόλων%
%Electrical_part-----%
Rs = 5Ω;
Lls = 0.0091H;
Rr = 3.61Ω;
Llr = 0.0091H;
Lm = 0.2091H;
%Mechanical_part-----%
J = 0.01;
F = 0.001;
%-----%
```

Παρατήρηση: Οι παράμετροι αυτές αποτελούν τυπικές παράμετροι για τις μηχανές 2Hp του εργαστηρίου. Ωστόσο η ακριβής γνώση των παραμέτρων της μηχανής που θα χρησιμοποιηθεί για την υλοποίηση του συστήματος κίνησης θα γίνει δυνατή μόνο με τη διενέργεια δοκιμών στην εν λόγω μηχανή. Η διαδικασία αυτή περιγράφεται στο επόμενο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας όπου αναλύονται οι πειραματικές μετρήσεις επί τις διατάξεις.

5.24: Αρχικοποίηση παραμέτρων μοντέλου κινητήρα

Η αρχικοποίηση του μοντέλου της matlab γίνεται εκτελώντας τον εξής κώδικα:

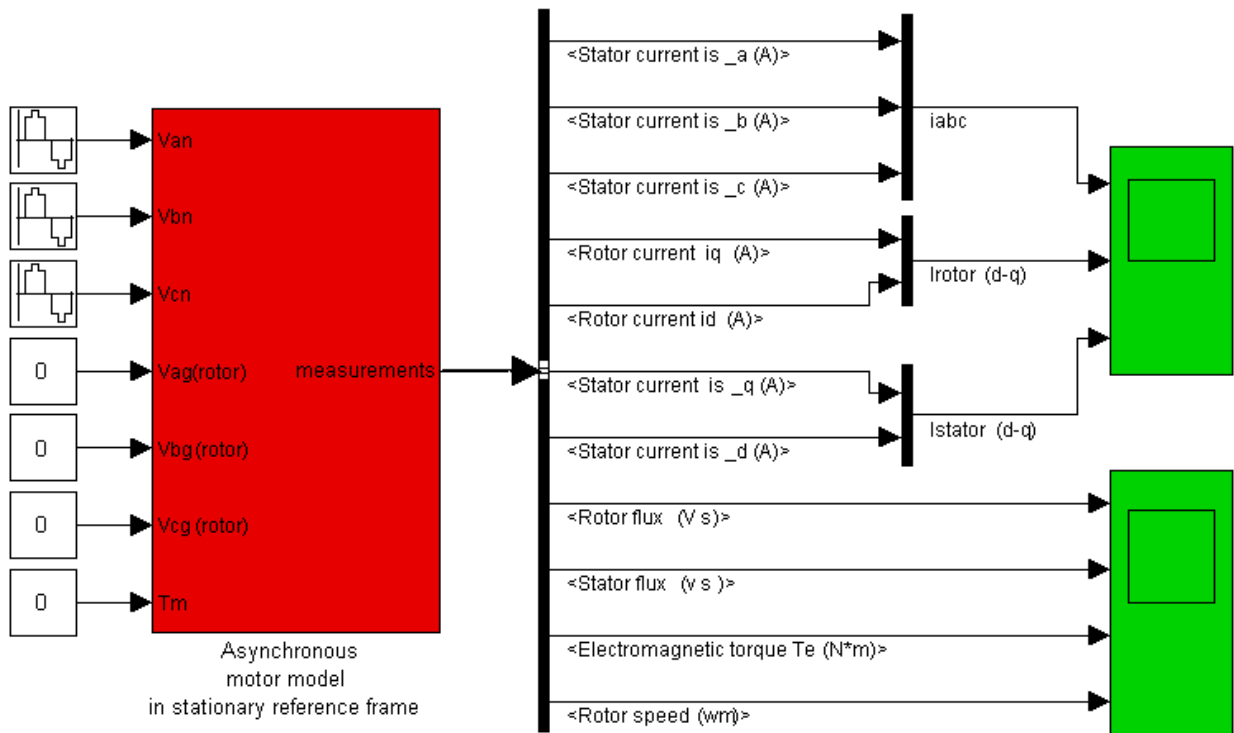
```
%Αρχικοποίηση_παραμέτρων_μοντέλου--%
%-----%
%Περίοδος_δειγματοληψίας-----%
Ts = 2e-5;
%Παράμετροι_μηχανής-----%
run machine_parameters_initialization
%Υπολογισμοί-----%
Lr = Llr + Lm;
Lst = Lls + Lm;
Lsigma = sqrt((Lst*Lr) - (Lm*Lm));
Tr = Lr/Rr;
```

Η παραμετρική μοντελοποίηση του κινητήρα επιλέχθηκε καθώς προσφέρει μεγαλύτερη ευελιξία και ευκολία στην κατανόηση.

Η ροπή του φορτίου θεωρείται σταθερή, ωστόσο εναλλακτικά σενάρια με τη ροπή T_m να εξαρτάται από την ταχύτητα του άξονα μέσω συγκεκριμένης εξίσωσης δεν αποκλείονται και μπορούν εξίσου εύκολα να προσομοιωθούν. Άλλωστε στην πειραματική διάταξη του εργαστηρίου το ρόλο του φορτίου για τον κινητήρα επαγωγής θα παίζει μια μηχανή συνεχούς ρεύματος που θα λειτουργεί ως γεννήτρια ώστε στον άξονά της να αναπτύσσεται η επιθυμητή ηλεκτρομαγνητική αντιροπή. Όπως θα εξηγηθεί στη συνέχεια αυτή η επιλογή προσφέρει τη δυνατότητα ελέγχου της ροπής του φορτίου του κινητήρα επαγωγής αλλά με περιορισμένη ακρίβεια ρύθμισης. Υποθέτοντας επί του παρόντος άριστη δυνατότητα ρύθμισης της ροπής φορτίου υιοθετούμε το πλέον απλό σενάριο στο οποίο η ροπή αυτή είναι σταθερή.

Τα πρώτα αποτελέσματα αντιστοιχούν σε λειτουργία της μηχανής εν κενώ για $T_m=0$ (οι απώλειες τριβών, ανεμισμού και οι διαφεύγουσες απώλειες έχουν ήδη αμεληθεί). Ο κινητήρας τροφοδοτείται από ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα τάσεων. Η RMS τιμή της φασικής τάσεως τροφοδοσίας ορίζεται ίση με 230V (πλάτος $(400 \cdot \sqrt{2}) / \sqrt{3}$ V). Στο

σχήμα (5.25) φαίνεται το μοντέλο της τροφοδοσίας και του κινητήρα. Επίσης φαίνονται οι εικονικοί παλμογράφοι που ορίζουν τις μελετώμενες αποκρίσεις.



5.25: Μοντέλο κινητήρα επαγωγής. Λειτουργεί χωρίς έλεγχο με απευθείας τροφοδοσία από το δίκτυο.

Στο σχήμα (5.26) παρατίθενται οι αποκρίσεις των ρευμάτων στο τριφασικό και το διφασικό σταθερό πλαίσιο αναφοράς, της ταχύτητας, της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της ροής στάτη και δρομέα κατά την χωρίς έλεγχο εκκίνηση του κινητήρα επαγωγής μέχρι και την αποκατάσταση της μόνιμης κατάστασης ισορροπίας.

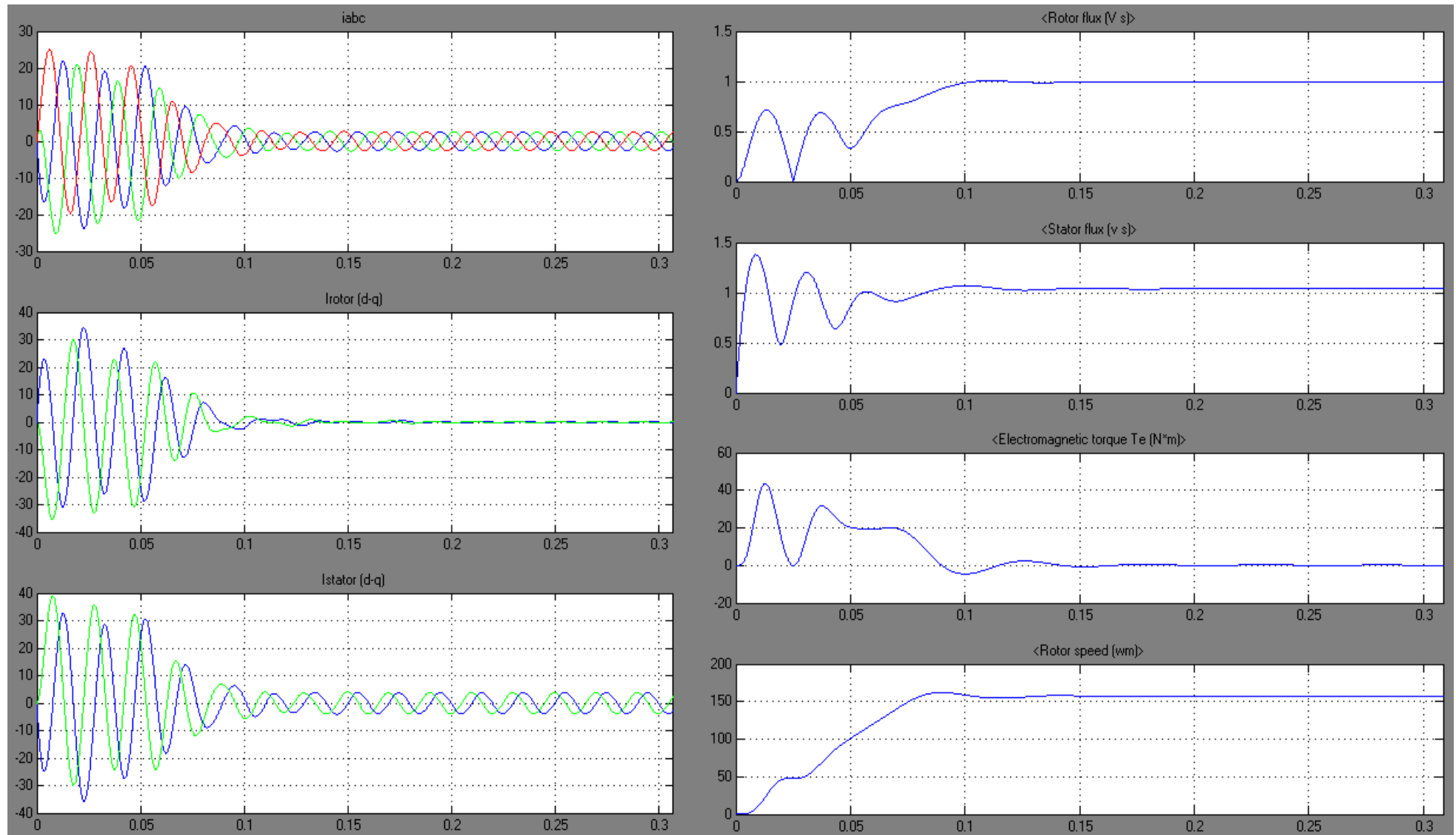
Στο σχήμα (5.27) φαίνονται οι ίδιες αποκρίσεις για ροπή φορτίου σταθερή και ίση με 9.5Nm που για την ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα

$$\omega_{m \text{ nominal}} = (2 \cdot \pi \cdot 50) \cdot (2/P) \text{ rad/sec} = (2 \cdot \pi \cdot 50) \cdot (2/4) \approx 157 \text{ rad/sec} \Rightarrow$$

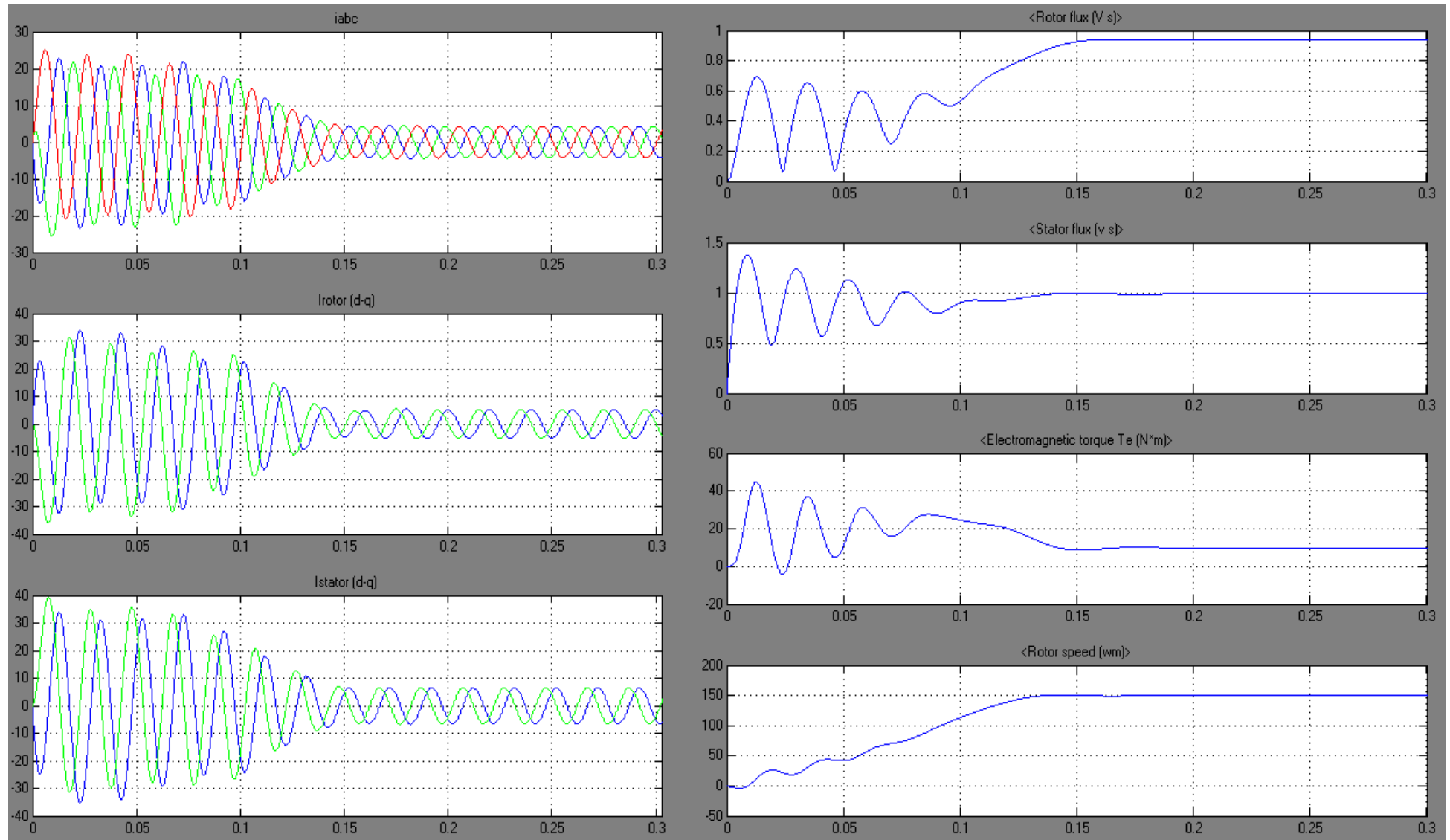
$$(N_{\text{nominal}} = (2f/P) \cdot 60 = (2 \cdot 50/4) \cdot 60 = 1500 \text{ σ.α.λ.})$$

και στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, αντιστοιχεί σε ισχύ:

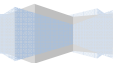
$$P_{\text{out}} = T_e \cdot \omega_{m \text{ nominal}} = 9.5 \cdot 157 = 1491.5 \text{ W} = 1491.5/746 \text{ Hp} \approx 2 \text{ Hp} \text{ που είναι η ονομαστική ισχύς του κινητήρα.}$$



5.26: Λειτουργία κινητήρα επαγωγής χωρίς έλεγχο όταν τροφοδοτείται από τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων. Προσομοιώνεται η εκκίνηση του κινητήρα με μηδενικό φορτίο στον άξονά του



5.27: Λειτουργία κινητήρα επαγωγής χωρίς έλεγχο όταν τροφοδοτείται από τριφασικό συμμετρικό σύστημα ημιτονοειδών τάσεων. Προσομοιώνεται η εκκίνηση του κινητήρα με φορτίο σταθερής ροπής στον άξονά του. Η ροπή του φορτίου ορίσθηκε ίση με 9.5Nm



Όπως και αναμέναμε, το μεταβατικό φαινόμενο της εκκίνησης διαρκεί περισσότερο όταν ο κινητήρας εκκινεί υπό φορτίο. Σε αυτή την περίπτωση τα ρεύματα εκκίνησης προκύπτουν μεγαλύτερα, ωστόσο το ηλεκτρικό μεταβατικό φαινόμενο εκτυλίσσεται ομαλότερα λόγω της απόσβεσης των ηλεκτρομηχανικών μεταβατικών ταλαντώσεων την ισχύ των οποίων απορροφάει το φορτίο.

Χαρακτηριστική είναι η διαφορά στα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα του δρομέα στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Στη περίπτωση που η ροπή του φορτίου είναι 0 ρεύματα επάγονται στο δρομέα αποκλειστικά για να υπερνικήσουν τη τριβή του άξονα. Η αδράνεια δε παίζει πλέον κανένα ρόλο καθώς έχει αποκατασταθεί σταθερή ταχύτητα περιστροφής. Ένα μέρος της ισχύος που αναπτύσσεται φυσικά στο διάκενο καταναλώνεται ως απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του δρομέα. Στην περίπτωση του πλήρους φορτίου τα ρεύματα αυτά γίνονται κατά πολύ μεγαλύτερα καθώς είναι και η ροπή του φορτίου που πρέπει πλέον να υπερνικηθεί.

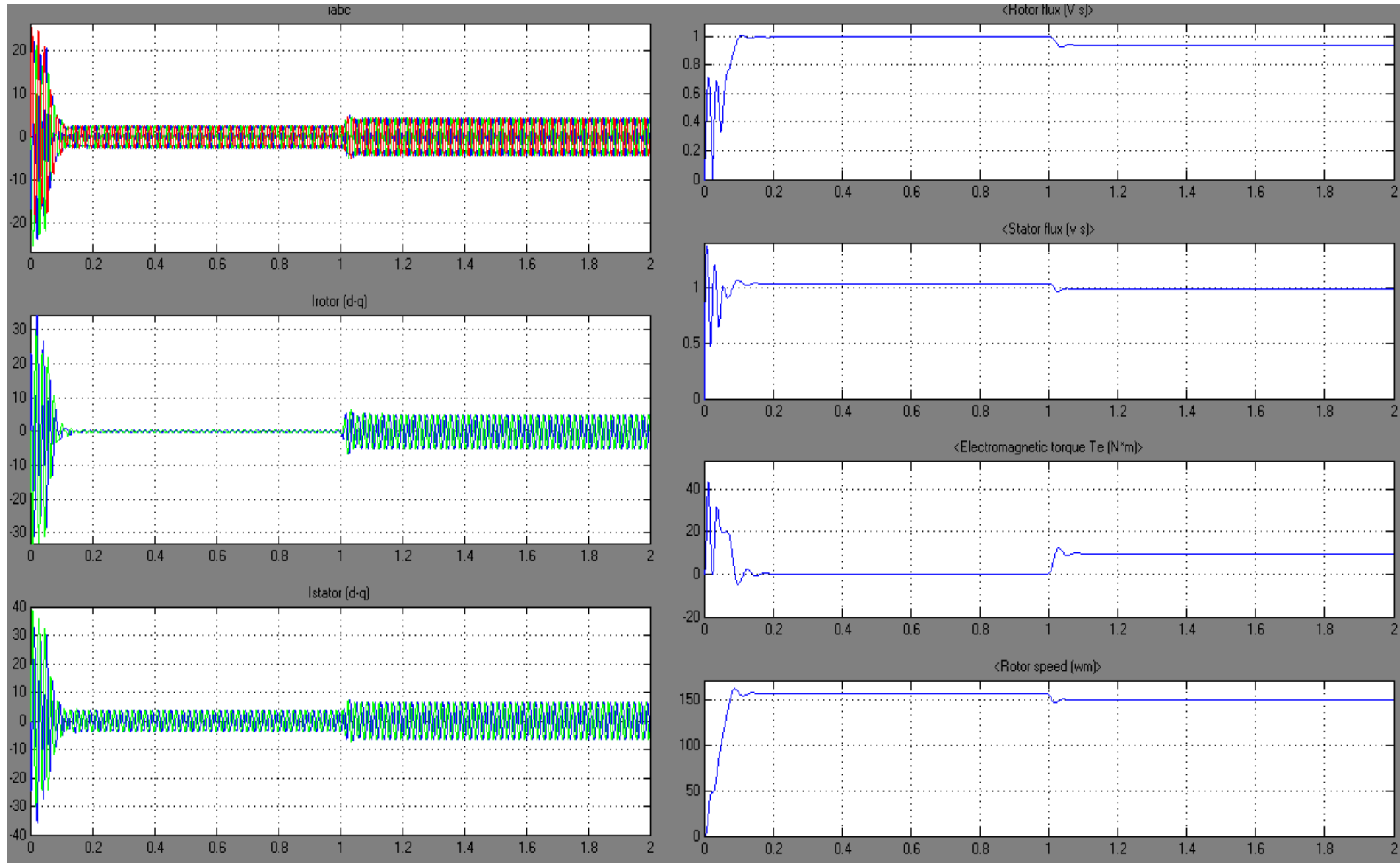
Η καθετότητα των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα τόσο του στάτη όσο και του δρομέα είναι εμφανής καθώς μέγιστα του ενός αντιστοιχούν σε μηδενισμούς του άλλου και αντίστροφα. Επίσης επιβεβαιώνεται η εν γένει γρηγορότερη απόκριση της ροής του στάτη σε σχέση με αυτή του δρομέα.

Κλείνοντας το κομμάτι της μοντελοποίησης της μηχανής επαγωγής προσομοιώνουμε το εξής σενάριο:

- Εκκίνηση της μηχανής τη χρονική στιγμή $t=0$ με ονομαστική τάση και συχνότητα τροφοδοσίας και μηδενικό φορτίο
- Αλλαγή φορτίου τη χρονική στιγμή $t = 1s$. Η νέα ροπή του φορτίου γίνεται $9.5Nm$

Οι αποκρίσεις των βασικότερων μεγεθών της ηλεκτρικής μηχανής φαίνονται στο σχήμα (5.28).

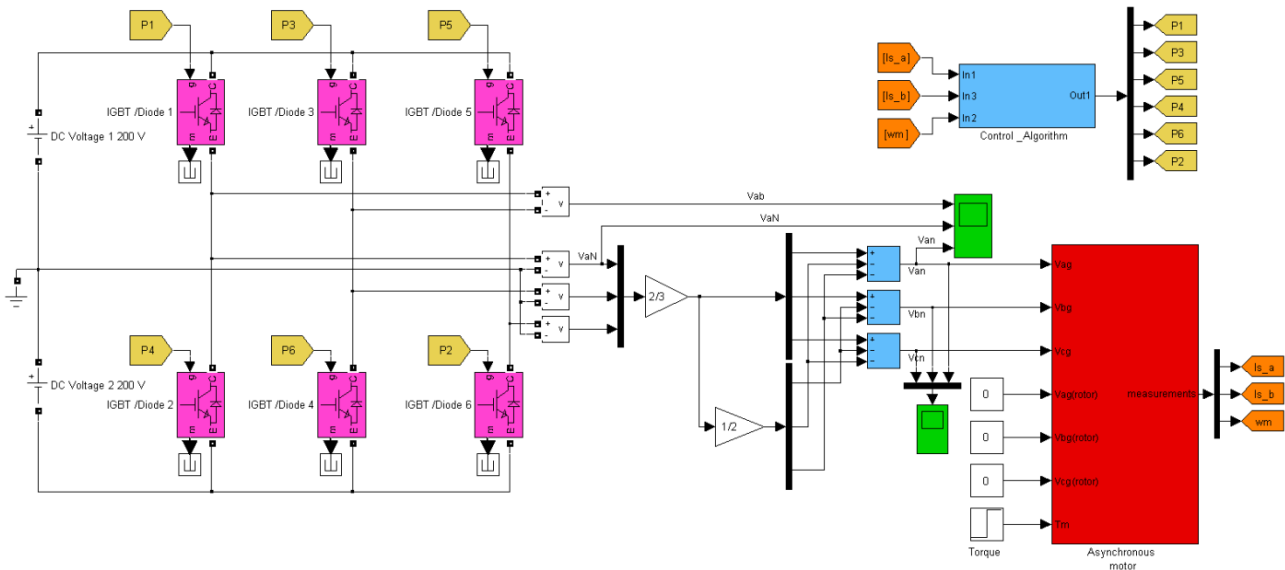
Και εδώ τα ρεύματα του στάτη αυξάνουν μετά την αύξηση του φορτίου καθώς πλέον πρέπει να τροφοδοτηθεί η ισχύος του φορτίου. Επίσης αυξάνουν και τα επαγόμενα ρεύματα στο δρομέα ώστε ο κινητήρας να αναπτύξει μεγαλύτερη ηλεκτρομαγνητική ροπή αντίστοιχη με αυτή του φορτίου. Πλέον ο κινητήρας θα ισορροπήσει σε ένα νέο σημείο της καμπύλης ροπής-στροφών του το οποίο θα βρίσκεται πιο κοντά στη μέγιστη ροπή (ή ροπή ανατροπής) και συνεπώς θα αντιστοιχεί σε μεγαλύτερη ολίσθηση. Έτσι εξηγείται η μικρή πτώση της ταχύτητας κατά την επιβολή του φορτίου. Τέλος και οι ροές στάτη και δρομέα εμφανίζουν μικρή πτώση η οποία οφείλεται στην αύξηση των ρευμάτων της μηχανής άρα και στην αυξημένη πτώση τάσεως στις αντιστάσεις στάτη και δρομέα. Μάλιστα η μείωση της ροής του δρομέα, μεγαλύτερη από αυτή του στάτη, έρχεται σε συμφωνία με τη μεγαλύτερη αύξηση στα ρεύματα του δρομέα που λόγω της παραπλήσιας τιμής των R_r και R_s οδηγεί τελικά σε μεγαλύτερη πτώση τάσεως σε αυτόν.



5.28: Λειτουργία κινητήρα υπο ονομαστικά μεγέθη. Η ροπή του φορτίου αλλάζει βηματικά τη χρονική στιγμή $t = 1\text{sec}$ από 0Nm σε 9.5Nm .

5.2.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Στο σημείο αυτό ολοκληρώθηκε η προσομοίωση των βασικών συνιστώντων μερών της πειραματικής διάταξης. Το επόμενο βήμα οδηγεί στην προσομοίωση της λειτουργίας του πλήρους συστήματος κίνησης το οποίο προκύπτει από τη σύνθεση των μοντέλων που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες σελίδες. Ωστόσο μέχρι τώρα δεν έχει γίνει καμία αναφορά στον αλγόριθμο ελέγχου του κινητήρα όπως αυτός θα υλοποιηθεί με χρήση του DSP. Παρακάτω δίνουμε το πλήρες μοντέλο της πειραματικής διάταξης, όπου ο DSP θεωρείται ιδανικός (υπόθεση που ελάχιστα απέχει από την πραγματικότητα) και αντικαθίσταται στην προσομοίωση με τον αλγόριθμο που κάθε φορά υλοποιεί:



5.29: Μπλοκ διάγραμμα συστήματος κίνησης. Στα επόμενα θα διερευνηθεί η λειτουργία του συστήματος κίνησης υπό διαφορετικούς αλγορίθμους ελέγχου.

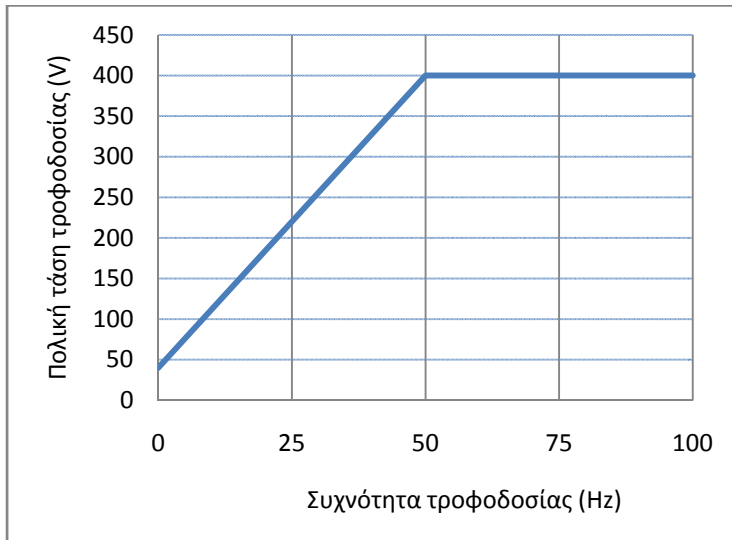
Η προσομοίωση της λειτουργίας της πειραματικής διάταξης θα γίνει τόσο για βαθμωτό όσο και διανυσματικό έλεγχο. Οι δύο αυτές τεχνικές ελέγχου θα βρεθούν στο κέντρο του ενδιαφέροντος όταν θα γίνει η συζήτηση γύρω από τα ζητήματα των απωλειών στο επόμενο κεφάλαιο γι' αυτό και κρίνεται απαραίτητη η προσομοίωση της λειτουργίας της διατάξεως υπό βαθμωτό και διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Στα παρακάτω εδάφια προχωράμε στη σύνθεση του εκάστοτε αλγορίθμου ελέγχου και των εκτιμητών που είναι απαραίτητοι. Μελετάμε στη συνέχεια την απόκριση του προσομοιωμένου μοντέλου και παράλληλα ρυθμίζουμε τις παραμέτρους του ελεγκτή.

5.2.3.1 ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

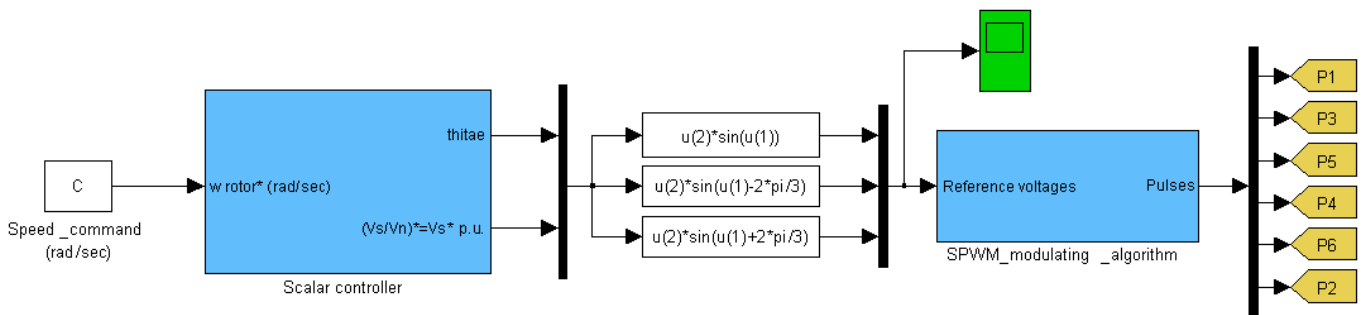
Πρόκειται για την πλέον απλή στην υλοποίηση τεχνική ελέγχου του κινητήρα. Αρχικά υλοποιούμε στο Simulink το βαθμωτό έλεγχο σε ανοιχτό βρόχο ελέγχου.

5.2.3.1.1 ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΑΝΟΙΧΤΟ ΒΡΟΧΟ

Προφανώς στην περίπτωση αυτή δεν υπάρχουν σήματα ανάδρασης στον έλεγχο ο οποίος εκτελείται σε ανοιχτό βρόχο. Το προφίλ της τάσεως τροφοδοσίας ως προς τη συχνότητα δίνεται στο διάγραμμα (5.30) όπου η τάση ενίσχυσης (boost voltage) επιλέχθηκε ίση με 40V. Στο αμέσως επόμενο διάγραμμα φαίνεται το μοντέλο του ελεγκτή.



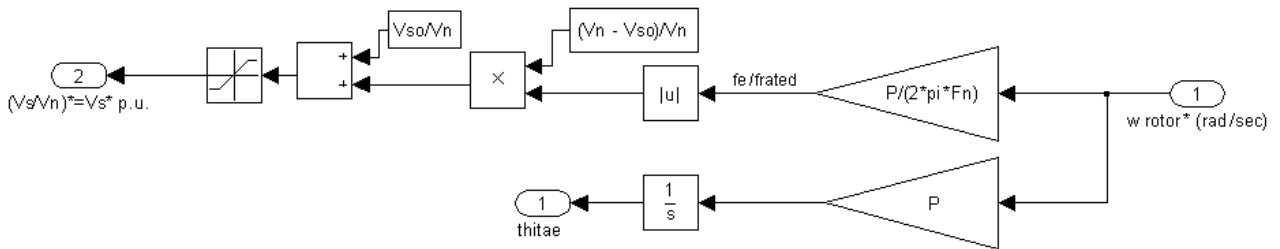
5.30: Προφίλ τάσεως τροφοδοσίας συναρτήσει της συχνότητας. Η επίδραση της τάσεως ανύψωσης φθίνει καθώς η συχνότητα τροφοδοσίας αυξάνει και γίνεται αμελητέα για συχνότητες πλησίον της ονομαστικής



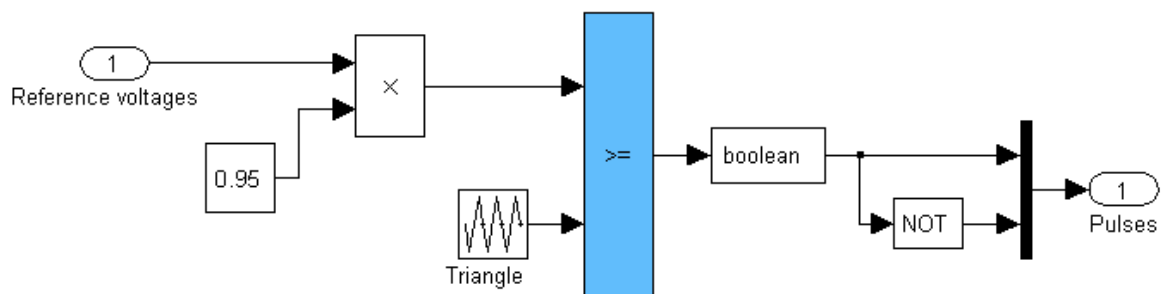
5.31: Βαθμωτός έλεγχος V/f = σταθερό σε ανοιχτό βρόχο

Όπου:

- Scalar controller (Βαθμωτός ελεγκτής):



- SPWM modulating algorithm (αλγόριθμος SPWM διαμόρφωσης):



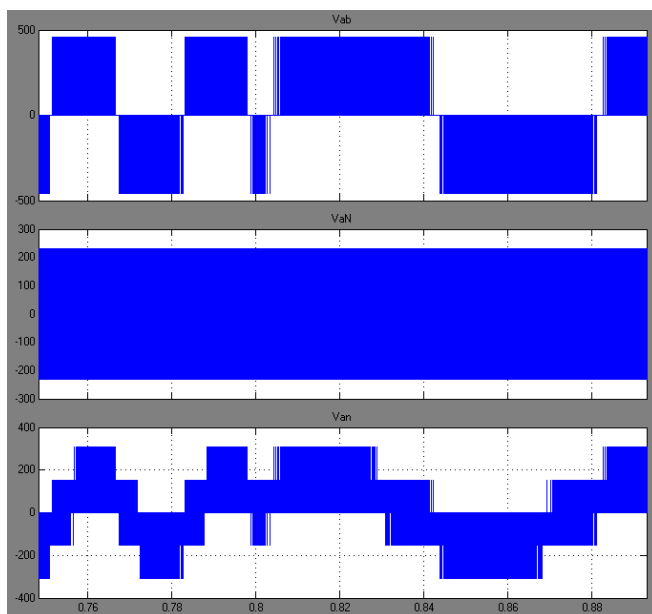
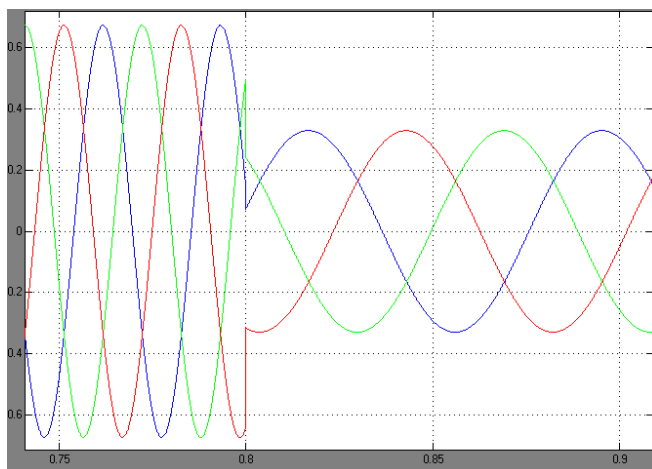
Ο πολλαπλασιασμός του τριφασικού συστήματος των ανηγμένων τάσεων αναφοράς με τη σταθερά 0.95 γίνεται έτσι ώστε να προκύπτει υπό όλες τις δυνατές συνθήκες λειτουργίας δείκτης διαμόρφωσης $m \leq 0.95$. Το τελευταίο είναι ιδιαίτερα επιθυμητό στην πραγματική διάταξη καθώς προστατεύονται τα διακοπτικά στοιχεία από

διαδοχικές αλλαγές της κατάστασης αγωγής τους μέσα σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα κάτι που μπορεί να οδηγήσει στην καταστροφή τους. Άλλωστε τούτες οι διαμεταγωγές των διακοπών που συμβαίνουν όταν ο δείκτης διαμόρφωσης είναι πλησίον της μονάδας αποτελούν σημαντικό μειονέκτημα αυτής της τεχνικής, με την SVPWM τεχνική διαμόρφωσης να παρουσιάζει βελτιωμένη συμπεριφορά.

Παρακάτω προσομοιώνουμε το εξής σενάριο:

- Εκκίνηση της μηχανής τη χρονική στιγμή $t=0$ με ροπή φορτίου σταθερή και ίση με $T_m=8Nm$. Η εντολή ταχύτητας είναι $100rad/sec$
- Αλλαγή της ροπής του φορτίου τη χρονική στιγμή $t=0.4sec$ σε $T_m=1Nm$
- Βηματική αλλαγή της ταχύτητας από $100 rad/sec$ σε $-40rad/sec$ τη χρονική στιγμή $t=0.8sec$

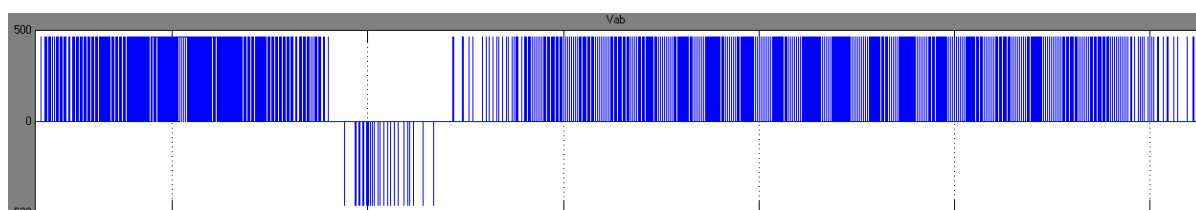
Οι αποκρίσεις των βασικών μεγεθών της μηχανής καθώς και τα σήματα εντολή από και προς τον αλγόριθμο ελέγχου δίνονται στα σχήματα που ακολουθούν.

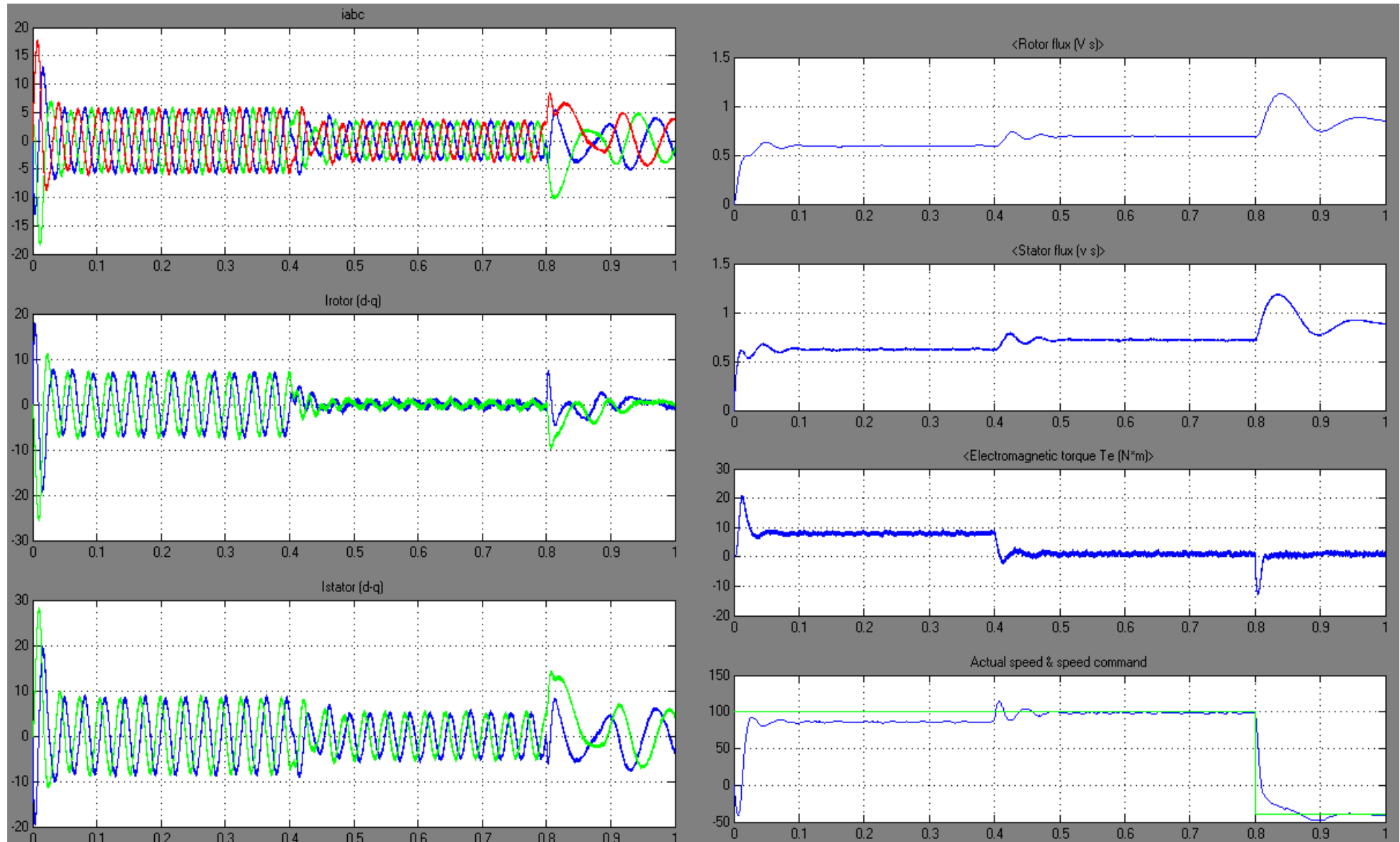


Η αναισθησία του ελέγχου στις μεταβολές της ταχύτητα λόγω των μεταβολών της ροπής του φορτίου είναι εμφανής. Έτσι η μείωση της ροπής τη χρονική στιγμή $t=0.4sec$ οδηγεί σε αύξηση της ταχύτητας παρά το γεγονός ότι η εντολή του ελέγχου παραμένει σταθερή.

Επίσης το διάνυσμα της μαγνητικής ροής είναι ανεξέλεγκτο, γεγονός που μας απομακρύνει από τις βέλτιστες συνθήκες παραγωγής ροπής. Τούτο απεικονίζεται στις αποκρίσεις του μέτρου της ροής στάτη και δρομέα.

5.32: Με τη σειρά φαίνονται τα ρεύματα αναφοράς που παράγει ο αλγόριθμος ελέγχου, η πολική και φασική τάση του αντιστροφέα και η φασική τάση του κινητήρα. Τέλος δίνεται λεπτομέρεια της πολικής τάσεως του αντιστροφέα όπου διακρίνεται το μεταβλητό εύρος παλμών όπως προκύπτει με χρήση της SPWM τεχνικής διαμόρφωσης.

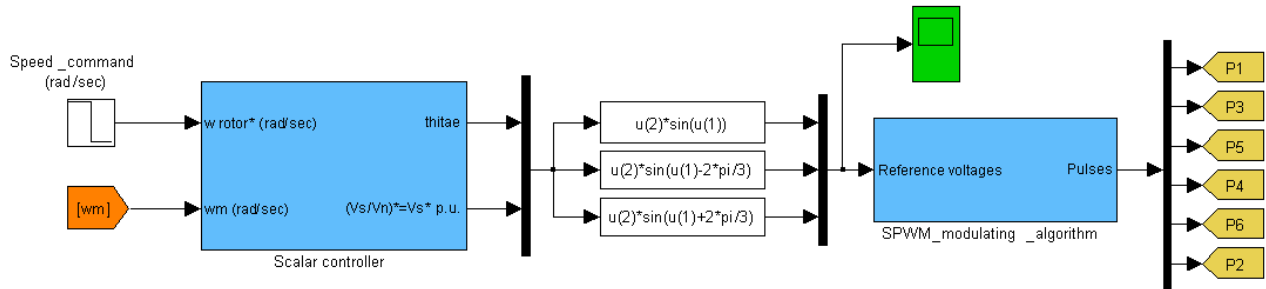




5.33: Αποτελέσματα προσομοίωσης λειτουργίας του συστήματος κίνησης με βαθμωτό έλεγχο σε ανοιχτό βρόχο.

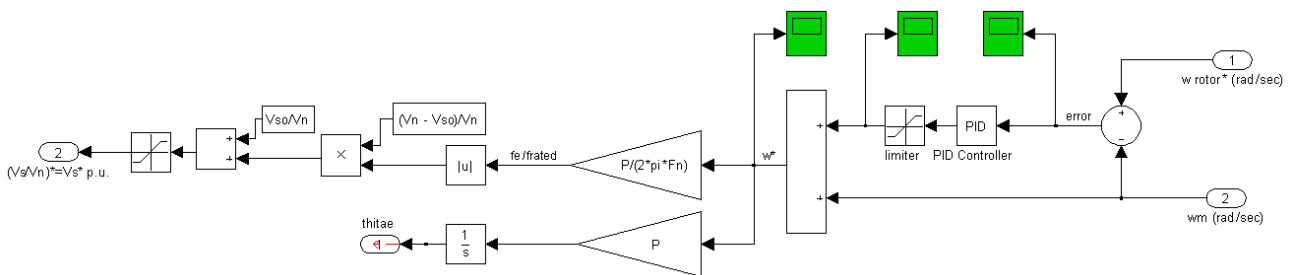
5.2.3.1.2 ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΚΛΕΙΣΤΟ ΒΡΟΧΟ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ

Όπως εξηγήθηκε και στο αντίστοιχο θεωρητικό κομμάτι του προηγούμενου κεφαλαίου, η χρήση κλειστού βρόχου ταχύτητας μπορεί να βελτιώσει κατά πολύ την απόκριση του συστήματος κίνησης το οποίο παύει να είναι αναισθητο σε μεταβολές της ταχύτητας λόγω μεταβολών της ολισθήσεως. Το μπλοκ διάγραμμα του ελέγχου, τα συνιστώσα μέρη και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δίνονται στα παρακάτω σχήματα:

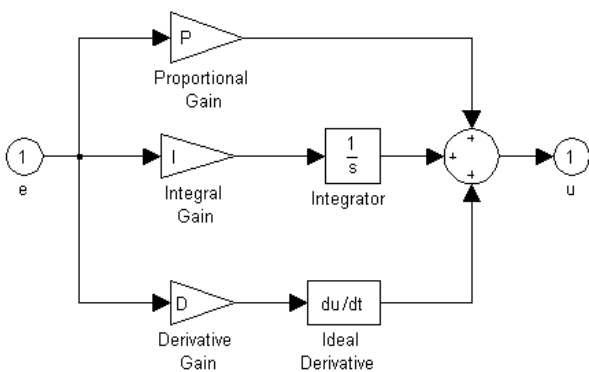
5.34: Βαθμωτός έλεγχος $V/f = \text{σταθερό}$ σε κλειστό βρόχο ταχύτητας

Όπου:

- Scalar controller (Βαθμωτός ελεγκτής):



- PID controller (PID ελεγκτής):

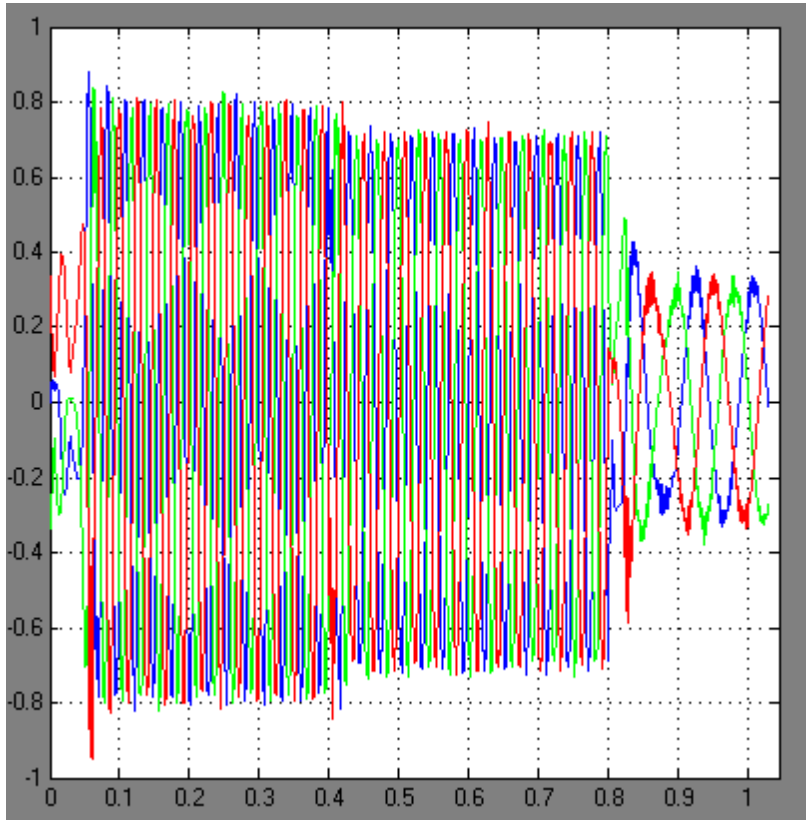


Η τεχνική SPWM μοντελοποιείται όπως στο σχήμα (5.31).

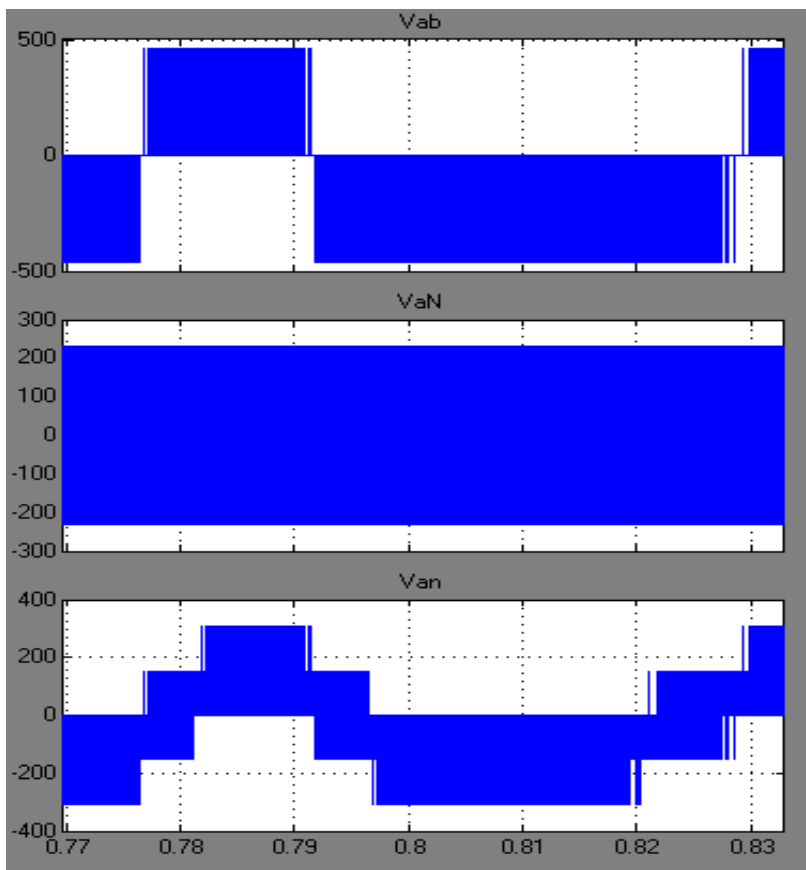
Ο αναγνώστης παρατηρεί την προσθήκη του κλειστού βρόχου ελέγχου ταχύτητας. Το σφάλμα ταχύτητας τροφοδοτείται σε PID ελεγκτή και η έξοδος του ελεγκτή προστίθεται στη μηχανική ταχύτητα του άξονα για να δώσει τη σύγχρονη ταχύτητα των τάσεων αναφοράς. Ο περιοριστής χρησιμοποιείται ώστε η αναπτυσσόμενη ροπή κατά

την επιτάχυνση και επιβράδυνση του συστήματος να παραμένει εντός των ορίων ασφαλούς λειτουργίας και σύμφωνη με τις απαιτήσεις του συστήματος κίνησης.

Προσομοιώνεται το ίδιο σενάριο με την περίπτωση του ανοιχτού βρόχου. Οι αποκρίσεις της προσομείωσης του ελέγχου και σύντομος σχολιασμός τους δίνονται παρακάτω:

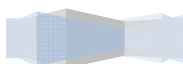


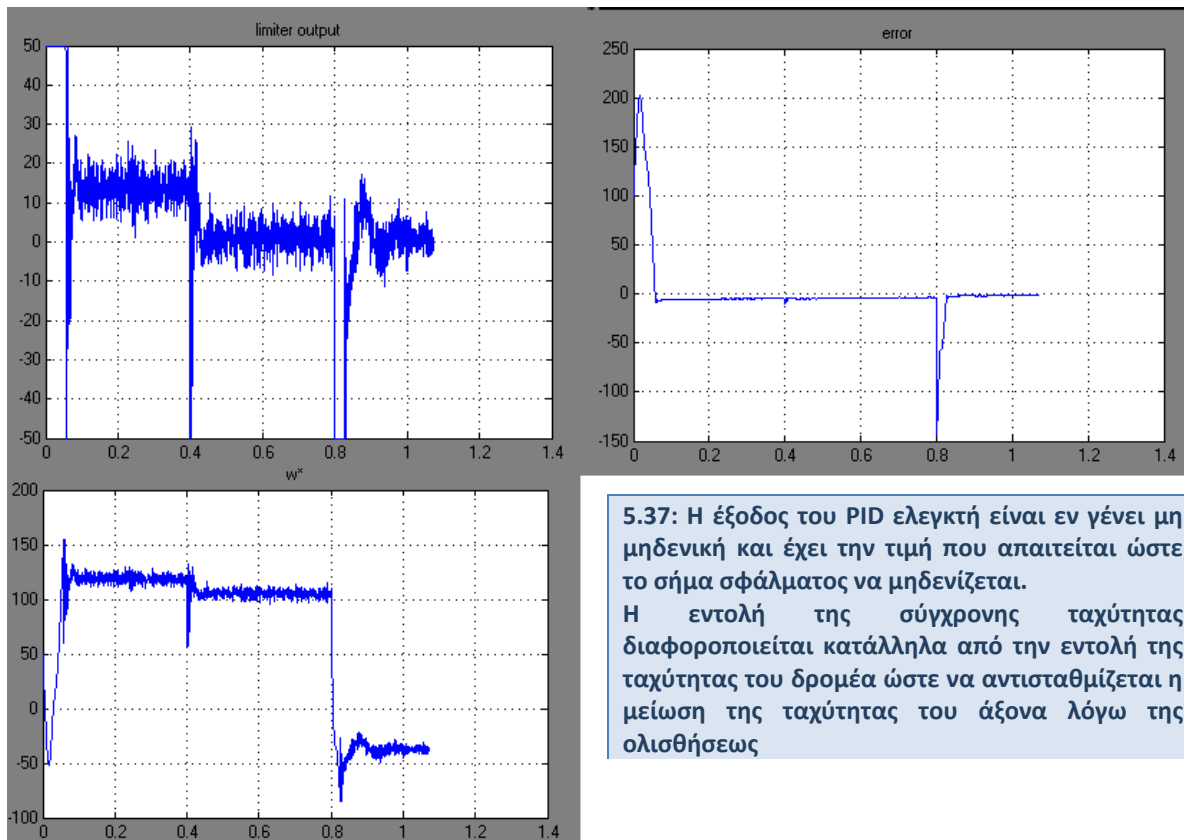
5.35: Τριφασικές τάσεις αναφοράς όπως παράγονται από τον αλγόριθμο ελέγχου και οδηγούνται στην είσοδο του SPWM modulating block



5.36: Πολική (V_{ab}) και φασική (V_{aN}) τάση του αντστροφέα, φασική τάση του κινητήρα (V_{an}).

Το στιγμιότυπο περιλαμβάνει τη χρονική στιγμή $t=0.8\text{sec}$ κατά την οποία μεταβάλλεται η εντολή της ταχύτητας του κινητήρα. Χαρακτηριστική είναι η μεταβολή στη συχνότητα της τάσεως τροφοδοσίας όπως και στο εύρος των παλμών (λόγω της αρχής $V/f = \text{σταθ}$)

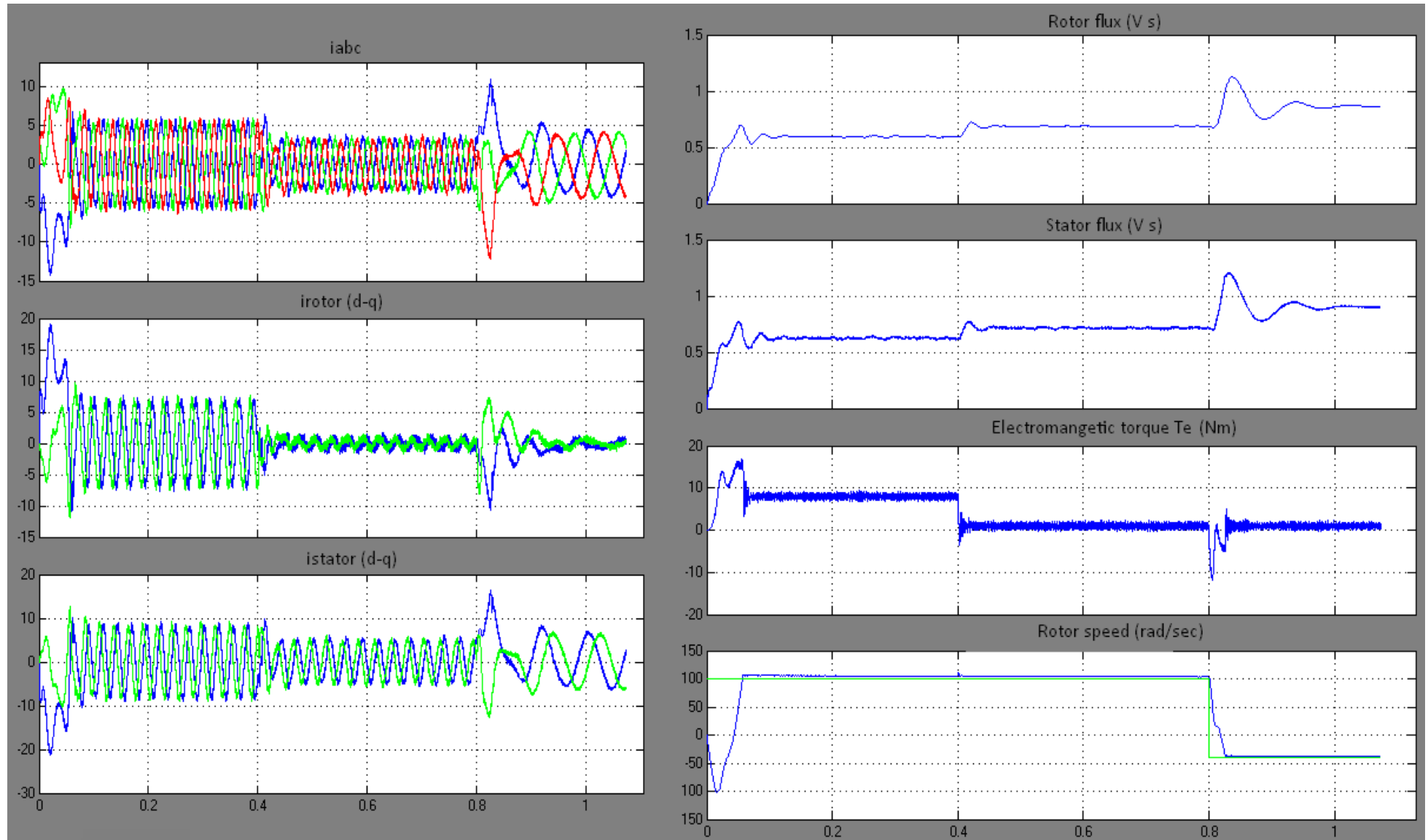




Η απόκριση της ταχύτητα του κινητήρα (βλέπε και σχήμα (5.38) επόμενης σελίδας) είναι βελτιωμένη καθώς ακολουθεί σε μεγαλύτερο βαθμό την εντολή. Ο PID ελεγκτής συμβάλει στην κατάλληλη ρύθμιση της σύγχρονης ταχύτητας έτσι ώστε να λαμβάνεται υπ' όψη η ολίσθηση. Στο σχήμα (5.37) δείχνεται η έξοδος του PID ελεγκτή (μετά τον περιοριστή), το σφάλμα και η εντολή της σύγχρονης ταχύτητας όπως παράγεται από τον έλεγχο. Η έξοδος του PID είναι εν γένει μη μηδενική και επηρεάζεται από τη ροπή του φορτίου. Από τη ροπή του φορτίου επηρεάζεται και η εντολή της σύγχρονης ταχύτητας όπως και είναι αναμενόμενο λόγω της μεταβολής της ολισθήσεως. Προφανώς η τελευταία εξαρτάται και από την εντολή ταχύτητας. Το σήμα σφάλματος προκύπτει μηδενικό μετά το πέρας των μηχανικών μεταβατικών φαινομένων κάτι που επιβεβαιώνει την ορθή λειτουργία του ελέγχου.

Τελικά η μεταβολή του φορτίου δεν επιδρά στην ταχύτητα του κινητήρα που ο έλεγχος τη διατηρεί σταθερή και ίση με την ταχύτητα αναφοράς. Επίσης ο PID ελεγκτής μειώνει κατά πολύ τις ταλαντώσεις της ταχύτητας της μηχανής όταν αυτή λειτουργεί σε ανοιχτό βρόχο και οι οποίες είναι εμφανείς στο σχήμα (5.33). Ωστόσο η συμπεριφορά της μαγνητικής ροής παραμένει ουσιαστικά η ίδια με αυτή στην περίπτωση του ανοιχτού βρόχου, με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής να κινείται ανεξέλεγκτο.

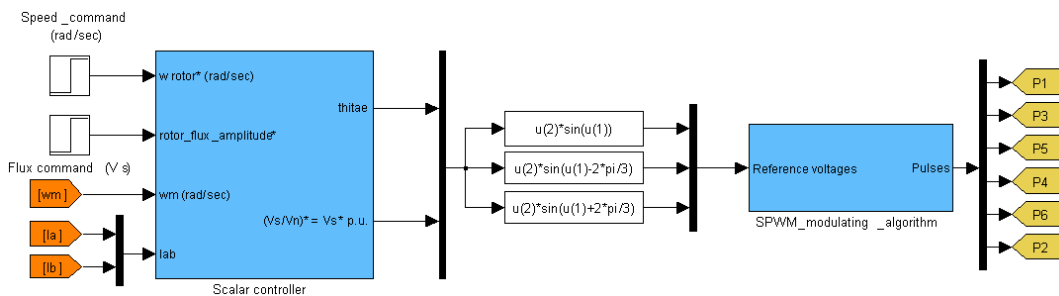
Στο σημείο αυτό τονίζεται ότι το σύστημα του κινητήρα επαγωγής είναι ένα μη γραμμικό σύστημα με την ταχύτητά του να ελέγχεται από έναν γραμμικό ελεγκτή τριών όρων. Ο παραπάνω συνδυασμός μας απομακρύνει αυτόματα από το ολικό βέλτιστο του συστήματος.



5.38: Αποτελέσματα προσομοίωσης λειτουργίας του συστήματος κίνησης με βαθμωτό έλεγχο σε κλειστό βρόχο ταχύτητας. Ο αναγνώστης προτρέπεται να συγκρίνει τις παρούσες αποκρίσεις με αυτές του σχήματος (5.33). Η προσομοίωση έγινε με τα εξής κέρδη για τον PID ελεγκτή: $K_i = 18$, $K_p = 20$, $K_d = 0$

5.2.3.1.3 ΒΑΘΜΩΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΕ ΚΛΕΙΣΤΟ ΒΡΟΧΟ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΡΟΗΣ

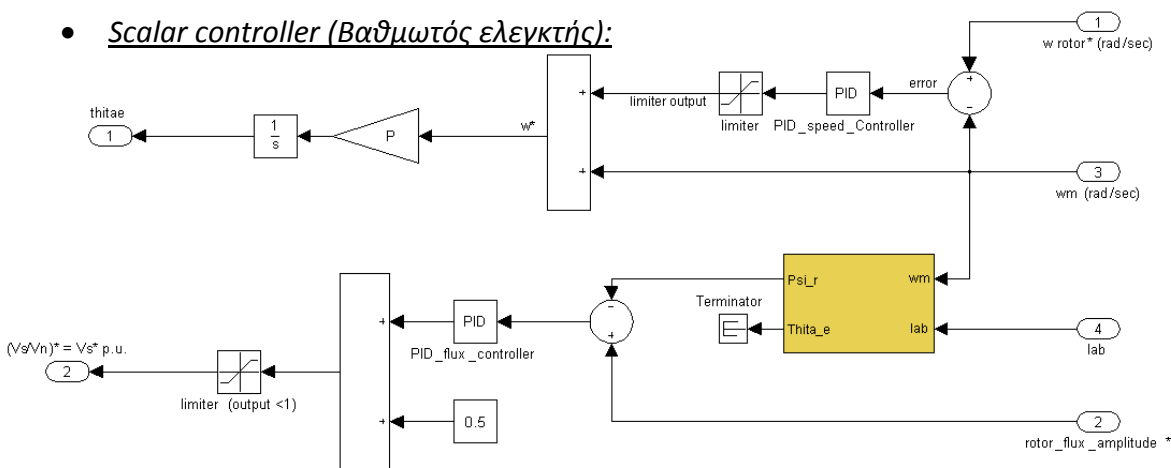
Επόμενη βελτίωση στον έλεγχό μας είναι η προσθήκη ενός δεύτερου κλειστού βρόχου για τον έλεγχο του μέτρου της ροής του δρομέα. Στην περίπτωση αυτή είναι απαραίτητη η εκτίμηση του μέτρου της μαγνητικής ροής του δρομέα από τα ρεύματα του στάτη και την ταχύτητα της μηχανής με χρήση κατάλληλου μοντέλου εκτιμητή καθώς δεν προβλέπονται αισθητήρια μαγνητικής ροής στην προς κατασκευή πειραματική διάταξη. Ο εκτιμητής που υιοθετούμε παρακάτω (σχήμα (5.40)) κάνει χρήση του μοντέλου ρευμάτων του κινητήρα και αναλύθηκε στα αντίστοιχα θεωρητικά κεφάλαια της διπλωματικής εργασίας (βλέπε παρ. 4.4.8.2). Το ίδιο μοντέλο εκτιμητή θα χρησιμοποιήσουμε εν συνεχεία και στο διανυσματικό έλεγχο όπου θα αξιοποιηθεί και η εκτίμηση της γωνίας του διανύσματος της μαγνητικής ροής. Η επιλογή αυτού του μοντέλου εκτιμητή έγινε με γνώμονα την ποιότητα εκτίμησης που προσφέρει (ειδικά σε ταχύτητες μικρότερες της ονομαστικής), την ευκολία υλοποίησης και την απαίτηση σημάτων αναδράσεως. Οι αναδράσεις που τούτος ο εκτιμητής απαιτεί είναι τα ρεύματα του κινητήρα και η ταχύτητά του (αυτή μπορεί και να εκτιμηθεί) και συμφωνούν με το σχεδιασμό της προς κατασκευή διατάξεως.



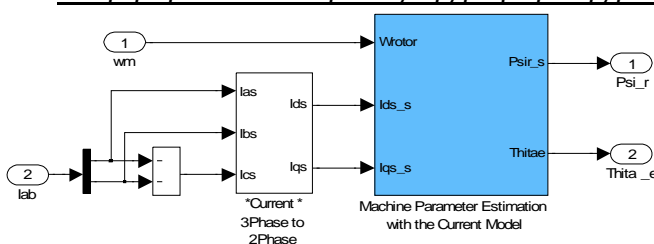
5.39: Βαθμωτός έλεγχος V/f = σταθερό με κλειστό βρόχο ταχύτητας και ροής

Όπου:

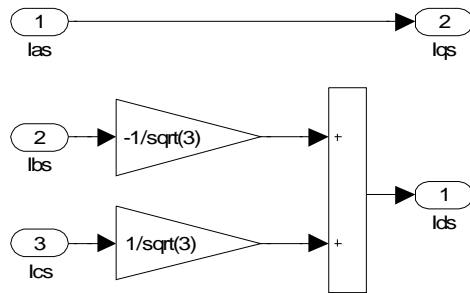
- Scalar controller (Βαθμωτός ελεγκτής):



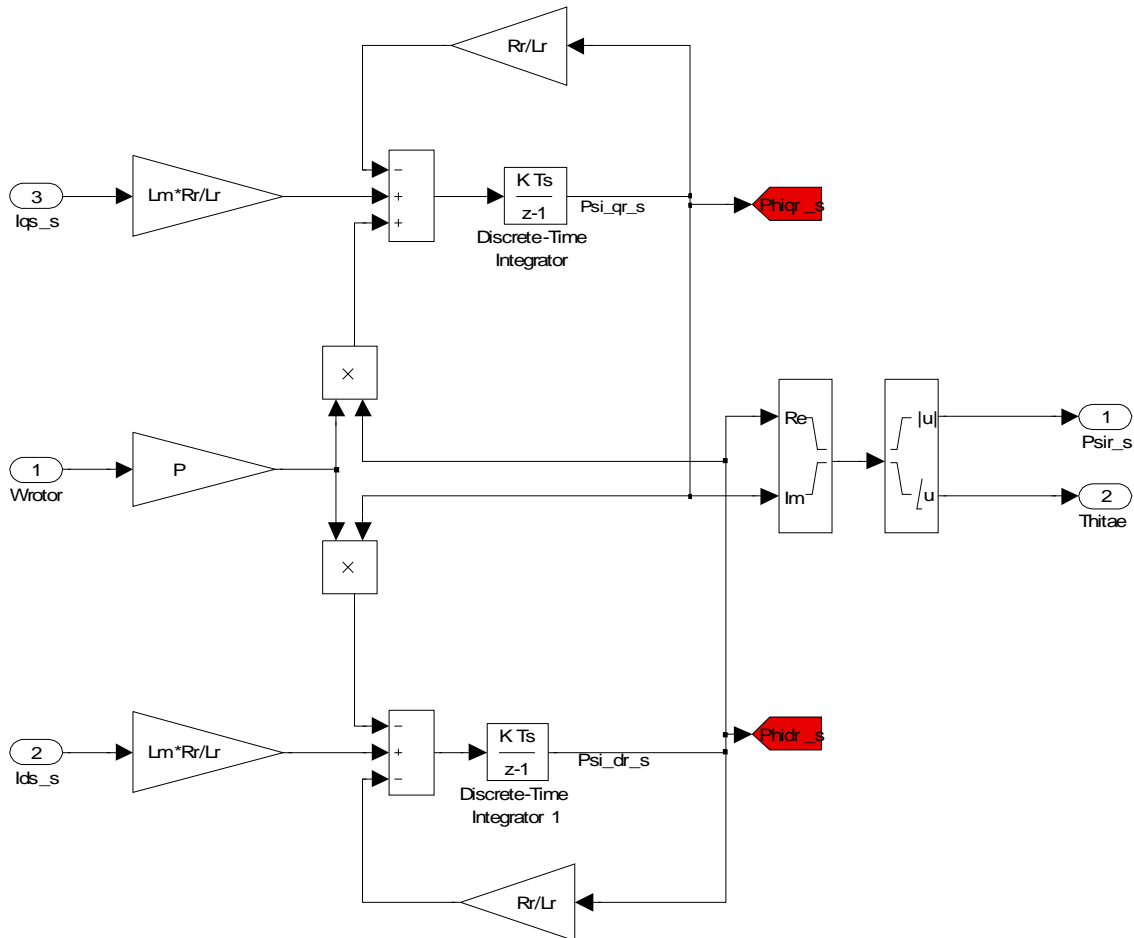
- Εκτίμηση του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα



- 3Phase to 2Phase (μετασχηματισμός των ρευμάτων από το abc στο ds-qs πλαίσιο αναφοράς)



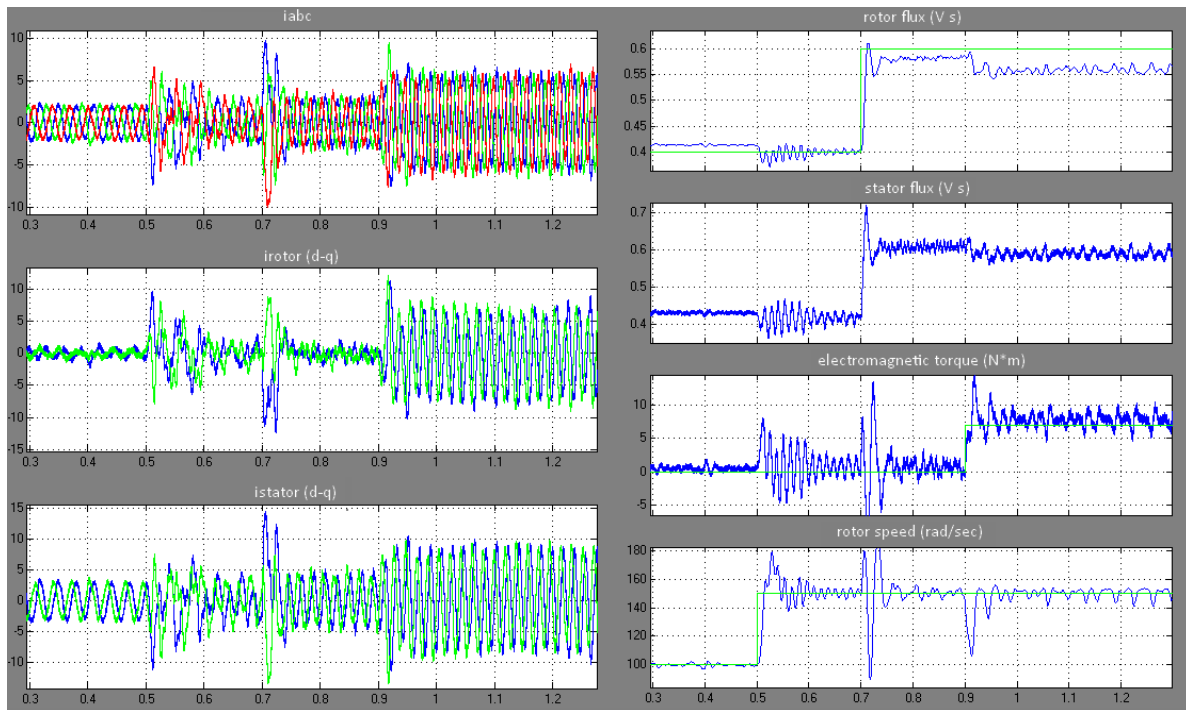
- Machine parameter estimation with the current model (Εκτίμηση των παραμέτρων της μηχανής με χρήση του μοντέλου τάσεων)



5.40: Εκτιμητής του διανύσματος της ροής του δρομέα με χρήση του μοντέλου ρευμάτων του κινητήρα επαγωγής

Τα υπόλοιπα συνιστώντα μέρη του αλγορίθμου έχουν ήδη παρουσιασθεί και εδώ παραλείπονται. Στη συνέχεια του κεφαλαίου, για λόγους συντομίας, θα παρουσιάζονται μόνο τα νέα μπλοκ διαγράμματα που συνιστούν τον εκάστοτε αλγόριθμο ελέγχου.

Παρατηρώντας τις αποκρίσεις του βαθμωτού ελέγχου με κλειστό βρόχο ταχύτητας και ροής ο αναγνώστης διαπιστώνει έντονες ταλαντώσεις στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας (πιθανώς μειωμένα κέρδη των PID ελεγκτών να τις μείωναν αλλά θα συνέχιζαν να υπάρχουν). Επίσης η μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος είναι χονδροειδής.



5.41: Αποτελέσματα προσομοίωσης λειτουργίας του συστήματος κίνησης με βαθμωτό έλεγχο σε κλειστό βρόχο ταχύτητας και ροής.

Οι τιμές των PID ελεγκτών ήταν:

Για τον ελεγκτή της ροής: $K_i = 20$, $K_p = 0.4$, $K_d = 0$

Για τον ελεγκτή της ταχύτητας: $K_i = 5$, $K_p = 10$, $K_d = 0$

Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στο εξής: Η ύπαρξη βρόχου ταχύτητας και ροής σε καμία περίπτωση δεν υποδηλώνει την αποσύζευξη των εξισώσεων της μηχανής. Η ελεγχόμενη ποσότητα είναι άλλωστε το μέτρο του διανύσματος της ροής και όχι η γωνία του η οποία παραμένει ανεξέλεγκτη με αποτέλεσμα υποβέλτιστες συνθήκες παραγωγής ροπής. Η ύπαρξη δύο PID ελεγκτών σε συνδυασμό με την μη γραμμικότητα του συστήματος της μηχανής δημιουργεί δυσκολία στη ρύθμιση των παραμέτρων του ελέγχου, με τους γραμμικούς ελεγκτές να προσφέρουν φτωχή απόκριση στη μεταβατική και μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η σύζευξη των εξισώσεων της μηχανής μπορεί κάτω από κατάλληλες συνθήκες να οδηγήσει τους PID ελεγκτές σε ανταγωνισμό, με τις εντολές τους να εξωθούν το σύστημα σε αντίθετες κατευθύνσεις. Τελικά το σύστημα θα υπακούει σε έναν πολύπλοκο μη γραμμικό συνδυασμό αυτών των εντολών ελέγχου με την απόκρισή του να προκύπτει με φτωχή μεταβατική απόδοση και σημαντικές ταλαντώσεις στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας.

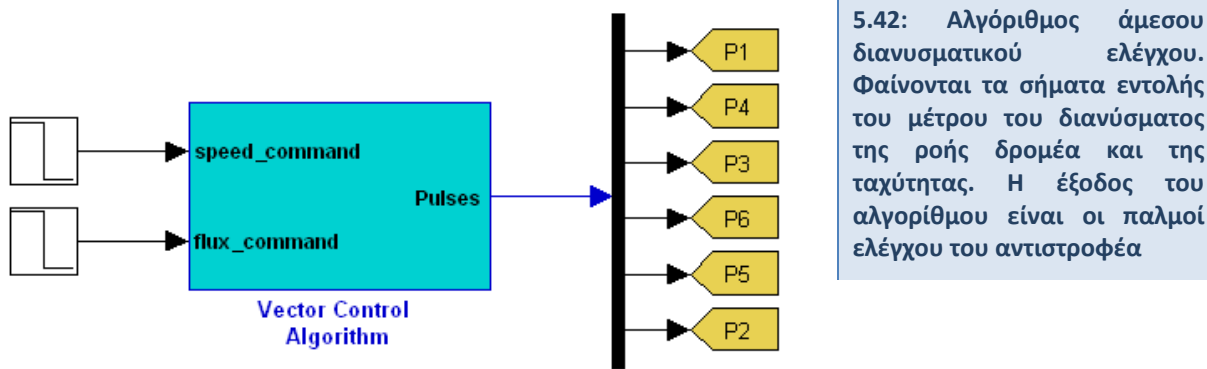
Προφανώς η απόκριση του συστήματος όπως περιγράφεται από τις κυματομορφές του σχήματος (5.41) δεν είναι η βέλτιστη που μπορεί να επιτευχθεί με τον συγκεκριμένο αλγόριθμο ελέγχου. Οι τιμές των PID ελεγκτών επιλέχθηκαν εμπειρικά με δοκιμές και απέχουν από το βέλτιστο. Ωστόσο η απόκριση αυτή είναι αντιπροσωπευτική και αντανακλά τους περιορισμούς και το εγγενή προβλήματα του ελέγχου. Βελτίωση της συμπεριφοράς του θα μπορούσε να προκύψει με τη σχεδίαση μη γραμμικών ελεγκτών. Κάτι τέτοιο όμως δεν εμφανίζει πρακτικό ενδιαφέρον λόγω της προσπάθειας που εμπλέκει, προσπάθεια που είναι δυσανάλογη σε σχέση με τη βελτίωση που μπορεί να πετύχει.

5.2.3.2 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Στο προηγούμενο εδάφιο τονίσθηκαν τα προβλήματα και οι περιορισμοί που θέτει ο βαθμωτός έλεγχος. Πηγή αυτών των προβλημάτων είναι η σύζευξη των εξισώσεων της μηχανής, σύζευξη που αντανακλά τη θεμελιώδη συσχέτιση των φαινομένων διέγερσης και ανάπτυξης ροπής. Η άρση λοιπών όλων των δυσκολιών μπορεί να επιτευχθεί με τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής που συνίσταται στην κατάλληλη επιλογή συστήματος αναφοράς από το οποίο ο παρατηρητής βλέπει την ηλεκτρική μηχανή ως γραμμικό σύστημα. Σε αυτό το σύστημα αναφοράς μπορεί να γίνει ο έλεγχος της μηχανής υπό βέλτιστες συνθήκες και στη συνέχεια οι εντολές ελέγχου με κατάλληλο αλγεβρικό μετασχηματισμό να μεταφραστούν στο φυσικό τριφασικό σύστημα αναφοράς του πραγματικού κόσμου.

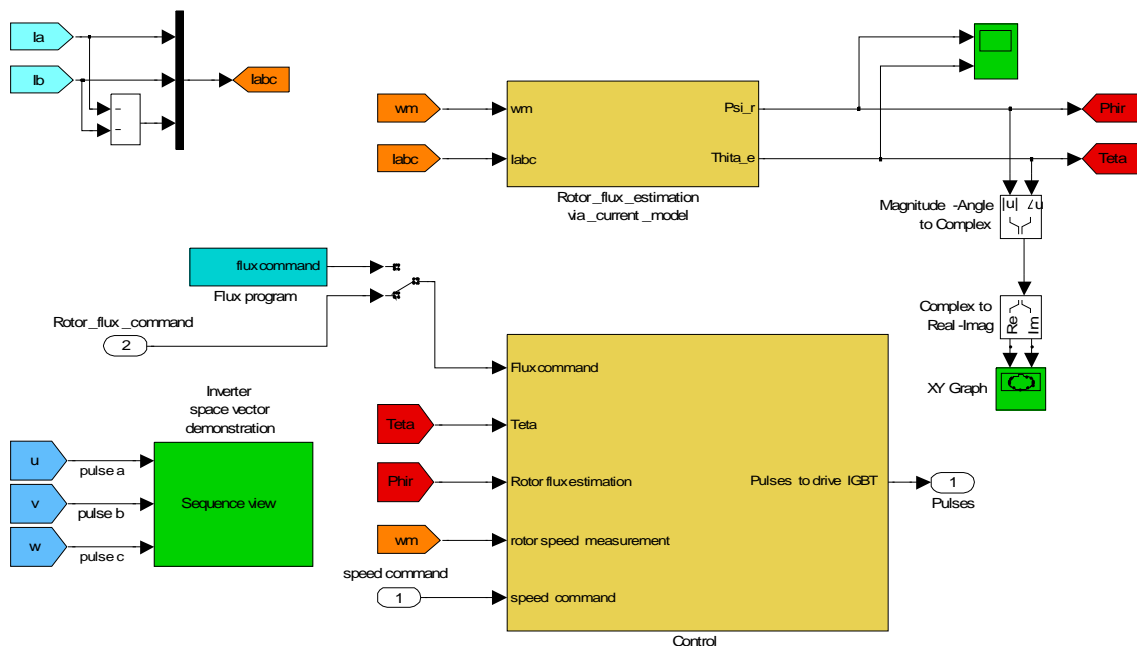
Στη συνέχεια προχωρούμε στη μοντελοποίηση και την προσομοίωση τριών εκδοχών του διανυσματικού ελέγχου.

5.2.3.2.1 ΆΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΜΕ ΤΟ ΠΕΔΙΟΥ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ

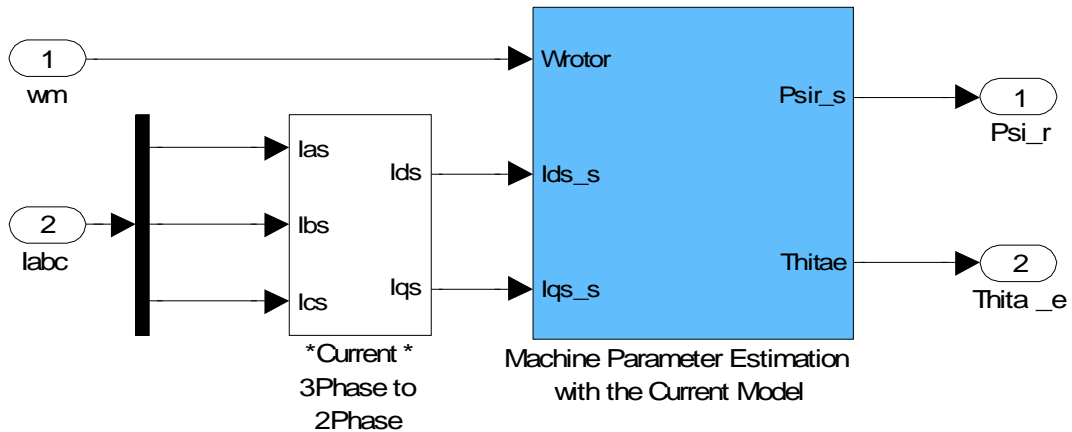


Όπου:

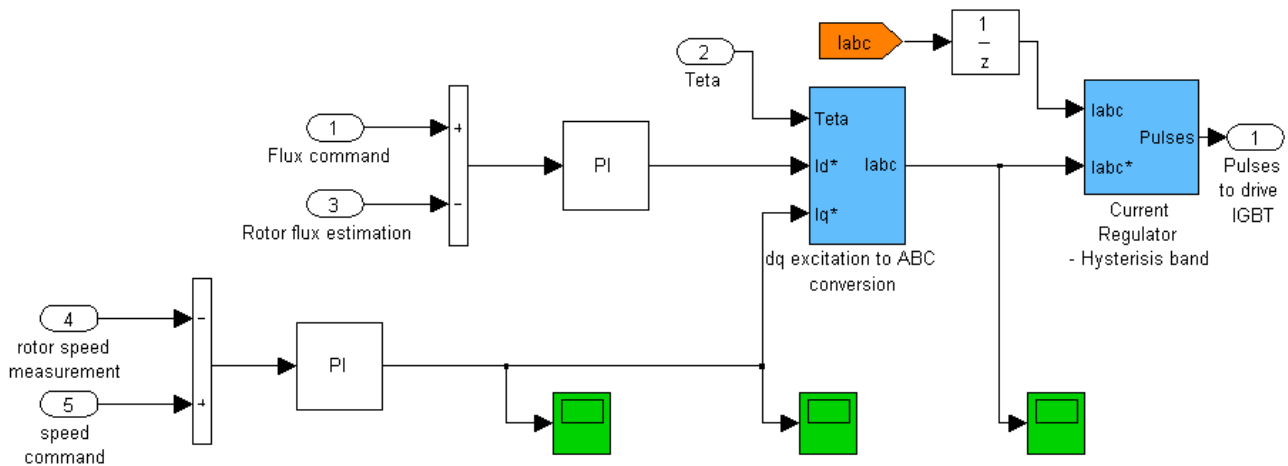
- Vector Control Algorithm (Αλγόριθμος διανυσματικού ελέγχου)



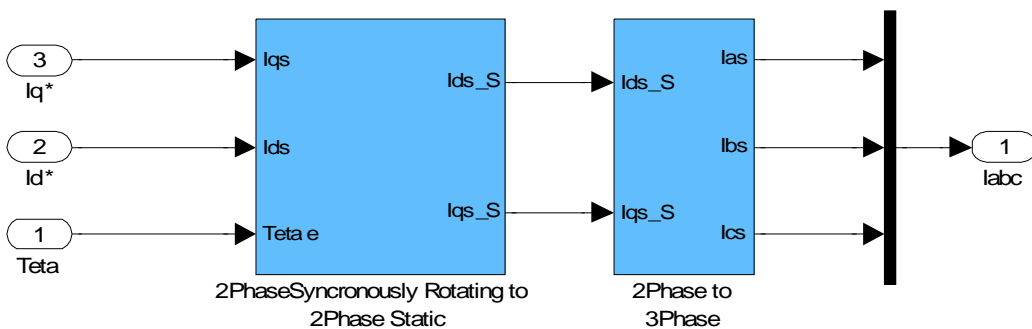
- Rotor flux estimation via current model (Εκτίμηση του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα με χρήση του μοντέλου ρευμάτων)
(το μοντέλο του εκτιμητή είναι αυτό του σχήματος (5.40))



- Control (Έλεγχος)

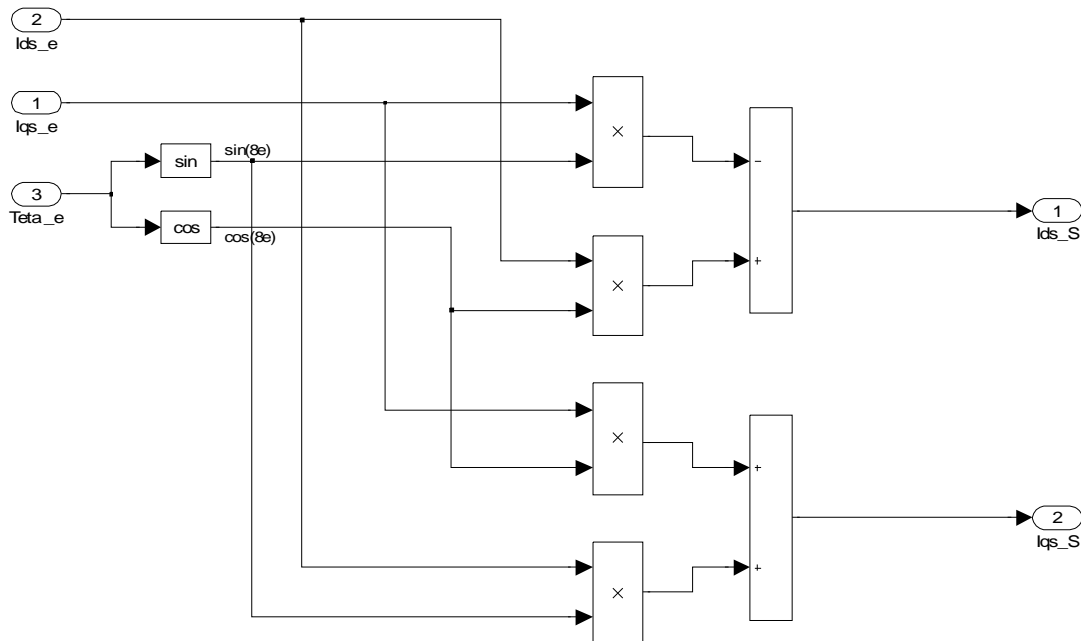


- dq excitation to ABC conversion (Μετασηματισμός από το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς στο φυσικό τριφασικό σύστημα)

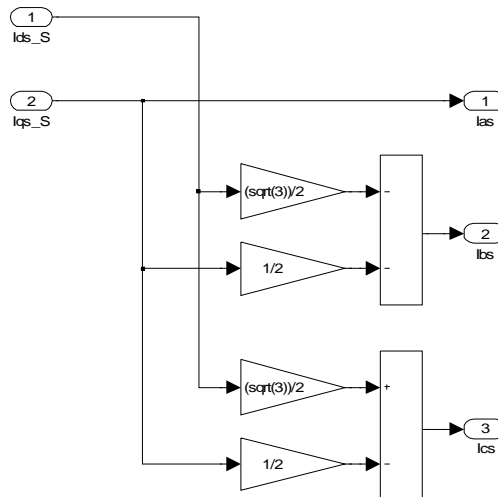


Όπως φαίνεται ο μετασηματισμός υλοποιείται σταδιακά. Πρώτα οι ποσότητες μετασηματίζονται από το σύγχρονα στρεφόμενο στο στατό διφασικό πλαίσιο αναφοράς και στη συνέχεια από το διφασικό στο τριφασικό φυσικό σύστημα ως εξής:

- *2 Phase Synchronously Rotating to 2 Phase Static (διφασικό σύγχρονα στρεφόμενο σε διφασικό στατό):*

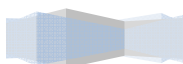


- *2 Phase to 3 Phase (διφασικό στατό σε τριφασικό):*

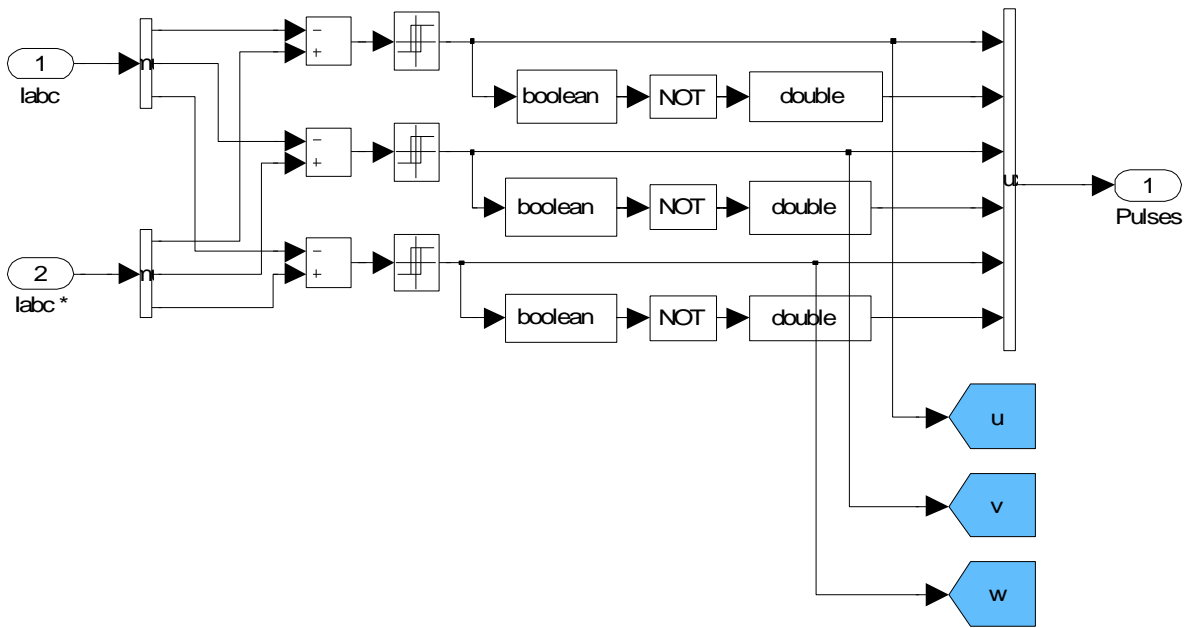


Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών που χρησιμοποιήθηκε ήταν αυτή με έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης. Η λειτουργία των διακοπών στον ίδιο κλάδο της τριφασικής γέφυρας του αντιστροφέα είναι συμπληρωματική. Έτσι τρεις βρόγχοι υστέρησης (ένας για κάθε φάση) παράγουν τους παλμούς ελέγχου των διακοπών του θετικού ήμισυ (+) του αντιστροφέα. Οι υπόλοιποι τρεις παλμοί ελέγχου του αρνητικού ήμισυ (-) προκύπτουν ως οι συμπληρωματικοί των πρώτων. Καθώς ο έλεγχος της κατάστασης αγωγής των διακοπών γίνεται με μια ιδανική αλληλουχία από λογικά 0 και 1, η αντιστροφή (NOT) μιας αλληλουχίας ελέγχου ενός διακόπτη δίνει την αλληλουχία που αντιστοιχεί στη συμπληρωματική λειτουργία ενός δεύτερου.

Τα παραπάνω μοντελοποιούνται στο περιβάλλον της Matlab ως εξής:

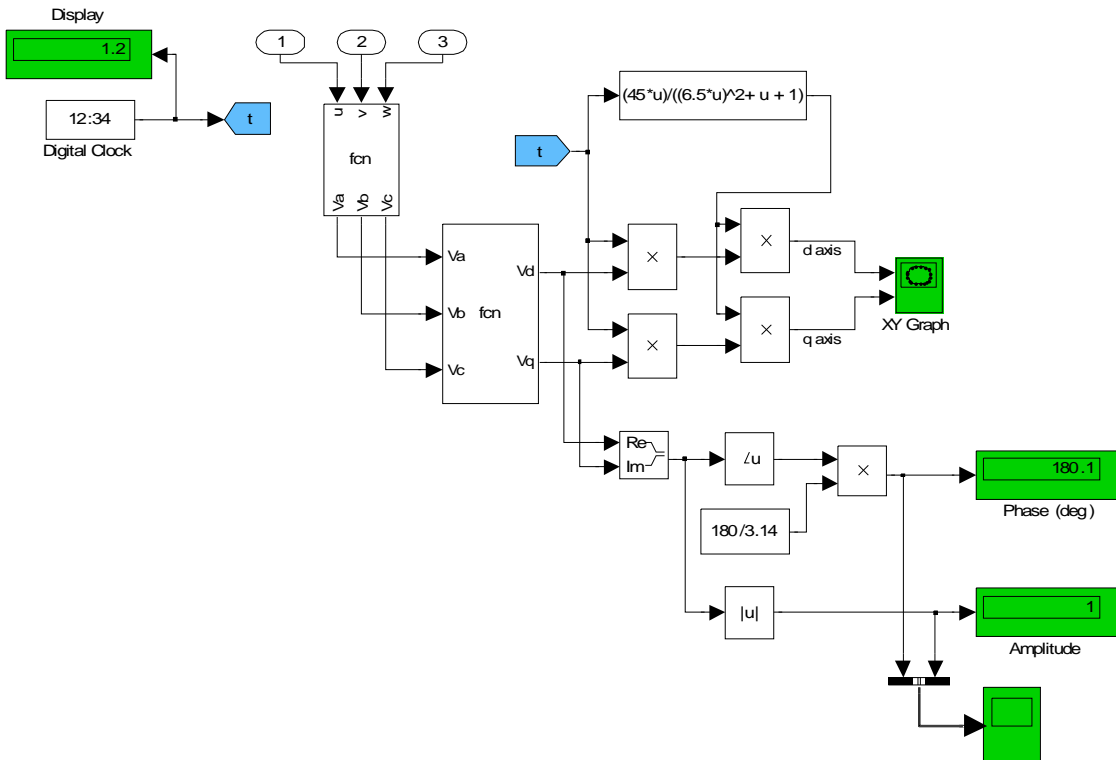


- *Current Regulator – Hysteresis band (Ρυθμιστής ρεύματος – Βρόχος υστέρησης):*



Η κατάσταση αγωγής των διακοπών του αντιστροφέα συνιστά το διάνυσμα καταστάσεώς του. Ο παρακάτω αλγόριθμος χρησιμοποιήθηκε για την απεικόνιση του ίχνους του πέρατος του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Για εποπτικούς λόγους το διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα πολλαπλασιάζεται με αριθμητική τιμή που μεταβάλλεται με το χρόνο της προσομοίωσης έτσι ώστε η τροχιά του ίχνους του διανύσματος κατάστασης να είναι μόνιμα ορατή.

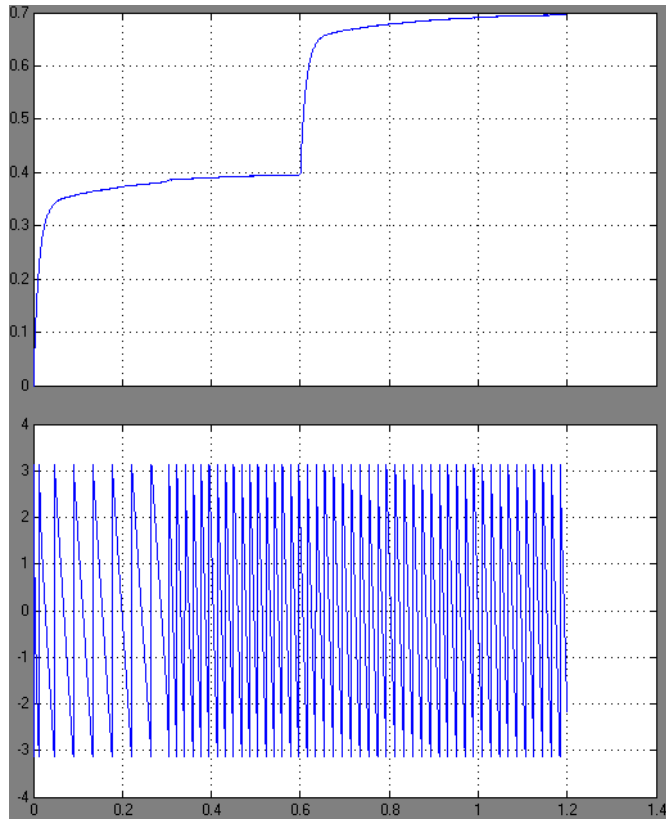
- *Inverter Space Vector demonstration (απεικόνιση διανύσματος κατάστασης αντιστροφέα)*



Όπου τα function (fcn) μπλοκ αντιστοιχούν στον εξής κώδικα:

```
function [Va,Vb,Vc] = fcn(u,v,w)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
% See the help menu for details.
Va = (1/3)*(2*u) - v - w;
Vb = (1/3)*(2*v) - u - w;
Vc = (1/3)*(2*w) - v - u;

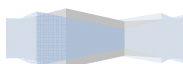
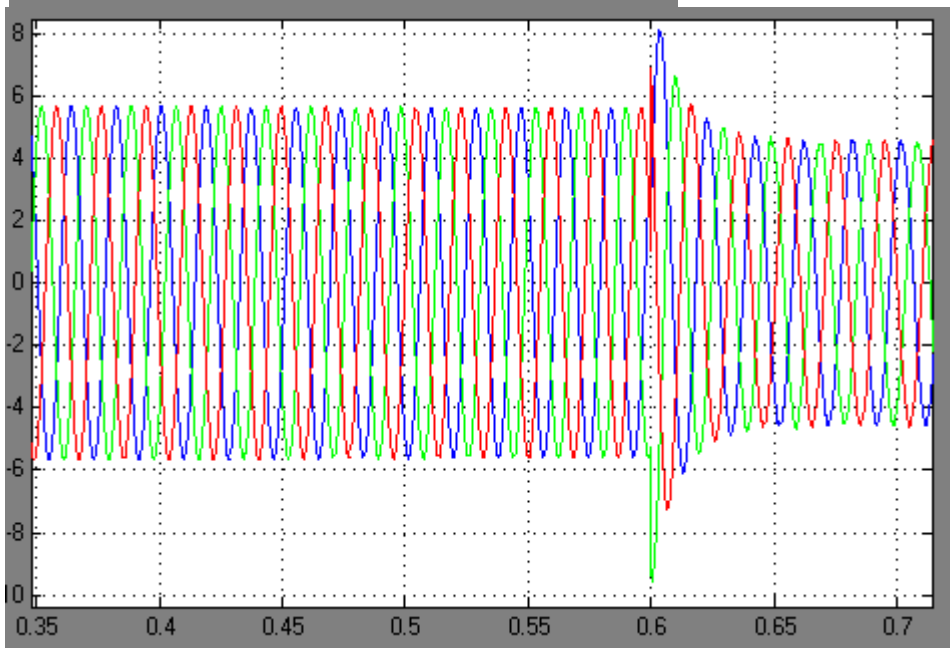
function [Vd,Vq] = fcn(Va,Vb,Vc)
% This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
% See the help menu for details.
Vd =Va - (0.5*Vb) - (0.5*Vc);
Vq = ((3^0.5)/2)*Vb - ((3^0.5)/2)*Vc;
```

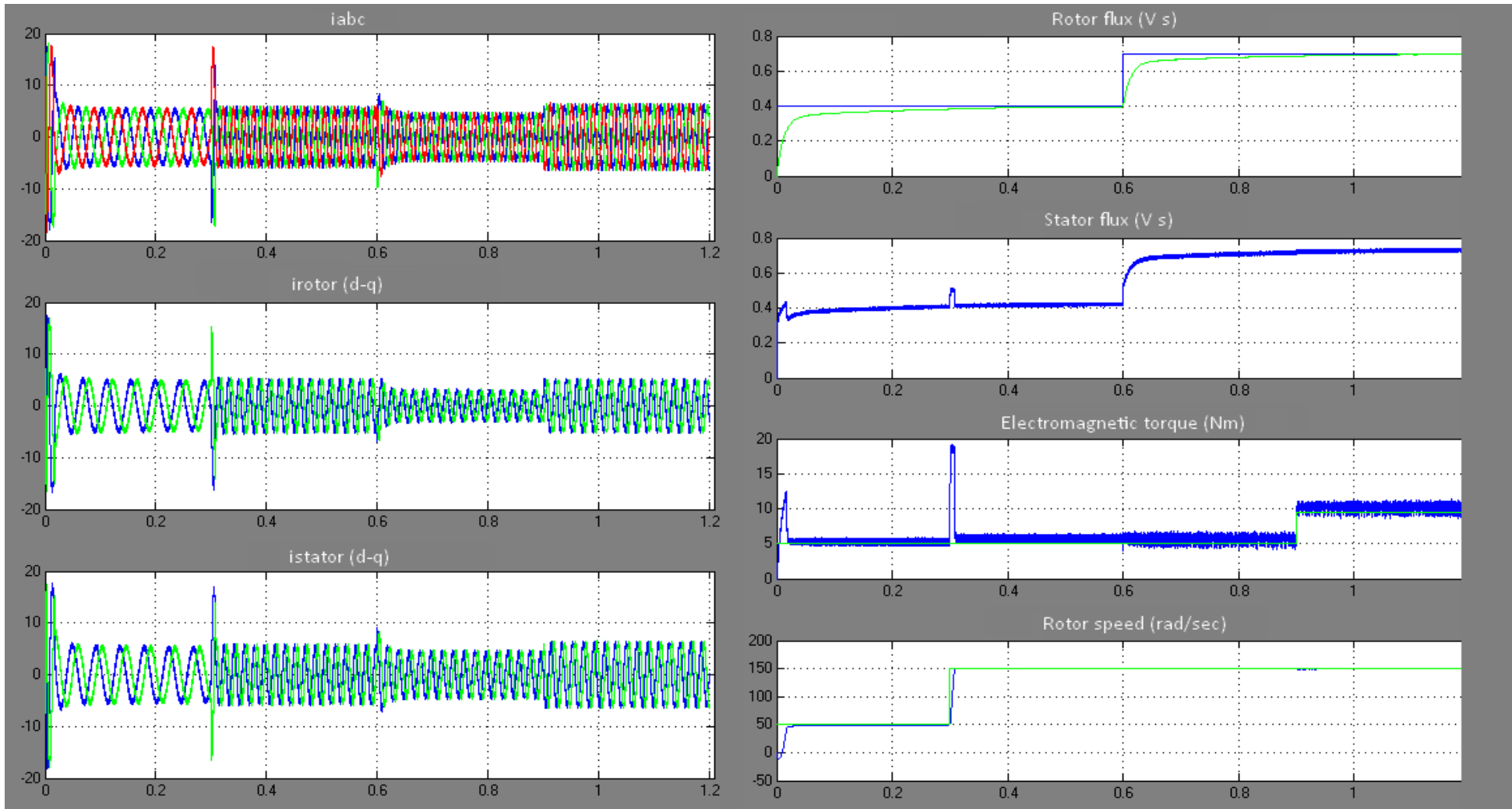


Οι προσομοιωμένες αποκρίσεις του συστήματος υπό άμεσο διανυσματικό έλεγχο δίνονται στα επόμενα σχήματα:

5.43: Εκτίμηση του μέτρου και της γωνίας του διανύσματος της ροής του δρομέα με χρήση του μοντέλου ρευμάτων του κινητήρα επαγωγής.

Τριφασικά ρεύματα αναφοράς σtάτη όπως προκύπτουν από τον αλγόριθμο ελέγχου.





5.44: Αποτελέσματα προσομοίωσης λειτουργίας του συστήματος κίνησης με άμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα.

Οι τιμές των κερδών των PI ελεγκτών ήταν:

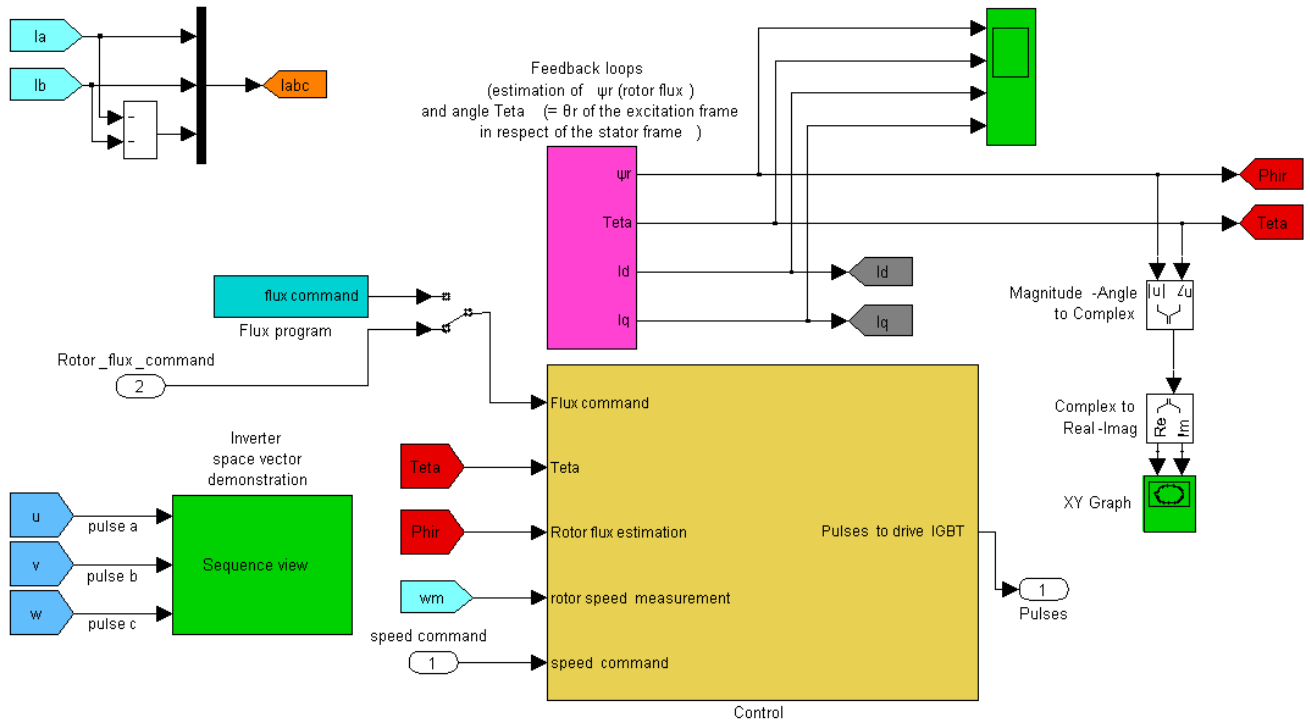
Για τον ελεγκτή της ροής: $K_i=100$, $K_p=20$

Για τον ελεγκτή της ταχύτητας: $K_i=2.5$, $K_p=1.5$

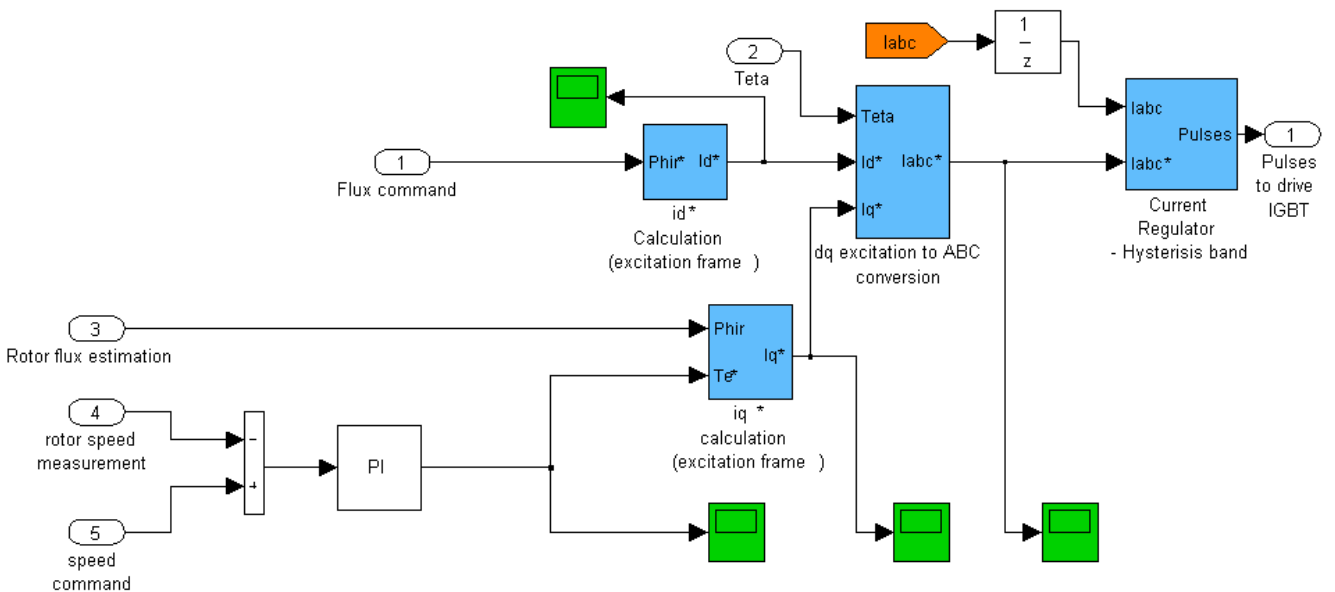
5.2.3.2.2 ΈΜΜΕΣΟΣ ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΠΡΟΣΑΝΑΤΟΛΙΣΜΟ ΜΕ ΤΟ ΠΕΔΙΟ ΤΟΥ ΔΡΟΜΕΑ

Είναι εν γένει όμοιος με τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο με την κυριότερη διαφορά να εντοπίζεται στον τρόπο εξαγωγής της γωνίας του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα. Παρακάτω δίνουμε τα συνιστώσα μπλοκ του ελέγχου, όταν αυτά είναι διαφοροποιημένα σε σχέση με τον άμεσο διανυσματικό έλεγχο:

- Vector Control Algorithm (Αλγόριθμος διανυσματικού ελέγχου)



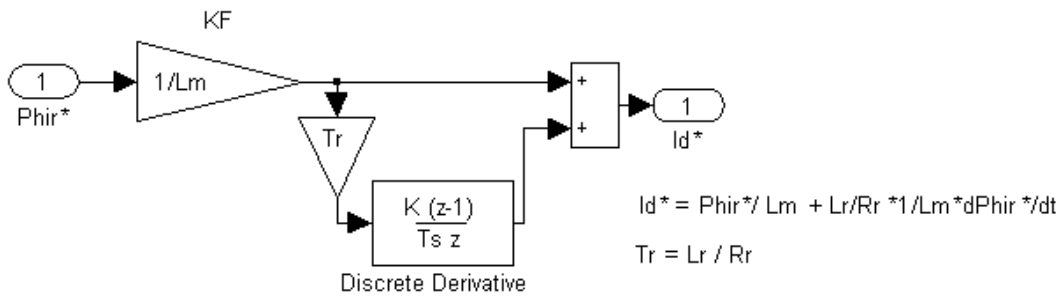
- Control (Έλεγχος)



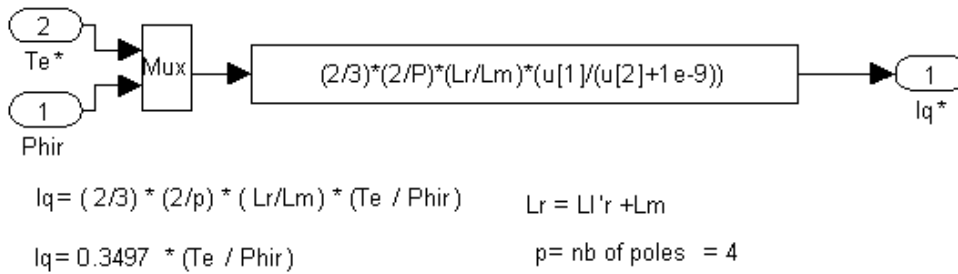
Στην παραπάνω υλοποίηση του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και δεύτερος PI ελεγκτής που στην είσοδό του θα οδηγούνταν το σήμα σφάλματος της ροής και η έξοδός του θα αντιστοιχούσε στη συνιστώσα ευθέως άξονα

του ρεύματος στάτη, όπως και στον άμεσο διανυσματικό έλεγχο. Εδώ δίνεται μια διαφοροποιημένη υλοποίηση.

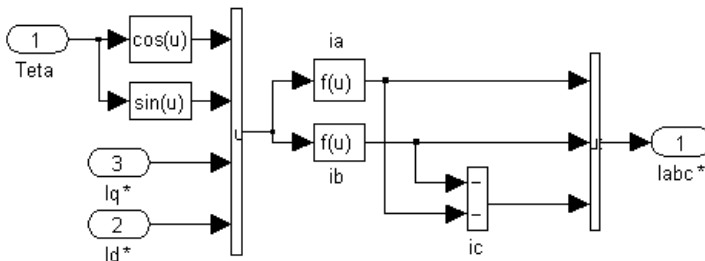
- *id Calculation (excitation frame) (Υπολογισμός id (σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο))*



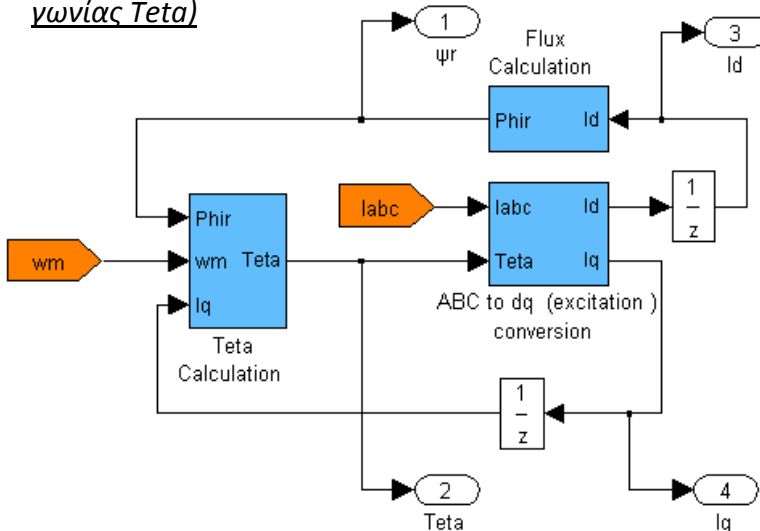
- *iq Calculation (excitation frame) (Υπολογισμός iq (σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο))*



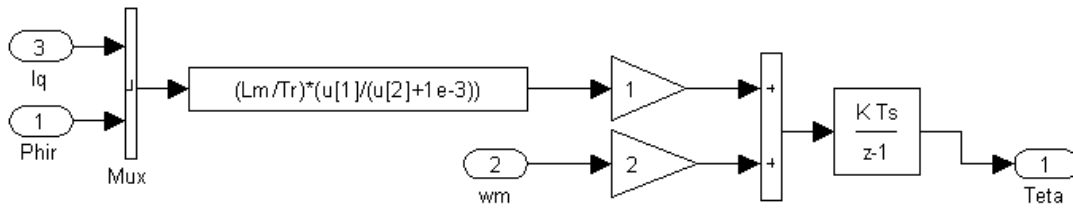
- *dq excitation to ABC conversion (μετασχηματισμός από το de-qe στο ABC σύστημα αναφοράς)*



- Estimation of Ψ_r and angle Teta (Εκτίμηση του μέτρου της ροής Ψ_r και της γωνίας Teta)



- **Teta calculation (Έμμεσος υπολογισμός γωνίας Θε του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα: $\Theta_e = \Theta_m + \Theta_r$)**



Teta = Electrical angle = integ (wr + wm)

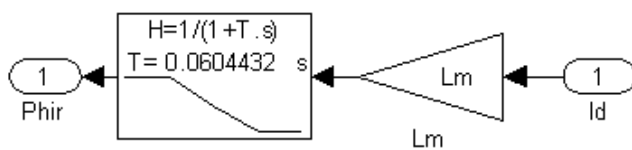
wr = Rotor frequency (rad/s) = Lm * Iq / (Tr * Phir)

wm = Rotor mechanical speed (rad/s)

$L_r = L_l' + L_m$

$T_r = L_r / R_r$

- **Flux calculation (Υπολογισμός του πλάτους της μαγνητικής ροής)**

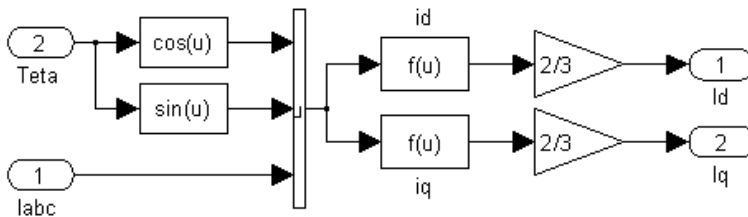


$Phir = L_m * Id - T_r * (dPhir / dt)$

$L_r = L_l' + L_m$

$T_r = L_r / R_r$

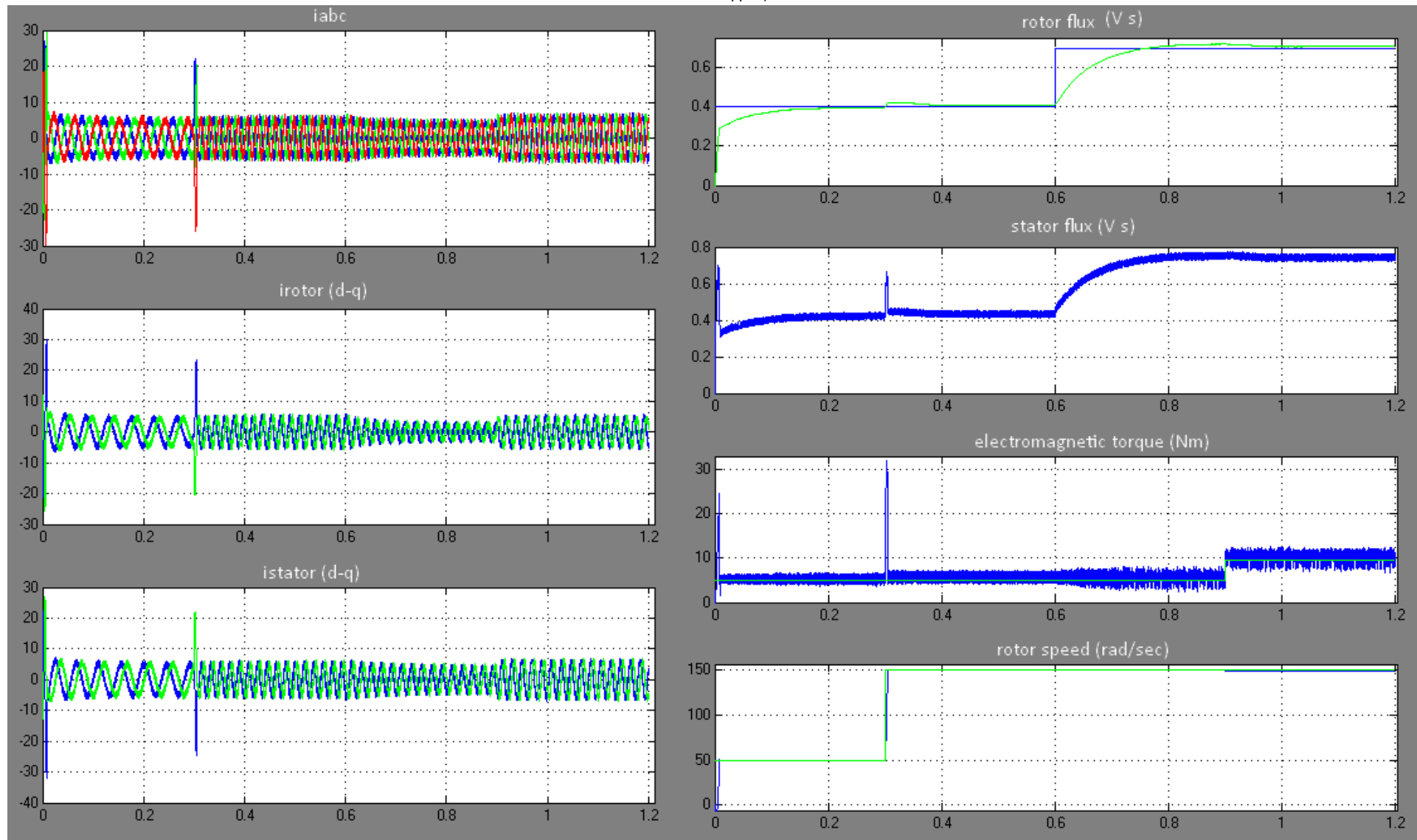
- **ABC to dq excitation conversion (Μετασχηματισμός από το τριφασικό στο σύγχρονα στρεφόμενο διφασικό σύστημα αναφοράς)**



Κατά την παρουσίαση των αποτελεσμάτων του άμεσου διανυσματικού ελέγχου (προηγούμενο εδάφιο) παραλείφθηκαν σκόπιμα τα γραφήματα του ίχνους του πέρατος του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα και του ίχνους του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα. Εδώ, μαζί με τα υπόλοιπα αποτελέσματα της προσομοίωσης του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου δίνονται και τα ανωτέρω γραφήματα. Αυτό έγινε για λόγους συντομίας καθώς και στις δύο παραλλαγές του διανυσματικού ελέγχου τα αποτελέσματα ήταν όμοια σε βαθμό που η παρουσίασή τους και στις δύο περιπτώσεις δε θα προσέφερε επιπλέον πληροφορία.

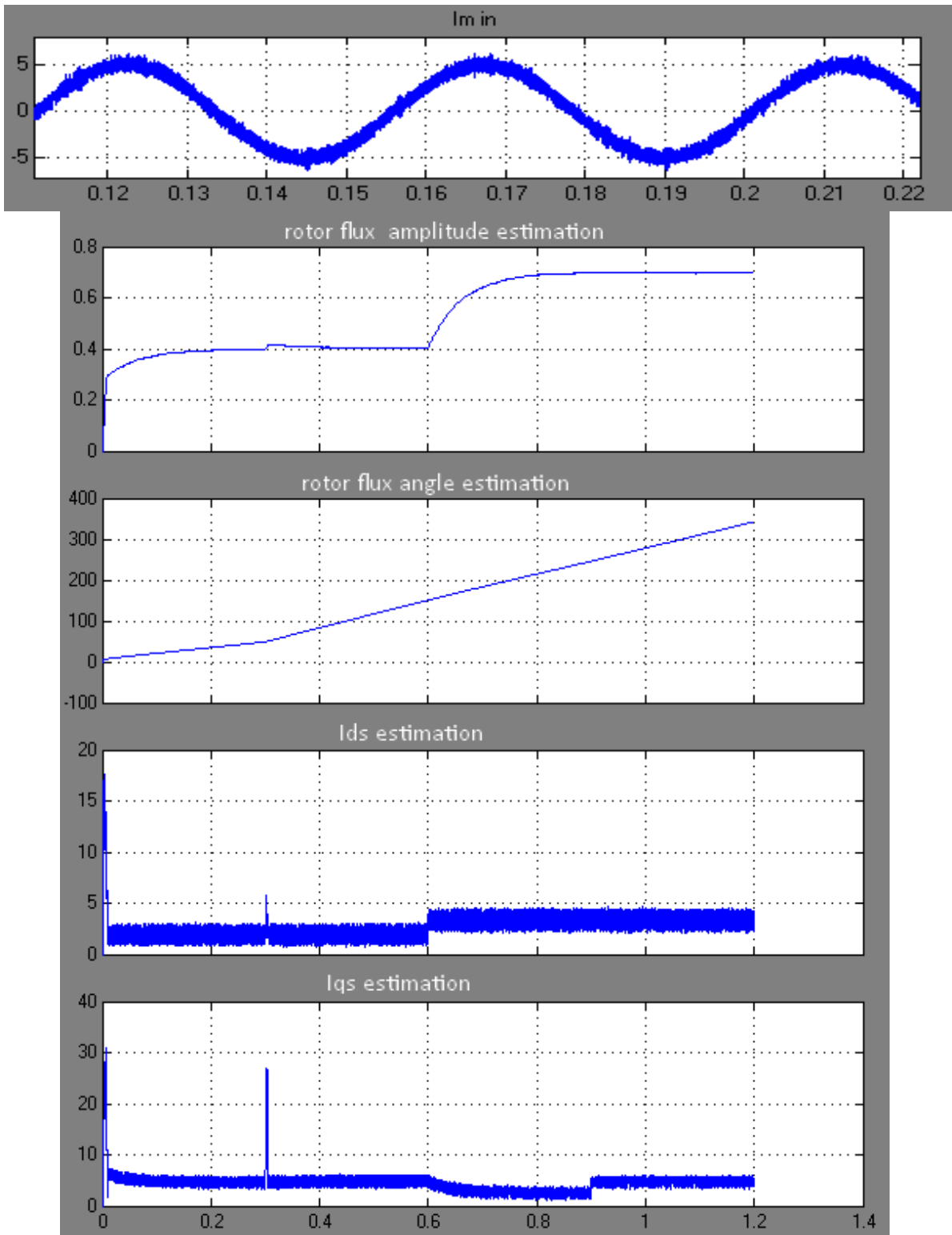
Οι αποκρίσεις ταχύτητας και ροής, όπως προσομοιώθηκαν για τον άμεσο και έμμεσο διανυσματικό έλεγχο είναι ακαριαίες. Η συμπεριφορά αυτή είναι ιδανική και δεν αναμένεται στην πράξη. Ωστόσο είναι αδιαμφισβήτητο το προβάδισμα του διανυσματικού ελέγχου σε σχέση με τον βαθμωτό έλεγχο, τόσο από τη θεωρητική σκοπιά όσο και από την σκοπιά της υλοποίησης όπως επιβεβαιώνεται από τις προσομοιώσεις.

Όπως ήδη εξηγήθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια ο παρατηρητής που είναι σταθερός ως προς το σύστημα αναφοράς de-qe βλέπει τη μηχανή επαγωγής ως μηχανή d.c. ξένης διεγέρσεως, με τα διανύσματα μαγνητικής ροής δρομέα και συνιστώσας φορτίου του ρεύματος στάτη (ρεύμα τυμπάνου θα το ονόμαζε κανείς σε μια μηχανή συνεχούς) να είναι κάθετα μεταξύ τους και συγγραμμικά με τους de και qe άξονες αντίστοιχα. Η συνθήκη αυτή είναι που δημιουργεί βέλτιστες συνθήκες ανάπτυξης ροπής και που δίνει προβάδισμα στην προσπάθεια για εξοικονόμηση ενέργειας και μείωση των



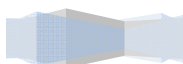
5.45: Αποτελέσματα προσομοίωσης λειτουργίας του συστήματος κίνησης με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα.

Οι τιμές των κερδών του PI ελεγκτή της ταχύτητας ήταν: $K_i=2.5$, $K_p=1.5$

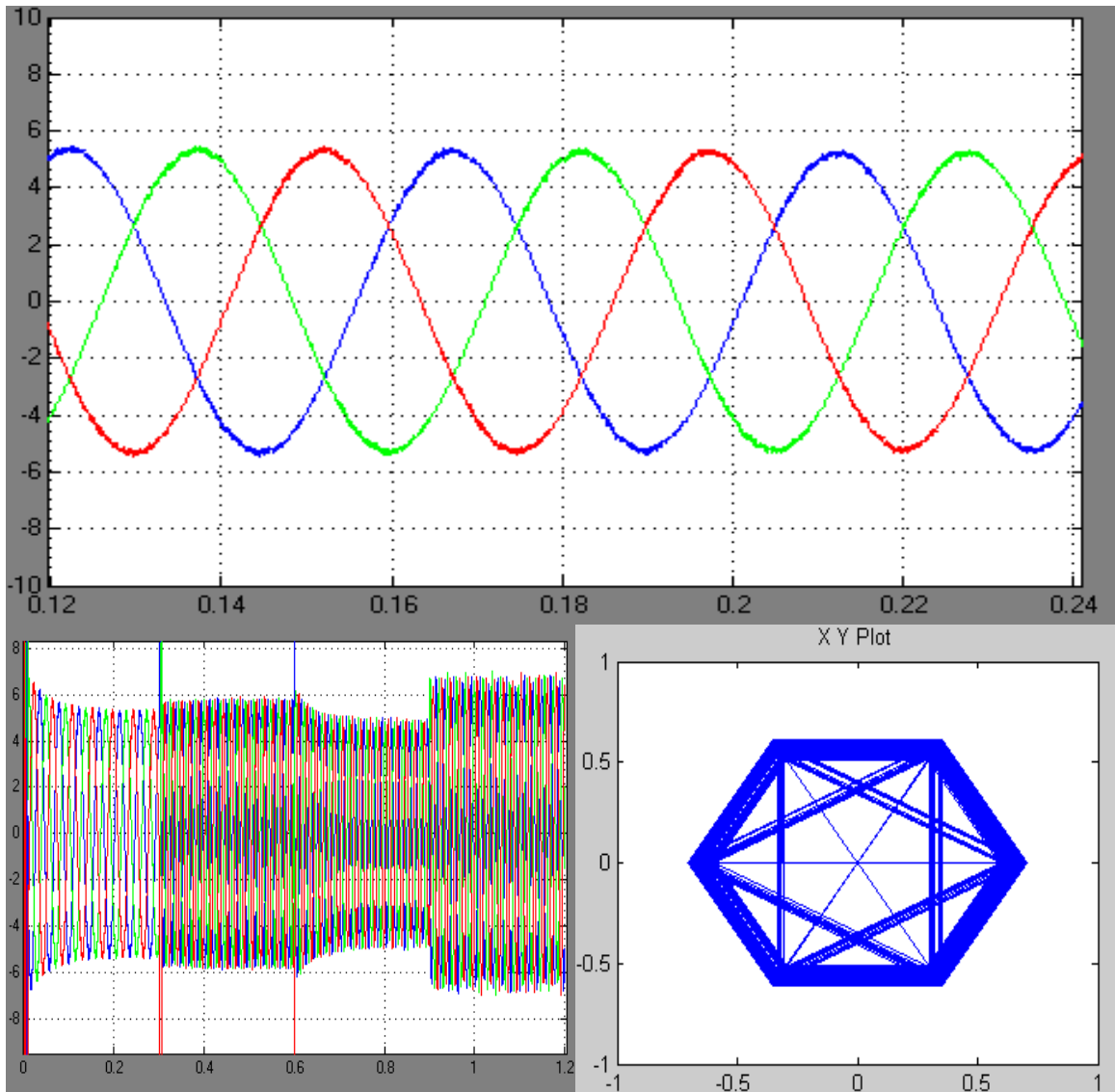


5.46: Ρεύμα γραμμής του κινητήρα επαγωγής. Είναι χαρακτηριστική η μορφή του όπως προκύπτει λόγω της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με έλεγχο του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης. Η εκτίμηση του μέτρου και της γωνίας του διανύσματος της ροής και οι συνιστώσες ρεύματος στάτη ευθέως και εγκάρσιου άξονα δίνονται επίσης στα παραπάνω.

απωλειών στα συστήματα κίνησης μεταβλητών στροφών με κινητήρες επαγωγής. Τα ζητήματα αυτά θα συζητηθούν εκτενώς στο 6^ο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας.



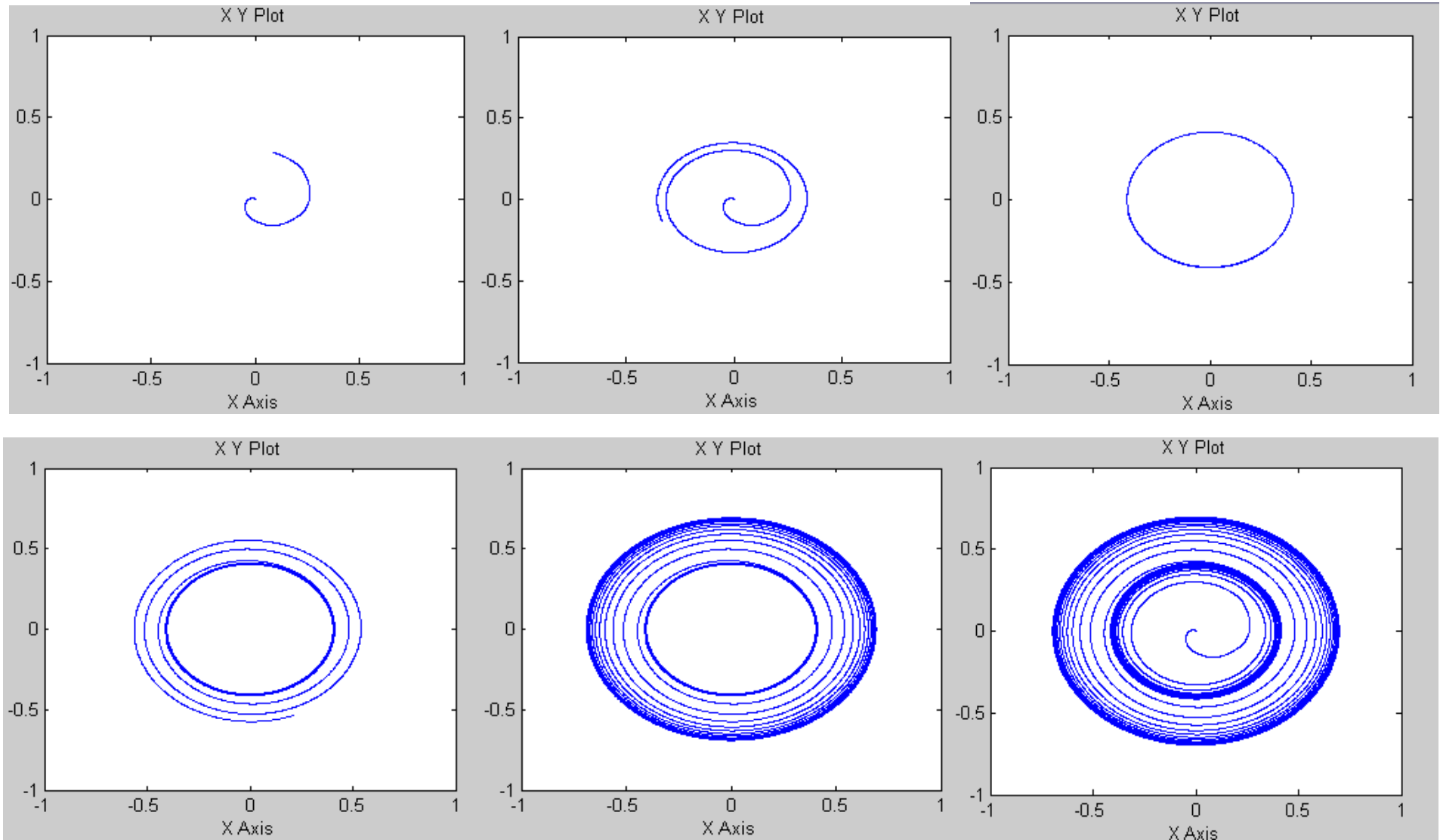
Στο σημείο αυτό παρατηρούμε το εξής: Οι προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν σε αυτό το κεφάλαιο έγιναν με επίλυση σε διακριτό χρόνο. Ο χρόνος δειγματοληψίας (T_s) της προσομοίωσης μπορεί εν γένει να επηρεάσει τα αποτελέσματα, ενώ μπορεί ακόμα και να εμποδίσει τις αριθμητικές προσεγγιστικές διαδικασίες να συγκλίνουν αν οριστεί υπερβολικά μεγάλος. Ο χρόνος δειγματοληψίας που επιλέχθηκε για την πραγματοποίηση των προσομοιώσεων αυτού του κεφαλαίου ήταν $2e-5$ sec που αντιστοιχεί σε 50.000 δείγματα το δευτερόλεπτο. Προφανώς ο χρόνος στον οποίο αναφερόμαστε είναι ο χρόνος προσομοίωσης ο οποίος σε καμία περίπτωση και κανέναν τρόπο δε σχετίζεται με τον πραγματικό χρόνο.



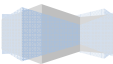
5.47: Επάνω: Ρεύματα αναφοράς (λεπτομέρεια)

Κάτω δεξιά: Ρεύματα αναφοράς.

Κάτω αριστερά: Ίσχος του πέρατος του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα. Για λόγους εποπτικούς το διάνυσμα κατάστασης του αντιστροφέα πολλαπλασιάζεται με σταθερά που μεταβάλλεται με το χρόνο της προσομοίωσης σύμφωνα με την εξίσωση: $-C = (45*u)/((6.5*u)^2 + u + 1)$, όπου u ο χρόνος της προσομοίωσης



5.48: Ίχνος του πέρατος του διανύσματος της μαγνητικής ροής κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Δίνονται διαδοχικά στιγμιότυπα. Ο αναγνώστης μπορεί να διακρίνει τα στάδια της εκκίνησης του κινητήρα (η ροή αυξάνει) καθώς και τη βηματική αλλαγή στην εντολή της ροής. Τα δύο επίπεδα ροής που περιλαμβάνει η εντολή αντιστοιχούν στους δύο ομόκεντρους κύκλους του τελευταίου σχήματος όπου φαίνεται ολόκληρη η πορεία της προσομοίωσης.



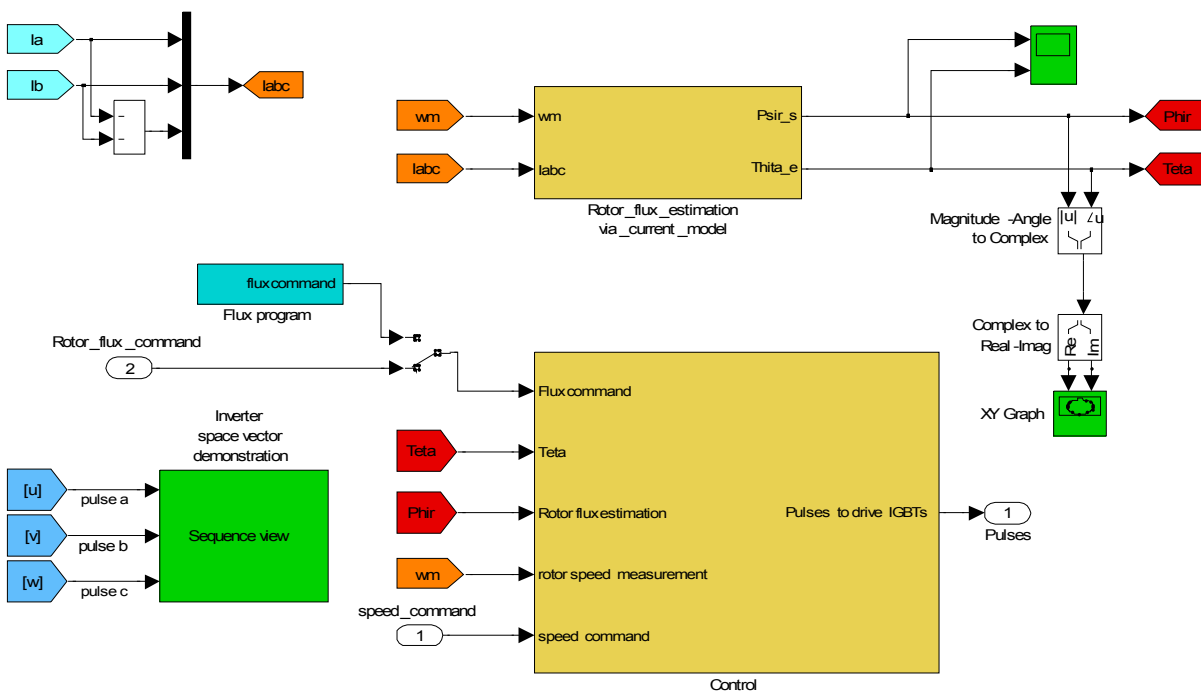
5.2.3.2.3 ΔΙΑΝΥΣΜΑΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ ΤΑΣΕΩΝ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΚΑΙ SVPWM ΤΕΧΝΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ

Η υλοποίηση αυτή του διανυσματικού ελέγχου διαφέρει ως προς τις δύο προηγούμενες στην τεχνική διαμόρφωσης του εύρους των παλμών του αντιστροφέα. Στην τεχνική αυτή τα πρωτεύοντα σήματα αναφοράς είναι πάλι οι συνιστώσες ευθέως και εγκάρσιου άξονα του ρεύματος στάτη όπως προκύπτουν στην έξοδο των PI ελεγκτών ταχύτητας και ροής. Ο προσανατολισμός είναι και εδώ με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Η εκτίμηση του διανύσματος αυτού γίνεται άμεσα με χρήση του μοντέλου ρευμάτων του κινητήρα. Τα ρεύματα αναφοράς με χρήση του μοντέλου της μηχανής επαγωγής σε στατό πλαίσιο αναφοράς μετασχηματίζονται σε τάσεις αναφοράς δύο καθέτων αξόνων σε στατό επίσης πλαίσιο αναφοράς. Οι τάσεις αυτές κανονικοποιούνται (πολλαπλασιάζονται με κατάλληλη σταθερά ώστε ο αντιστροφέας να παραμένει στη γραμμική περιοχή λειτουργίας του) και τροφοδοτούνται σε κατάλληλο μπλοκ της matlab που υλοποιεί τον αλγόριθμο SVPWM.

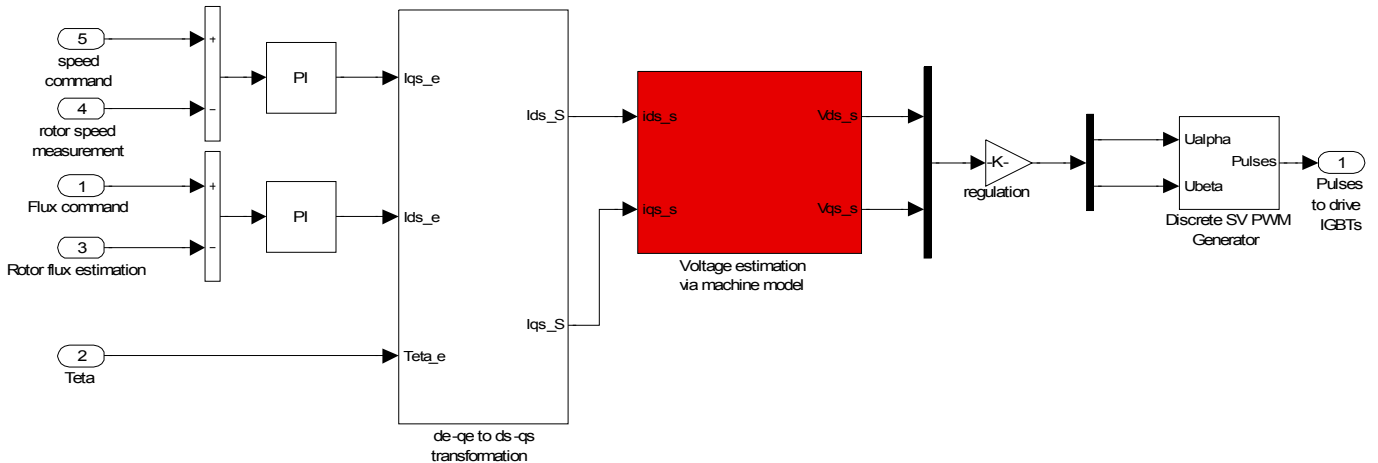
Η υλοποίηση αυτή παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον ανάμεσα στις ποικίλες υλοποιήσεις του διανυσματικού ελέγχου καθώς υιοθετεί την Space Vector τεχνική διαμόρφωσης. Αν και η τεχνική του ελέγχου του ρεύματος σε ζώνη υστέρησης είναι η πλέον απλή για χρήση στην περίπτωση του διανυσματικού ελέγχου (όπου η πρωτογενής απόφαση του ελέγχου έχει να κάνει με τις συνιστώσες φορτίου και μαγνήτισης των ρευμάτων του στάτη), η τεχνική Space Vector είναι που φαίνεται να εναρμονίζεται βέλτιστα με τον έλεγχο. Τόσο η φιλοσοφία της SVPWM όσο και τα πλεονεκτήματά της σε σχέση με τον έλεγχο σε ζώνη υστέρησης, όπως εν μέρει αναλύθηκαν στο 3^ο κεφάλαιο και αναμένεται να συζητηθούν από την ενεργειακή σκοπιά στο 6^ο, είναι που την κάνουν ιδιαίτερης σημασίας στο παρών σύγγραμμα.

Παρακάτω δίνονται ως συνήθως τα μπλόκ διαγράμματα και οι προσομοιωμένες αποκρίσεις του ελέγχου:

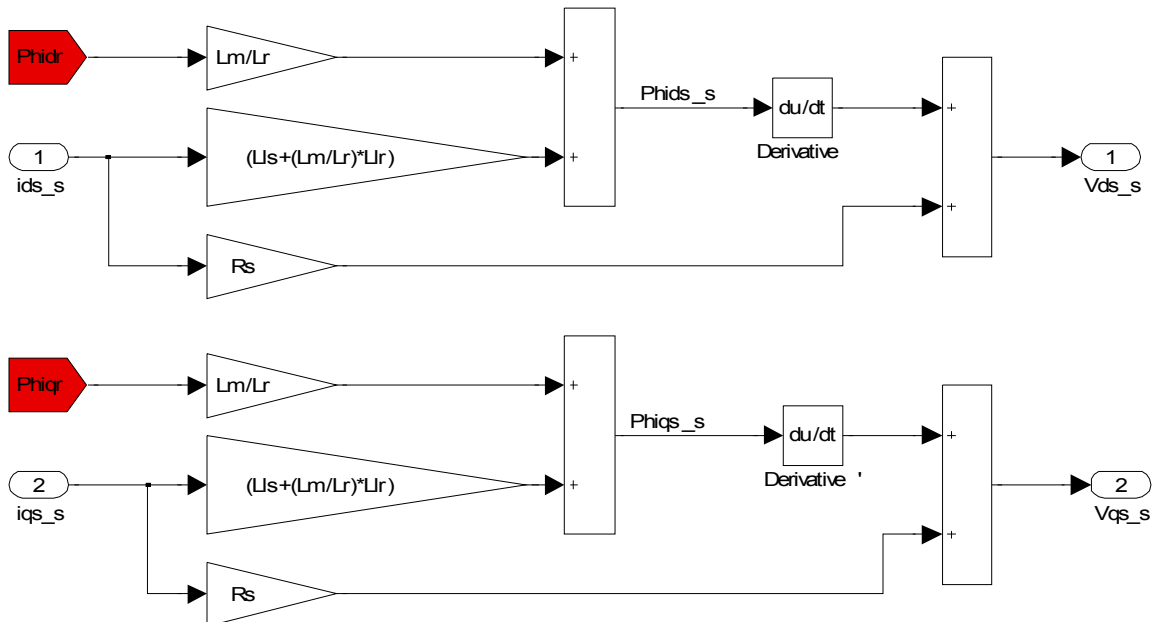
- Vector Control Algorithm (Αλγόριθμος διανυσματικού ελέγχου)



ο Control (Έλεγχος)

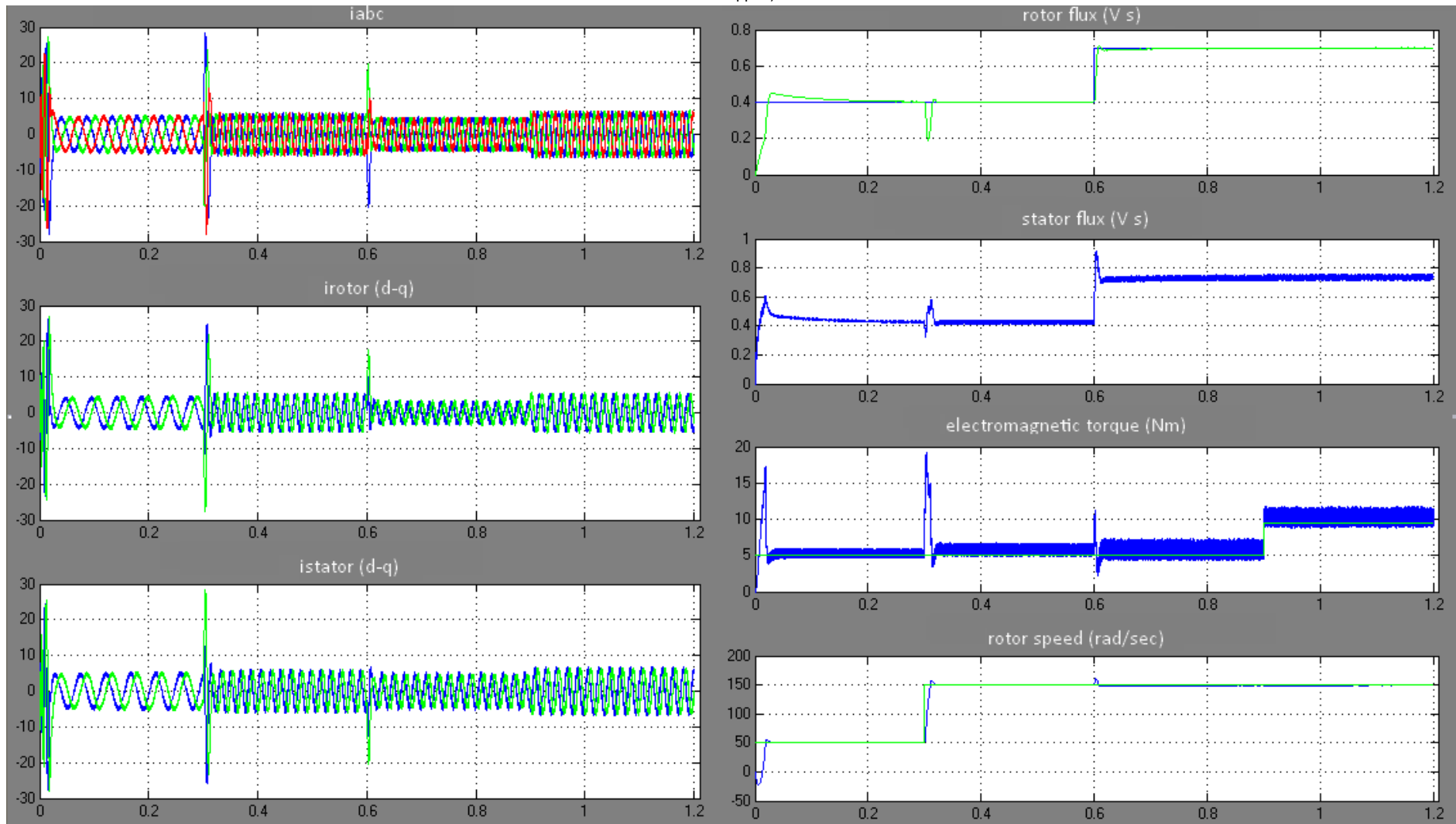


- *Voltage estimation via machine model (Εκτίμηση των τάσεων αναφοράς με χρήση του μοντέλου της μηχανής)*



Για την ευκολότερη κατανόηση του παραπάνω μοντέλου συστήνεται στον αναγνώστη η μελέτη του μπλοκ διαγράμματος (4.21) σε συνδυασμό με το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων (ds-qs) του σχήματος (4.20)

Οι αποκρίσεις του ελέγχου είναι ακαριαίες. Και σε αυτή την περίπτωση η ιδανική αυτή συμπεριφορά είναι πλασματική καθώς υποθέσαμε δυνατότητα τέλειας μέτρησης των αναδράσεων, απουσία παρεμβολών, βέλτιστη παραγωγή των παλμών ελέγχου του αντιστροφέα, σταθερότητα των παραμέτρων της μηχανής, πλήρη χρονισμό της λειτουργίας του συστήματος, μηδενικές καθυστερήσεις στην επεξεργασία των σημάτων. Η ταχύτητα της απόκρισης των μεγεθών γίνεται ακόμη μεγαλύτερη με την υιοθέτηση μεγάλων κερδών στους PI ελεγκτές, κέρδη που στην πράξη είναι πολύ δύσκολο να εφαρμοστούν καθώς πολύ πιο εύκολα μπορούν να οδηγήσουν το φυσικό σύστημα σε αστάθεια. Η χρήση PID ελεγκτών θα έδινε ακόμα πιο βελτιωμένες αποκρίσεις. Ωστόσο ο

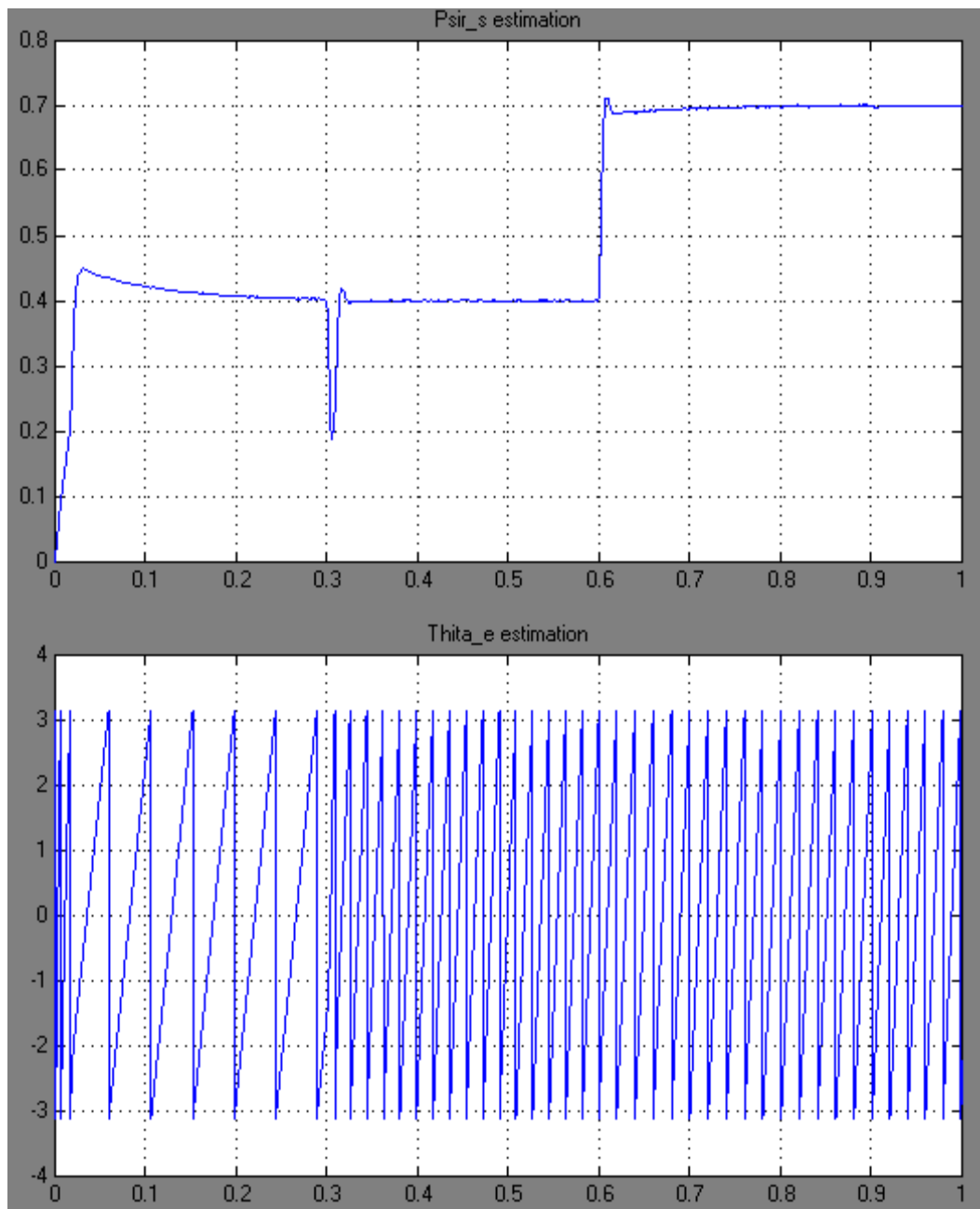


5.49: Αποτελέσματα προσομοίωσης λειτουργίας του συστήματος κίνησης με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό με το πεδίο του δρομέα.

Οι τιμές των κερδών των PI ελεγκτών ήταν:

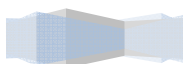
Του PI ελεγκτή της ταχύτητας ήταν: $K_i = 500$, $K_p = 180$

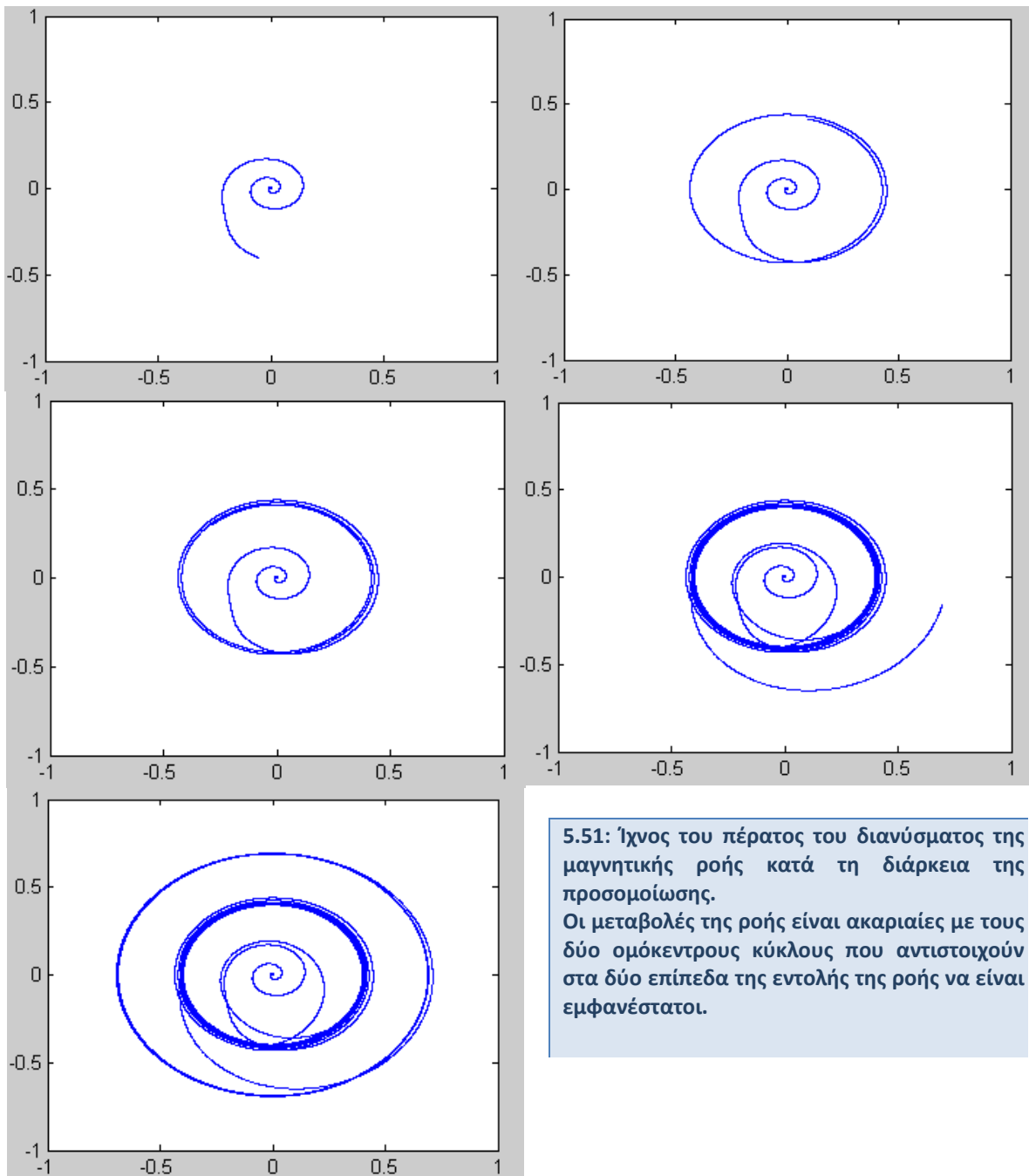
Του PI ελεγκτή της ροής: $K_i = 2000$, $K_p = 300$



5.50: Εκτίμηση του διανύσματος της μαγνητικής ροής του δρομέα με χρήση του μοντέλου ρευμάτων της μηχανής. Πάνω φαίνεται το πλάτος και κάτω η γωνία του διανύσματος της ροής

D όρος εμπλέκει προβλήματα αστάθειας και ταλαντώσεων στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του συστήματος που στην πράξη είναι ανεπιθύμητα. Έτσι συνήθως ο D όρος του PID ελεγκτή συνοδεύεται από ένα πολύ μικρό κέρδος πρακτικά μηδενικό για τις περισσότερες εφαρμογές.





5.51: Ίχνος του πέρατος του διανύσματος της μαγνητικής ροής κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης.

Οι μεταβολές της ροής είναι ακαριαίες με τους δύο ομόκεντρους κύκλους που αντιστοιχούν στα δύο επίπεδα της εντολής της ροής να είναι εμφανέστατοι.

Στο σημείο αυτό ολοκληρώθηκε η προσομοίωση του κινητήριου συστήματος. Μοντελοποιήθηκαν τα συνιστώμενα του μέρη, μοντελοποιήθηκε το πλήρες σύστημα και προσομοιώθηκε η λειτουργία του υπό διάφορους αλγορίθμους ελέγχου. Η εμπειρία που αποκτήθηκε για τη συμπεριφορά του συστήματος αποδείχθηκε πολύτιμη κατά τη διάρκεια της κατασκευής της φυσικής διατάξεως.

Στο υπόλοιπο τμήμα του παρόντος κεφαλαίου περιγράφεται η φυσική διάταξη, γίνεται αναφορά στα κυριότερα βήματα κατασκευής της και στα προβλήματα που προέκυψαν στην πορεία αυτής της διαδικασίας.

5.3 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Στο σχήμα (5.1) του παρόντος κεφαλαίου δόθηκε ήδη το μπλοκ διάγραμμα του συστήματος κίνησης. Στα παρακάτω δίνεται σύντομη περιγραφή της φυσικής υλοποίησης των συνιστώντων μερών του συστήματος κίνησης.

5.3.1 ΠΗΓΗ ΙΣΧΥΟΣ ΚΑΙ ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ

Η πηγή ισχύος του συστήματος κίνησης είναι το τριφασικό δίκτυο χαμηλής τάσεως του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών. Χρησιμοποιήθηκε αυτομετασχηματιστής 0-400V ώστε να είναι δυνατή η ρύθμιση του επιπέδου της d.c. τάσεως τροφοδοσίας του αντιστροφέα και να υπάρχει γαλβανική απομόνωση με το σύστημα τροφοδοσίας.

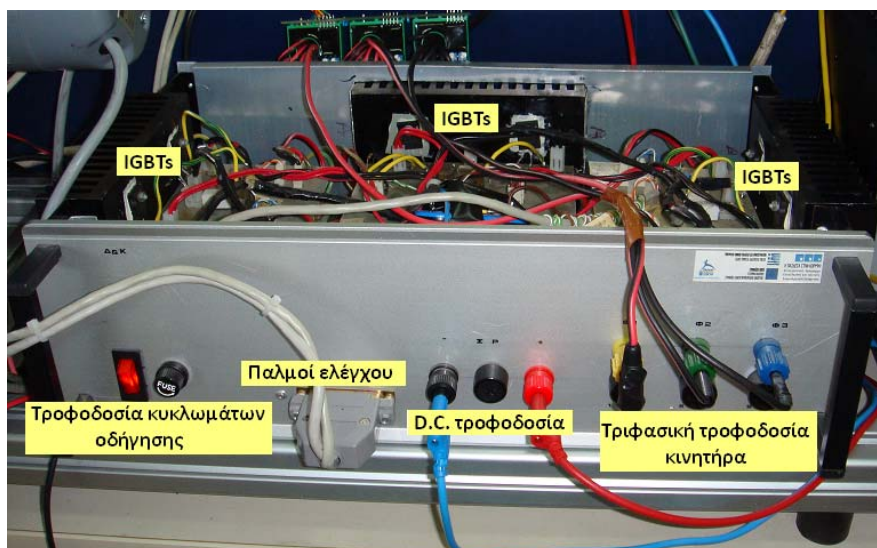
Για την ανόρθωση της τάσεως χρησιμοποιήθηκε τριφασική μη ελεγχόμενη ανόρθωση διόδων. Η σχετική διάταξη (εικόνα (5.52)) ανήκει στον εξοπλισμό του εργαστηρίου για την κάλυψη των εκπαιδευτικών και ερευνητικών δραστηριοτήτων. Πρόκειται για μια τριφασική γέφυρα διόδων. Η συσκευή προστατεύεται με ασφάλειες τήξεως σε κάθε φάση της τροφοδοσίας. Ο περιστροφικός διακόπτης παραμένει μόνιμα στη θέση «1» και όλοι οι χειρισμοί τροφοδότησης της διάταξης γίνονται μέσω του αυτομετασχηματιστή (κοινά γνωστός ως variac)



5.52: Τριφασική ανόρθωση διόδων

5.3.2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ

Χρησιμοποιήθηκε πρότυπος αντιστροφέας πηγής τάσεως δύο επιπέδων του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος (εικόνα (5.53)).



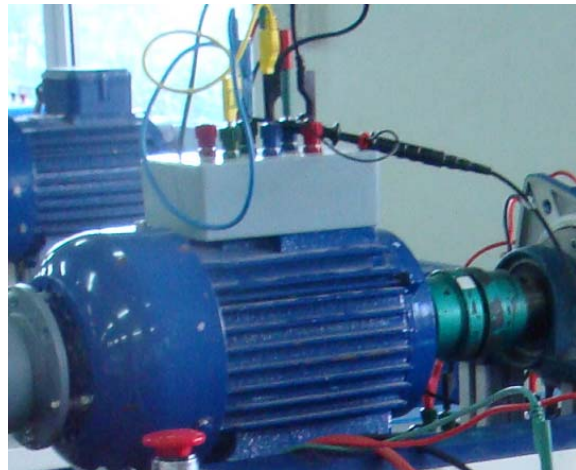
5.53: Πρότυπος αντιστροφέας εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του Ε.Μ.Π.

Η διάταξη του αντιστροφέα περιλαμβάνει εκτός της τριφασικής γέφυρας των διακοπτικών στοιχείων (IGBTs) τα κυκλώματα οδήγησης και προστασίας των ελεγχόμενων διακοπών. Απαιτούνται μόνο τρεις παλμοί οδήγησης από το DSP (ένας για κάθε κλάδο της γέφυρας) με τους άλλους τρεις να παράγονται από τα κυκλώματα οδήγησης του αντιστροφέα. Η παραγωγή των συμπληρωματικών παλμών εξηγείται λεπτομερέστερα στο κομμάτι της ανάλυσης του μπλοκ επεξεργασίας των παλμών

ελέγχου ύστερα από την παραγωγή τους στις ψηφιακές εξόδους του DSP. Η hard υλοποίηση των συμπληρωματικών παλμών προσφέρει επιπλέον ασφάλεια καθώς αποκλείει την βραχυκύκλωση της πηγής λόγω λάθους στο σχεδιασμό του αλγορίθμου ελέγχου ή λάθους στη σύνδεση των ψηφιακών εξόδων του DSP από τις οποίες λαμβάνονται οι παλμοί ελέγχου του αντιστροφέα με τα κυκλώματα οδήγησης του τελευταίου. Ο αντιστροφέας απαιτεί ξεχωριστή τροφοδοσία 400V, 50Hz για τη λειτουργία των κυκλωμάτων ελέγχου. Η συσκευή προστατεύεται από ασφάλειες τήξεως στην είσοδο της d.c. τροφοδοσίας (d.c. bus), στις τρεις φάσεις που τροφοδοτούν τον κινητήρα όπως και στην ανεξάρτητη τροφοδοσία των κυκλωμάτων ελέγχου.

5.3.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΚΑΙ ΦΟΡΤΙΟ

Χρησιμοποιήθηκε τριφασικός κινητήρας επαγωγής 2Hp, 400V, 50Hz του εργαστηρίου (εικόνα (5.54)). Οι παράμετροι του κινητήρα όπως μετρήθηκαν και υπολογίσθηκαν στα πλαίσια παλαιότερων διπλωματικών εργασιών είναι αυτές του πίνακα (5.23). Για τη φόρτιση του κινητήρα επαγωγής χρησιμοποιήθηκε μηχανή συνεχούς ρεύματος η οποία συνδεσμολογήθηκε ως γεννήτρια (εικόνα (5.56)) τροφοδοτώντας με τη σειρά της ωμικό φορτίο. Τα κύρια κατασκευαστικά στοιχεία της μηχανής συνεχούς δίνονται στον πίνακα (5.55).



5.54: Κινητήρας επαγωγής 2Hp

Ονομαστική ισχύς	3,75 Hp
Τάση/ρεύμα τυμπάνου	170V / 18.6A
Τάση/ρεύμα τυλίγματος διεγέρσεως	196V / 0.8A

5.55: Παράμετροι μηχανής συνεχούς ρεύματος

Στη μηχανή συνεχούς ρεύματος είναι προσαρμοσμένος βοηθητικός τριφασικός ασύγχρονος κινητήρα κλασματικής ισχύος για την εξασφάλιση σταθερής ψύξεως της μηχανής συνεχούς μέσω κατάλληλου συστήματος φυσητήρα.

Επίσης η μηχανή συνεχούς διαθέτει διάταξη μέτρησης ροπής. Η διάταξη αυτή δεν αναλύεται στο παρών σύγγραμμα καθώς βρίσκεται ακόμα στο στάδιο της κατασκευής και δε χρησιμοποιήθηκε για την πραγματοποίηση μετρήσεων.

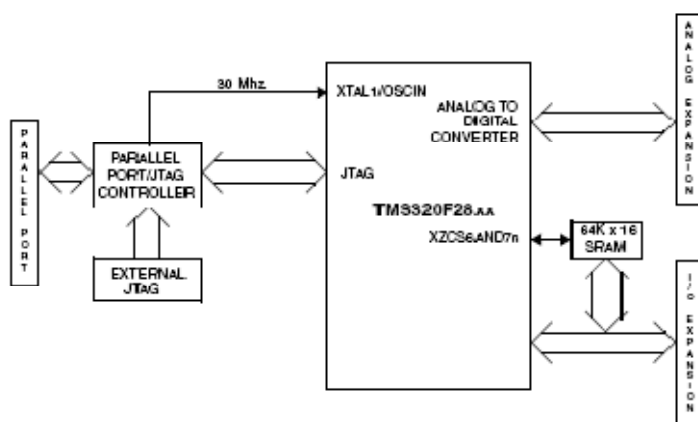


5.56: Μηχανή συνεχούς ρεύματος. Λειτουργεί ως γεννήτρια

Η μηχανή συνεχούς συνδεσμολογήθηκε ως γεννήτρια ξένης διεγέρσεως με το τυλίγμα διεγέρσεως να τροφοδοτείται από ανεξάρτητο τροφοδοτικό του εργαστηρίου. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίστηκε η δυνατότητα ρύθμισης της ροπής του φορτίου μέσω συνδυασμένης ρύθμισης των αντιστάσεων που τροφοδοτεί η d.c. γεννήτρια και της d.c. τάσεως τροφοδοσίας του τυλίγματος διεγέρσεως.

5.3.4 DSP (DIGITAL SIGNAL PROCESSOR) – ΜΕΤΡΗΣΗ ΚΑΙ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΑΝΑΔΡΑΣΕΩΝ

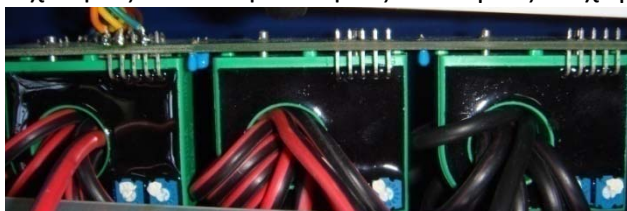
Χρησιμοποιήθηκε ο επεξεργαστής σήματος eZdsp F2812 της Texas Instruments ο οποίος υποστηρίζεται από το περιβάλλον Simulink της Matlab. Το μπλοκ διάγραμμα του επεξεργαστή φαίνεται στο σχήμα (5.57). Ως ξενιστής υπολογιστής του DSP χρησιμοποιήθηκε ένας επιτραπέζιος προσωπικός υπολογιστής γενικού σκοπού του εργαστηρίου με την επικοινωνία μεταξύ τους να γίνεται μέσω της παράλληλης θύρας του υπολογιστή και με βάση κατάλληλο πρωτόκολλο επικοινωνίας (πρωτόκολλο χειραψιάς).



5.57: Μπλοκ διάγραμμα του επεξεργαστή σήματος eZdsp™ F2812 όπως παρέχεται από τον κατασκευαστή στο τεχνικό εγχειρίδιο του DSP

Για τη σωστή μέτρηση των σημάτων αναδράσεως δημιουργήθηκε ένας κοινός κόμβος αναφοράς για όλα τα συνιστώσα κυκλώματα του συστήματος ελέγχου. **Όλα τα σήματα εισόδου και εξόδου του DSP αναφέρονται σε αυτόν τον κόμβο αναφοράς.**

Τα επιθυμητά σήματα αναδράσεως είναι τα ρεύματα των τριών φάσεων και ένα σήμα ταχύτητας του κινητήρα. Τα ρεύματα του κινητήρα μετρήθηκαν με χρήση τριών LEM ρεύματος, τα οποία συμπεριφέρονται ως εξαρτημένες πηγές τάσεως από ρεύμα (εικόνα (5.58)). Ο αριθμός των περιελίξεων του καλωδίου τροφοδοσίας του κινητήρα εντός του αισθητηρίου είναι που καθορίζει τη σταθερά μετατροπής της εξαρτημένης πηγής. Ο μέγιστος δυνατός αριθμός περιελίξεων χρησιμοποιήθηκε ώστε να επιτευχθεί η καλύτερη δυνατή ακρίβεια. Συγκεκριμένα έγιναν 8 περιελίξεις και για ονομαστικό ρεύμα κινητήρα $I_N = 3.6A$ η τάση εξόδου των LEM μετρήθηκε $V_{\text{peak to peak}} = 500mV$. Το σήμα ταχύτητας είναι η τάση εξόδου μιας ταχογεννήτριας. Η ταχογεννήτρια είναι d.c.



5.58: LEM ρεύματος. Τοποθετούνται στις τρεις φάσεις που τροφοδοτούν τον κινητήρα

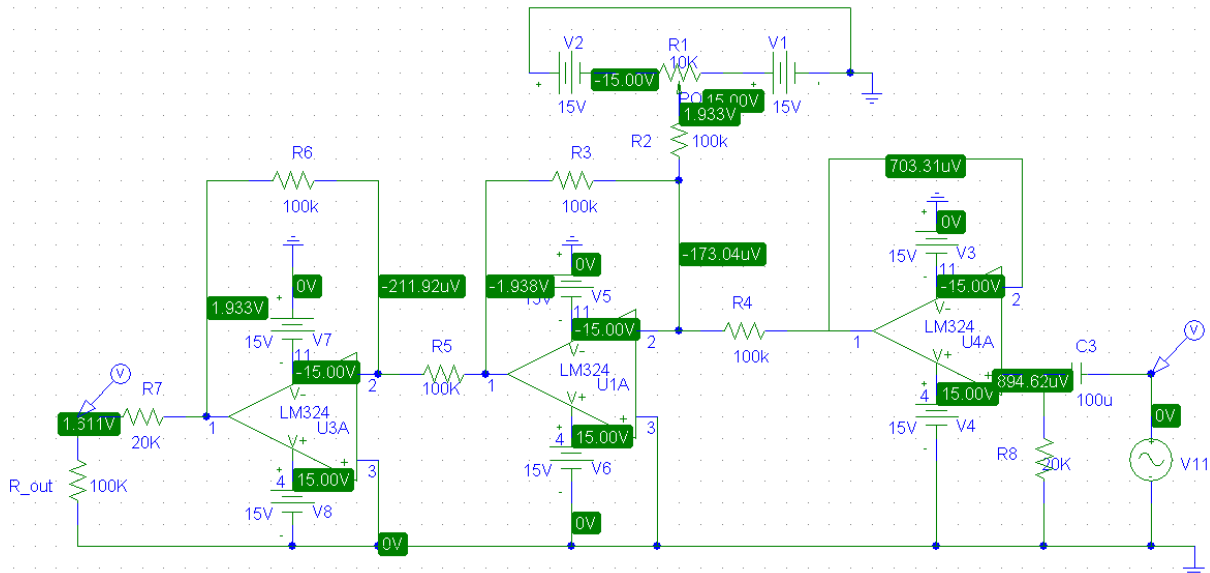
γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη, με ευαισθησία $0.06V/rpm$, μέγιστη ταχύτητα περιστροφής $8000rpm$ και μέγιστο ρεύμα εξόδου $250mA$. Τα σήματα αναδράσεως πρέπει να τροφοδοτηθούν στις αναλογικές θύρες του DSP προς ψηφιοποίηση. Κάτι τέτοιο δε μπορεί να συμβεί πάρα μόνο

μετά από κατάλληλη επεξεργασία τούτων των σημάτων που θα τα κάνει να ικανοποιούν τις απαιτήσεις που θέτει το DSP για την ασφαλή λειτουργία του και θα δίνει τη

δυνατότητα αποδοτικής μέτρησης των συγκεκριμένων μεγεθών. Συγκεκριμένα τα σήματα ανάδρασης πρέπει να βρίσκονται εντός του διαστήματος (0V, +3,3V) ως προς τον κοινό κόμβο αναφοράς. Υπέρβαση αυτών των ορίων έστω και για 1V έχει ως αποτέλεσμα την άμεση καταστροφή του ψηφιακού επεξεργαστή σήματος και για αυτό λαμβάνεται κατάλληλη πρόνοια.

5.3.4.1 ΠΡΟΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΜΕΤΡΟΥΜΕΝΩΝ ΡΕΥΜΑΤΩΝ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΡΟΩΘΗΣΗ ΤΟΥΣ ΣΤΙΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΕΣ ΘΥΡΕΣ ΤΟΥ DSP

Τα LEM ρεύματος, όταν μετρούν ημιτονοειδή ρεύματα σαν αυτά του κινητήρα παράγουν στην έξοδό τους ημιτονοειδείς τάσεις με μηδενική d.c. συνιστώσα και πλάτος ανάλογο του πλάτους των ρευμάτων. Είναι προφανές πως η τάση αυτή εξόδου των LEM δε μπορεί να τροφοδοτηθεί απ' ευθείας στο DSP. Για την άρση τούτου του αδιεξόδου κατασκευάστηκε κατάλληλο κύκλωμα (αποτελούμενο από τελεστικούς ενισχυτές και παθητικά στοιχεία) το οποίο υπερθέτει d.c. offset στην εκάστοτε τάση εισόδου του. Η κατασκευή έγινε ώστε να προσφέρει δυνατότητα ρύθμισης του d.c. offset μέσω ροοστάτη. Κατασκευάστηκαν δύο πλακέτες, η μια με δύο τέτοια πανομοιότυπα κυκλώματα (δυνατότητα επεξεργασίας των σημάτων αναδράσεως των δύο εκ των τριών φάσεων του κινητήρα) και η δεύτερη με ένα αντίγραφο αυτού του κυκλώματος. Η χρήση της δεύτερης πλακέτας μπορεί να παραληφθεί και το ρεύμα της τρίτης φάσεως να εξαχθεί από τα υπόλοιπα δύο. Στην παρούσα υλοποίηση επιλέχθηκε η μέτρηση των ρευμάτων και των τριών φάσεων για λόγους επιβεβαίωσης της ορθότητας των μετρούμενων αναδράσεων. Στο σχήμα (5.59) φαίνεται το κύκλωμα που προσθέτει d.c. Offset στην τάση εισόδου. Επίσης φαίνονται οι προσομοιωμένες στο PSpice d.c. τάσεις των κόμβων του κυκλώματος.

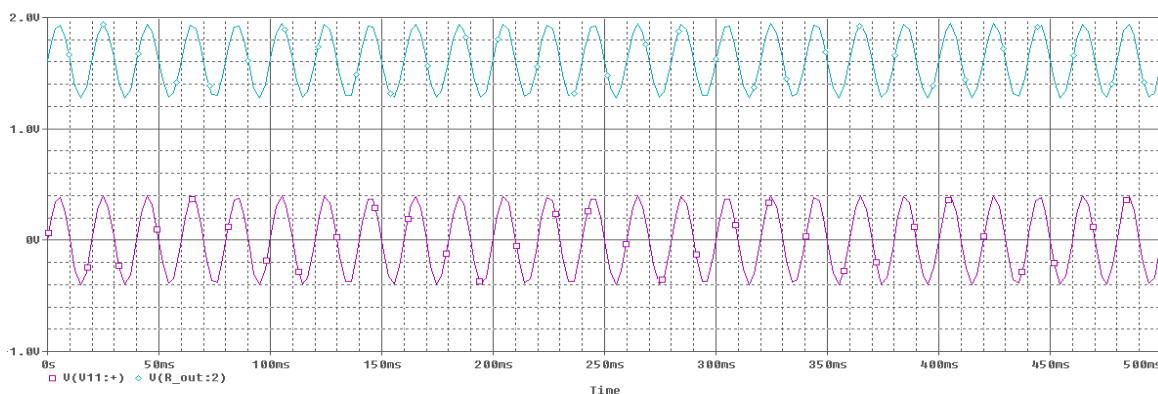


5.59: Schematics του κυκλώματος υπέρθεσης d.c. offset στο PSpice και d.c. τάσεις κόμβων

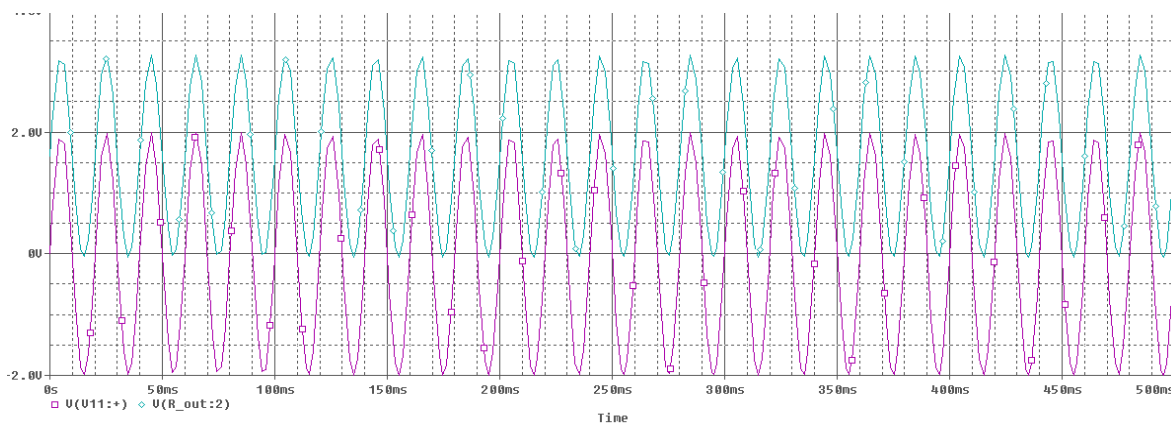
Από την είσοδο στην έξοδο του κυκλώματος διακρίνονται τρεις τελεστικού ενισχυτές. Ο πρώτος λειτουργεί ως απομονωτής (buffer), ο δεύτερος εισάγει το d.c. offset, και επειδή λειτουργεί σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία χρησιμοποιείται τρίτος, και αυτός σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία, ώστε το σήμα να επανέλθει στην αρχική του μορφή έχοντας πλέον κατάλληλη d.c. συνιστώσα. Στην είσοδο του κυκλώματος συνδέεται και πυκνωτής για την αποκοπή πιθανής d.c. συνιστώσας του σήματος εισόδου που θα έχει ως αποτέλεσμα λανθασμένη πόλωση του σήματος εξόδου και καταστροφή

του DSP. Οι τιμές των αντιστάσεων επιλέχθηκαν κατάλληλα ώστε το κύκλωμα να εισάγει κέρδος κοντά στη μονάδα. Ο ροοστάτης έχει ρυθμιστεί κατάλληλα ώστε το d.c. offset να είναι περί τα 1.6V και έτσι η a.c. τάση εξόδου των LEM τελικά να κεντράρεται γύρω από τη μέση της ζώνης ασφαλούς λειτουργίας του DSP όσον αφορά τα αναλογικά σήματα εισόδου.

Στο σχήμα (5.60) φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για ημιτονοειδή τάση εισόδου πλάτους 250mV που αντιστοιχεί σε ονομαστικό ρεύμα του κινητήρα. Η έξοδος έχει το επιθυμητό d.c. offset. Το κέρδος που εισάγει το κύκλωμα είναι 0.8 (η τάση εξόδου έχει πλάτος 200mV) ενώ η καθυστέρηση φάσεως είναι αμελητέα. Στην οριακή περίπτωση που η τάση εισόδου έχει πλάτος 2V, που αντιστοιχεί σε ρεύμα γραμμής του κινητήρα 28,8A η τάση εξόδου εξακολουθεί να παραμένει εντός των ορίων ασφαλούς λειτουργίας του DSP (σχήμα (5.61)). Είναι προφανές πως υπάρχει μεγάλο περιθώριο ασφάλειας το οποίο θα προστατέψει το DSP στην περίπτωση που μεγάλα ρεύματα ρέουν προς τη μηχανή λόγω σφάλματος στη διάταξη ή κακής λειτουργίας του αλγορίθμου ελέγχου. Άλλωστε, ασφάλειες τήξεως στις φάσεις της μηχανής επιλέγονται αυτές των 6A. Έτσι εξασφαλίζεται πως δε θα ρέουν προς τη μηχανή ρεύματα που μέσω των αναδράσεων θα καταστρέψουν το DSP. Στα σχήμα (5.62) φαίνεται η σχετική πλακέτα (περιλαμβάνει δύο αντίγραφα του εν λόγω κυκλώματος) που κατασκευάστηκε στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας από τον γράφον. Κατασκευάστηκε σε ξεχωριστή πλακέτα ένα ακόμα αντίγραφο του κυκλώματος για την ανάδραση του ρεύματος της τρίτης φάσεως του κινητήρα.

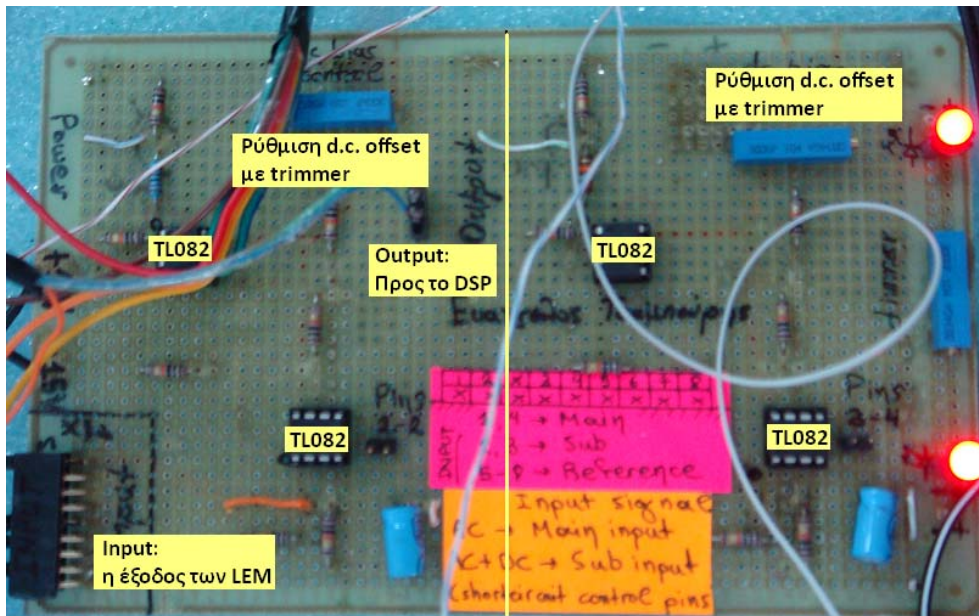


5.60: Προσομοίωση λειτουργίας του κυκλώματος για a.c. τάση εισόδου πλάτους 250mV. Η τάση εξόδου έχει το επιθυμητό d.c. offset



5.61: Προσομοίωση λειτουργίας του κυκλώματος για a.c. τάση εισόδου πλάτους 2V. Η τάση εξόδου έχει το επιθυμητό d.c. offset και είναι οριακά εντός των ορίων ασφαλούς λειτουργίας του DSP

Για την υλοποίηση της πλακέτας χρησιμοποιήθηκαν τα ευρέως γνωστά ολοκληρωμένα TL082. Κάθε TL082 περιλαμβάνει δύο τελεστικούς ενισχυτές. Για τη λειτουργία τους και για την παραγωγή του d.c. offset απαιτήθηκε τροφοδοσία 0V - +15V. Χρησιμοποιήθηκε τροφοδοτικό του εργαστηρίου, του οποίου ο κόμβος αναφοράς ταυτίστηκε με τον κοινό κόμβο αναφοράς των κυκλωμάτων ελέγχου.



5.62: Πλακέτα κυκλώματος υπέρθεσης d.c. offset (x2)

5.3.4.2 ΠΡΟΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΣΗΜΑΤΟΣ ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΡΩΘΗΣΗ ΤΟΥ ΣΤΙΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΕΣ ΘΥΡΕΣ ΤΟΥ DSP

Για τη μέτρηση του σήματος ταχύτητας χρησιμοποιήθηκε ταχογεννήτρια του εργαστηρίου. Η ταχογεννήτρια αυτή δίνει 0.06V/grm. Για λειτουργία λοιπόν του κινητήρα σε ονομαστική ταχύτητα και αμελώντας την ολίσθηση η ταχογεννήτρια θα έδινε τάση εξόδου $1500 \cdot 0.06 = 90V$ που θα κατέστρεφε ακαριαία το DSP. Προφανώς είναι απαραίτητος ο κατάλληλος υποβιβασμός της τάσεως μέσω διαιρέτη τάσεως (σχήμα (5.63)). Ο διαιρέτης αυτός κατασκευάστηκε ώστε να πληροί τις εξής προδιαγραφές:

- Μέγιστη μετρούμενη ταχύτητα κινητήρα 3000rpm ($V_{max} = 180V$) με το διαιρέτη τάσεως να δίνει στην έξοδό του έως 3V
- Ισχύς στη μεγάλη αντίσταση του διαιρέτη τάσεως μικρότερη των 0.5W

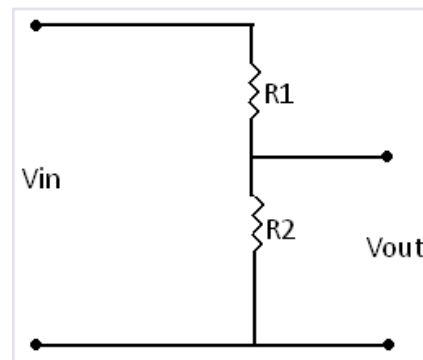
Παρακάτω δίνουμε σύντομα τον υπολογισμό των αντιστάσεων του διαιρέτη τάσεως. Τα κριτήρια που θέσαμε εύκολα μεταφράζονται στις εξής εκφράσεις:

$$(5.10) \quad \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3}{180}$$

$$(5.11) \quad P_{R1} = I^2 R_1 < 0.5W$$

όπου

$$(5.12) \quad I = \frac{V}{R_1 + R_2}$$



5.63: Διαιρέτης τάσεως (στην έξοδο της ταχογεννήτριας)

Επιλέγοντας $R_1=100K\Omega$ και κάνοντας χρήση της (5.10) υπολογίζουμε: $R_2 = 1.69K\Omega$. Με χρήση των (5.11) και (5.12) υπολογίζουμε την ισχύ στην αντίσταση R_1 η

οποία προκύπτει ίση με 0.313W τιμή που ικανοποιεί την προδιαγραφή. Το ρεύμα που διαρρέει το διαιρέτη τάσεως είναι 1.77mA. Επιλογή μεγαλύτερων αντιστάσεων θα μείωνε ακόμα περισσότερο την ισχύ στο διαιρέτη ωστόσο αποφεύγεται καθώς σε καμία περίπτωση δεν πρέπει η αντίσταση εισόδου του DSP (που είναι της τάξεως των MΩ) να γίνει συγκρίσιμη με τις αντιστάσεις του διαιρέτη τάσεως.

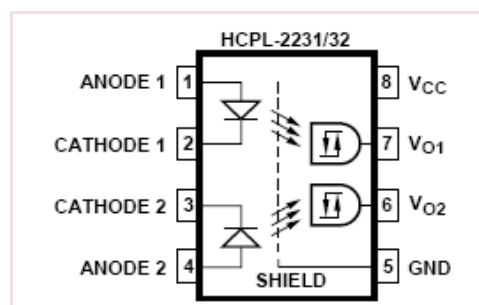
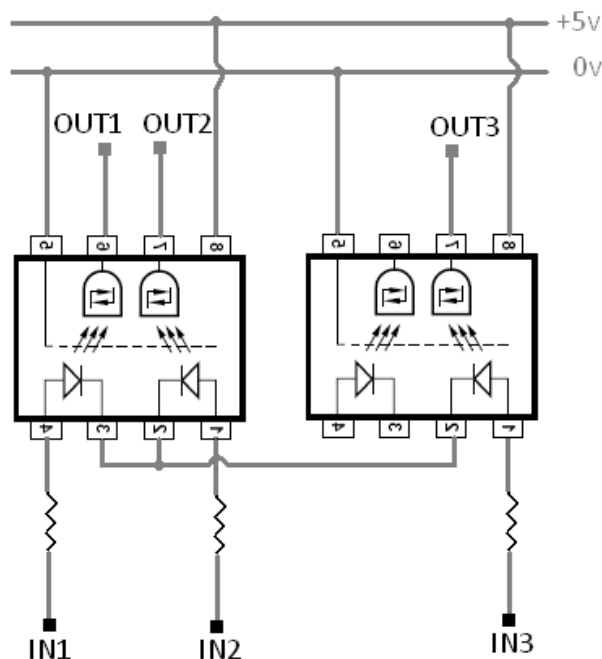
Μετά από τον διαιρέτη τάσεως το σήμα ταχύτητας μπορεί να τροφοδοτηθεί με ασφάλεια στις αναλογικές θύρες του DSP. Ωστόσο κατά τη δοκιμαστική λειτουργία της πειραματικής διάταξης αποδείχθηκε πως κάτι τέτοιο ήταν μη αποδοτικό καθώς το σήμα της ταχύτητας ήταν εξαιρετικά θορυβώδες. Περιείχε παράσιτα τόσο λόγω της λειτουργίας των ψηκτρών της ταχογεννήτριας, όσο και λόγω της λειτουργίας του αντιστροφέα (υψίσυχνος θόρυβος λόγω ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών). Για τη βελτίωση της ποιότητας της μετρήσεως υιοθετήθηκαν τα εξής:

- Χρησιμοποιήθηκε συνεστραμμένο ζεύγος καλωδίων από την ταχογεννήτρια μέχρι και τον διαιρέτη τάσεως
- Μετά τον διαιρέτη χρησιμοποιήθηκε βαθυπερατό παθητικό φίλτρο RC. Η επιλογή του πυκνωτή προέκυψε ως ο συμβιβασμός μεταξύ δυναμικής αποδόσεως και καθαρότητας της μέτρησης. Επιλέχθηκε πυκνωτής 47mF και αντίσταση της τάξεως των ΚΩ.

Παρά τις παραπάνω παρεμβάσεις διαπιστώθηκε φτωχή ποιότητα του σήματος ανάδρασης ταχύτητας. Λύση σε αυτό το πρόβλημα αναμένεται να δώσει η μελλοντική χρήση κωδικοποιητή ταχύτητας.

5.3.4.3 ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑ ΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥΣ ΑΠΟ ΤΙΣ ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΘΥΡΕΣ ΤΟΥ DSP ΚΑΙ ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΣΥΜΠΛΗΡΩΜΑΤΙΚΩΝ ΠΑΛΜΩΝ

Όπως ήδη αναφέρθηκε μόνο οι τρεις από τους έξι παλμούς ελέγχου παράγονται στις ψηφιακές εξόδους του DSP. Οι υπόλοιποι τρεις παλμοί προκύπτουν συμπληρωματικά. Άλλωστε ο αντιστροφέας υποστηρίζει παλμούς ελέγχου πλάτους 5V και το DSP παράγει στις ψηφιακές του εξόδους παλμούς 3,3V.

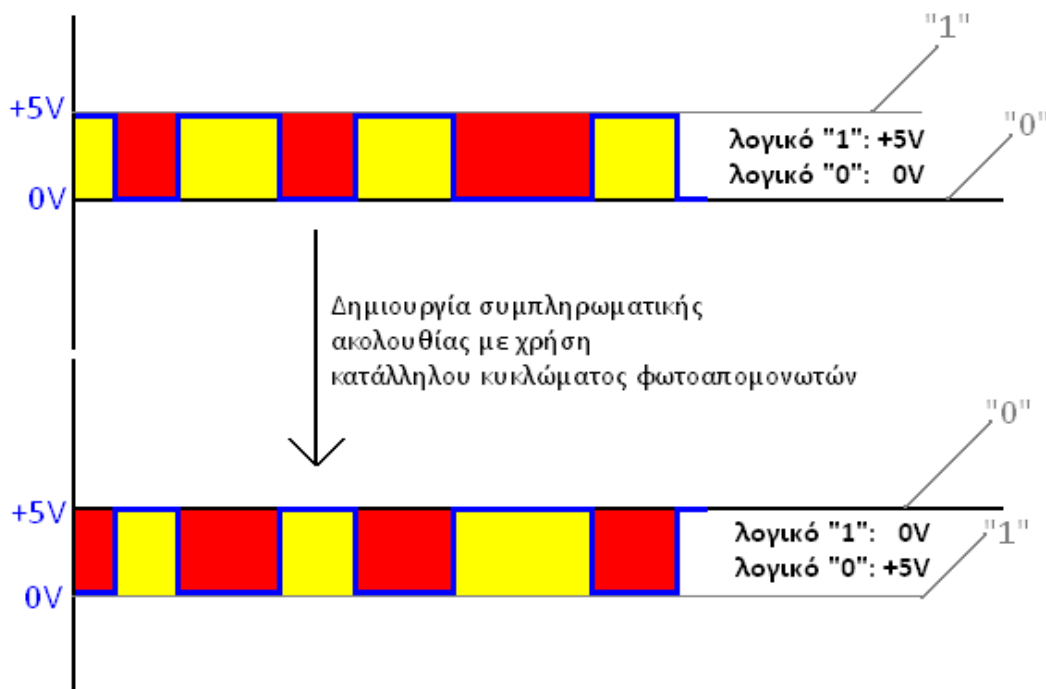


5.64: HCPL – 2231.

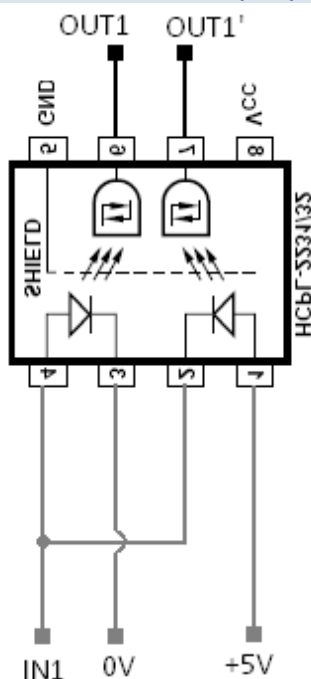
5.65: Επεξεργασία παλμών μετά την έξοδό τους από το DSP. Αποσαφήνιση και απομόνωση

Για την παραγωγή και των 6 παλμών ελέγχου πλάτους 5V του αντιστροφέα κατασκευάστηκε το κύκλωμα του σχήματος (5.65) στο οποίο χρησιμοποιήθηκαν ορτοcouplers A 2231 της HP (σχήμα (5.64)).

Το παραπάνω κύκλωμα υλοποιεί μια EX-OR λογική αποσαφήνισης των παλμών πριν το κύκλωμα ισχύος. Για οποιαδήποτε τάση εισόδου, ο κάθε ένας από τους τρεις παλμούς εξόδου είναι ή HI (+5V, αντιστοιχεί στο λογικό «1») ή LO (0V, αντιστοιχεί στο λογικό «0») πάντα ως προς τον κοινό κόμβο αναφοράς. Έτσι η εντολή ελέγχου είναι πάντα σαφής, ακόμα και σε περίπτωση κακής λειτουργίας του DSP λόγω σφάλματος στις αναφορές του συστήματος ή μετά από βλάβη. Στην έξοδο λοιπόν αυτού του κυκλώματος έχουμε τους τρεις παλμούς ελέγχου του αντιστροφέα. Οι συμπληρωματικού παλμοί προκύπτουν απλούστατα όπως εξηγείται στο σχήμα (5.66):



5.66: Δημιουργία συμπληρωματικής λογικής ακολουθίας μέσω της εναλλαγής της αντιστοίχισης των δύο επιπέδων τάσεως στις δύο λογικές καταστάσεις



Το κύκλωμα που υλοποιεί τη δημιουργία της συμπληρωματικής ακολουθίας είναι το εξής:

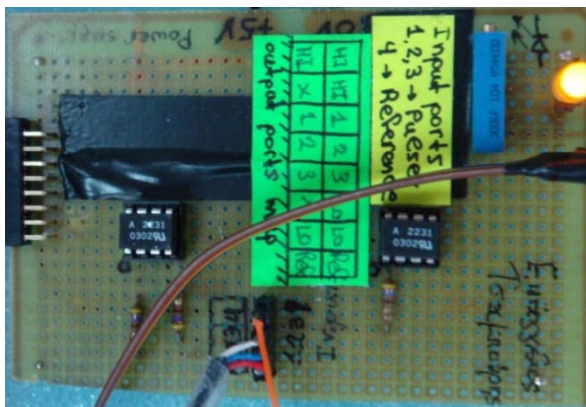
Το κύκλωμα αυτό συμπεριλαμβάνεται στον αντιστροφέα και δεν κατασκευάστηκε παρά μόνο οδηγήθηκαν σε αυτόν όλα τα απαραίτητα σήματα για τη δημιουργία των παλμών ελέγχου (0V, +5V και οι έξοδοι του κυκλώματος (5.65))

Φωτογραφία της πλακέτας του κυκλώματος αυτού φαίνεται στην εικόνα (5.68).

Η κατασκευή αυτού του κυκλώματος κρίθηκε απαραίτητη και εξαιρετικής σημασίας για την προστασία αμφότερων των κυκλωμάτων ισχύος και ελέγχου. Το κύκλωμα αυτό παρέχει:

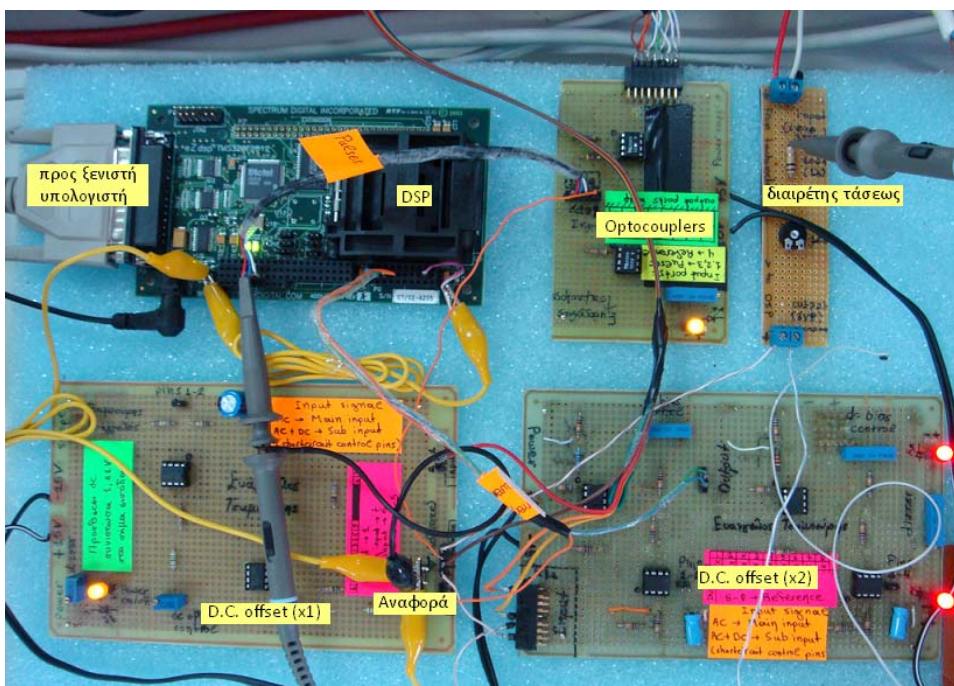
5.67: Διάταξη για τη δημιουργία της συμπληρωματικής ακολουθίας (για τους διακόπτες ενός κλάδου του αντιστροφέα)

- Ένα επιπλέον στάδιο απομόνωσης μεταξύ του DSP και των κυκλωμάτων οδήγησης του αντιστροφέα.
- Ψηφιοποίηση: Το σήμα εξόδου μπορεί να είναι μόνο HI ή LO (+5V ή 0V). Έτσι η έξοδος του δεν είναι ποτέ floating και εξασφαλίζεται η σωστή λειτουργία των κυκλωμάτων της εικόνας (5.67) για την παραγωγή των συμπληρωματικών ακολουθιών παλμών.



5.68: Optocouplers: Πλακέτα κυκλώματος αποσαφήνισης της εξόδου του DSP και απομόνωσης συστήματος ισχύος με σύστημα ελέγχου

Η πλήρης φυσική διάταξη του συστήματος ελέγχου φαίνεται στη φωτογραφία (5.69).



5.69: Πλήρης φυσική διάταξη του συστήματος ελέγχου (περιλαμβάνονται τα κυκλώματα προ και μετά επεξεργασίας)

5.4 ΣΥΝΟΨΗ

Στο παρών κεφάλαιο έγινε η μοντελοποίηση των συνιστώντων μερών του συστήματος ελέγχου κίνησης που συγκροτήθηκε στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του Ε.Μ.Π. στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Προσομοιώθηκε η λειτουργία του πλήρους συστήματος υπό διαφορετικούς αλγορίθμους ελέγχου και έγινε αναφορά στα βασικότερα σημεία της υλοποίησης του φυσικού συστήματος με έμφαση στο σύστημα ελέγχου. Το εν λόγω σύστημα κίνησης χρησιμοποιήθηκε για τη διεξαγωγή πειραματικών μετρήσεων.

Το επόμενο κεφάλαιο συνδυάζοντας θεωρητικές γνώσεις και πειραματικά δεδομένα όπως προέκυψαν από την εν λόγω διάταξη θίγει ζητήματα απωλειών και εξοικονόμησης ενέργειας στα συστήματα ελέγχου κίνησης με κινητήρες επαγωγής.

6 ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα προηγούμενα κεφάλαια της διπλωματικής εργασίας μελετήθηκαν εκτενώς η αρχή λειτουργίας, η μοντελοποίηση και ο έλεγχος του τριφασικού κινητήρα επαγωγής δρομέα τύπου κλωβού όταν τροφοδοτείται από αντιστροφέα πηγής τάσεως δύο επιπέδων. Ιδιαίτερη αναφορά έγινε και στους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος. Τέλος, περιγράφηκε η κατασκευή διάταξης κινητήρα επαγωγής και αντιστροφέα ελεγχόμενου από DSP και προσομοιώθηκε η λειτουργία του υπό διαφορετικούς αλγορίθμους ελέγχου.

Σε αυτό το σημείο έχουν αναπτυχθεί όλες οι θεωρητικές γνώσεις και τα πειραματικά εργαλεία που επιτρέπουν στη μελέτη να εστιάσει σε ζητήματα απωλειών του συστήματος κίνησης. Η μελέτη των απωλειών αυτών εμπλέκει προφανώς όλα τα συνιστώμενα μέρη του συστήματος με ιδιαίτερη έμφαση να δίνεται στον αντιστροφέα και τον κινητήρα, ενώ υιοθετεί αναλυτικές μεθόδους, μεθόδους προσομοίωσης και πείραμα. Πρόκειται κατ' ουσία για μια ευρεία περιοχή μελέτης και έρευνας που ιδιαίτερα την τελευταία δεκαετία χαίρει αυξημένου επιστημονικού ενδιαφέροντος. Παράλληλα με το επιστημονικό ενδιαφέρον, η βιομηχανία έχει αρχίσει ήδη να στρέφει το βλέμμα της στα συστήματα κίνησης υψηλής αποδόσεως που μπορούν να της προσφέρουν μειωμένες καταναλώσεις και συνεπαγόμενα οικονομικά οφέλη με παράλληλη βελτίωση της παραγωγικής διαδικασίας.

Η σχετική βιβλιογραφία καλύπτει μερικώς τα θέματα απωλειών και εξοικονόμησης ενέργειας. Παρά το έντονο ενδιαφέρον είναι το εύρος του αντικειμένου και η δυσκολία προσέγγισης που καθιστούν την απ' άκρον εις άκρον μελέτη σχεδόν αδύνατη. Ανάλογη είναι και η εικόνα που προσκομίζει κανείς μελετώντας τις σχετικές επιστημονικές δημοσιεύσεις με κάθε μια από αυτές να φωτίζει πλευρές μόνο του ζητήματος. Άλλωστε η όποια αναλυτική προσέγγιση εμφανίζει δυσκολίες στην εφαρμογή της και απαιτεί κόπο και υπολογιστικό χρόνο. Η προσομοίωση και το πείραμα αποτελούν ίσως τα κυριότερα εργαλεία της έρευνας. Ωστόσο και αυτά έχουν εγγενή μειονεκτήματα. Η προσομοίωση ενός συστήματος στηρίζεται στην αρχική μοντελοποίηση του συστήματος που είναι φύσει αφαιρετική και ενδεχομένως αγνοεί τα πραγματικά φαινόμενα. Το πείραμα διενεργείται με συγκεκριμένη διάταξη και η αναγωγή των αποτελεσμάτων σε αντίστοιχες διατάξεις είναι επίφοβη. Τα παραπάνω σε συνδυασμό με την ανάγκη για εξοικονόμηση και της μικρότερης ποσότητας ενέργειας δημιουργούν ένα πεδίο έρευνας γεμάτο προκλήσεις αλλά και δυσκολίες που περιμένουν τη λύση τους.

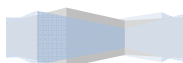
Στα πλαίσια αυτού του κεφαλαίου της διπλωματικής εργασίας δίνεται το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο για τη μελέτη των απωλειών του κινητήρα επαγωγής όταν αυτός τροφοδοτείται από μη ημιτονοειδείς τάσεις. Γίνεται η διάκριση των απωλειών του κινητήρα σε απώλειες θεμελιώδους, απώλειες δηλαδή στη θεμελιώδη συχνότητα και διακοπτικές απώλειες σε αρμονικές συχνότητες που προκύπτουν από τη λειτουργία του αντιστροφέα. Συζήτηση γίνεται γύρω από την ελαχιστοποίηση των

απωλειών τόσο στη θεμελιώδη όσο και στη διακοπτική συχνότητα ενώ εισάγονται απλά κριτήρια στον αλγόριθμο ελέγχου με στόχο τη βελτίωση της αποδόσεως του συστήματος οδήγησης. Τελικός στόχος του κεφαλαίου είναι η συγκρότηση ενός αλγορίθμου ελέγχου που θα λαμβάνει υπ' όψη κριτήρια απωλειών και θα προχωρεί στη συνδυασμένη βελτιστοποίηση του ελέγχου ως προς την επίδοση αλλά και την απόδοση. Ενδιάμεσος στόχος, απαραίτητος για την εξαγωγή ενός τροποποιημένου αλγορίθμου που χωρίς να αγνοεί την επίδοση θα παρακολουθεί και την απόδοση του συστήματος, είναι η εξαγωγή κατάλληλου τροποποιημένου μοντέλου του κινητήρα επαγωγής, μοντέλου που θα λαμβάνει υπ' όψη τις αυξημένες διακοπτικές απώλειες στον κινητήρα. Παράλληλα με τη θεωρητική ανάλυση των απωλειών και με στόχο την εξαγωγή του τροποποιημένου ισοδύναμου κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής πειραματικά δεδομένα από μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν στην διάταξη κινητήρα επαγωγής και αντιστροφέα του εργαστηρίου αξιοποιήθηκαν.

Η μελέτη των απωλειών στα συστήματα κίνησης σίγουρα δεν αποτελεί κάτι το καινοφανές. Ο αναγνώστης μπορεί να αναζητήσει εκτεταμένες αναλυτικές προσεγγίσεις και προσομοιώσεις με χρήση προηγμένων αλγορίθμων πεδιακής ανάλυσης στη σχετική βιβλιογραφία. Η όποια καινοτομία αυτής της εργασίας έγκειται στην εξαγωγή απλών κριτηρίων εξοικονόμησης ενέργειας, όπως αυτά αποκαλύφθηκαν από την θεωρητική ανάλυση και το πείραμα, κριτήρια τα οποία μπορούν να ενσωματωθούν σε αλγόριθμο ελέγχου ο οποίος εκτελείται σε πραγματικό χρόνο με τη χρήση DSP. Ιδιαίτερη έμφαση λοιπόν δίνεται στην απλότητα αυτών των κριτηρίων εξοικονόμησης ενέργειας, απλότητα που κάνει εύκολη την ενσωμάτωση τους στον εκάστοτε αλγόριθμο ελέγχου διατηρώντας γρήγορους κύκλους υπολογισμού. Έτσι ακόμα και στην περίπτωση που οι εντολές του τροποποιημένου ελέγχου είναι υποβέλτιστες, η ταχύτητα ανανέωσης των εντολών ελέγχου (η ταχύτητα ολοκλήρωσης του κύκλου υπολογισμού του ελέγχου) αναμένεται να διατηρεί το σύστημα σταθερά κοντά στο ολικό βέλτιστο προσφέροντας βελτιωμένη συμπεριφορά.

Όπως πιθανώς έχει ήδη γίνει κατανοητό, ο τροποποιημένος έλεγχος καλείται να βελτιστοποιήσει δύο εκ φύσεως αντιμαχόμενες παραμέτρους όπως αυτές της επίδοσης και της απόδοσης του συστήματος κίνησης. Προφανώς, στόχος είναι το ολικό βέλτιστο του συστήματος όπως αυτό καθορίζεται από την εκάστοτε εφαρμογή. Αυτό το ολικό βέλτιστο μπορεί να επιτευχθεί με την ελαχιστοποίηση μιας συνάρτησης κόστους που θα εμπλέκει κατάλληλα βάρη για τους όρους απόδοσης και τους όρους επίδοσης. Έτσι βελτιστοποίηση του συστήματος ελέγχου για ένα ηλεκτρικό όχημα μπορεί να σημαίνει «επίδοση σε βαθμό που δε βλάπτει δυσανάλογα την απόδοση» σε αντίθεση με ένα βιομηχανικό φυσητήρα όπου η απόδοση πιθανώς είναι η βασική παράμετρος βελτιστοποίησης.

Το παρόν κεφάλαιο αποτελεί το επιστέγασμα τούτης της διπλωματικής εργασίας και παρά τον έντονο χρονικό περιορισμό που εμπλέκει η εκπόνησή της φιλοδοξεί να προσφέρει στοιχεία καινοτομίας εισάγοντας έναν τροποποιημένο αλγόριθμο ελέγχου που με απλά κριτήρια θα παρακολουθεί μαζί με την απόδοση και την επίδοση του προς έλεγχο κινητήριου συστήματος.



6.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΕΝΟΥ ΔΡΟΜΕΑ

6.2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι απώλειες στις μηχανές επαγωγής συμβαίνουν στα τυλίγματα και στους μαγνητικούς πυρήνες. Σε αυτές προστίθενται απώλειες τριβών και ανεμισμού. Οι απώλειες καθορίζουν την απόδοση του συστήματος ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας και ορίζουν το σύστημα ψύξεως που απαιτείται ώστε η θερμοκρασία των μερών της μηχανής να τηρείται υπό έλεγχο.

Κατά τα στάδια σχεδιασμού, είναι επιθυμητός ο υπολογισμός των διαφόρων τύπων απωλειών με τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια. Μετά την κατασκευή της μηχανής οι απώλειες προσδιορίζονται με δοκιμές. Ο «διαχωρισμός» των απωλειών αποτελεί την τυπική μέθοδο για τον προσδιορισμό των διαφόρων επιμέρους απωλειών καθώς η μέθοδος αυτή δεν απαιτεί δοκιμές με φόρτιση του κινητήρα, συνεπώς το κόστος κατασκευής πειραματικής διάταξης και το κόστος της ενέργειας για την πραγματοποίηση των δοκιμών μειώνεται.

Ωστόσο, σε ειδικές εφαρμογές ή κατά τη διάρκεια προτυποποίησης απαιτείται η επιβεβαίωση των αναλυτικών υπολογισμών της σχεδίασης και των υπολογισμένων απωλειών με χρήση της τεχνικής του διαχωρισμού των απωλειών. Η μέθοδος μέτρησης της ισχύος εισόδου και εξόδου αποτελεί την τυπικότερη για αυτό το σκοπό. Ειδικά για μηχανές υψηλής αποδόσεως η μέτρηση των ισχύων εισόδου και εξόδου, P_{in} και P_{out} , για τον καθορισμό των συνολικών απωλειών υπό φορτίο $\Sigma P = P_{in} - P_{out}$ απαιτεί υψηλή ακρίβεια. Πράγματι, για μια μηχανή με συντελεστή απόδοσης 90% σφάλμα μέτρησης 1% στις ισχείς εισόδου και εξόδου οδηγεί σε σφάλμα 10% στις απώλειες. Τα σύγχρονα μετρητικά όργανα επιτυγχάνουν μέτρηση ισχύος με σφάλμα μικρότερο του 0,1%, γεγονός που επιτρέπει την αποδοτική εφαρμογή της μεθόδου.

Ήδη από το 1912 είχε παρατηρηθεί ότι υπάρχει ουσιαστική διαφορά ανάμεσα στις απώλειες όπως καθορίζονται με τη μέθοδο διαχωρισμού και σε αυτές όπως καθορίζονται άμεσα με δοκιμές υπό φορτίο. Αυτή η διαφορά αντιστοιχεί στις διαφεύγουσες απώλειες υπό φορτίο. Ύστερα από πάμπολλες προσπάθειες για τον προσδιορισμό της προέλευσης των διαφευγουσών απωλειών υπό φορτίο και την εύρεση ορθού τρόπου για τη μέτρησή τους το ζήτημα παραμένει ακόμα ανοιχτό. Ακόμα και σήμερα μόνο στις ΗΠΑ το πρότυπο IEEE 112B προβλέπει τον *a posteriori* υπολογισμό των διαφευγουσών απωλειών υπό φορτίο μέσω συνδυασμού των μεθόδων διαχωρισμού των απωλειών και μέτρησης ισχύος εισόδου – εξόδου. Στα περισσότερα από τα υπόλοιπα πρότυπα οι διαφεύγουσες απώλειες ορίζονται ως το 0,5% ή 1% της ονομαστικής ισχύος παρά το ότι όλα τα πειραματικά δεδομένα υποδεικνύουν μεγαλύτερες τιμές. Η χρήση ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος για την τροφοδοσία των κινητήρων επαγωγής σε συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας περιπλέκει ακόμα περισσότερο την κατάσταση καθώς οι αρμονικές της τάσεως παράγουν επιπλέον απώλειες στα τυλίγματα και τον πυρήνα του κινητήρα επαγωγής.

6.2.2 ΚΑΤΑΤΑΞΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ

Μια πρώτη κατάταξη των απωλειών που βασίζεται στον προσδιορισμό της προέλευσής τους από τα διάφορα μέρη του κινητήρα επαγωγής είναι η ακόλουθη:

- Απώλειες στα τυλίγματα στάτη και δρομέα.
- Απώλειες πυρήνα στάτη και δρομέα.
- Απώλειες τριβών και ανεμισμού του δρομέα.

Οι ηλεκτρομαγνητικές απώλειες περιλαμβάνουν μόνο τις απώλειες στα τυλίγματα και τον πυρήνα του κινητήρα. Περαιτέρω διακρίνονται στις εξής κατηγορίες:

- Απώλειες θεμελιώδους
 - Θεμελιώδεις απώλειες στα τυλίγματα στάτη και δρομέα.
 - Θεμελιώδεις απώλειες πυρήνα στάτη.
- Απώλειες λόγω αρμονικών χώρου
 - Απώλειες στα τυλίγματα του δρομέα λόγω αρμονικών χώρου.
 - Απώλειες πυρήνα στάτη και δρομέα λόγω αρμονικών χώρου.
- Απώλειες λόγω αρμονικών χρόνου (διακοπτικές απώλειες).
 - Διακοπτικές απώλειες στα τυλίγματα στάτη και δρομέα.
 - Διακοπτικές απώλειες πυρήνα στάτη και δρομέα.

Οι αρμονικές χρόνου προκύπτουν από την τροφοδοσία της μηχανής με μετατροπείς ισχύος και προφανώς το αρμονικό περιεχόμενο της τάσεως τροφοδοσίας εξαρτάται από το είδος του μετατροπέα και τη τεχνική διαμόρφωσης του εύρους παλμών που χρησιμοποιείται. Οι αρμονικές χώρου του κύματος ροής διακένου προκύπτουν λόγω των αρμονικών χώρου των κυμάτων ΜΕΔ, των αρμονικών χώρου της μαγνητικής διαπερατότητας του διακένου εξαιτίας των αυλάκων στάτη και δρομέα και λόγω κορεσμού του μαγνητικού κυκλώματος της κυρίως ροής ή των ροών σκεδάσεως. Όλες αυτές οι αρμονικές παράγουν επιπλέον διαφεύγουσες απώλειες πυρήνα και τυλιγμάτων οι οποίες διακρίνονται στις εξής:

- Επιφανειακές απώλειες πυρήνα κυρίως στο δρομέα.
- Απώλειες πυρήνα στους οδόντες του στάτη και του δρομέα λόγω κυμάτωσης της ροής.
- Επιπρόσθετες απώλειες χαλκού στον κλωβό του δρομέα λόγω κυμάτωσης της ροής στη περιοχή των οδόντων.

Οι μετρήσεις σε κενό φορτίο δίνουν όλες τις διαφεύγουσες απώλειες με μηδενικό ωστόσο ρεύμα δρομέα στη θεμελιώδη συχνότητα. Κατάλληλες διορθώσεις πρέπει να εφαρμόζονται στον υπολογισμό των διαφευγουσών απωλειών και με κατάλληλη «ενίσχυση» τους να λαμβάνεται υπ' όψη η σύζευξη μεταξύ απωλειών στη θεμελιώδη και σε ανώτερες συχνότητες, σύζευξη που αποδεικνύεται τόσο με θεωρητικά όσο και πειραματικά δεδομένα.

Στην παραπάνω κατάταξη των απωλειών στον κινητήρα επαγωγής έγινε αναφορά μόνο στις συνιστώσες απωλειών που έχουν ουσιαστική συμμετοχή (τουλάχιστον 3% με 5%) στις ολικές απώλειες του συστήματος.

6.2.3 ΘΕΜΕΛΙΩΔΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ

Οι θεμελιώδεις ηλεκτρομαγνητικές απώλειες αναφέρονται στις απώλειες πυρήνα λόγω της θεμελιώδους συνιστώσας του κύματος ροής διακένου, ιδιαίτερα στον πυρήνα του στάτη και στις απώλειες χαλκού στα τυλίγματα του στάτη και στον κλωβό του

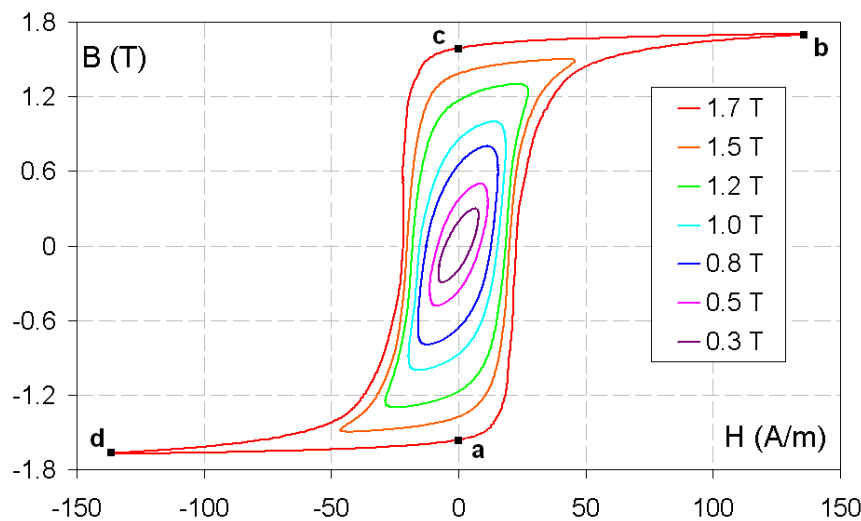
δρομέα επίσης στη θεμελιώδη συχνότητα. Οι θεμελιώδεις απώλειες πυρήνα συνίστανται στις απώλειες από υστέρηση και στις απώλειες από δινορεύματα στους οδόντες και τον πυρήνα του στάτη.

6.2.3.1 ΑΠΩΛΕΙΣ ΑΠΟ ΥΣΤΕΡΗΣΗ

Όταν η πυκνότητα ροής σε ορισμένο μέσο μεταβάλλεται από την τιμή B_1 στην τιμή B_2 απορροφάται ενέργεια από το μέσο που κατά μέσο όρο και ανά μονάδα όγκου είναι:

$$(6.1) \quad w = \int_{B_1}^{B_2} H dB$$

Το ολοκλήρωμα της εξίσωσης είναι ανάλογο του εμβαδού που ορίζεται από την καμπύλη $B(H)$ του μέσου, τον άξονα B και τις ευθείες τις παράλληλες προς τον άξονα H οι οποίες παριστάνουν τις σταθερές τιμές B_1 και B_2 αντίστοιχα. Το μέτρο λοιπόν του ολοκληρώματος αυτού εξαρτάται από τις τιμές των B_1 και B_2 και από τη μορφή της καμπύλης $B(H)$. Εάν η πυκνότητα ροής μειωθεί το αλγεβρικό σημείο του W είναι αρνητικό και αποδίδεται ενέργεια από το υλικό. Αντίθετα, αν η πυκνότητα ροής αυξηθεί το υλικό απορροφά ενέργεια.



6.1: Οικογένεια καμπύλων $B(H)$ σιδηρομαγνητικού υλικού για διάφορες τιμές της μαγνητικής επαγωγής

Όταν το θεωρούμενο μέσο αποτελείται από σιδηρομαγνητικό υλικό οι καμπύλες μαγνήτισης (αυξανόμενες τιμές του H) και απομαγνήτισης (μειούμενες τιμές του H) μεταξύ δύο τιμών B_1 και B_2 είναι εν γένει διαφορετικές. Αυτό είναι φανερό από τον ενδεικτικό βρόχο υστερήσεως του σχήματος (6.1) που αντιστοιχεί σε σιδηρομαγνητικό υλικό ο οποίος και αποτελείται από δύο κλάδους, έναν για αυξανόμενες τιμές του H (τμήμα dab) και ένα για μειούμενες τιμές του H (τμήμα bcd). Λόγω της διαφοράς των καμπυλών των δύο κλάδων η ενέργεια που απορροφάται από τον υλικό όταν η πυκνότητα ροής αυξάνει από B_1 σε B_2 είναι μεγαλύτερη από την ενέργεια που αποδίδεται όταν η πυκνότητα ροής μειώνεται από B_2 σε B_1 . Η διαφορά τούτων των δύο απωλειών είναι το μέτρο της απώλειας υστερήσεως.

6.2.3.2 ΑΠΩΛΕΙΣ ΑΠΟ ΔΙΝΟΡΕΥΜΑΤΑ

Όταν η μαγνητική ροή μεταβάλλεται με το χρόνο στο μέσο εμφανίζεται ηλεκτρικό πεδίο το γραμμικό ολοκλήρωμα του οποίου περί έναν κλειστό δρόμο ο οποίος περικλείει τη ροή περιγράφεται από τον νόμο επαγωγής του Faraday:

$$(6.2) \quad \oint_l \vec{E} \cdot d\vec{l} = -d/dt \int \vec{B} \cdot \vec{n} ds$$

όπου l είναι ο κλειστός δρόμος ο οποίος περικλείει το εμβαδόν επί του οποίου προσπίπτει η ροή $\phi = \int \vec{B} \cdot \vec{n} ds$ και \vec{n} το μοναδιαίο άνυσμα κάθετα προς το εμβαδόν αυτό. Εφόσον το μέσο είναι αγώγιμο ένα ρεύμα εγκαθίσταται γύρω από τον κλειστό δρόμο από την επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη e η οποία προέρχεται από το γραμμικό ολοκλήρωμα του ηλεκτρικού πεδίου. Τα ρεύματα αυτά ονομάζονται δινορεύματα και η παρουσία τους συνεπάγεται απώλεια Joule εντός του υλικού η οποία ονομάζεται απώλεια από δινορεύματα. Η ενέργεια απορροφάται από το κύκλωμα το οποίο προκαλεί το πεδίο και μετατρέπεται σε θερμότητα στο μέσο. Εφόσον η πυκνότητα ροής σε σιδηρομαγνητικά υλικά είναι συνήθως μεγάλη και εφόσον η ειδική αντίσταση των υλικών δεν είναι αρκούντως μεγάλη οι επαγόμενες ηλεκτρεγερτικές δυνάμεις και συνεπώς τα δινορεύματα και η απώλεια από αυτά μπορεί να είναι υπολογίσιμα εάν δεν ληφθούν μέτρα για τη μείωσή τους. Σημαντικός λοιπόν είναι και ο ρόλος των απωλειών από δινορεύματα για τον καθορισμό της αποδόσεως, της ανυψώσεως της θερμοκρασίας και ως εκ τούτου της ικανότητας εν γένει των ηλεκτρομαγνητικών συσκευών στις οποίες υφίσταται μεταβολή της πυκνότητας ροής.

Στις βιομηχανικές συχνότητες οι απώλειες από δινορεύματα μπορούν να μειωθούν σε αρκετά χαμηλή τιμή με τη χρήση λεπτών ελασμάτων υψηλής ειδικής αντιστάσεως ενώ η μείωση της απώλειας υστερήσεως εμφανίζει δυσκολίες καθώς απαιτείται η εξεύρεση υλικού με κατάλληλο βρόχο υστέρησης. Για το λόγο αυτό η απώλεια από υστέρηση προκύπτουν το 60% - 75% των συνολικών απωλειών πυρήνα.

Παρακάτω δίνεται μια έκφραση των θεμελιωδών απωλειών πυρήνα στον κινητήρα επαγωγής:

$$(6.3) \quad P_{Fe1} \approx C_h f_1 \left[\left(\frac{B_{1ts}}{1} \right)^n G_{teeth} + \left(\frac{B_{1cs}}{1} \right)^n G_{core} \right] + C_e f_1^2 \left[\left(\frac{B_{1ts}}{1} \right)^2 G_{teeth} + \left(\frac{B_{1cs}}{1} \right)^2 G_{core} \right]$$

όπου C_h [W/kg], C_e [W/kg], $n=(1,7-2)$ είναι παράμετροι του υλικού που εξαρτώνται από την μορφή του βρόχου υστέρησης, την ειδική ηλεκτρική αντίσταση και το πάχος της λαμαρίνας. Τα G_{teeth} και G_{core} είναι συντελεστές βαρύτητας και B_{1ts} και B_{1cs} είναι οι τιμές της θεμελιώδους πυκνότητας ροής στους οδόντες και στον πυρήνα.

Κάθε χρονική στιγμή η πυκνότητα ροής είναι διαφορετική σε διαφορετικά μέρη του κινητήρα και σε κάποιες περιοχές κοντά στη βάση των οδόντων η πυκνότητα ροής αλλάζει κατεύθυνση και προκύπτει περιστροφική. Οι απώλειες υστερήσεως όταν προέρχονται από στρεφόμενα πεδία διαφέρουν εν γένει με αυτές από εναλλασσόμενα. Στη δεύτερη περίπτωση η διεύθυνση της ροής, δηλαδή η διεύθυνση μαγνήτισης, παραμένει σταθερή στο χώρο συμπίπτουσα με αρκετή συνήθως προσέγγιση με την κατά μήκος διάσταση του πυρήνα (εναλλασσόμενη απώλεια υστερήσεως). Αντίθετα, στη

πρώτη περίπτωση η διεύθυνση του πεδίου αλλάζει ως προς το σώμα του μαγνητικού κυκλώματος (περιστροφική απώλεια υστερήσεως). Σε στρεφόμενα πεδία οι απώλειες υστερήσεως γίνονται μέγιστες περίπου στα 1,4 - 1,6T ενώ αυξάνουν σταθερά για εναλλασσόμενα πεδία. Κατασκευαστικές ατέλειες στο πυρήνα του στάτη μπορούν να αυξήσουν τις απώλειες πυρήνα μέχρι και 60%.

Η παραπάνω ανάπτυξη δείχνει ότι ο υπολογισμός των θεμελιωδών απωλειών πυρήνα δεν αποτελεί καθόλου εύκολη διαδικασία. Ακόμα και με τη χρήση μεθόδων πεπερασμένων στοιχείων (FEM, Finite Element Techniques) για τον υπολογισμό της κατανομής της ροής εξισώσεις όπως η (6.3) χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των απωλειών πυρήνα σε καθένα από τα στοιχεία του πλέγματος υπολογισμού και προφανώς τα λάθη που η παραπάνω εξίσωση εμπεριέχει εξακολουθούν να υπάρχουν.

Οι θεμελιώδεις απώλειες χαλκού στα τυλίγματα στάτη και δρομέα είναι:

$$(6.4) \quad P_{co} = 3R_s I_{1s}^2 + 3R_r I_{1r}^2$$

Η απώλεια λόγω των ρευμάτων στα τυλίγματα συνίσταται στην απώλεια Joule $R \cdot i^2$ όπως και στην περίπτωση του συνεχούς ρεύματος και στην επιπλέον απώλεια από δινορεύματα τα οποία επάγονται στους αγωγούς από τις ροές σκεδάσεως. Όταν τα δινορεύματα είναι μέσα στους αγωγούς παράγουν το λεγόμενο επιδερμικό φαινόμενο. Το επιδερμικό φαινόμενο συνίσταται στην μεταβολή της πυκνότητας του ηλεκτρικού ρεύματος σε ηλεκτρικό αγωγό που φέρει εναλλασσόμενο ρεύμα από το κέντρο προς την επιφάνεια του αγωγού όπου και η πυκνότητα του ηλεκτρικού ρεύματος είναι μεγαλύτερη. Όταν είναι μέσα σε τμήματα της κατασκευής παράγουν την διαφεύγουσα απώλεια. Εφόσον ροές σκεδάσεως οι οποίες επάγουν τα δινορεύματα αυτά είναι ανάλογες προς τα ρεύματα στα τυλίγματα και εφόσον οποιαδήποτε απώλεια από δινορεύματα είναι ανάλογη προς το τετράγωνο της ροής η οποία τα παράγει η επιπλέον απώλεια προκύπτει ανάλογη προς το τετράγωνο των ρευμάτων όπως ακριβώς και η απώλεια Joule. Για το λόγο αυτό η συνολική απώλεια λόγω των ρευμάτων στα τυλίγματα μπορεί να ληφθεί υπ' όψη με τη χρήση των πραγματικών αντιστάσεων εναλλασσομένου ρεύματος οι οποίες είναι κατάλληλα τροποποιημένες από τις αντιστάσεις συνεχούς ώστε να λαμβάνεται υπ' όψη η συνδυασμένη απώλεια χαλκού και διαφεύγουσα απώλεια που συλλογικά ονομάζεται απώλεια φορτίου. Εφόσον οι απώλειες χαλκού στα τυλίγματα είναι οι κύριες συνιστώσες της απώλειας φορτίου και εφόσον η απώλεια φορτίου μεταβάλλεται με τα τετράγωνα των ρευμάτων όπως και μια πραγματική απώλεια χαλκού (Joule) η απώλεια φορτίου ονομάζεται συχνά απώλεια χαλκού αν και μέρος της δεν σχετίζεται ευθέως με το χαλκό.

Οι αντιστάσεις στάτη και δρομέα, R_s και R_r , εξαρτώνται από το επιδερμικό φαινόμενο. Συνεπώς αντιστάσεις στάτη και δρομέα προκύπτουν εξαρτώμενες από τη θεμελιώδη συχνότητα και την ολίσθηση. Το βάθος διείσδυσης του πεδίου στο χαλκό, $\delta_{co}(f_1)$, είναι:

$$(6.5) \quad \delta_{co}(f_1) = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 2\pi f_1 \sigma_{co}}} = \sqrt{\frac{2}{1.256 * 10^{-6} 2 * \pi * 60 \left(\frac{f_1}{60}\right)}} \\ = 0.94 * 10^{-2} \sqrt{\frac{60}{f_1}} m$$

Εφόσον το στοιχειώδες ύψος του αγωγού, d_{co} , είναι μεγάλο ή η θεμελιώδης συχνότητα, f_1 , είναι μεγάλη και ισχύει $d_{co} < d_{co}/2$ το επιδερμικό φαινόμενο πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψη. Καθώς ο στάτης έχει πολλά επίπεδα από αγωγούς σε κάθε αύλακα ακόμα και για $d_{co} \approx d_{co}/2$ πιθανώς το επιδερμικό φαινόμενο να πρέπει και τότε να ληφθεί υπ' όψη με κατάλληλη αύξηση των τιμών των αντιστάσεων.

Ο κλωβός του δρομέα είναι μια χαρακτηριστική περίπτωση κατασκευής με έναν αγωγό ανά αύλακα. Για ονομαστική ολίσθηση το επιδερμικό φαινόμενο στον κλωβό του δρομέα είναι γενικά αμελητέο.

Οι θεμελιώδεις απώλειες πυρήνα φαίνεται αδύνατο να διαχωριστούν με συγκεκριμένη δοκιμή η οποία θα έπρεπε να δημιουργεί κατάλληλη κατανομή του πεδίου και συχνότητα. Εντούτοις δοκιμή ακινητοποιημένου δρομέα σε ονομαστική συχνότητα του δρομέα $f_2 = s \cdot f_1$ μπορεί να αποκαλύψει την πραγματική τιμή της αντίστασης του δρομέα για ονομαστική συχνότητα και ολίσθηση. Η ίδια δοκιμή για διαφορετικές συχνότητες θα μπορούσε να δώσει πολύτιμα δεδομένα για τις θεμελιώδεις απώλειες χαλκού στο δρομέα σε διάφορες καταστάσεις λειτουργίας. Οι θεμελιώδεις απώλειες χαλκού του στάτη μπορούν να διαχωριστούν με μια δοκιμή ακινητοποιημένου δρομέα κατά την οποία οι φάσεις του κινητήρα συνδέονται εν σειρά και τροφοδοτούνται με εναλλασσόμενη τάση ονομαστικής συχνότητας. Σε αυτή την περίπτωση οι απώλειες πυρήνα και οι επιπρόσθετες διαφεύγουσες απώλειες μπορούν να αμεληθούν.

6.2.4 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ

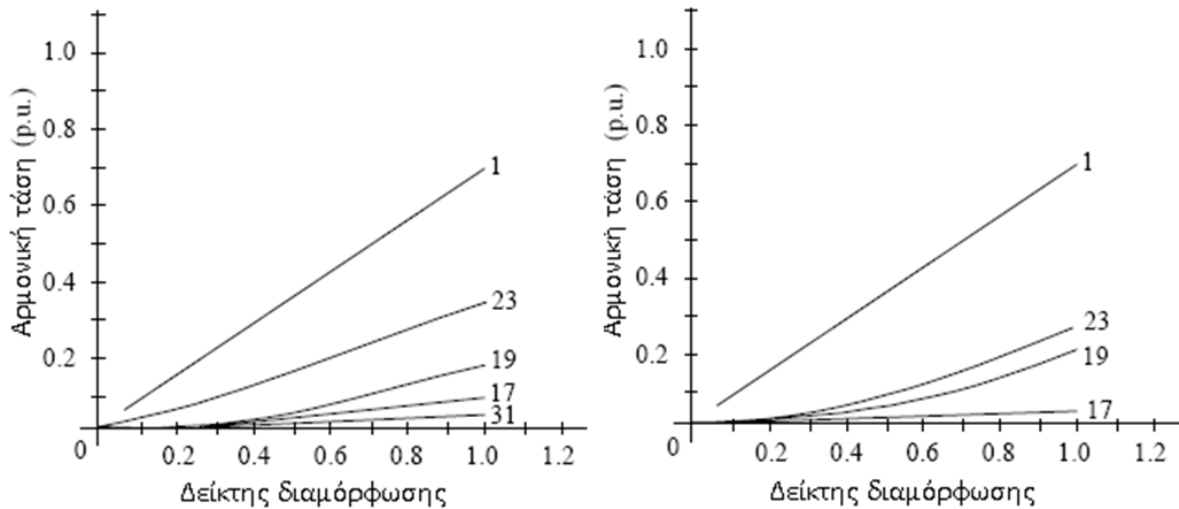
Η παρουσία αρμονικών υψηλής συχνότητας στις τάσεις τροφοδοσίας των ασύγχρονων κινητήρων προκύπτει είτε λόγω της τροφοδοσίας της μηχανής επαγωγής από PWM μετατροπέα ισχύος για εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας ή λόγω έγχυσης αρμονικών στο τοπικό δίκτυο από τη λειτουργία άλλων μετατροπέων ισχύος, αρμονικές που εμφανίζονται στην τάση ακροδεκτών της ασύγχρονης μηχανής.

Για τους αντιστροφείς πηγής τάσεως, το αρμονικό περιεχόμενο εξαρτάται από την τεχνική PWM διαμόρφωσης και την ανηγμένη συχνότητα φορέα ω_c/ω . Για τις τεχνικές PWM διαμόρφωσης υψηλής αποδόσεως με συμμετρικό μη συμμετρικό ή βελτιστοποιημένο φέρον και σταθερή δειγματοληψία (symmetric regular sampled, asymmetric regular sampled και optimal regular sampled PWM) οι αρμονικές της τάσεως βρίσκονται σε συχνότητες $(\omega_c/\omega \pm 2) \cdot f_1$ και $(2 \cdot \omega_c/\omega \pm 1) \cdot f_1$. Στα γραφήματα του σχήματος (6.2) δίνονται οι ανά μονάδα αρμονικές τάσεις συναρτήσει του δείκτη διαμόρφωσης για συμμετρικό και μη συμμετρικό φέρον και διάφορες τιμές ανηγμένης συχνότητας φορέα (ω_c).

Έχει αποδειχθεί από πειραματικά και θεωρητικά δεδομένα ότι η θεώρηση των διακοπτικών απωλειών με αποκλειστική θεώρηση των συχνοτήτων κοντά στη συχνότητα του φέροντος δίνει ικανοποιητική ακρίβεια.

Τυπικές τιμές τις ανηγμένης συχνότητας φορέα σήμερα ποικίλουν από 20 έως και πάνω από 200, με τις μεγαλύτερες να συναντώνται σε μηχανές μικρότερης ισχύος. Διακοπτικές συχνότητες έως και 20KHz είναι τυπικές για κινητήρες επαγωγής χαμηλής ισχύος που οδηγούνται από αντιστροφείς πηγής τάσεως με IGBTs. Η μελέτη των διακοπτικών απωλειών στους αγωγούς των τυλιγμάτων και τον πυρήνα του κινητήρα είναι πλέον αναγκαία.

Οκτώβριος 2008



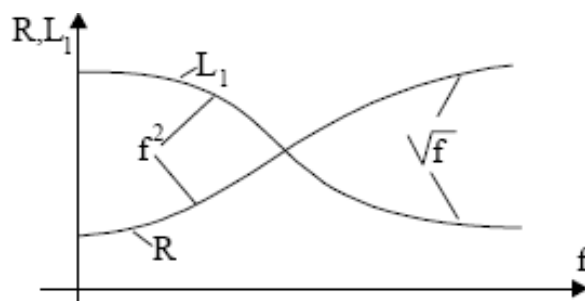
6.2: Ανά μονάδα αρμονική τάση συναρτήσει του δείκτη διαμόρφωσης και της ανηγμένης συχνότητας φορέα. Δεξιά: Συμμετρικό φέρον (Symmetric regular sampled PWM). Αριστερά: Μη συμμετρικό φέρον (Asymmetric regular sampled PWM)

Υψηλές συχνότητες φέροντος τείνουν να μειώσουν τις αρμονικές του ρεύματος και συνεπώς να μειώσουν τις απώλειες χαλκού στα τυλίγματα που σχετίζονται με αυτές. Ωστόσο οι υψηλότερες αρμονικές της ροής τείνουν να αυξήσουν τις απώλειες πυρήνα. Επίσης οι διακοπτικές απώλειες στον αντιστροφέα αυξάνουν με την αύξηση της συχνότητας του φέροντος.

Η βέλτιστη συχνότητα φέροντος εξαρτάται από τον εκάστοτε κινητήρα και τον PWM αντιστροφέα που τον τροφοδοτεί. Τα 20KHz είναι τυπικά για hard switched PWM μετατροπείς ενώ μεγαλύτερες συχνότητες συναντώνται σε soft switched (resonant) μετατροπείς.

6.2.4.1 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΧΑΛΚΟΥ

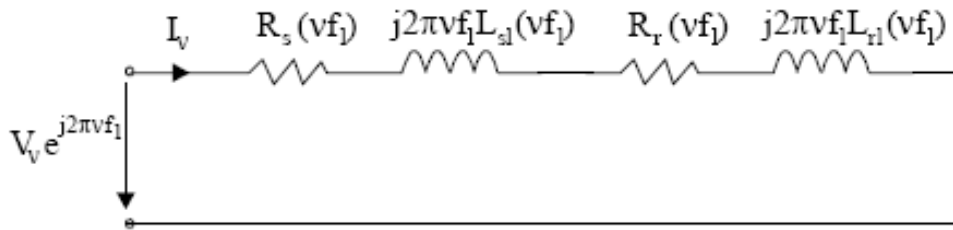
Η μεταβολή της αντίστασης R και της αυτεπαγωγής σκεδάσεως L_1 των αγωγών συναρτήσει της συχνότητας είναι αρχικά έντονη και ανάλογη του τετραγώνου αυτής. Καθώς η συχνότητα αυξάνει περαιτέρω το βάθος διείσδυσης του πεδίου γίνεται μικρότερο από το ύψος του αγωγού (εντονότερο επιδερμικό φαινόμενο) και ο ρυθμός μεταβολής των R και L_1 μειώνεται και γίνεται ανάλογος του $f^{1/2}$ (σχήμα (6.3)).



6.3: Αντίσταση και αυτεπαγωγή σκεδάσεως των αγωγών εντός των αυλάκων συναρτήσει της συχνότητας

Το επιδερμικό φαινόμενο είναι λιγότερο έντονο στις τερματικές συνδέσεις των αγωγών (end rings) μπορεί ωστόσο να ληφθεί υπ' όψη με την υιοθέτηση μεγαλύτερων φανταστικών αυλάκων για τους αναλυτικούς υπολογισμούς και τις προσομοιώσεις.

Στις υψηλές συχνότητες το ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής επαγωγής μπορεί να απλοποιηθεί με την παράλειψη του κλάδου μαγνήτισης όπως φαίνεται στο κύκλωμα του σχήματος (6.4), όπου και η ολίσθηση για τις υψηλότερες συχνότητες λαμβάνεται προσεγγιστικά ίση με τη μονάδα.



6.4: Κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα επαγωγής για τη θεώρηση των αρμονικών νιοστής τάξεως

Πράγματι η μαθηματική έκφραση της ολίσθησης για τη νιοστή αρμονική έχει ως εξής:

$$(6.6) \quad S_v = \frac{\nu\omega_e \pm \omega_r}{\nu\omega_e}$$

όπου αρνητικό και θετικό πρόσημο σχετίζεται με την κατεύθυνση περιστροφής του μαγνητικού πεδίου.

Εν γένει οι αντιδράσεις επικρατούν στις υψηλές συχνότητες. Το ρεύμα γραμμής προκύπτει με χρήση του παραπάνω κυκλώματος ως εξής:

$$(6.7) \quad I_v \approx \frac{V_v}{2\pi f_v L_\sigma(f_v)}$$

όπου $L_\sigma(f_v) = L_{sl}(f_v) + L_{rl}(f_v)$

Οι απώλειες χαλκού είναι τότε:

$$(6.8) \quad P_{con} = 3I_v^2 (R_s(f_v) + R_r(f_v)) \approx \frac{3V_v^2}{(2\pi f_v L_\sigma(f_v))^2} (R_s(f_v) + R_r(f_v))$$

Για δεδομένη σταθερή τιμή του αρμονικού ρεύματος I_v οι απώλειες χαλκού αυξάνουν σταθερά με τη συχνότητα. Τούτη η περίπτωση είναι τυπική στα συστήματα με έλεγχο ρεύματος. Όταν εφαρμόζεται έλεγχος τάσεως και η αρμονική τάση V_v είναι δεδομένη η εξίσωση (6.8) δείχνει ότι είναι δυνατό οι απώλειες χαλκού να αυξάνουν ή να μειώνονται με τη συχνότητα ανάλογα με τη συμπεριφορά των ποσοτήτων L_s και (R_s+R_r) που αμφότερες είναι συναρτήσεις της συχνότητας. Μετρήσεις έχουν δείξει ότι η αυτεπαγωγή σκεδάσεως μειώνεται στο 0,3-0,5 της τιμής της υπό ονομαστική συχνότητα (60Hz) στα 20KHz. Έτσι εν γένει ισχύει:

$$(6.9) \quad L_\sigma(f_v) \approx K_L f_v^{-0,16}$$

Για υψηλές συχνότητες η διακύμανση της R_r με τη συχνότητα είναι ανάλογη του $f_v^{0,5}$ και οι απώλειες χαλκού του δρομέα δίνονται προσεγγιστικά από την εξίσωση:

$$(6.10) \quad P_{conr} \approx \frac{3V_v^2}{(2\pi f_v K_L)^2 f_v^{-0,32}} K_R f_v^{0,5} \sim \frac{V_h^2}{f_v^{1,18}}$$

Οι διακοπτικές απώλειες χαλκού του δρομέα μειώνονται αισθητά καθώς η διακοπτική συχνότητα αυξάνει.

Η κατάσταση στο στάτη είναι διαφορετική λόγω της παρουσίας πολλών αγωγών σε κάθε αύλακα, τουλάχιστον στις μηχανές χαμηλής ισχύος. Οι απώλειες χαλκού του στάτη τείνουν να αυξάνουν οριακά με τη συχνότητα όταν το επιδερμικό φαινόμενο βρίσκεται ακόμα σε αρχικό στάδιο. Για κινητήρες επαγωγής μεγάλης ισχύος (στη κλίμακα των MW) το επιδερμικό φαινόμενο στους αγωγούς του στάτη είναι εντονότερο και η κατάσταση προσεγγίζει αυτή του δρομέα. Στο σημείο αυτό αναφέρεται ότι η συχνότητα του φέροντος σε μεγάλες ισχύεις είναι μόνο 1-3KHz. Για χαμηλές και μέσες ισχύεις, καθώς η συχνότητα του φέροντος αυξάνει στα 20KHz και ακόμη περισσότερο, το επιδερμικό φαινόμενο στους αγωγούς του στάτη μπαίνει στη περιοχή $f_v^{0,5}$ και οι απώλειες χαλκού του στάτη για δεδομένη αρμονική τάση συμπεριφέρονται όπως αυτές του δρομέα και μειώνονται με τη συχνότητα (βλέπε εξίσωση (6.10)). Η παραπάνω κατάσταση αντιστοιχεί σε βάθος διείσδυσης του πεδίου μικρότερο από το ύψος του αγωγού.

6.2.4.2 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΠΥΡΗΝΑ

Η πρόβλεψη των απωλειών πυρήνα σε υψηλές συχνότητες είναι δύσκολη καθώς το βάθος διείσδυσης της ροής στις μαγνητικές λαμαρίνες γίνεται συγκρίσιμο ή και μικρότερο από το πάχος τους. Οι ροές σκέδασης τότε επικρατούν και τα δινορεύματα στο πυρήνα εγκαθιστούν σημαντικά πεδία αντίδρασης. Το βάθος διείσδυσης του πεδίου στις σιδηρές μαγνητικές λαμαρίνες δ_{Fe} είναι:

$$(6.11) \quad \delta_{Fe} = \sqrt{\frac{1}{\pi f_v \sigma_{Fe} \mu_{Fe}}}$$

όπου σ_{Fe} είναι η ηλεκτρική αγωγιμότητα του σιδήρου και μ_{Fe} η μαγνητική του διαπερατότητα. Για $f=60\text{Hz}$, $\sigma_{Fe}=2 \cdot 10^6 (\Omega\text{m})^{-1}$, $\mu_{Fe}=800 \cdot \mu_0$ προκύπτει $\delta_{Fe}=1,63\text{mm}$ ενώ για συχνότητα 20KHz το βάθος διείσδυσης του πεδίου είναι μόλις 0,062mm. Σε αντίθεση, για το χαλκό $\delta_{Co}=9,31\text{mm}$ στα 60Hz και $\delta_{Co}=0,51\text{mm}$ στα 20KHz ενώ για το αλουμίνιο $\delta_{Al}=13,4\text{mm}$ στα 60Hz και $\delta_{Al}=0,73\text{mm}$ στα 20KHz. Το βάθος διείσδυσης για $\mu=800 \cdot \mu_0$ (σίδηρος) και συχνότητα 20KHz που παραπάνω υπολογίστηκε σε 0,062mm δείχνει τη σημασία του επιδερμικού φαινομένου στις μαγνητικές λαμαρίνες. Για την περαιτέρω ανάλυση της εξάρτησης των απωλειών πυρήνα από τη συχνότητα διακρίνονται οι εξής τρεις περιπτώσεις:

- Απουσία επιδερμικού φαινομένου στις μαγνητικές λαμαρίνες ($\delta_{Fe} \gg d$, όπου d το πάχος της μαγνητικής λαμαρίνας): Αυτή η περίπτωση αντιστοιχεί στη θεμελιώδη συχνότητα και εν γένει στις χαμηλές αρμονικές. Λαμβάνεται υπ' όψη τόσο η απώλεια από υστέρηση όσο και από δινορεύματα. Ισχύει η προσεγγιστική έκφραση:

$$(6.12) \quad P_{Fe} = (K'_{hl} B_v^n f_v + K'_{el} B_v^2 f_v^2) A_l l$$

όπου B_v είναι η πυκνότητα της αρμονικής ροής:

$$(6.13) \quad B_v = \frac{\phi_v}{A_l} \approx \frac{V_v}{2\pi f_v A_l}$$

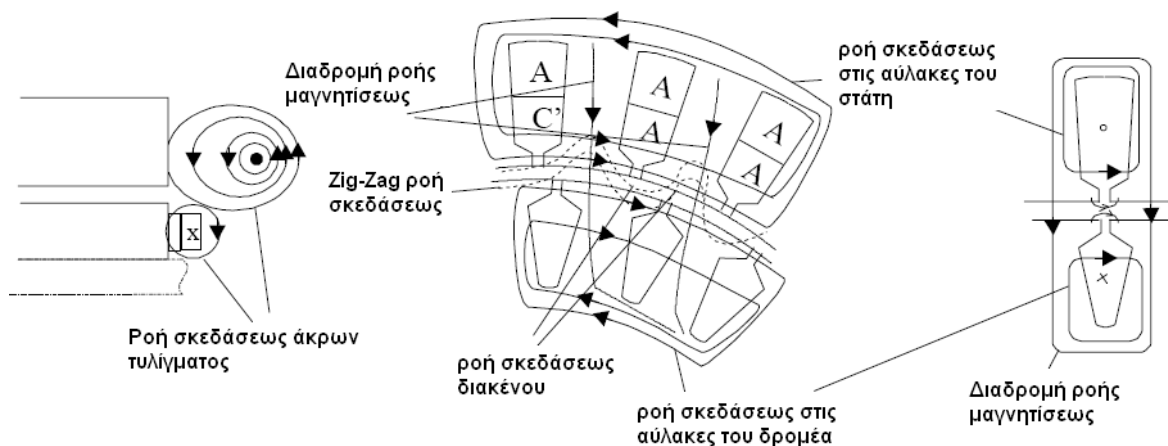
A_l είναι η ενεργός επιφάνεια που ορίζεται από τη διαδρομή της ροής σκεδάσεως και l το μήκος της.

Συνδυάζοντας τις (6.12) και (6.13) λαμβάνουμε την έκφραση:

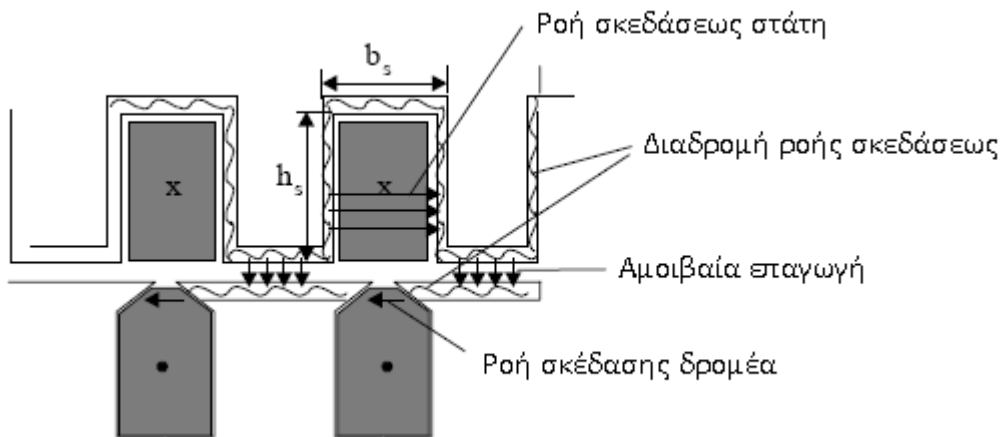
$$(6.14) \quad P_{Fe} = (K_{hl} V_v^n f_v^{1-n} + K_{el} V_v) A_l l$$

Καθώς το n παίρνει τιμές από 1,7-2 οι απώλειες πυρήνα λόγω υστέρησης μειώνονται με τη συχνότητα ενώ οι απώλειες λόγω δινορευμάτων παραμένουν σταθερές. Οι απώλειες σιδήρου προσεγγιστικά παραμένουν σταθερές.

- Επιδερμικό φαινόμενο σε μικρή κλίμακα ($\delta_{Fe} \approx d$): Όταν $\delta_{Fe} \approx d$ η συχνότητα f_v είναι ήδη αρκετά υψηλή ώστε να ισχύει $\delta_{Al} < d_{Al}$ και έντονο επιδερμικό φαινόμενο εμφανίζεται στις αύλακες του δρομέα. Ως αποτέλεσμα η ροή σκεδάσεως του δρομέα συγκεντρώνεται κοντά στην επιφάνειά του. Έτσι ο όγκος από τον οποίο οι απώλειες πυρήνα προέρχονται στον δρομέα μειώνεται. Οι απώλειες πυρήνα τότε τείνουν να μειωθούν οριακά και σταθεροποιούνται σε υψηλότερες συχνότητες.
- Έντονο επιδερμικό φαινόμενο ($\delta_{Fe} < d$): Για αρκούντως μεγάλες συχνότητες (περί τα 20KHz) το βάθος διείσδυσης του πεδίου στη μαγνητική λαμαρίνα γίνεται μικρότερο του πάχους της και το πεδίο περιορίζεται σε ένα στρώμα με πάχος δ_{Fe} γύρω από τις οριακές επιφάνειες των αυλάκων του στάτη και του δρομέα. Η συμβατική εικόνα της διαδρομής των ρών σκεδάσεως του δρομέα στο κατώτερο μέρος των αυλάκων του δρομέα είναι πλέον άκυρη. Ο αναγνώστης καλείται να συγκρίνει τα σχήματα (6.5) και (6.6) στα οποία αναπαριστώνται οι διαδρομές των ρών σκεδάσεως στη θεμελιώδη και τις διακοπτικές συχνότητες.



6.5: Διαδρομές των ρών σκεδάσεως στον κινητήρα επαγωγής στη θεμελιώδη συχνότητα



6.6: Διαδρομές των ροών σκεδάσεως στον κινητήρα επαγωγής στη διακοπτική συχνότητα (όταν εμφανίζεται έντονο επιδερμικό φαινόμενο στις μαγνητικές λαμαρίνες)

Η ενεργός περιοχή που ορίζεται από τη διαδρομή της ροής σκεδάσεως είναι πλέον για το στάτη:

$$(6.15) \quad A_l = l_f \delta_{Fe}$$

όπου το μήκος l_f περιμετρικά της αύλακας του στάτη (βλέπε σχήμα (6.7)) είναι:

$$(6.16) \quad l_f = (2h_s + b_s) N_s$$

και η πυκνότητα ροής B_v τώρα είναι:

$$(6.17) \quad B_v = \frac{K_v V_v}{f_v l_f \delta_{Fe}} \sim K f_v^{-1/2}$$

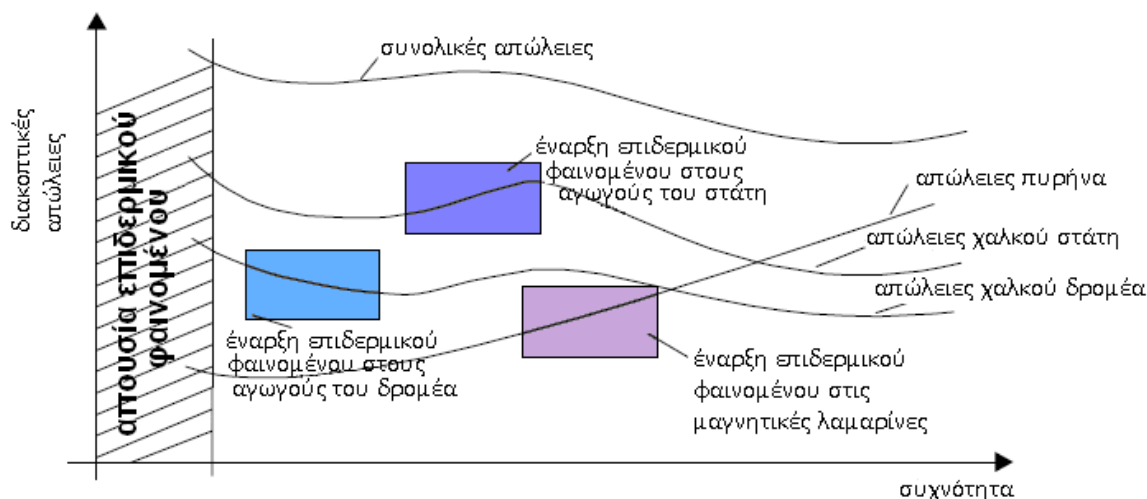
Συνεπώς οι απώλειες πυρήνα αγνοώντας τις απώλειες λόγω του βρόχου υστέρησης προκύπτουν:

$$(6.18) \quad P_{Fe_e} = K_e B_v^2 f_v^2 l_f l_{stack} \delta_{Fe} \sim K_l V_v^2 f_v^{\frac{1}{2}}$$

Αργή λοιπόν αύξηση των απωλειών πυρήνα αναμένεται στις υψηλές συχνότητες.

6.2.4.3 ΟΛΙΚΕΣ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ

Για δεδομένη αρμονική τάξη πάνω από μια συχνότητα οι απώλειες χαλκού τείνουν μειούμενες ανάλογα με το $f_v^{-1,2}$ ενώ οι απώλειες πυρήνα αυξάνουν. Αυτό φαίνεται και στο συγκεντρωτικό γράφημα (6.8) όπου συνοψίζονται οι διακοπτικές απώλειες πυρήνα και χαλκού και εξηγείται η επίδραση του επιδερμικού φαινομένου στις συνιστώσες απωλειών χαλκού στάτη - δρομέα και απωλειών πυρήνα.



6.7: Διακοπτικές απώλειες συναρτήσει της συχνότητας. Φαίνονται οι κύριες συνιστώσες τους. Έμφαση δίνεται στην επίδραση του επιδερμικού φαινομένου.

Προφανώς υπάρχει μία συχνότητα για την οποία οι διακοπτικές απώλειες ελαχιστοποιούνται, συχνότητα που εξαρτάται από το σχεδιασμό της μηχανής, από την ισχύ της και από το αρμονικό περιεχόμενο της PWM τροφοδοσίας.

6.3 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΣΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΕΩΣ

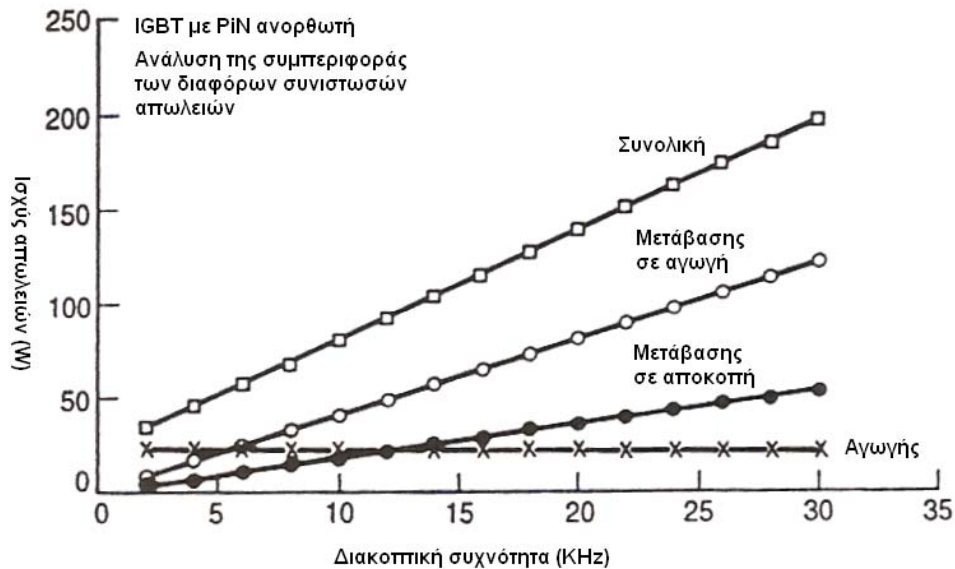
Οι απώλειες του αντιστροφέα διαχωρίζονται σε απώλειες αγωγής και διακοπτικές απώλειες στους ημιαγωγικούς διακόπτες. Στο σχήμα (6.8) δίνονται οι ισχείς των απωλειών κατά τις φάσεις μετάβασης σε αγωγή (turn-on state), μετάβασης σε αποκοπή (turn-off state) και κατά τη φάση αγωγής (on-state). Οι παραπάνω συνιστώσες απωλειών μαζί με τις ολικές απώλειες δίνονται συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας.

Παρότι οι απώλειες αγωγής είναι οι κυρίαρχες σε διακοπτικές συχνότητες μικρότερες των 5 KHz οι διακοπτικές απώλειες γίνονται οι επικρατούσες σε υψηλότερες συχνότητες. Οι απώλειες κατά τη μετάβαση σε αγωγή είναι μεγαλύτερες από αυτές κατά τη μετάβαση σε αποκοπή. Αυτό οφείλεται στο μεγάλο ρεύμα ανάστροφης πόλωσης της διόδου ελευθέρως διελεύσεως που το IGBT πρέπει να άγει κατά τη μετάβασή του σε αγωγή (turn-on stage) (βλέπε και σχήμα (6.9)).

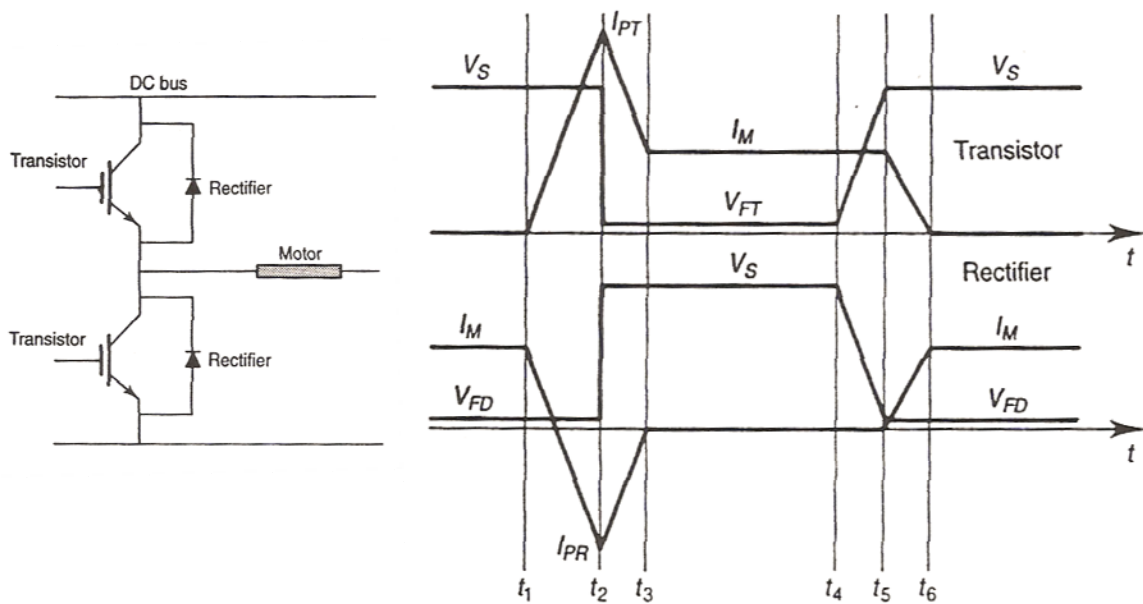
Στο σχήμα (6.9) φαίνονται τυπικές γραμμικοποιημένες κυματομορφές ρεύματος και τάσεως στους διακόπτες και τις αντιπαράλληλες διόδους του αντιστροφέα. Οι κυματομορφές αυτές χρησιμοποιούνται για τον ακριβή υπολογισμό των απωλειών στο μετατροπέα και τον διαχωρισμό των διαφόρων συνιστωσών απωλειών στις διόδους και τα διακοπτικά στοιχεία.

Για την ακριβή ανάλυση των απωλειών έχουν αναπτυχθεί εξειδικευμένα εργαλεία (π.χ.P Spice) τα οποία δίνουν τη δυνατότητα μοντελοποίησης των διακοπτικών στοιχείων

και προσομοίωσης των απωλειών. Προφανώς εδώ δίνεται μόνο μια σύντομη αναφορά, καθώς η ανάλυση των απωλειών στον αντιστροφέα δεν αποτελεί αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας. Άλλωστε είναι η τεχνολογία και το είδος των διακοπτικών στοιχείων που κάθε φορά καθορίζει το βέλτιστο σημείο λειτουργίας τους.



6.8: Συνιστώσες απωλειών. Η d.c. τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα είναι 400 V και το ρεύμα του κινητήρα είναι 15 A.



6.9: Γραμμικοποιημένες κυματομορφές ρεύματος και τάσεως στον ημιαγωγικό διακόπτη και την αντίστοιχη δίοδο.

όπου:

V_S : d.c. τάση τροφοδοσίας

V_{FT} : πτώση τάσεως στο transistor όταν αυτό βρίσκεται σε φάση αγωγής

V_{FD} : πτώση τάσεως στη δίοδο όταν αυτή άγει, I_M : ρεύμα κινητήρα από το transistor και τη δίοδο

I_{PR} : μέγιστο ρεύμα ανάστροφης πόλωσης της δίοδου

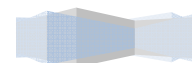
I_{PT} : μέγιστο ρεύμα στο transistor κατά τη μετάβασή του σε αγωγή.

6.4 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΤΡΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΜΕ ΚΛΑΣΣΙΚΟ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ

6.4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο σημείο αυτό έχει ολοκληρωθεί η θεωρητική μελέτη των απωλειών του συστήματος κίνησης μεταβλητής ταχύτητας. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στην ανάλυση των απωλειών του κινητήρα επαγωγής στη θεμελιώδη και τη διακοπτική συχνότητα. Δόθηκε μια ποιοτική περιγραφή των διαφόρων συνιστωσών των απωλειών, μέσω της οποίας παρουσιάστηκαν οι ελάχιστες απαιτούμενες γνώσεις για την ανάπτυξη κατάλληλης τεχνικής ελέγχου που θα λαμβάνει υπ' όψη κριτήρια ελαχιστοποίησης απωλειών παράλληλα με τα κριτήρια αποδόσεως. Η πολυπλοκότητα των φαινομένων που σχετίζονται με τις απώλειες στον κινητήρα επαγωγής όπως προκύπτει και από την παραπάνω ανάλυση καθιστά την αναλυτική ποσοτική τους θεώρηση εξαιρετικά δύσκολη. Οι φόρμουλες που έχουν προταθεί κατά καιρούς είναι πολλές, όλες όμως βασίζονται σε αφαιρετική φιλοσοφία μοντελοποίησης που δύσκολα γενικεύεται σε οποιαδήποτε γεωμετρία. Το πείραμα λοιπόν και η προσομοίωση εμφανίζονται προσφορότερα στη μελέτη των απωλειών του συστήματος κίνησης. Αυτό ωστόσο δεν αναιρεί όλα τα εγγενή μειονεκτήματά τους που ο ερευνητής οφείλει να λάβει σοβαρά υπ' όψη.

Στην παρούσα ενότητα δίνονται τα πρώτα πειραματικά αποτελέσματα όπως προέκυψαν από τη δοκιμαστική λειτουργία της διάταξης κινητήρα και αντιστροφέα του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος που κατασκευάστηκε στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Ο κινητήρας λειτουργεί σε ανοιχτό βρόχο ελέγχου, με ονομαστική τάση και σε ονομαστικές στροφές τροφοδοτούμενος από τον αντιστροφέα. Μελετώνται οι δύο ακραίες καταστάσεις φόρτισης (κενό και πλήρες φορτίο) για τις οποίες καταγράφονται με τη βοήθεια ψηφιακού παλμογράφου οι κυματομορφές της φασικής τάσεως και του ρεύματος γραμμής σε κοινή φάση του κινητήρα. Επίσης μετράται με ταχύμετρο οπτικού τύπου και καταγράφεται η ταχύτητα του δρομέα. Οι μετρήσεις πραγματοποιούνται για διακοπτικές συχνότητες 1 KHz, 2 KHz, 4 KHz, 5 KHz, 6 KHz, 8 KHz και 10 KHz ώστε να διερευνηθεί πειραματικά η επίπτωση της μεταβολής της διακοπτικής συχνότητας στην ισχύ εισόδου υπό διαφορετικές συνθήκες φόρτισης του συστήματος. Παράλληλα διενεργούνται αντίστοιχες προσομοιώσεις για τον υπολογισμό της ισχύος εισόδου. Η μεθοδολογία που αναπτύχθηκε ώστε τα αποτελέσματα πειράματος και προσομοίωσης να είναι συγκρίσιμα παρουσιάζεται αναλυτικά στα επόμενα. Τέλος δίνεται η αναλυτική συγκριτική παρουσίαση των δεδομένων πειράματος και προσομοίωσης. Τα συμπεράσματα που προκύπτουν είναι που οδηγούν τη μελέτη σε επόμενα στάδια.



6.4.2 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΔΕΔΟΜΕΝΑ

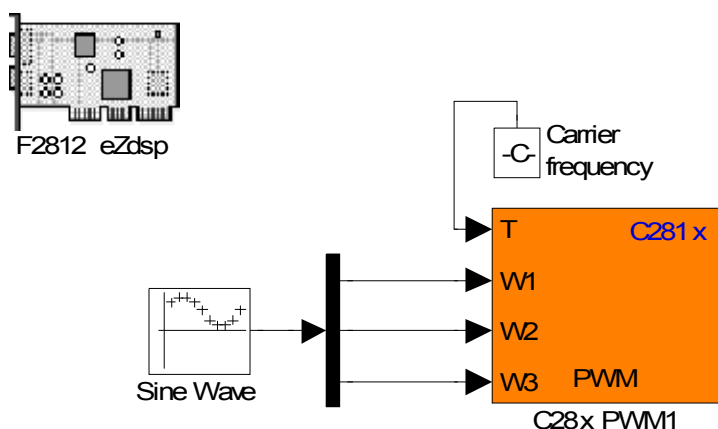
Ο κινητήρας λειτουργεί με ονομαστική τάση και σε ονομαστικές στροφές τροφοδοτούμενος από τον αντιστροφέα στον οποίον εφαρμόζεται SPWM (Sinusoidal PWM) τεχνική διαμόρφωσης. Μετράται η ισχύς εισόδου για διάφορες διακοπτικές συχνότητες σε πλήρες και κενό φορτίο.

Επίσης ο κινητήρας τροφοδοτείται απ' ευθείας από το δίκτυο και λειτουργεί εν κενώ. Η λειτουργία αυτή του κινητήρα προσομοιώνεται με χρήση του κλασσικού ισοδυνάμου κυκλώματος. Το μηχανικό σύστημα παρουσιάζει αυξημένες αποσβέσεις και γι' αυτό αναμένεται μικρή διαφορά μεταξύ μετρούμενης και προσομοιωμένης ισχύος ακόμα και στην περίπτωση της απευθείας τροφοδότησης από το δίκτυο, διαφορά περιορισμένη και σταθερή που δεν επηρεάζει τα τελικά συμπεράσματα.

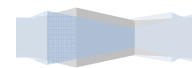
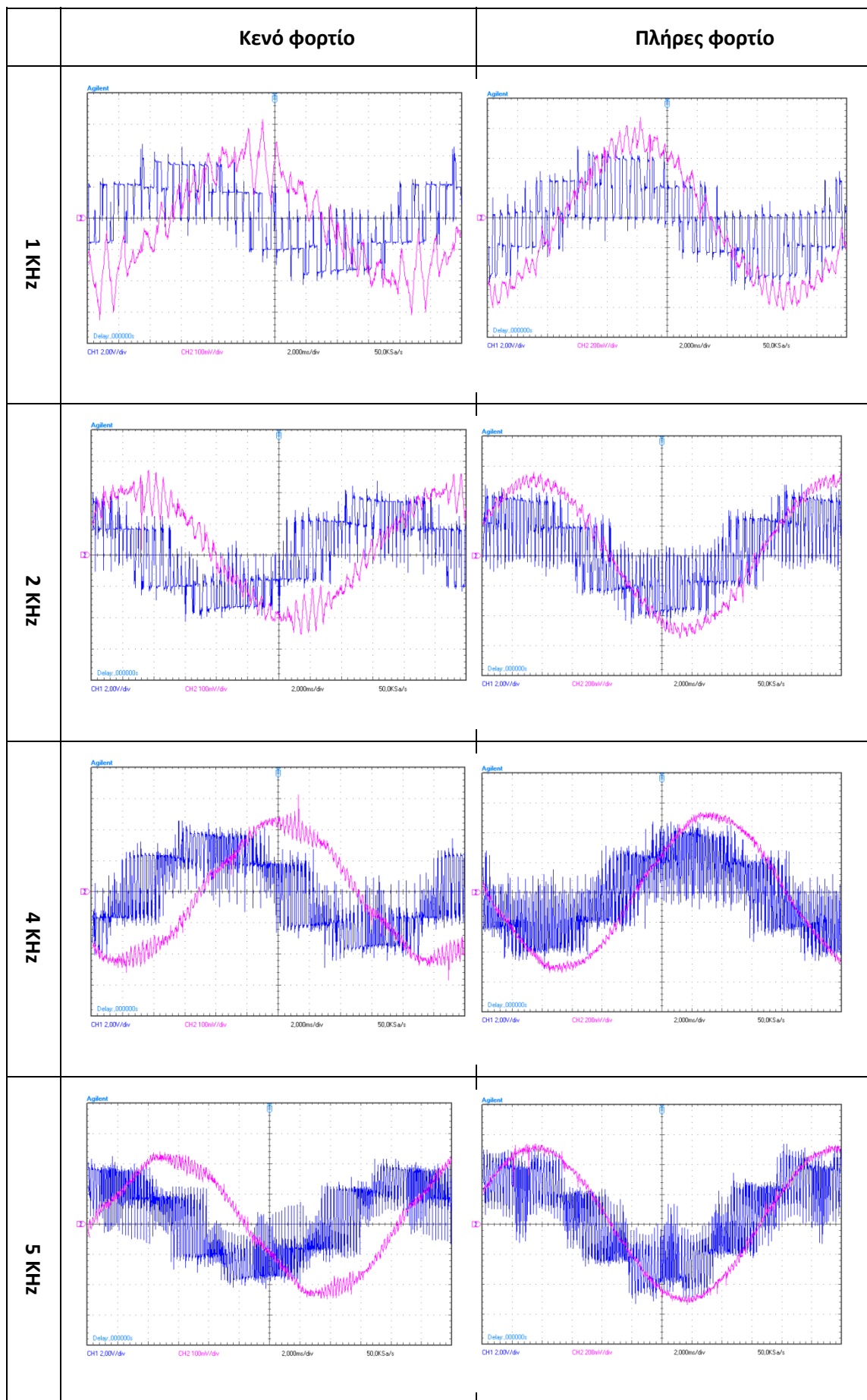
Με την παρακάτω ανάλυση λαμβάνεται μια σαφής εικόνα της ισχύος των απωλειών που συμβαίνουν σε αρμονικές συχνότητες, ενώ εξετάζεται η δυνατότητα εκτίμησης της ισχύος εισόδου με χρήση του κλασσικού ισοδυνάμου κυκλώματος για ημιτονοειδή και PWM τροφοδοσία.

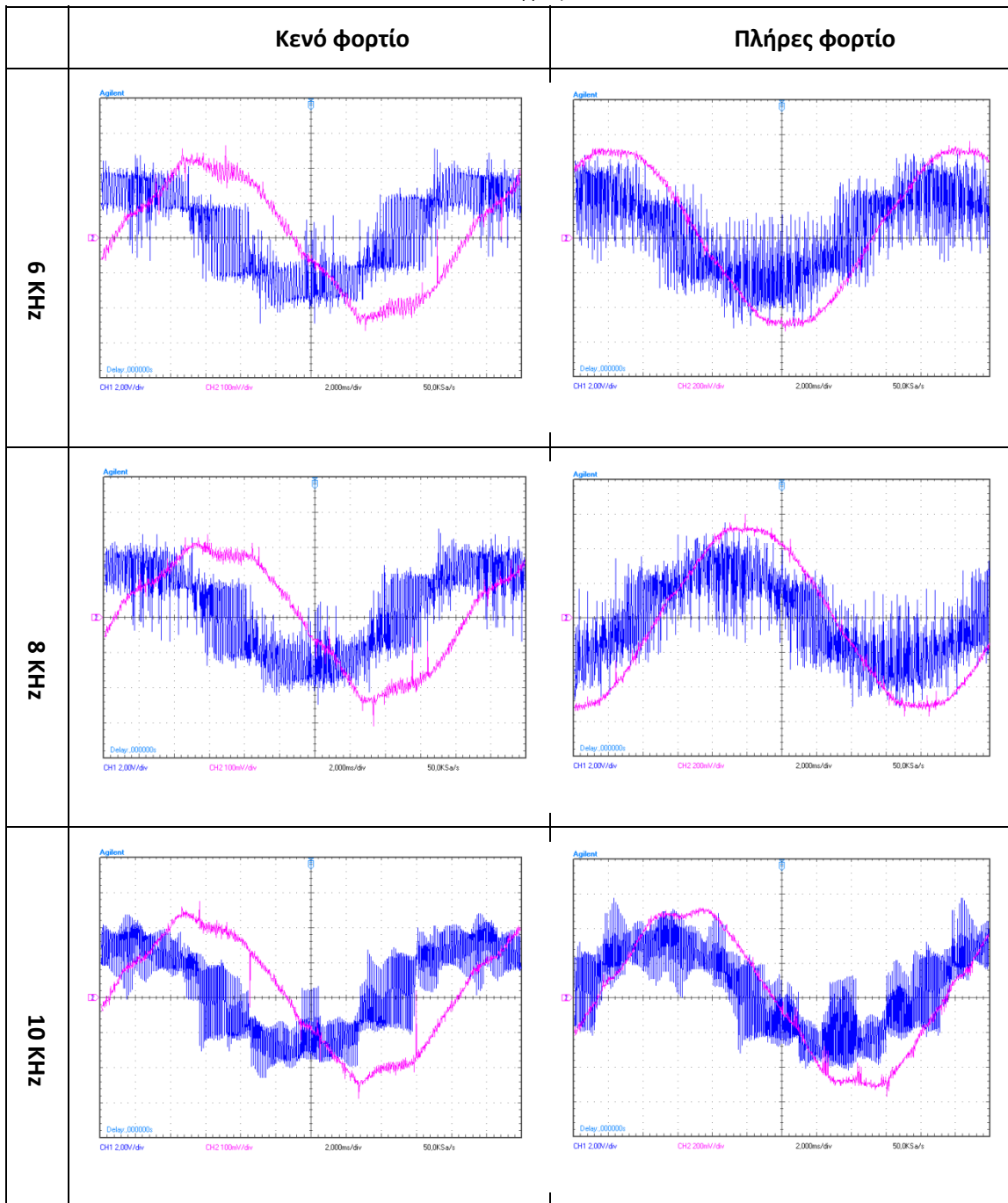
Στο σχήμα (6.10) δίνεται ο κώδικας ελέγχου υλοποιημένος στο Simulink της Matlab ο οποίος φορτώνεται και εκτελείται σε πραγματικό χρόνο από το DSP. Στον πίνακα (6.11) δίνονται οι κυματομορφές φασικής τάσεως του κινητήρα και ρεύματος γραμμής όπως καταγράφηκαν από τον παλμογράφο για τις διάφορες διακοπτικές συχνότητες. Στον πίνακα (6.12) δίνεται η ισχύς εισόδου στον κινητήρα για τις διάφορες διακοπτικές συχνότητες σε κενό και σε ονομαστικό φορτίο όπως υπολογίστηκε από τις πειραματικές μετρήσεις.

Για λόγους συντομίας παραλείπεται η παρουσίαση της διαδικασίας υπολογισμού της ισχύος εισόδου από το ρεύμα και την φασική τάση στην φάση a του κινητήρα. Το πλήρες λογιστικό φύλλο υπολογισμού της ισχύος εισόδου από τις πειραματικά μετρούμενες και προσομοιωμένες ποσότητες δίνεται στο τέλος του κεφαλαίου. Συγκεντρωτικά γραφήματα των ισχύων εισόδου, όπως και των μετρούμενων και προσομοιωμένων ρευμάτων δίνονται ύστερα από την παρουσίαση και του τροποποιημένου ισοδυνάμου κυκλώματος όπου και ολοκληρώνεται η παρουσίαση των εργαλείων εκτίμησης της ισχύος εισόδου και συνεπώς των απωλειών του κινητήρα. Ο αναγνώστης καλείται να ανατρέξει στις σχετικές σελίδες όποτε αυτό κριθεί σκόπιμο.



6.10: Μοντέλο Simulink του ελέγχου. Φορτώνεται στο DSP και εκτελείται σε πραγματικό χρόνο





6.11: Φασικές τάσεις και ρεύματα τροφοδοσίας του κινητήρα όπως καταγράφηκαν στο εργαστήριο για διακοπτικές συχνότητες από 1 KHz έως 10 KHz σε κενό και πλήρες φορτίο

Διακοπτική συχνότητα (KHz)	ΚΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ Ισχύς εισόδου Prms (W) πειραματικά μετρούμενη	ΠΛΗΡΕΣ ΦΟΡΤΙΟ Ισχύς εισόδου Prms (W) πειραματικά μετρούμενη
1	238,8	1943,3
2	262,5	1890,0
4	232,3	1934,1
5	209,5	1929,2
6	237,0	1946,3
8	213,0	1939,0
10	250,0	1914,7

6.12: Πειραματικά μετρούμενες ισχύεις εισόδου στον κινητήρα επαγωγής

Ο κινητήρας στη συνέχεια λειτούργησε εν κενώ τροφοδοτούμενος απ' ευθείας από το δίκτυο. Η τάση τροφοδοσίας του κινητήρα ρυθμίστηκε στα 215V ώστε και στις δύο δοκιμές (με απευθείας και μέσω αντιστροφέα τροφοδότηση) η ταχύτητα του άξονα να είναι η ίδια και ίση με 1490 rpm. **Η ισχύς εισόδου του κινητήρα υπολογίστηκε ίση με 100,9 W.**

Είναι προφανής η συστηματική αύξηση της ισχύος εισόδου του κινητήρα όταν αυτός λειτουργεί υπό όμοιες συνθήκες φόρτισης αλλά τροφοδοτούμενος από αντιστροφέα και όχι απ' ευθείας από το δίκτυο. Οι επιπλέον αυτές απώλειες σχετίζονται σαφώς με την τροφοδότηση του κινητήρα από τον αντιστροφέα. Η συμπεριφορά τους συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας μελετάται στα επόμενα.

Τέλος προσομοιώθηκε η εν κενώ λειτουργία του κινητήρα όταν αυτός τροφοδοτείται με καθαρά ημίτονα. Η ισχύς εισόδου υπολογίστηκε ίση με 59 W. Η διαφορά των περίπου 40 W μεταξύ πειραματικών δεδομένων και δεδομένων προσομοίωσης οφείλεται στις επιπλέον μηχανικές αποσβέσεις του πραγματικού συστήματος. Πρόκειται για σταθερό μέγεθος με μικρή τιμή που δεν αλλοιώνει τα εξαγόμενα συμπεράσματα.

Παρατήρηση 1: Ο ψηφιακός παλμογράφος που χρησιμοποιήθηκε για την καταγραφή των τάσεων και των ρευμάτων του κινητήρα είχε μέγιστη ανάλυση 4000 δείγματα / 0.02 sec για το κάθε κανάλι (4000 δείγματα ανά περίοδο θεμελιώδους). Προφανώς τα δύο κανάλια του παλμογράφου χρησιμοποιήθηκαν για την ταυτόχρονη καταγραφή τάσεως και ρεύματος τροφοδοσίας. Η φασική τάση του κινητήρα μετρήθηκε με probe τάσεως (x100) και το ρεύμα με αμπεροτσιμπίδα (x10) στην ίδια φάση.

Για τη διακοπτική συχνότητα των 10KHz (αντίστοιχη περίοδος 10^{-4} sec) και λειτουργώντας τον παλμογράφο με το μέγιστο ρυθμό δειγματοληψίας τα αντιστοιχούνται δείγματα τάσεων ή ρεύματος, άρα και στιγμιαίας ισχύος εισόδου ανά διακοπτική περίοδο είναι μόλις 20 ($=4000 \cdot 10^{-4} / 0.02$). Εφ' όσον ωστόσο τα δεδομένα προορίζονται για ανάλυση απωλειών και μάλιστα απωλειών στη διακοπτική συχνότητα, ο ρυθμός δειγματοληψίας οφείλει να είναι υψηλός σε επίπεδο πλέον διακοπτικής και όχι μόνο θεμελιώδους συχνότητας. Είναι προφανές ότι τα 10KHz αποτελούν οριακή τιμή της διακοπτικής συχνότητας πέραν της οποίας οι μετρήσεις με τον παρεχόμενο εξοπλισμό του εργαστηρίου δεν παρέχουν την πληροφορία που απαιτείται για μια τέτοια λεπτομερή μελέτη της ισχύος εισόδου στον κινητήρα επαγωγής.

Η χρήση ψηφιακού παλμογράφου κρίθηκε απαραίτητη καθώς πέραν της βελτιωμένης γραφικής απεικόνισης παρέχονται τα αντίστοιχα αριθμητικά δεδομένα με μορφή πίνακα σε λογιστικό φύλλο του Excel. Έτσι είναι δυνατή η επεξεργασία των μετρήσεων, ενώ προκύπτουν επιπλέον πλεονεκτήματα που σχετίζονται με την προσομοίωση των καταναλώσεων από τον κινητήρα επαγωγής όπως εξηγείται παρακάτω.

Παρατήρηση 2: Ο αναγνώστης καλείται να ανακαλέσει τις γνώσεις της ενότητας (3.3.2) στην οποία και αναλύθηκε διεξοδικά η λειτουργία του αντιστροφέα που τροφοδοτεί φορτίο με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο, όπως είναι και ο κινητήρας επαγωγής. Είναι εμφανή τα πέντε διακριτά επίπεδα της φασικής τάσεως του κινητήρα, όπως προέκυψαν τόσο από τη σχετική θεωρητική ανάλυση αλλά και την προσομοίωση στο 5^ο κεφάλαιο της παρούσας εργασίας.

6.4.3 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕ ΚΛΑΣΣΙΚΟ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ

6.4.3.1 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε είχε ως στόχο τα αποτελέσματα του πειράματος και αυτά των προσομοιώσεων να είναι όσο το δυνατόν πιο συγκρίσιμα. Στο σημείο αυτό αναλύονται τα βασικά βήματα αυτής της μεθοδολογίας:

Βήμα 1^ο: Υπολογισμός παραμέτρων κινητήρα επαγωγής με διενέργεια δοκιμών.

Ο κινητήρας τροφοδοτήθηκε με καθαρά ημίτονα από το δίκτυο χαμηλής τάσεως του εργαστηρίου μέσω αυτομετασχηματιστή (Variac) για να υπάρχει δυνατότητα ρύθμισης του επιπέδου της τάσεως τροφοδοσίας. Πραγματοποιήθηκαν οι δοκιμές κενού φορτίου, πλήρους φορτίου και ακινητοποιημένου δρομέα για τις οποίες μετρήθηκαν τάσεις και ρεύματα εισόδου του κινητήρα.

Οι παράμετροι του κινητήρα επαγωγής της συγκεκριμένης διατάξεως προέκυψαν με τη βοήθεια του παρακάτω λογιστικού φύλλου ως εξής:

Qno_load	1029,788		Qblocked	405,376
Xno_load	127,686		Xblocked	11,280
Προσδιορισμός κλάσεως κινητήρα επαγωγής κατά NEMA				
X2	=	1	X1	
		(A)		
Υπολογισμός X1/Lls, X2/Llr				
				>> A = = solve ('x - ((xbl-x)*((xnl-x)/(xnl-xbl)))')
X1	249,60	5,77	5,77	
X2	249,60	5,77	5,77	A= xnl+(xnl^2-xbl*xnl)^(1/2) xnl-(xnl^2-xbl*xnl)^(1/2)
Lls	0,0184	H		
Llr	0,0184	H		
Υπολογισμός Xm/Lm (Xm = Xn0_load-X1)				
Xm	121,92	Ω		
Lm	0,3881	H		

Υπολογισμός Rs και Rr		
Rblocked	10,65	Ω
Rs	5	Ω
Rr	6,197	Ω
Υπολογισμός Rm		
Pcore	220,87	W
Rm	633,63	Ω

(με απευθείας μέτρηση AMEΣΩΣ μετά τη δοκιμή ακινητοποιημένου δρομέα)

(για μηδενικές απώλειες περιστροφής Prot)

Ο αναγνώστης καλείται να συγκρίνει τις παραμέτρους αυτές με τις παραμέτρους που δόθηκαν στο 5^ο κεφάλαιο για την πραγματοποίηση των προσομοιώσεων του συστήματος κίνησης. Είναι εμφανές ότι τα δύο σετ παραμέτρων βρίσκονται κοντά χωρίς να ταυτίζονται γεγονός αναμενόμενο λόγω διαφορών στην κατασκευή αλλά και τη καταπόνηση – συντήρηση των κινητήρων του εργαστηρίου. Κρίθηκε λοιπόν σκόπιμος ο υπολογισμός των παραμέτρων του συγκεκριμένου κινητήρα, παράμετροι οι οποίες υιοθετούνται σε όλες τις προσομοιώσεις που πραγματοποιούνται από εδώ και στο εξής.

Βήμα2^ο: Εικονική τροφοδότηση κινητήρα

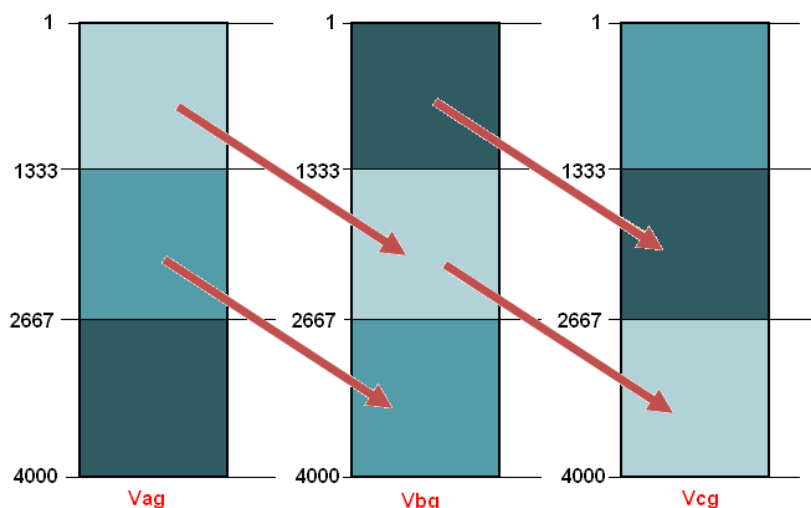
Στόχος της προσομοίωσης είναι ο υπολογισμός της ισχύος εισόδου στον κινητήρα επαγωγής με χρήση του κλασσικού ισοδύναμου κυκλώματος. Είναι προφανές ότι για να είναι συγκρίσιμα τα αποτελέσματα της προσομοίωσης με τα πειραματικά το μοντέλο του κινητήρα πρέπει να τροφοδοτηθεί με τάσεις όμοιες με αυτές που κατέγραψε ο παλμογράφος κατά τη διεξαγωγή του πειράματος. Σε αντίθετη περίπτωση τροφοδοσία του κινητήρα με μια ιδανική κυματομορφή PWM τάσεως (που εύκολα μπορεί να παραχθεί στο περιβάλλον Simulink) καθιστά σχεδόν αδύνατη την απ' ευθείας σύγκριση μεταξύ των αποτελεσμάτων πειράματος και προσομοίωσης και σε κάθε περίπτωση χωρίς επιστημονική αξία.

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για την τροφοδότηση του μοντέλου του κινητήρα είναι η εξής:

1. Καταγραφή της φασικής τάσεως τροφοδοσίας του κινητήρα (σε μια από τις τρεις φάσεις τροφοδοσίας) κατά τη διάρκεια της εκάστοτε πειραματικής δοκιμής
2. Δημιουργία ενός Structure της Matlab το οποίο σε μορφή πίνακα περιλαμβάνει τις 4000 μετρήσεις της φασικής τάσεως τροφοδοσίας που αντιστοιχούν σε μία θεμελιώδη περίοδο (χρονικό διάστημα 0.02sec) όπως προέκυψαν στο πείραμα.
3. Δημιουργία άλλων δύο Structure τα οποία περιλαμβάνουν τις υπόλοιπες δύο φασικές τάσεις τροφοδοσίας. Αυτές προκύπτουν με τεχνητή δημιουργία διαφοράς φάσεως σε σχέση με το Structure που αντιστοιχεί στη φάση a του κινητήρα. Διαφορά φάσεως λοιπόν ίση με $2\pi/3$ της φάσης b σε σχέση με τη φάση a και $4\pi/3$ της φάσης c σε σχέση με τη φάση a μεταφράζεται στον κόσμο της Matlab σε διαφορά φάσης 1333 δειγμάτων μεταξύ των Structure που αντιστοιχούν στις φάσεις a και b ($1333 \approx 4000/3$) και 2667 δειγμάτων μεταξύ των φάσεων a και c ($2667 \approx 4000 * 2/3$). Στο

σχήμα (6.13) φαίνεται η κατασκευή των υπολοίπων δύο δομών από την πρωταρχική και αντιστοιχούσα στην φάση α του κινητήρα δομή (Structure).

4. Τροφοδότηση του μοντέλου του κινητήρα με ταυτοχρονισμένη κυκλική ανάγνωση των τριών Structures που αντιστοιχούν της τρεις φάσεις του κινητήρα. Καθώς διατίθενται 4000 δείγματα ανά περίοδο, η προσομοίωση πραγματοποιείται σε διακριτό χρόνο με περίοδο δειγματοληψίας από τη Matlab ίση με $T_s = 0.02 / 4000$ sec. Η περίοδος αυτή δειγματοληψίας είναι που εξασφαλίζει τον απαιτούμενο χρονισμό ανάμεσα στον πραγματικό χρόνο και τον εικονικό χρόνο της προσομοίωσης.



6.13: Κατασκευή συμμετρικού τριφασικού συστήματος τάσεων τροφοδοσίας με τεχνητή δημιουργία διαφοράς φάσεως

Η μεθοδολογία αυτή εφαρμόστηκε ξεχωριστά για την κάθε διακοπτική συχνότητα, σε κενό και πλήρες φορτίο. Καθώς διενεργήθηκαν συνολικά 14 προσομοιώσεις με το κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα ($=2*7$, όπου 2 οι καταστάσεις φόρτισης και 7 οι υπό μελέτη διακοπτικές συχνότητες) δημιουργήθηκαν συνολικά 42 τέτοια Structures ($=7*3$, όπου 3 οι φάσεις του κινητήρα) από τα οποία γινόταν η ανάγνωση των εικονικών τάσεων τροφοδοσίας. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίστηκε η συγκρισιμότητα των πειραματικών και των προσομοιωμένων αποτελεσμάτων.

Η μόνη απλούστευση που έγινε ήταν η υπόθεση πλήρους τριφασικής συμμετρίας, υπόθεση που απέχει ελάχιστα από την πραγματικότητα του πειράματος και δεν αναμένεται να αλλοιώσει την ορθότητα της προσομοίωσης.

Βήμα 3^ο: Πραγματοποίηση προσομοίωσης και ανάγνωση προσομοιωμένου ρεύματος

Στο σχήμα (6.14) δίνεται το μοντέλο της Matlab το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση της λειτουργίας του κινητήρα υπό τροφοδοσία όμοια με αυτή που καταγράφηκε κατά τη δοκιμαστική λειτουργία της διατάξεως κινητήρα και αντιστροφέα. Οι είσοδοι στο μοντέλο (V_{ag} , V_{bg} , V_{cg}) είναι τα Structures που αντιστοιχούν στην εκάστοτε διακοπτική συχνότητα και φόρτιση. Η έξοδος της προσομοίωσης είναι το ρεύμα γραμμής του κινητήρα ($I_{classic}$) το οποίο εξάγεται στο Workspace της Matlab και αποθηκεύεται σε μια δομή όμοια με αυτές των τάσεων τροφοδοσίας (Structure with

time). Με τον τρόπο αυτό γίνεται δυνατή η περεταίρω εξαγωγή των αποτελεσμάτων από τη Matlab σε κατάλληλο λογιστικό φύλλο του Excel το οποίο σωρεύει πειραματικά και προσομοιωμένα αποτελέσματα προχωρώντας στους απαραίτητους υπολογισμούς και στη συγκριτική τους ανάλυση (βλέπε παράρτημα 1 στο πέρας του κεφαλαίου)

Καθώς η προσομοίωση ξεκινά με τον κινητήρα σε ακινησία πρέπει η μέτρηση του ρεύματος γραμμής να γίνει αφού ο κινητήρας ισορροπήσει στο σημείο μόνιμης λειτουργίας του και αποσβεστούν όλες οι μεταβατικές ταλαντώσεις. Η μέτρηση λοιπόν του ρεύματος περιλαμβάνει την καταγραφή μιας θεμελιώδους περιόδου του στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, με την προϋπόθεση ότι ο χρόνος εκκίνησης της καταγραφής είναι πολλαπλάσιο των 0.02sec ώστε η περίοδος του προσομοιωμένου ρεύματος που θα καταγραφεί να αντιστοιχεί στην καταγεγραμμένη τάση τροφοδοσίας και να είναι δυνατός ο υπολογισμός της στιγμιαίας ισχύος για κάθε ένα από τα 4000 δείγματα τάσης και ρεύματος. Η τακτική που ακολουθήθηκε περιλαμβάνει τα εξής:

1. Εκκίνηση προσομοίωσης τη χρονική στιγμή $t_{sim}=0sec$. Η μηχανή είναι σε στάση και η προσομοίωση τρέχει μέχρι και τη χρονική στιγμή $t_{sim}=1sec$ χωρίς καταγραφή του ρεύματος γραμμής. Μέσα σε ένα δευτερόλεπτο η μηχανή έχει φθάσει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της και έχουν αποσβεστεί πρακτικά πλήρως όλες οι μεταβατικές ταλαντώσεις λόγω της εκκινήσεως.
2. Τη χρονική στιγμή $t_{sim}=1sec$ ξεκινά η καταγραφή του ρεύματος γραμμής μέχρι και τη χρονική στιγμή $t_{sim}=1.02sec$, μια θεμελιώδη περίοδο μετά, όπου ολοκληρώνεται η προσομοίωση καθώς έχει καταγραφεί η ζητούμενη περίοδος του ρεύματος γραμμής.

Στο σημείο αυτό και για αποφυγή οποιασδήποτε συγχύσεως τονίζεται το εξής:

Ο χρόνος t_{sim} ή χρόνος της προσομοίωσης δεν έχει καμία σχέση με τον πραγματικό χρόνο. Έτσι όταν η προσομοίωση έχει φθάσει στον χρόνο $t_{sim} = 1sec$, δηλαδή έχει προσομοιωθεί το πρώτο δευτερόλεπτο λειτουργίας του κινητήρα ενδεχομένως να έχουν περάσει λίγα δευτερόλεπτα, λεπτά ή και ώρες πραγματικού χρόνου κάτι που εν γένει εξαρτάται από τη διεκπεραιωτική ικανότητα (συνδυασμός software και hardware) του συστήματος που εκτελεί τη προσομοίωση.

Η προσομοίωση όπως προαναφέρθηκε επαναλαμβάνεται για κάθε διακοπτική συχνότητα υπό πλήρες και κενό φορτίο του κινητήρα. Για όλες τις προσομοιώσεις χρησιμοποιείται το κοινό μοντέλο του σχήματος (6.14) ωστόσο πριν από κάθε μια από αυτές εκτελείται κατάλληλος κώδικας αρχικοποίησης ο οποίος ορίζει τις δομές των τάσεων που θα τροφοδοτηθούν στο μοντέλο καθώς και τις παραμέτρους της μηχανής. Στα πλαίσια κειμένου (A) και (B) δίνεται ενδεικτικά ο σχετικός κώδικας που αρχικοποιεί το μοντέλο για τη προσομοίωση με τάση διακοπτικής συχνότητας 1KHz υπό κενό φορτίο. Για κάθε διακοπτική συχνότητα και κατάσταση φόρτισης δημιουργήθηκε κατάλληλος κώδικας αρχικοποίησης. Οι παράμετροι του μοντέλου της μηχανής διαβάζονται από το αντίστοιχο στην εκάστοτε διακοπτική συχνότητα αρχείο (βλέπε πλαίσιο κειμένου (B)).

```

%Αρχικοποίηση_παραμέτρων_μοντέλου--%
clear all;
%-----From-workspace-----%
load Vag_1K_noload.m;
load Vbg_1K_noload.m;
load Vcg_1K_noload.m;

va=Vag_1K_noload (:,1);
vb=Vbg_1K_noload (:,1);
vc=Vcg_1K_noload (:,1);
%Data_type:struct=>Cyclic_rep-----%
Vag.time=[];
Vag.signals.values=[va];
Vag.signals.dimensions=[1];

Vbg.time=[];
Vbg.signals.values=[vb];
Vbg.signals.dimensions=[1];

Vcg.time=[];
Vcg.signals.values=[vc];
Vcg.signals.dimensions=[1];
%Περίοδος_δειγματοληψίας-----%
Ts = 0.02/4000;

%Παράμετροι_μηχανής-----%
run machine_parameters_initialization_1
%Υπολογισμοί-----%
Lr = Llr + Lm;
Lst = Lls + Lm;
Lsigma = sqrt((Lst*Lr)-(Lm*Lm));
Tr = Lr/Rr;
%-----%

```

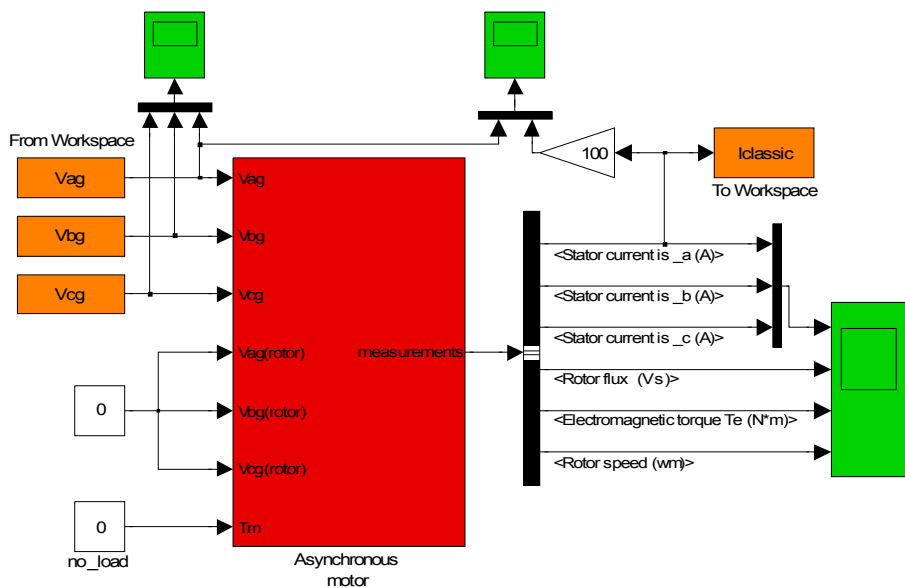
Πλαίσιο κειμένου A

Ο κώδικας αυτός εκτελείται πριν από τις προσομοιώσεις τόσο με το κλασσικό όσο και με το τροποποιημένο κύκλωμα του κινητήρα. Οι παράμετροι της μηχανής ορίζονται σε ανεξάρτητα αρχεία κώδικα που αντιστοιχούν στην εκάστοτε μοντελοποίηση. Για το κλασσικό ισοδύναμο το αρχείο αυτό είναι το `machine_parameters_initialization_1.m` και ο κώδικάς του δίνεται αμέσως μετά.

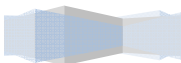
```

%Machine_parameters-----%
%Rated_characteristics-----%
Pn = 1492;
Vn = 400;
Fn = 50;
P = 2; %ζεύγη_πόλων-----%
%Electrical_part-----%
Rs = 5;
Lls = 0.0184;
Rr = 6.197;
Llr = Lls;
Lm = 0.3881;
%Mechanical_part-----%
J = 0.001;
F = 0.001;
    
```

Πλαίσιο κειμένου B



6.14: Μοντέλο Simulink για την προσομοίωση των ισχύων εισόδου του κινητήρα. Χρησιμοποιούνται διαφορετικά μοντέλα του κινητήρα επαγωγής τα αποτελέσματα των οποίων συγκρίνονται. Ο κινητήρας τροφοδοτείται με τάσεις όμοιες με αυτές του πειράματος ώστε τα αποτελέσματα να είναι άμεσα συγκρίσιμα



6.4.3.2 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Παρακάτω δίνονται οι προσομοιωμένες ισχύεις εισόδου στον κινητήρα επαγωγής, όπως προέκυψαν με το κλασσικό ισοδύναμο κύκλωμά του το οποίο αναπτύχθηκε ήδη στο 5^ο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας.

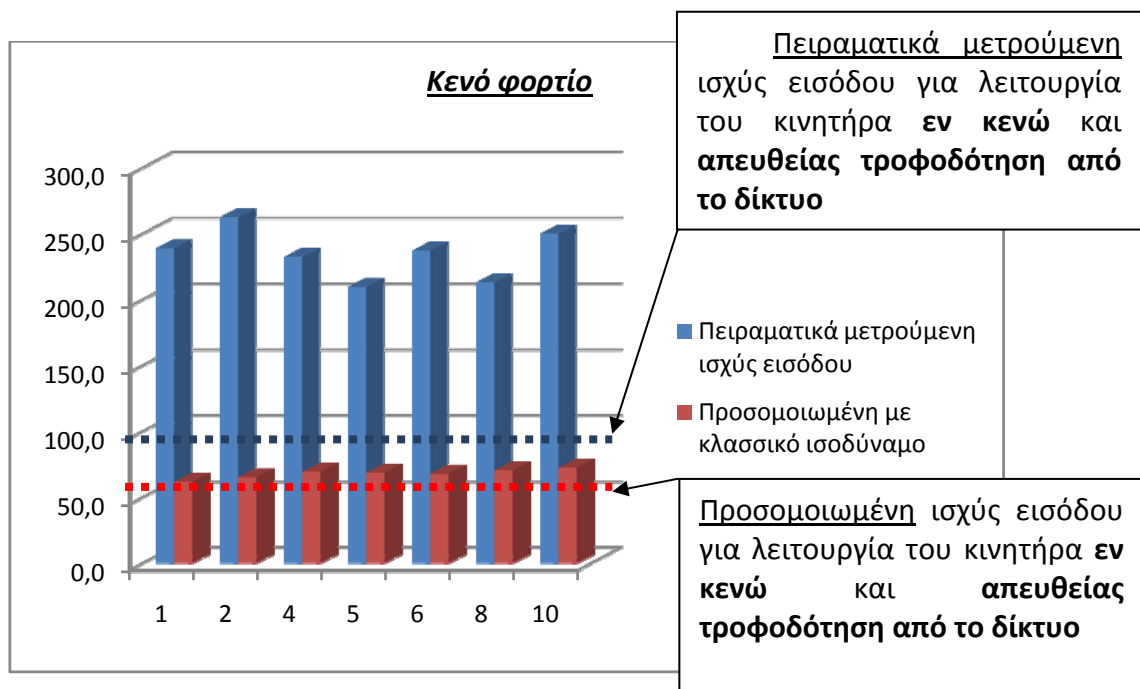
Ο κινητήρας τροφοδοτείται με τάσεις πανομοιότυπες με αυτές του πειράματος, συνεπώς τα αποτελέσματα είναι άμεσα συγκρίσιμα.

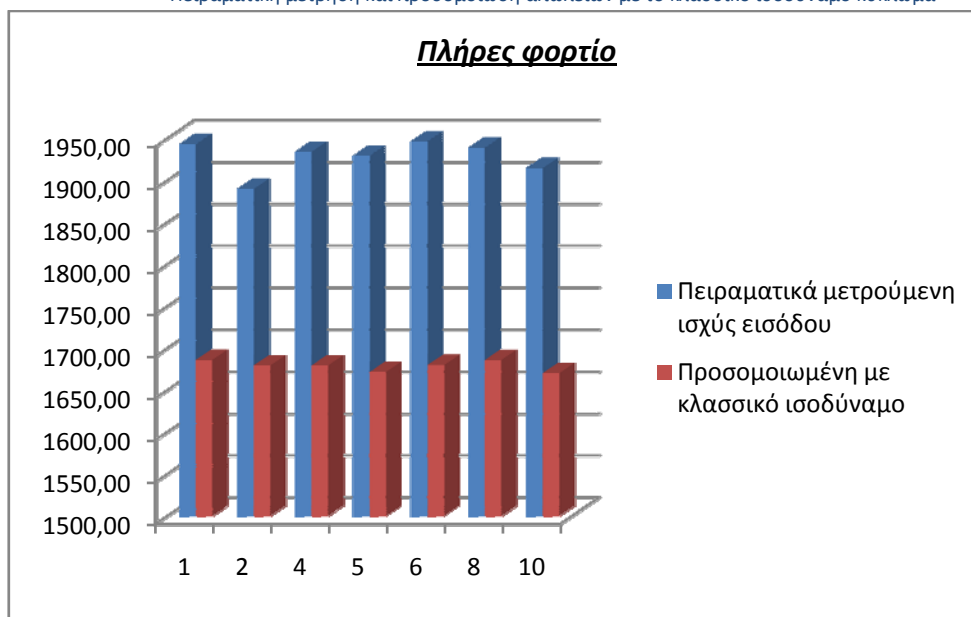
Διακοπτική συχνότητα (KHz)	ΚΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ Ισχύς εισόδου Prms (W) προσομοιωμένη κλασσικό ισοδύναμο	ΠΛΗΡΕΣ ΦΟΡΤΙΟ Ισχύς εισόδου Prms (W) προσομοιωμένη κλασσικό ισοδύναμο
1	61,5	1685,9
2	65,1	1679,5
4	69,3	1679,5
5	68,4	1671,5
6	67,9	1680,1
8	70,4	1685,7
10	72,3	1670,4

6.15: Προσομοιωμένες ισχύεις με κλασσικό ισοδύναμο κύκλωμα

6.4.3.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Ο αναγνώστης καλείται να αντιπαραβάλει τους πίνακες (6.12) και (6.15) όπου δίνονται τα απόλυτα μεγέθη των ισχύων εισόδου. Παρακάτω δίνονται τα γραφήματα που συγκεντρώνουν τις πειραματικές και προσομοιωμένες με το κλασσικό ισοδύναμο ισχύεις εισόδου στον κινητήρα υπό κενό και πλήρες φορτίο.





Δύο είναι τα συμπεράσματα που προκύπτουν άμεσα:

1. Η ισχύς εισόδου δεν εξαρτάται από τη διακοπτική συχνότητα με τρόπο εμφανή που να επιτρέπει την εξαγωγή ενός απλού αλγορίθμου εύρεσης της βέλτιστης διακοπτικής συχνότητας και σε κάθε περίπτωση η εξάρτησή της από τη διακοπτική συχνότητα είναι μικρή με την ισχύ να εμφανίζει περιορισμένες μεταβολές από τη μια στην άλλη διακοπτική συχνότητα, μεταβολές που δεν μπορούν να συσχετιστούν άμεσα με τη μεταβολή της διακοπτικής συχνότητας λόγω του μικρού εύρους τους.
2. Το κλασσικό ισοδύναμο κύκλωμα είναι ανεπαρκές για την πρόβλεψη της ισχύος όταν ο κινητήρας τροφοδοτείται με PWM τάση τροφοδοσίας καθώς σταθερά υποεκτιμά τις απώλειες. Τόσο σε κενό όσο και πλήρες φορτίο η προσομοιωμένη ισχύς προκύπτει περί τα 200W μικρότερη της πειραματικά μετρημένης, διαφορά που οφείλεται στο μέγιστο ποσοστό της στις θεμελιώδεις και διακοπτικές απώλειες πυρήνα που το κλασσικό ισοδύναμο κύκλωμα αγνοεί.

Είναι εμφανές ότι το κλασσικό ισοδύναμο κύκλωμα θέτει περιορισμούς στην πρόβλεψη της ισχύος εισόδου στον κινητήρα όταν αυτός τροφοδοτείται από τάσεις με έντονο αρμονικό περιεχόμενο. Η πλέον απλή λύση που μπορεί να προταθεί είναι ο πολλαπλασιασμός των προσομοιωμένων ισχύων με κατάλληλη σταθερά που θα λαμβάνει υπ' όψη τις αυξημένες απώλειες πυρήνα. Η λύση αυτή βασίζεται στην παρατήρηση ότι η υποεκτίμηση της ισχύος από το κλασσικό ισοδύναμο κύκλωμα είναι προσεγγιστικά σταθερή για τις διάφορες διακοπτικές συχνότητες και καταστάσεις φόρτισης. Παρακάτω δίνεται μια λεπτομερέστερη προσέγγιση του ζητήματος. Συγκεκριμένα εισάγεται μια τροποποιημένη τοπολογία του ισοδυναμού κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής σε dq πλαίσιο αναφοράς η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ακριβέστερη προσομοίωση των ισχύων εισόδου και συνεπώς των απωλειών στον κινητήρα επαγωγής.

6.5 ΤΡΟΠΟΠΟΙΗΜΕΝΟ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟ ΚΥΚΛΩΜΑ

6.5.1 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ

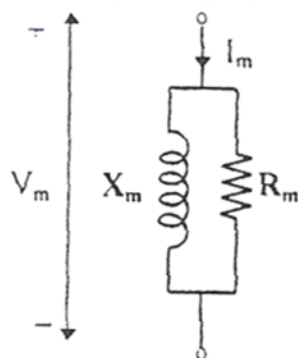
Το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα που προτείνεται σε αυτό το σημείο της εργασίας δεν αποτελεί προφανώς αποκλειστική λύση για την πραγματοποίηση ακριβούς ενεργειακής ανάλυσης του κινητήρα επαγωγής όταν αυτός τροφοδοτείται από αντιστροφέα. Η προτεινόμενη τροποποίηση έχει ήδη μελετηθεί στα πλαίσια παλαιότερων διδακτορικών διατριβών (βλέπε [14], [15], [16]) και διπλωματικών εργασιών (βλέπε [13]) όπου και διερευνήθηκαν οι δυνατότητές της στην προσομοίωση της ισχύος και των ρευμάτων του κινητήρα επαγωγής υπό τάσεις με σημαντική διείδυση αρμονικών χαμηλής τάξεως. Στο παρόν σύγγραμμα διερευνάται η ικανότητα μοντελοποίησης του κινητήρα με το ίδιο τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα όταν αυτός τροφοδοτείται από αντιστροφέα με τάσεις που περιλαμβάνουν αρμονικές υψηλής τάξεως στη διακοπτική συχνότητα και τα πολλαπλάσιά της.

Προκειμένου να γίνει κατανοητή η προτεινόμενη τροποποίηση του ισοδύναμου κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής για την θεώρηση των αρμονικών της τάσεως διερευνάται συνοπτικά η επίπτωση των αρμονικών αυτών στις απώλειες πυρήνα και η μοντελοποίηση τούτης της αλληλεπίδρασης.

Όταν ο κινητήρας επαγωγής λειτουργεί με καθαρή ημιτονοειδή τάση τροφοδοσίας στη γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής σιδήρου του, οι απώλειες σιδήρου μεταβάλλονται ανάλογα με το τετράγωνο της πυκνότητας ροής. Για μαγνητικό κύκλωμα σταθερής διατομής, οι απώλειες σιδήρου μεταβάλλονται με τη μαγνητική ροή σύμφωνα με την ακόλουθη σχέση:

$$(6.19) \quad P_{Fe} = (K_H \omega + K_{EC} \omega^2) \phi^2$$

όπου ϕ το μέτρο της ροής και K_H , K_{EC} είναι συντελεστές σταθερής τιμής για τη γραμμική περιοχή του σιδήρου σχετικοί με τις απώλειες λόγω υστέρησης και δινορευμάτων αντίστοιχα. Σε αυτή την περίπτωση το μαγνητικό κύκλωμα μπορεί να αποδοθεί με το γνωστό ισοδύναμο κύκλωμα αντίστασης και πηνίου εν παραλλήλω που φαίνεται στο σχήμα (6.16).



6.16: Κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα του μαγνητικού κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής.

όπου V_m είναι η τάση τροφοδοσίας, I_m το ρεύμα του εγκάρσιου κλάδου μαγνήτισης, X_m η αντίδραση μαγνήτισης και R_m η αντίσταση απωλειών σιδήρου (πυρήνα).

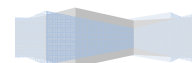
Καθώς εν γένει η αντίσταση R_m είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίδραση X_m μπορεί να προκύψει προσεγγιστικά ως εξής:

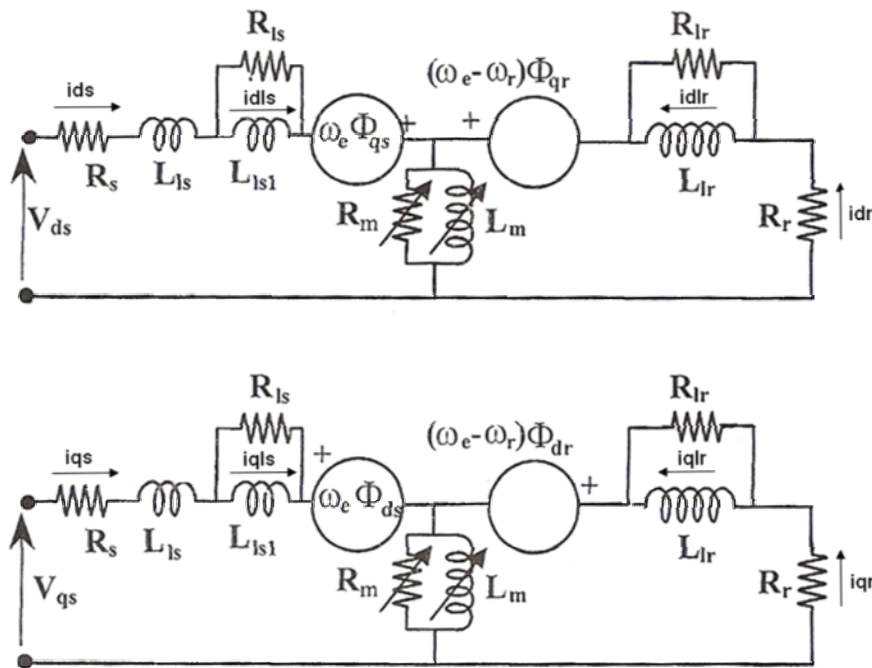
$$(6.20) \quad R_m = \frac{1}{(K_H / \omega + K_{EC})}$$

Αυτό είναι το κλασσικό μοντέλο του πυρήνα του κινητήρα επαγωγής το οποίο ωστόσο είναι ανεπαρκές για την μοντελοποίηση των απωλειών πυρήνα στην περίπτωση που η κυματομορφή της τάσης τροφοδοσίας είναι παραμορφωμένη λόγω της μη γραμμικής συμπεριφοράς του πυρήνα που εντείνεται από την πολυπλοκότητα των εμπλεκόμενων φαινομένων. Ελάχιστονες βρόχοι υστερήσεως σε περιοχές του πυρήνα και ύπαρξη κορεσμού που επηρεάζει τις απώλειες λόγω δινορευμάτων περιπλέκουν την κατάσταση. Ωστόσο το παραπάνω ισοδύναμο κύκλωμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον προσδιορισμό του ρεύματος μαγνήτισης όταν η τάση τροφοδοσίας έχει μικρό ποσοστό αρμονικής παραμόρφωσης με αρμονικό περιεχόμενο χαμηλής τάξεως με χρήση της αρχής της επαλληλίας. Σε κυματομορφές τάσεως με εντονότερο αρμονικό περιεχόμενο ακολουθείται η ίδια μέθοδος με παράλληλη τροποποίηση της τιμής της R_m ώστε να ληφθεί υπ' όψη ο εντονότερος κορεσμός του μαγνητικού κυκλώματος της μηχανής. Έτσι εξασφαλίζεται η γραμμική μεταβολή της αντίστασης με την πυκνότητα ροής του πυρήνα όταν η τελευταία ξεπερνά το γόνατο κορεσμού της χαρακτηριστικής καμπύλης μαγνήτισης του πυρήνα. Η παραπάνω ανάλυση εφαρμόστηκε για την τροποποίηση του κλάδου μαγνήτισης του κλασσικού ισοδυναμού κυκλώματος.

Οι αυξημένες διαφεύγουσες απώλειες υπό φορτίο που σχετίζονται με τις ροές σκεδάσεως στάτη και δρομέα λαμβάνονται επίσης υπ' όψη με την τοποθέτηση κατάλληλων αντιστάσεων παράλληλα με τις αυτεπαγωγές σκεδάσεως στάτη και δρομέα που εμπλέκουν τον πυρήνα της μηχανής.

Το προτεινόμενο τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής μπορεί προφανώς να αναπτυχθεί είτε στο τριφασικό πλαίσιο αναφοράς ή στο πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων το οποίο εν γένει μπορεί να στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα. Στο παρών σημείο δίνεται το προτεινόμενο κύκλωμα στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο αξόνων ds-qs επιλογή που προσφέρει πλεονεκτήματα στην υλοποίηση του μοντέλου σε ηλεκτρονικό υπολογιστή για την πραγματοποίηση προσομοιώσεων. Το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής στη γενικότερη δυνατή μορφή του έχει όπως στο παρακάτω σχήμα (σχήμα(6.17)).





6.17: Πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα επαγωγής

όπου:

- V_{ds} και V_{qs} οι τάσεις τροφοδοσίας ευθέως και εγκάρσιου άξονα
- ω_e η σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα
- ω_r η ηλεκτρική ταχύτητα του δρομέα ($=P/2 \cdot \omega_m$, όπου ω_m η μηχανική ταχύτητα του δρομέα)
- R_s η αντίσταση του τυλίγματος στάτη
- R_r η αντίσταση του τυλίγματος δρομέα ανηγμένη στο στάτη
- L_{ls} η αυτεπαγωγή σκέδασης του στάτη που εμπλέκει δρόμους ροής που κλείνουν αποκλειστικά στον αέρα (στη θεμελιώδη συχνότητα)
- L_{ls1} η αυτεπαγωγή σκέδασης του στάτη που εμπλέκει δρόμους ροής που κλείνουν μέσω του σιδήρου του πυρήνα (στη θεμελιώδη συχνότητα)
- L_{lr} η αυτεπαγωγή σκέδασης του δρομέα (στη θεμελιώδη συχνότητα)
- L_m η αυτεπαγωγή μαγνήτισης (στη θεμελιώδη συχνότητα)
- R_m η αντίσταση απωλειών σιδήρου
- R_{ls} η αντίσταση που αντιπροσωπεύει τις επιπρόσθετες απώλειες σιδήρου λόγω του τμήματος της ροής σκέδασης του στάτη που εμπλέκει το σιδηρό πυρήνα
- R_{lr} η αντίσταση που αντιπροσωπεύει τις επιπρόσθετες απώλειες σιδήρου λόγω του τμήματος της ροής σκέδασης του δρομέα που εμπλέκει το σιδηρό πυρήνα

Στο σημείο αυτό τονίζεται ότι οι αντιστάσεις R_{ls} και R_{lr} τοποθετούνται παράλληλα μόνο με το μέρος των αυτεπαγωγών σκέδασης στάτη και δρομέα που σχετίζονται με τον πυρήνα του κινητήρα καθώς οι ροές σκέδασης που κλείνουν μέσω του αέρα δεν έχουν συνεισφορά στην αύξηση των απωλειών πυρήνα. Η ανάλυση της ροής σκεδάσεως σε επιμέρους συνιστώσες (κυρίως στη ροή σκεδάσεως αυλάκων και στη ροή σκεδάσεως κεφαλών τυλίγματος) αποτελεί μια επιπλέον δυσκολία για την προσέγγιση των

αντίστοιχων απωλειών σιδήρου με συγκεντρωμένες παραμέτρους σαν αυτές ενός ισοδύναμου κυκλώματος.

Για τη μοντελοποίηση του τροποποιημένου κυκλώματος σε ηλεκτρονικό υπολογιστή, ιδιαίτερα αποδοτική αποδεικνύεται η εξαγωγή των εξισώσεων κατάστασης που περιγράφουν το ηλεκτρικό μέρος του κινητήρα. Οι εξισώσεις κατάστασης εξαγονται με χρήση του τροποποιημένου κυκλώματος αμέσως πιο κάτω. Στη συνέχεια θα χρησιμοποιηθούν για τη μοντελοποίηση του τροποποιημένου κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής.

Οι πεπλεγμένες ροές στάτη και δρομέα ευθέως και εγκάρσιου άξονα έχουν ως εξής:

$$(6.21) \quad \Phi_{ds} = L_{ls} I_{ds} + L_{ls1} I_{dls} + L_m I_{dm}$$

$$(6.22) \quad \Phi_{qs} = L_{ls} I_{qs} + L_{ls1} I_{qls} + L_m I_{qm}$$

$$(6.23) \quad \Phi_{dr} = L_{lr} I_{dr} + L_m I_{dm}$$

$$(6.24) \quad \Phi_{qr} = L_{lr} I_{qr} + L_m I_{qm}$$

όπου I_{ds} , I_{qs} , I_{dls} , I_{qls} , I_{dr} , I_{qr} και I_{dm} , I_{qm} είναι οι συνιστώσες ευθέως και εγκάρσιου άξονα των ρευμάτων που ρέουν στις αντίστοιχες αυτεπαγωγές L_{ls} , L_{ls1} , L_{lr} και L_m . Τα ρεύματα αυτά συνιστούν τις μεταβλητές κατάστασης του συστήματος γραμμικών διαφορικών εξισώσεων που περιγράφει το ηλεκτρικό μέρος του κινητήρα επαγωγής. Οι διαφορικές εξισώσεις που αντιστοιχούν σε αυτές τις μεταβλητές κατάστασης έχουν ως εξής:

$$(6.25) \quad \frac{dI_{dls}}{dt} = \frac{R_{ls}}{L_{ls1}} (I_{ds} - I_{dls})$$

$$(6.26) \quad \frac{dI_{qls}}{dt} = \frac{R_{ls}}{L_{ls1}} (I_{qs} - I_{qls})$$

$$(6.27) \quad \frac{dI_{dlr}}{dt} = \frac{R_{lr}}{L_{lr}} (I_{dr} - I_{dlr})$$

$$(6.28) \quad \frac{dI_{qlr}}{dt} = \frac{R_{lr}}{L_{lr}} (I_{qr} - I_{qlr})$$

$$(6.29) \quad \frac{dI_{dm}}{dt} = \frac{1}{L_m} \left[(\omega_e - \omega_r) (L_{lr} I_{qlr} + L_m I_{qm}) + R_{lr} I_{dlr} - (R_r + R_{lr}) I_{dr} \right]$$

$$(6.30) \quad \frac{dI_{qm}}{dt} = -\frac{1}{L_m} \left[(\omega_e - \omega_r) (L_{lr} I_{dlr} + L_m I_{dm}) + R_{lr} I_{qlr} - (R_r + R_{lr}) I_{qr} \right]$$

Οι εξισώσεις κατάστασης προέκυψαν με την εφαρμογή των νόμων τάσεων και ρευμάτων του Kirchhoff στο κύκλωμα του ευθέως και πανομοιότυπα στο κύκλωμα του εγκάρσιου άξονα. Οι εξισώσεις αυτές είναι που χρησιμοποιούνται στα επόμενα για την υλοποίηση του τροποποιημένου μοντέλου του κινητήρα επαγωγής στο περιβάλλον Simulink της Matlab.

6.5.2 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΡΟΠΟΠΟΙΗΜΕΝΟΥ ΙΣΟΔΥΝΑΜΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Ο ακριβής και τεκμηριωμένος υπολογισμός των παραμέτρων του τροποποιημένου κυκλώματος απαιτεί πολύπλοκη πεδιακή ανάλυση με χρήση τεχνικών πεπερασμένων στοιχείων (FEM). Η ανάλυση αυτή για τις κύριες παραμέτρους μπορεί να είναι δυσδιάστατη. Ωστόσο ο προσδιορισμός της κατανομής του πεδίου στα άκρα των τυλιγμάτων που είναι απαραίτητος για τον υπολογισμό των αντίστοιχων αυτεπαγωγών σκέδασης απαιτεί τρισδιάστατη ανάλυση. Ο προσδιορισμός των παραμέτρων του τροποποιημένου ισοδυναμού με πεδιακή ανάλυση επιτρέπει την πρόβλεψη της συμπεριφοράς της μηχανής από τα κατασκευαστικά της στοιχεία καθώς και τη συσχέτιση των τιμών των παραμέτρων της με τα φυσικά φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα. Ωστόσο εισάγει σημαντική πολυπλοκότητα η οποία μειώνει την πρακτική αξία της μεθόδου. Επίσης σημαντικές δυσκολίες προκύπτουν στην προσπάθεια γενίκευσης της μεθόδου αυτής ώστε να είναι εφαρμόσιμη σε κάθε μηχανή με ισχύ από κλάσματα του W έως και MW.

Στην παρούσα εργασία υιοθετήθηκαν απλοποιήσεις που στόχο είχαν να διατηρήσουν την πολυπλοκότητα του μοντέλου και τη δυσκολία εύρεσης των παραμέτρων του σε όρια που επιτρέπουν τη γενική εφαρμογή του ή ακόμα και την εφαρμογή του σε πραγματικό χρόνο ως μέρος (module) κάποιου αλγορίθμου ελέγχου.

Στο επόμενο μέρος αυτής της ενότητας εξηγούνται σύντομα τα φυσικά φαινόμενα που κρύβονται πίσω από τις νέες παραμέτρους του τροποποιημένου ισοδυναμού κυκλώματος.

Το συνιστάμενο πεδίο θεωρείται ότι αποτελείται από τρεις συνιστώσες:

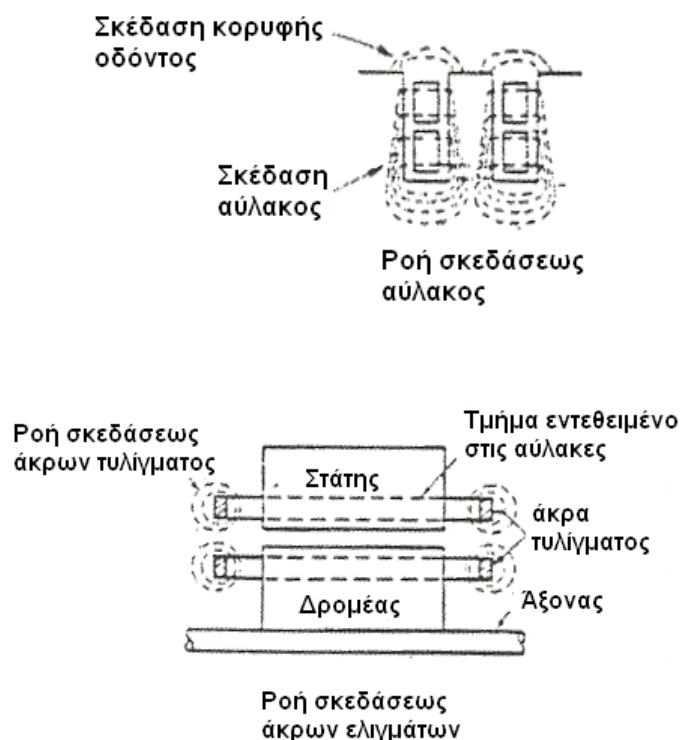
- την κοινή ροή μαγνήτισης που εμπλέκει τα τυλίγματα στάτη και δρομέα
- τη ροή σκεδάσεως στάτη που εμπλέκει αποκλειστικά τα τυλίγματα του στάτη και προκαλείται από το ρεύμα του ιδίου
- τη ροή σκεδάσεως του δρομέα που εμπλέκει μόνο τα τυλίγματα του δρομέα και προκαλείται από το ρεύμα του δρομέα.

Η επίδραση των ροών σκεδάσεως προσομοιώνεται με την υιοθέτηση μιας επαγωγής σκεδάσεως ίσης προς την τιμή της πεπλεγμένης ροής σκεδάσεως ανά μονάδα ρεύματος του τυλιγματος που εμπλέκει η εκάστοτε ροή σκεδάσεως. Σε κάθε επαγωγή σκεδάσεως αντιστοιχίζεται μια αντίδραση σκεδάσεως.

Οι αντιδράσεις σκεδάσεως προσομοιώνουν τα εξής φαινόμενα:

- Σκεδάσεις αύλακος
- Σκεδάσεις άκρων τυλιγματος
- Σκεδάσεις λόγω των αρμονικών ροών

Στο σχήμα (6.18) δίνεται μια απλοποιημένη αναπαράσταση αυτών των ροών σκεδάσεως. Ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει και στο σχήμα (6.5) όπου δίνεται μια εναλλακτική απεικόνιση των ροών σκεδάσεως στον κινητήρα επαγωγής και στη θεμελιώδη συχνότητα.



6.18: Ροές σκεδάσεως

Κλείνοντας την αναφορά στη συσχέτιση των παραμέτρων του τροποποιημένου ισοδύναμου κυκλώματος με τα φυσικά φαινόμενα στον κινητήρα επαγωγής δίνουμε σύντομη περιγραφή των ροών σκεδάσεως:

1. Σκεδάσεις αύλακος:

Η ροή σκεδάσεως αύλακος διασταυρώνει την αύλακα και συμπληρώνει το δρόμο της μέσω του σιδήρου των οδόντων του πυρήνα. Το μέτρο της εξαρτάται από το τμήμα του αγωγού που βρίσκεται μέσα στην αύλακα. Εν γένει μια στενή και βαθειά αύλακα αναμένεται να έχει υψηλότερη σκέδαση απ' ό,τι μια ρηχή και πλατειά.

Σε αυτή την κατηγορία εντάσσεται και η σκέδαση κορυφής οδόντων που συνίσταται από τις γραμμές σκεδάσεως που πηγαινούν από κορυφή σε κορυφή των οδόντων μέσω του αέρα.

2. Σκεδάσεις άκρων τυλίγματος:

Η φύση της ροής σκεδάσεως άκρων τυλίγματος σχετίζεται με τα ακραία τμήματα των αγωγών και εν γένει τα τμήματα των αγωγών που δε βρίσκονται εντός των αυλάκων. Ο υπολογισμός της πρέπει να λάβει υπ' όψη την επίδραση όλων των ελιγμάτων και των τριών φάσεων καθώς και την αλληλεπίδραση στάτη και δρομέα και παρουσιάζει δυσκολίες.

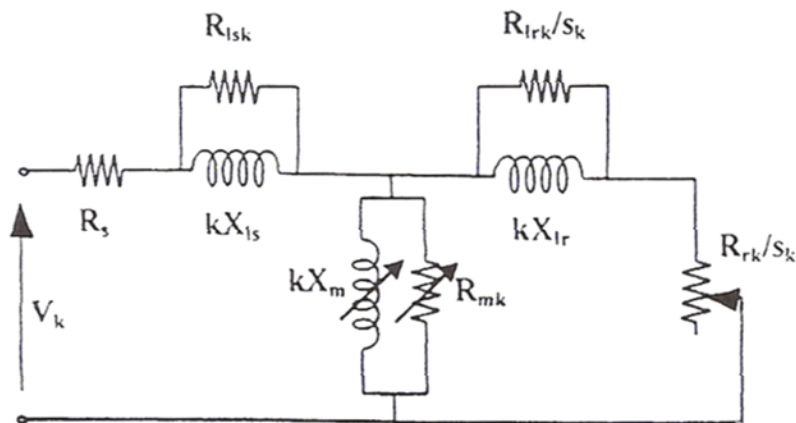
3. Αρμονικές ροές:

Διακρίνονται σε αρμονικές ροές χώρου και αρμονικές ροές χρόνου με τις πρώτες να προκαλούνται από τη δομή του τυλίγματος και τις δεύτερες από την τροφοδοσία του κινητήρα με κυματομορφές τάσεως που διαθέτουν αρμονικό περιεχόμενο πέραν της θεμελιώδους συχνότητας.

Επηρεάζουν την τάση και δημιουργούν παρασιτικές ροπές. Ωστόσο η επίδρασή τους είναι πολύ πιο σημαντικότερη στα ηλεκτρικά μεγέθη και ιδιαίτερα στην αύξηση των απωλειών στον κινητήρα, καθώς η επίδραση στα μηχανικά μεγέθη έχει τελικά μειωμένες επιπτώσεις λόγω των αποσβέσεων που εισάγει το μηχανικό σύστημα. Έτσι ο κινητήρας είναι σχεδόν αναισθητός στις παρασιτικές ροπές που προκύπτουν λόγω της τροφοδοσίας από αντιστροφέα με PWM κυματομορφές τάσεως. Δυστυχώς το ίδιο δεν ισχύει για την κατανάλωση ισχύος.

6.5.3 ΜΕΛΕΤΗ ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΗΣ ΤΡΟΠΟΠΟΙΗΣΗΣ

Ειδικά για την περίπτωση του εν λόγω κινητήρα του εργαστηρίου έχει προταθεί σε παλαιότερες εργασίες η εξής απλουστευμένη τροποποίηση του ισοδυνάμου κυκλώματος (για την Κ αρμονική της τάσεως τροφοδοσίας):



6.19: Απλουστευμένη τροποποίηση ισοδυνάμου κυκλώματος

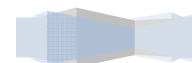
Το προτεινόμενο κύκλωμα αποτελεί ένα συμβιβασμό μεταξύ πολυπλοκότητας και ακρίβειας στην αναπαράσταση των φαινομένων με τη χρήση συγκεντρωμένων παραμέτρων όπως αυτές του ισοδυνάμου κυκλώματος. Οι αντιστάσεις $R_{I_{sk}}$ και R_m θα έπρεπε να συνδεθούν παράλληλα με ένα μόνο μέρος των αντίστοιχων αντιδράσεων σκεδάσεως καθώς μέρος της ροής σκεδάσεως κλείνει αποκλειστικά μέσω του αέρα και δεν επηρεάζει τις απώλειες καθώς δεν εμπλέκει το σιδηρό πυρήνα. Ωστόσο για τον τετραπολικό κινητήρα ισχύος 2Hp του εργαστηρίου η προτεινόμενη τροποποίηση έδωσε στο παρελθόν ικανοποιητική ακρίβεια για τη μελέτη αρμονικών **χαμηλής τάξεως**. Το ίδιο δεν ισχύει για κινητήρες μεγαλύτερης ισχύος όπου οι ροές σκεδάσεως πρέπει να διαχωριστούν στις συνιστώσες που εμπλέκουν και δεν εμπλέκουν το σίδηρο. Ο αναγνώστης για περισσότερες πληροφορίες γύρω από την τροποποίηση του ισοδυνάμου κυκλώματος για κινητήρες μεγαλύτερης ισχύος (>20KW) μπορεί να μελετήσει το άρθρο [16].

Στη διπλωματική εργασία [13] έγινε χρήση του συγκεκριμένου τροποποιημένου μοντέλου για τη μελέτη της επίδρασης των αρμονικών **χαμηλής τάξεως** στη λειτουργία κινητήρα της ίδιας ισχύος και του ίδιου αριθμού πόλων. Σε εκείνη τη διπλωματική εργασία οι επιπλέον παράμετροι του τροποποιημένου κυκλώματος προσδιορίστηκαν με δοκιμές έτσι ώστε το εκτιμώμενο ρεύμα του κινητήρα να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στο μετρημένο. Οι τιμές που προτάθηκαν εκεί έχουν όπως στον πίνακα (6.20)

Τιμές επιπλέον παραμέτρων τροποποιημένου ισοδυνάμου κυκλώματος (για αρμονικές χαμηλής τάξεως)	
$R_{l_{sk}}$	$0.1 * k * \omega_e * L_{ls}$
$R_{l_{rk}}$	$0.3 * k * \omega_e * L_{lr}$
R_m	ίση με την αντίσταση απωλειών σιδήρου όπως προκύπτει από τη δοκιμή σε κενό φορτίο
L_m	ίση με την αυτεπαγωγή μαγνήτισης όπως προκύπτει από τη δοκιμή σε κενό φορτίο

6.20: Παράμετροι απλουστευμένου τροποποιημένου κυκλώματος όπως προσδιορίστηκαν σε παλαιότερες εργασίες κατά την μελέτη αρμονικών χαμηλής τάξεως

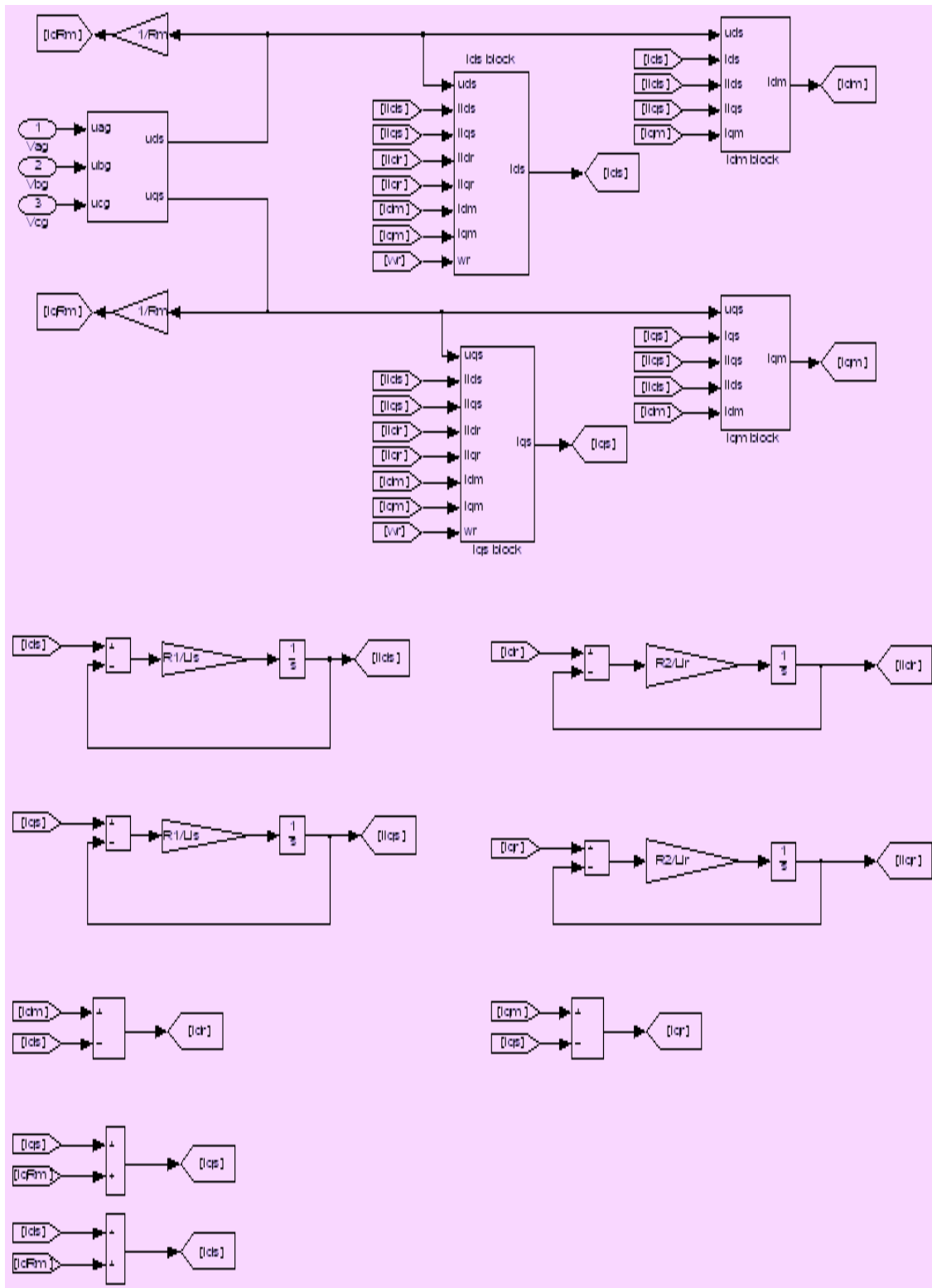
Στην παρούσα διπλωματική εργασία έγινε προσπάθεια ώστε ο κανόνας αυτός υπολογισμού των παραλλήλων αντιστάσεων (για την προσομοίωση των απωλειών λόγω των ρών σκεδάσεως) να παραμείνει ως έχει. Αυτό θα εξυπηρετούσε την απλότητα της μοντελοποίησης και θα έδινε τη δυνατότητα εφαρμογής μιας γενικευμένης μεθόδου για την εκτίμηση των απωλειών υπό οποιαδήποτε μορφή τάσεως τροφοδοσίας, είτε αυτή έφερε αρμονικό περιεχόμενο χαμηλής τάξεως είτε αρμονικό περιεχόμενο πέριξ της εκάστοτε διακοπτικής συχνότητας και των πολλαπλασίων της. Ακολουθήθηκε βέβαια και εδώ παρόμοια διαδικασία προσαρμογής των παραμέτρων του ισοδυνάμου κυκλώματος (tuning) όπου τα αποτελέσματα (όπως προέκυψαν ορίζοντας τις παραμέτρους σύμφωνα με τον προηγούμενο πίνακα) δεν ήταν αποδεκτά. Διερευνήθηκε τόσο η εκτίμηση της ισχύος εισόδου όσο και η εκτίμηση της κυματομορφής του φασικού ρεύματος του κινητήρα για διάφορες διακοπτικές συχνότητες. Έμφαση δόθηκε στη διατήρηση της απλότητας του τροποποιημένου κυκλώματος εντός πρακτικών ορίων.



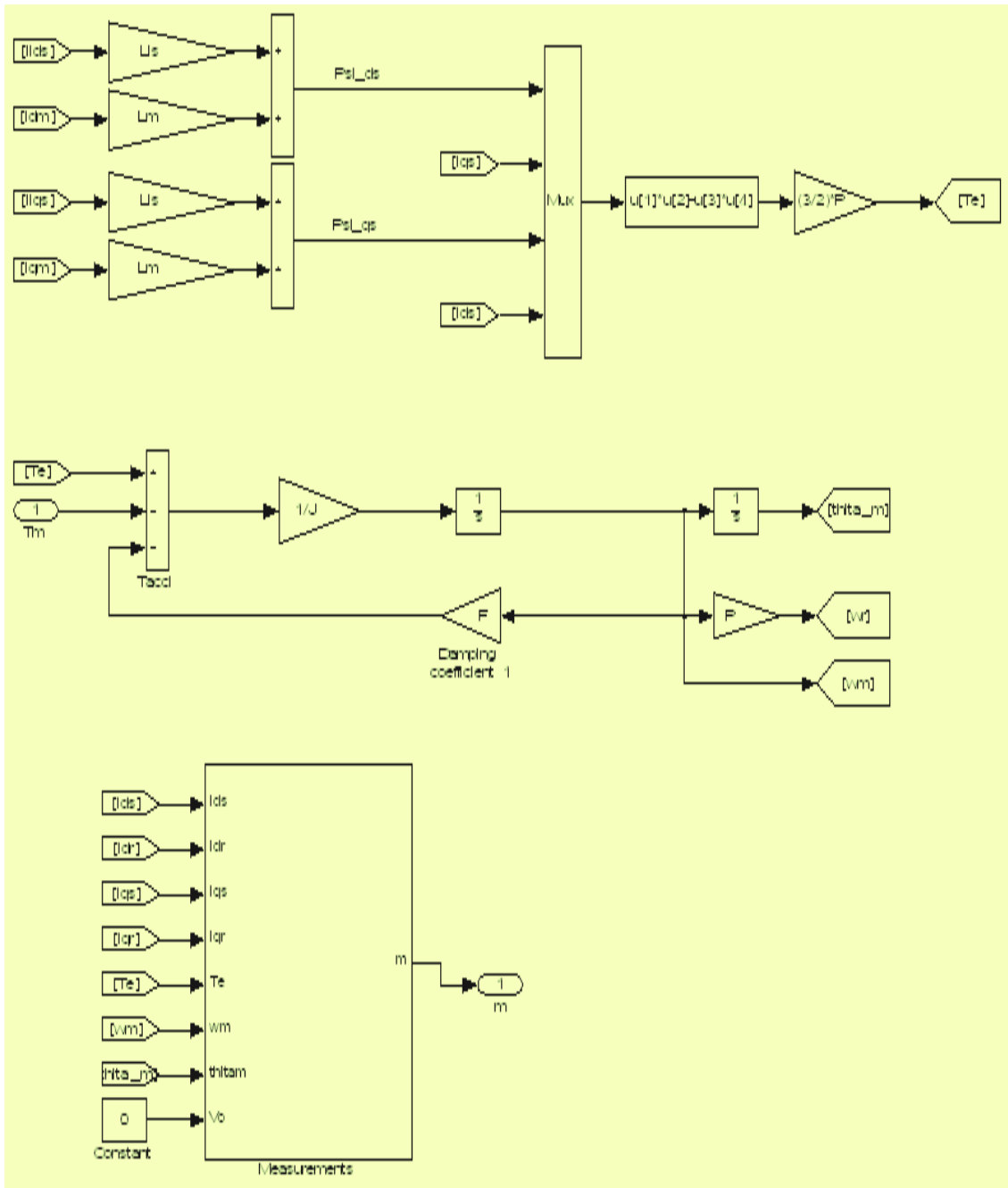
6.5.3.1 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ

Στο σημείο αυτό δίνεται το απλοποιημένο τροποποιημένο μοντέλο του κινητήρα επαγωγής στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων (d_s - q_s) υλοποιημένο στο περιβάλλον Simulink της Matlab.

- *Electrical Part (Ηλεκτρικό μέρος)*



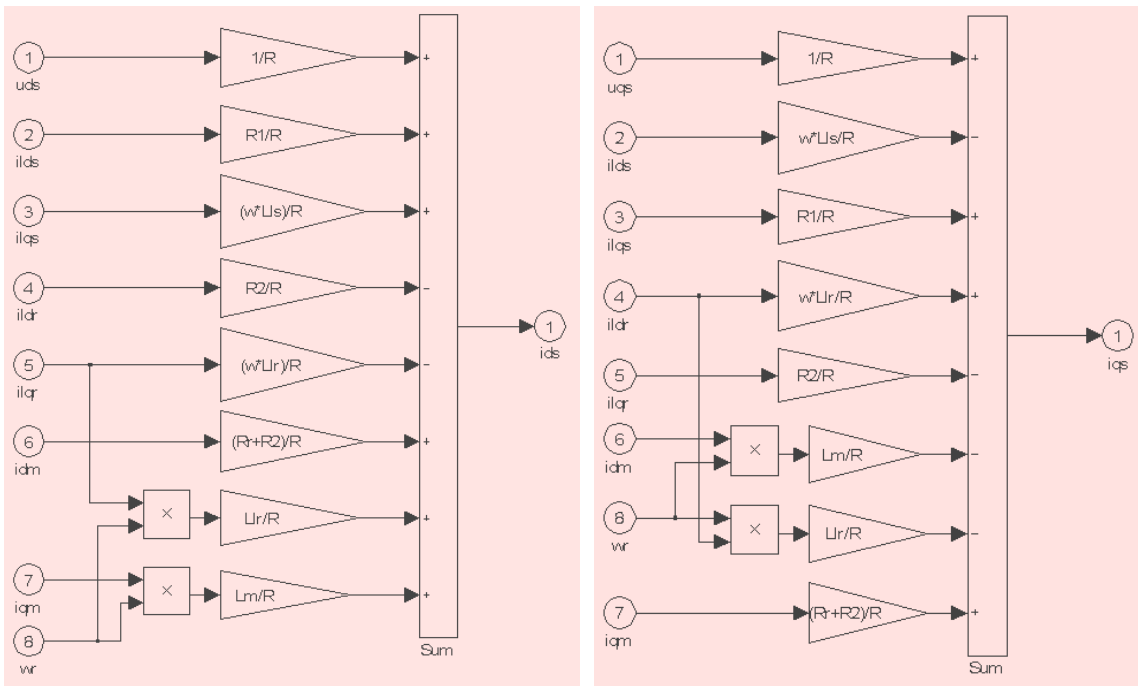
- Torque production – Mechanical part – Measurements block (Παραγωγή ροπής – Μηχανικό μέρος – Μπλοκ μετρήσεων)



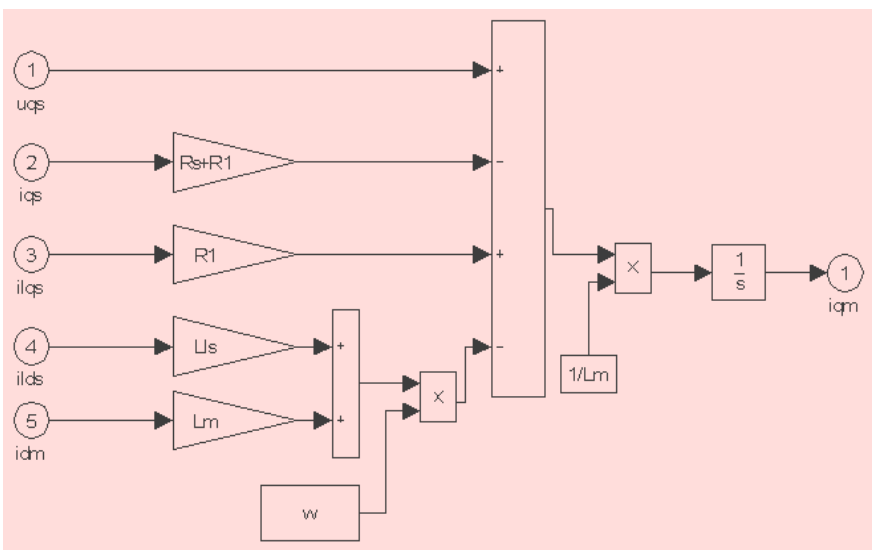
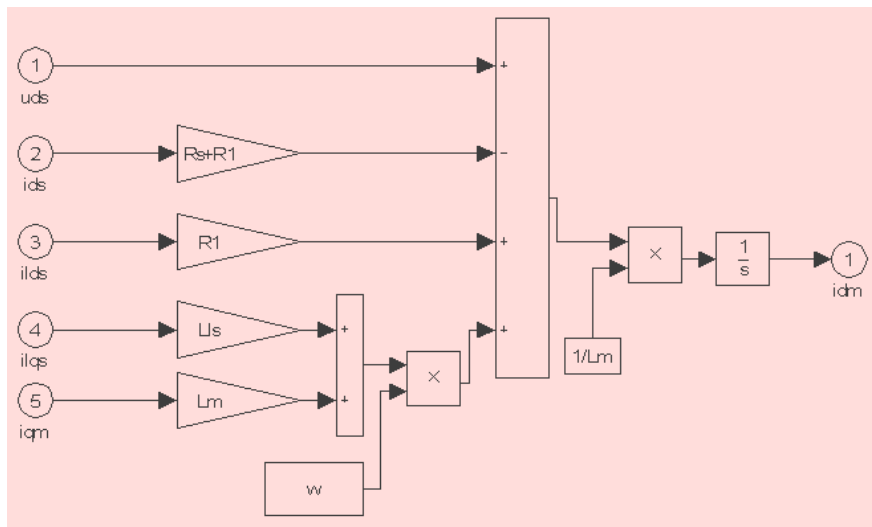
- R1 και R2 αντιστοιχούν στις παραμέτρους R_{is} και R_{ir} αντίστοιχα
- ω είναι η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς που στο συγκεκριμένο μοντέλο λαμβάνεται μηδενική (στατό πλαίσιο αναφοράς)

Παρατήρηση: Η μοντελοποίηση της αντιστάσεως R_m γίνεται με προσεγγιστικό τρόπο. Καθώς $R_m \gg X_m$ η παρουσία της δεν επιδρά ουσιαστικά στις πεπλεγμένες ροές. Επίσης η τάση στον εγκάρσιο κλάδο είναι κατά προσέγγιση η τάση ακροδεκτών του κινητήρα. Η ουσιαστική δράση της αντιστάσεως R_m έχει να κάνει με την αύξηση των απωλειών στον κινητήρα επαγωγής. Με τον ίδιο τρόπο γίνεται η μοντελοποίηση της αντιστάσεως R_m και στα υπόλοιπα μοντέλα Matlab αυτού του κεφαλαίου.

ο *I_{ds} - I_{qs} blocks*



ο *I_{dm} - I_{qm} blocks*



6.5.3.2 ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΚΑΤΑ ΤΗΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για την πραγματοποίηση των προσομοιώσεων ήταν παρόμοια με αυτή στην περίπτωση του κλασσικού ισοδύναμου κυκλώματος.

Επιπλέον βήμα που ακολουθήθηκε εδώ ήταν το εξής: Διενεργήθηκαν αρχικά οι προσομοιώσεις στο κενό φορτίο και οι τιμές των παραλλήλων αντιστάσεων του τροποποιημένου κυκλώματος ρυθμίστηκαν για την κάθε διακοπτική συχνότητα ξεχωριστά έτσι ώστε να ικανοποιείται η ανισότητα

$$(6....) \quad |P_{measured} - P_{simulated}| < 1W$$

Μετά τη ολοκλήρωση της ρύθμισης (tuning) οι παράμετροι του τροποποιημένου κυκλώματος είχαν ως εξής:

Διακοπτική συχνότητα(KHz)	Rls/Xls	Rlr/Xlr (=3* Rls/Xls)
1	6.35	19.05
2	4.9	14.7
4	5.75	17.25
5	6.5	19.5
6	8.8	26.4
8	5.65	16.95
10	2.8	8.4

6.21: Παράμετροι απλοποιημένου τροποποιημένου κυκλώματος μετά τη ρύθμιση των παραμέτρων του με δοκιμές στο κενό φορτίο

Οι παράμετροι αυτές χρησιμοποιήθηκαν στη συνέχεια για την πραγματοποίηση προσομοιώσεων υπό πλήρες φορτίο.

Η μεθοδολογία αυτή δεν προέκυψε προφανώς ως η πρώτη επιλογή. Δοκιμαστικές προσομοιώσεις έδειξαν ότι δεν υπάρχει κάποιος απλός και εμφανής κανόνας με τον οποίο πρέπει να μεταβάλλονται οι παράλληλες αντιστάσεις συναρτήσει της συχνότητας ώστε η εκτίμηση της ισχύος από το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα να είναι ορθή. Κρίθηκε έτσι προσφορότερη η ρύθμιση των παραμέτρων του τροποποιημένου κυκλώματος για την συγκεκριμένη μηχανή και για κάθε συχνότητα ξεχωριστά. Για να παραμείνει η πολυπλοκότητα του ισοδύναμου κυκλώματος εντός αποδεκτών ορίων ο

λόγος $\frac{Rls/Xls}{Rlr/Xlr}$ διατηρήθηκε ίσος με τρία. Η τιμή αυτή όπως ήδη αναφέρθηκε είχε

προταθεί σε παλαιότερες εργασίες για τη διερεύνηση της επίπτωσης των αρμονικών χαμηλής τάξεως στην τάση τροφοδοσίας του κινητήρα και έγινε προσπάθεια να διατηρηθεί και εδώ. Επίσης οι παράμετροι παρέμειναν ανεξάρτητες από τη φόρτιση του κινητήρα, καθώς η μεταβολή του ρεύματος δεν αναμένεται να επηρεάσει σημαντικά τις απώλειες πυρήνα.

Παρακάτω δίνονται σε μορφή πίνακα οι προσομοιωμένες με το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ισχύεις. Προφανώς οι ισχύεις που αντιστοιχούν στο κενό φορτίο είναι σχεδόν ίδιες με τις πειραματικές χάρη στην κατάλληλη ρύθμιση των παραμέτρων του ισοδύναμου κυκλώματος.

Διακοπτική συχνότητα(KHz)	ΚΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ Ισχύς εισόδου Prms (W) προσομοιωμένη απλοποιημένο τροποποιημένο ισοδύναμο	ΠΛΗΡΕΣ ΦΟΡΤΙΟ Ισχύς εισόδου Prms (W) προσομοιωμένη απλοποιημένο τροποποιημένο ισοδύναμο
1	238,8	1899,6
2	263,0	1968,1
4	232,1	1916,5
5	209,3	1864,8
6	236,6	1909,6
8	212,9	1851,7
10	249,5	1892,0

6.22: Προσομοιωμένες ισχύεις με απλοποιημένο τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα

Δίνεται επίσης ο κώδικας αρχικοποίησης των παραμέτρων της μηχανής για διακοπτική συχνότητα 1 KHz όταν υιοθετείται η απλοποιημένη τροποποίηση του μοντέλου της.

```

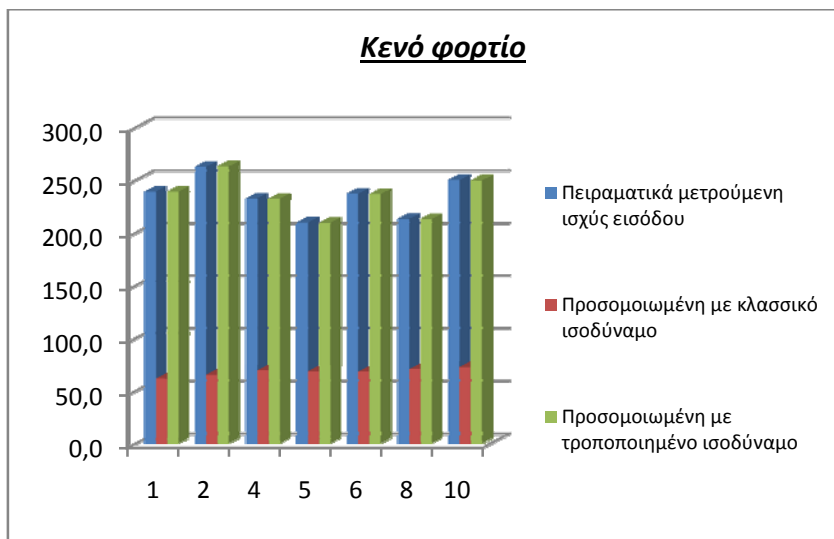
%Machine_parameters-----%
%Rated_characteristics-----%
Pn = 1492;
Vn = 400;
Fn = 50;
P = 2; %ζεύγη_πόλων%
%Electrical_part-----%
Rs = 5;
Lls = 0.0184;
Rr = 6.197;
Llr = 0.0184;
Lm = 0.3881;
%Mechanical_part-----%
J = 0.001;
F = 0.001;
%-----%
%Additional_parameters_of_the_modyfied_eq.circuit%
Xls=Lls*2*pi*Fn;
Xlr=Llr*2*pi*Fn;
%-----%
R1=6.35*Xls;
R2=19.05*Xlr;
%k=harmonic_order-----%
Rm=633.6;
%-----%
R=Rs+Rr+R1+R2;
%-----%
w=0; %stationary_ref.frame%
%-----%

```

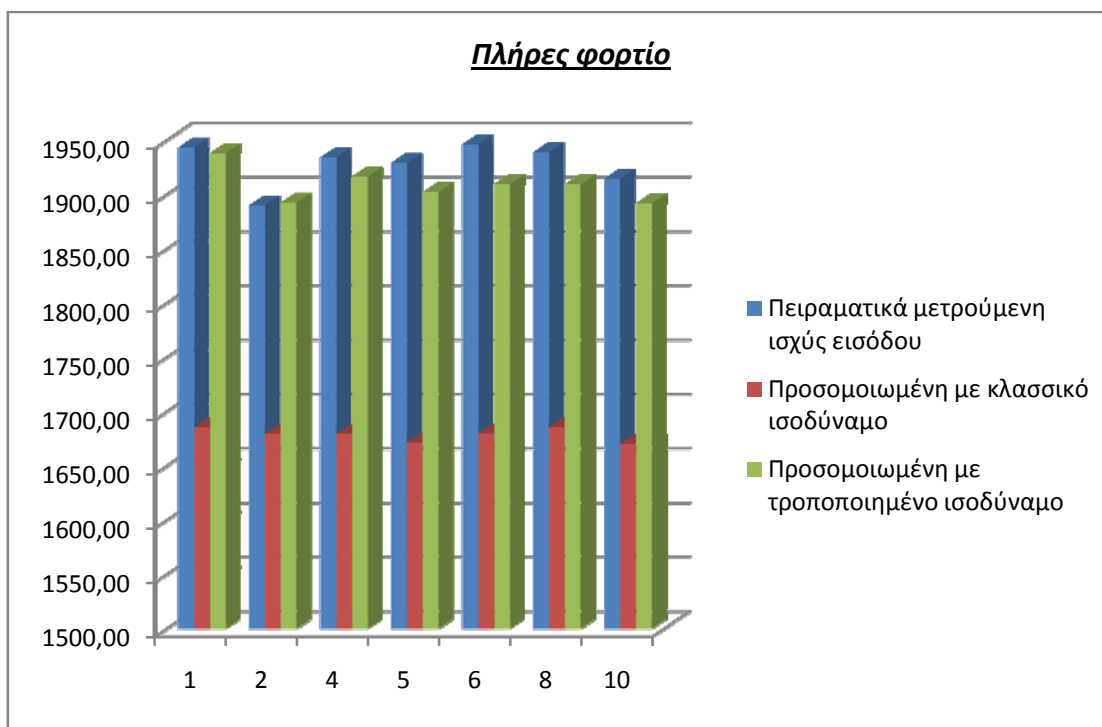
6.5.3.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Ο αναγνώστης καλείται να αντιπαραβάλει τους πίνακες (6.12), (6.15) και (6.22) που συνοψίζουν τις ισχύς εισόδου στον κινητήρα επαγωγής όπως μετρήθηκαν και προσομοιώθηκαν με δύο διαφορετικές εκδοχές του ισοδυναμού κυκλώματός του. Για λόγους ευκολίας δίνονται παρακάτω τα πλήρη συγκεντρωτικά γραφήματα για τις δύο ακραίες καταστάσεις φόρτισης του κινητήρα.

(Το γράφημα που αντιστοιχεί στο κενό φορτίο αποδεικνύει επιπλέον σε σχέση με το γράφημα (6.....) την ορθή ρύθμιση των παραμέτρων του τροποποιημένου κυκλώματος σύμφωνα με το κριτήριο $|P_{measured} - P_{simulated}| < 1W$ χωρίς να προσφέρει επιπρόσθετη πληροφορία)

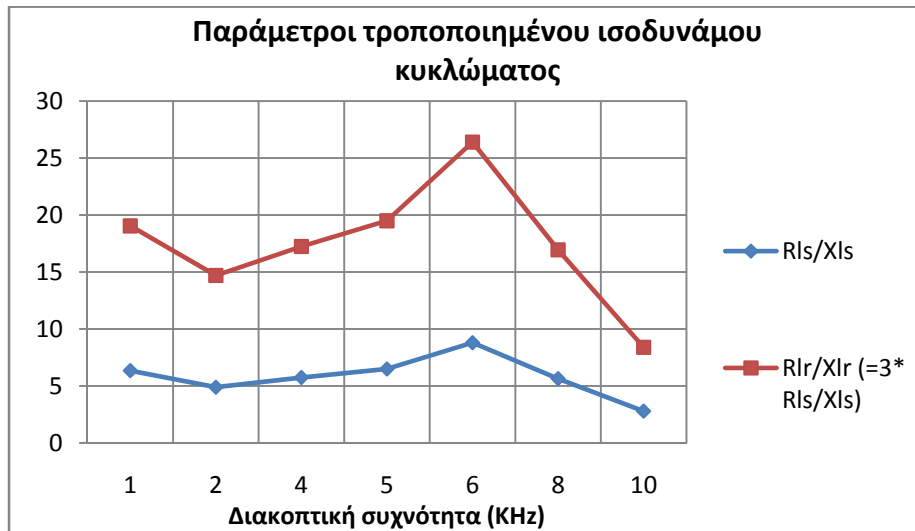


Το γράφημα που αντιστοιχεί σε λειτουργία υπό πλήρες φορτίο δίνει τη δυνατότητα εξαγωγής επιπλέον συμπερασμάτων σχετικά με τις δυνατότητες και τους περιορισμούς της προτεινόμενης τροποποίησης του ισοδυναμού κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής.



Τα συμπεράσματα που προκύπτουν είναι τα εξής:

1. Το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα δίνει ικανοποιητική εκτίμηση της ισχύος εισόδου του κινητήρα για όλο το εύρος της περιοχής φορτίσεώς του, από το κενό έως και το πλήρες φορτίο. Τούτο το συμπέρασμα πιστοποιείται με τη μελέτη των δύο ακραίων καταστάσεων φόρτισης. Άλλωστε δεν αναμένεται ουσιαστική μεταβολή των απωλειών πυρήνα καθώς ο κινητήρας μεταβαίνει από το κενό φορτίο σε κάποια ενδιάμεση φόρτιση.
2. Παρακάτω δίνεται το γράφημα μεταβολής των παραμέτρων R_{ls}/X_{ls} και R_{lr}/X_{lr} συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας.



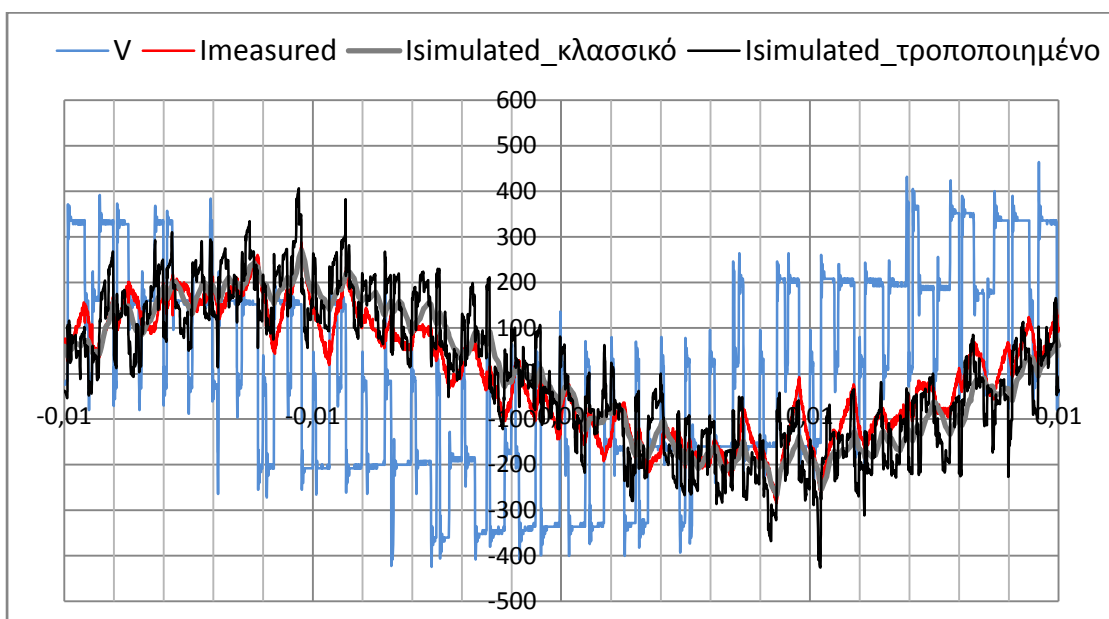
Όπως γίνεται εμφανές, η μεταβολή των παραμέτρων R_{ls}/X_{ls} και R_{lr}/X_{lr} του τροποποιημένου ισοδυνάμου συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας είναι μη γραμμική. Η πολυπλοκότητα των φαινομένων που συμβάλουν στις αυξημένες διακοπτικές απώλειες υπό PWM τάση τροφοδοσίας δεν επιτρέπει την γραμμικοποίηση της μεταβολής που θα έκανε ακόμα πιο απλό το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα, η χρήση του οποίου δε θα απαιτούσε μετρήσεις σε όλες τις υπό μελέτη διακοπτικές συχνότητες σε κενό φορτίο παρά μόνο σε δύο.

3. Δεν υπάρχει εμφανής εξάρτηση των πειραματικών και προσομοιωμένων ισχύων εισόδου από τη διακοπτική συχνότητα. Το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα δε μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μελέτη της εξάρτησης των απωλειών από τη διακοπτική συχνότητα που για το συγκεκριμένο κινητήρα, όπως όλα τα δεδομένα δείχνουν, είναι πρακτικά ανύπαρκτη.
4. Η χρήση του τροποποιημένου ισοδυνάμου κυκλώματος απαιτεί μετρήσεις αποκλειστικά σε κενό φορτίο. Οι μετρήσεις αυτές μπορούν να πραγματοποιηθούν με σχετική ευκολία και ακρίβεια καθώς δεν απαιτείται η ακριβής φόρτιση της μηχανής. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται παράλληλα εξοικονόμηση ενέργειας κατά τη διάρκεια των δοκιμών.

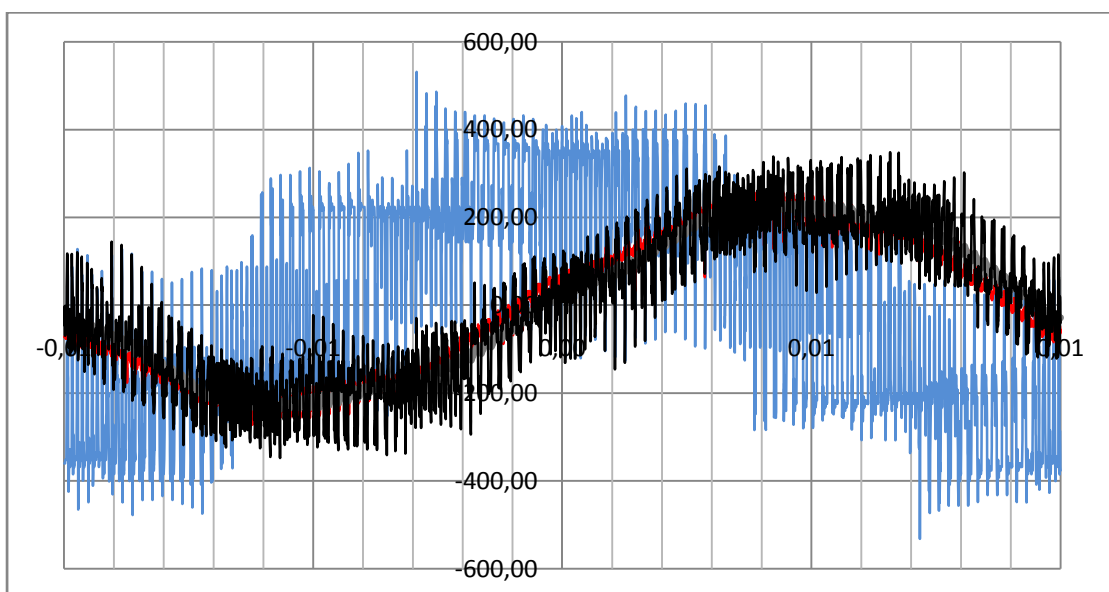
Στις επόμενες σελίδες δίνονται ενδεικτικά συγκεντρωτικά γραφήματα των κυματομορφών της μετρούμενης φασικής τάσεως του κινητήρα, του μετρούμενου ρεύματος γραμμής και των προσομοιωμένων ρευμάτων με το κλασικό και τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα σε κοινούς άξονες. Δίνονται τα γραφήματα για τις διακοπτικές συχνότητες 1 KHz και 5 KHz και για τις δύο ακραίες καταστάσεις φόρτισης. Για εποπτικούς λόγους τα ρεύματα είναι πολλαπλασιασμένα επί τη σταθερά 100.

Κενό φορτίο

- 1 KHz

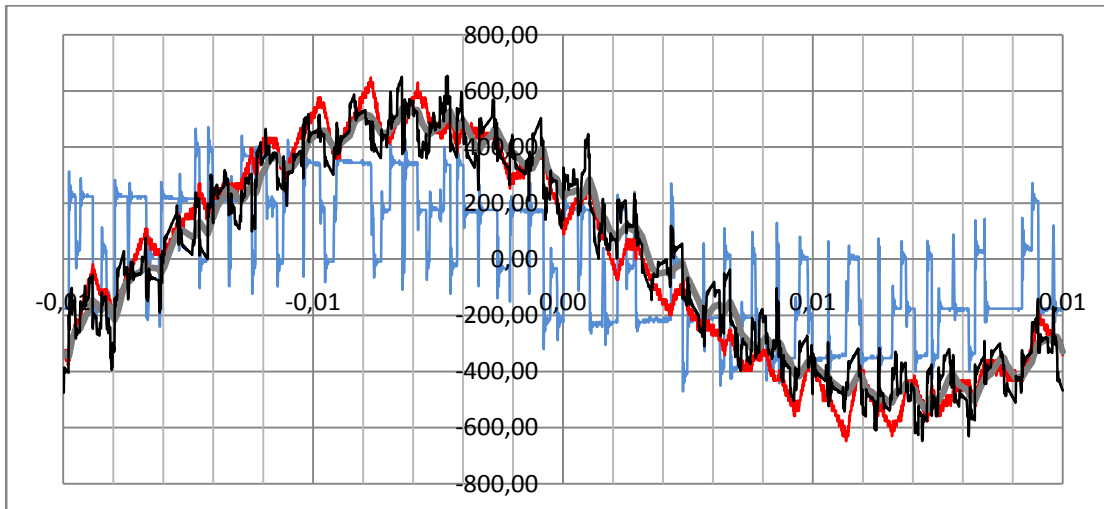


- 5 KHz

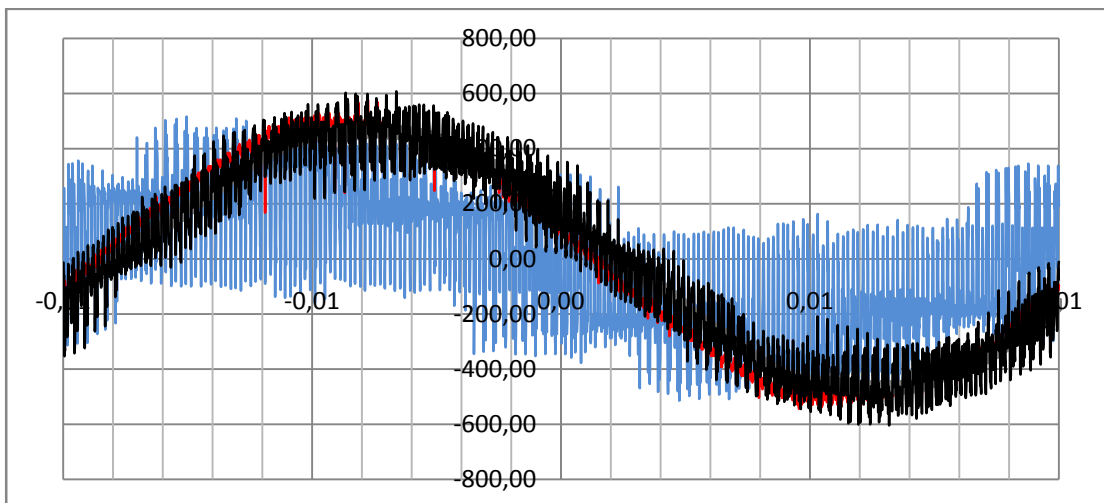


Πλήρες φορτίο

- 1 KHz



- 5 KHz



Όπως γίνεται φανερό το απλοποιημένο τροποποιημένο ισόδυναμο κύκλωμα αποτυγχάνει να προσομοιώσει την κυματομορφή του ρεύματος γραμμής του κινητήρα καθώς η διακοπτική συχνότητα αυξάνει πάνω από 1 KHz παρότι η εκτίμηση της ισχύος εισόδου είναι ορθή. Συγκεκριμένα το ρεύμα προκύπτει με έντονες διακυμάνσεις οι οποίες γίνονται ακόμα πιο εμφανείς με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας. Ωστόσο η δράση αυτών των διακυμάνσεων στη μεταβολή της ισχύος εισόδου είναι εν μέρει αλληλοαναιρούμενη και μικρή επίδραση έχει τελικά στην εκτίμηση της ισχύος. Προφανώς η φασματική ανάλυση της ισχύος εισόδου όπως αυτή προκύπτει με το απλοποιημένο τροποποιημένο κύκλωμα δίνει λανθασμένα αποτελέσματα.

Συμπερασματικά, οι κυματομορφές του ρεύματος γραμμής δεν εκτιμώνται σωστά όταν ο κινητήρας τροφοδοτείται με PWM τάσεις που διαθέτουν υψίσυχνες αρμονικές συνιστώσες. Το παρόν κύκλωμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο για την εκτίμηση του ρεύματος όταν η μηχανή τροφοδοτείται από καθαρά ημίτονα (το τροποποιημένο κύκλωμα σε αυτή την περίπτωση δίνει όμοια αποτελέσματα με το κλασικό) καθώς και για τάσεις τροφοδοσίας με αρμονικές χαμηλής τάξεως όπως αυτές προκύπτουν λόγω μη

γραμμικότητας των μαγνητικών κυκλωμάτων της μηχανής, ατελούς σχεδίασής της (αρμονικές χώρου) ή λόγω της μη γραμμικότητας του υπόλοιπου συστήματος τροφοδοσίας.

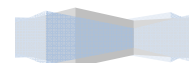
6.5.4 ΜΕΛΕΤΗ ΠΛΗΡΟΥΣ ΤΡΟΠΟΠΟΙΗΣΗΣ

Ύστερα από την αποτυχία της απλοποιημένης τροποποίησης να προσομοιώσει τις κυματομορφές του ρεύματος του κινητήρα επαγωγής όταν αυτός τροφοδοτείται από αντιστροφή, η μελέτη στρέφεται στην εξέταση της πλήρους τροποποίησης.

Η πλήρης τροποποίηση του ισοδύναμου κυκλώματος έχει μελετηθεί σε παλαιότερες δημοσιεύσεις. Η μελέτη ωστόσο έγινε για κινητήρες επαγωγής μεγαλύτερης ισχύος (20 KW) και σε περιορισμένη κλίμακα διακοπτικών συχνοτήτων (1 – 3 KHz) λόγω περιορισμών που έθετε η τότε διαθέσιμη τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος. Οι δημοσιεύσεις αυτές έδειξαν καλή ταύτιση των προσομοιωμένων με τα πειραματικά ρεύματα και συνοδεύθηκαν από πεδιακή ανάλυση που αιτιολογούσε τις τιμές των παραμέτρων.

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας δίνεται μια αντίστοιχη ανάλυση προσομοιωμένων και πειραματικών δεδομένων για τον κινητήρα μικρής ισχύος σε μεγαλύτερο εύρος διακοπτικών συχνοτήτων. Ο λόγος των αυτεπαγωγών L_{s1}/L_s επιλέχθηκε ώστε να υπάρχει βέλτιστη ταύτιση και ίσος με 3/7. Για τις υπόλοιπες παραμέτρους της τροποποίησης ακολουθήθηκε ο κανόνας του πίνακα (6.20).

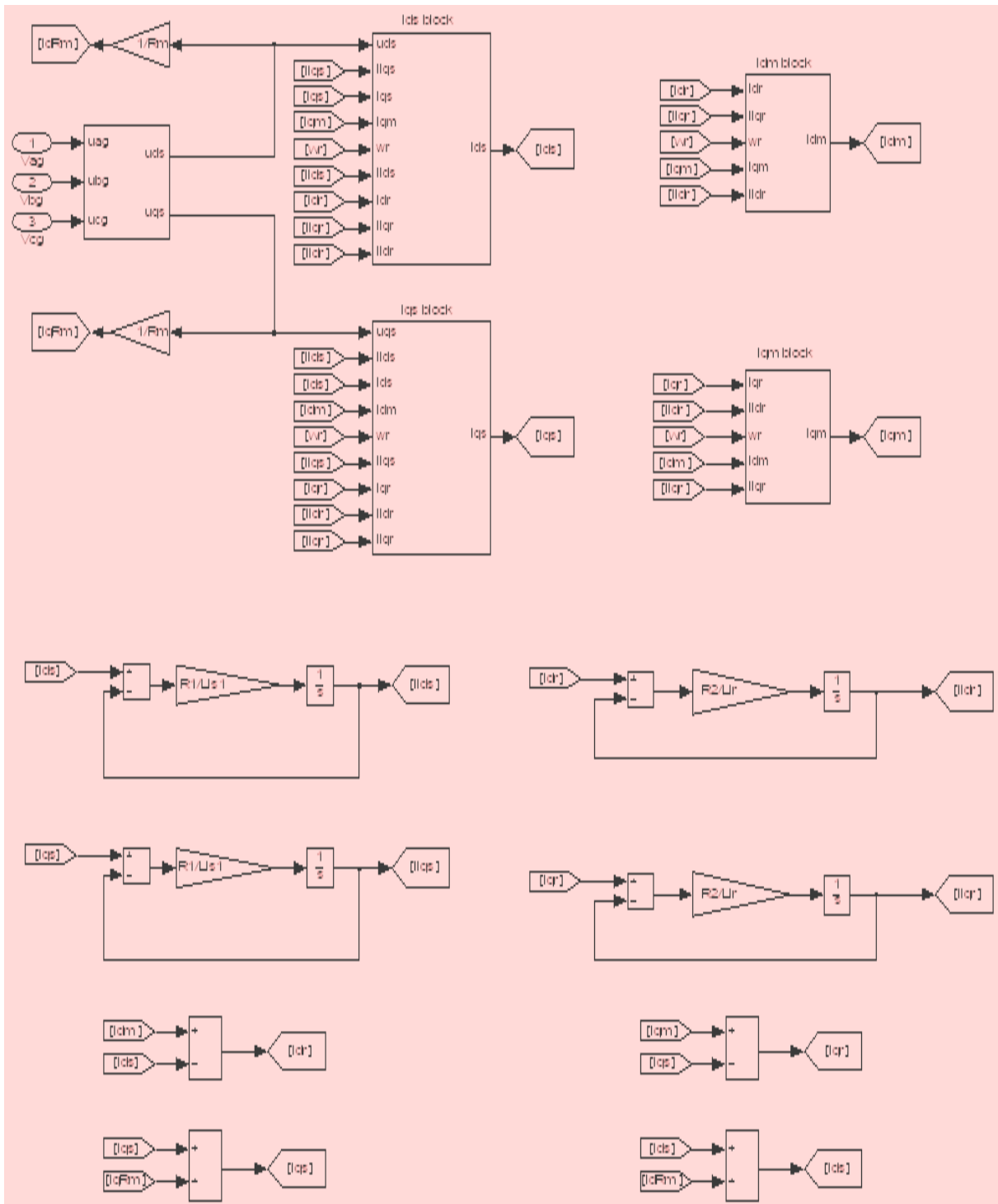
Δεν πραγματοποιήθηκε πεδιακή ανάλυση. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον θα είχε η μελλοντική εκτέλεση της για την εξακρίβωση της ορθότητας των παραμέτρων του τροποποιημένου κυκλώματος.



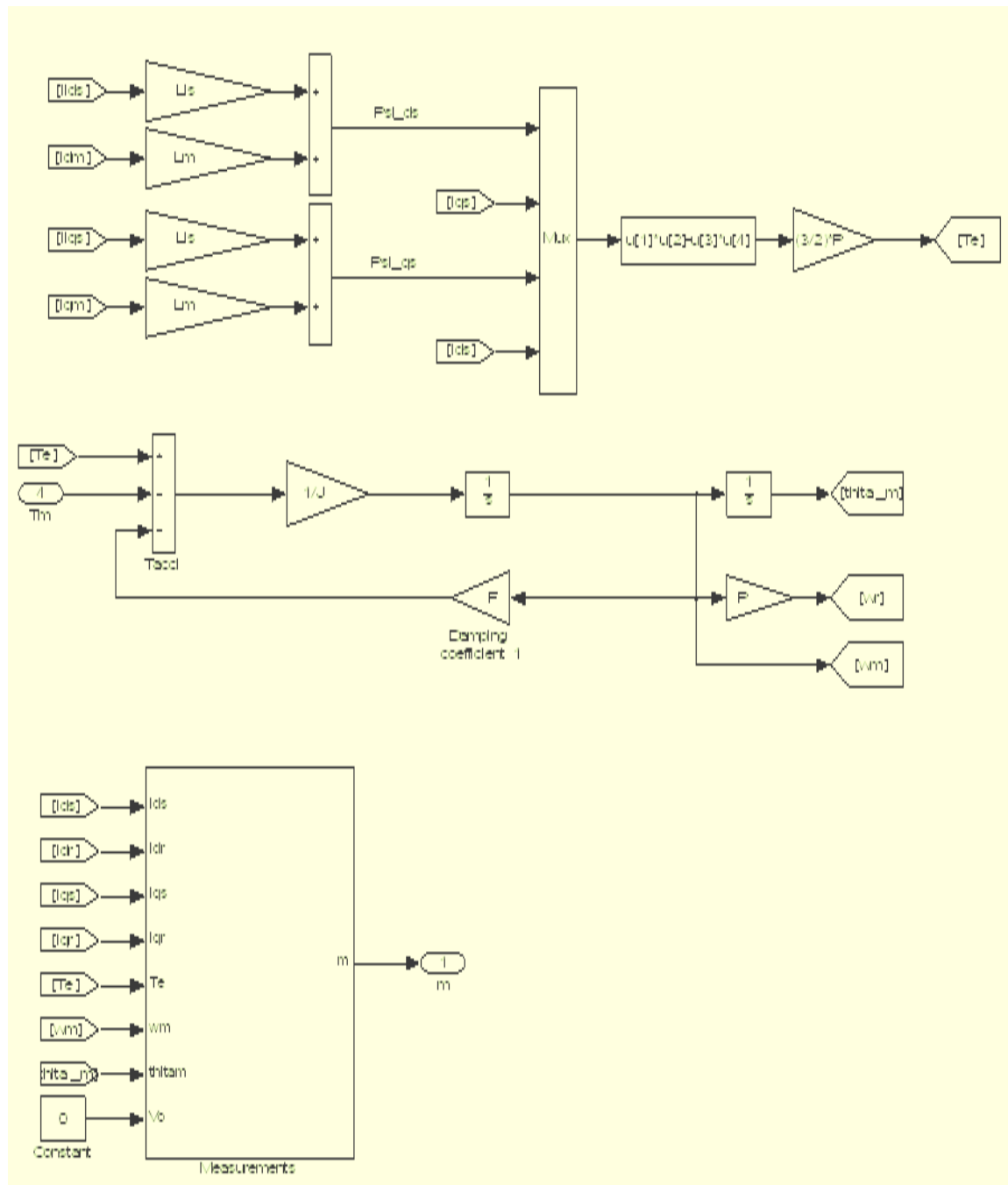
6.5.4.1 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ

Δίνεται το μοντέλο του πλήρους τροποποιημένου ισοδυναμού κυκλώματος υλοποιημένο στο περιβάλλον Simulink της Matlab. Η μοντελοποίηση γίνεται στο στατό πλαίσιο αναφοράς δύο καθέτων αξόνων d_s - q_s .

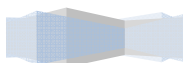
- *Electrical Part (Ηλεκτρικό μέρος)*



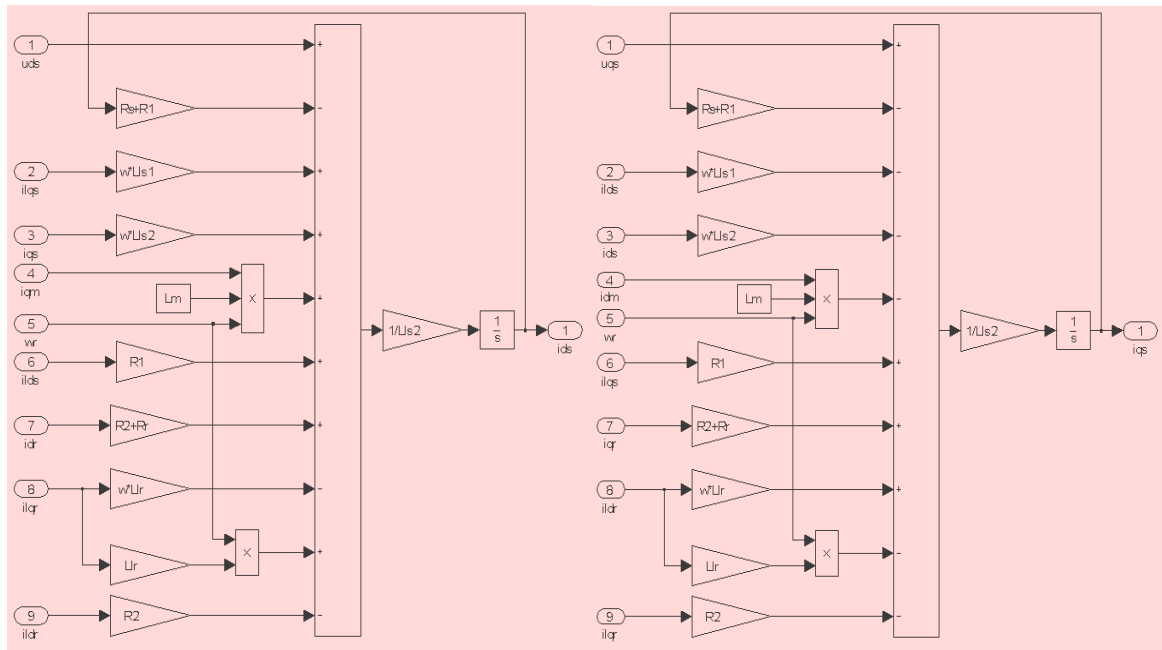
- Torque production – Mechanical part – Measurements block (Παραγωγή ροπής – Μηχανικό μέρος – Μπλοκ μετρήσεων)



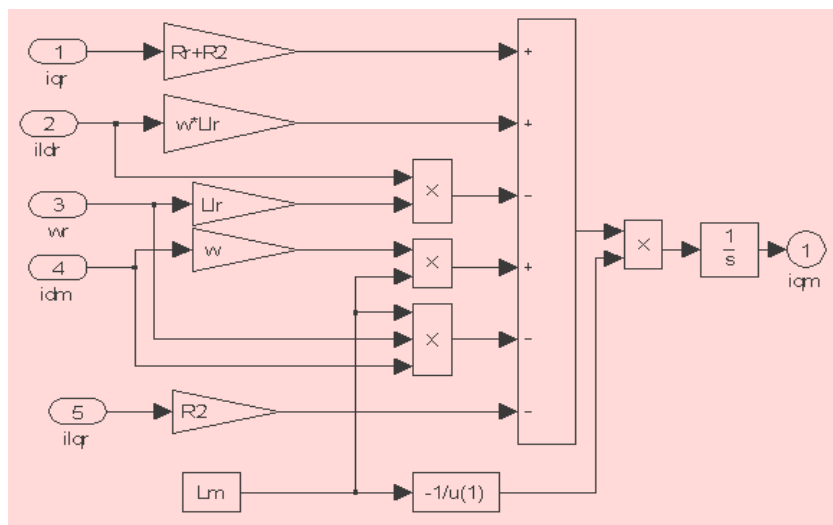
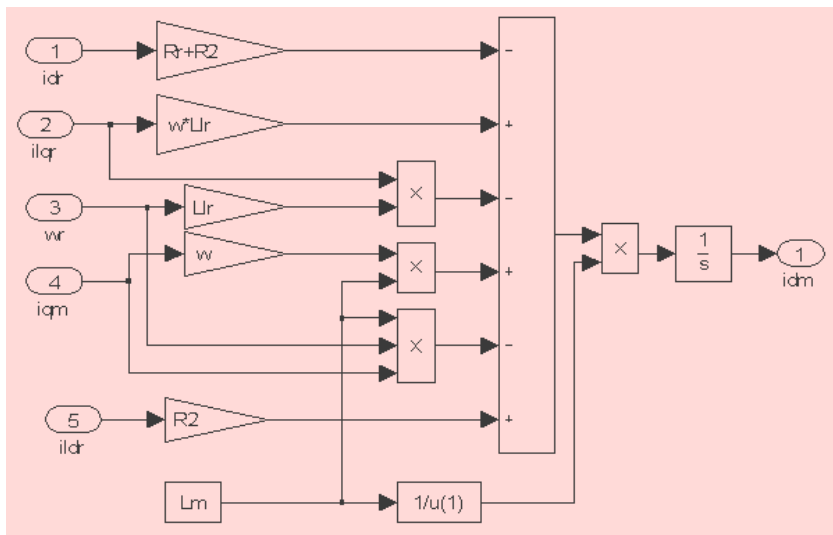
- L_{ls1} είναι η αυτεπαγωγή σκέδασης του στάτη που εμπλέκει δρόμους ροής που κλείνουν μέσω του σιδηρού πυρήνα
- L_{ls2} είναι η αυτεπαγωγή που εμπέλει δρόμους ροής αποκλειστικά μέσω του αέρα
- R_1 και R_2 αντιστοιχούν στις παραμέτρους R_{ls} και R_{lr} αντίστοιχα
- ω είναι η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου αναφοράς που στο συγκεκριμένο μοντέλο λαμβάνεται μηδενική (στατό πλαίσιο αναφοράς)



○ *Ids - Iqs blocks*



○ *Idm - Iqm blocks*



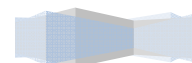
Επίσης δίνεται ο κώδικας αρχικοποίησης των παραμέτρων του κινητήρα όταν υιοθετείται το πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμά του (ο συγκεκριμένος κώδικας αντιστοιχεί σε διακοπτική συχνότητα 1 KHz). Ο αναγνώστης παρατηρεί τα R_1 και R_2 να είναι ανάλογα της αρμονικής τάξεως και να έχουν μεταξύ τους σταθερό λόγο $R_1/R_2=1/3$. Επίσης εξακριβώνει τη σταθερή αναλογία $L_{ls1}/L_{ls2}=3/7$.

```

%Machine_parameters-----%
k=1; %harmonic_order-----%
%Rated_characteristics-----%
Pn = 1492;
Vn = 400;
Fn = 50;
P = 2; %ζεύγη_πόλων-----%
%Electrical_part-----%
Rs = 5;
Lls = 0.0184;
Rr = 6.197;
Llr = Lls;
Lm = 0.3881;
%Mechanical_part-----%
J = 0.001;
F = 0.001;
%Modified_parameters-----%
Lls1 = 0.3*Lls; % iron leakage flux - involving losses-----%
Lls2 = 0.7*Lls; % air leakage flux - not involving losses----%
wb = 2*pi*frated;
xls = Lls*wb;
xplr = xls;
R1 = 0.1*k*xls; % stator leakage shunt resistance in Ohms---%
R2 = 0.3*k*xplr; % rotor leakage shunt resistance in Ohms---%
R = Rs + R1 + Rr + R2; % total resistance-----%
Rm = 633.6; % Magnetizing Resistance-----%

w = 0; % stationary reference frame-----%
wrinit = 0; % initial speed-----%
%-----%

```



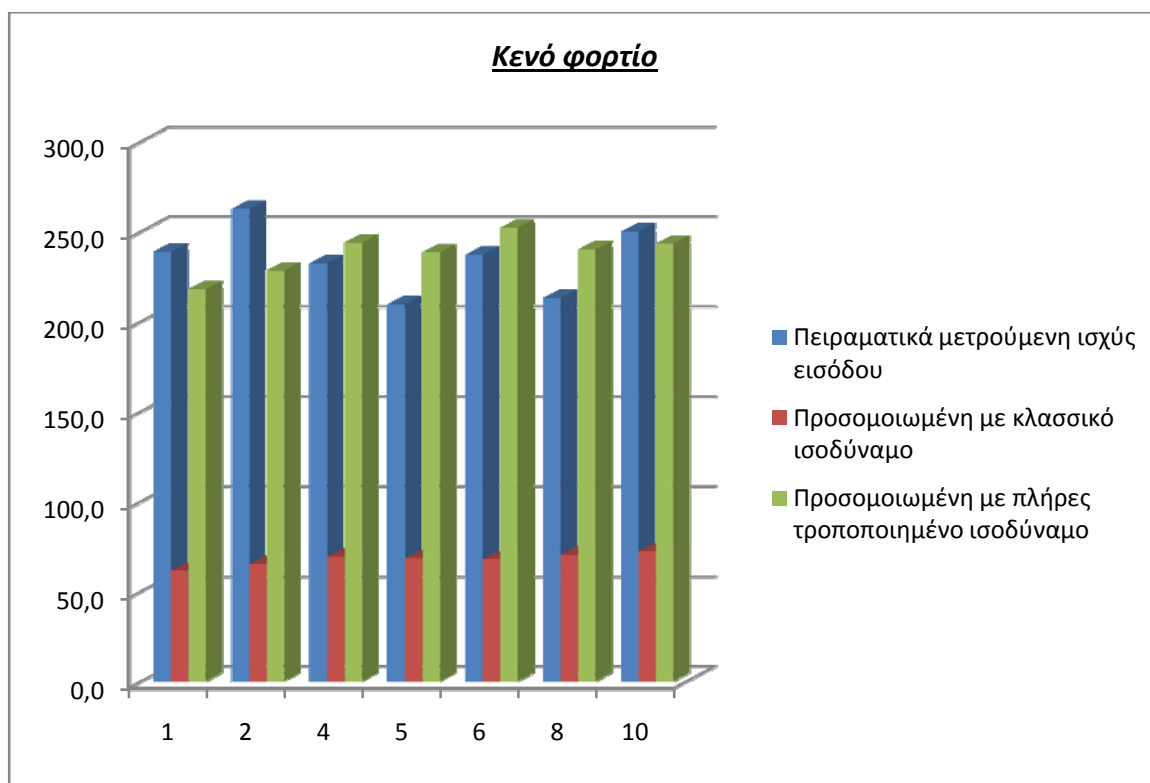
6.5.4.2 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

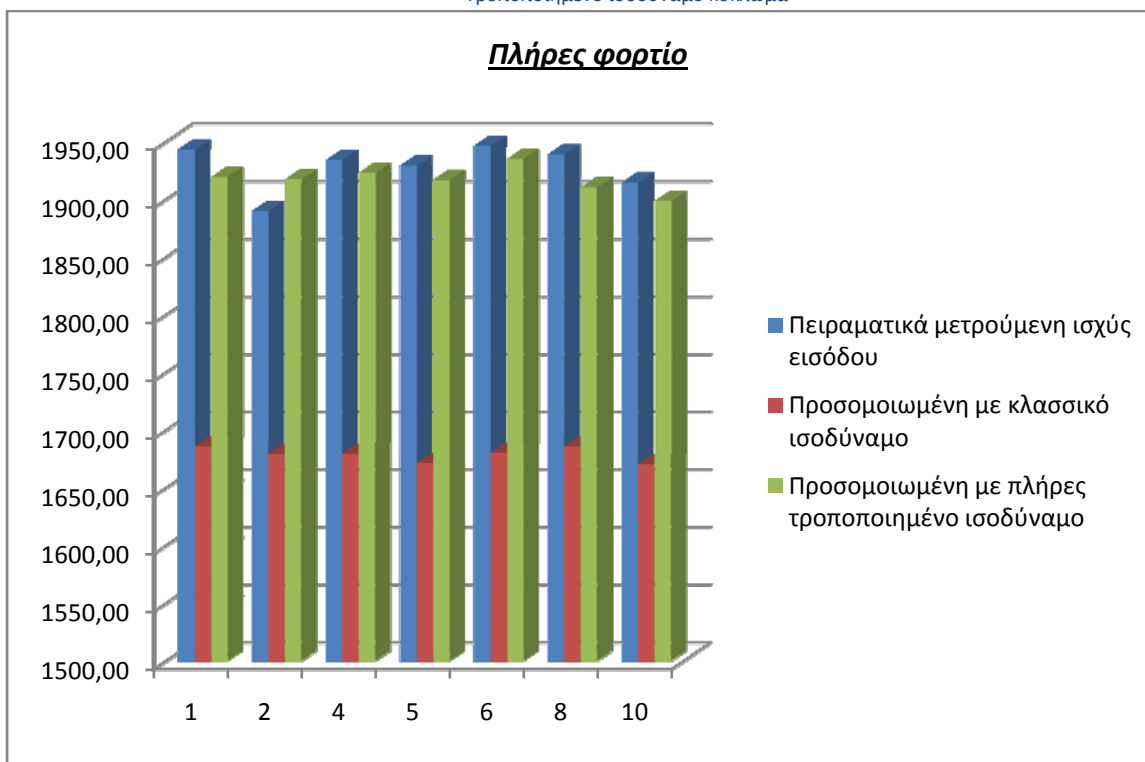
Ο αναγνώστης καλείται να συγκρίνει τους πίνακες (6.12), (6.15) και (6.23) όπου δίνονται οι μετρούμενες και προσομοιωμένες ισχύεις.

Διακοπτική συχνότητα(KHz)	ΚΕΝΟ ΦΟΡΤΙΟ Ισχύς εισόδου Prms (W) προσομοιωμένη πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο	ΠΛΗΡΕΣ ΦΟΡΤΙΟ Ισχύς εισόδου Prms (W) προσομοιωμένη πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο
1	217,9	1919,3
2	228,2	1917,4
4	243,8	1923,0
5	238,4	1916,8
6	252,0	1934,9
8	240,0	1910,4
10	243,2	1898,5

6.23: Προσομοιωμένες ισχύεις με πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα

Για τον ευκολότερο σχολιασμό των αποτελεσμάτων που δίνει η πλήρης τροποποίηση σχεδιάζονται τα συγκεντρωτικά γραφήματα των ισχύων εισόδου υπό κενό και πλήρες φορτίο.



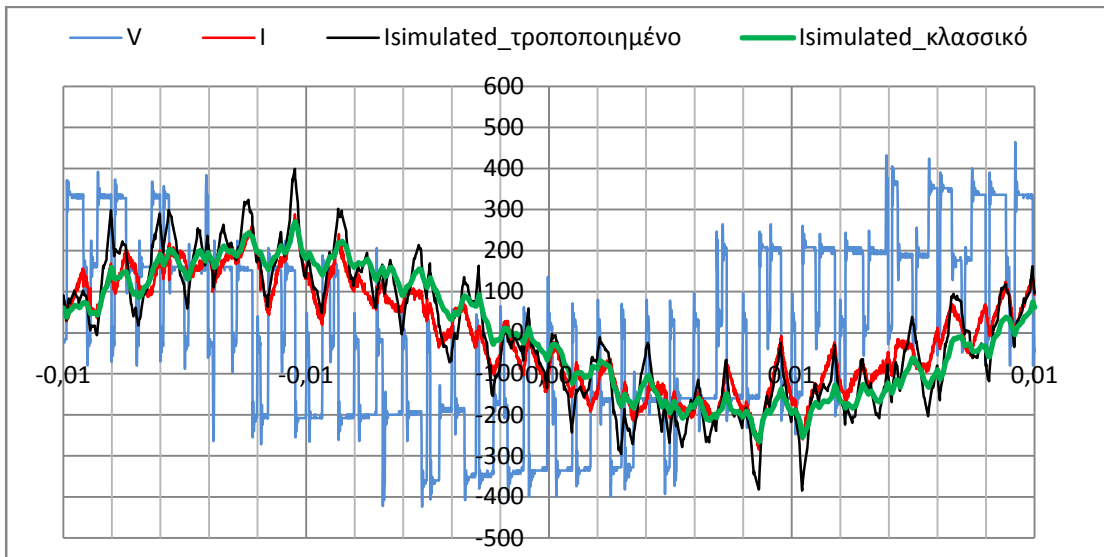


Η εκτίμηση της συνολικής ισχύος εισόδου είναι ικανοποιητική, σαφώς βελτιωμένη από το κλασσικό ισodύναμο κύκλωμα και στα ίδια πλαίσια με αυτή που προσφέρει η απλοποιημένη τροποποίηση. Ιδιαίτερο ωστόσο ενδιαφέρον παρουσιάζει η μελέτη των κυματομορφών του ρεύματος όπως προκύπτουν από πείραμα και προσομοίωση. Παρακάτω δίνονται τα πλήρη συγκεντρωτικά γραφήματα τάσεως-ρεύματος τροφοδοσίας υπό κενό και πλήρες φορτίο για όλες τις υπό μελέτη διακοπτικές συχνότητες. Για τη βέλτιστη αποσαφήνιση των αποτελεσμάτων διενεργήθηκε φασματική ανάλυση όλων των ρευμάτων τα αποτελέσματα της οποίας επίσης δίνονται στις επόμενες σελίδες.

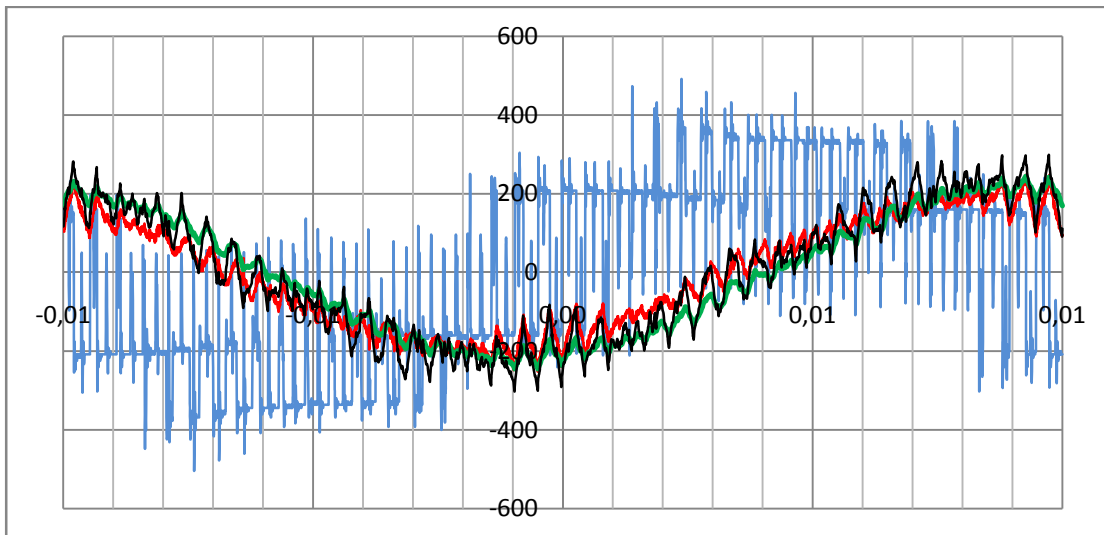
Στο σημείο αυτό ολοκληρώνεται η μελέτη των τροποποιημένων κυκλωμάτων του κινητήρα επαγωγής. Ύστερα από τα συγκεντρωτικά γραφήματα δίνεται ένας συνοπτικός σχολιασμός της ικανότητας τούτων των κυκλωμάτων να προσομοιώσουν τις απώλειες ή ακόμα να ενσωματωθούν σε έναν αλγόριθμο ελέγχου που τρέχει σε πραγματικό χρόνο.

Κενό φορτίο

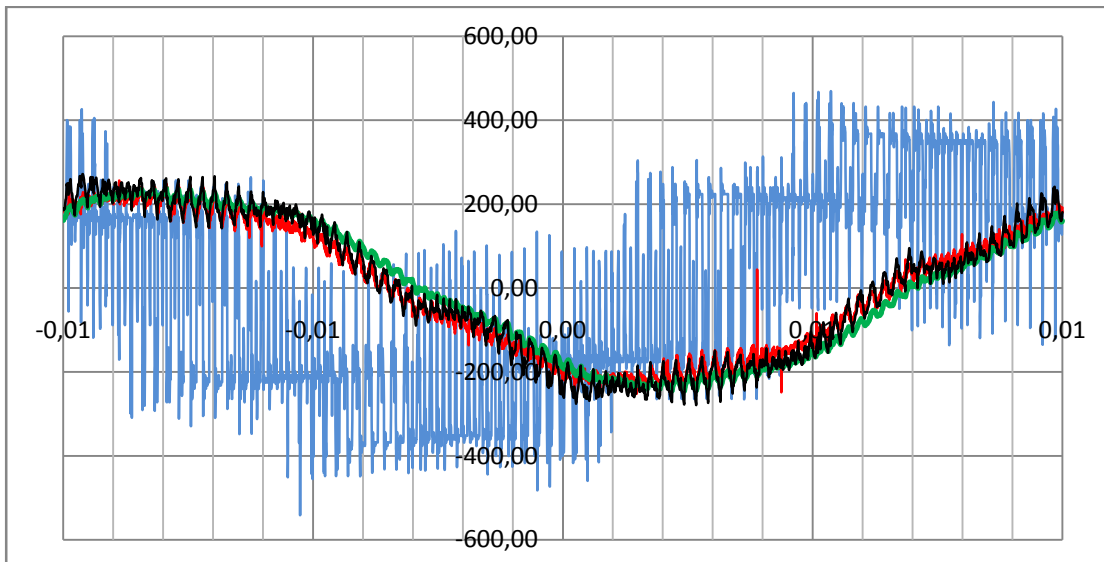
- 1 KHz



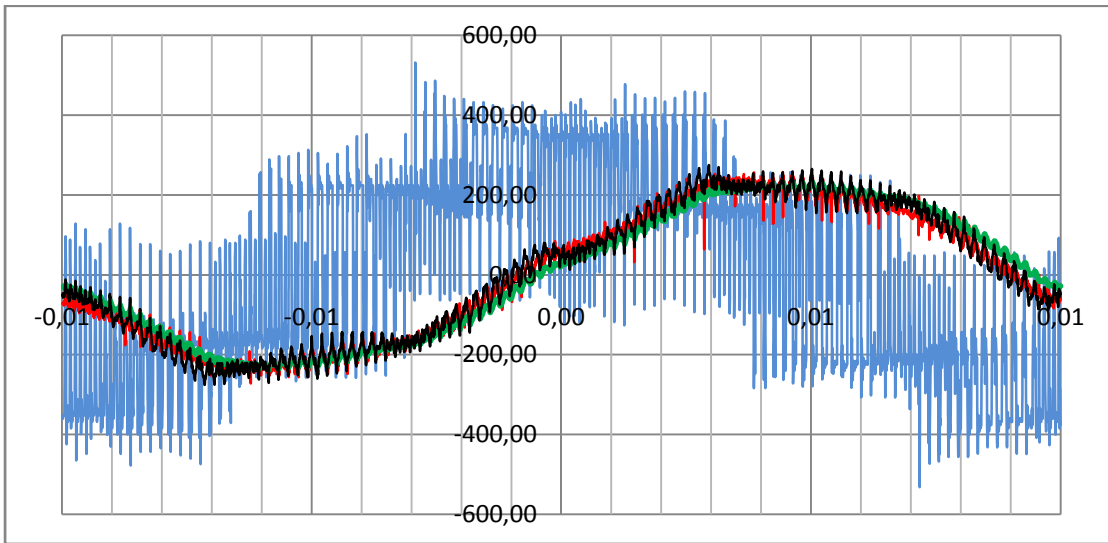
- 2 KHz



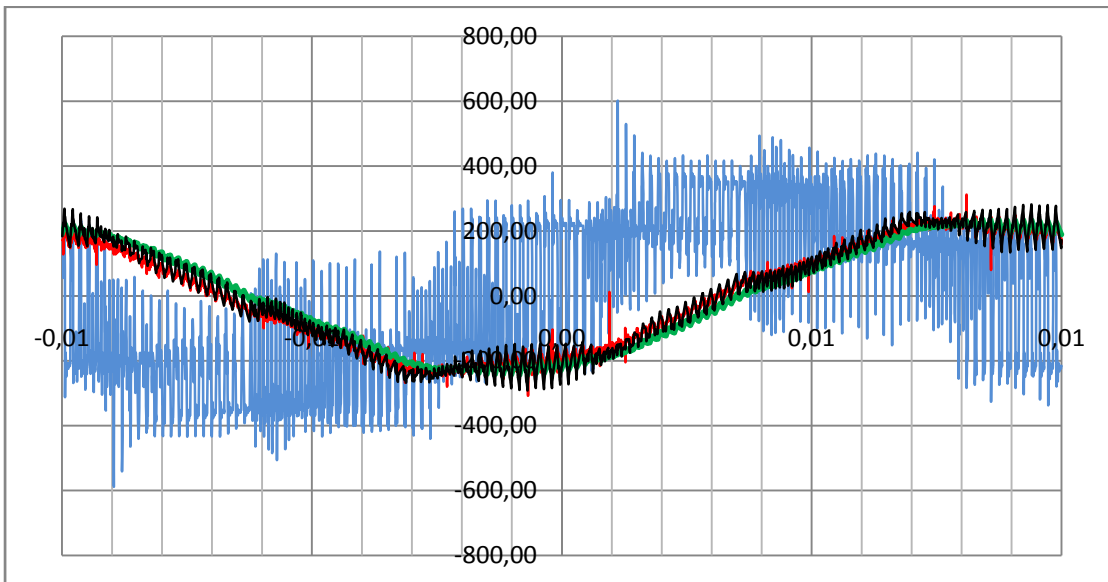
- 4 KHz



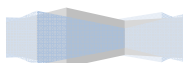
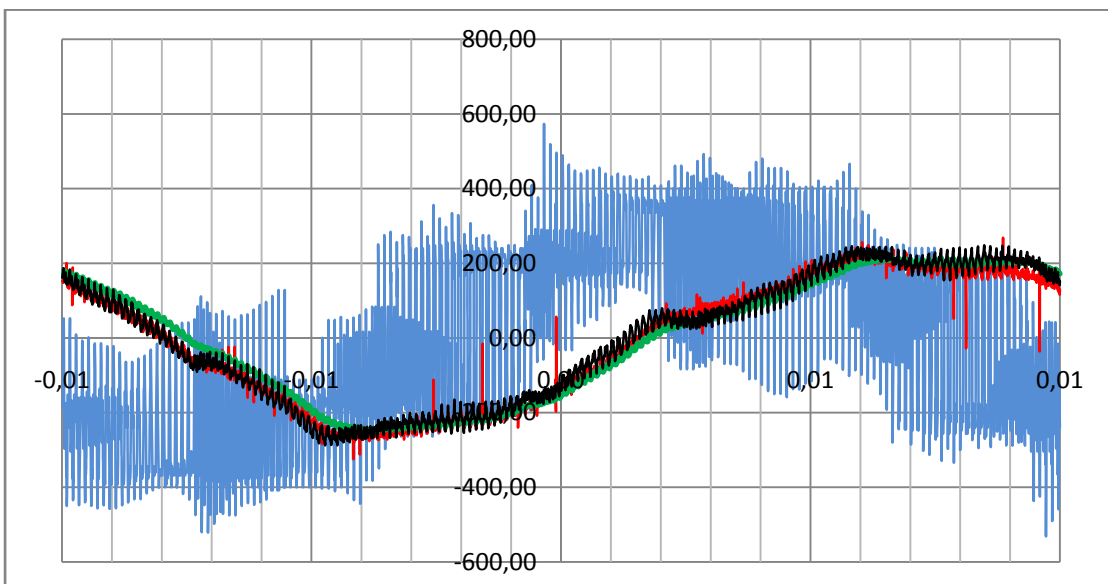
- 5 KHz



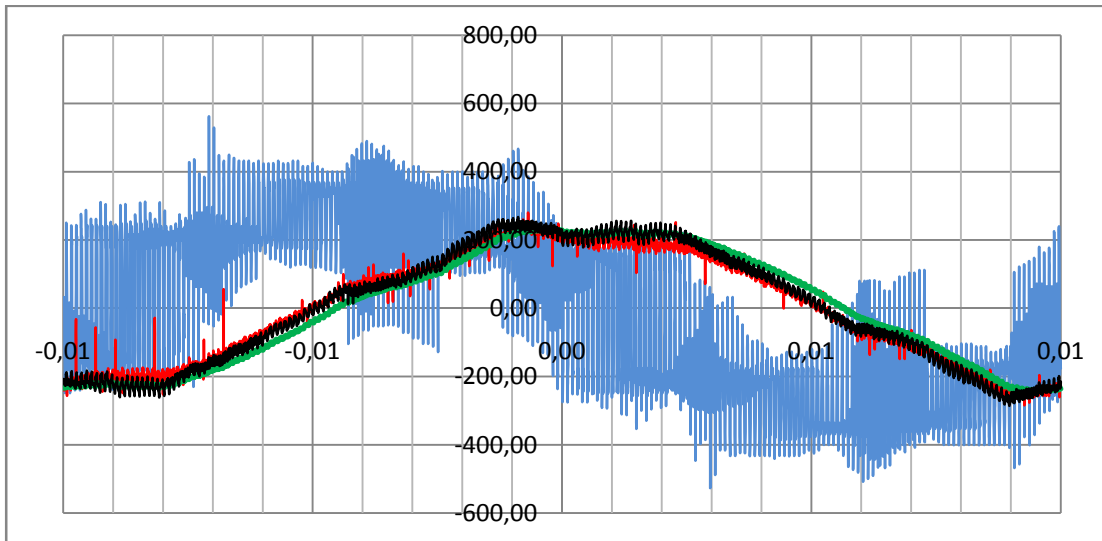
- 6 KHz



- 8 KHz

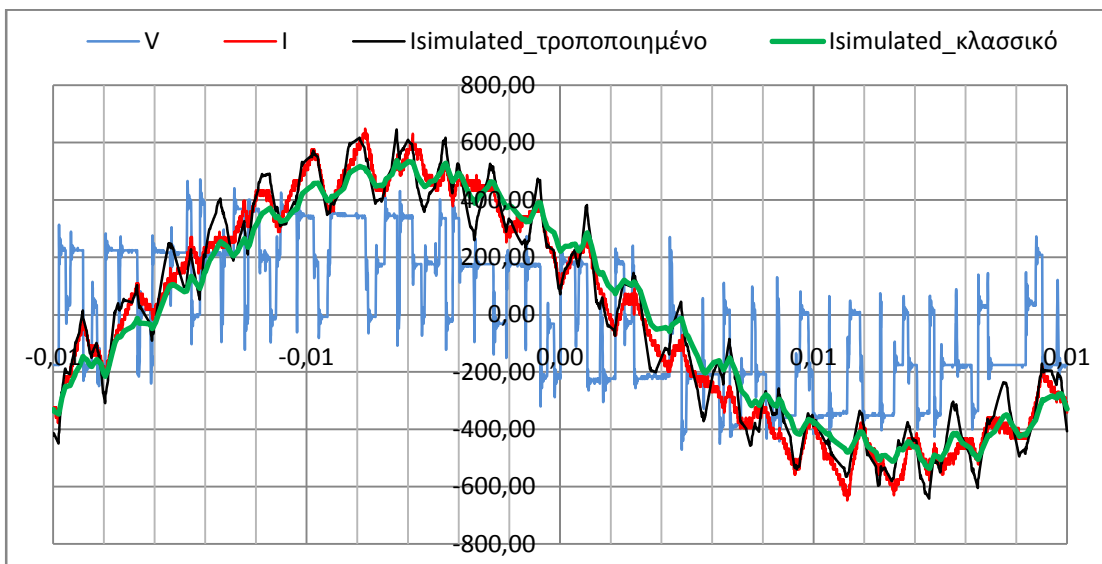


- 10 KHz

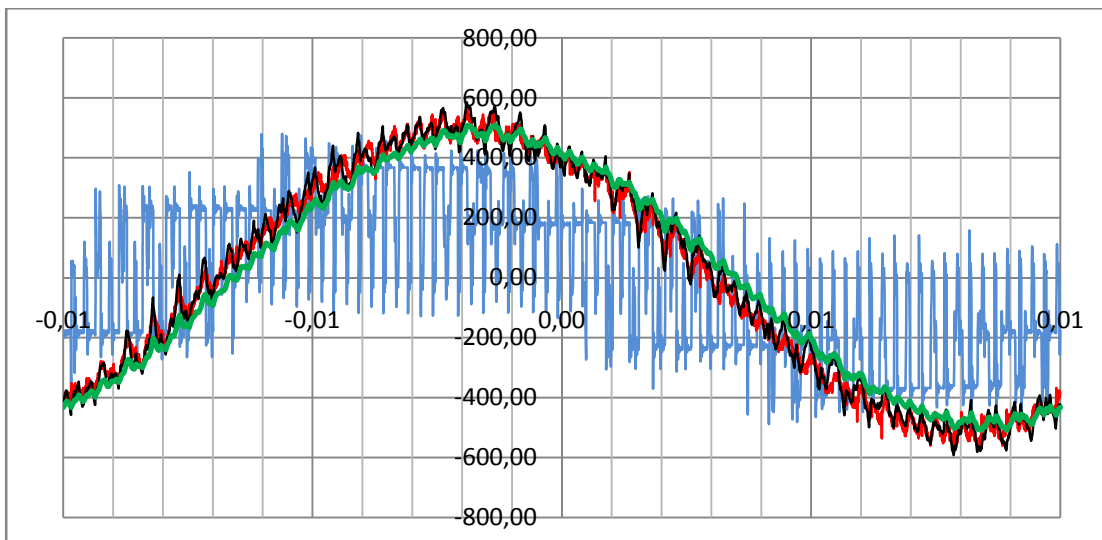


Πλήρες φορτίο

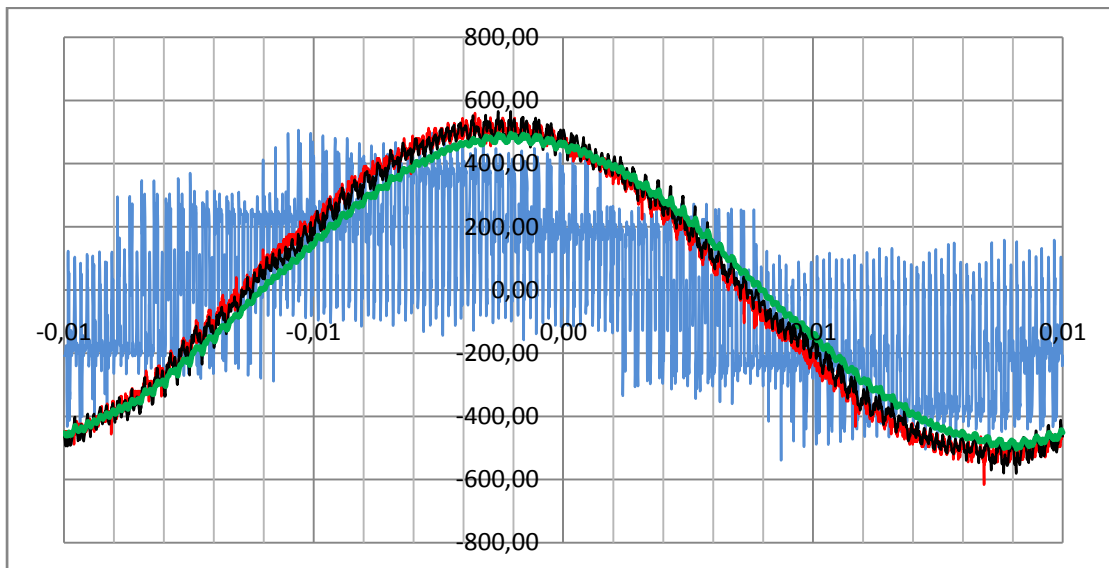
- 1 KHz



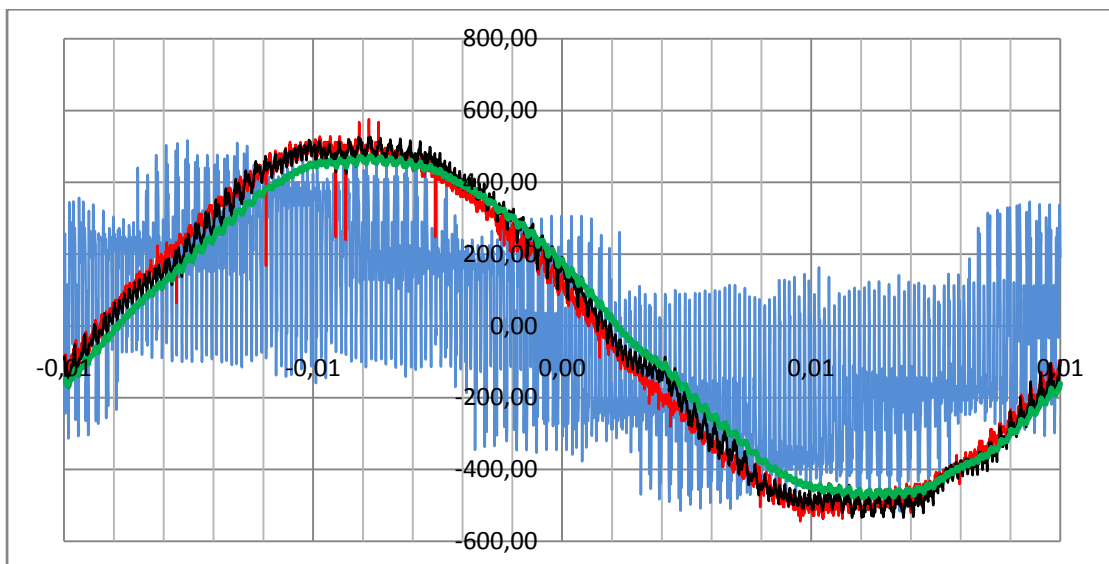
- 2 KHz



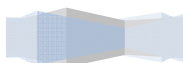
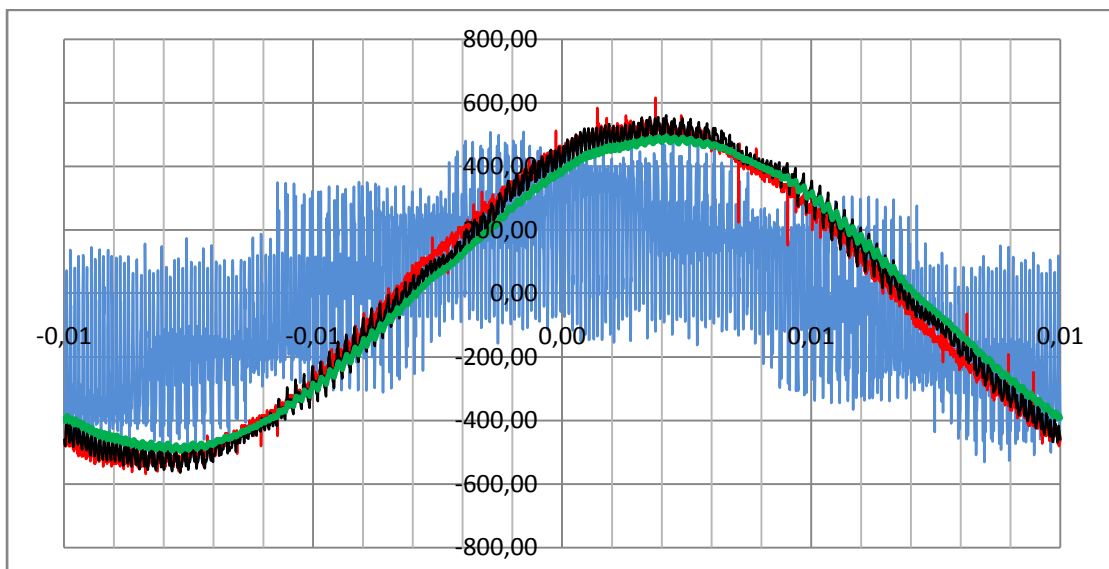
- 4 KHz



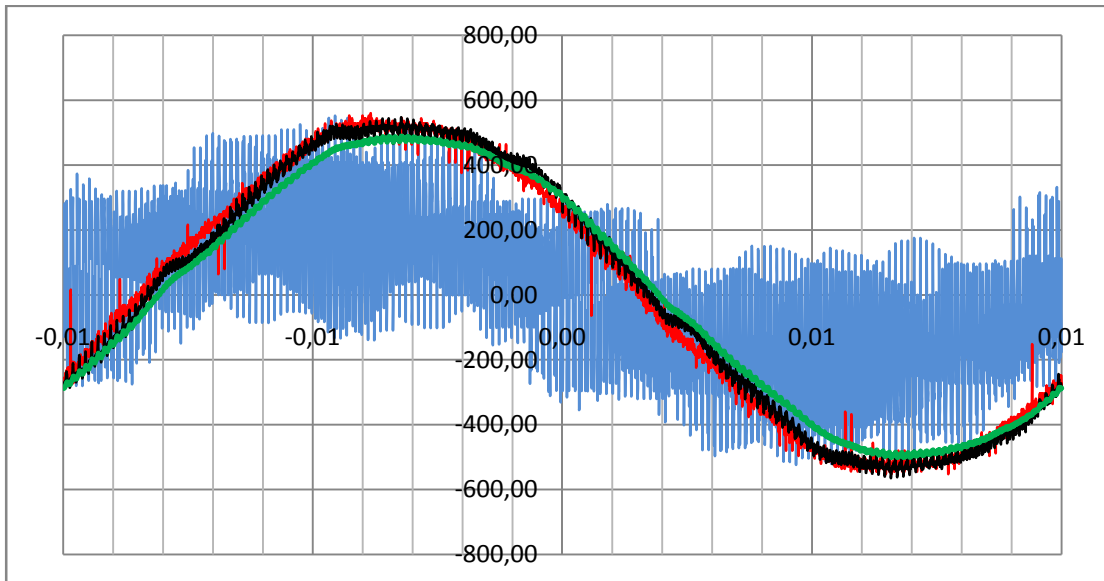
- 5 KHz



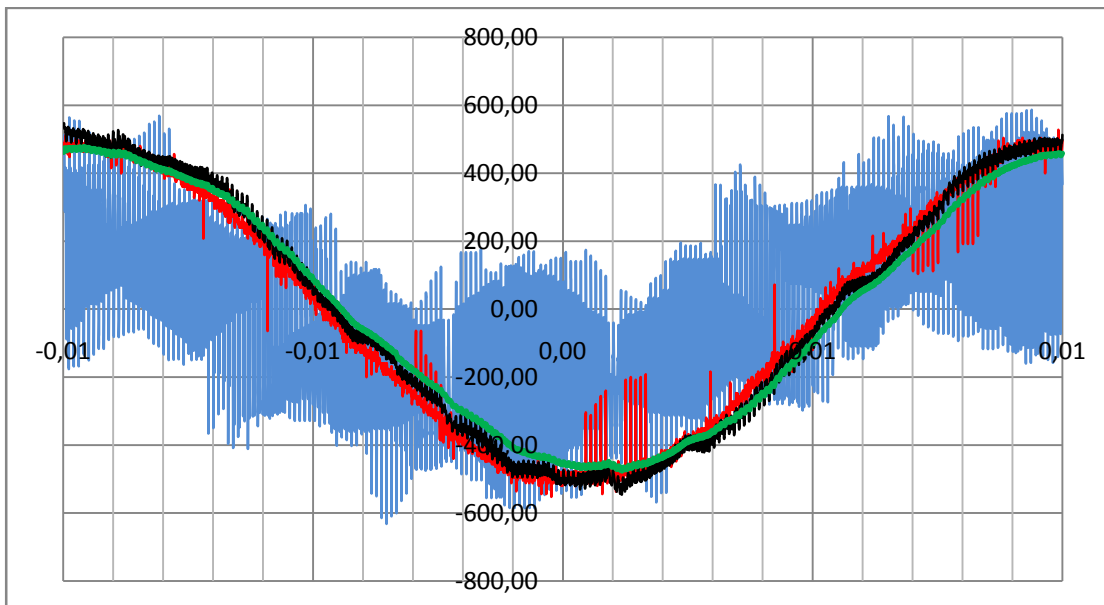
- 6 KHz



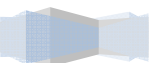
- 8 KHz



- 10 KHz



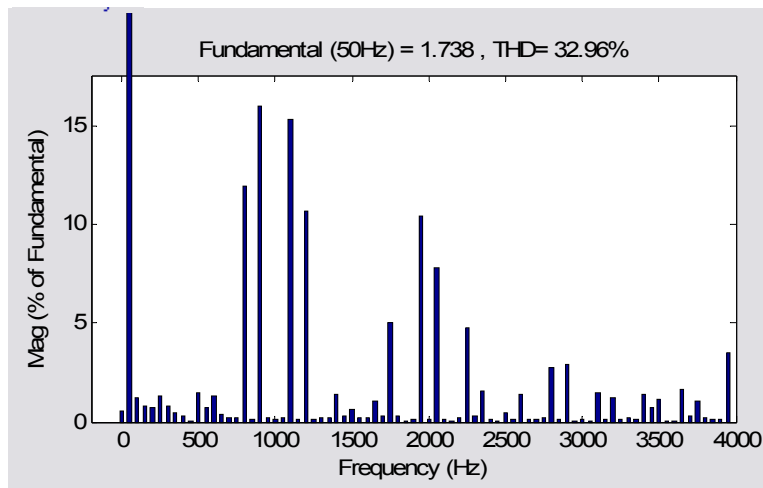
(Ακολουθούν τα αποτελέσματα της φασματικής ανάλυσης των ρευμάτων τροφοδοσίας του κινητήρα)



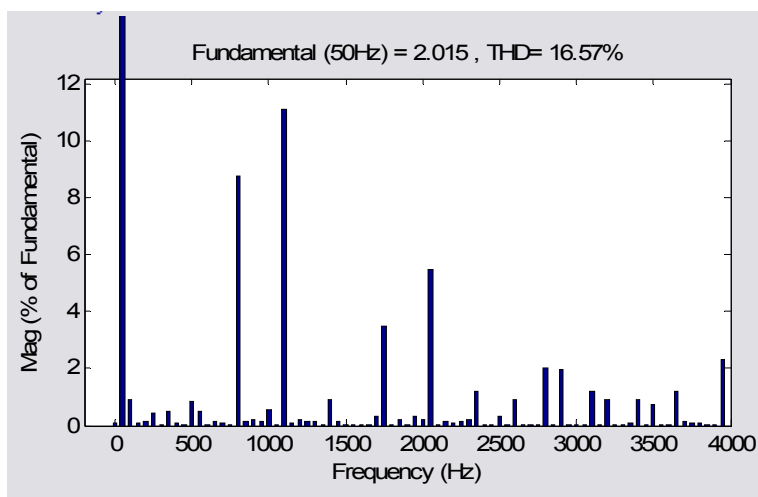
Κενό φορτίο

- 1 KHz

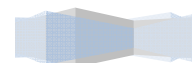
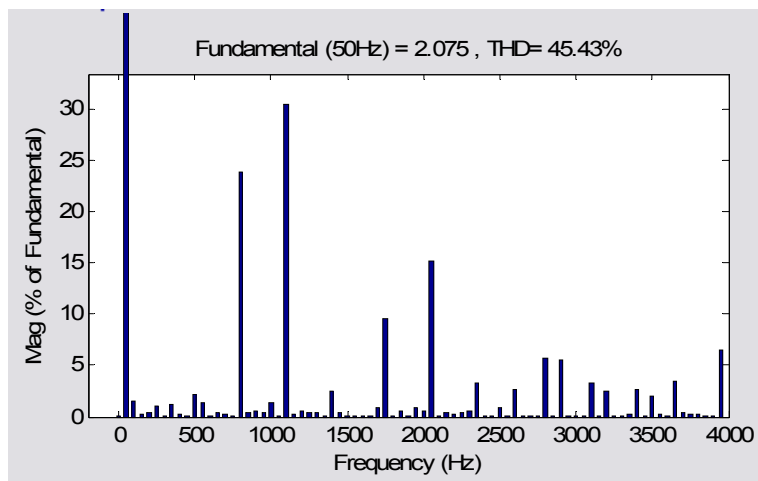
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασσικό ισοδύναμο

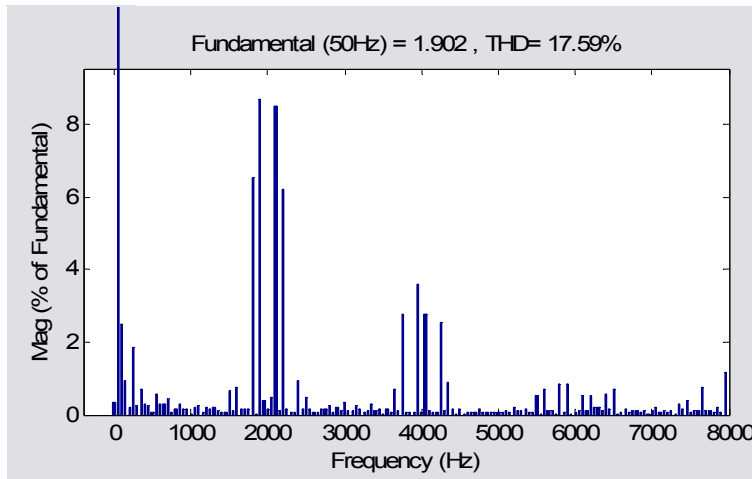


- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

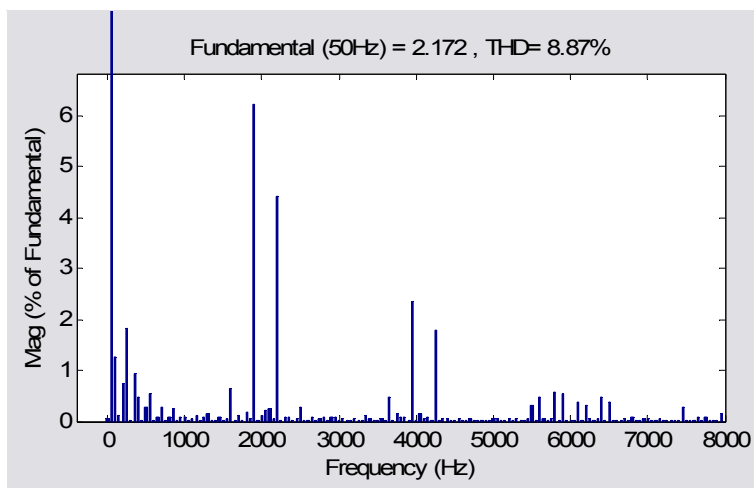


• 2 KHz

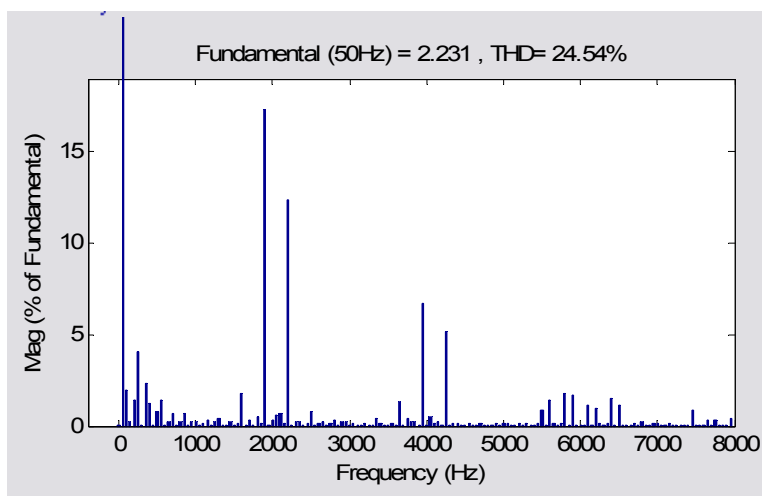
○ μετρημένο ρεύμα



○ προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

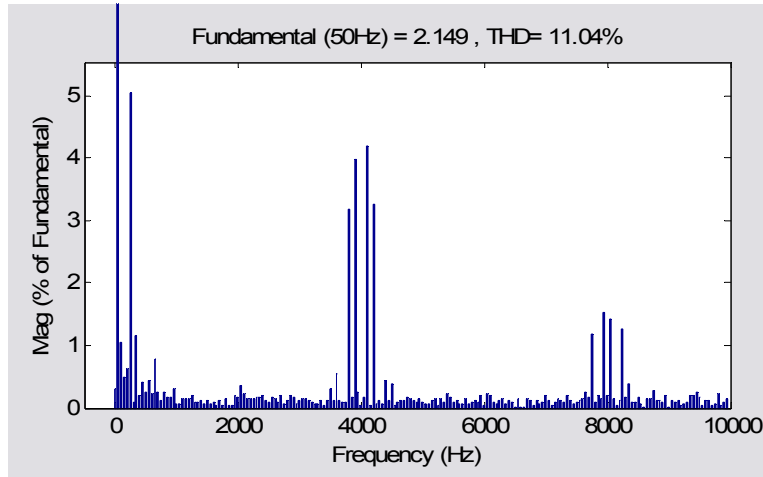


○ προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

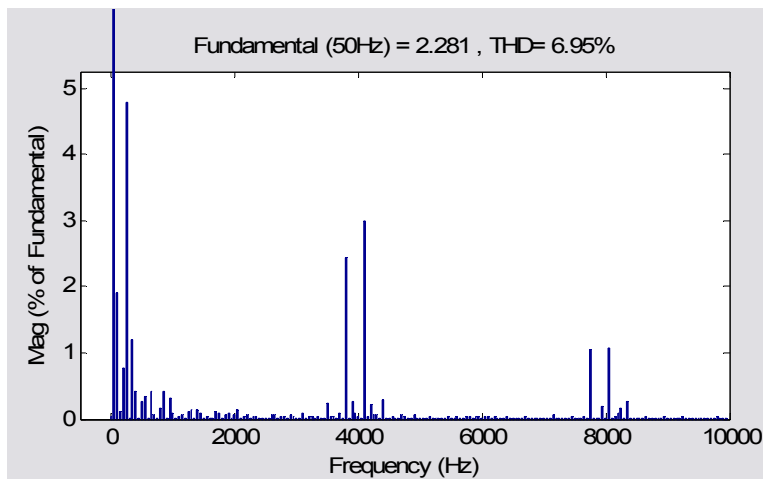


- 4 KHz

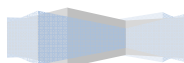
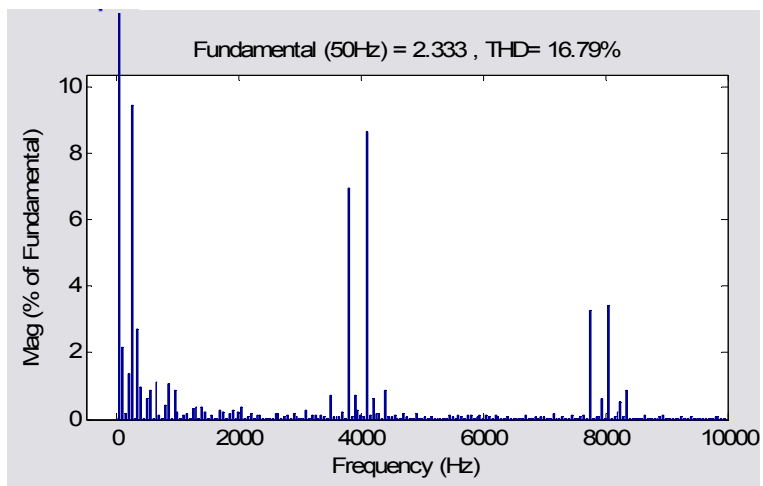
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

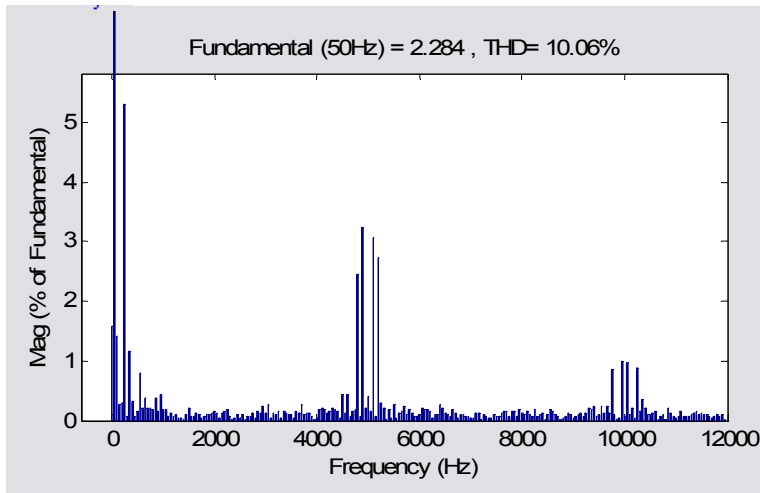


- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

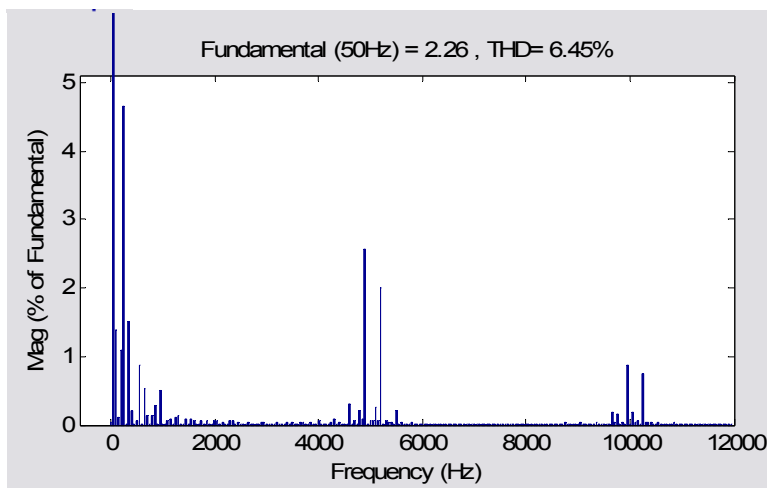


• 5 KHz

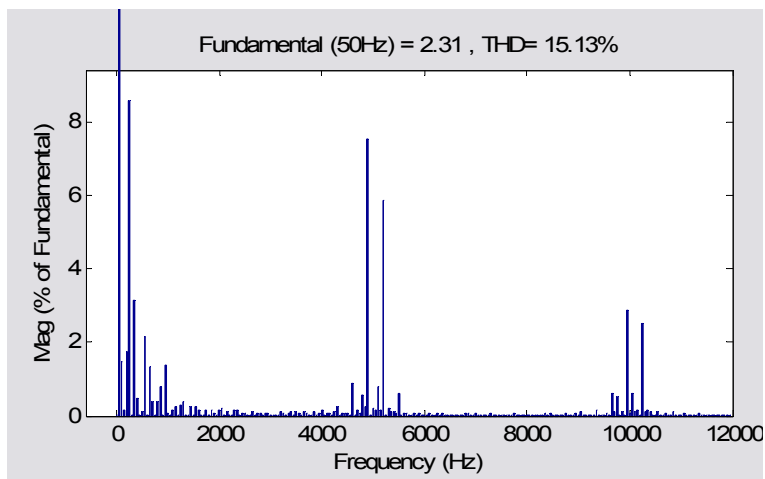
○ μετρημένο ρεύμα



○ προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

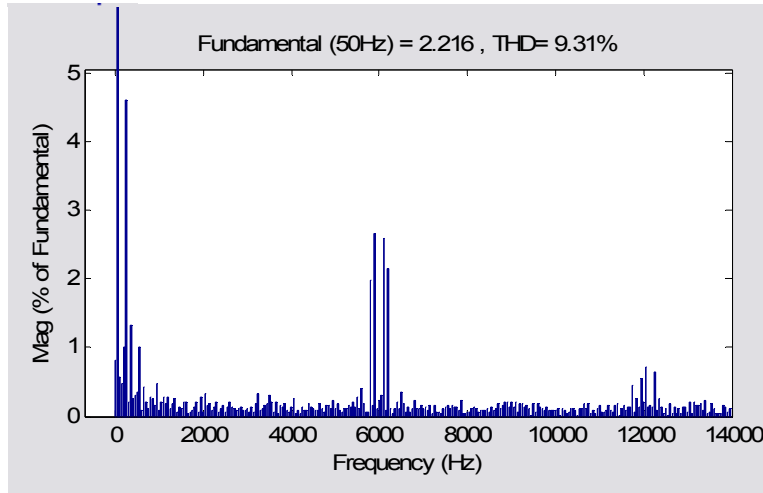


○ προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

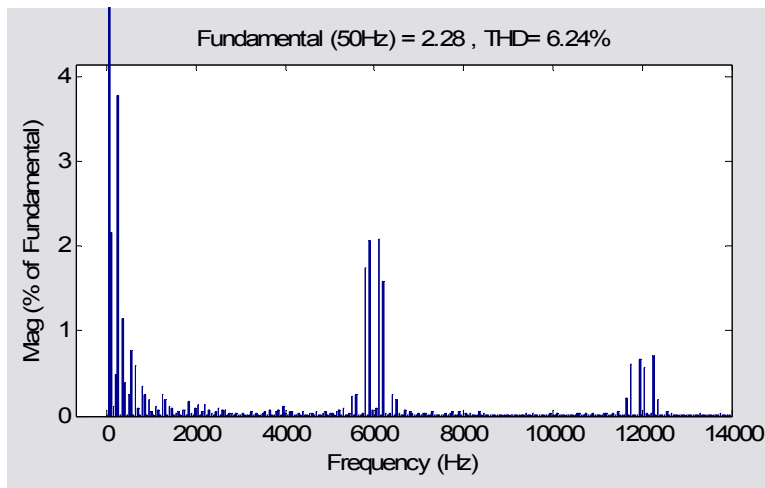


- 6 KHz

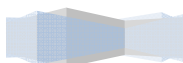
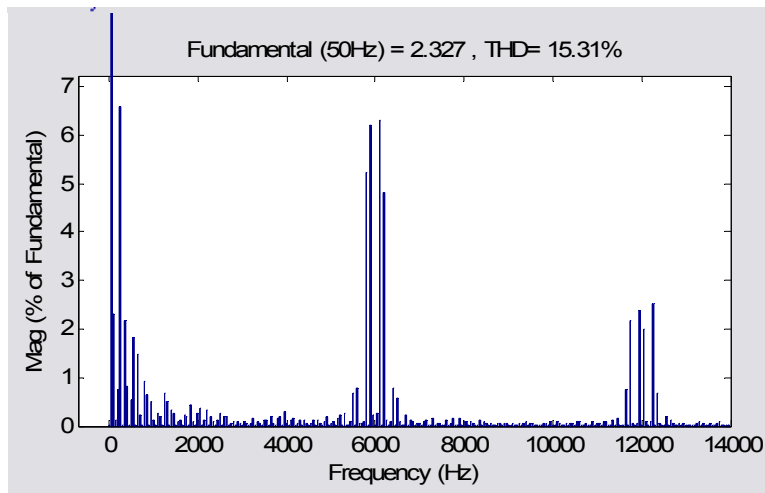
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασσικό ισοδύναμο

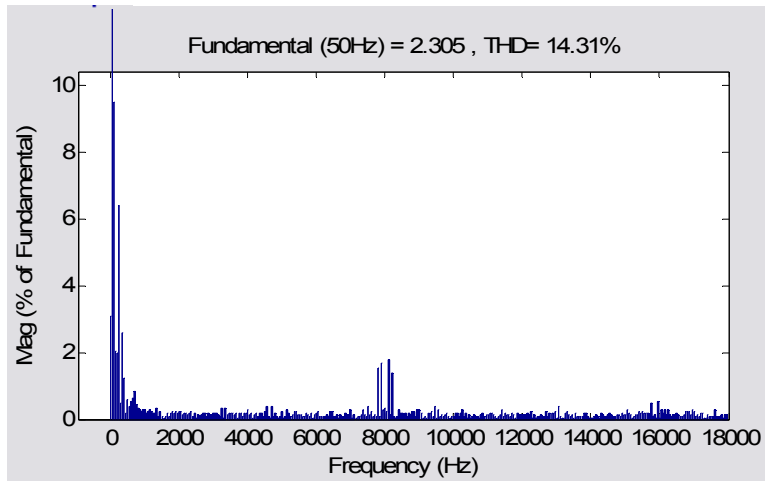


- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

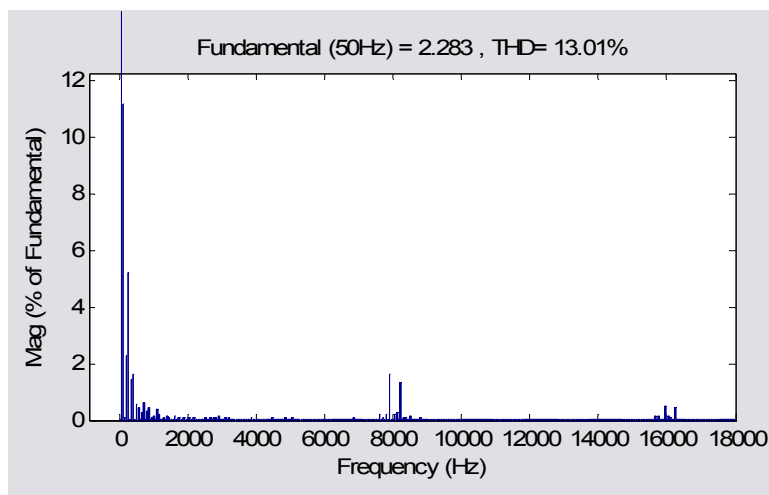


• 8 KHz

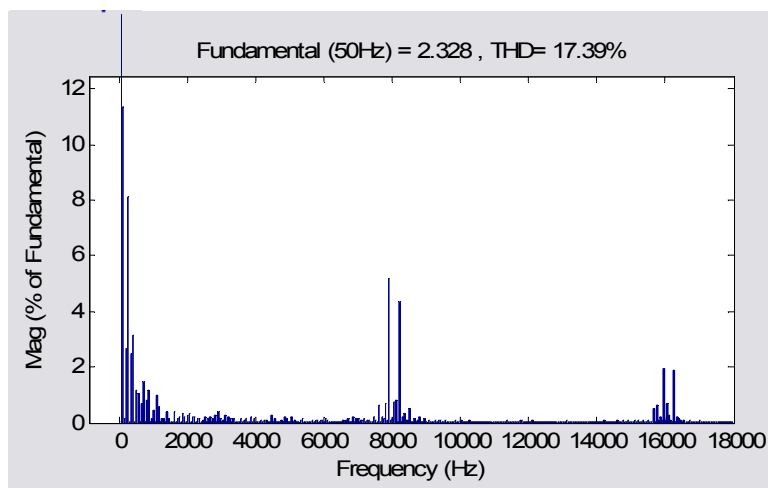
○ μετρημένο ρεύμα



○ προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

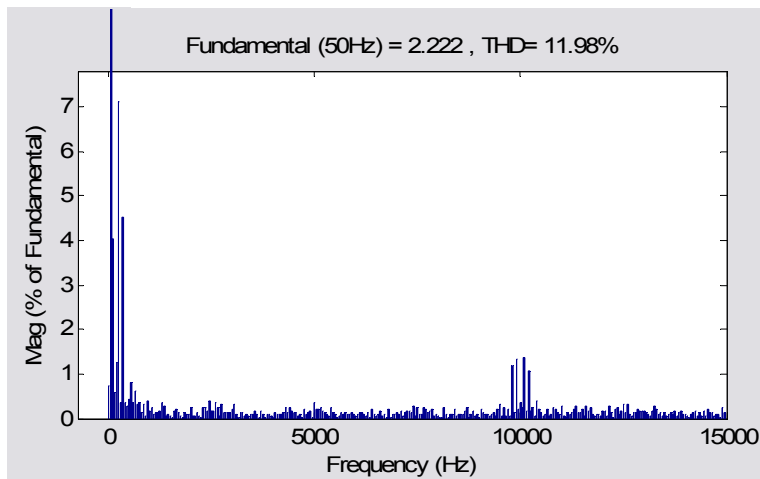


○ προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

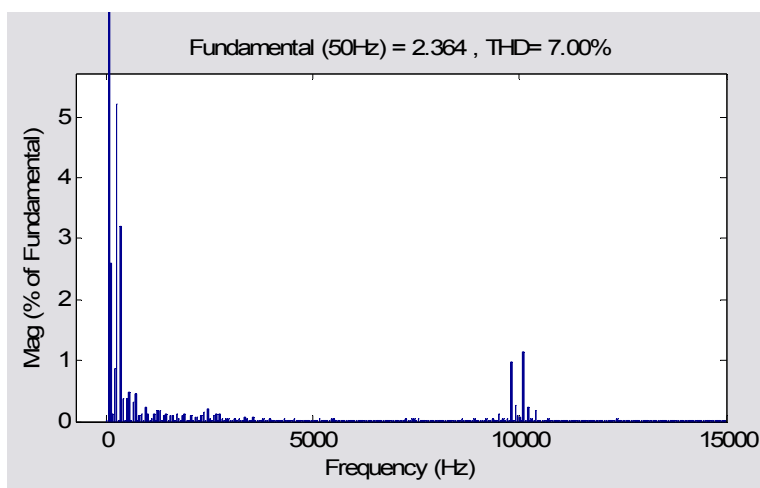


- 10 KHz

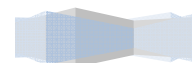
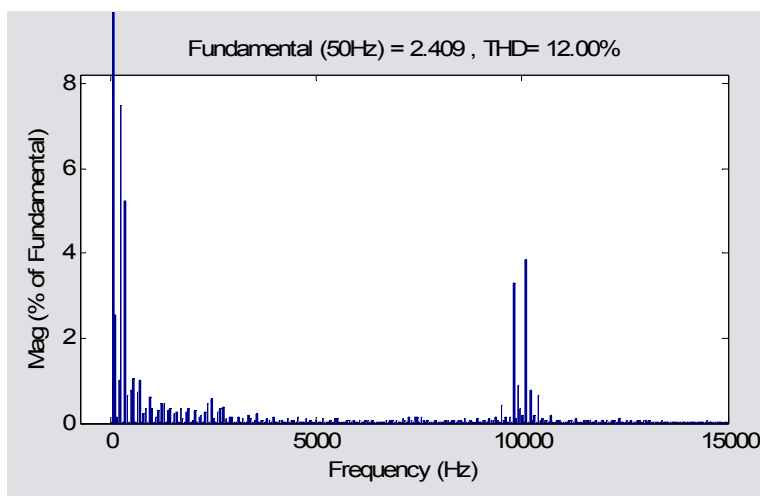
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο



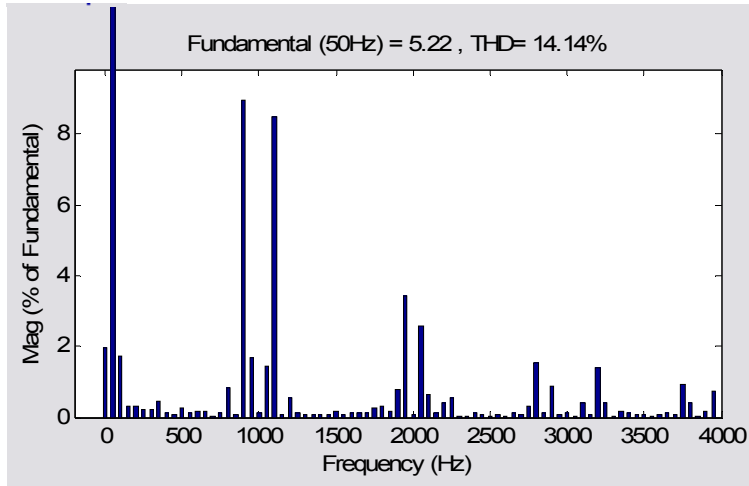
- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο



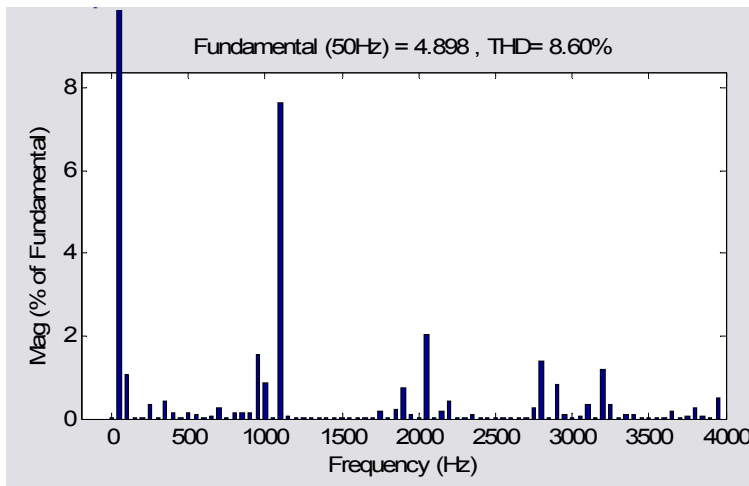
Πλήρες φορτίο

- 1 KHz

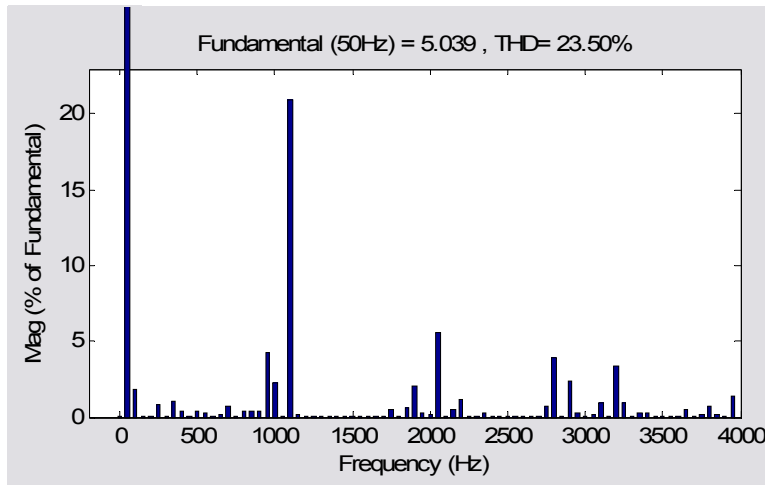
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

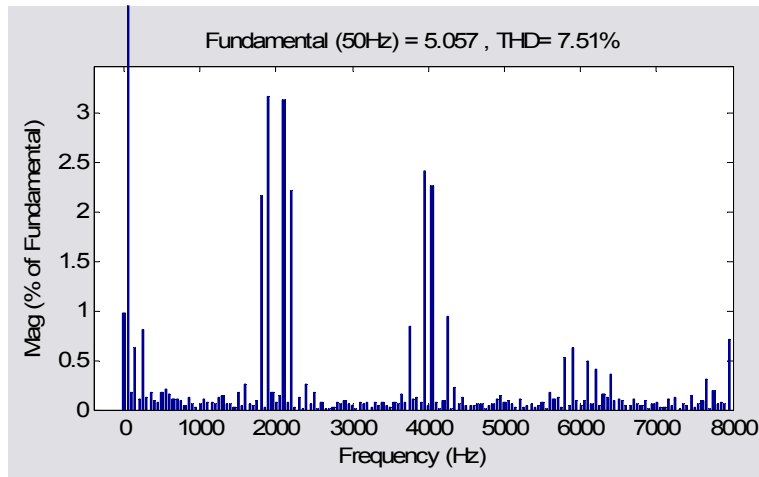


- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

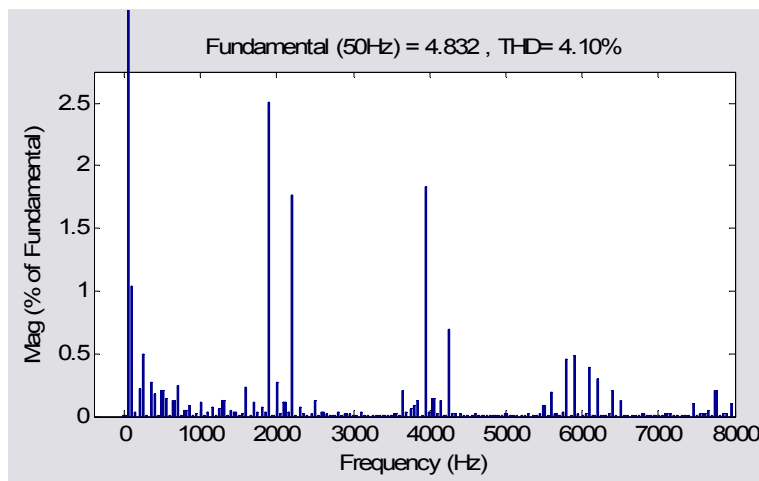


- 2 KHz

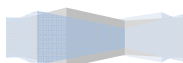
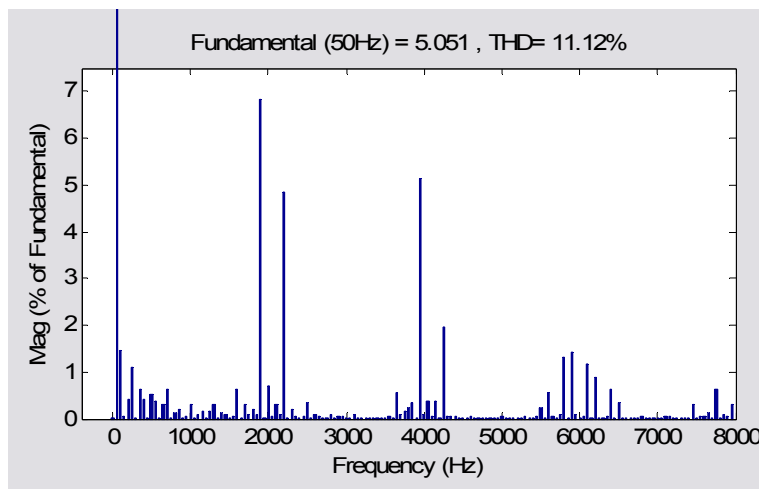
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

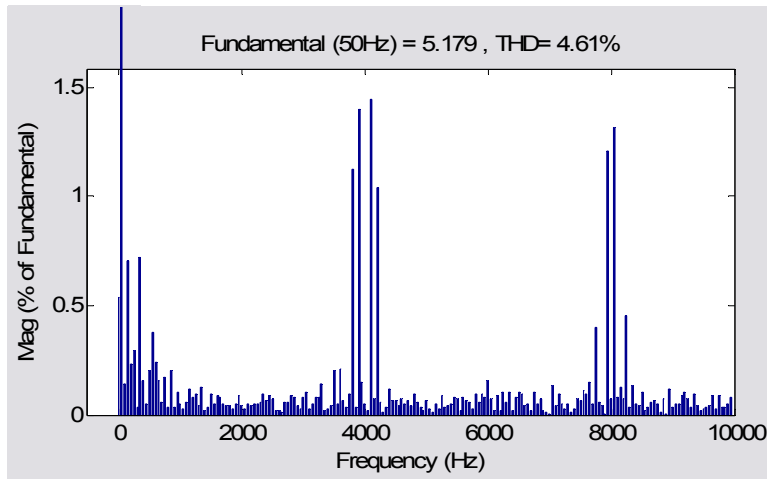


- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

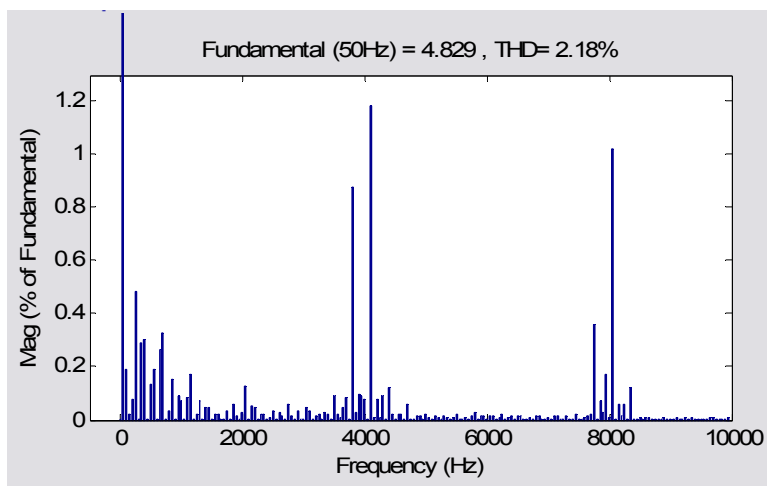


• 4 KHz

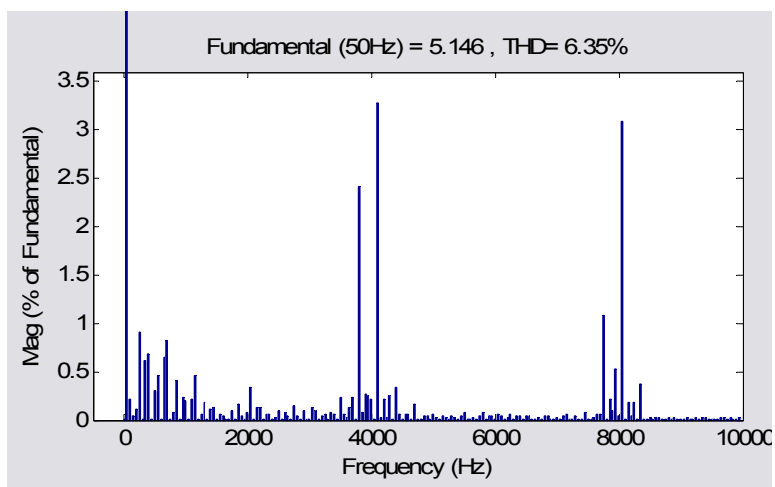
○ μετρημένο ρεύμα



○ προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

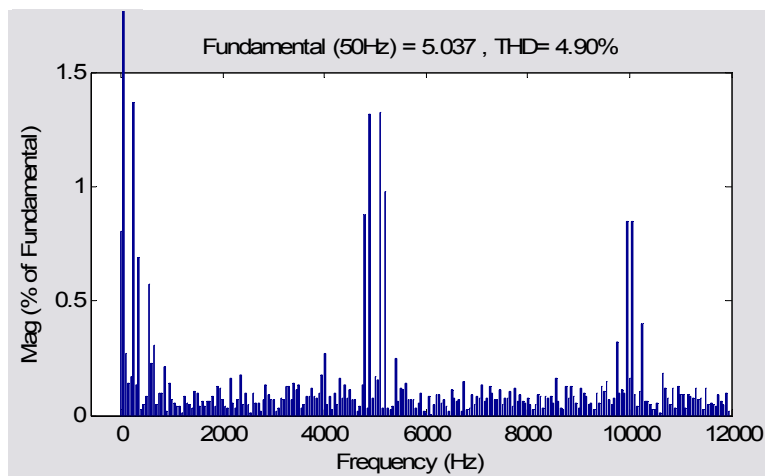


○ προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

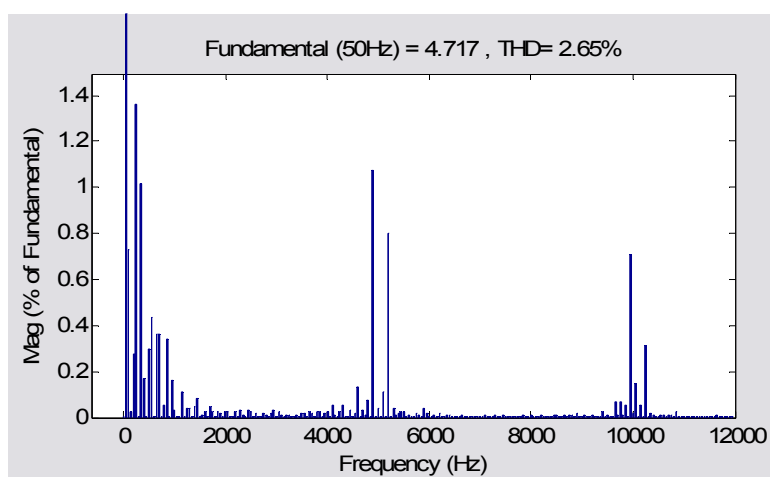


- 5 KHz

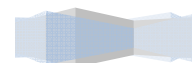
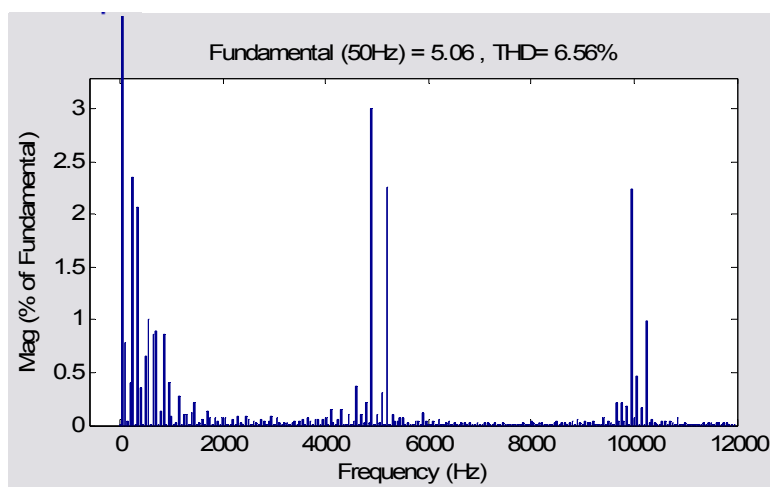
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

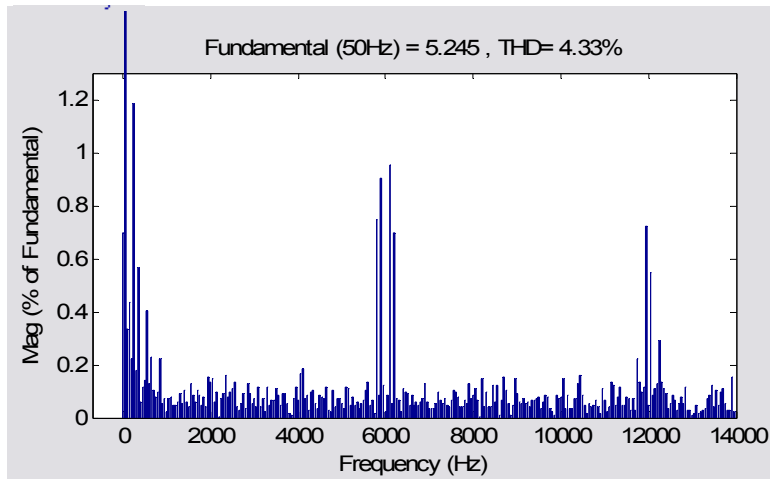


- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

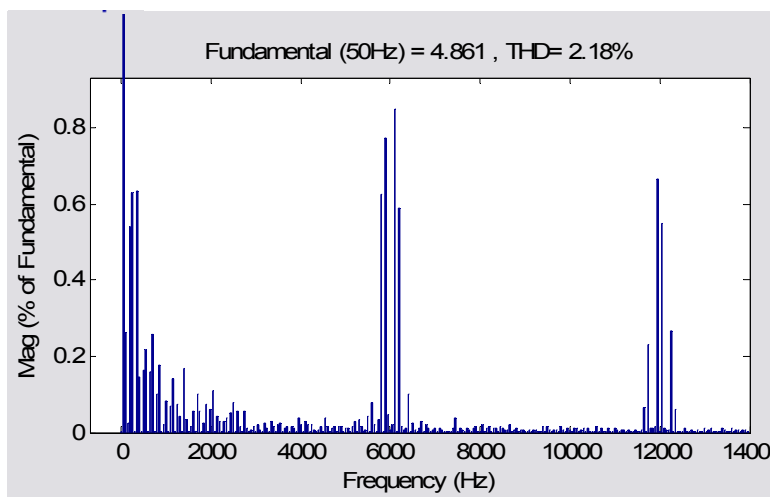


• 6 KHz

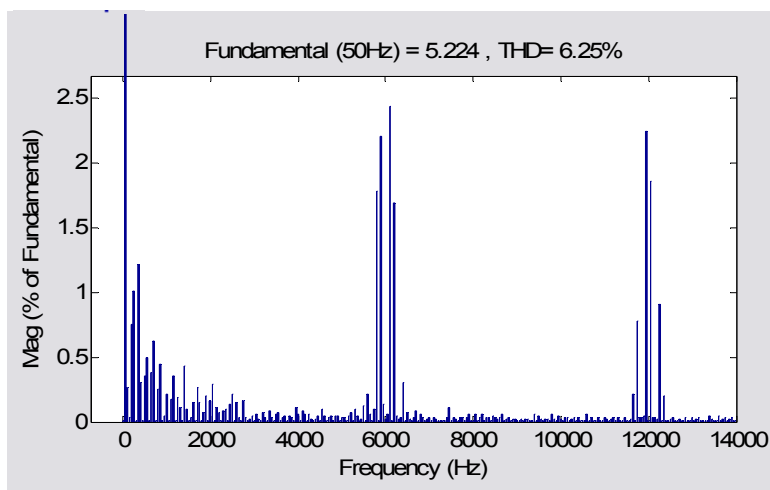
○ μετρημένο ρεύμα



○ προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

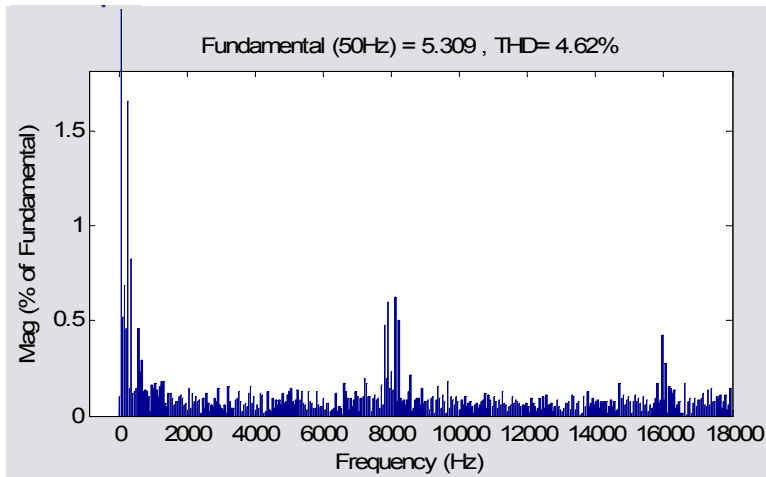


○ προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

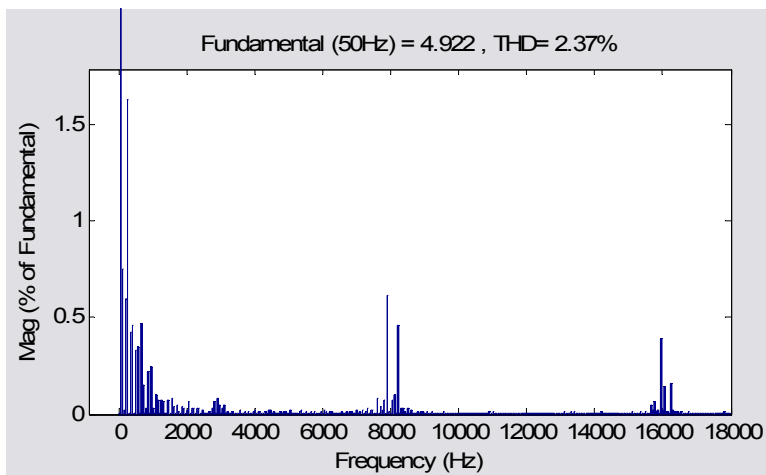


- 8 KHz

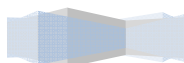
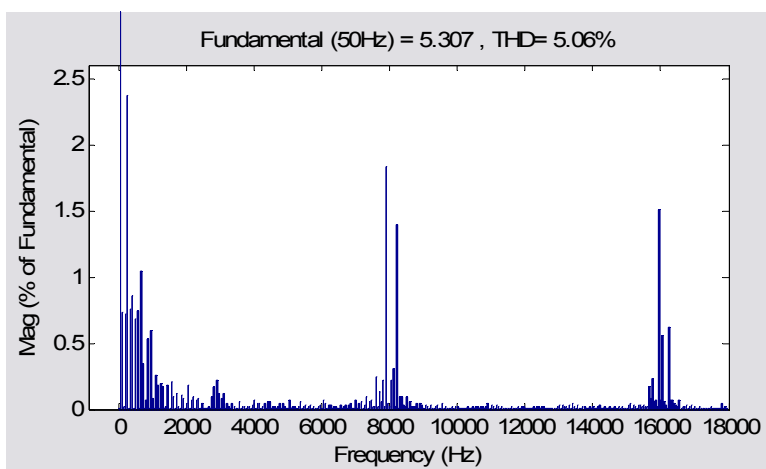
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο

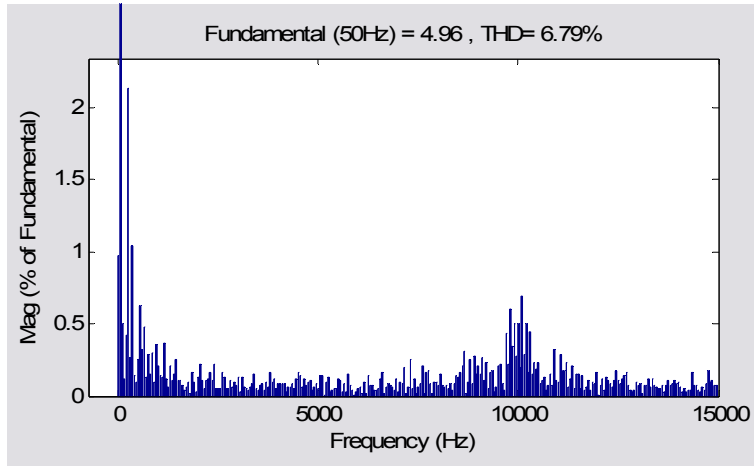


- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο

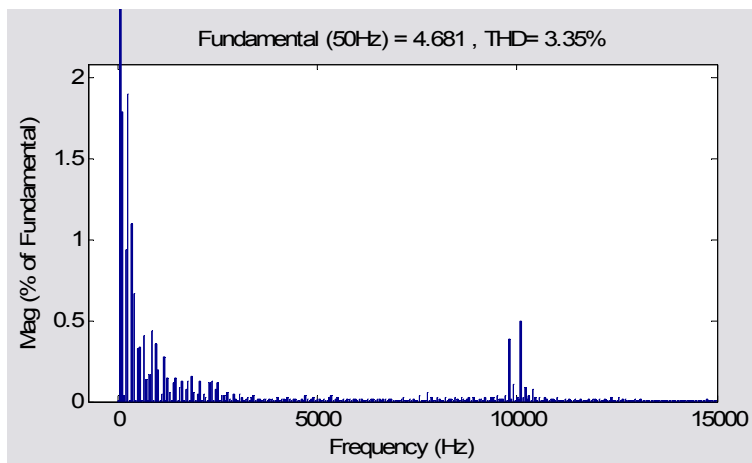


- 10 KHz

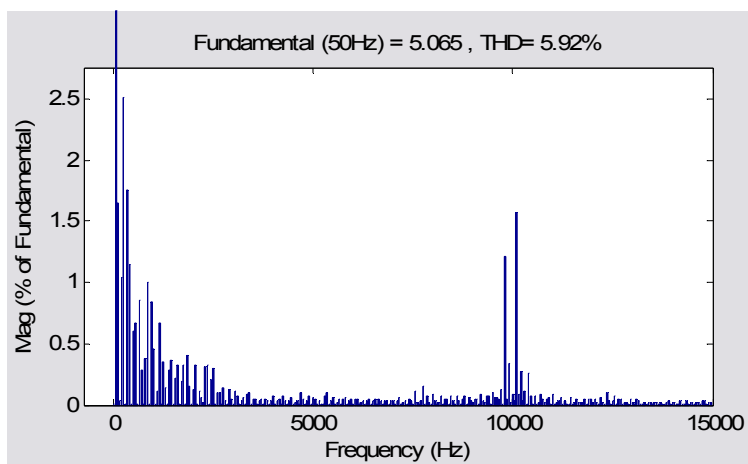
- μετρημένο ρεύμα



- προσομοιωμένο με κλασικό ισοδύναμο



- προσομοιωμένο με τροποποιημένο ισοδύναμο



Από τη μελέτη των κυματομορφών των ρευμάτων προκύπτει το εξής συμπέρασμα: το πλήρες τροποποιημένο κύκλωμα δίνει βελτιωμένη εκτίμηση του ρεύματος εισόδου του κινητήρα απ' ότι το κλασικό κύκλωμα σε όλη τη περιοχή διακοπτικών συχνοτήτων από 1KHZ έως 10 KHZ και για όλες τις καταστάσεις φόρτισης. Ο αναγνώστης μπορεί να παρατηρήσει τόσο στο κενό όσο και το πλήρες φορτίο τον έντονο επαγωγικό χαρακτήρα του προσομοιωμένου με το κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα ρεύματος σε σχέση με το πειραματικά μετρούμενο ρεύμα. Αυτός ο έντονος επαγωγικός χαρακτήρας είναι που έχει ως αποτέλεσμα την υποεκτίμηση των απωλειών στον κινητήρα επαγωγής. Το τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα δίνει ρεύμα του οποίου η φασική γωνία προσεγγίζει καλύτερα αυτή του πειραματικού συμβάλλοντας στον ακριβέστερο υπολογισμό της ισχύος εισόδου.

Η φασματική ανάλυση των ρευμάτων τροφοδοσίας ωστόσο φέρνει στο προσκήνιο τους εγγενείς περιορισμούς εν γένει των ισοδυνάμων κυκλωμάτων στην προσομοίωση του κινητήρα επαγωγής. Ο τελευταίος είναι ένα αμιγώς μη γραμμικό σύστημα το οποίο μερικώς μόνο μπορεί να περιγραφεί με τη χρήση συγκεντρωμένων κυκλωμάτων με γραμμικά στοιχεία. Ο αναγνώστης παρατηρεί στο φάσμα του μετρούμενου ρεύματος την παρουσία σημαντικών αρμονικών συνιστωσών σε συχνότητες διαφορετικές της διακοπτικής ή των πολλαπλασίων της, συνιστώσες που είναι αποτέλεσμα της μη γραμμικής συμπεριφοράς του κινητήρα. Τις συνιστώσες αυτές αποτυγχάνουν να αναπαραστήσουν τόσο το κλασικό όσο προφανώς και το πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα. Μοιραία το τροποποιημένο κύκλωμα υπερεκτιμά τις αρμονικές συνιστώσες στη διακοπτική συχνότητα ώστε να πετύχει ορθή εκτίμηση της ισχύος εισόδου καθώς όλες αυτές οι μη μηδενικές συνιστώσες του μετρούμενου ρεύματος σε συχνότητες διαφορετικές της διακοπτικής συνεισφέρουν στην αύξηση των απωλειών.

6.5.5 ΣΥΝΟΨΗ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΩΝ

Ύστερα από τη συγκριτική μελέτη πειραματικών δεδομένων και αποτελεσμάτων προσομοίωσης δίνεται η σύνοψη των σημαντικότερων συμπερασμάτων:

1. Όλα τα δεδομένα συντείνουν στο ότι οι απώλειες του υπό δοκιμή κινητήρα επαγωγής εξαρτώνται ελάχιστα από τη διακοπτική συχνότητα, με τρόπο που δεν επιτρέπει την εξαγωγή ενός απλού κανόνα για την επιλογή της βέλτιστης διακοπτικής συχνότητας ως προς την κατανάλωση ενέργειας του συστήματος. Το συμπέρασμα αυτό δεν είναι γενικό αλλά αφορά τον συγκεκριμένο κινητήρα. Αναμένεται όμοια συμπεριφορά από κινητήρες παρόμοιας ισχύος και αριθμού πόλων.
2. Οι απώλειες πυρήνα του κινητήρα παραμένουν προσεγγιστικά σταθερές σε όλο το εύρος των δυνατών φορτίσεων
3. Το κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα υποεκτιμά σταθερά τις απώλειες στον κινητήρα επαγωγής. Η προβλεπόμενη ισχύς εισόδου από αυτό είναι σταθερά περί τα 200W μικρότερη από την πειραματική τόσο στο κενό όσο και το πλήρες φορτίο, διαφορά που οφείλεται κατά το πλείστον στις απώλειες πυρήνα στη θεμελιώδη και τη διακοπτική συχνότητα, απώλειες που το κλασικό ισοδύναμο κύκλωμα αγνοεί. Το γεγονός ότι η υποεκτίμηση αυτή της ισχύος είναι προσεγγιστικά σταθερή, επιτρέπει βελτίωση της εκτιμήσεως με πολλαπλασιασμό με κατάλληλη σταθερά.

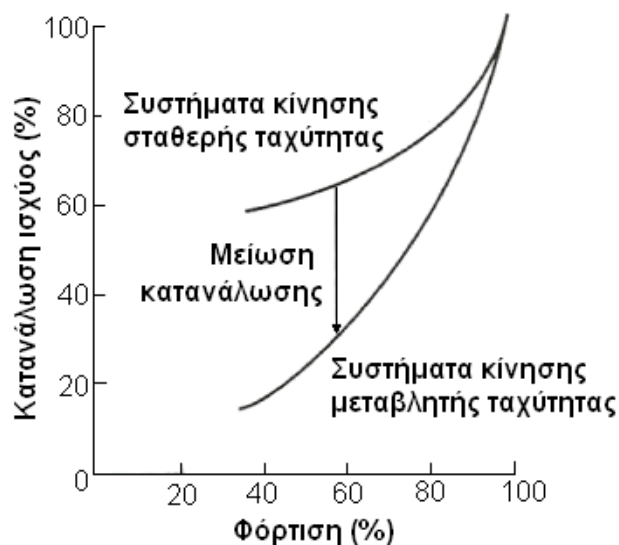
4. Το πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα δίνει βελτιωμένη εκτίμηση των απωλειών όταν ο κινητήρας τροφοδοτείται από PWM κυματομορφές τάσεως για όλο το εύρος διακοπτικών συχνοτήτων και φορτίσεων του κινητήρα.
5. Δεν είναι δυνατή η εξαγωγή εύκολου αλγορίθμου για τον υπολογισμό των επιπλέον παραμέτρων του τροποποιημένου ισοδυναμού κυκλώματος. Ως ιδανικότερη επιλογή εμφανίζεται για την απλοποιημένη τροποποίηση η προσαρμογή των παραμέτρων του κυκλώματος στο κενό φορτίο για την εκάστοτε διακοπτική συχνότητα. Οι παράμετροι αυτές δεν εξαρτώνται από τη φόρτιση του κινητήρα. Στην πλήρη τροποποίηση ρυθμίζεται ο λόγος L_{is1}/L_{is2} ώστε οι προσομοιώσεις να εμφανίζουν βέλτιστη ταύτιση με τα πειραματικά δεδομένα και οι υπόλοιπες παράμετροι μεταβάλλονται σύμφωνα με τον πίνακα (6.20)
6. Το απλοποιημένο τροποποιημένο κύκλωμα δίνει ικανοποιητική εκτίμηση των κυματομορφών του ρεύματος όταν η τάση τροφοδοσίας έχει αρμονικό περιεχόμενο χαμηλής τάξεως. Ωστόσο αποτυγχάνει να προσομοιώσει τις κυματομορφές του ρεύματος για διακοπτικές συχνότητες μεγαλύτερες του 1KHz. Παρόλα αυτά η εκτίμηση της ισχύος εισόδου είναι ικανοποιητική μέχρι και τη διακοπτική συχνότητα των 10KHz.
7. Το πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα προσομοιώνει επιτυχώς τις κυματομορφές του ρεύματος εισόδου για διακοπτικές συχνότητες από 1 KHz έως και 10 KHz. Η εκτίμηση του ρεύματος ωστόσο με το τροποποιημένο κύκλωμα εμφανίζει περιορισμένη ακρίβεια λόγω της μη γραμμικότητας του κινητήρα.
8. Το πλήρες τροποποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την προσομοίωση της ισχύος εισόδου του κινητήρα επαγωγής γνώση που μπορεί μετέπειτα να ενσωματωθεί σε αλγόριθμο ελέγχου που θα λαμβάνει υπ' όψη τις απώλειες του συστήματος κίνησης. Η εκτίμηση της ισχύος εισόδου μπορεί να γίνει και on-line. Ωστόσο η πολυπλοκότητα που προσθέτει στον αλγόριθμο ελέγχου η ενσωμάτωση του τροποποιημένου κυκλώματος μειώνει την πρακτική του αξία. Άλλωστε όπως αναδείχθηκε στο συγκεκριμένο κινητήρα οι απώλειες είναι προσεγγιστικά ανεξάρτητες της διακοπτικής συχνότητας και μπορούν απλά να ληφθούν υπ' όψη με κατάλληλο πολλαπλασιασμό της εκτίμησης του κλασσικού μοντέλου με μια σταθερά.

Στο υπόλοιπο μέρος του κεφαλαίου η έρευνα εστιάζει στη διατύπωση αλγορίθμου για τον έλεγχο του κινητήρα επαγωγής, αλγόριθμος ο οποίος θα λαμβάνει υπ' όψη συνδυασμένα κριτήρια αποδόσεως και επιδόσεως του συστήματος κίνησης. Άλλωστε η μέχρι τώρα μελέτη, από το δεύτερο κεφάλαιο της διπλωματικής εργασίας μέχρι και αυτό το σημείο έχει δώσει αρκούντως ικανοποιητικά εργαλεία τα οποία εδώ συντίθενται για τη διατύπωση ενός γενικού μοντέλου ελέγχου βελτιστοποίησης απόδοσης και επίδοσης.

6.6 ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΣΤΗ ΘΕΜΕΛΙΩΔΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ

6.6.1 ΕΞΟΙΚΟΝΟΜΗΣΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΙΝΗΣΗΣ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗΣ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ

Πάμπολλες μηχανές εναλλασσομένου χρησιμοποιούνται για την κίνηση φορτίων τύπου αντλίας ή ανεμιστήρα όπου ο έλεγχος της ροής του ρευστού είναι απαραίτητος. Η παραδοσιακή μέθοδος για τον έλεγχο της ροής περιλαμβάνει τη λειτουργία της μηχανής με σταθερή ταχύτητα υπό ονομαστική συχνότητα τροφοδοσίας και τον έλεγχο της ροής του ρευστού με έλεγχο του ανοίγματος κατάλληλης βαλβίδας. Η απόδοση τέτοιων μεθόδων είναι φτωχή ιδιαίτερα σε χαμηλές φορτίσεις πολύ κάτω του ονομαστικού. Αντίθετα η χρήση συστήματος ελέγχου της ταχύτητας του κινητήρα με τη βαλβίδα μονίμως πλήρως ανοιχτή μειώνει την κατανάλωση ισχύος όπως φαίνεται στο σχήμα (6.24) όπου έχει σχεδιαστεί σε κοινό άξονα η κατανάλωση ισχύος του συστήματος με έλεγχο και χωρίς έλεγχο της ταχύτητας του κινητήρα. Η εξοικονόμηση ενέργειας ειδικά στις χαμηλές φορτίσεις είναι προφανής και στον μεγαλύτερο βαθμό της μπορεί να επιτευχθεί ακόμη και με τη χρήση του πλέον απλού αλγορίθμου βαθμωτού έλεγχου V/f σε ανοιχτό βρόχο. Συγκεκριμένα για φόρτιση ίση με 60% της ονομαστικής η βελτίωση της αποδόσεως φτάνει το 35%. Τα παραπάνω σε συνδυασμό με την κατά το πλείστον λειτουργία των συστημάτων σε χαμηλές φορτίσεις συνεπάγεται ουσιαστική εξοικονόμηση ενέργειας με τα οικονομικά οφέλη να ξεπερνούν κατά πολύ το κόστος της επένδυσης για την εγκατάσταση κατάλληλου συστήματος έλεγχου του κινητήρα.

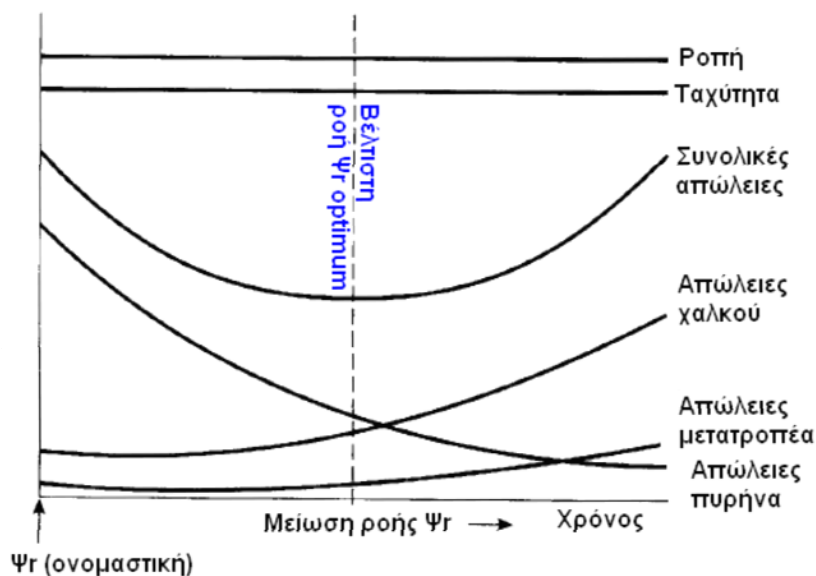


6.24: Βελτίωση αποδόσεως με χρήση συστημάτων κίνησης μεταβλητής ταχύτητας

6.6.2 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΕ ΧΑΜΗΛΕΣ ΦΟΡΤΙΣΕΙΣ

Το σύνολο των ηλεκτρικών μηχανών εν γένει λειτουργούν υπό ονομαστική ροή όπως ήδη εξηγήθηκε σε προηγούμενα κεφάλαια της διπλωματικής εργασίας έτσι ώστε η αναπτυσσόμενη ροπή ανά μονάδα ρεύματος να είναι μέγιστη και η μεταβατική απόκριση της μηχανής γρήγορη. Ωστόσο τα βιομηχανικά κινητήρια συστήματα συνήθως λειτουργούν με χαμηλά φορτία πολύ κάτω από τα ονομαστικά τον περισσότερο χρόνο. Αν διατηρηθεί η ονομαστική ροή σε αυτές τις χαμηλές φορτίσεις οι απώλειες πυρήνα (εν γένει συνάρτηση της ροής και της συχνότητας) αυξάνουν υπερβολικά προκαλώντας χαμηλή απόδοση του συστήματος κίνησης. Για συγκεκριμένη μόνιμη κατάσταση

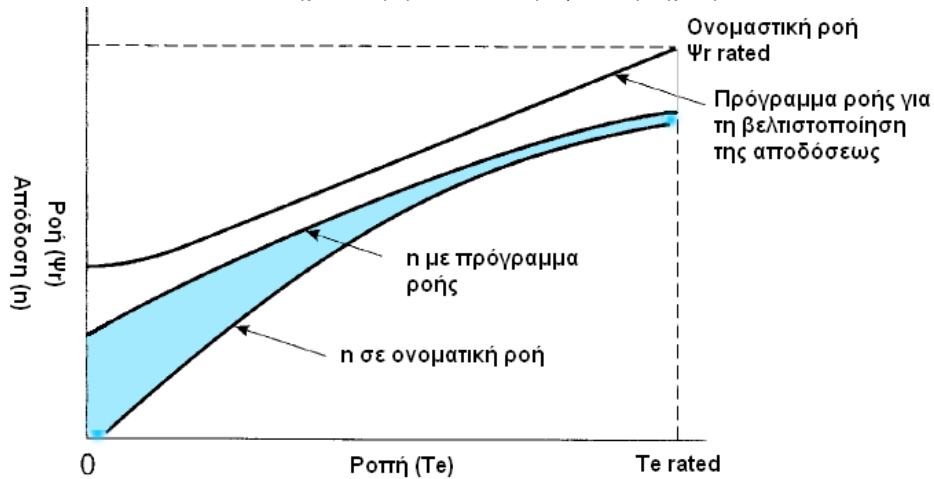
λειτουργίας φορτίο χαμηλής ροπής και σε δεδομένη ταχύτητα, η τυπική κατανομή των απωλειών σε ένα σύστημα μηχανής μετατροπέα και η μεταβολή τους με τη μεταβολή της ροής φαίνεται στο σχήμα (6.25).



6.25: Συνιστώσες απωλειών του κινητήρα επαγωγής συναρτήσει του πλάτους της ροής του δρομέα.

Καθώς η ροή ψ_r μειώνεται από την ονομαστική της τιμή οι απώλειες πυρήνα μειώνονται ενώ αντίθετα οι απώλειες χαλκού της μηχανής και οι απώλειες του αντιστροφέα αυξάνουν. Ωστόσο, οι συνολικές απώλειες μειώνονται σε μία ελάχιστη τιμή και μετά από αυτή αυξάνουν ξανά. Είναι εν γένει επιθυμητή η ρύθμιση της ροής του δρομέα στη βέλτιστη τιμή (ψ_r (optimum)) έτσι ώστε η απόδοση του συστήματος μηχανής μετατροπέα να είναι βέλτιστη. Το σχήμα (6.26) δείχνει τυπική καμπύλη του βέλτιστου προγράμματος ροής σε εφαρμογές μεταβλητής ροπής και σταθερής ταχύτητας και συγκρίνει τη νέα απόδοση με αυτή που αντιστοιχεί σε ονομαστική ροή.

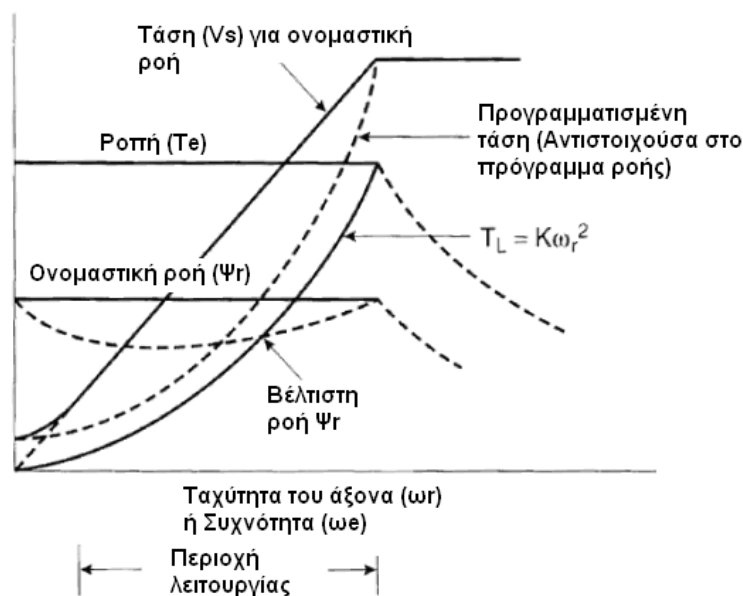
Το πρόγραμμα ροής είναι συμμετρικό για λειτουργία κινητήρα και γεννήτριας. Προφανώς στην ονομαστική ροπή η ροή γίνεται ονομαστική και δεν προκύπτει καμία βελτίωση της αποδόσεως. Η βελτίωση όμως γίνεται όλο και μεγαλύτερη καθώς η ροπή του φορτίου μειώνεται. Κατά τη διάρκεια μεταβατικής λειτουργίας της μηχανής και όταν απαιτείται η ονομαστική ροπή εγκαθίσταται ονομαστική ροή για την επίτευξη γρήγορης επιτάχυνσης-επιβράδυνσης του κινητήρα. Αντίθετα στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και όταν ο κινητήρας λειτουργεί σε φορτία πολύ μικρότερα του ονομαστικού η ροπή μειώνεται για βελτίωση της αποδόσεως. Καθώς οι απώλειες πυρήνα επηρεάζονται άμεσα από τη συχνότητα (άρα τη ταχύτητα του κινητήρα) το πρόγραμμα ροής πρέπει να μεταβάλλεται με την αλλαγή της ταχύτητας. Αν και οι μηχανές είναι σχεδιασμένες ώστε να λειτουργούν με βέλτιστη απόδοση υπό ονομαστικές συνθήκες φόρτισης και ταχύτητας με την απόδοση να πέφτει καθώς ταχύτητα και/ή ροπή μειώνονται η βελτίωση της απόδοσης σε χαμηλό φορτίο για συγκεκριμένη ταχύτητα είναι ουσιαστική με τον προγραμματισμό της ροής.



6.26: Βελτίωση απόδοσης με προγραμματισμό της ροής συναρτήσει τη ροπής του φορτίου όταν η ταχύτητα του κινητήρα παραμένει σταθερή

Το σχήμα (6.27) δείχνει το πρόγραμμα της ροής για ένα σύστημα βαθμωτού ελέγχου V/f κινητήρα επαγωγής που οδηγεί φορτίο τύπου αντλίας. Η γνώση της ροπής του φορτίου συναρτήσει της ταχύτητας από την καμπύλη ροπής στρωφών του φορτίου είναι απαραίτητη για τον προγραμματισμό της ροής όπως φαίνεται στο ίδιο σχήμα. Με τη σειρά της η ροή καθορίζει το πλάτος της τάσεως αναφοράς στον αλγόριθμο ελέγχου.

Ο κινητήρας ξεκινάει με ονομαστική ροή (γρήγορη μεταβατική απόκριση) και στη συνέχεια ισορροπεί στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όπου το πρόγραμμα ροής είναι έγκυρο και εφαρμόζεται. Ήδη είναι διαθέσιμα στο εμπόριο συστήματα οδήγησης βαθμωτού ελέγχου που προσφέρουν εναλλακτικά προγράμματα ρύθμισης του λόγου V/f για βελτιστοποίηση της απόδοσης.



6.27: Βαθμωτός έλεγχος V/f με προγραμματισμό της ροής για βέλτιστη απόδοση. Το φορτίο είναι τύπου αντλίας.

6.7 ΔΙΑΤΥΠΩΣΗ ΓΕΝΙΚΕΥΜΕΝΟΥ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ

Ύστερα από τη θεωρητική μελέτη των απωλειών στον κινητήρα επαγωγής σε επίπεδο θεμελιώδους και διακοπτικής συχνότητας, την πειραματική μέτρηση και προσομοίωση της ισχύος εισόδου όταν ο κινητήρας οδηγείται από αντιστροφέα και τη μελέτη τροποποιημένων μοντέλων του, διατυπώνονται με τη μορφή συμπερασμάτων οι αρχές που ο έλεγχος βέλτιστης απόδοσης – επίδοσης πρέπει να ακολουθεί:

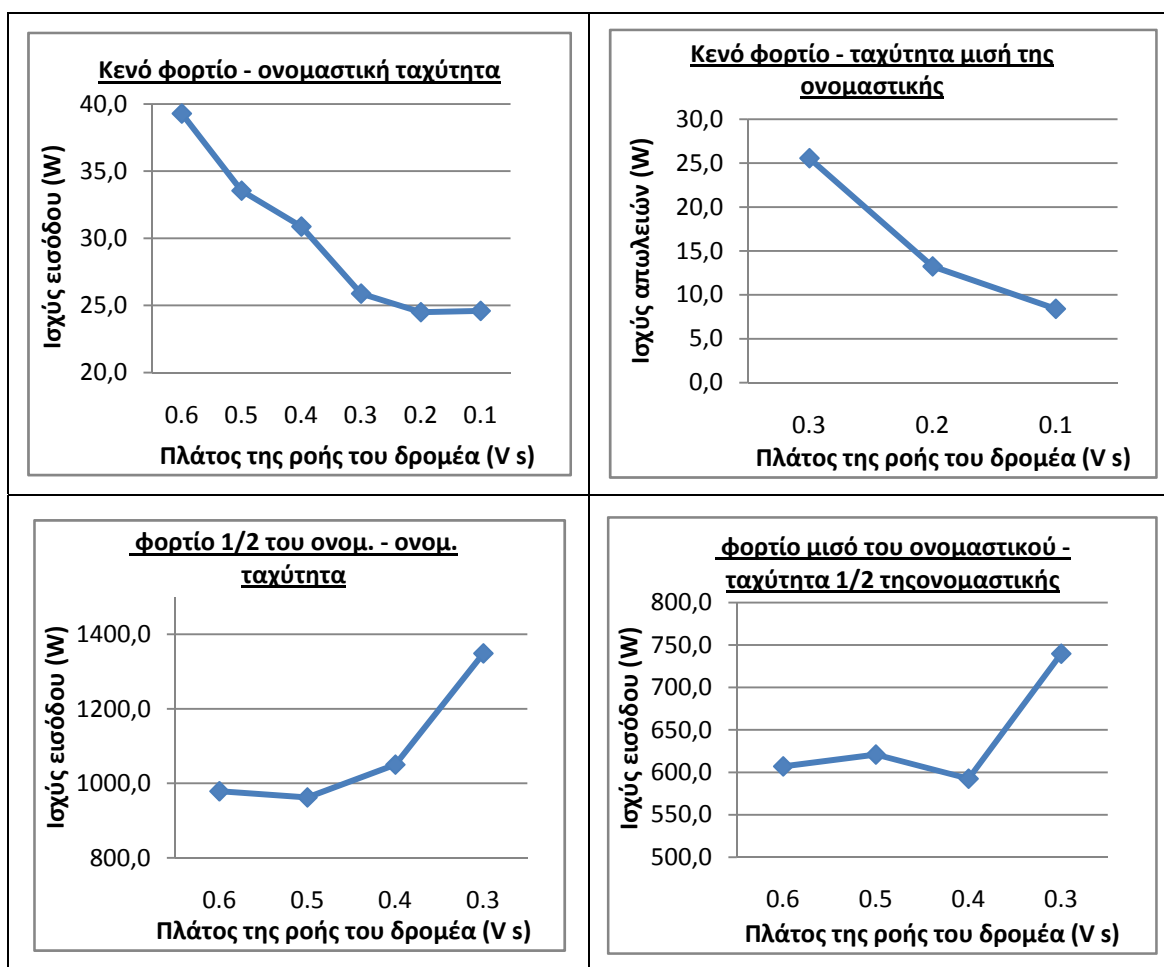
1. **Ο έλεγχος που βελτιστοποιεί την απόδοση του συστήματος κίνησης είναι ο διανυσματικός έλεγχος.** Ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στην ενότητα (4.4) όπου αναπτύσσονται όλα τα πλεονεκτήματα του διανυσματικού ελέγχου έναντι όλων των υπολοίπων τεχνικών βαθμωτού ελέγχου. Ως μοναδικό μειονέκτημα του ελέγχου αυτού μπορεί να καταγραφεί η υπολογιστική του πολυπλοκότητα. Ο άμεσος έλεγχος ροής και ροπής παρότι τεχνική βαθμωτού ελέγχου πετυχαίνει εφάμιλλες με το διανυσματικό έλεγχο αποκρίσεις λόγω του συντομότατου κύκλου υπολογισμού που απαιτεί. Ωστόσο εκτιμάται ότι ο διανυσματικός έλεγχος υπερτερεί σε θεωρητικό και πρακτικό επίπεδο καθώς πλέον η υπολογιστική ισχύς που απαιτείται για την υλοποίησή του είναι εύκολα διαθέσιμη.
2. Η τεχνική διαμόρφωσης του εύρους των παλμών του αντιστροφέα πρέπει να συμβάλλει στην κατασκευή παλμών με βέλτιστο αρμονικό περιεχόμενο. Η διακοπτική συχνότητα πρέπει να είναι κάθε στιγμή γνωστή και να μην εξαρτάται από τη φόρτιση του κινητήρα, την ταχύτητά του κ.α. Η θεωρητική μελέτη του τρίτου κεφαλαίου κατέδειξε τα συγκριτικά πλεονεκτήματα της **SVPWM** τεχνικής από τις υπόλοιπες τεχνικές PWM διαμόρφωσης των παλμών.
3. **Στον αλγόριθμο διανυσματικού ελέγχου μπορεί να προστεθεί κατάλληλη υπορουτίνα ελαχιστοποίησης απωλειών. Η υπορουτίνα αυτή θα χειρίζεται ξεχωριστά τις απώλειες στο επίπεδο της θεμελιώδους και της διακοπτικής συχνότητας.** Η υπορουτίνα αυτή πρέπει να σχεδιαστεί με τρόπο που δε θα βλάπτει δυσανάλογα την επίδοση του συστήματος.
4. **Σε επίπεδο θεμελιώδους συχνότητας η ελαχιστοποίηση των απωλειών μπορεί να επιτευχθεί με τον προγραμματισμό της ροής.** Το πρόγραμμα ροής συνίσταται στην υλοποίηση μιας έκφρασης της βέλτιστης ροής συναρτήσει της ροπής του φορτίου. **Ο έλεγχος στο επίπεδο της θεμελιώδους θα είναι ντετερμινιστικός.** Η καλή γνώση του κινητήρα στο επίπεδο της θεμελιώδους το υπαγορεύει.
5. Σε επίπεδο διακοπτικής συχνότητας δεν υπάρχει σαφής μέθοδος για την ελαχιστοποίηση των απωλειών. Η συμπεριφορά τους εξαρτάται άμεσα από το είδος και την κατασκευή της μηχανής. **Συνίσταται η χρήση προσαρμοστικών τεχνικών ελέγχου για την εξεύρεση σε πραγματικό χρόνο της βέλτιστης διακοπτικής συχνότητας.**
6. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στη μελέτη της τροποποιημένης μοντελοποίησης του κινητήρα επαγωγής ώστε να διερευνηθεί η δυνατότητα πιθανής ενσωμάτωσης του τροποποιημένου μοντέλου στις εξισώσεις του ελέγχου. **Παρά τη βελτιωμένη συμπεριφορά της πλήρους τροποποίησης εκτιμάται ότι η βελτίωση που μπορεί να προσφέρει στην απόδοση είναι οριακή ενώ παράλληλα το υπολογιστικό κόστος σημαντικό.**

6.8 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΙΩΣΗΣ ΑΠΩΛΕΙΩΝ

Εδώ δίνεται ο αλγόριθμος του τροποποιημένου διανυσματικού ελέγχου για τη μείωση των απωλειών του συστήματος κίνησης. Είναι παρόμοιος με τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο που αναπτύχθηκε στο πέμπτο κεφάλαιο. Έχει προστεθεί μια επιπλέον υπορουτίνα για τον προγραμματισμό της ροής. Για τις διακοπτικές απώλειες δεν έχει ληφθεί καμία πρόνοια καθώς όπως φάνηκε στην ανάλυση του παρόντος κεφαλαίου είναι με μεγάλη ακρίβεια σταθερές σε όλο το εύρος διακοπτικών συχνοτήτων από 1 KHz έως 10 KHz. Ο κινητήρας προσομοιώνεται με το κλασσικό ισοδύναμο κύκλωμά του. Καθώς ενδιαφέρει η ενεργειακή ανάλυση προσομοιώνεται και η αντίσταση απωλειών σιδήρου R_m .

Παρακάτω εξηγείται και σχολιάζεται η υπορουτίνα προγραμματισμού της ροής. Τέλος προσομοιώνεται η λειτουργία του συστήματος κίνησης υπό τον τροποποιημένο αλγόριθμο ελέγχου.

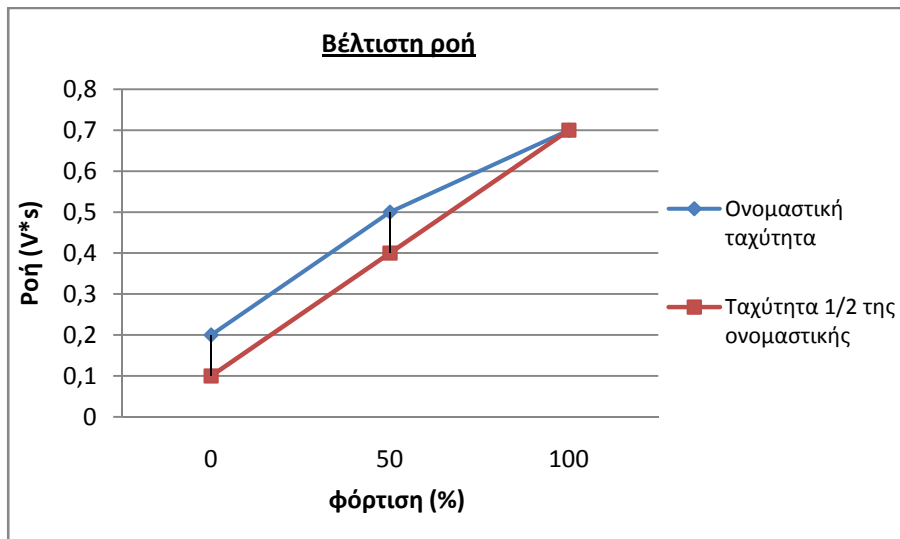
Για την εξεύρεση κατάλληλης έκφρασης της ροής συναρτήσεως του φορτίου και της ταχύτητας του κινητήρα διενεργήθηκαν προσομοιώσεις υπό κενό και μισό του ονομαστικού φορτίου, για ονομαστική και μισή της ονομαστικής ταχύτητα και υπολογίστηκαν οι ισχείς εισόδου στον κινητήρα επαγωγής υπό διαφορετικά επίπεδα πλάτους ροής του δρομέα. Ο αλγόριθμος ελέγχου ήταν σε όλες τις περιπτώσεις ο ίδιος (διανυσματικός έλεγχος με χρήση του μοντέλου τάσεων του κινητήρα και SVPWM τεχνική διαμόρφωσης) και η διακοπτική συχνότητα τηρήθηκε σταθερή στα 2 KHz ώστε να αποκλειστεί η οποιαδήποτε μεταβολή στις απώλειες εξαιτίας μεταβολών της τελευταίας. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων δίνονται συνοπτικά σε μορφή γραφημάτων.



Υπό ονομαστική φόρτιση η ροή παραμένει σταθερή στην ονομαστική της τιμή. Άλλωστε δεν αναμένεται ουσιαστική βελτίωση από τη ρύθμιση της ροής στην ονομαστική φόρτιση του κινητήρα, ο οποίος έχει σχεδιαστεί ώστε το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του να αντιστοιχεί σε αυτές τις συνθήκες φόρτισης.

Προφανώς το πρόγραμμα της ροής εξαρτάται άμεσα από το είδος του φορτίου. Στη συγκεκριμένη μελέτη υποθέτουμε φορτία με χαρακτηριστική αυξανόμενη ροπής ($\kappa > 0$, βλέπε ενότητα (1.4)) που αποτελούν και τη πλέον συνήθη περίπτωση καθώς σε αυτήν την κατηγορία συμπεριλαμβάνονται φορτία τύπου αντλίας, ανεμιστήρα, φυσητήρα, συμπιεστή και ηλεκτρικά οχήματα. Έτσι για ονομαστική ροπή η ροή προγραμματίζεται κοντά στην ονομαστική της τιμή.

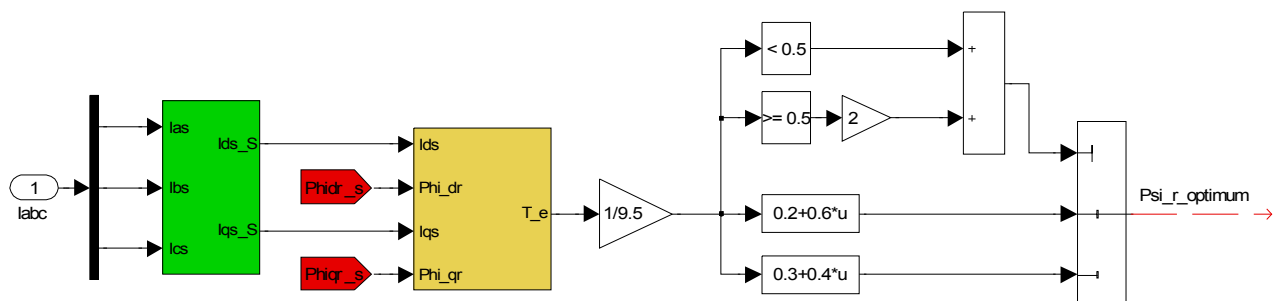
Λαμβάνονται τα επιμέρους βέλτιστα των παραπάνω καμπύλων και σχεδιάζεται η καμπύλη βέλτιστης ροής – ροπής για τις δύο υπό μελέτη ταχύτητες του κινητήρα:



Παρακάτω εξηγείται η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για την υλοποίηση του προγράμματος ροής.

Αρχικά υλοποιήθηκε στο Matlab το πρόγραμμα ροής για ονομαστική ταχύτητα κινητήρα. Εν συνεχεία υιοθετήθηκε κατάλληλος συντελεστής $K (T_e, \omega_r)$ για τη μείωση της τιμής αναφοράς της ροής σε ταχύτητες του κινητήρα μικρότερες της ονομαστικής.

Εδώ δίνεται η υλοποίηση του προγράμματος ροής για ονομαστική ταχύτητα κινητήρα:

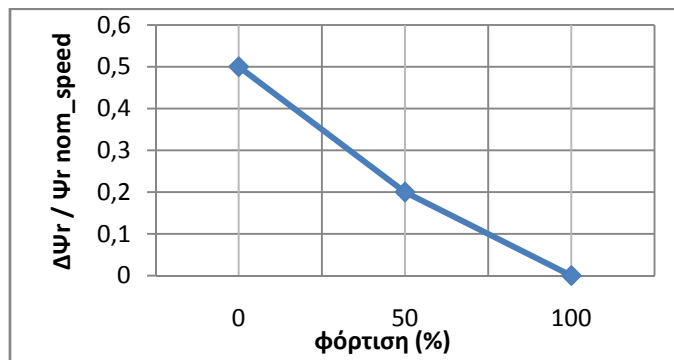


(όπου οι ροές δρομέα ευθέως και εγκάρσιου άξονα έχουν ήδη εκτιμηθεί με χρήση του μοντέλου ρευμάτων του κινητήρα)

Για την υλοποίηση του συντελεστή διόρθωσης της εντολής της ροής $K (T_e, \omega_r)$ δίνεται το γράφημα της ποσότητας $\Delta\Psi_r / \Psi_{r \text{ nom_speed}}$ συναρτήσει της ροπής του φορτίου,

όπου:

- $\Delta\Psi_r$: η διαφορά στις εντολές της ροής για ονομαστική ταχύτητα και μισή της ονομαστικής ταχύτητα και
- $\Psi_{r_nom_speed}$: η εντολή της ροής για ονομαστική ταχύτητα κινητήρα.



Καθώς έγιναν προσομοιώσεις μόνο για τις δύο προαναφερθείσες ταχύτητες κινητήρα, η έκφραση του συντελεστή $K(T_e, \omega_r)$ διατυπώθηκε προσεγγιστικά ως εξής:

$$(6.31) \quad K(T_e, \omega_r) = \begin{cases} 1 & 1 \geq \omega_r / \omega_{nom} > 0.75 \\ 1 - \frac{\Delta\Psi_r}{\Psi_{r_nom_speed}} & 0.75 \geq \omega_r / \omega_{nom} > 0.25 \\ 0.9 * \left(1 - \frac{\Delta\Psi_r}{\Psi_{r_nom_speed}} \right) & 0.25 \geq \omega_r / \omega_{nom} > 0 \end{cases}$$

όπου

$$(6.32) \quad \frac{\Delta\Psi_r}{\Psi_{r_nom_speed}} = \begin{cases} 0.5 - (0.6 * T_e / T_{nom}) & 0 \leq T_e / T_{nom} < 0.5 \\ 0.4 - (0.4 * T_e / T_{nom}) & 0.5 \leq T_e / T_{nom} \leq 1 \end{cases}$$

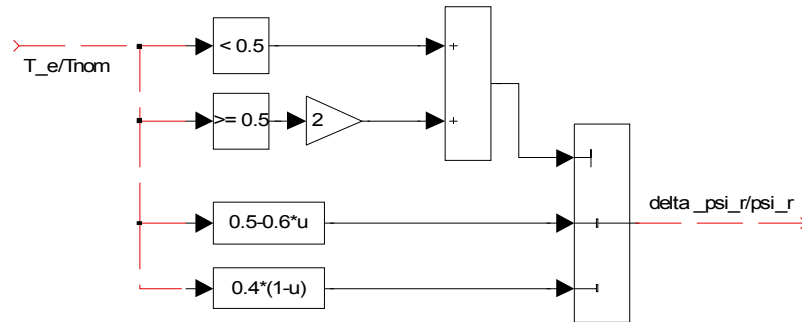
Παρατήρηση 1: Η έκφραση της ποσότητας $\frac{\Delta\Psi_r}{\Psi_{r_nom_speed}}$ προέκυψε απ' ευθείας από τα πειραματικά

δεδομένα.

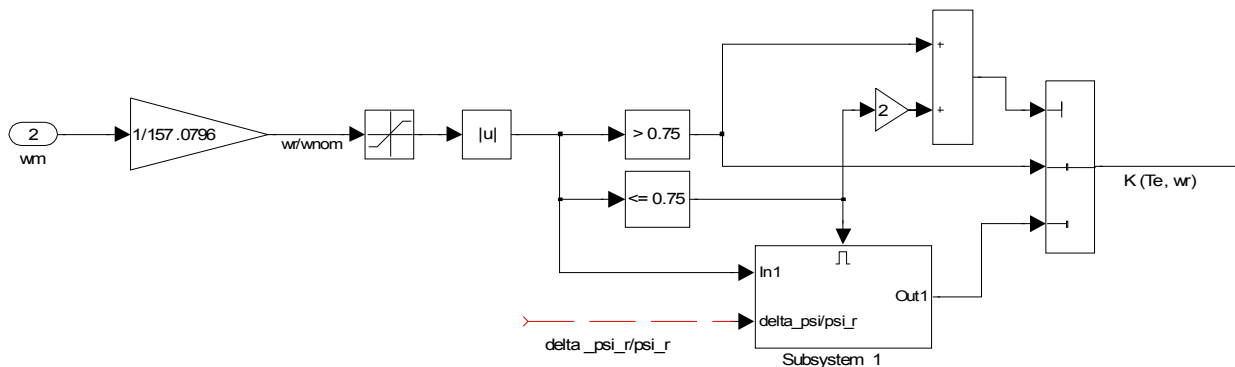
Παρατήρηση 2: Για ταχύτητες μικρότερες του 25% της ονομαστικής ο συντελεστής διόρθωσης της ροής ελήφθη ίσος με το 90% της αντίστοιχης τιμής του για ταχύτητες στο διάστημα $[25% * V_{nom}, 75% * V_{nom}]$. Η ελαφρά αυτή μείωση του συντελεστή $K(T_e, \omega_r)$ προσφέρει επιπλέον μείωση των απωλειών σε πολύ χαμηλές φορτίσεις και ταχύτητες χωρίς να επιδρά δυσανάλογα στην ευστάθεια του συστήματος.

Η υλοποίηση του προσεγγιστικού συντελεστή διόρθωσης της ροής $K(T_r, \omega_r)$ στο Simulink δίνεται σε αυτό το σημείο.

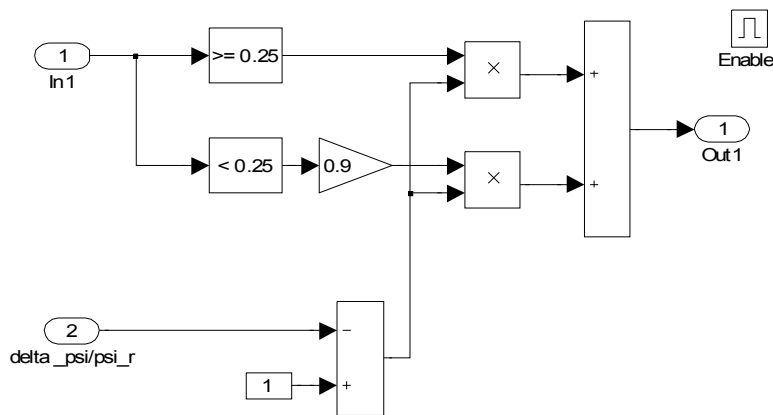
Αρχικά υλοποιήθηκε η έκφραση της ποσότητας $\frac{\Delta\Psi_r}{\Psi_{r_nom_speed}}$ (συναρτήσει της ροπής του φορτίου)



Στη συνέχεια υλοποιήθηκε η έκφραση του συντελεστή διόρθωσης της εντολής της ροής $K(T_e, \omega_r)$:

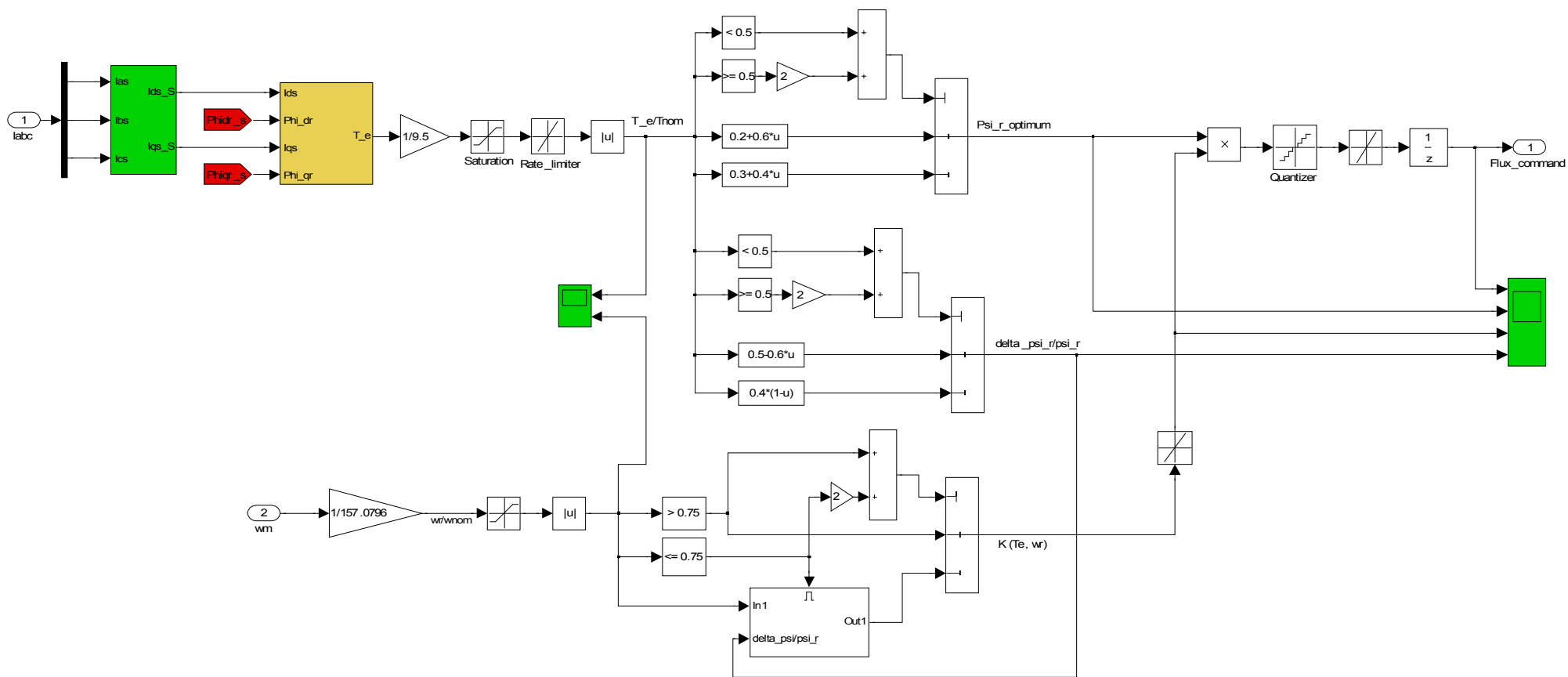


- Όπου Subsystem 1:

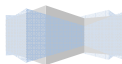


Ο συντελεστής αυτός πολλαπλασιάζει την τιμή αναφοράς της ροής για ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα ώστε τελικά να προκύψει η εντολή της ροής που αποτελεί και την έξοδο του προγράμματος ροής.

Στο σημείο αυτό δίνεται ο πλήρης αλγόριθμος του προγράμματος ροής. Ο αναγνώστης παρατηρεί την παρουσία επιπρόσθετων μπλοκ. Η σημασία τους για τον έλεγχο αναλύεται αμέσως μετά την παρουσίαση του μπλοκ διαγράμματος του προγράμματος ροής.



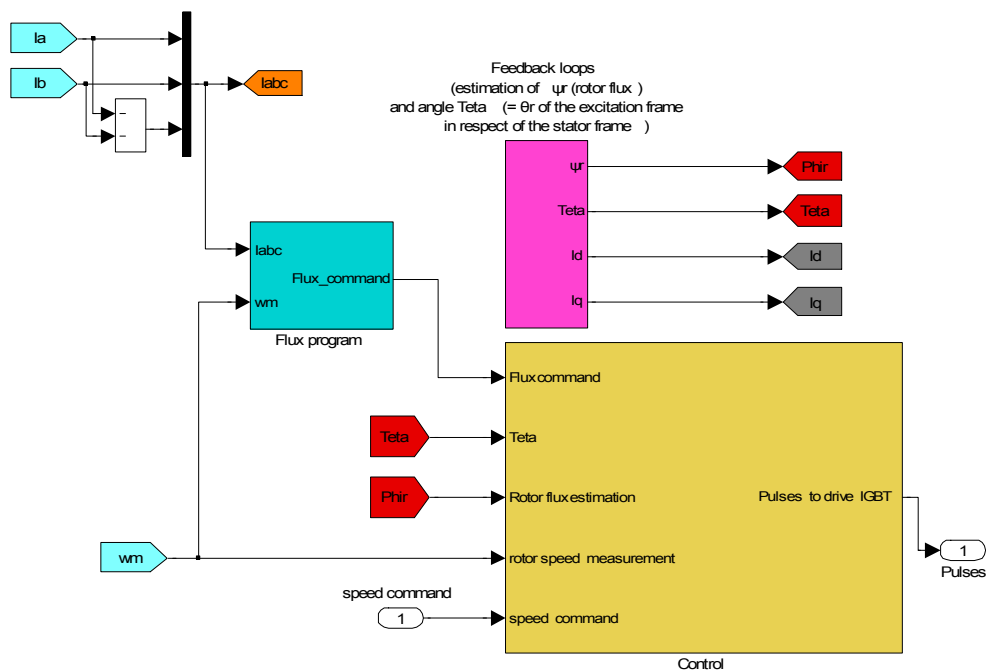
6.28: Αλγόριθμος προγραμματισμού της ροής για τον κινητήρα 2 Hr της πειραματικής διάταξης



- Ψαλιδιστές χρησιμοποιούνται μετά τον υπολογισμό της ανά μονάδα ροπής και ταχύτητας ώστε οι τιμές τους να περιοριστούν στο διάστημα [-1,1]. Τελικά λαμβάνεται η απόλυτη τιμή των μεγεθών ώστε οι είσοδοι στον αλγόριθμο εύρεσης της βέλτιστης ροής να παραμένουν στο διάστημα [0, 1] για το οποίο είναι έγκυρες οι εξισώσεις.
- Κατάλληλοι Rate limiters (Περιοριστές του ρυθμού μεταβολής) χρησιμοποιούνται μετά τον υπολογισμό της ανά μονάδα ροπής, της ποσότητας $\frac{\Delta\Psi_r}{\Psi_{r_nom_speed}}$ καθώς και μετά τον υπολογισμό της τελικής ροής αναφοράς. Αυτοί οι περιοριστές περιορίζουν αποκλειστικά τον ρυθμό καθόδου των εκάστοτε ποσοτήτων. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται η **ευστάθεια** του συστήματος ελέγχου **χωρίς να επηρεάζεται δυσανάλογα η απόδοσή** στα μεταβατικά φαινόμενα ενώ εξομαλύνεται η έξοδος του προγραμματιστή της ροής.
- Τέλος ο κβαντιστής εξόδου έχει βήμα (quantization interval) ίσο με 0.1. Η ευαισθησία του προγραμματιστή της ροής μειώνεται ωστόσο το ενεργειακό όφελος από τη λειτουργία του υποβαθμίζεται ελάχιστα ενώ αποφεύγεται το ενδεχόμενο ανεπιθύμητων μεταβατικών ταλαντώσεων στην εντολή της ροής που ενδεχομένως θα οδηγούσαν το σύστημα σε αστάθεια.

Ο τρόπος που ο προγραμματιστής της ροής επεμβαίνει στη λειτουργία του συστήματος είναι εν γένει συντηρητικός. Έτσι εξασφαλίζονται υψηλές αποδόσεις εφάμιλλες του διανυσματικού ελέγχου σταθερής ροής ενώ τα ενεργειακά οφέλη είναι ουσιαστικά.

Για λόγους πληρότητας δίνεται το μοντέλο του ελέγχου. Όπου η εσωτερική δομή των εικονιζόμενων μπλοκ έχει παρουσιαστεί στο 5^ο κεφάλαιο της εργασίας και εδώ παραλείπεται. Το μπλοκ με όνομα Flux program συνίσταται από τον αλγόριθμο της προηγούμενης σελίδας.

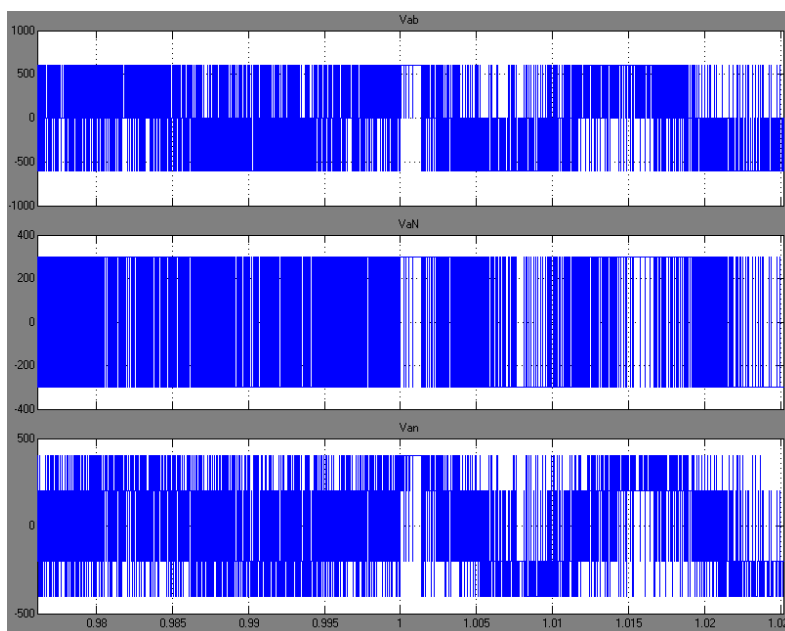


6.29: Αλγόριθμος διανυσματικού ελέγχου με προγραμματισμό της ροής

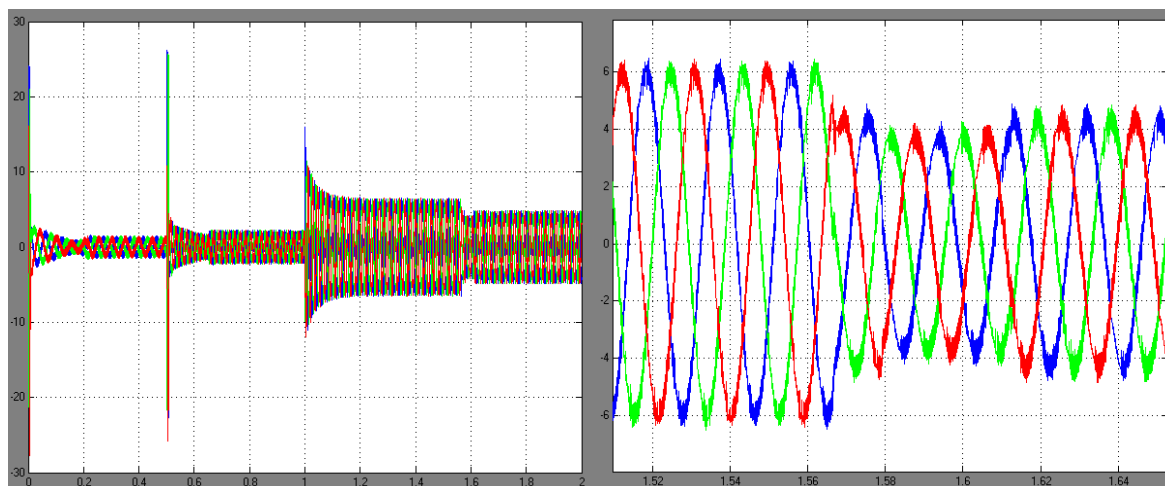
Για την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του αλγορίθμου ελέγχου με προγραμματισμό της ροής προσομοιώθηκε το εξής σενάριο:

1. Εκκίνηση του κινητήρα (βρίσκεται σε στάση) τη χρονική στιγμή $t_{sim}=0$ sec. Η ταχύτητά του ορίζεται ίση με 50 rad/sec. Ο κινητήρας εκκινεί εν κενώ.
2. Βηματική μεταβολή της ταχύτητας τη χρονική στιγμή $t_{sim}=0.5$ sec από 50 rad/sec σε 157 rad/sec
3. Βηματική μεταβολή της ροπής του φορτίου τη χρονική στιγμή $t_{sim}=1$ sec από 0 N*m σε 9.5 N*m
4. Βηματική μεταβολή της ροπής τη χρονική στιγμή $t_{sim}=1.5$ sec από 9.5 N*m σε 5 N*m.

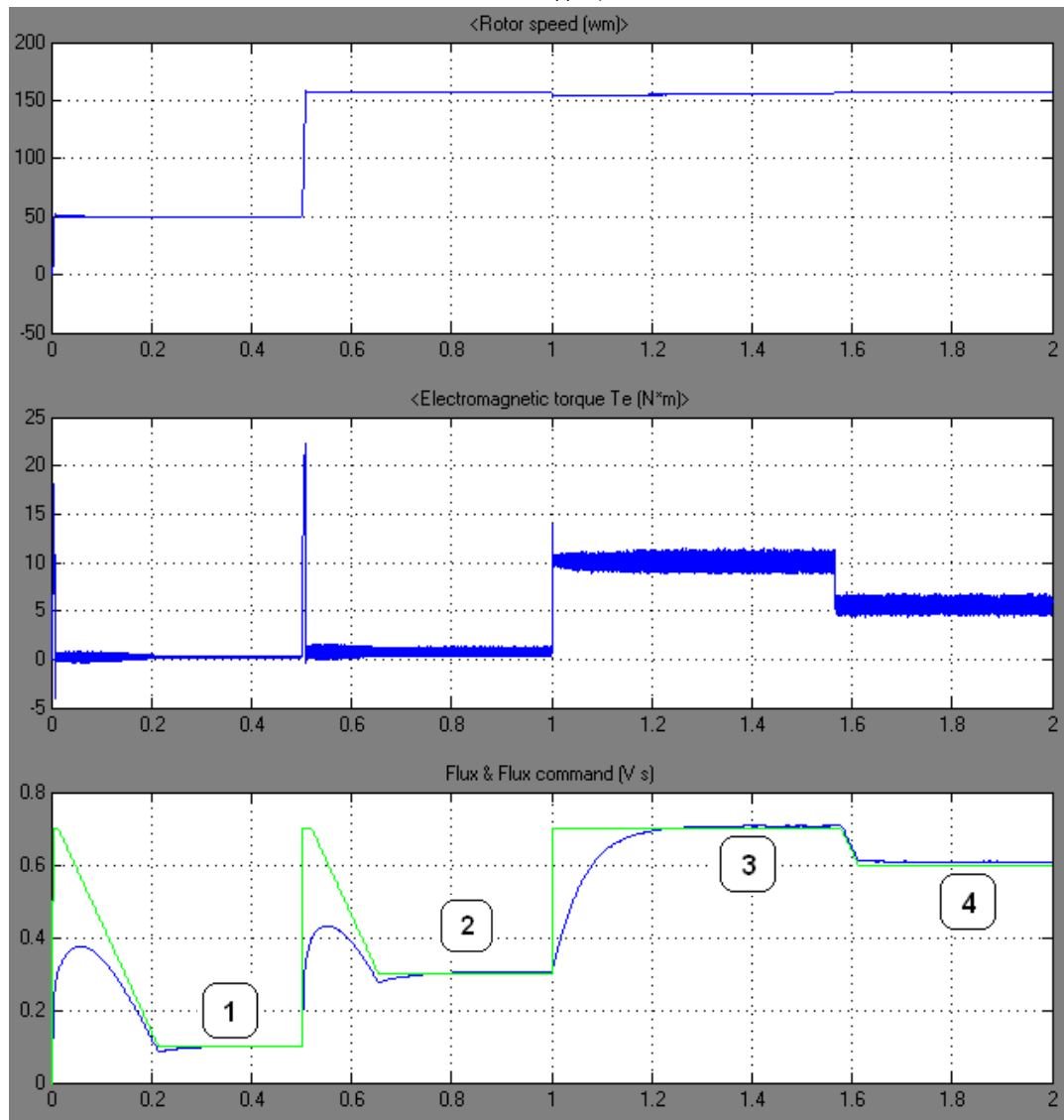
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που περιλαμβάνουν τα ρεύματα και τις φασικές τάσεις τροφοδοσίας του κινητήρα, την ηλεκτρομαγνητική ροπή, την ταχύτητα του άξονα και φυσικά το πλάτος της ροής του δρομέα δίνονται στα επόμενα γραφήματα.



6.30: Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων τροφοδοσίας. Δίνεται λεπτομέρεια των τάσεων τροφοδοσίας τη στιγμή που η ροπή του φορτίου μεταβάλλεται βηματικά από 0 N*m σε 9.5 N*m. Επίσης δίνεται λεπτομέρεια των ρευμάτων τροφοδοσίας του κινητήρα.



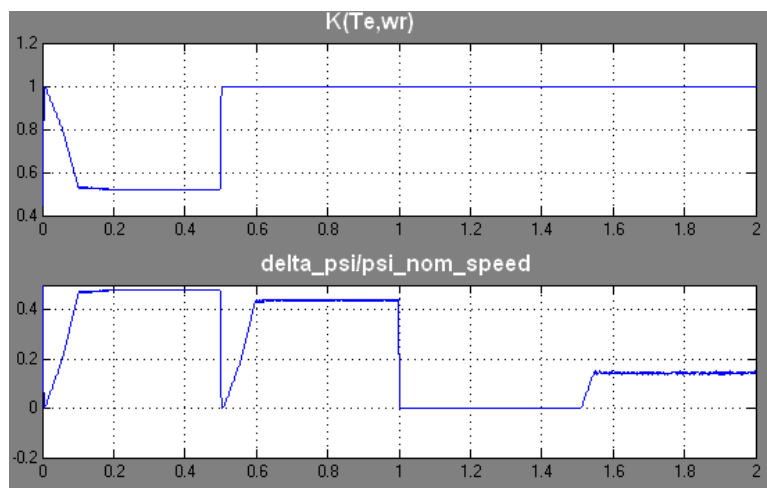
Οκτώβριος 2008



6.31: Ταχύτητα, ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροή δρομέα. Το σύστημα ισορροπεί σε τέσσερα διαφορετικά σημεία λειτουργίας.

Τέλος δίνεται το γράφημα του συντελεστή διόρθωσης $K(T_e, \omega_r)$ και της ποσότητας

$$\frac{\Delta \Psi_r}{\Psi_{r_nom_speed}} :$$



6.32: Ενδιάμεσες αποκρίσεις του προγραμματιστή ροής

Όπως επιβεβαιώνουν οι αποκρίσεις της προσομοίωσης, ο προγραμματιστής της ροής παράγει ορθά την εντολή της ροής η οποία φαίνεται να μεταβάλλεται με σταθερότητα κατά τη διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων. **Όταν ο προγραμματιστής της ροής ανιχνεύσει μια βίαιη (βηματική) αύξηση στην εντολή της ταχύτητας ή στη ροπή του φορτίου δίνει άμεσα εντολή για αποκατάσταση ονομαστικής ροής** έτσι ώστε η απόκριση του κινητήρα να είναι γρήγορη. Προφανώς η αποκατάσταση ονομαστικής ροής δεν επιτυγχάνεται ακαριαία λόγω των σταθερών χρόνου που εμπλέκουν τα κυκλώματα του κινητήρα, ωστόσο το σύστημα ωθείται προς τη σωστή κατεύθυνση γεγονός που βελτιώνει την μεταβατική απόκριση του κινητήρα διατηρώντας τη στα υψηλά επίπεδα που ο διανυσματικός έλεγχος επιτυγχάνει. **Η μείωση στην εντολή της ροής γίνεται πάντα σταδιακά και αφού έχει εξασφαλισθεί η ολοκλήρωση του μεταβατικού φαινομένου.**

Στόχος του αλγορίθμου ελέγχου είναι η βελτίωση της αποδόσεως του συστήματος κίνησης χωρίς τη δυσανάλογη μείωση της επιδόσεως. Όπως επιβεβαιώνει η προσομοίωση οι επιδόσεις του διανυσματικού ελέγχου με τον προγραμματισμό της ροής είναι εφάμιλλες με αυτές του διανυσματικού ελέγχου με σταθερή και ονομαστική ροή. Η εξοικονόμηση ενέργειας ήδη επιβεβαιώθηκε με τις προσομοιώσεις που έγιναν υπό διαφορετικές τιμές ροής δρομέα, τα αποτελέσματα των οποίων συμφωνούν με τη θεωρία που αναπτύχθηκε στα προηγούμενα. Η εξοικονόμηση ενέργειας συμβαίνει σε οποιαδήποτε φόρτιση του κινητήρα μικρότερη της ονομαστικής και στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Έτσι εξοικονόμηση επιτυγχάνεται στα τρία από τα τέσσερα σημεία ισορροπίας του κινητήρα που αριθμούνται στο σχήμα (6.31) και συγκεκριμένα στα 1, 2 και 4.

6.9 ΣΥΝΟΨΗ

Στο παρόν κεφάλαιο δόθηκε μια ποιοτική ανάλυση των απωλειών στον κινητήρα επαγωγής στη θεμελιώδη και τη διακοπτική συχνότητα. Ύστερα από την ολοκλήρωση της θεωρητικής προσέγγισης στα ζητήματα των απωλειών εξετάστηκαν ενδελεχώς εργαλεία εκτίμησης και πιθανώς βελτιστοποίησης των απωλειών. Συγκεκριμένα εξετάστηκαν δύο πιθανές τροποποιήσεις του ισοδυναμού κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής για τη θεώρηση των αρμονικών τάσεως ανώτερης τάξεως που προκύπτουν από την τροφοδότηση του κινητήρα με PWM κυματομορφές. Η πρώτη και απλούστερη έδωσε αποτελέσματα περιορισμένης πρακτικής αξίας ενώ η δεύτερη βελτίωσε αισθητά την εκτίμηση του ρεύματος και της ισχύος εισόδου στον κινητήρα επαγωγής. Εγγενείς περιορισμοί που εμπλέκει η απεικόνιση του κινητήρα επαγωγής με ισοδύναμα κυκλώματα αποτελούμενα από γραμμικά στοιχεία σε συνδυασμό με την πολυπλοκότητα μοντελοποίησης δυσχεραίνουν την προσπάθεια ανάπτυξης αλγορίθμου ελέγχου που θα λαμβάνει υπ' όψη τις τροποποιημένες εξισώσεις του κινητήρα. Η μελέτη στη συνέχεια εστίασε στη προσπάθεια μείωσης των απωλειών στη θεμελιώδη συχνότητα μέσω κατάλληλου προγραμματισμού της ροής. Αναπτύχθηκε συνοπτικά η σχετική θεωρία και εν συνεχεία υλοποιήθηκε αλγόριθμος προγραμματισμού της ροής. Για τον προγραμματισμό της ροής αξιοποιήθηκαν δεδομένα από προσομοιώσεις λειτουργίας του κινητήρα σε διαφορετικά επίπεδα φόρτισης και ροής.

Στα επόμενα της διπλωματικής εργασίας δίνονται συνοπτικά και με μορφή επιλόγου τα συμπεράσματα που προέκυψαν από τούτη την προσπάθεια. Αναφορά γίνεται στις προοπτικές για περαιτέρω μελέτη.

7 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΕΡΓΑΣΙΕΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ

7.1 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΚΑΙΝΟΤΟΜΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

Ο γράφων επιχείρησε με την παρούσα διπλωματική εργασία να διαχειριστεί το ευρύ γνωστικό αντικείμενο του ελέγχου των κινητήρων επαγωγής, ενώ έδωσε ιδιαίτερη έμφαση σε ζητήματα ανάλυσης και σχεδιασμού του συστήματος ελέγχου κίνησης μεταβλητών στροφών όπως και στην ελαχιστοποίηση των απωλειών του.

Γενικά για τα συστήματα ελέγχου κινητήρων επαγωγής προέκυψαν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Περισσότερα από πενήντα δισεκατομμύρια δολάρια θα μπορούσαν να εξοικονομηθούν ετησίως με αντικατάσταση όλων των μη ελεγχόμενων ηλεκτρικών μηχανών με ελεγχόμενες (στατικό δυναμικό). Ο έλεγχος των κινητήρων επαγωγής είναι πιο δύσκολος από αυτόν των μηχανών συνεχούς ωστόσο η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος και των μικροεπεξεργαστών δίνουν τις λύσεις.
- Η έξυπνη μοντελοποίηση του κινητήρα επαγωγής μπορεί να διευκολύνει τον έλεγχο. Τα στρεφόμενα πλαίσια αναφοράς δύο καθέτων αξόνων εναρμονίζονται με τη φιλοσοφία του ελέγχου
- Η τεχνική διαμόρφωσης του εύρους των παλμών του αντιστροφέα επηρεάζει άμεσα το αρμονικό περιεχόμενο των κυματομορφών της τάσεως και του ρεύματος τροφοδοσίας του κινητήρα. Σημαντική είναι η επίπτωση στις απώλειες του συστήματος κίνησης λόγω του υποβέλτιστου αρμονικού περιεχομένου των κυματομορφών τροφοδοσίας.
- Ο έλεγχος καθορίζει τις συνθήκες παραγωγής ροπής. Οι βέλτιστες εξασφαλίζονται από το διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό πεδίου. Τούτο προβλέφθηκε θεωρητικά και επιβεβαιώθηκε σε επίπεδο προσομοίωσης.

Τα κυριότερα συμπεράσματα της διερεύνησης που προέκυψαν μέσω προσομοίωσης και ανάλυσης πειραματικών αποτελεσμάτων έχουν ως εξής:

- Για την ακριβή ανάλυση των απωλειών στον κινητήρα επαγωγής απαιτείται η θεώρηση τόσο της θεμελιώδους όσο και της διακοπτικής συχνότητας.
- Το απλοποιημένο τροποποιημένο μοντέλο είναι επαρκές μόνο κατά την τροφοδότηση του κινητήρα επαγωγής με τάσεις με αρμονικές χαμηλής τάξεως.
- Το πλήρες τροποποιημένο μοντέλο του κινητήρα επαγωγής δίνει βελτιωμένη απεικόνιση των κυματομορφών των ρευμάτων τροφοδοσίας όπως και της ισχύος εισόδου στον κινητήρα για διακοπτικές συχνότητες από 1 KHz έως 10 KHz.

- Η πολυπλοκότητα του τροποποιημένου ισοδυναμού, η απουσία απλής μεθόδου εύρεσης των παραμέτρων του και η μη γραμμική συμπεριφορά του κινητήρα μειώνουν την πρακτική αξία τούτης της τροποποίησης όσον αφορά την εισαγωγή της σε αλγόριθμο ελέγχου που εκτελείται σε πραγματικό χρόνο.
- Οι διακοπτικές απώλειες του κινητήρα επαγωγής 2 Ηρ της πειραματικής διάταξης είναι πρακτικά σταθερές με τη μεταβολή της διακοπτικής συχνότητας στο διάστημα 1 KHz – 10 KHz. Τούτο αποτελεί ένα συμπέρασμα έγκυρο μόνο για την παρούσα πειραματική διάταξη.
- Πειραματικά δεδομένα και αποτελέσματα προσομοιώσεων δεν έδειξαν κάποιο σαφή κανόνα μεταβολής των διακοπτικών απωλειών, άρα και κάποιο σαφή αλγόριθμο για την ελαχιστοποίησή τους.
- Στο επίπεδο της θεμελιώδους ο έλεγχος παραμένει ντετερμινιστικός. Ουσιαστική βελτίωση στην απόδοση του συστήματος κίνησης μπορεί να επιτευχθεί με τον προγραμματισμό της ροής.
- Ο προγραμματιστής της ροής λαμβάνει υπ' όψη του την καμπύλη ροπής - στροφών του φορτίου και πρωτίστως τα χαρακτηριστικά του κινητήρα που οδηγεί. Ο προγραμματισμός της ροής για τη μείωση των απωλειών του συστήματος κίνησης μπορεί να γίνει με τρόπο που δε βλάπτει ουσιαστικά την επίδοση του συστήματος.
- Ο βέλτιστος αλγόριθμος απόδοσης – επίδοσης του συστήματος κίνησης αποδεικνύεται ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου με χρήση του μοντέλου τάσεων του κινητήρα, SVPWM τεχνική διαμόρφωσης, προγραμματισμό της ροής του δρομέα και επιλογή διακοπτικής συχνότητας από εξειδικευμένο ελεγκτή (ενδεχομένως fuzzy, ωστόσο κάτι τέτοιο δεν προκύπτει από τα πειραματικά δεδομένα).

Τα καινοτομικά στοιχεία της εργασίας είναι:

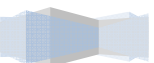
- Η μελέτη της συμπεριφοράς των τροποποιημένων μοντέλων του κινητήρα επαγωγής σε μεγάλο εύρος διακοπτικών συχνοτήτων
- Η μελέτη πιθανής ενσωμάτωσής τους σε αλγόριθμο ελέγχου
- Η ανάπτυξη διάταξης κινητήρα – αντιστροφέα ελεγχόμενη από DSP στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του Ε.Μ.Π.

7.2 ΕΡΓΑΣΙΕΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία, μαζί με τη συνεισφορά της στη μελέτη της βελτίωσης της αποδόσεως των σημερινών συστημάτων κίνησης αναδεικνύει σημεία που χρήζουν επιπλέον έρευνας. Οι κυριότερες προοπτικές για τη συνέχιση της παρούσας μελέτης είναι:

- Υλοποίηση του προτεινόμενου διανυσματικού ελέγχου στη πειραματική διάταξη του εργαστηρίου που αναπτύχθηκε στα πλαίσια εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας και μέτρηση του ενεργειακού οφέλους.
- Ανάπτυξη αλγορίθμου ελέγχου της διακοπτικής συχνότητας. Διερεύνηση τεχνικών ελέγχου βασισμένων σε ασαφή λογική για την επιλογή βέλτιστης διακοπτικής συχνότητας.
- Βελτιστοποίηση του προγραμματισμού ροής

- Διερεύνηση της συμπεριφοράς των τεχνικών άμεσου ελέγχου ροής και ροπής με χρήση προγραμματισμού ροής όσον αφορά τις απώλειες του κινητήρα.
- Μελέτη εναλλακτικών τροποποιήσεων του ισοδύναμου κυκλώματος του κινητήρα επαγωγής για θεώρηση των αρμονικών φαινομένων ανωτέρας τάξεως.
- Διερεύνηση ολικού βέλτιστου με βάση κριτήρια συμβιβασμού μεταξύ δυναμικής επίδοσης και απόδοσης του κινητήρα.



ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Λογιστικό φύλλο υπολογισμού ισχύος εισόδου: Δίνεται ενδεικτικά τμήμα του λογιστικού φύλλου υπολογισμού που αντιστοιχεί σε διακοπτική συχνότητα 1 KHz και λειτουργία σε κενό φορτίο.

Πείραμα: Agilent Technologies - [Data]								Προσομοίωση							
CH1 Size=4000 [Date:03/07/2008]								Matlab R2007b							
CH2 Size=4000 [Date:03/07/2008]															
CH1: Probe τάσεως (x100)															
CH2: Αμπεροτσιμπίδα (x10)															
G															
NO.	Χρόνος t (sec)	Μέτρηση τάσεως CH1 (V)	Μέτρηση ρεύματος CH2 (V)	Φασική τάση (V)	Ρεύμα γραμμής (A)	Στιγμιαία ισχύς ανα φάση P(t) (W)	Prms (3-φ) (W)	Εφαρμοζόμενη τάση (V)	Προσομοιωμένο ρεύμα με κλασσικό ισodύναμο (A)	Στιγμιαία ισχύς ανα φάση P(t) (W)	Προσομοιωμένο ρεύμα με τροποποιημένο ισodύναμο (A)	Στιγμιαία ισχύς ανα φάση P(t) (W)	Prms (3-φ) (W) με κλασσικό ισodύναμο (W)	Prms (3-φ) (W) με τροποποιημένο ισodύναμο (W)	
1	-1,00E-02	-2,40E-01	7,60E-02	-24	0,76	-18,24	238,8	-24,00	0,60	-14,38311201	0,960117229	-23,0428135	61,5	233,3	
2	-9,99E-03	-2,40E-01	7,60E-02	-24	0,76	-18,24		-24,00	0,58	-13,93854302	0,894329306	-21,46390335			
3	-9,99E-03	-2,40E-01	7,60E-02	-24	0,76	-18,24		-24,00	0,56	-13,50382519	0,83021108	-19,92506592			
4	-9,98E-03	-2,40E-01	7,60E-02	-24	0,76	-18,24		-24,00	0,54	-13,0789469	0,764790183	-18,35496438			
5	-9,98E-03	-2,40E-01	6,80E-02	-24	0,68	-16,32		-24,00	0,51	-12,65500612	0,702779143	-16,86669942			
6	-9,97E-03	-1,60E-01	7,60E-02	-16	0,76	-12,16		-16,00	0,49	-8,160596548	0,639454113	-10,23126581			
7	-9,97E-03	-1,60E-01	5,60E-02	-16	0,56	-8,96		-16,00	0,49	-7,885140634	0,576564706	-9,225035295			
8	-9,96E-03	-1,60E-01	6,80E-02	-16	0,68	-10,88		-16,00	0,48	-7,610304017	0,514109004	-8,225744066			
9	-9,96E-03	-1,60E-01	4,40E-02	-16	0,44	-7,04		-16,00	0,46	-7,336087709	0,452085098	-7,23336157			
...	

Measured
...To Workspace & Export data to Excel

8 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Ι.Α. Τεγόπουλος, **Ηλεκτρικές μηχανές Μέρος Β: Μόνιμη κατάσταση**, Εκδόσεις Συμμετρία, Αθήνα 1991
- [2] Bimal K. Bose, **Modern Power Electronics and A.C. Drives**, Prentice Hall PTR, 2002
- [3] Andrzej M. Trzynadlowski, **Control of induction motors**, Academic Press, 2001
- [4] Andrzej M. Trzynadlowski, **The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors**, Kluwer Academic Publishers, 1994
- [5] Ion Boldea - Syed A. Nasar, **The Induction Machine Handbook**, CRC Press, 2002
- [6] Bimal K. Bose, **Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications**, IEEE Press, 1996
- [7] A.E. Fitzgerald - Charles Kingsley, Jr. – Stephen D. Umans, **Electric Machinery Sixth Edition**, McGraw Hill, 2003
- [8] Μιχ. Π. Παπαδόπουλος, **Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας: Ηλεκτρομηχανική μετατροπή**, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα 1995
- [9] Σ. Ν. Βασιλακόπουλος, **Ηλεκτρικές Μηχανές**, Ίδρυμα Ευγενίδου, Αθήνα 1991
- [10] Malcolm Barnes, **Practical Variable Speed Drives and Power Electronics**, Elsevier, 2003
- [11] Richard C. Dorf – Robert H. Bishop, **Σύγχρονα συστήματα αυτομάτου ελέγχου, 9η έκδοση**, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003

- [12] Στέφανος Ν. Μανιάς, **Ηλεκτρονικά ισχύος, Έκτη έκδοση**, Εκδόσεις συμμετρία, Αθήνα 2007
- [13] Αγνή Βαμβακάρη, **Μοντελοποίηση επαγωγικού κινητήρα τροφοδοτούμενου από μη ημιτονοειδείς πηγές**, Διπλωματική εργασία, Αθήνα 1998
- [14] A. Vamvakari, A. Kandianis, A. Kladas, S. Manias and J. Tegopoulos, **Analysis of Supply Voltage Distortion Effects on Induction Motor Operation**, PE-021EC(06-2001)
- [15] Kostas B. Tatis, Antonios G. Kladas, John A. Tegopoulos, **Harmonic Iron Loss Determination in Laminated Iron Cores by Using a Particular 3-D Finite-Element Model**, IEEE Transactions of magnetic, VOL.40, No 2, March 2004
- [16] Zachos K. Papazacharopoulos, Konstantinos V. Tatis, Antonios G. Kladas and Stefanos N. Manias, **Dynamic Model for Harmonic Induction Motor Analysis Determined by Finite Elements**, IEEE Transactions of energy conversion, VOL.19, No 1, March 2004
- [17] Zbigniew Gmyrek, Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, **Iron Loss Prediction With PWM Supply Using Low and High Frequency Measurements: Analysis and Results Comparison**, IEEE Transactions of industrial electronics, VOL.55, No 4, April 2008
- [18] E. Nicol Hildebrand and Hagen Roehrdanz, **Losses in Three – Phase Induction Machines Fed by PWM Converter**, IEEE Transactions of energy conversion, VOL.16 No 3, September 2001
- [19] Y.Wu, R.A. McMahon & Y. Zhan, A.M. Knight, **Impact of PWM Schemes on Induction Motor Losses**, IEEE 2006

