



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Μελέτη και Σχεδίαση Τεχνικών Ελέγχου Επαγωγικών Κινητήρων
Αντλιών Ψύξης Κύριας Μηχανής και Ανεμιστήρων Μηχανοστασίου
Εμπορικών Πλοίων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΑΛΗΜΕΡΗΣ ΣΠΥΡΙΔΩΝ

Επιβλέπων: Στέφανος Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΑΘΗΝΑ, ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2014



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Μελέτη και Σχεδίαση Τεχνικών Ελέγχου Επαγωγικών Κινητήρων
Αντλιών Ψύξης Κύριας Μηχανής και Ανεμιστήρων Μηχανοστασίου
Εμπορικών Πλοίων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΑΛΗΜΕΡΗΣ ΣΠΥΡΙΔΩΝ

Επιβλέπων: Στέφανος Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή την 14^η Οκτωβρίου 2014:

.....

Στ. Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Α. Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Στ. Παπαθανασίου

Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΑΘΗΝΑ, ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2014

.....
Σπυρίδων Λ. Καλημέρης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Σπυρίδων Λ. Καλημέρης, 2014

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 αφορά στην επίλυση ενός πραγματικού προβλήματος του χώρου της ναυτιλίας μέσα από την προσαρμοσμένη -βάσει των νέων αναγκών- χρήση αντλιών ψύξης κύριας μηχανής και ανεμιστήρων μηχανοστασίου. Οι ανεμιστήρες χρησιμοποιούνται για την τροφοδοσία του μηχανοστασίου με αέρα για τις καύσεις που χρειάζονται οι γεννήτριες, η κύρια μηχανή και τα boiler εμπορικών πλοίων αλλά και την εξαγωγή αέρα κατά τις πολύ ζεστές μέρες. Η ανάγκη αυτή που έχει παρουσιαστεί τα τελευταία χρόνια θέλει η μέση ταχύτητα ενός εμπορικού πλοίου να έχει μειωθεί έως και κατά 30% σε σχέση με την ονομαστική (Low Streaming) για λόγους οικονομίας καυσίμου, αλλά και μείωσης της εκπομπής ρύπων (κυρίως διοξειδίου του άνθρακα και των οξειδίων του αζώτου).

Τα πλοία κατασκευάζονταν με την παραδοχή ότι κατά το μεγαλύτερο μέρος του χρόνου λειτουργίας τους θα πραγματοποιούσαν πλεύσεις με την ονομαστική ταχύτητα. Κατ' επέκταση η επιλογή των κινητήρων αντλιών ψύξης κύριας μηχανής και ανεμιστήρων αερισμού μηχανοστασίου αφορούσε το πλήρες φορτίο με υπερδιαστασιολόγηση για λόγους αξιοπιστίας και με πλήρη απουσία ελέγχου οδήγησής τους.

Με την ανάγκη για μείωση ταχύτητας που παρουσιάστηκε τα τελευταία χρόνια δεν απαιτείται λειτουργία σε πλήρεις στροφές στις αντλίες και τους ανεμιστήρες για την κάλυψη των αναγκών του πλοίου, γεγονός που συνεπάγεται σπατάλη ενέργειας και καυσίμου. Με την εφαρμογή ενός συστήματος ελέγχου ροής ρευστού (θαλασσινού νερού ή αέρα) και κατ' επέκταση της ροπής στον άξονα του στροφείου, προσαρμόζονται οι στροφές στις εκάστοτε αναγκαίες, μειώνοντας έτσι την πίεση στην περωτή της αντλίας, την φθορά στους τριβείς ολίσθησης του άξονα της αντλίας και του κινητήρα, αυξάνοντας την αξιοπιστία της συνολικής διάταξης.

Αξίζει να σημειωθεί πως συνήθως οι διατάξεις ελέγχου κινητήρων περιλαμβάνουν αισθητήρα ταχύτητας για την εκτίμηση της πραγματικής ταχύτητας άξονα, η οποία είναι απαραίτητη για τη σύγκριση με την επιθυμητή ταχύτητα στην οποία πρέπει να οδηγηθεί ο κινητήρας μέσω της διάταξης ελέγχου. Αυτό όμως απαιτεί είτε ειδικό κινητήρα με θέση προσαρμογής αισθητήρα στο κέλυφός του, ή τοποθέτηση του αισθητήρα σε κάποιο σημείο του άξονα, γεγονός που συνεπάγεται αύξηση του κόστους εγκατάστασης και συντήρησης της διάταξης, αύξηση της πολυπλοκότητας της διάταξης και μείωση της συνολικής αξιοπιστίας της λόγω του βιομηχανικού περιβάλλοντος του μηχανοστασίου του πλοίου. Ως εφαρμόσιμη λύση, λοιπόν, εξετάζεται η εφαρμογή διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρα ταχύτητας (sensorless vector control) αντικαθιστώντας τον με την χρήση προσαρμοστικού μοντέλου MRAS (Model Referencing Adaptive System).

Στην παρούσα εργασία επιχειρήθηκε να αναλυθεί πλήρως ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (vector control) δρομέα ως επιλογή οδήγησης κινητήρων αντλιών ψύξης κύριας μηχανής και ανεμιστήρων μηχανοστασίου εμπορικών πλοίων. Αρχικά παρουσιάστηκε και αναλύθηκε η απλή κλασική μορφή της μεθόδου ενώ στη συνέχεια παρουσιάστηκε η εκδοχή της διάταξης με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής (fuzzy logic) για

βελτιστοποίηση της χρονικής απόκρισης στις μεταβολές εντολής ταχύτητας. Επίσης, αναλύθηκε ο τρόπος εκτίμησης της ταχύτητας του δρομέα με προσαρμοστικό μοντέλο εκτιμητή MRAS (Model Referencing Adaptive System) προκειμένου να επιτευχθεί αποδέσμευση από τον αισθητήρα ταχύτητας (sensorless vector control). Στη συνέχεια παρουσιάστηκε νέα μέθοδος βελτιστοποίησης της χρονικής απόκρισης στις μεταβατικές καταστάσεις και ελαχιστοποίησης του σφάλματος του εκτιμητή MRAS ασαφούς λογικής (fuzzy logic). Τέλος, ως μία προσπάθεια να συγκεντρωθούν όλα τα πλεονεκτήματα της ασαφούς λογικής σε μία διάταξη διανυσματικού ελέγχου παρουσιάστηκε η συνδυασμένη χρήση του ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής μαζί με τον εκτιμητή MRAS ασαφούς λογικής.

Όλες οι διατάξεις που περιγράφονται παραπάνω προσομοιώθηκαν με χρήση του λογισμικού Matlab/Simulink προκειμένου να εξεταστεί η συμπεριφορά και τα χαρακτηριστικά υπεροχής των προτεινόμενων εκδοχών της διάταξης διανυσματικού ελέγχου κατά τις μεταβατικές καταστάσεις.

Λέξεις κλειδιά:

Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, τεχνικές ελέγχου επαγωγικών κινητήρων, έλεγχος ασαφούς λογικής (FLC), προσαρμοστικό μοντέλο (MRAS), διανυσματικός έλεγχος, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM), διαμόρφωση εύρους παλμών με διάνυσμα κατάστασης (SVPWM).

ABSTRACT

The scope of this thesis is to resolve an emerging problem in merchant shipping through the adapted use of sea water cooling pumps (C.W.C.P.) responsible for cooling the vessels main engine and engine room ventilation fans (E/R Vent. Fans). Fans are used to meet the combustion air supply requirements of the generators, of the main engine and of the vessels boiler, but they also work as ventilators during hot days. In order to reduce fuel consumption and SO_x and NO_x emissions, the vessels speed is reduced up to 30% of the nominal speed (Low streaming).

Merchant vessels have been built assuming that they will sail at their nominal speed during most of their operating time. Therefore, the sizing of pump and fan electrical motors has been selected at full load without motor drive control with a sufficient margin for reliability reasons.

The need for speed reduction that has recently appeared does not require full load operation of cooling pumps and engine room fans, which results in waste of fuel and energy. The implementation of fluid flow control (of sea water or air), and consequently of the rotor shaft torque, enables the regulation of the rotor speed to the vessel's needs and results in the increase of the motors reliability by reducing the pressure in the impeller and the speed in rotors bearings.

Implementing fluid flow control (of sea water or air) with controlling the torque in rotor shaft, we can regulate the rotor speed to the vessels needs and at the same time increasing the reliability of motors by reducing the pressure in the impeller and the wear of the rotor bearings.

It should be pointed out that motor drive systems usually include a rotor speed sensor for the estimation of the real motor speed, which is a necessary component for the comparison of real with the desired speed. This feature requires a special design of the motor shell for the sensor adjustment or its installation in the motor shaft, thus incrementing the cost of installation and maintenance, increasing the complexity of the control system and reducing the control system's overall reliability due to the industrial environment of the vessel. Hence, the implementation of motor drive control of electrical motor without speed sensor (sensorless control) is considered as an applicable solution.

In this thesis, the vector control was examined, aligned along the rotor flux, as a method of induction motors drive that can be applied in sea water cooling pumps and E/R ventilation fans of merchant vessels. The standard form of the method was firstly analyzed. Subsequently, a fuzzy logic speed controller was used in order to improve the motors speed response in control commands. Also, the substitution of the speed sensor with an adaptive model MRAS (Model Referencing Adaptive System) was analyzed. Furthermore, a new fuzzy logic method is presented aiming to improve MRAS performance in transition states. Finally, a combination of fuzzy logic based speed controller with MRAS sensorless vector control has been tested, as an effort of combining all the improved features in one system.

All the simulations described above have been implemented in MATLAB/SIMULINK software so as to examine the system behavior in the transition states of speed command changes.

Key words:

Electrical machine drive systems, variable frequency drives (VFD), control techniques of induction motors, Fuzzy logic Control (FLC), Model Referencing Adaptive System (MRAS) vector control, Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM), Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM).

Ευχαριστίες

Με την παρούσα εργασία ολοκληρώνονται οι προπτυχιακές μου σπουδές στην σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π., και αποτελεί το επιστέγασμά τους. Θα ήθελα να ευχαριστήσω τους ανθρώπους που στάθηκαν δίπλα μου και με βοήθησαν σε αυτή την προσπάθεια. Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους μου για την συμπαράσταση τους Γιώργο Καμπίτση υποψήφιο διδάκτορα, Στέφανο Παπαευθυμίου μεταδιδακτορικό ερευνητή, Σοφία Κορκίζογυ μεταπτυχιακή φοιτήτρια και την Ελένη Καπόλου μεταπτυχιακή φοιτήτρια και να ευχηθώ στην αδελφή μου Αντριάνα καλή πρόοδο και πολλές επιτυχίες. Τέλος, επιθυμώ να ευχαριστήσω ιδιαίτερος τον επιβλέποντα καθηγητή μου Στέφανο Μανιά, Καθηγητή Ε.Μ.Π. του τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με την επίλυση ενός υπαρκτού βιομηχανικού προβλήματος στο χώρο της εμπορικής ναυτιλίας, τον ευχαριστώ επίσης για την δυνατότητα που μου έδωσε να γνωρίσω τον κόσμο των Ηλεκτρονικών Ισχύος και των Συστημάτων Ηλεκτρικής Κίνησης.

Αφιερώνεται στην Σοφία

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΑΝΤΛΙΩΝ | 21 |
| 1.1 Εισαγωγή - Σκοπός της παρούσας εργασίας | 21 |
| 1.2 Συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών αντλιών | 23 |
| 1.3 Πηγή ισχύος | 25 |
| 1.4 Μετατροπέας Ισχύος | 25 |
| 1.4.1 Ανορθωτής | 25 |
| 1.4.2 Αντιστροφέας..... | 26 |
| 1.5 Ηλεκτρική μηχανή | 28 |
| 1.6 Φορτίο – αντλία..... | 30 |
| 1.7 Σύστημα ελέγχου | 32 |
| 2. ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΓΙΑ ΟΔΗΓΗΣΗ ΑΝΤΛΙΩΝ..... | 34 |
| 2.1 Εισαγωγή..... | 34 |
| 2.2 Κατασκευαστικά χαρακτηριστικά..... | 34 |
| 2.3 Αρχή λειτουργίας..... | 37 |
| 2.4 Ισοδύναμα κυκλώματα..... | 40 |
| 2.5 Μετασηματισμός μεταβλητών της μηχανής επαγωγής σε πλαίσιο αναφοράς αυθαίρετης γωνιακής ταχύτητας | 43 |
| 2.6 Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα επαγωγής ως προς το σύστημα αξόνων dq | 45 |
| 3. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΩΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ..... | 49 |
| 3.1 Εισαγωγή..... | 49 |
| 3.2 Τεχνική τετραγωνικού παλμού τάσης..... | 51 |
| 3.3 Τεχνική ημιτονοειδούς εύρους παλμών SPWM | 53 |
| 3.3.1 Υλοποίηση μοντέλου προσομοίωσης SPWM σε λογισμικό Matlab/Simulink..... | 56 |
| 3.4 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης SV-PWM | 59 |
| 3.4.1 Υλοποίηση μοντέλου προσομοίωσης SV-PWM σε λογισμικό Matlab/Simulink | 63 |

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 4. ΑΝΤΛΙΕΣ – ΑΝΕΜΙΣΤΗΡΕΣ | 65 |
| 4.1 Εισαγωγή | 65 |
| 4.2 Αντλίες προς έλεγχο | 66 |
| 4.2.1 Αντλίες ψύξης θαλασσινού νερού | 67 |
| 4.2.2 Ανεμιστήρες μηχανοστασίου | 68 |
| 4.3 Ανάλυση λειτουργίας φυγοκεντρικών αντλιών | 69 |
| 4.4 Σκοπός εφαρμογής ρυθμιστή στροφών σε κινητήρες αντλιών και ανεμιστήρων | 74 |
| | |
| 5. ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΦΥΓΟΚΕΝΤΡΙΚΩΝ ΑΝΤΛΙΩΝ | 78 |
| 5.1 Εισαγωγή | 78 |
| 5.2 Διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου | 80 |
| 5.2.1 Προσανατολισμός του d άξονα του στρεφόμενου πλαισίου σύμφωνα με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του πεδίου του δρομέα..... | 81 |
| 5.3 Υλοποίηση μοντέλου προσομοίωσης σε λογισμικό matlab/simulink..... | 85 |
| 5.3.1 Κινητήρας..... | 86 |
| 5.3.2 Εκτιμητής | 89 |
| 5.3.3 Αντιστροφέας..... | 89 |
| 5.3.4 Γραμμικοί ελεγκτές | 89 |
| 5.3.4.1 PI Ελεγκτές | 90 |
| 5.3.4.1.1 Σχεδίαση ελεγκτή PI βρόχου ταχύτητας | 90 |
| 5.3.4.1.2 Σχεδίαση ελεγκτή PI βρόχου ρεύματος | 92 |
| 5.3.5 Μετασηματιστές από τριφασικό σύστημα αναφοράς σε διφασικό σύστημα dq | 95 |
| 5.3.6 Φορτίο..... | 96 |
| 5.3 Ολοκληρωμένο μοντέλο προσομοίωσης της διάταξης σε λογισμικό MATLAB/SIMULINK | 97 |
| 5.4 Διανυσματικός έλεγχος ηλεκτρικού κινητήρα άνευ αισθητήρα ταχύτητας (sensorless vector control) | 98 |
| 5.4.1 Παρατηρητής προσαρμοστικού ελέγχου βασισμένος στο ισοδύναμο μοντέλο του ασύγχρονου κινητήρα MRAS (Model Referencing Adaptive System)..... | 99 |
| 5.4.2 Υλοποίηση μοντέλου προσομοίωσης παρατηρητή προσαρμοστικού ελέγχου MRAS σε λογισμικό Matlab/Simulink..... | 103 |
| 5.5 Μη γραμμικές τεχνικές ελέγχου | 107 |
| 5.5.1 Εισαγωγή στον έλεγχο ασαφούς λογικής | 108 |
| 5.5.2 Ασαφή σύνολα - Ασαφοποίηση..... | 109 |
| 5.5.3 Συναρτήσεις συμμετοχής..... | 109 |
| 5.5.4 Πράξεις ασαφούς λογικής | 111 |
| 5.5.5 Ασαφείς κανόνες (IF - THEN) | 112 |
| 5.5.6 Απο-ασαφοποίηση | 112 |
| 5.6 Εφαρμογές μη γραμμικού ελέγχου σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης αντλιών | 114 |
| 5.6.1 Ελεγκτής ταχύτητας ασαφούς λογικής | 114 |

5.6.2 Παρατηρητής προσαρμοστικού ελέγχου MRAS με εφαρμογή μηχανισμού προσαρμογής ασαφούς λογικής 120

6. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ 126

6.1 Εισαγωγή126

6.2 Υπολογισμοί αρχικών συνθηκών διάταξης126

6.3 Προσομοιώσεις διατάξεων διανυσματικού ελέγχου132

6.4 Προσομοίωση διάταξης με αισθητήρα ταχύτητας132

6.4.1 Διάταξη με ελεγκτή ταχύτητας PI 133

6.4.2 Διάταξη με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής 137

6.5 Προσομοίωση διάταξης άνευ αισθητήρα ταχύτητας με παρατηρητή MRAS (sensorless vector control)..141

6.5.1 MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή PI 142

6.5.2 MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή ασαφούς λογικής 146

6.6 Προσομοίωση διάταξης με συνδυασμό ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής και MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή ασαφούς λογικής.....152

7. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ 160

7.1 Εισαγωγή160

7.2 Διανυσματικός έλεγχος με αισθητήρα ταχύτητας160

7.2.1 Με ελεγκτή ταχύτητας PI 160

7.2.2 Με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής..... 161

7.3 Διανυσματικός έλεγχος άνευ αισθητήρα ταχύτητας MRAS (sensorless vector control)161

7.3.1 MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή PI 162

7.3.2 MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή ασαφούς λογικής 162

7.4 Διανυσματικός έλεγχος με συνδυασμό ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής και MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή ασαφούς λογικής.....163

7.5 Μελλοντική ενασχόληση166

8. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ ΚΑΙ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ 167

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ και ΠΙΝΑΚΩΝ

Κεφάλαιο 1^ο

Σχήμα 1.1. Διάγραμμα συστήματος ελέγχου ροής αντλίας.

Σχήμα 1.2. Διάγραμμα σύγχρονου συστήματος ελέγχου αντλίας.

Σχήμα 1.3. Ανορθωτής πηγής τάσης[1].

Σχήμα 1.4. Αντιστροφέας πηγής τάσης[35].

Σχήμα 1.5. Πολικές και φασικές τάσεις αντιστροφέα[35].

Σχήμα 1.6. Περιοχές λειτουργίας του επαγωγικού κινητήρα σύμφωνα με την καμπύλη ροπής-ταχύτητας[35].

Σχήμα 1.7 . Προφίλ μηχανικών φορτίων[5].

Σχήμα 1.8. Βασικά δομικά στοιχεία μιας φυγοκεντρικής αντλίας[11].

Σχήμα 1.9. Διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα.

Κεφάλαιο 2^ο

Σχήμα 2.1. Τυπική μορφή επαγωγικού κινητήρα.

- (α) εσωτερικό κινητήρα, διακρίνεται στάτης -δρομέας ,
- (β) δομή δρομέα κλωβού[24].

Σχήμα 2.2 Τομή επαγωγικού κινητήρα, εγχοπές τυλιγμάτων στάτη-δρομέα[14].

Σχήμα 2.3. Δρομέας ασύγχρονου κινητήρα (α) τυλιγμένου δρομέα (β) κλωβού[35].

Σχήμα 2.4. Τυλίγματα στάτη και οι μαγνητικοί άξονες των τυλιγμάτων, με διάφορα φάσης 120° [35].

Σχήμα 2.5. Ακτινικής κατεύθυνσης μαγνητική ροή διακένου[35].

Σχήμα 2.6. Καμπύλη ροπής-ταχύτητας[35].

Σχήμα 2.7. Πρώτη προσέγγιση ισοδύναμου κυκλώματος[35] .

Σχήμα 2.8. Ισοδύναμο κύκλωμα με μετασχηματιστή[10].

Σχήμα 2.9. Ισοδύναμο κύκλωμα με μεγέθη ανηγμένα στον στάτη[35].

Σχήμα 2.10. Τυχαίες θέσεις των τριφασικών αξόνων του πλαισίου $d-q$ σε σχέση με τους άξονες των τριών φάσεων[10].

Σχήμα 2.11 Ισοδύναμα κυκλώματα επαγωγικού κινητήρα ως προς τους άξονες dq . Με R_s , R_r συμβολίζονται οι ωμικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα, αντίστοιχα[19].

Κεφάλαιο 3^ο

Σχήμα 3.1 Τριφασικός αντιστροφάας πηγής τάσης δύο επιπέδων[10].

Σχήμα 3.2 Επιτρεπτά διανύσματα αντιστροφέα[10].

Σχήμα 3.3 Τριφασικός αντιστροφάας ως πηγή συνδεδεμένη με συμμετρικό φορτίο συνδεσμολογίας αστέρα[10].

Σχήμα 3.4 Φασικές κυματομορφές αντιστροφέα με τεχνική ελέγχου τετραγωνικού παλμού[10].

Σχήμα 3.5 Πολικές κυματομορφές αντιστροφέα με τεχνική ελέγχου τετραγωνικού παλμού[10].

Σχήμα 3.6 Φασική κυματομορφή φορτίου φάσης α με τεχνική ελέγχου τετραγωνικού παλμού[10].

Σχήμα 3.7 Τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών SPWM σε τριφασικό αντιστροφέα[10].

Σχήμα 3.8 Πολική και φασική τάση φορτίου αντίστοιχα με τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών SPWM[10].

Σχήμα 3.9 Υλοποίηση αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε λογισμικό προσομοίωσης Matlab/ Simulink.

Σχήμα 3.10 Παραγωγή παλμών SPWM σε λογισμικό προσομοίωσης Matlab/ Simulink.

Σχήμα 3.11 Μοντέλο παραγωγής φασικών τάσεων φορτίου από τα σήματα διαμόρφωσης τριφασικού αντιστροφέα με λογισμικό προσομοίωσης Matlab/ Simulink..

Πινάκας 3.1 Χαρακτηριστικά διανυσμάτων αντιστροφέα δύο επιπέδων τάσης ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο κόμβο του φορτίου.

Σχήμα 3.12 Παράδειγμα κατασκευής διανύσματος που ανήκει στον τομέα 1[10].

Σχήμα 3.13 Παλμοί για παραγωγή χωρικών διανυσμάτων με την τεχνική SV-PWM[15].

Σχήμα 3.14 Διάνυσμα μέγιστου πλάτους στην γραμμική περιοχή της τεχνικής SV-PWM[15].

Σχήμα 3.15 Παλμοί για παραγωγή χωρικών διανυσμάτων με την τεχνική SV-PWM[19].

Σχήμα 3.16 Παραγωγή παλμών ελέγχου διακοπών με την τεχνική SV-PWM σε λογισμικό προσομοίωσης Matlab/ Simulink.

Κεφάλαιο 4^ο

Σχήμα 4.1 Απλουστευμένο διάγραμμα φυγοκεντρικής αντλίας[11].

Σχήμα 4.2 Απλουστευμένο διάγραμμα υδραυλικού κυκλώματος ψύξης πλοίου.

Σχήμα 4.3 Τύποι εξαεριστήρων μηχανοστασίου [38]

α) αξονικός ανεμιστήρας (Engine room fan)

β) φυγοκεντρικός ανεμιστήρας (Engine room blower)

Σχήμα 4.4 Αρχή λειτουργίας φυγοκεντρικής αντλίας[11].

Σχήμα 4.5 Σημείο τομής χαρακτηριστικής καμπύλης $H - Q$ (ή καμπύλη στραγγαλισμού) με την καμπύλη του συστήματος[11].

Σχήμα 4.6 Φύλλο δοκιμαστικής λειτουργίας φυγοκεντρικής αντλίας ψύξης θαλασσινού νερού (C.S.W.P.) από σχέδιο κατασκευαστή για ένα τυπικό δεξαμενόπλοιο Aframax τάξης μεγέθους 100 Dwt.[25].

Σχήμα 4.7 Φύλλο δοκιμαστικής λειτουργίας αξονικού ανεμιστήρα μηχανοστασίου (E/R Ventilation Fan) από σχέδιο κατασκευαστή για ένα τυπικό δεξαμενόπλοιο Aframax τάξης μεγέθους 100 Dwt.[25].

Σχήμα 4.8 Καμπύλη συστήματος ως προς τα ύψη της αντλίας[34].

Σχήμα 4.9 Μεταβολή σημείου λειτουργίας με χρήση ρυθμιστή στροφών.

Σχήμα 4.10 Μεταβολή σημείου λειτουργίας με χρήση ρυθμιστή στροφών[34].

Σχήμα 4.11 Μεταβολή σημείου λειτουργίας και μεταβολή απαιτούμενης ισχύος για την εφαρμογή της παρούσας εργασίας.

Κεφάλαιο 5^ο

Σχήμα 5.1. Προσανατολισμός του άξονα d του πλαισίου με το διάνυσμα μαγνητικής ροής δρομέα [10].

Σχήμα 5.2 Ισοδύναμα κυκλώματα μετά τον προσανατολισμό του άξονα d του πλαισίου με το διάνυσμα μαγνητικής ροής δρομέα κλωβού [19].

Σχήμα 5.3. Απλοποιημένη εκδοχή του κυκλώματος άξονα d [19].

Σχήμα 5.4. Διάταξη διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου [10].

Σχήμα 5.5. Διάταξη μοντέλου προσομοίωσης του κινητήρα με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.6. Διάταξη μοντέλου υπολογισμού της ροής του στάτη με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 5.7. Διάταξη μοντέλου εκτιμητή μεγεθών του κινητήρα με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 5.8. Γενικό διάγραμμα ελέγχου διάταξης διανυσματικού ελέγχου [16].

Σχήμα 5.9 Διάγραμμα ελέγχου του speed loop controller [15].

Σχήμα 5.10. Διάταξη μοντέλου ελεγκτή speed loop controller με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.11. Διάγραμμα ελέγχου του current - loop controller (isd) με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.12. Διάταξη μοντέλου ελεγκτή current loop controller με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.13 Καμπύλη Ροπής-Ταχύτητας T-n στην περίπτωση φορτίου φυγοκεντρικής αντλίας[24].

Σχήμα 5.14 Ολοκληρωμένη διάταξη διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου με λογισμικό Matlab/Simulink..

Πίνακας 5.1 Πλεονεκτήματα - μειονεκτήματα για ένα σύστημα χωρίς αισθητήρα ταχύτητας.

Σχήμα 5.15 Ισοδύναμα κυκλώματα επαγωγικού κινητήρα μηδενικής ταχύτητας πλαισίου (στατό πλαίσιο $\omega dq=0$)[19].

Σχήμα 5.16. Διάγραμμα διάταξης MRAS.

Σχήμα 5.17. Μηχανισμός προσαρμογής MRAS με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 5.18. Διάταξη μοντέλου αναφοράς (reference model) με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.19. Διάταξη προσαρμοστικού μοντέλου adaptive model με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 5.20. Υλοποίηση μηχανισμού προσαρμογής MRAS με ελεγκτή PI με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.21. Μπλοκ για τον υπολογισμό γωνίας πλαισίου θ από την εκτιμώμενη ταχύτητα δρομέα με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 5.22. Διάταξη μοντέλου προσομοίωσης παρατηρητή MRAS με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.23. Αυστηρή αναπαράσταση θερμοκρασιών (α), Ασαφής αναπαράσταση θερμοκρασιών (β)[15].

Σχήμα 5.24. Πράξεις (α) ασαφών συνόλων, (β) αυστηρών συνόλων [15].

Σχήμα 5.25. Ασαφοποίηση συστήματος δύο κανόνων με την μέθοδο κέντρου βάρους (COA) [15].

Σχήμα 5.26. Διάταξη block Fuzzy_speed με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 5.27. Ελεγκτής fuzzy logic controller σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.28. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής σφάλματος σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.29. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής μεταβολής σφάλματος σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.30. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής εξόδου μεταβολή ρεύματος isq σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Πίνακας 5.2. Κανόνες ασαφούς ελέγχου για τον ελεγκτή ταχύτητας του κινητήρα.

Σχήμα 5.31. 3D απεικόνιση σχέσης εισόδων-εξόδου σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.32. Ολοκληρωμένη διάταξη διανυσματικού ελέγχου με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής (γκρι μπλοκ) με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.33. Υλοποίηση μηχανισμού προσαρμογής MRAS με ελεγκτή ασαφούς λογικής με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.34. Ελεγκτής fuzzy logic controller σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.35. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής σφάλματος σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.36. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής μεταβολής σφάλματος σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.37. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής εξόδου ταχύτητας δρομέα ωr σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Πίνακας 5.3 Κανόνες ασαφούς ελέγχου για τον παρατηρητή προσαρμοστικού ελέγχου MRAS.

Σχήμα 5.38. 3D απεικόνιση σχέσης εισόδων-εξόδου σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 5.39. Ολοκληρωμένη διάταξη διανυσματικού ελέγχου με ελεγκτή ασαφούς ελέγχου (γκρι μπλοκ) MRAS sensorless vector control σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Κεφάλαιο 6°

Σχήμα 6.1 Τυχαία θέση στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς d-q σε σχέση με τους τριφασικούς άξονες (φάση a) στάτη και δρομέα για $t=0 \text{ sec}$ [19].

Σχήμα 6.2 Κυματομορφές αναφοράς αντιστροφή 60 Hz.

Πινάκας 6.1 Ανηγμένες συχνότητες φορέα και συχνότητες φορέα για δίκτυο πλοίου 60Hz.

Σχήμα 6.3 Λεπτομέρεια κυματομορφών αναφοράς αντιστροφή όπου φαίνεται η τριγωνική κυματομορφή αναφοράς στα 2700 Hz.

Σχήμα 6.4 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.14 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.5 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.14 με SV-PWM αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.6. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.14 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3$ sec.
 (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
 (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
 (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.7. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.14 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9$ sec.
 (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
 (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
 (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.8 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.22 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.9 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.22 με SV-PWM αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.10.Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.22 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3$ sec.
 (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
 (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
 (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.11.Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.22 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9$ sec.
 (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
 (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
 (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.12 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.39 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.13 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.39 με SV-PWM αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 6.14.Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.39 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3$ sec.
 (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
 (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
 (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.15.Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.39 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9$ sec.
 (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
 (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
 (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.16 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.39 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.17 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.39 με SV-PWM αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 6.18.Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.39 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3$ sec.

- (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
- (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
- (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.19.Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.39 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9$ sec.

- (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
- (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
- (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.20 Λεπτομερέστερη παρουσίαση μεταβατικού φαινομένου για μεταβολή ταχύτητας κατά 50% (μείωση)

- (α) με MRAS που χρησιμοποιεί ελεγκτή PI
- (β) με MRAS που χρησιμοποιεί ελεγκτή ασαφούς λογικής.

Σχήμα 6.21 Διάταξη διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρα ταχύτητας (Sensorless vector control) και ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.22 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 6.17 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα και ότι χρησιμοποιούμε για τον έλεγχο ταχύτητας τον ελεγκτή *fuzzy_speed* που παράγει την επιθυμητή τιμή ρεύματος ροπής i_{sq} με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.23 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 6.17 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα και ότι χρησιμοποιούμε για τον έλεγχο ταχύτητας τον ελεγκτή *fuzzy_speed-current* που παράγει την επιθυμητή τιμή τάσης V_s με λογισμικό Matlab/Simulink..

Σχήμα 6.24 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 6.17 θεωρώντας ότι έχουμε SV-PWM αντιστροφέα και ότι χρησιμοποιούμε για τον έλεγχο ταχύτητας τον ελεγκτή *fuzzy_speed-current* που παράγει την επιθυμητή τιμή τάσης V_{sq} με λογισμικό Matlab/Simulink.

Σχήμα 6.25 Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 6.17 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3$ sec.

- (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
- (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
- (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Σχήμα 6.26.Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 6.17 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9$ sec.

- (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.
- (β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).
- (γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Κεφάλαιο 7^ο

Πίνακας 7.1 Πλεονεκτήματα - μειονεκτήματα για ένα σύστημα χωρίς αισθητήρα ταχύτητας.

Σχήμα 7.1 Σύγκριση πραγματικής ταχύτητας με την εκτίμηση της ταχύτητας MRAS διάταξης διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρα ταχύτητας (Sensorless vector control) και ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής (Ενότητας 6.5).

Πίνακας 7.2 Σύγκριση των εξεταζόμενων διατάξεων διανυσματικού ελέγχου.

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΑΝΤΛΙΩΝ

1.1 Εισαγωγή - Σκοπός της παρούσας εργασίας

Ένα σύγχρονο σύστημα ελέγχου αντλίας είναι ένα σύστημα ελέγχου ηλεκτρικού κινητήρα (επαγωγικού στην συντριπτική πλειοψηφία των περιπτώσεων) προσαρμοσμένο στις ιδιαίτερες απαιτήσεις ροπής του φορτίου της αντλίας. Ο έλεγχος ταχύτητας αντλιών σε βιομηχανικό επίπεδο, αν και προϋπάρχει αρκετά χρόνια, εφαρμοζόταν μέχρι σήμερα μόνο όταν ήταν απολύτως απαραίτητο.

Η πρώτη από τις δύο συνήθεις πρακτικές ρύθμισης ροής ρευστού ήταν με την παρεμβολή μιας βαλβίδας τριών κατευθύνσεων μεταξύ της εξόδου αντλίας και της εισόδου του υδραυλικού κυκλώματος. Η είσοδος της βαλβίδας ως είσοδος παροχής σταθερής πίεσης συνδέεται με την έξοδο της αντλίας, η πρώτη έξοδος της βαλβίδας χρησιμεύει ως παροχή του υδραυλικού κυκλώματος, ενώ η δεύτερη έξοδος ως απορριπτέος όγκος υγρού που συνήθως επιστρέφει σε δεξαμενή ή απορρίπτεται. Το αντίστοιχο δυϊκό σε ηλεκτρικό κύκλωμα θα ήταν ο διαιρέτης τάσης. Έτσι, με κατάλληλη ρύθμιση της βαλβίδας μεταβάλλεται - ανάλογα με τις απαιτήσεις λειτουργίας - η πίεση υγρού στο κύκλωμα όπως θα συνέβαινε με την ρύθμιση της τιμής της μιας εκ των αντιστάσεων του διαιρέτη για μεταβολή της τάσης στην έξοδό του. Η δεύτερη συνήθης πρακτική είναι μέσω βαλβίδας ελέγχου που παρεμβάλλεται στο υδραυλικό κύκλωμα ως υδραυλική αντίσταση για την δημιουργία διαφοράς πίεσης (πτώση πίεσης) σε ένα υδραυλικό κύκλωμα κατά την ροή του υγρού. Το αντίστοιχο δυϊκό με μία ηλεκτρική αντίσταση που δημιουργεί διαφορά δυναμικού (πτώση τάσης) κατά την ροή του ρεύματος.

Οι προτιμώμενες μέθοδοι ελέγχου αντλιών ήταν μέσω της μηχανικής βαλβίδας, όπου αυτή συνήθως χρησιμοποιούσε ελεγκτή PI ή PID για τον αυτόματο έλεγχο της ροής που επέτρεπε. Ο παραπάνω τρόπος ελέγχου είναι απλός και φθηνός σε εγκατάσταση και συντήρηση και, εφόσον δεν παρουσιάζει ιδιαίτερη πολυπλοκότητα, αξιόπιστος, κάτι που γενικά έχει πολύ μεγάλη σημασία σε ένα βιομηχανικό περιβάλλον, αφού η μη διαθεσιμότητα του εξοπλισμού έχει σοβαρό οικονομικό αντίκτυπο.

Το συμπέρασμα είναι ότι και στις δύο περιπτώσεις η αντλία παροχής, ανεξάρτητα από τις απαιτήσεις του υδραυλικού κυκλώματος, λειτουργεί σε ονομαστικές τιμές παρουσιάζοντας την μέγιστη (ονομαστική) κατανάλωση και την μέγιστη φθορά ηλεκτρικών - μηχανικών μερών της ανά ώρα λειτουργίας. Ειδικά όταν το βιομηχανικό περιβάλλον είναι ένα εμπορικό πλοίο που για την παροχή ηλεκτρικής ισχύος χρησιμοποιεί γεννήτριες που μπορούν να καταναλώνουν MDO (Marine Diesel Oil) ή ακόμα πιο βαριά απόσταξη πετρελαίου όπως το HFO (Heavy Fuel Oil) στα χρονικά διαστήματα πλεύσεως (sea going), πέρα από τον οικονομικό αντίκτυπο της κατανάλωσης καυσίμου υπάρχουν ακόμη οι περιβαλλοντικές συνέπειες λόγω των εκπομπών οξειδίων του θείου και του αζώτου ως προϊόντα καύσης.

Τα τελευταία χρόνια η ναυτιλιακή κοινότητα δίνει πολύ μεγάλη σημασία στην μείωση των εκπομπών οξειδίων του θείου, μέσα από θέσπιση νέων αυστηρότερων κανονισμών συμμόρφωσης. Σύμφωνα με τον σημαντικότερο νομοθέτη για την παγκόσμια ναυτιλία, ήτοι τον Διεθνή Ναυτιλιακό Οργανισμό -*International Maritime Organization (IMO)*, η οδηγία ECA (Emission Control Areas) Regulation 14 ορίζει ότι από την 1^η Ιανουαρίου 2015 τα εμπορικά πλοία που δραστηριοποιούνται σε οποιαδήποτε περιοχή της Ευρώπης οφείλουν να κάνουν χρήση καυσίμου χαμηλού σε περιεκτικότητα θείου, δηλαδή 0.1% σε σχέση με το 1% που ίσχυε από τον Ιούλιο του 2010 [36]. Αυτό οδηγεί άμεσα στην χρήση MGO (Marine Gas Oil), ενός καυσίμου που ικανοποιεί την οδηγία συμμόρφωσης και βρίσκεται υψηλότερα στην στήλη κλασματικής απόσταξης, συνεπώς είναι ακριβότερο. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι η τιμή του MGO (low sulfur) είναι περί τα 1020\$/tn, του MDO στα 640\$/tn και του HFO στα 600\$/tn [37].

Οι τιμές των καυσίμων στη ναυτιλία παρουσιάζουν μία ραγδαία αύξηση από το 2007 και μετά (HFO 330\$/tn) με αποτέλεσμα να υιοθετηθεί από τις ναυτιλιακές εταιρείες η στρατηγική μείωσης της ταχύτητας του εμπορικού πλοίου έως και κατά 30% σε σχέση με την ονομαστική του ταχύτητα (Low Streaming) για λόγους οικονομικής βιωσιμότητας [36].

Σύμφωνα με τα παραπάνω, η ανάγκη για μείωση της ταχύτητας σε σχέση με την ονομαστική της τιμή, σε συνδυασμό με τις τελευταίες εξελίξεις ως προς τους κανονισμούς συμμόρφωσης αερίων εκπομπών, συνθέτουν την απαίτηση για πλοία με καλύτερο ενεργειακό προφίλ. Αυτός είναι ο λόγος απαίτησης της συνεχούς προσαρμογής της λειτουργίας των αντλιών του πλοίου, μειώνοντας άμεσα την σπατάλη ενέργειας στο ελάχιστο δυνατό, και έμμεσα το κόστος συντήρησης, αφού μειώνεται η ηλεκτρική και μηχανική καταπόνηση του κινητήρα από την σταδιακή προσαρμογή του ρεύματος που ζητείται από το φορτίο.

Ένα εμπορικό πλοίο τύπου δεξαμενόπλοιου (Tanker) της τάξης των 100.000 Dwt (Aframax) διαθέτει περίπου 160 ηλεκτρικές αντλίες και φυσητήρες (ως αντλίες διαφορετικού ρευστού, του αέρα), που ξεκινούν από μερικά κλάσματα kW (0.4kW) και φτάνουν έως 190 kW. Σημαντικότερες από άποψη κατανάλωσης μπορούν να θεωρηθούν οι αντλίες έρματος (ballast tank pump) 190 kW, οι αντλίες θαλασσινού νερού για ψύξη (cooling sea water pump C.S.W.P.) 70-75 kW, οι αντλίες λίπανσης της κύριας μηχανής (Main L.O. pump) 70-75 kW, οι φυσητήρες σάρωσης αέρα κύριας μηχανής (M/E Auxiliary blowers) 55kW, οι αντλίες ψύξης γλυκού νερού (M/E cooling Fresh water pumps) 30 kW, ο ανεμιστήρας μηχανοστασίου (E/R ventilation fan) 11 kW και πολλές άλλες καταναλώσεις μεγάλης ισχύος που συνδέονται με το είδος του φορτίου και την χρήση του πλοίου. Από το σύνολο των αντλιών είναι λογικότερο να επιλεγθούν προς έλεγχο αντλίες που δεν έχουν άμεση σχέση με τον βασικό εξοπλισμό (όπως οι αντλίες καυσίμου και λίπανσης), αλλά έχουν μία πιο έμμεση συμμετοχή στην συνολική λειτουργία. Αυτό το γεγονός παρέχει τη δυνατότητα μεταβλητότητας των στροφών. Οι ανεμιστήρες μηχανοστασίου δεν εμπλέκονται άμεσα με την λειτουργία της κύριας μηχανής. Από την άλλη, οι αντλίες ψύξης θαλασσινού νερού κάνουν έμμεση ψύξη γιατί το κύκλωμα ψύξης της κύριας μηχανής αποτελείται από ένα βρόχο γλυκού νερού που περιλαμβάνει εναλλάκτη θερμότητας, ο οποίος με την σειρά του ψύχεται με θαλασσινό νερό. Άρα, σε περίπτωση δυσλειτουργίας ως προς την κατάλληλη ροή που παρέχει μία αντλία, αν έχει έμμεση σχέση τότε υπάρχει ο απαραίτητος χρόνος διάγνωσης και διορθωτικών ενεργειών. Αντίθετα, τυχόν δυσλειτουργία σε αντλία

λίπανσης θα μπορούσε να επιφέρει σοβαρό πρόβλημα που όταν διαπιστωθεί να υπάρχει κρίσιμη βλάβη. Επιπλέον, πρέπει να ληφθεί υπόψη ότι η δυσλειτουργία είναι πιθανό να συμβεί σε οποιοδήποτε σημείο του ταξιδιού, όπου η προσέγγιση υλικών και εξειδικευμένου τεχνικού προσωπικού θα μπορούσε να είναι έως και αδύνατη. Είναι λοιπόν φανερό πως οι απαιτήσεις αξιοπιστίας είναι αυξημένες στην πλωτή βιομηχανία μεταφοράς αγαθών.

Η μέθοδος που προτείνεται για τον έλεγχο ροπής, και κατ' επέκταση των στροφών, του κινητήρα της αντλίας είναι ο διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμού πεδίου όπου θα αναλυθεί ενδελεχώς στη συνέχεια. Προτάθηκε στις αρχές του 1970 και αποτέλεσε μία επανάσταση στην τομέα ελέγχου ηλεκτρικών επαγωγικών κινητήρων. Αποτελεί πλέον μία πλήρως εφαρμόσιμη βιομηχανική λύση ενώ οι επιστημονικές και τεχνολογικές εξελίξεις της τελευταίας δεκαετίας έχουν δώσει νέα ώθηση και νέες δυνατότητες στα συστήματα διανυσματικού ελέγχου. Η περαιτέρω βελτίωσή τους, σε συνδυασμό με την συνεχή βελτίωση των ηλεκτρονικών ισχύος, αναμένεται να επιτρέψει την εφαρμογή τους σε διατάξεις υψηλής ακρίβειας και μεγάλων απαιτήσεων αξιοπιστίας, ενώ η διαρκώς αυξανόμενη πολυπλοκότητά τους απαιτεί βαθιά γνώση όλου σχεδόν του φάσματος της επιστήμης του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και Μηχανικού Υπολογιστών.

1.2 Συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών αντλιών

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή ο συνήθης έλεγχος ροής (όταν το απαιτούσε η εφαρμογή) ήταν υδραυλικός, όπως φαίνεται και στο παρακάτω διάγραμμα (Σχήμα 1.1).

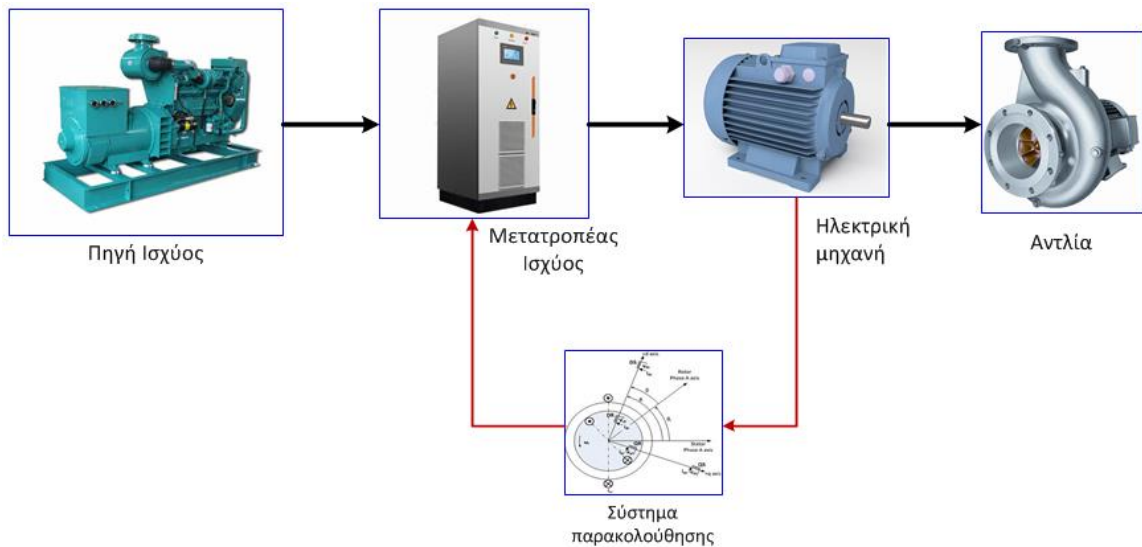


Σχήμα 1.1. Διάγραμμα συστήματος ελέγχου ροής αντλίας.

Ο έλεγχος εφαρμοζόταν στο μηχανικό (υδραυλικό) μέρος της αντλίας μέσω ρυθμιστικής βαλβίδας.

Σε ένα σύγχρονο ολοκληρωμένο σύστημα ελέγχου ηλεκτρικής αντλίας ο έλεγχος ασκείται στον ηλεκτρικό κινητήρα και αποτελείται από πέντε κύρια μέρη (Σχήμα 1.2):

- Πηγή ισχύος
- Μετατροπέας ισχύος
- Ηλεκτρική μηχανή
- Φορτίο (αντλία)
- Σύστημα παρακολούθησης



Σχήμα 1.2. Διάγραμμα σύγχρονου συστήματος ελέγχου αντλίας.

Στο Σχήμα 1.2 φαίνεται καθαρά ο βρόχος ελέγχου όπου τιμές σχετικές με την λειτουργία της αντλίας απάγονται (αναδράσεις), με σκοπό το σύστημα παρακολούθησης να παράγει κατάλληλη παλμοδότηση στον μετατροπέα ισχύος, που συνήθως είναι ένας ανορθωτής σε σειρά με έναν αντιστροφέα, με σκοπό να διαμορφώσει κατάλληλα το πλάτος και την συχνότητα της τάσης εισόδου της ηλεκτρικής μηχανής ώστε να παρέχει η αντλία την επιθυμητή ροή. Ακολουθεί μία σύντομη παρουσίαση των μερών του συστήματος.

1.3 Πηγή ισχύος

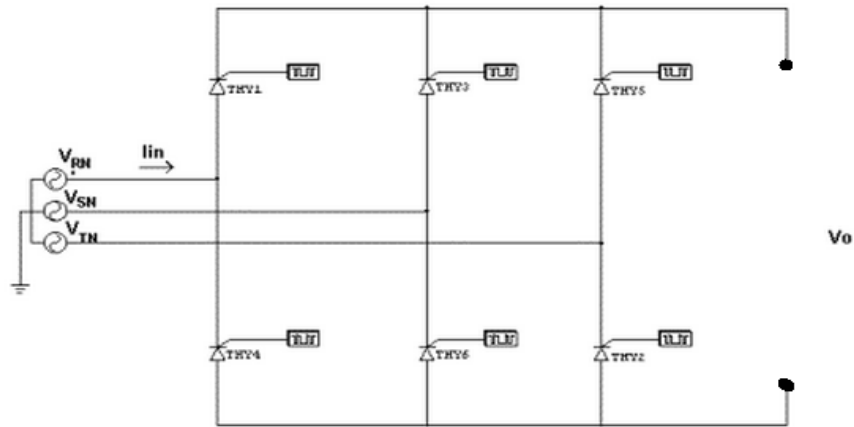
Στις βιομηχανικές εφαρμογές η πηγή ισχύος είναι το δίκτυο μέσης/χαμηλής συμμετρικής τριφασικής εναλλασσόμενης τάσης. Στην περίπτωση του εμπορικού πλοίου που εξετάζεται στην παρούσα εργασία, η πηγή ισχύος είναι οι τρεις γεννήτριες χαμηλής τάσης 440V/60Hz που βρίσκονται σε μηχανική ζεύξη με τρεις ανεξάρτητους κινητήρες Diesel. Η ισχύς εξόδου καταφέρνει να ακολουθεί τις απαιτήσεις του φορτίου βάσει δύο διατάξεων, του AVR (Automatic Voltage Regulator), το οποίο ρυθμίζει κατάλληλα το πεδίο διέγερσης του κινητήρα με σκοπό να φορτίσει την μηχανή κατάλληλα για την παραγωγή της επιθυμητής ισχύος, και του ρυθμιστή ροπής του ντιζελοκινητήρα (generators governor), που ρυθμίζει την τροφοδοσία καυσίμου ώστε να επιτευχθούν σταθερές στροφές στον κινητήρα, άρα και σταθερή συχνότητα δικτύου.

1.4 Μετατροπείας Ισχύος

Μετατροπείας ισχύος ονομάζεται η διάταξη που αναλαμβάνει την παροχή ισχύος με κατάλληλη μορφή στην ηλεκτρική μηχανή. Ο τύπος του μετατροπέα καθορίζεται από την εφαρμογή. Στην περίπτωση της παρούσας εργασίας, επειδή ασκείται έλεγχος στον κινητήρα απαιτούνται ελεγχόμενοι μετατροπείς. Συγκεκριμένα στην εφαρμογή της παρούσας εργασίας χρειάζονται ένας ανορθωτής και ένας αντιστροφέας, οι οποίοι αναλύονται στις επόμενες παραγράφους.

1.4.1 Ανορθωτής

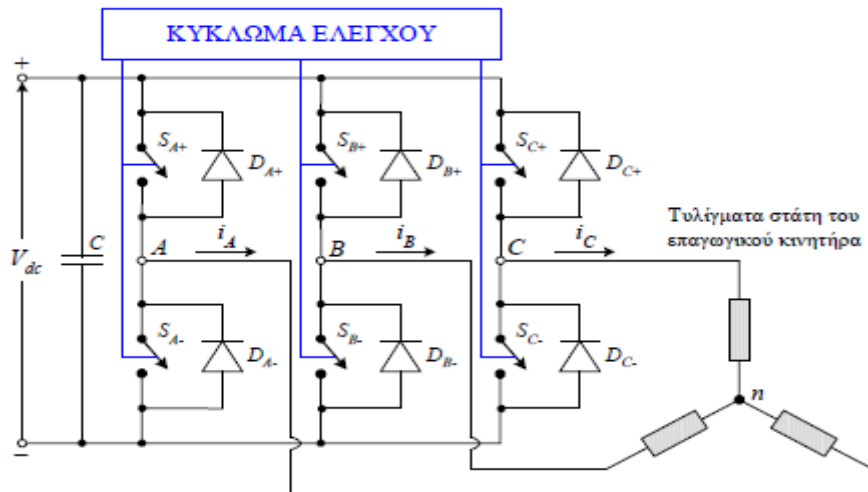
Ο ανορθωτής αναλαμβάνει να μετατρέψει την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή και μπορεί να είναι ελεγχόμενος ή μη ελεγχόμενος. Αποτελείται από έξι ημιαγωγά στοιχεία ή από ένα ζεύγος ανά φάση. Η αρχή λειτουργίας είναι ότι η τριφασική εναλλασσόμενη τάση εισόδου πολώνει διαδοχικά ορθά τα ζεύγη διόδων που δεν βρίσκονται στον ίδιο κλάδο, μεταφέροντας την τάση στην έξοδο. Σκοπός του είναι να επιτρέψει να εμφανιστεί στην έξοδο του ανορθωτή κάθε θετική ημιπερίοδος και να αντιστρέψει την πολικότητα κάθε αρνητικής ημιπεριόδου ώστε στην έξοδο να λαμβάνεται θετική μεταβαλλόμενη τάση. Αυτή με την σειρά της ομαλοποιείται μέσω ενός πυκνωτή εξομάλυνσης C ή μέσω ενός φίλτρου LC παρέχοντας στην έξοδο μία DC τάση. Το συνεχές ρεύμα χρειάζεται για να τροφοδοτήσουμε τον αντιστροφέα ώστε να τροφοδοτηθεί τελικώς ο κινητήρας [2],[18].



Σχήμα 1.3. Ανορθωτής πηγής τάσης[1].

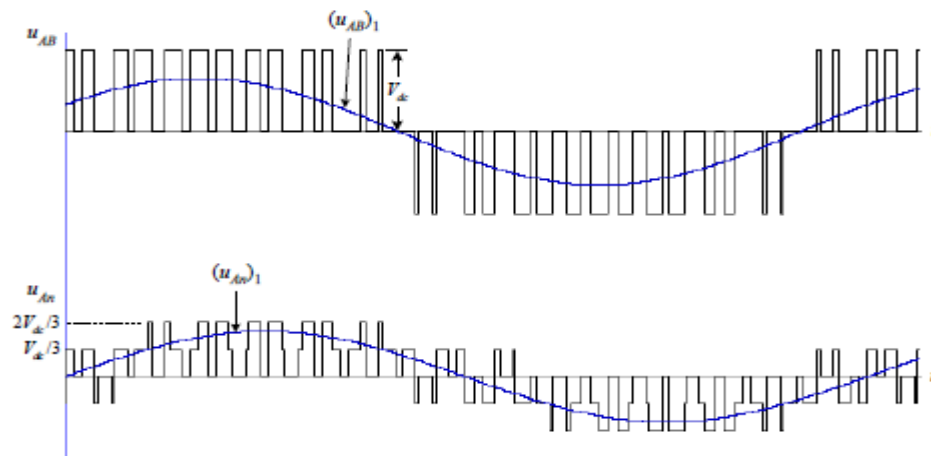
1.4.2 Αντιστροφέας

Ο αντιστροφέας ισχύος είναι η ηλεκτρονική διάταξη ισχύος που αναλαμβάνει την μετατροπή της συνεχούς τάσης ή ρεύματος εισόδου με εναλλασσόμενη τάση και ρεύμα, μεταβλητού πλάτους και συχνότητας. Διακρίνονται σε αντιστροφείς πηγής τάσης και πηγής ρεύματος, όμως σχεδόν αποκλειστικά χρησιμοποιούνται στην πράξη οι αντιστροφείς πηγής τάσης.



Σχήμα 1.4. Αντιστροφέας πηγής τάσης [35].

Τα κύρια δομικά στοιχεία του αντιστροφέα είναι τα διακοπτικά ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος, όπως MOSFETs και IGBTs, ενώ πάντοτε συνοδεύονται από μία δίοδο ελεύθερης διέλευσης (Σχήμα 1.4) που συνδέεται αντιπαράλληλα με αυτά για να επιτρέπει ελεύθερα την ενδεχόμενη ροή ρεύματος προς την πηγή [1],[2],[18].



Σχήμα 1.5. Πολικές και φασικές τάσεις αντιστροφέα [35].

Η αρχή λειτουργίας του αντιστροφέα είναι η εξής: ο ημιαγωγικός διακόπτης ανοίγει και κλείνει με μεγάλη συχνότητα τεμαχίζοντας μία συνεχή τάση της πηγής σε παλμούς πολύ μικρής χρονικής διάρκειας (Σχήμα 1.5), διαμορφώνει δηλαδή το εύρος των παλμών (Pulse Width Modulation -PWM) για να ελέγξει την μέση τιμή του παλμού τάσης που θα προκύψει. Το επιθυμητό αποτέλεσμα είναι να προσεγγίσει η τάση εξόδου του αντιστροφέα -όσο το δυνατόν περισσότερο- την μορφή του ημιτόνου.

Η τοπολογία που συναντάται συνήθως και παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.4 είναι ο τριφασικός αντιστροφέας συνδεσμολογίας γέφυρας που παράγει έξι επίπεδα φασικής τάσης εξόδου (πέντε διακριτά). Αυτό το επιτυγχάνει με τους οκτώ επιτρεπτούς συνδυασμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του. Ως επιτρεπτούς εννοούμε τους συνδυασμούς που δεν περιλαμβάνουν διακόπτες του ίδιου κλάδου αφού αυτό θα δημιουργούσε βραχυκύκλωμα της πηγής. Η διάταξη αντιστροφέα αναλύεται πλήρως στο τρίτο κεφάλαιο.

1.5 Ηλεκτρική μηχανή

Ηλεκτρική μηχανή ονομάζεται η διάταξη μετατροπής της ηλεκτρικής ενέργειας σε έργο (κινητήρας) ή η διάταξη μετατροπής της μηχανικής ενέργειας σε ηλεκτρική (γεννήτρια). Για τους σκοπούς της παρούσας εργασίας θα ασχοληθούμε με τον έλεγχο λειτουργίας της μηχανής ως κινητήρα.

Ανάλογα με την εφαρμογή, μπορεί να επιλεγθεί ο καταλληλότερος τύπος κινητήρα. Οι βασικοί τύποι ηλεκτρικών κινητήρων είναι οι εξής:

- A. Κινητήρας συνεχούς ρεύματος
- B. Σύγχρονος κινητήρας
- C. Τριφασικός κινητήρας επαγωγής

A. Ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος είναι ένας DC κινητήρας. Χαρακτηρίζεται από τον τρόπο τροφοδοσίας του τυλίγματος διέγερσης:

1. Διέγερσης σε σειρά. Το τύλιγμα πεδίου τροφοδοτείται σε σειρά με το τύλιγμα τύμπανου δίνοντας την δυνατότητα για κατασκευή κινητήρων υψηλής ροπής σε μικρές ταχύτητες.
2. Παράλληλης διέγερσης. Το τύλιγμα πεδίου τροφοδοτείται παράλληλα με το τύλιγμα τύμπανου δίνοντας έτσι την δυνατότητα για κατασκευή κινητήρων υψηλών ταχυτήτων.
3. Σύνθετης διέγερσης. Το τύλιγμα πεδίου τροφοδοτείται εν μέρει παράλληλα εν μέρει σε σειρά με το τύλιγμα τύμπανου δίνοντας την δυνατότητα κινητήρα σταθερής ταχύτητας ανεξάρτητα από τις μεταβολές της ροπής φορτίου.
4. Ξένης διέγερσης. Το τύλιγμα πεδίου τροφοδοτείται από ανεξάρτητη πηγή τάσης δίνοντας τη δυνατότητα για εύκολο έλεγχο του πεδίου διέγερσης και άρα έλεγχο ταχύτητας.

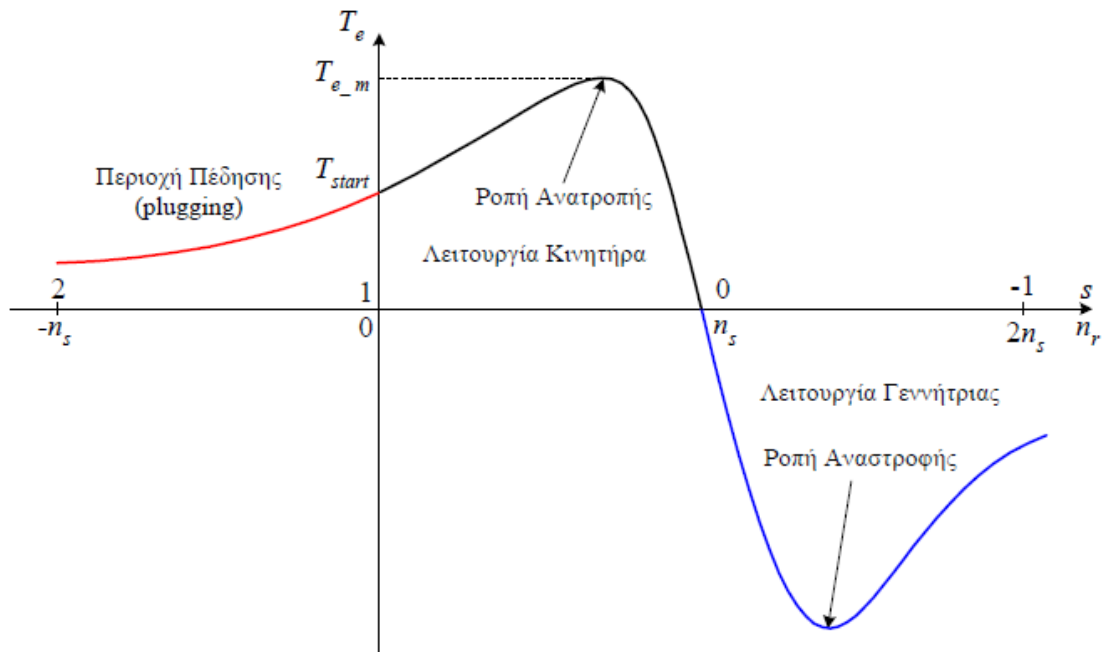
Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης έχουν χρησιμοποιηθεί ευρέως σε συστήματα που απαιτούν μεταβολή στροφών για πολλά χρόνια. Το βασικότερο πλεονέκτημά τους είναι ο εύκολος τρόπος ρύθμισης ροπής και ταχύτητας με έναν dc-dc μετατροπέα ισχύος. Αυτός είναι ο λόγος που για δεκαετίες ήταν η μονή επιλογή σε εφαρμογές που απαιτούσαν μεταβλητή ταχύτητα και μόνο τα τελευταία τριάντα χρόνια έδωσαν τη σκυτάλη στους επαγωγικούς κινητήρες. Χαρακτηρίζονται από μία σειρά μειονεκτημάτων που είναι:

- Υψηλό κόστος κατασκευής
- Σχετικά χαμηλή μέγιστη ταχύτητα λόγω μηχανικής καταπόνησης συλλέκτη
- Ανάγκη τακτικής συντήρησης συλλέκτη
- Μεγάλο βάρος δρομέα

Β. Ο σύγχρονος κινητήρας είναι μία AC μηχανή. Η λειτουργία του βασίζεται στην αλληλεπίδραση δύο πεδίων, του πεδίου διεγέρσεως και του πεδίου τυμπάνου. Το όνομά του (σύγχρονη) φανερώνει ότι ο άξονας της μηχανής στρέφεται με την ταχύτητα του πεδίου τυμπάνου. Το πεδίο τυμπάνου δημιουργείται από τριφασικά σταθερά τυλίγματα που βρίσκονται στον στάτη και δημιουργούν ένα ομοιόμορφα στρεφόμενο και ημιτονοειδές κατανεμημένο μαγνητικό πεδίο. Το πεδίο διεγέρσεως βρίσκεται συνήθως στον δρομέα και είναι (ή τουλάχιστον έως τώρα ήταν) ένας ηλεκτρομαγνήτης (τύλιγμα πεδίου). Τα τελευταία χρόνια αυτός τείνει να αντικατασταθεί από μόνιμους μαγνήτες μεγάλης παραμένουσας μαγνήτισης συγκεντρώνοντας μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον. Συγκεντρώνουν σημαντικά πλεονεκτήματα όπως απλότητα κατασκευής, μείωση απωλειών, βελτίωση απόδοσης.

Γ. Τέλος η επαγωγική ή ασύγχρονη μηχανή, που το όνομα της φανερώνει ότι η ταχύτητα του άξονα δεν έχει την ίδια ταχύτητα με αυτή των πεδίου τύμπανου, είναι μία AC μηχανή. Η αρχή λειτουργίας της στηρίζεται στο ίδιο φαινόμενο με αυτό του μετασχηματιστή. Ο στάτης της μηχανής λειτουργεί ως πρωτεύον τύλιγμα και ο δρομέας ως δευτερεύον όπου επάγονται ρεύματα στα τυλίγματά του (τυλίγματα πεδίου). Αυτό σημαίνει ότι το τύλιγμα πεδίου δεν έχει ανάγκη από τροφοδοσία πράγμα που προσδίδει στη μηχανή μία σειρά από πλεονεκτήματα όπως μικρό βάρος και όγκο, μεγάλη διάρκεια ζωής χωρίς ή με ελάχιστη συντήρηση και υψηλή αξιοπιστία και απόδοση. Πλέον με την εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος είναι ικανές να αντικαταστήσουν πλήρως τις μηχανές συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης σε εφαρμογές μεταβλητών στροφών.

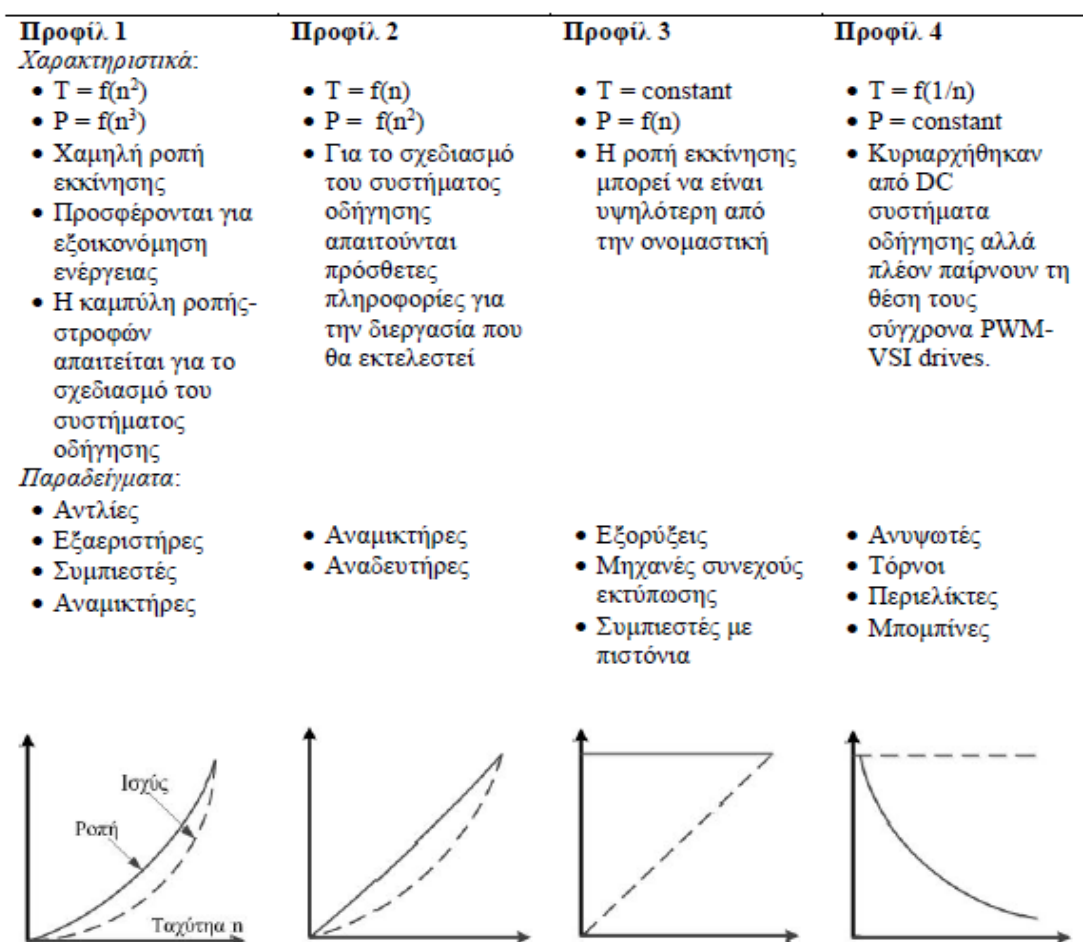
Γενικότερα η επαγωγική μηχανή, ως συσκευή ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας, χαρακτηρίζεται από τρεις περιοχές λειτουργίας (αντίστοιχα και οι υπόλοιπες που αναφέρθηκαν) σύμφωνα με την καμπύλη ροπής-ταχύτητας. Στο Σχήμα 1.6 παρουσιάζονται οι τρεις χρήσεις της μηχανής: λειτουργία πέδης όταν θέλουμε να προβάσουμε ροπή αντίστασης σε κάποιο στρεφόμενο σύστημα, λειτουργία κινητήρα όπου η προσφερόμενη ηλεκτρική ισχύς μεταφέρεται ως μηχανική από τον άξονα και την περιοχή λειτουργίας γεννήτριας. Χρησιμοποιούνται συνήθως σε μικρές ανεμογεννήτριες του διασυνδεδεμένου συστήματος, αλλά παρουσιάζουν μειονεκτήματα έναντι των σύγχρονων μηχανών με κυριότερο την αδυναμία διόρθωσης του συντελεστή ισχύος. Η συντριπτική πλειοψηφία εφαρμογών της επαγωγικής μηχανής περιλαμβάνουν τη λειτουργία της ως κινητήρας. Ο επαγωγικός κινητήρας αναλύεται πλήρως στο δεύτερο κεφάλαιο [3],[4],[12],[22],[14],[16].



Σχήμα 1.6. Περιοχές λειτουργίας του επαγωγικού κινητήρα σύμφωνα με την καμπύλη ροπής-ταχύτητας[35].

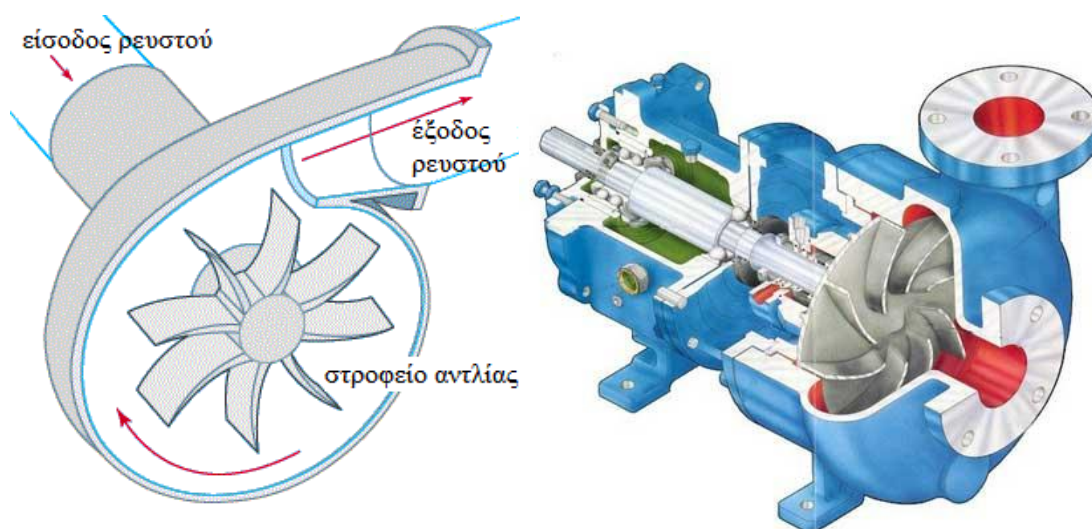
1.6 Φορτίο – αντλία

Το φορτίο σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης είναι το μηχανικό σύστημα που δέχεται την μηχανική ενέργεια της ηλεκτρικής μηχανής. Οι απαιτήσεις και τα χαρακτηριστικά του φορτίου μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τέσσερα προφίλ:



Σχήμα 1.7. Προφίλ μηχανικών φορτίων[5].

Το φορτίο είναι το πρωταρχικό στοιχείο ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, είναι λοιπόν λογικό όλος ο σχεδιασμός του συστήματος να γίνεται με βάση το προφίλ του. Το προφίλ του φορτίου που αφορά στην παρούσα εργασία περιγράφεται στην αριστερή στήλη του Σχήματος 1.7 (αντλίες εξαεριστήρες). Έχει την ιδιαιτερότητα να απαιτεί χαμηλή ροπή εκκίνησης και η σχέση ροπής – στροφών να είναι μη γραμμική (τετραγωνική). Αυτό οφείλεται στη μη γραμμική αύξηση της τριβής του ρευστού σε σχέση με την ταχύτητά του [11],[23],[24],[34].



Σχήμα 1.8. Βασικά δομικά στοιχεία μιας φυγοκεντρικής αντλίας[11].

Το βασικό δομικό στοιχείο μιας αντλίας είναι το κέλυφος, που διαθέτει την είσοδο του ρευστού (αναρρόφηση), την έξοδο του ρευστού (κατάθλιψη), και αποτελεί το κυρίως σώμα με κατάλληλη υδροδυναμική διαμόρφωση ανάλογα με τις ιδιότητες του ρευστού. Το δεύτερο δομικό στοιχείο είναι το στροφέιο της αντλίας (περωτή) που με κατάλληλη διαμόρφωση πτερυγίων κατευθύνει το ρευστό από την αναρρόφηση στην κατάθλιψη. Οι αρχές λειτουργίας, οι πρακτικές εφαρμογές και τα τεχνικά χαρακτηριστικά των αντλιών αναλύονται πλήρως στο Κεφάλαιο 4.

1.7 Σύστημα ελέγχου

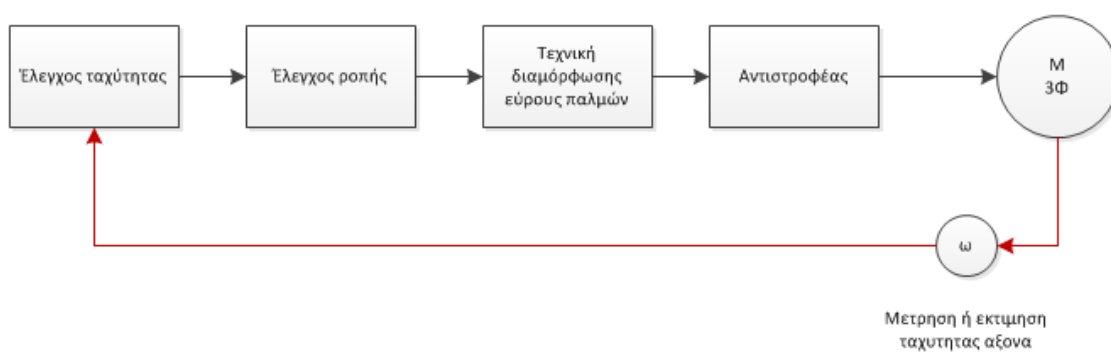
Το σύστημα ελέγχου έχει σκοπό την παρακολούθηση της λειτουργίας ολόκληρου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και την ανάληψη κατάλληλων ενεργειών ώστε να αποκτήσει το σύστημα την επιθυμητή απόκριση ταχύτητας.

Στην παρούσα εργασία ακολουθείται η τεχνική διανυσματικού ελέγχου που επιτρέπει η λειτουργία του επαγωγικού κινητήρα να προσεγγίζει την λειτουργία κινητήρα συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Αυτό επιτυγχάνεται με την εφαρμογή της μεθόδου σύμφωνα με την οποία διαχωρίζονται οι μεταβλητές που αφορούν τον έλεγχο ροπής από εκείνες που αφορούν τον έλεγχο της μαγνητικής ροής του κινητήρα. Οι μεταβλητές κατάστασης του ηλεκτρικού κινητήρα υπολογίζονται θεωρώντας γνωστή την μηχανική ταχύτητα περιστροφής είτε με χρήση αισθητήρα (ταχογεννήτρια στον άξονα) ή με πιο εξελιγμένες μεθόδους υπολογισμού της.

Η εφαρμογή αν και είναι γνωστή από τις αρχές του 1970 παρουσιάζει συνεχώς αυξανόμενο ενδιαφέρον από τους ερευνητές με ιδιαίτερη έμφαση στον τρόπο απόκτησης της τιμής ταχύτητας χωρίς χρήση αισθητήρων. Αυτό γιατί σε πολλές εφαρμογές όπως οι βιομηχανικές, η χρήση αισθητήρων ταχύτητας αλλά και θέσης του δρομέα δεν ενδείκνυται λόγω κόστους, ανάγκης συχνής συντήρησης αλλά και λόγω μηχανικής αστοχίας. Σύμφωνα με όλα τα

παραπάνω θα πρέπει να αναλογιστεί κανείς και το βεβαρυμμένο βιομηχανικό περιβάλλον του μηχανοστασίου ενός πλοίου που είναι ιδιαίτερα διαβρωτικό και με υψηλές τιμές υγρασίας. Επίσης η ακρίβεια των αισθητήρων αλλά και η απόκρισή τους, δεν είναι σταθερή σε όλη την περιοχή των συχνοτήτων λειτουργίας και ειδικότερα στις χαμηλές συχνότητες λειτουργίας. Εάν στα προηγούμενα προστεθεί ο ηλεκτρονικός θόρυβος και οι μηχανικές ταλαντώσεις του φορτίου, τότε η απαλοιφή του αισθητήρα ταχύτητας μπορεί να είναι πολύ σημαντικό πλεονέκτημα.

Για τους λόγους που αναφέρθηκαν στο πέμπτο κεφάλαιο αναλύεται πλήρως ο τρόπος αντικατάστασης του αισθητήρα ανάδρασης ταχύτητας από ένα υποσύστημα το οποίο θα μπορεί να παρατηρεί τις μεταβολές των ηλεκτρικών και μηχανικών μεγεθών του ηλεκτρικού κινητήρα μετρώντας μόνο τις πολικές τάσεις και τα ρεύματα γραμμής (Σχήμα 1.9). Αυτό το υποσύστημα καλείται παρατηρητής (observer) ή εκτιμητής (estimator). Έτσι ένα σύστημα που διαθέτει παρατηρητή ονομάζεται σύστημα χωρίς αισθητήρα ανάδρασης ταχύτητας (sensorless) [7],[8],[9],[10],[15],[19],[20],[26],[27].



Σχήμα 1.9. Διάγραμμα διανυσματικού ελέγχου τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα.

Το σύστημα ελέγχου λοιπόν παρέχει κατάλληλους παλμούς στον αντιστροφέα του μετατροπέα ισχύος (Σχήμα 1.2) της διάταξης για τη διαμόρφωση πλάτους τάσης και συχνότητας της τάσης τροφοδότησης του κινητήρα.

Τα σημαντικά πλεονεκτήματα της τεχνικής είναι:

- καλή απόκριση ροπής
- ακριβής έλεγχος ταχύτητας περιστροφής
- πολύ καλή απόδοση
- μέγιστη ροπή ακόμα και σε πολύ μικρές ταχύτητες περιστροφής

Ο διανυσματικός έλεγχος αναλύεται πλήρως στο Κεφάλαιο 5.

2. ΑΣΥΓΧΡΟΝΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ ΓΙΑ ΟΔΗΓΗΣΗ ΑΝΤΛΙΩΝ

2.1 Εισαγωγή

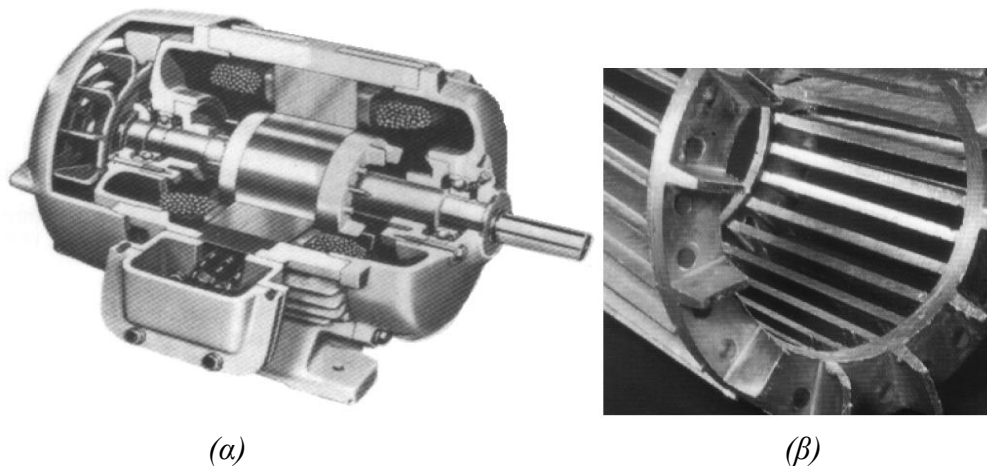
Ο ασύγχρονος κινητήρας χρησιμοποιείται κατά κόρον στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης βιομηχανικών εφαρμογών λόγω της απλότητας, του χαμηλού κόστους, μικρού βάρους και όγκου, υψηλής αξιοπιστίας και απόδοσης, της μεγάλης διάρκειας ζωής του χωρίς ιδιαίτερες ανάγκες συντήρησης, καθώς και της διαθεσιμότητάς του σε πολύ μεγάλο εύρος ισχύος.

Ένας επιπλέον λόγος που συντέλεσε στην ευρεία εφαρμογή του ασύγχρονου κινητήρα είναι η ευκολία ελέγχου του, που εμφανίστηκε με την εφαρμογή προηγμένων τεχνικών ελέγχου μέσω των σύγχρονων ψηφιακών επεξεργαστών σήματος (DSP) σε συνδυασμό με μοντέρνους αντιστροφείς.

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύεται σε βάθος η λειτουργία του ασύγχρονου κινητήρα με μαθηματικά μοντέλα κάνοντας χρήση των ισοδύναμων κυκλωμάτων του κινητήρα. Αυτή η ανάλυση θα μας επιτρέψει να περάσουμε αργότερα στο μετασχηματισμένο μοντέλο του κινητήρα σε πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων d-q που στρέφεται με αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα και να δοθούν οι σχετικές εξισώσεις με τα αντίστοιχα ισοδύναμα κυκλώματα. Βάσει αυτού του μετασχηματισμένου μοντέλου θα αναλυθεί στο Κεφάλαιο 5 η μέθοδος της τεχνικής ελέγχου για την οδήγηση των αντλιών.

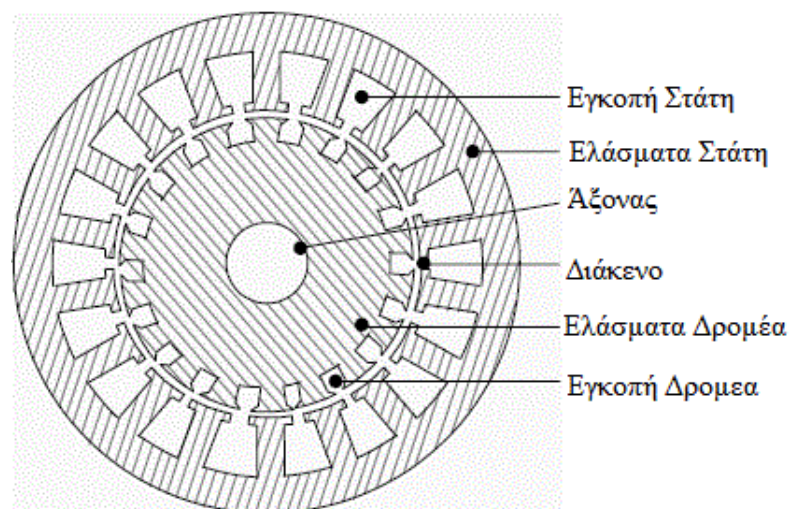
2.2 Κατασκευαστικά χαρακτηριστικά

Ο ασύγχρονος κινητήρας αποτελείται από δύο μέρη: τον στάτη που είναι το σταθερό τμήμα και φέρει το τύλιγμα τυμπάνου (armature winding) και το τύλιγμα δρομέα (ρότορα) που είναι το περιστρεφόμενο μέρος και φέρει το τύλιγμα πεδίου (field winding).



Σχήμα 2.1. Τυπική μορφή επαγωγικού κινητήρα. (α) εσωτερικό κινητήρα, διακρίνεται στάτης - δρομέας, (β) δομή δρομέα κλωβού [24].

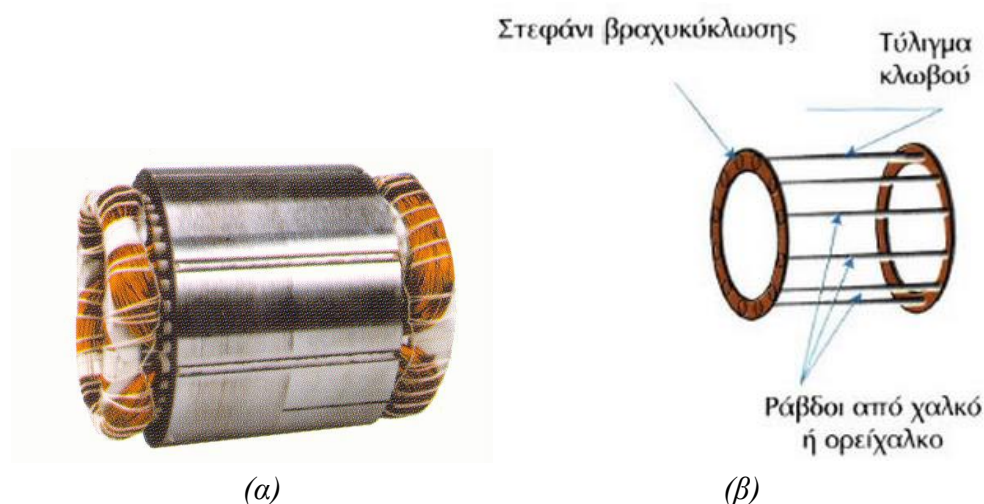
Ο στάτης περιλαμβάνει τον πυρήνα και τα τυλίγματά του, ο πυρήνας αποτελείται από ελάσματα χάλυβα αξονικά τοποθετημένα (για την αποφυγή ανάπτυξης διννορευμάτων) στην εσωτερική επιφάνεια των οποίων υπάρχουν συμμετρικές εγκοπές ως αξονικές αυλακώσεις προκειμένου να τοποθετηθούν τα τυλίγματά του. Τα τυλίγματα στάτη μπορούν να συνδεθούν κατά αστέρα ή τρίγωνο ανάλογα με τον σχεδιασμό. Τα τυλίγματα στον στάτη πρέπει να κατανέμονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται κατά το δυνατόν ημιτονοειδής κατανομή του αναπτυσσόμενου μαγνητικού πεδίου στο διάκενο, όπως αναλύεται σε επομένη παράγραφο.



Σχήμα 2.2 Τομή επαγωγικού κινητήρα, εγκοπές τυλιγμάτων στάτη-δρομέα [14].

Ως προς την κατασκευή του δρομέα υπάρχουν δύο βασικές κατηγορίες:

- Κινητήρας με τυλιγμένο δρομέα (δακτυλιοφόρος δρομέας), που έχει την δυνατότητα παρέμβασης στο τύλιγμα του δρομέα, όπως η σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων για ρύθμιση της ροπής εκκίνησης.
- Κινητήρας με βραχυκυκλωμένο δρομέα (τύπου κλωβού)



Σχήμα 2.3. Δρομέας ασύγχρονου κινητήρα (α) τυλιγμένου δρομέα (β) κλωβού[35].

Στην περίπτωση τυλιγμένου δρομέα, αυτός αποτελείται από πυρήνα και τα τυλίγματά του όπως ο στάτης. Ο πυρήνας είναι κυλινδρικός από χαλύβδινα ελάσματα με αξονικές αυλακώσεις στην περιφέρειά του για την τοποθέτηση των τυλιγμάτων (Σχήμα 2.2).

Ο πιο συνηθισμένος τύπος επαγωγικού κινητήρα έχει δρομέα μορφής κλωβού (Σχήματα 2.1 και 2.3), στον οποίο οι ράβδοι είναι συνήθως από χαλκό ή κάποιο κράμα του και σε άλλες περιπτώσεις από αλουμίνιο. Αυτές οι ράβδοι βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους και στα δύο άκρα του δρομέα με αγώγιμους δακτυλίους, οι οποίοι μπορούν να διαμορφωθούν κατάλληλα για να χρησιμοποιηθούν σαν ανεμιστήρες (Σχήμα 2.1 (β)).

Ο κινητήρας με δρομέα κλωβού υπερτερεί έναντι του κινητήρα τυλιγμένου δρομέα γιατί ο δρομέας κλωβού είναι πιο απλός στην κατασκευή, και άρα μικρότερου κόστους, και είναι ελαφρύτερος συνεπώς έχει μικρότερη αδράνεια στρεφόμενης μάζας, καλύτερη δυναμική συμπεριφορά και λιγότερες φθορές στους τριβείς άξονα. Τέλος, δεν μεταβάλλονται τα χαρακτηριστικά του με τον χρόνο όπως θα μπορούσαν τα τυλίγματα του τυλιγμένου δρομέα μετά από κάποιο χρονικό διάστημα.

Ο ασύγχρονος κινητήρας επαγωγής οφείλει το όνομά του σε δύο ιδιότητες που τον συνοδεύουν, δηλαδή ότι είναι ασύγχρονος γιατί ο δρομέας έχει ταχύτητα διαφορετική από την σύγχρονη και ότι είναι επαγωγικός γιατί κατά την λειτουργία του παράγεται ρεύμα εξ επαγωγής στο τύλιγμα του δρομέα σαν ένα είδος μετασχηματιστή,[3],[4],[12].

2.3 Αρχή λειτουργίας

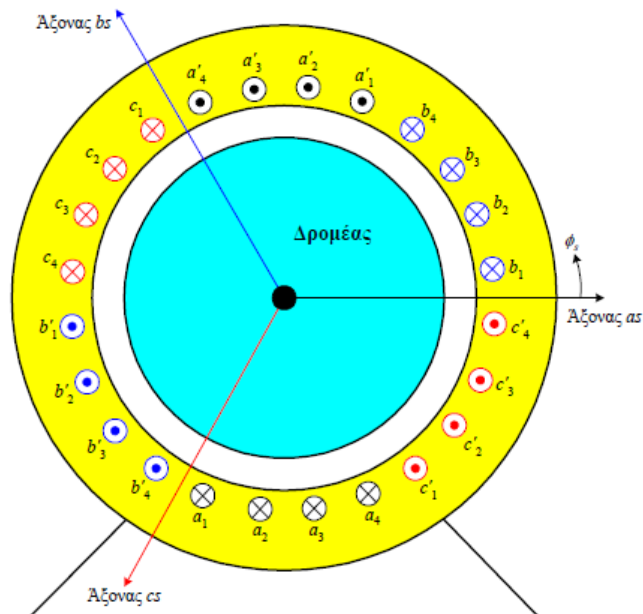
Ας υποθέσουμε την απλούστερη περίπτωση όπου έχουμε μία διπολική μηχανή που φέρει στον στάτη στοιχειώδες τριφασικό τυλίγμα. Τρία ρεύματα με ημιτονοειδή χρονική μεταβολή και διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους διαρρέουν τα τρία συμμετρικά τοποθετημένα τυλίγματα.

$$i_a = I_m * \cos(\omega t) \tag{2.1}$$

$$i_b = I_m * \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.2}$$

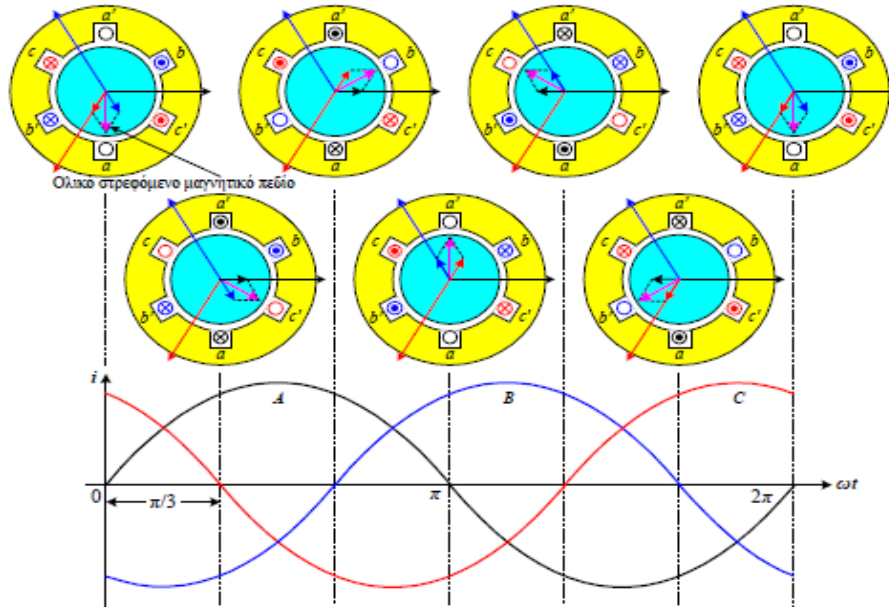
$$i_c = I_m * \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \tag{2.3}$$

Οι περιελίξεις κάθε τυλίγματος του στάτη κατανέμονται με τέτοιο τρόπο ώστε ένα ρεύμα τυλίγματος του στάτη να δημιουργεί ένα προσεγγιστικά ημιτονοειδές κατανεμημένο μαγνητικό πεδίο στην περιφέρεια του διακένου (Σχήμα 2.4).



Σχήμα 2.4. Τυλίγματα στάτη και οι μαγνητικοί άξονες των τυλιγμάτων, με διαφορά φάσης 120° [35].

Όταν τρία ρεύματα με ημιτονοειδή χρονική μεταβολή και διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους διαρρέουν τρία συμμετρικά τοποθετημένα τυλίγματα, παράγεται μία ακτινικής κατεύθυνσης μαγνητική ροή διακένου, η οποία είναι επίσης ημιτονοειδής κατανομημένη στην περιφέρεια του διακένου και περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ίση με την γωνιακή συχνότητα των ρευμάτων του στάτη.



Σχήμα 2.5. Ακτινικής κατεύθυνσης μαγνητική ροή διακένου[35].

Τα ρεύματα που ρέουν στα τριφασικά τυλίγματα δημιουργούν τρία κύματα μαγνητεγερτικής δύναμης ΜΕΔ (Σχήμα 2.5).

$$\Phi_a = N * i_a * \cos(\omega t) \quad (2.4)$$

$$\Phi_b = N * i_b * \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.5)$$

$$\Phi_c = N * i_c * \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.6)$$

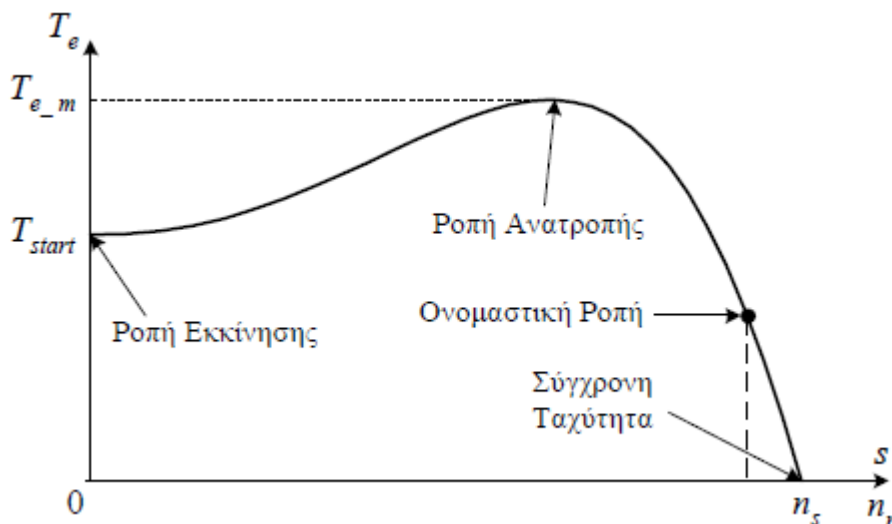
που αθροίζονται διανυσματικά:

$$\Phi_{ολ} = \frac{2}{3} N * I_m * \cos(\omega t) \quad (2.7)$$

Η αρχή λειτουργίας του επαγωγικού κινητήρα είναι η εξής:

Το τύλιγμα του στάτη τροφοδοτείται με συμμετρικά τριφασικά εναλλασσόμενα ρεύματα. Σύμφωνα με όσα αναλύθηκαν παραπάνω, στον στάτη δημιουργείται περιστρεφόμενο μαγνητικό πεδίο, το οποίο με την σειρά του εμπλέκει τα τυλίγματα του δρομέα. Η μεταβολή της μαγνητικής ροής μέσα στα τυλίγματα του δρομέα επάγει σε αυτά ρεύματα τα οποία έχουν την ίδια συχνότητα αρχικά όταν ο δρομέας είναι ακίνητος (όπως θα συνέβαινε και στο δευτερεύον ενός μετασχηματιστή). Στη συνέχεια ο δρομέας αναπτύσσει περιστρεφόμενο κύμα ΜΕΔ που αλληλεπιδρά με τον στάτη και παράγεται ροπή στον άξονα της μηχανής. Όταν ο δρομέας αρχίζει να περιστρέφεται, τα τυλίγματα του δρομέα αναπτύσσουν ρεύματα εξ επαγωγής σε συχνότητα διαφορετική από την συχνότητα του στάτη και συγκεκριμένα στην συχνότητα που αντιστοιχεί στην διαφορά ανάμεσα στη σύγχρονη ταχύτητα και την ταχύτητα περιστροφής δρομέα (ταχύτητα ολισθήσεως s). Έτσι το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο που παράγουν τα ρεύματα εξ επαγωγής περιστρέφεται ως προς τον δρομέα με την ταχύτητα ολισθήσεως και έχει τελικά την ίδια ταχύτητα περιστροφής με το πεδίο του στάτη. Τα δύο πεδία παραμένουν λοιπόν ακίνητα το ένα ως προς το άλλο και μπορεί να αναπτυχθεί πλέον σταθερή ροπή,[3].

Όπως φαίνεται και στο ακόλουθο Σχήμα (Σχήμα 2.6) ο κινητήρας ως προς την ροπή θα μπορούσε να χωριστεί σε δύο περιοχές: την περιοχή μη σταθερής ροπής από την ροπή εκκίνησης μέχρι τη μέγιστη ροπή (ανατροπής), και την περιοχή σταθερής ροπής από την ροπή ανατροπής έως το σημείο μηδενικής ροπής. Το επιθυμητό είναι η δεύτερη περιοχή όπου υπάρχει ένα μεγάλο εύρος ροπής σε πρακτικά πολύ κοντινές με τις ονομαστικές στροφές. Όπως μπορεί να υποθεθεί και από το όνομά της, όταν στον κινητήρα εφαρμοστεί ροπή ίση ή μεγαλύτερη από την ροπή ανατροπής τα πεδία στάτη-δρομέα αποσυγχρονίζονται και έτσι η μηχανή μειώνει τις στροφές της μέχρι την ακινητοποίηση.



Σχήμα 2.6. Καμπύλη ροπής-ταχύτητας[35].

Η ολίσθηση, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, ορίζεται ως η διαφορά της σύγχρονης ταχύτητας περιστροφής (n_s) και της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα (n) εκφρασμένη ως προς τη σύγχρονη ταχύτητα:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.8)$$

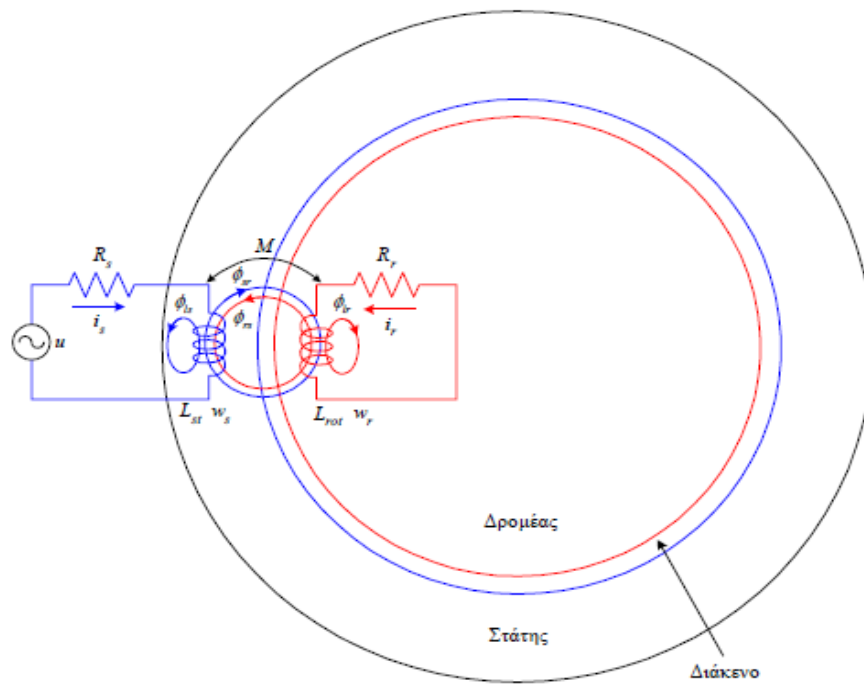
Τέλος, θα πρέπει να διευκρινιστεί η διαφορά της ηλεκτρικής ταχύτητας περιστροφής, δηλαδή η ταχύτητα του δρομέα και η μηχανική ταχύτητα (ταχύτητα άξονα). Σε μία μηχανή ένα ζεύγος πόλων καταλαμβάνει 360° έτσι στην περίπτωση μιας μηχανής P πόλων η ταχύτητα άξονα δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\omega_{\text{άξονα}} = \frac{P}{2} * \omega_{\text{δρομέα}} \quad (2.9)$$

Είναι εμφανές ότι σε μία διπολική μηχανή, η ταχύτητα δρομέα με την ταχύτητα άξονα θα έχουν την ίδια τιμή.

2.4 Ισοδύναμα κυκλώματα

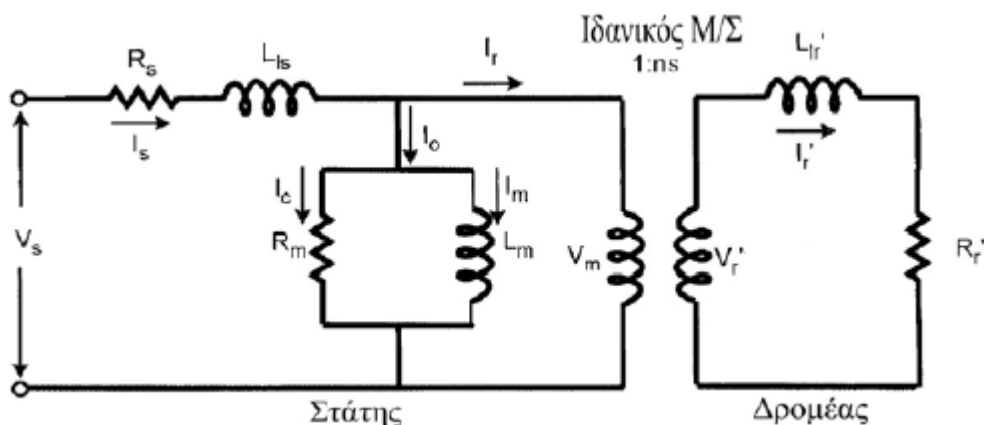
Η ανάλυση λειτουργίας της επαγωγικής μηχανής λόγω των πολύπλοκων ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων που εμπλέκονται μπορεί να γίνει ιδιαίτερα δύσκολη προσπαθώντας να δοθεί συνολική εικόνα αλληλεπίδρασης στάτη - δρομέα. Για αυτόν τον λόγο έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα της μηχανής για την προσομοίωσή της. Αργότερα θα παρουσιάσουμε το κλασικό ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα που παρουσιάζει καλή συμπεριφορά στην μόνιμη και στην μεταβατική κατάσταση λειτουργίας.



Σχήμα 2.7. Πρώτη προσέγγιση ισοδύναμου κυκλώματος [35].

Σε πρώτη προσέγγιση του μοντέλου της μηχανής θα μπορούσαμε να την θεωρήσουμε ως έναν περιστρεφόμενο μετασχηματιστή (Σχήμα 2.7). Ο μετασχηματιστής ως στατική μηχανή βέβαια, διαθέτει δύο τυλίγματα, το πρωτεύον που θα μπορούσε να αντιστοιχηθεί στο τύλιγμα του στάτη, και το δευτερεύον που θα μπορούσε να αντιστοιχηθεί στο τύλιγμα του δρομέα. Τα δύο τυλίγματα εμπλέκονται μαγνητικά και αυτεπάγουν και αλληλοεπάγουν ρεύματα σύμφωνα με το φαινόμενο της ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής [4].

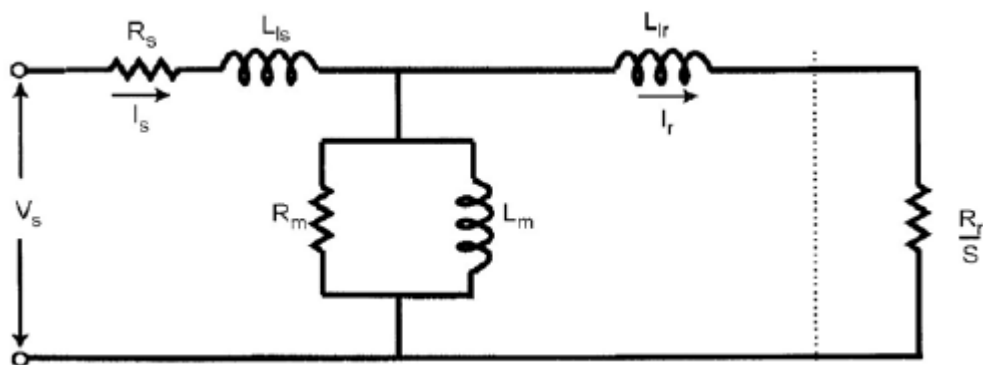
Στο ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα (Σχήμα 2.8) ο στάτης περιλαμβάνει μία αντίσταση R_s που προσομοιώνει τις θερμικές απώλειες Joule στα τυλίγματα στάτη λόγω κυκλοφορίας ρεύματος και την επαγωγή L_{ls} που είναι η αυτεπαγωγή του τυλίγματος του στάτη και προσομοιώνει την σκέδαση του μαγνητικού πεδίου του κυκλώματος, δηλαδή την μαγνητική ροή που δεν εμπλέκει άλλο τύλιγμα εκτός από το ίδιο.



Σχήμα 2.8. Ισοδύναμο κύκλωμα με μετασχηματιστή [10].

Ο εγκάρσιος κλάδος που ακολουθεί αποτελείται από μία ωμική αντίσταση παράλληλα με μία επαγωγή και καλείται κλάδος μαγνήτισης. Ο κλάδος μαγνήτισης διαρρέεται από ρεύμα πυρήνα I_0 το οποίο αποτελείται από το ρεύμα απωλειών πυρήνα I_c και από το ρεύμα μαγνήτισης I_m . Με το ρεύμα απωλειών πυρήνα που διαρρέει την αντίσταση R_m μοντελοποιούνται οι θερμικές απώλειες του σιδηρομαγνητικού πυρήνα από τον συνεχή αναπροσανατολισμό των στοιχειωδών μαγνητικών διπόλων του μαγνητικού κυκλώματος υλικού (φαινόμενο υστέρησης) και από τα δινορρέυματα. Με το ρεύμα μαγνήτισης I_m να διαρρέει την επαγωγή L_m μοντελοποιείται το μαγνητικό πεδίο εντός της μηχανής που εμπλέκει τα τυλίγματα στάτη - δρομέα. Η επαγωγή L_m ονομάζεται αλληλεπαγωγή τυλιγμάτων στάτη - δρομέα ή επαγωγή μαγνήτισης. Μέσω του πεδίου που έχει αναπτυχθεί εντός της μηχανής, η ενέργεια περνά από το διάκενο προς τον δρομέα, στον οποίο επάγονται ηλεκτρικές τάσεις και ρεύματα. Η μετάβαση από τον στάτη στον δρομέα συμβολίζεται με έναν ιδανικό μετασχηματιστή. Η μετασχηματισμένη τάση εφαρμόζεται στα τυλίγματα δρομέα (ή τους βρόχους του κλωβού) και ακολούθως επάγονται ρεύματα συχνότητας ίσης με την συχνότητα ολίσθησης. Τα στοιχεία του κυκλώματος δρομέα: L'_{lr} (αυτεπαγωγή δρομέα) και R'_r (αντίσταση δρομέα) εκφράζουν κατά πλήρη αντιστοιχία ό,τι εκφράζουν και για τον στάτη τα R_s και L_{ls} , [10],[12].

Για απλοποίηση του ισοδύναμου κυκλώματος θα μπορούσαμε να αφαιρέσουμε τον ιδανικό μετασχηματιστή και να αντικαταστήσουμε τις τιμές της αντίστασης και αυτεπαγωγής δρομέα με τις ανηγμένες στον στάτη τιμές τους, όπως φαίνεται και στο παρακάτω Σχήμα (Σχήμα 2.9).



Σχήμα 2.9. Ισοδύναμο κύκλωμα με μεγέθη ανηγμένα στον στάτη [35].

Όπου οι τιμές δρομέα υπολογίζονται από:

$$R_r = \frac{R'_r}{n^2} \quad (2.10)$$

$$L_{lr} = \frac{L'l_r}{n^2} \quad (2.11)$$

2.5 Μετασχηματισμός μεταβλητών της μηχανής επαγωγής σε πλαίσιο αναφοράς αυθαίρετης γωνιακής ταχύτητας

Οι εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική λειτουργία της ασύγχρονης τριφασικής μηχανής είναι διαφορικές εξισώσεις με χρονοεξαρτώμενες μεταβλητές, καθώς ο δρομέας της μηχανής περιστρέφεται. Η αναλυτική επίλυσή τους είναι ιδιαίτερος δύσκολη, γι' αυτό απλοποιούνται με χρήση μετασχηματισμών οι οποίοι τελικά θα τις μετατρέψουν σε συνήθεις διαφορικές εξισώσεις με σταθερούς χρονικά συντελεστές.

Ο γενικός μετασχηματισμός συνίσταται στην αναγωγή όλων των μεταβλητών της μηχανής σε ένα πλαίσιο αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα. Οι συνήθεις επιλογές για την αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα είναι η σύγχρονη ταχύτητα του πεδίου της μηχανής και η μηδενική ταχύτητα. Για την ανάλυση του κινητήρα με τη βοήθεια του μετασχηματισμού, επιλέγεται η σύγχρονη ταχύτητα. Έτσι, η αναγωγή των μεταβλητών του στάτη - δρομέα της μηχανής σε μεταβλητές φανταστικών τυλιγμάτων (που όπως αναφέρθηκε περιστρέφονται με την σύγχρονη ταχύτητα) έχει σαν αποτέλεσμα οι επαγωγές να μην είναι πλέον χρονικά μεταβαλλόμενες και η ανάλυση της μηχανής συνεπώς απλουστεύεται.

Ακολούθως, παρουσιάζεται ο γενικός μετασχηματισμός ($dq0$ transformation), καθώς και ο αντίστροφός του, ώστε να λαμβάνονται πάλι τα πραγματικά μεγέθη του στάτη και του δρομέα, [10],[22],[19],[20]:

Μετασχηματισμός $dq0$:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Αντίστροφος μετασχηματισμός $dq0$:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Έχει επικρατήσει οι άξονες του πλαισίου αναφοράς να ονομάζονται ευθύς άξονας (direct axis), εγκάρσιος άξονας (quadrature axis) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (zero axis). Σε ένα συμμετρικό σύστημα, όπως αυτό της τριφασικής τροφοδοσίας της επαγωγικής μηχανής, η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας είναι πάντοτε μηδέν. Γι' αυτό, κατά την μετατροπή

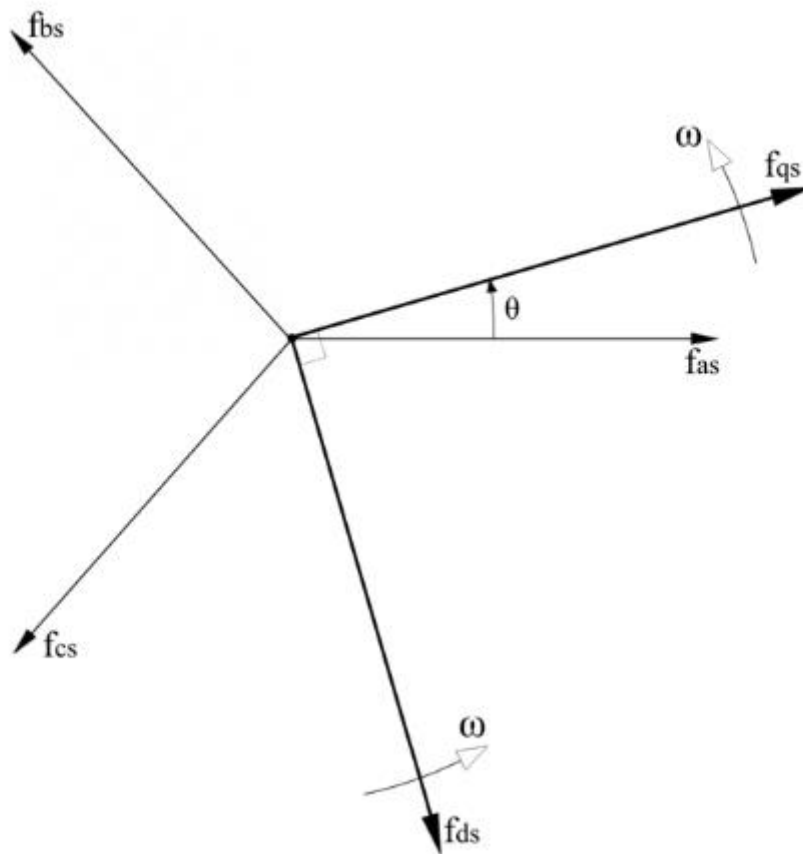
χρησιμοποιείται η μειωμένη μορφή της μήτρας μετασχηματισμού. Για παράδειγμα, στον υπολογισμό των ρευμάτων δρομέα dq γίνεται χρήση του:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Η γωνία θ είναι το ολοκλήρωμα της γωνιακής ταχύτητας του πλαισίου (όπου στην περίπτωση της ανάλυσης του κινητήρα λαμβάνεται η σύγχρονη ταχύτητα) και δίνεται από την σχέση:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \omega_0 \quad (2.4)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω, παρουσιάζονται σε σχηματική μορφή οι τυχαίες θέσεις των αξόνων του πλαισίου σε σχέση με τους άξονες των τριών φάσεων:



Σχήμα 2.10. Τυχαίες θέσεις των τριφασικών αξόνων του πλαισίου d-q σε σχέση με τους άξονες των τριών φάσεων[10].

2.6 Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα επαγωγής ως προς το σύστημα αξόνων dq

Η επαγωγή του στάτη δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (2.5)$$

όπου L_{ls} η αυτεπαγωγή στάτη
και L_m η αλληλεπαγωγή στάτη-δρομέα (ή αμοιβαία επαγωγή).

Τα αντίστοιχα ισχύουν και για την επαγωγή του δρομέα [4],[3],[12],[22].

Η μαγνητική ροή της μηχανής που προέρχεται από το ρεύμα στάτη π.χ. της φάσης a είναι:

$$\lambda_{s,a} = L_s * i_{s,a} + L_m * i_{r,a} \quad (2.6)$$

Αντίστοιχα, για τα ρεύματα στάτη στους dq άξονες είναι:

$$\lambda_{sd} = L_s * i_{sd} + L_m * i_{rd} \quad (2.7)$$

$$\lambda_{sq} = L_s * i_{sq} + L_m * i_{rq} \quad (2.8)$$

και για τα ρεύματα δρομέα:

$$\lambda_{rd} = L_r * i_{rd} + L_m * i_{sd} \quad (2.9)$$

$$\lambda_{rq} = L_r * i_{rq} + L_m * i_{sq} \quad (2.10)$$

Όπως προαναφέρθηκε, οι εξισώσεις τάσης στην μηχανή επαγωγής είναι χρονομεταβλητές, λόγω της μεταβολής των μαγνητικών ροών στάτη και δρομέα κατά την περιστροφή του δρομέα, και είναι οι εξής [10],[15]:

Για τον στάτη:

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s * i_{sa} + \frac{d}{dt} \lambda_{sa} \\ v_{sb} &= R_s * i_{sb} + \frac{d}{dt} \lambda_{sb} \\ v_{sc} &= R_s * i_{sc} + \frac{d}{dt} \lambda_{sc} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Για τον δρομέα:

$$\begin{aligned} v_{ra} &= R_r * i_{ra} + \frac{d}{dt} \lambda_{ra} \\ v_{rb} &= R_r * i_{rb} + \frac{d}{dt} \lambda_{rb} \\ v_{rc} &= R_r * i_{rc} + \frac{d}{dt} \lambda_{rc} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Εκτελώντας τον παραπάνω μετασχηματισμό για το διάνυσμα $[v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$, επιλέγοντας για ταχύτητα πλαισίου την σύγχρονη ταχύτητα ($\omega = \omega_e$), προκύπτουν:

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_e * \lambda_{sq} \quad (2.13)$$

$$v_{sq} = R_s * i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} - \omega_e * \lambda_{sd} \quad (2.14)$$

Αντίστοιχα, μετασχηματίζοντας τις τάσεις δρομέα $[v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T$ πρέπει να ληφθεί υπόψη το γεγονός ότι πρέπει να μετασχηματισθούν οι μεταβλητές των στρεφομένων με την μηχανική ταχύτητα τυλιγμάτων του δρομέα με την σχετική τους ταχύτητα σε σχέση με το σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς. Άρα, στην μήτρα μετασχηματισμού η γωνία θ αντικαθίσταται με $(\theta_e - \theta_m)$, όπου θ_m είναι η γωνία του δρομέα. Τελικά προκύπτει:

$$v_{rd} = R_s * i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - (\omega_e - \omega_m) * \lambda_{rq} \quad (2.15)$$

$$v_{rq} = R_s * i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + (\omega_e - \omega_m) * \lambda_{rd} \quad (2.16)$$

Ουσιαστικά η διαφορά $(\omega_e - \omega_m)$ είναι η ταχύτητα ολίσθησης (slip):

$$\omega_s = (\omega_e - \omega_m) \quad (2.17)$$

Μέχρι στιγμής επιτεύχθηκε μέσω του μετασχηματισμού η μετατροπή των εξισώσεων τάσης, που περιγράφουν τη δυναμική λειτουργία της μηχανής, σε συνήθεις διαφορικές εξισώσεις με σταθερούς χρονικά συντελεστές. Οι ημιτονοειδείς τάσεις, που είναι μετασχηματισμένες σε σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, θα είναι πλέον σταθερές ποσότητες (στην μόνιμη κατάσταση). Πρέπει να αναφερθεί ότι ο εξεταζόμενος κινητήρας είναι ένας επαγωγικός κινητήρας βραχυκυκλωμένου δρομέα (κλωβού). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα οι τάσεις δρομέα να είναι πάντα μηδέν ($v_{rd} = 0$, $v_{rq} = 0$).

Με αντικατάσταση των λ_{rd} λ_{rq} από τις παραπάνω εκφράσεις των μεγεθών προκύπτουν οι σχέσεις για τον στάτη:

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} - \omega_e * \lambda_{sq} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sd} + L_m \frac{d}{dt} (i_{sd} + i_{rd}) \quad (2.18)$$

$$v_{sq} = R_s * i_{sq} - \omega_e * \lambda_{sd} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{sq} + L_m \frac{d}{dt} (i_{sq} + i_{rq}) \quad (2.19)$$

και για τον δρομέα:

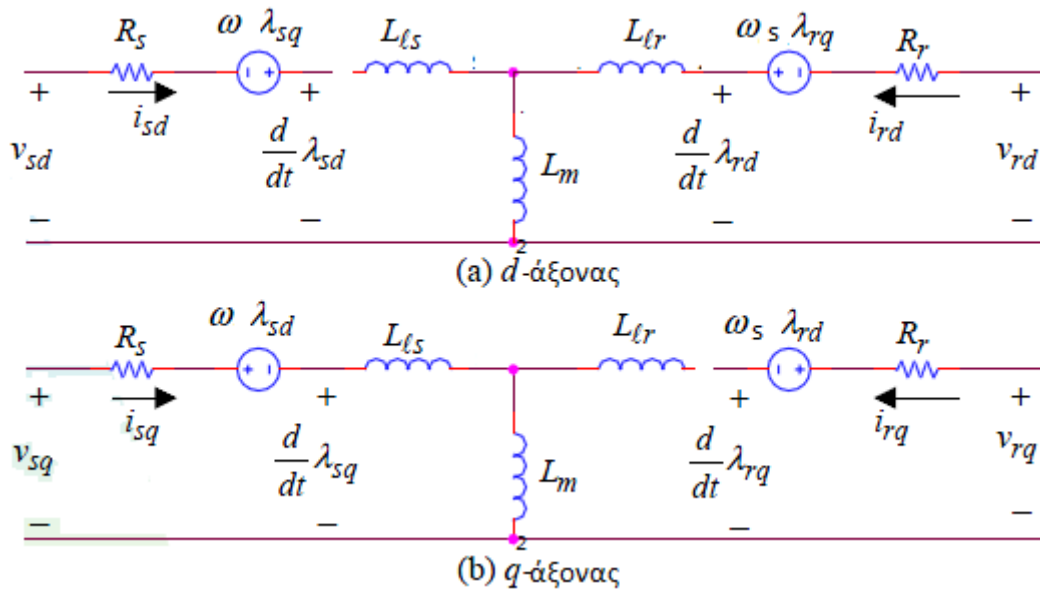
$$v_{rd} = R_r * i_{rd} - \omega_s * \lambda_{rq} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{rd} + L_m \frac{d}{dt} (i_{sd} + i_{rd})$$

(=0 για δρομέα κλωβού) (2.20)

$$v_{rq} = R_r * i_{rq} - \omega_s * \lambda_{rd} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{rq} + L_m \frac{d}{dt} (i_{sq} + i_{rq})$$

(=0 για δρομέα κλωβού) (2.21)

Σύμφωνα με τα παραπάνω, παρουσιάζονται τα ισοδύναμα κυκλώματα q,d άξονα:



Σχήμα 2.11 Ισοδύναμα κυκλώματα επαγωγικού κινητήρα ως προς τους άξονες dq . Με R_s , R_r συμβολίζονται οι ωμικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων του στάτη και του δρομέα, αντίστοιχα[19].

Για να αναπτυχθεί ροπή στην μηχανή θα πρέπει το διάνυσμα έντασης μαγνητικού πεδίου B και το διάνυσμα ρεύματος να βρίσκονται σε γωνία διάφορη του μηδενός. Για τον υπολογισμό της έκφρασης της ροπής υπενθυμίζεται ότι η γενική έκφρασή της είναι δύναμη επί απόσταση. Η έκφραση για την δύναμη είναι η ακόλουθη:

$$F = B * l * i \tag{2.22}$$

όπου l είναι το μήκος των αγωγών που εμπλέκονται δηλαδή το μήκος που έχει ο δρομέας. Ο αριθμός των τυλιγμάτων N που εμπλέκονται σε μία μικρή γωνία $d\xi$ είναι:

$$d\xi = N * \cos(\xi)d\xi \tag{2.23}$$

Αν επιστέψουμε στον γενικό ορισμό της ροπής (δύναμη x απόσταση), όπου στην περίπτωση του κινητήρα η απόσταση είναι η διάμετρος του δρομέα r , συνοψίζοντας τις παραπάνω εκφράσεις για τον υπολογισμό της έκφρασης της ροπής, προκύπτει:

$$dT(\xi) = r * (B * \cos(\xi) * l * i) * N * \cos(\xi)d\xi \tag{2.24}$$

Το ολοκλήρωμα της παραπάνω σχέσης είναι:

$$T(\xi)=2 * NrliBi \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos(\xi)^2 d\xi = \pi * N * ((r * l) * B) \times i \tag{2.25}$$

Εάν r η ακτίνα του δρομέα και l το μήκος του, το γινόμενο τους δίνει την επιφάνεια που εμπλέκεται ηλεκτρομαγνητικά και σχηματίζει το πλαίσιο του δρομέα, $S = (r * l)$.

Το γινόμενο της μαγνητικής επαγωγής B με την κάθετη επιφάνεια που εμπλέκεται $S_k = (r * \cos(\xi)) * l$ δίνει την μαγνητική ροή Φ :

$$\Phi = S_k * B \quad (2.26)$$

Από τον τύπο της ροής αλληλενδéseως ή πεπλεγμένης μαγνητικής ροής λ :

$$\lambda = N * \Phi \quad (2.27)$$

Συνδυάζοντας τα παραπάνω μετά από πράξεις και θεωρώντας ότι η μηχανή είναι πολύπλοκη προκύπτει,[17]:

$$T = \frac{p}{2} * \lambda \times i \quad (2.28)$$

Υπενθυμίζεται ότι, αν τα δύο διανύσματα έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 90° τότε το εξωτερικό γινόμενο εκφυλίζεται σε απλό γινόμενο. Στην περίπτωση του ορθογώνιου πλαισίου d-q αν θέλαμε να υπολογίσουμε την ροπή του δρομέα στον άξονα d, θα προέκυπτε από την μαγνητική επαγωγή B_q και το ρεύμα i_d . Αυτό σημαίνει ότι το διάνυσμα B_q ασκεί ροπή γιατί τείνει να ευθυγραμμιστεί με τον άξονα d, γι' αυτό η ροπή που ασκεί είναι θετική,[19]:

$$T_d = \frac{p}{2} * \lambda_{rq} * i_{rd} \quad (2.29)$$

Αντίστοιχα για τον άξονα q, το διάνυσμα B_d ασκεί ροπή γιατί τείνει να ευθυγραμμιστεί με τον άξονα q, αφού η ροπή που ασκεί είναι αρνητική:

$$T_q = -\frac{p}{2} * \lambda_{rd} * i_{rq} \quad (2.30)$$

Συνδυάζοντας τις παραπάνω σχέσεις, η ροπή του κινητήρα ως προς τα μετασχηματισμένα του μεγέθη, προκύπτει από την σχέση:

$$T_{em} = \frac{p}{2} (\lambda_{rq} * i_{rd} - \lambda_{rd} * i_{rq}) \quad (2.31)$$

Με αντικατάσταση των λ_{rd} και λ_{rq} από τις παραπάνω εκφράσεις των μεγεθών, προκύπτει η σχέση:

$$T_{em} = \frac{p}{2} * L_m * (i_{sq} * i_{rd} - i_{sd} * i_{rq}) \quad (2.32)$$

Η ταχύτητα του δρομέα ω_r , και κατ' επέκταση του άξονα της μηχανής ω_{mech} , είναι ένα μέγεθος εξαρτώμενο από την ροπή του άξονα, σε συνδυασμό με την ροπή του φορτίου, αλλά και από την αδράνεια του συστήματος. Η ταχύτητα του άξονα προκύπτει από τη σχέση:

$$\omega_{mech} = \int \frac{T_{em} - T_L}{J_{eq}} dt + \omega_{mech}(0) \quad (2.33)$$

Η σχέση που συνδέει την ταχύτητα του άξονα με την ταχύτητα του δρομέα είναι:

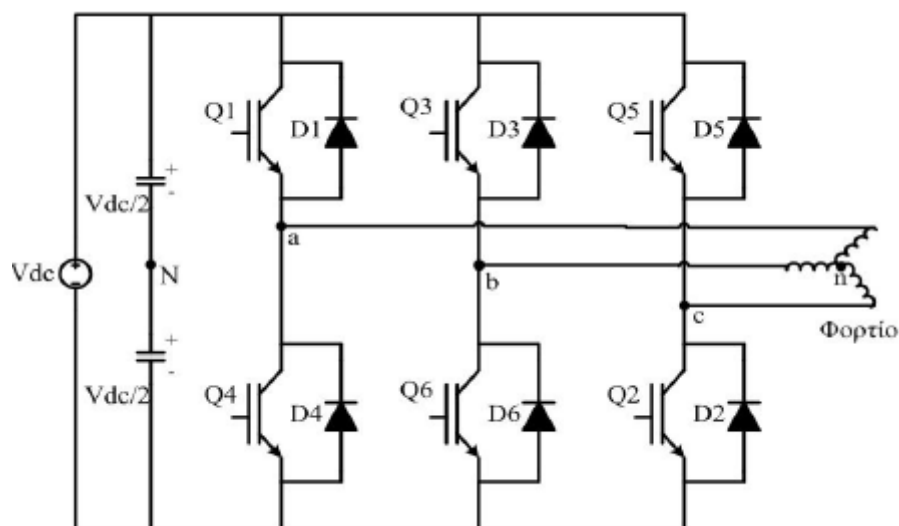
$$\omega_{mech} = \frac{2}{p} * \omega_r \quad (2.34)$$

όπου p είναι ο αριθμός των πόλων της μηχανής.

3. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΩΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

3.1 Εισαγωγή

Στα συστήματα ελεγχόμενης ηλεκτρικής κίνησης τα σήματα ελέγχου πυροδοτούν έναν τριφασικό αντιστροφέα ισχύος για να προκύψουν οι κατάλληλες τάσεις τροφοδότησης του επαγωγικού κινητήρα. Στην πράξη συναντώνται αντιστροφείς πηγής τάσης δύο επιπέδων που αποτελούνται από τρεις ημιγέφυρες, οι οποίες είναι ηλεκτρικά μετατοπισμένες κατά $2\pi/3$ και παράγουν πέντε διακριτά επίπεδα τάσης.

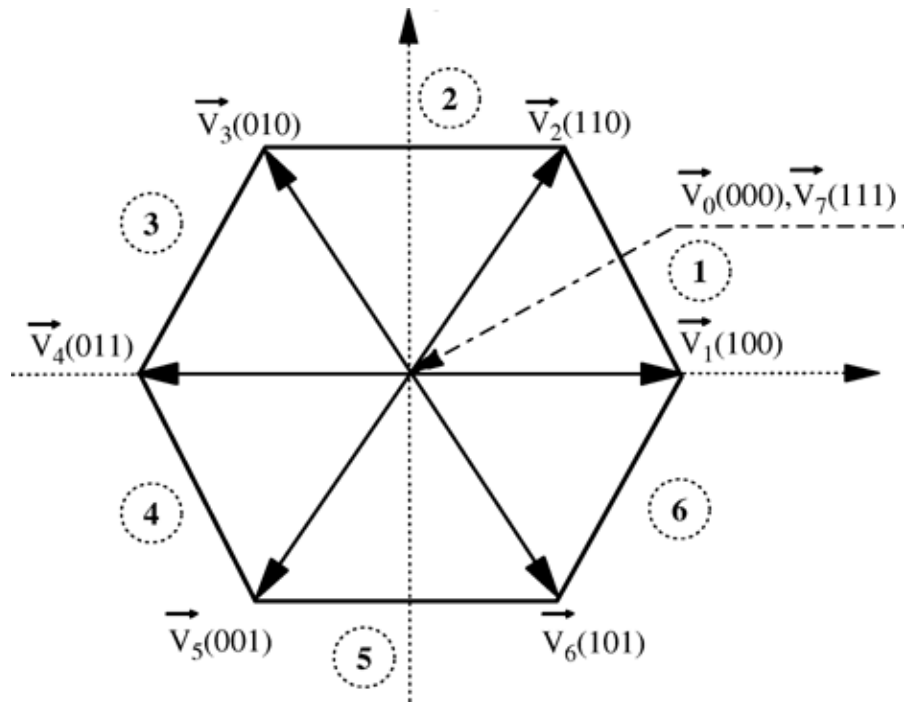


Σχήμα 3.1 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων[10].

Στο Σχήμα φαίνεται η φανταστική μεσαία λήψη μέσω του κόμβου N η οποία δημιουργείται με τη βοήθεια χωρητικού καταμεριστή. Η φυσική ύπαρξη του καταμεριστή πολλές φορές στην πράξη δεν απαιτείται, υπάρχει όμως στο Σχήμα για λόγους ευκολότερης κατανόησης του τρόπου λειτουργίας.

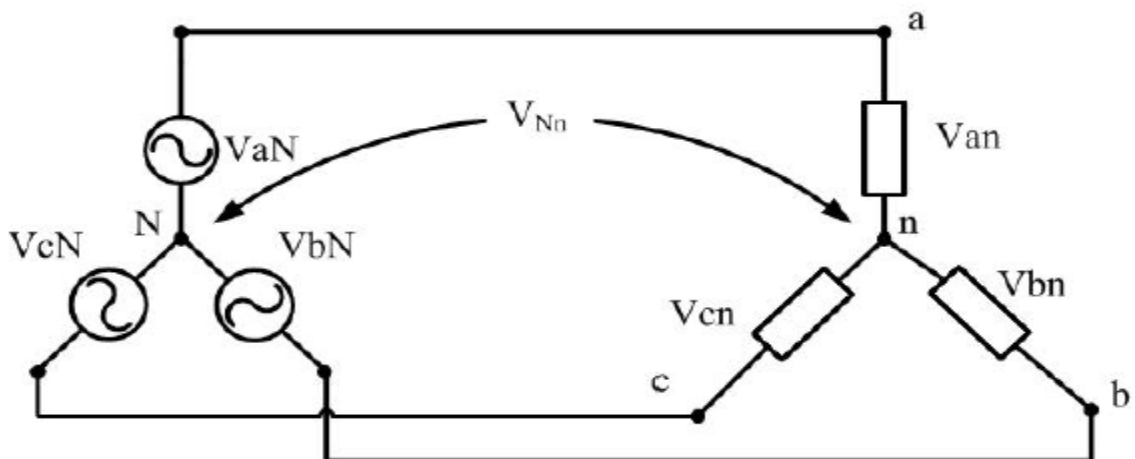
Κάτι ακόμα που φαίνεται στο Σχήμα είναι έξι ημιαγωγικοί διακόπτες ο καθένας από τους οποίους έχει μία αντιπαράλληλα συνδεδεμένη δίοδο ελεύθερης διέλευσης που επιτρέπει ελεύθερα την ενδεχόμενη ροή ρεύματος προς την πηγή.

Ο αντιστροφέας με τα έξι ημιαγωγικά στοιχεία του Σχήματος 3.1 έχει οκτώ επιτρεπούς συνδυασμούς διακοπτικών καταστάσεων. Αυτό συμβαίνει γιατί δεν επιτρέπεται σε μία γέφυρα να άγουν και τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία, καθώς εάν συνέβαινε αυτό θα είχαμε βραχυκύκλωση της πηγής τάσης V_{dc} , [1],[2],[15].



Σχήμα 3.2 Επιτρεπτά διανύσματα αντιστροφεία[10].

Στο Σχήμα 3.2 φαίνονται τα οκτώ διανύσματα τάσης εξόδου αντιστροφεία συνδεσμολογίας γέφυρας. Το κάθε ψηφίο του τριψηφίου αριθμού διανύσματος συμβολίζει την κατάσταση της ημιγέφυρας. Με 1 συμβολίζεται η κατάσταση όπου το πάνω ημιαγωγικό στοιχείο άγει ενώ το κάτω όχι, και με 0 το αντίστροφο. Διακρίνονται και τα δύο μηδενικά διανύσματα V_0 και V_7 όπου όλα τα πάνω ή κάτω ημιαγωγικά στοιχεία άγουν δίνοντας ίδιο δυναμικό στο φορτίο άρα μηδενική τάση. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3 η τάση φορτίου είναι η διαφορά δυναμικού μεταξύ έκαστης φάσης φορτίου και του κοινού απομονωμένου κόμβου n.



Σχήμα 3.3 Τριφασικός αντιστροφείας ως πηγή συνδεδεμένη με συμμετρικό φορτίο συνδεσμολογίας αστέρα[10].

Οι τάσεις εξόδου του αντιστροφεία σύμφωνα με τον νόμο τάσεων Kirchhoff αναφέρονται στον κόμβο μεσαίας λήψης N και είναι:

$$V_{\alpha N} = V_{\alpha n} + V_{nN} \quad (3.1)$$

$$V_{bN} = V_{bn} + V_{nN} \quad (3.2)$$

$$V_{cN} = V_{cn} + V_{nN} \quad (3.3)$$

Θεωρώντας το φορτίο συμμετρικό, το άθροισμα των V_{an} , V_{bn} , V_{cn} είναι μηδενικό, άρα με την άθροιση των παραπάνω σχέσεων προκύπτει:

$$V_{nN} = \frac{1}{3}(V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}) \quad (3.4)$$

Με εφαρμογή της προηγούμενης σχέσης στις παραπάνω έχουμε:

$$V_{an} = \frac{2}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN} - \frac{1}{3}V_{cN} \quad (3.5)$$

$$V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{aN} + \frac{2}{3}V_{bN} - \frac{1}{3}V_{cN} \quad (3.6)$$

$$V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN} + \frac{2}{3}V_{cN} \quad (3.7)$$

Αυτές οι σχέσεις αντιπροσωπεύουν τις φασικές τάσεις που εφαρμόζονται στον επαγωγικό κινητήρα.

Η λογική λειτουργίας του αντιστροφέα βασίζεται στην επιλογή του κατάλληλου διανύσματος για το κατάλληλο χρονικό διάστημα μέσω του χειρισμού των αντίστοιχων ημιαγωγικών στοιχείων. Τα χρονικά διαστήματα αγωγής του κάθε ημιαγωγικού στοιχείου καθορίζουν τη μορφή και τα χαρακτηριστικά της τάσης εξόδου. Οι διακόπτες ελέγχονται μέσω της πύλης τους από παλμούς που παράγονται από την χρησιμοποιούμενη τεχνική ελέγχου του αντιστροφέα. Βασικός σκοπός της κάθε τεχνικής είναι ο υπολογισμός των κατάλληλων χρονικών διαστημάτων λειτουργίας του κάθε ημιαγωγικού στοιχείου έτσι ώστε η παραγόμενη τάση εξόδου να προσεγγίζει με βέλτιστο τρόπο την επιθυμητή τάση,[2],[5],[15].

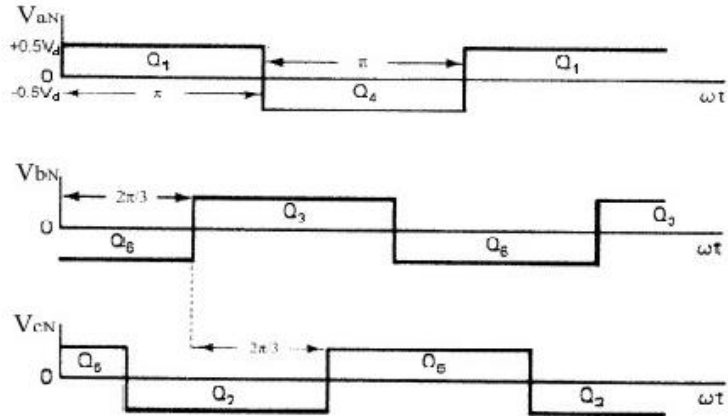
Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τρεις κύριες τεχνικές ελέγχου:

- Τεχνική τετραγωνικού παλμού τάσης
- Τεχνική διαμόρφωσης ημιτονοειδούς εύρους παλμών SPWM
- Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης SV-PWM

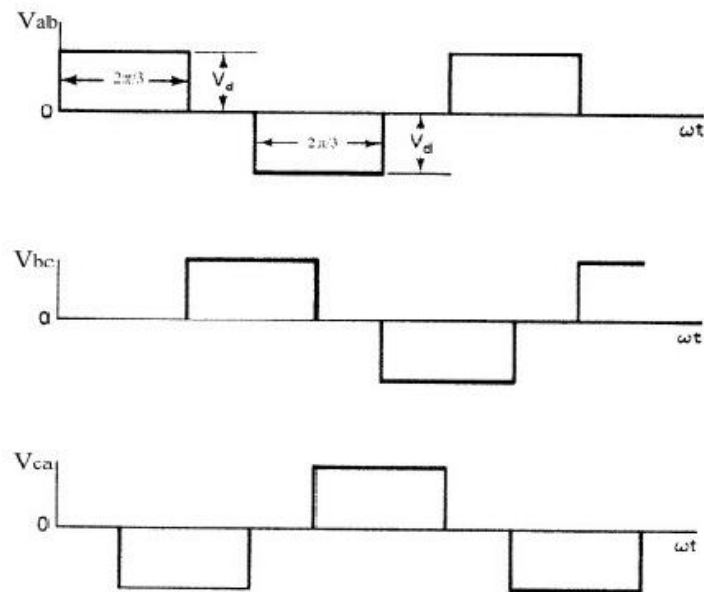
3.2 Τεχνική τετραγωνικού παλμού τάσης

Αν και η συγκεκριμένη τεχνική δεν συναντάται σε συστήματα ελεγχόμενης ηλεκτρικής κίνησης στην πράξη, την παραθέτουμε για λόγους κατανόησης των επόμενων τεχνικών.

Στις κυματομορφές του Σχήματος 3.4 βλέπουμε τις φασικές τάσεις του αντιστροφέα ως προς την μεσαία λήψη N. Στο ίδιο Σχήμα παρατηρείται ποιο ημιαγωγικό στοιχείο του Σχήματος 3.1 έχει πυροδοτηθεί για να προκύψει ο αντίστοιχος παλμός. Τα ημιαγωγικά στοιχεία θεωρούνται ιδανικοί διακόπτες που ανάλογα με την τιμή του παλμού, 1 ή 0, μεταβαίνουν σε αγωγή ή σε αποκοπή, αντίστοιχα.

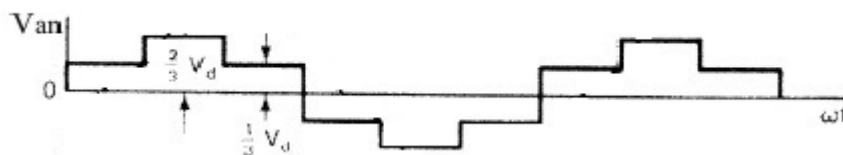


Σχήμα 3.4 Φασικές κυματομορφές αντιστροφέα με τεχνική ελέγχου τετραγωνικού παλμού[10].



Σχήμα 3.5 Πολικές κυματομορφές αντιστροφέα με τεχνική ελέγχου τετραγωνικού παλμού[10].

Στο Σχήμα 3.5 φαίνονται οι πολικές τάσεις αντιστροφέα που σχηματίζονται από τον συνδυασμό των παλμών του Σχήματος 3.4. Τέλος, στο Σχήμα 3.6 απεικονίζεται η φασική τάση της φάσης a του φορτίου όπως αυτή προκύπτει από την εφαρμογή της σχέσης (3.5) στις αντίστοιχες κυματομορφές του Σχήματος 3.4,[2]. Με τον ίδιο τρόπο προκύπτουν οι τάσεις φορτίου φάσης b και c με εφαρμογή των αντίστοιχων σχέσεων (3.6) και (3.7).



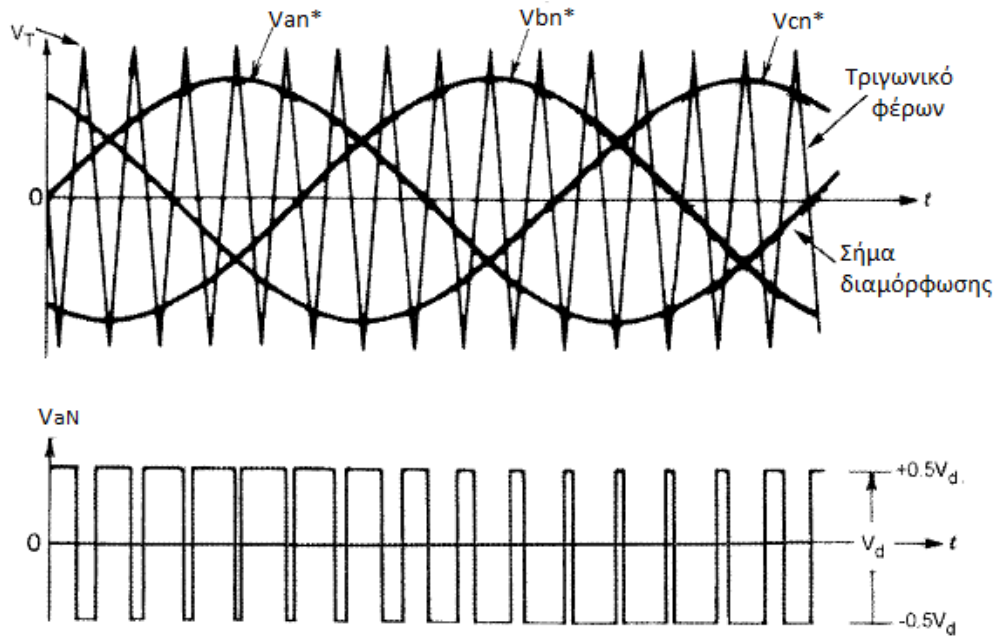
Σχήμα 3.6 Φασική κυματομορφή φορτίου φάσης α με τεχνική ελέγχου τετραγωνικού παλμού[10].

Από την μορφή της φασικής τάσης φορτίου είναι φανερό ότι αν και προσεγγίζει σε κάποιο βαθμό την ημιτονική μορφή, παρ' όλα αυτά απέχει πολύ από το καθαρό ημίτονο που θέλουμε να τροφοδοτήσουμε το φορτίο μας. Αν και είναι πολύ απλός στην λειτουργία του και παρουσιάζει πολύ μικρές διακοπτικές απώλειες, αφού χρειάζονται μόνο έξι μεταγωγές ανά περίοδο, ωστόσο δεν χρησιμοποιείται γιατί έχει μεγάλες αρμονικές συνιστώσες σε χαμηλές συχνότητες κοντά στην θεμελιώδη. Προκαλείται λοιπόν μεγάλη αρμονική παραμόρφωση που για να αντιμετωπιστεί πρέπει να γίνει χρήση βαθυπερατών φίλτρων που είναι μεγάλου όγκου και κόστους.

3.3 Τεχνική ημιτονοειδούς εύρους παλμών SPWM

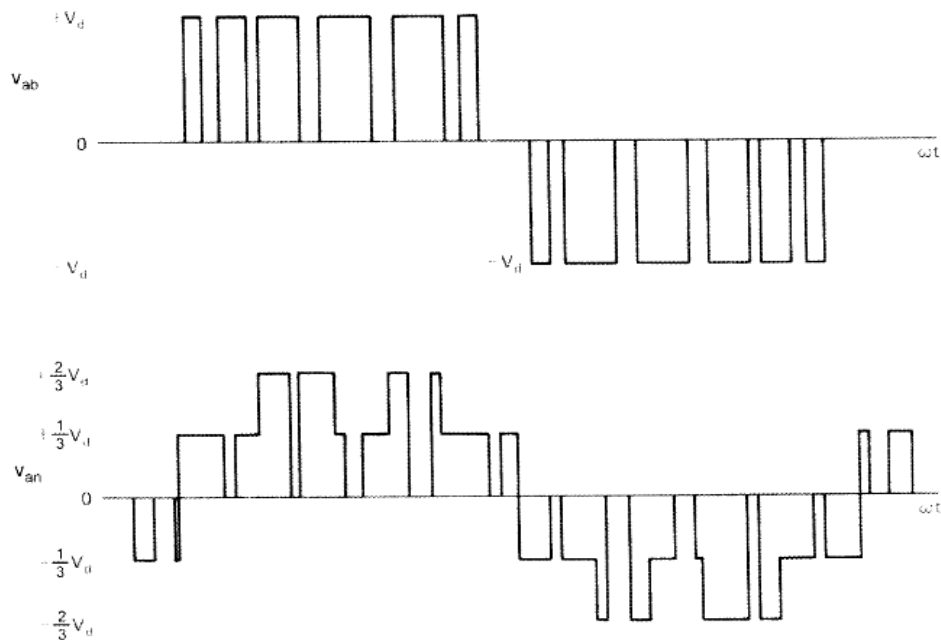
Η τεχνική ημιτονοειδούς εύρους παλμών SPWM χρησιμοποιείται κατά κόρον στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας έως σήμερα καθώς παρουσιάζουν πολλά πλεονεκτήματα, όπως η δυνατότητα μετατόπισης των ανώτερων αρμονικών συνιστωσών σε υψηλές συχνότητες, γεγονός που μας επιτρέπει να χρησιμοποιούμε μικρότερα φίλτρα σε όγκο αλλά και με μικρότερο κόστος. Σε περιπτώσεις που το προς τροφοδότηση φορτίο είναι επαγωγικός κινητήρας, η επαγωγή του δρα ως φίλτρο εξαλείφοντας την ανάγκη ενός επιπλέον φίλτρου στην έξοδο του αντιστροφέα.

Η λογική λειτουργίας της τεχνικής είναι η δημιουργία θετικών και αρνητικών παλμών μεταβλητής διάρκειας με σκοπό η τάση εξόδου να προσεγγίζει κάθε στιγμή το σήμα διαμόρφωσης -που είναι και η μορφή επιθυμητής εξόδου- όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.7.



Σχήμα 3.7 Τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών SPWM σε τριφασικό αντιστροφέα[10].

Το αποτέλεσμα της σύγκρισης της ημιτονοειδούς με την τριγωνική για την παραγωγή παλμών μεταβλητού εύρους φαίνεται στην δεύτερη κυματομορφή του Σχήματος 3.7 που είναι η μορφή φασικής τάσης του αντιστροφέα.



Σχήμα 3.8 Πολική και φασική τάση φορτίου αντίστοιχα με τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών SPWM[10].

Η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα δίνεται από την σχέση:

$$V_{aN} = \frac{1}{2} m_f * V_d * \sin(\omega t + \varphi) + \{\text{ανώτερες αρμόνικες}\} \quad (3.8)$$

όπου ω είναι η κυκλική συχνότητα θεμελιώδους, φ είναι η φάση εξόδου και m_f είναι ο δείκτης διαμόρφωσης δηλαδή ο λόγος του πλάτους της κυματομορφής αναφοράς και του πλάτους της τριγωνικής κυματομορφής φέροντος και δίνεται από την σχέση:

$$m_f = \frac{V_{aN}}{V_T} \quad (3.9)$$

Ο δείκτης m_f μπορεί να πάρει τιμές από 0 έως 1 λειτουργώντας ως γραμμικός ενισχυτής της εξόδου του αντιστροφέα (γραμμική περιοχή). Για τιμές μεγαλύτερες του 1 εισερχόμαστε στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης που για μεγάλες τιμές του δείκτη προσεγγίζουμε την λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Στις εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης συνήθως δεν χρησιμοποιείται αυτή η περιοχή λειτουργίας γιατί επανεμφανίζονται αρμονικές χαμηλής τάξης όπως 5ης, 7ης κ.ο.κ. άρα χάνουμε το πλεονέκτημα της τεχνικής SPWM έναντι της τεχνικής τετραγωνικού παλμού. Οι ανώτερες αρμονικές που τις εμφανίζουμε και στην σχέση (3.8) βρίσκονται στις κυκλικές συχνότητες:

$$f_{αρμ} = (M * \omega_c \pm N * \omega) \quad (3.10)$$

Το ω_c είναι η κυκλική συχνότητα φορέα, το ω είναι η κυκλική συχνότητα θεμελιώδους.

Εφόσον οι αρμονικές συνιστώσες εξαρτώνται από την συχνότητα φορέα, με κατάλληλη επιλογή του μπορούμε να μετατοπίσουμε τις αρμονικές συνιστώσες σε υψηλές συχνότητες και να τις αποκόψουμε μέσω φίλτρων ευκολότερα και με μικρότερο κόστος. Ορίζοντας ένα νέο μέγεθος, την ανηγμένη συχνότητα φορέα:

$$F_c = \frac{\omega_c}{\omega} \quad (3.11)$$

και εφαρμόζοντάς την στην σχέση των αρμονικών συνιστωσών λαμβάνουμε:

$$f_{αρμ} = \omega(M * F_c \pm N) \quad (3.12)$$

Βλέπουμε από την σχέση 3.12 την εξάρτηση της συχνότητας των αρμονικών συνιστωσών από την ανηγμένη συχνότητα φορέα F_c . Οι κυριότερες αρμονικές συναντώνται στις συχνότητες $F_c \pm 2$ και $2F_c \pm 1$. Για βέλτιστη λειτουργία επιλέγουμε ακέραια τιμή ανηγμένης συχνότητας φορέα, όπου M και N είναι ακέραιοι με το άθροισμά τους να είναι περιττό, και περιττοί ώστε να μην υπάρχουν στο φάσμα άρτιες αρμονικές, και πολλαπλάσιο του τρία αφού ο κινητήρας έχει απομονωμένο κοινό κόμβο που δεν θα επιτρέπει την κυκλοφορία αρμονικών ρευμάτων πολλαπλάσιων του τρία, έτσι η πολική τάση θα είναι απαλλαγμένη από τις αρμονικές αυτές.

Η απαίτηση του αντιστροφέα από την πηγή DC τάσης για δεδομένη επιθυμητή πολική τάση εξόδου στην γραμμική περιοχή υπολογίζεται από το μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας:

$$V_{aN} = m_f * \frac{V_d}{2} \quad (3.13)$$

Η πολική τάση rms εξόδου θα είναι:

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} * V_{aN} \quad (3.14)$$

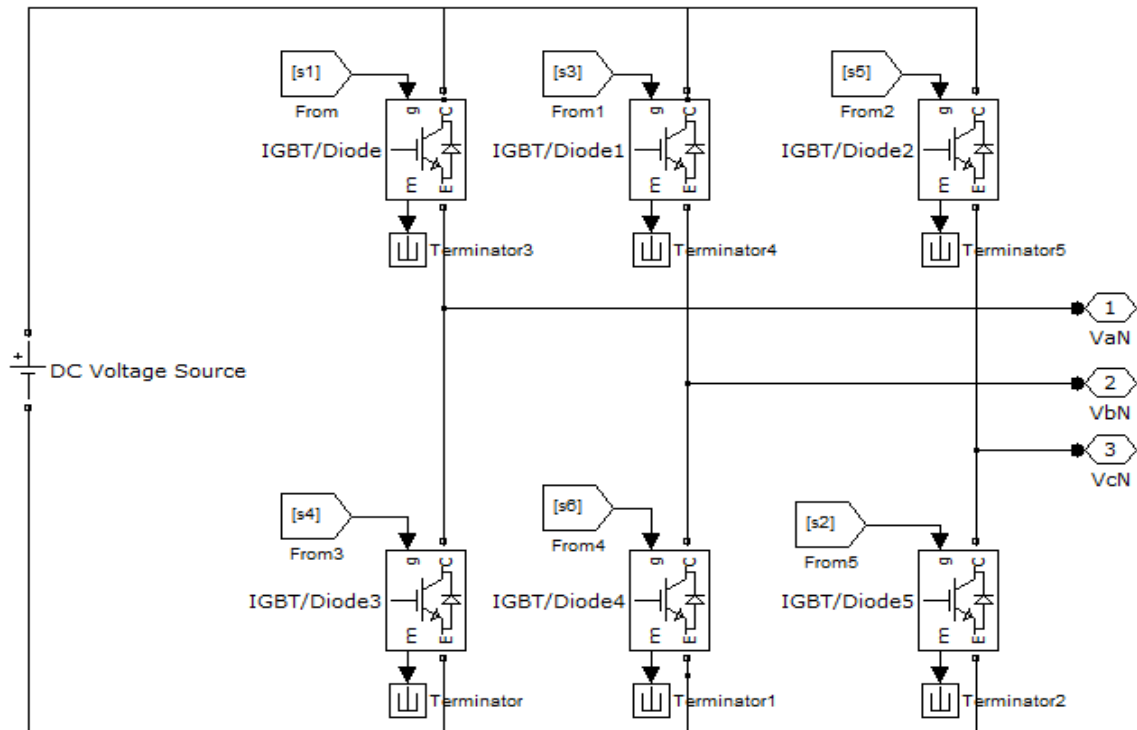
$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} * m_f * \frac{V_d}{2} \quad (3.15)$$

$$V_{LL} = 0.612 * m_f * V_d \quad (3.16)$$

Για μέγιστο πλάτος (για $m_f=1$) θα έχουμε $V_{LL} = 0.612 * V_d$ ή το 61.2% της τάσης συνεχούς,[2],[5],[15].

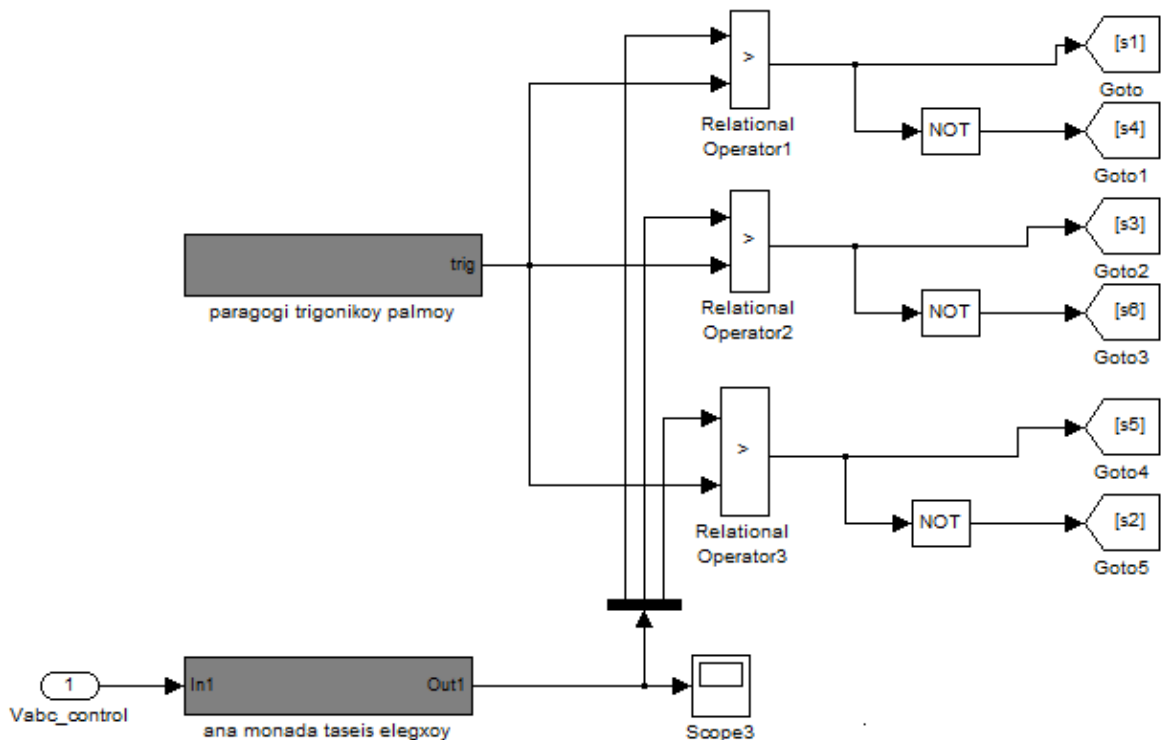
3.3.1 Υλοποίηση μοντέλου προσομοίωσης SPWM σε λογισμικό Matlab/Simulink

Στην υλοποίηση του μοντέλου SPWM επιλέχθηκε ως ανηγμένη συχνότητα φορέα η τιμή $F_{nc}=25$ που είναι περιττός αριθμός και πολλαπλάσιο του τρία για τους λόγους που αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο, άρα η συχνότητα διακοπτικής λειτουργίας των IGBT θα είναι 1500Hz.



Σχήμα 3.9 Υλοποίηση αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων σε λογισμικό προσομοίωσης Matlab/ Simulink.

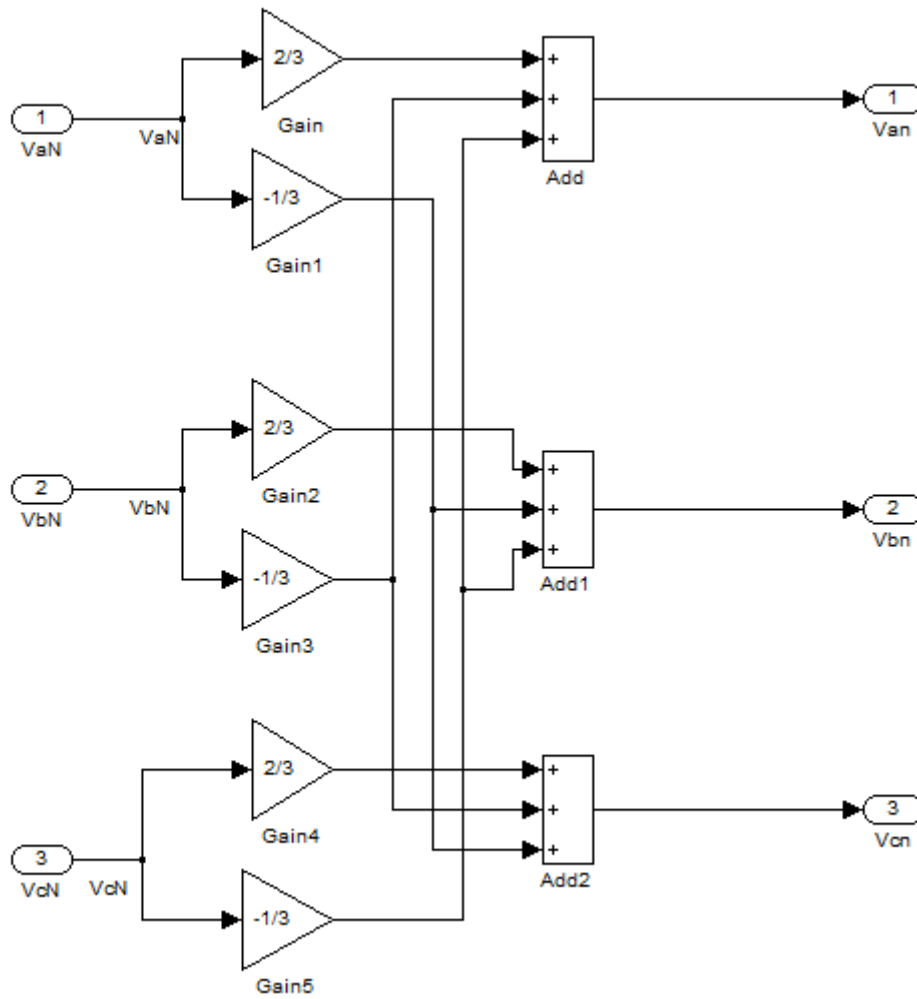
Στην συνέχεια παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.11 το μπλοκ παραγωγής κυματομορφών SPWM. Όπως φαίνεται οι είσοδοί του είναι οι τάσεις ελέγχου, δηλαδή τα σήματα διαμόρφωσης, και έξοδοί του οι παλμοί που θα εφαρμοστούν στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων.



Σχήμα 3.10 Παραγωγή παλμών SPWM σε λογισμικό προσομοίωσης Matlab/ Simulink.

Οι παλμοί προκύπτουν από την σύγκριση της τριγωνικής κυματομορφής φορέα με τα σήματα διαμόρφωσης. Αν το αποτέλεσμα της σύγκρισης είναι θετικό τότε άγει ο άνω διακόπτης της ημιγέφυρας, αν είναι αρνητικό τότε άγει ο κάτω διακόπτης. Για παράδειγμα, στην περίπτωση της πρώτης ημιγέφυρας του Σχήματος 3.9 για θετικό αποτέλεσμα άγει ο s_1 ενώ για αρνητικό άγει ο s_4 .

Για να λάβουμε τις τάσεις φορτίου που είναι σε συνδεσμολογία αστέρα κάνουμε χρήση των σχέσεων (3.5), (3.6), (3.7) στο Σχήμα 3.12. Πλέον μπορούμε να τροφοδοτήσουμε με τις φασικές τάσεις το μοντέλο του τριφασικού κινητήρα.



Σχήμα 3.11 Μοντέλο παραγωγής φασικών τάσεων φορτίου από τα σήματα διαμόρφωσης τριφασικού αντιστροφέα με λογισμικό προσομοίωσης Matlab/ Simulink..

3.4 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης SV-PWM

Η τεχνική αυτή βασίζεται στη κατάλληλη χρησιμοποίηση των χωρικών διανυσμάτων τάσης του αντιστροφέα που εξηγηθήκαν στην παράγραφο 3.1, με σκοπό τη δημιουργία τάσεων οι οποίες ακολουθούν τις αντίστοιχες εντολές. Θεωρείται η καταλληλότερη για εφαρμογές οδήγησης μεταβλητής ταχύτητας κινητήρων εξαιτίας των ανταγωνιστικών πλεονεκτημάτων έναντι της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης παλμών SPWM,[5]. Αυτά είναι:

- απαιτείται μικρότερης τιμής πηγή τάσης σε σχέση με την τεχνική SPWM άρα υπάρχει μεγαλύτερος βαθμός αξιοποίησης της dc πλευράς
- έχει λιγότερες διακοπτικές απώλειες
- έχει μικρότερη απόκλιση μεταξύ της εξόδου και του σήματος διαμόρφωσης
- έχει λιγότερη στιγμιαία διακύμανση το ρεύμα του κινητήρα

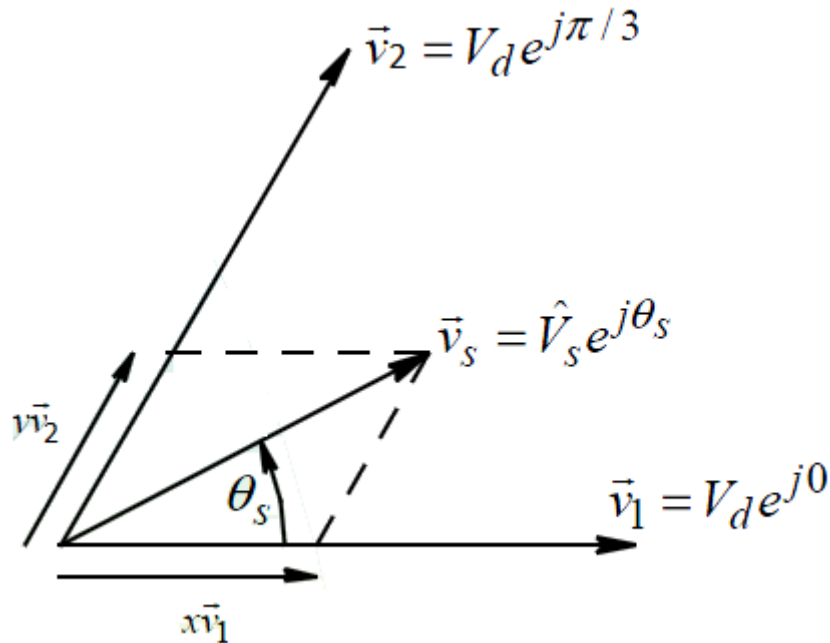
Όπως είδαμε στην εισαγωγική παράγραφο 3.1 ο αντιστροφέας δύο επίπεδων έχει οκτώ καταστάσεις διακοπών, όπου οι δύο από αυτές είναι μηδενικές και οι άλλες έξι ενεργές. Αυτές παρουσιάστηκαν στο Σχήμα 3.2 όπου διακρίνεται και η αριθμοδότηση των τομέων που σχηματίζουν τα διανύσματα. Στον παρακάτω πίνακα δίνονται αναλυτικά τα χαρακτηριστικά των διανυσμάτων:

Πίνακας 3.1 Χαρακτηριστικά διανυσμάτων αντιστροφέα δύο επίπεδων τάσης ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο κόμβο του φορτίου.

| κατάσταση | Διακόπτες ON | V_{an} | V_{bn} | V_{cn} | Γωνία διανυσμάτων | Διάνυσμα κατάστασης |
|-----------|--------------|----------|----------|----------|-------------------|---------------------|
| 0 | Q4Q6Q2 | 0 | 0 | 0 | ---- | $V_0(000)$ |
| 1 | Q1Q6Q2 | $2Vd/3$ | $-Vd/3$ | $-Vd/3$ | e^{j0} | $V_1(100)$ |
| 2 | Q1Q3Q2 | $Vd/3$ | $Vd/3$ | $-2Vd/3$ | $e^{j\pi/3}$ | $V_2(110)$ |
| 3 | Q4Q3Q2 | $-Vd/3$ | $2Vd/3$ | $-Vd/3$ | $e^{j2\pi/3}$ | $V_3(010)$ |
| 4 | Q4Q3Q5 | $-2Vd/3$ | $Vd/3$ | $Vd/3$ | $e^{j\pi}$ | $V_4(011)$ |
| 5 | Q4Q6Q5 | $-Vd/3$ | $-Vd/3$ | $2Vd/3$ | $e^{j4\pi/3}$ | $V_5(001)$ |
| 6 | Q1Q6Q5 | $Vd/3$ | $-2Vd/3$ | $Vd/3$ | $e^{j5\pi/3}$ | $V_6(101)$ |
| 7 | Q1Q3Q5 | 0 | 0 | 0 | ---- | $V_7(111)$ |

Στον Πίνακα 3.1 έχει γίνει χρήση των σχέσεων (3.5), (3.6), (3.7) για τον υπολογισμό των τάσεων φορτίου ως προς τον απομονωμένο ουδέτερο κόμβο του επαγωγικού κινητήρα.

Το επιθυμητό διάνυσμα της τάσης κατασκευάζεται από τον κατάλληλο χρονικό συνδυασμό των δύο διανυσμάτων του τομέα που ανήκει το προς κατασκευή διάνυσμα.



Σχήμα 3.12 Παράδειγμα κατασκευής διανύσματος που ανήκει στον τομέα 1 [10].

Για παράδειγμα το διάνυσμα του Σχήματος 3.12 που ανήκει στον τομέα 1 θα κατασκευαστεί από τα γειτονικά διανύσματα V_1 και V_2 . Σε αυτό το σημείο μπορεί να παρατηρηθεί από την δεύτερη στήλη ότι για την μετάβαση από το ένα διάνυσμα κατάστασης στο γειτονικό του απαιτείται μόνο μία αλλαγή διακόπτη, πράγμα που δίνει το πλεονέκτημα των μειωμένων διακοπτικών απωλειών έναντι της τεχνικής SPWM και την ελαχιστοποίηση της αρμονικής παραμόρφωσης στα άκρα του φορτίου κάθε φάσης.

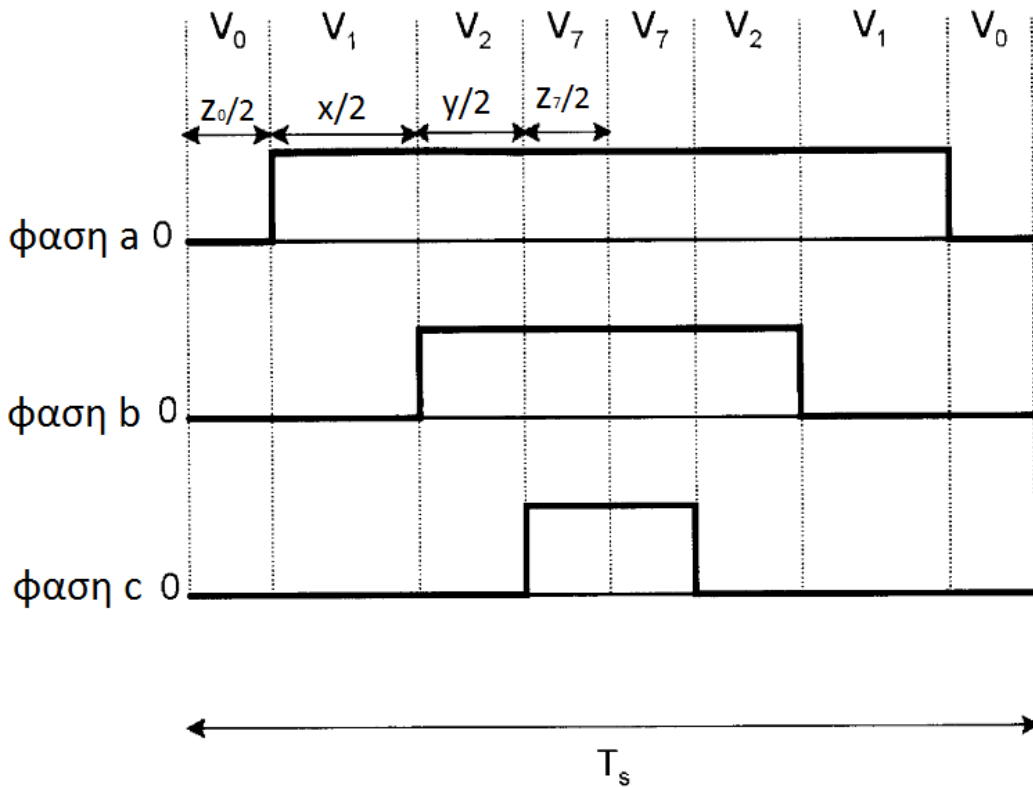
Για την κατασκευή του υποθετικού διανύσματος λοιπόν ορίζουμε ένα χρονικό διάστημα κατασκευής του διανύσματος T_s , εντός αυτού του χρονικού διανύσματος πρέπει να παράγουμε το επιθυμητό διάνυσμα. Με κατάλληλο υπολογισμό (x,y,z) των χρόνων που πρέπει να λειτουργήσει ο αντιστροφείας την κάθε επιτρεπτή κατάσταση προκύπτουν τα χρονικά διαστήματα, για το διάνυσμα V_1 είναι το $x \cdot T_s$ και για το V_2 είναι το $y \cdot T_s$. Πρέπει πάντα όμως να ισχύει:

$$x + y + z = 1 \tag{3.17}$$

Άρα τα διαστήματα x και y χρησιμοποιούνται για να ρυθμίσουν την μέση τιμή της τάσης εξόδου ενώ το χρονικό διάστημα $z=1-x-y$ συμπληρώνει το υπόλοιπο χρόνο του T_s με μηδενικά διαστήματα κατάστασης V_0 και V_7 . Δηλαδή:

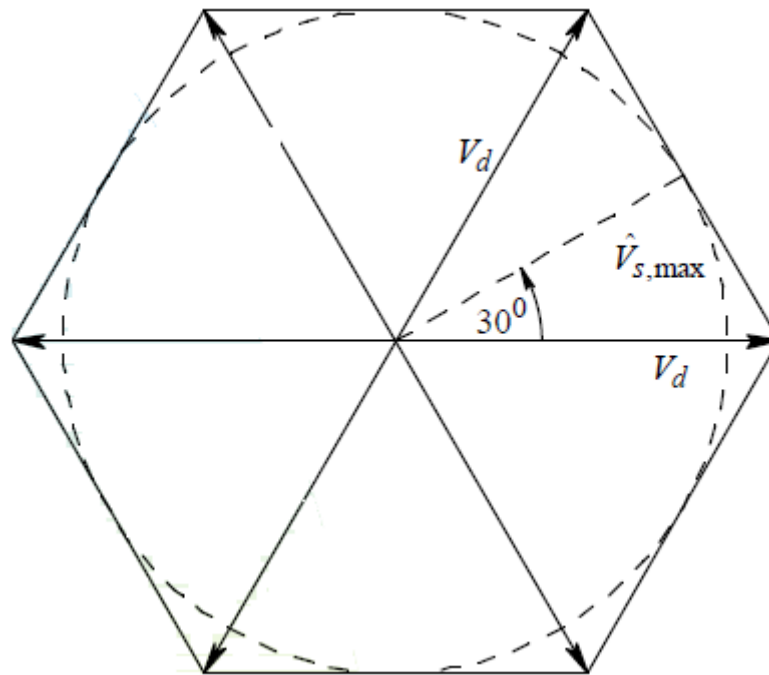
$$V_s = \frac{1}{T_s} (x * T_s * V_1 + y * T_s * V_2 + z * T_s * 0) \quad (3.18)$$

Εδώ πρέπει να αναφερθεί ότι εφόσον ανά χρονικό διάστημα T_s έχουμε μία μεταγωγή διακόπτη, το $1/T_s$ θα είναι η διακοπτική συχνότητα. Στο Σχήμα 3.13 φαίνεται η συμμετρική μορφή κατασκευής του παλμών για μειωμένο αρμονικό περιεχόμενο στην κυματομορφή εξόδου.



Σχήμα 3.13 Παλμοί για παραγωγή χωρικών διανυσμάτων με την τεχνική SV-PWM[15].

Για τους λόγους που εξηγήσαμε στην παράγραφο 3.1.1 στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μεταβλητής ταχύτητας λειτουργούμε τον αντιστροφέα στην γραμμική περιοχή, δηλαδή τον λειτουργούμε σαν γραμμικό ενισχυτή. Αυτή η περιοχή στην τεχνική SV-PWM ορίζεται ως ο εγγεγραμμένος κύκλος του εξαγώνου που σχηματίζουν τα διανύσματα όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.15.



Σχήμα 3.14 Διάνυσμα μέγιστου πλάτους στην γραμμική περιοχή της τεχνικής SV-PWM[15].

Η μέγιστη τιμή του διανύσματος τάσης στην γραμμική περιοχή θα είναι:

$$V_{s,max} = V_d * \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} * V_d \quad (3.19)$$

Η μέγιστη φασική τάση εξόδου θα είναι:

$$V_{phase,max} = \frac{2}{3} * V_{s,max} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} \quad (3.20)$$

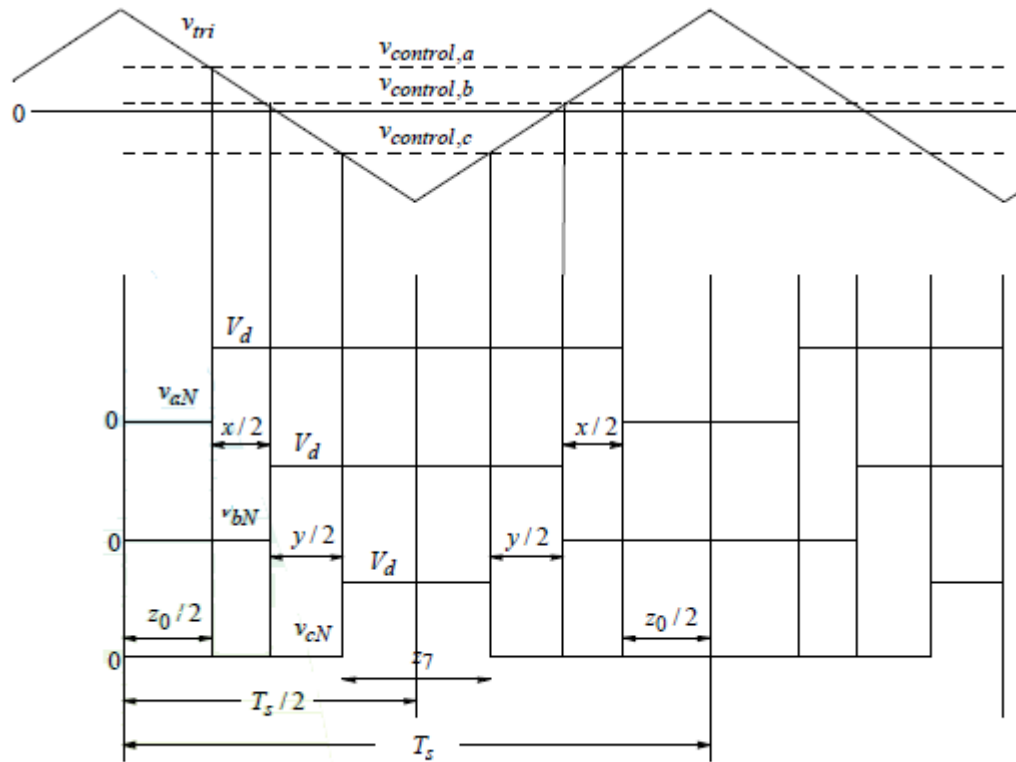
Άρα η μέγιστη πολική τάση εξόδου rms θα είναι:

$$V_{LL,max(rms)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} * V_{phase,max} = \frac{V_d}{\sqrt{2}} = 0.707 * V_d \quad (3.21)$$

Εδώ φαίνεται καθαρά το πλεονέκτημα της καλύτερης αξιοποίησης της dc πηγής αφού για το SV-PWM εμφανίζεται στην έξοδο το 0.707 της dc τάσης, ενώ για την τεχνική SPWM εμφανίζεται το 0.612 της dc τάσης, σύμφωνα με την προηγούμενη παράγραφο. Άρα με την εφαρμογή SV-PWM αντί της SPWM η απαίτηση της dc στάθμης τάσης θα μειωθεί κατά 15%, [15].

3.4.1 Υλοποίηση μοντέλου προσομοίωσης SV-PWM σε λογισμικό Matlab/Simulink

Η κατασκευή του μοντέλου προσομοίωσης μοιράζεται πολλά κοινά στοιχεία με το μοντέλο SPWM. Το μπλοκ του αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επίπεδων, το μπλοκ παραγωγής τριγωνικής κυματομορφής, καθώς και το μπλοκ παραγωγής φασικών τάσεων φορτίου με απομονωμένο κοινό κόμβο από φασικές τάσεις του αντιστροφέα είναι όμοια. Αυτό που αλλάζει είναι το μπλοκ παραγωγής παλμών ελέγχου των διακοπών.



Σχήμα 3.15 Παλμοί για παραγωγή χωρικών διανυσμάτων με την τεχνική SV-PWM[19].

Όπως βλέπουμε και στο Σχήμα 3.15 μπορούμε να παράγουμε τους παλμούς των διακοπών από την σύγκριση μιας τριγωνικής κυματομορφής στην διακοπτική συχνότητα με καθορισμένες στάθμες τάσης για τις τρεις φάσεις. Οι στάθμες αυτές προέρχονται από την επίλυση των σχέσεων ως προς τις τάσεις ελέγχου [19]:

$$\frac{V_{control,a}}{V_{tri}} = \frac{V_a - V_k}{V_d/2} \quad (3.22)$$

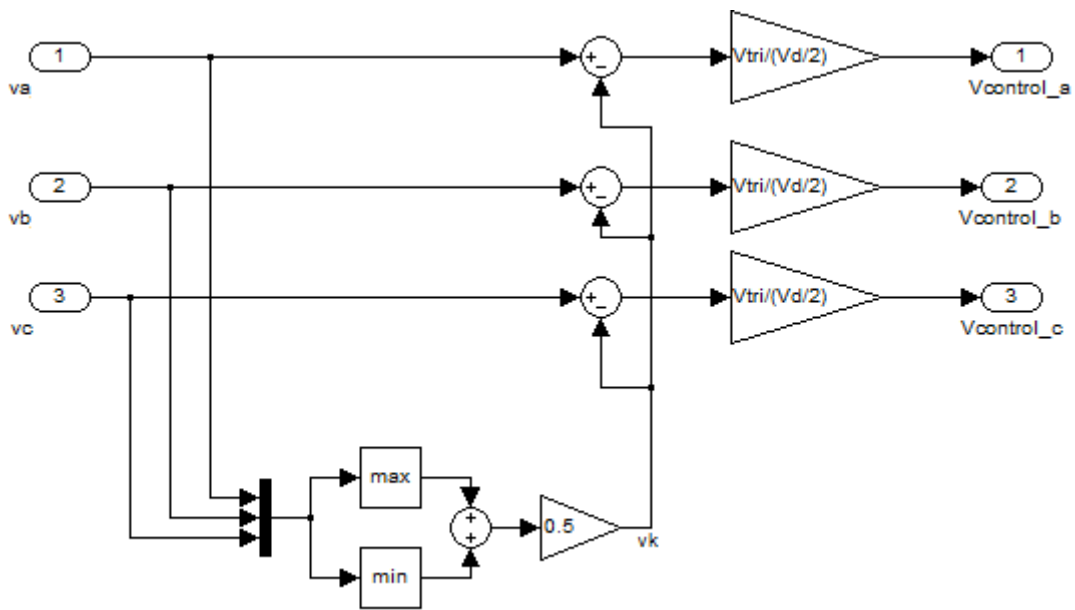
$$\frac{V_{control,b}}{V_{tri}} = \frac{V_b - V_k}{V_d/2} \quad (3.23)$$

$$\frac{V_{control,c}}{V_{tri}} = \frac{V_c - V_k}{V_d/2} \quad (3.24)$$

όπου το V_k δίνεται από την σχέση:

$$V_k = \frac{\max(V_a, V_b, V_c) + \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \quad (3.25)$$

Στο Σχήμα 3.16 παρουσιάζεται η υλοποίηση του μπλοκ παραγωγής παλμών σύμφωνα με τις παραπάνω σχέσεις.



Σχήμα 3.16 Παραγωγή παλμών ελέγχου διακοπών με την τεχνική SV-PWM με λογισμικό προσομοίωσης Matlab/ Simulink..

4. ΑΝΤΛΙΕΣ – ΑΝΕΜΙΣΤΗΡΕΣ

4.1 Εισαγωγή

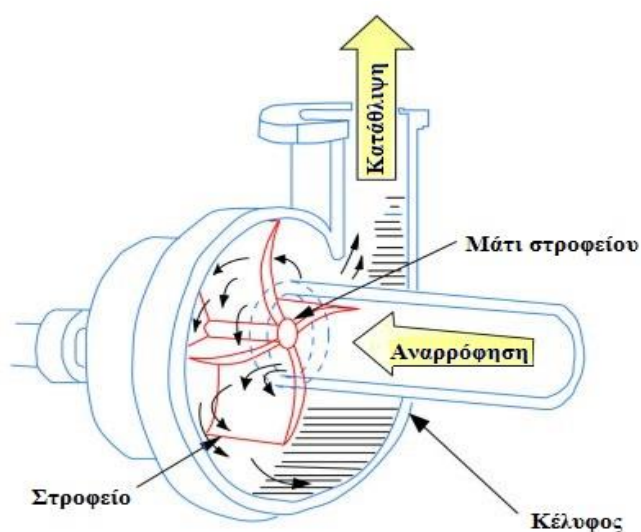
Οι αντλίες είναι μηχανήματα που αναρροφούν υγρό από ένα χώρο (αναρρόφηση) και το καταθλίβουν με πίεση σε άλλο, πραγματοποιούν το σκοπό τους καταναλώνοντας μηχανικό έργο και δημιουργούν δυναμική ή κινητική ενέργεια στο υγρό. Στο βιομηχανικό περιβάλλον ενός μηχανοστασίου εμπορικού ποντοπόρου πλοίου συναντώνται διάφοροι τύποι αντλιών που κατατάσσονται σε:

- Αντλίες εκτοπίσεως
- Φυγόκεντρικές αντλίες

Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν οι εμβολοφόρες και οι περιστροφικές αντλίες που συναντώνται κυρίως στην παροχή καυσίμου και στη λίπανση της κύριας μηχανής. Οι εμβολοφόρες εκτοπίζουν το υγρό μέσω παλινδρομικής κίνησης ενώ οι περιστροφικές αντλίες είναι κοχλιωτές, αντλίες εξωτερικής οδόντωσης (γρاناζωτές), εσωτερικής οδόντωσης, αντλίες λοβού και αντλίες συρταρωτών περυγίων.

Η αρχή λειτουργίας των αντλιών εκτοπίσεως είναι η μηχανική μεταβολή του όγκου σε ένα ή σε περισσότερους θαλάμους ώστε το υγρό να μετακινηθεί από την αναρρόφηση προς την κατάθλιψη.

Στην δεύτερη κατηγορία –που αφορά στην παρούσα εργασία– το ρευστό μετακινείται με την φυγόκεντρο δύναμη, η οποία μεταδίδεται σε αυτό από κατάλληλο περιστρεφόμενο στροφέιο ή στροφεία, μέσω των οποίων το υγρό ρέει από την αναρρόφηση (είσοδο του υγρού) στην κατάθλιψη (έξοδο του υγρού).



Σχήμα 4.1 Απλοστευμένο διάγραμμα φυγόκεντρικής αντλίας[11].

Η αρχή λειτουργίας φυγοκεντρικών αντλιών βασίζεται στο κενό που αναπτύσσει η αντλία μέσα στο θάλαμό της για την δημιουργία αναρρόφησης. Το κενό αυτό είναι, με απόλυτη πίεση μικρότερη από εκείνη που επικρατεί στην ελεύθερη επιφάνεια του υγρού και η οποία συνήθως είναι η ατμοσφαιρική ή καλύτερα η βαρομετρική πίεση. Έτσι το υγρό λόγω της διαφοράς αυτής των πιέσεων αναγκάζεται να κινηθεί μέσα στη σωλήνωση της αναρροφήσεως από το χώρο της υψηλότερης πίεσεως, δηλαδή της ατμοσφαιρικής, προς το χώρο της χαμηλότερης, δηλαδή προς το θάλαμο αναρροφήσεως της αντλίας.

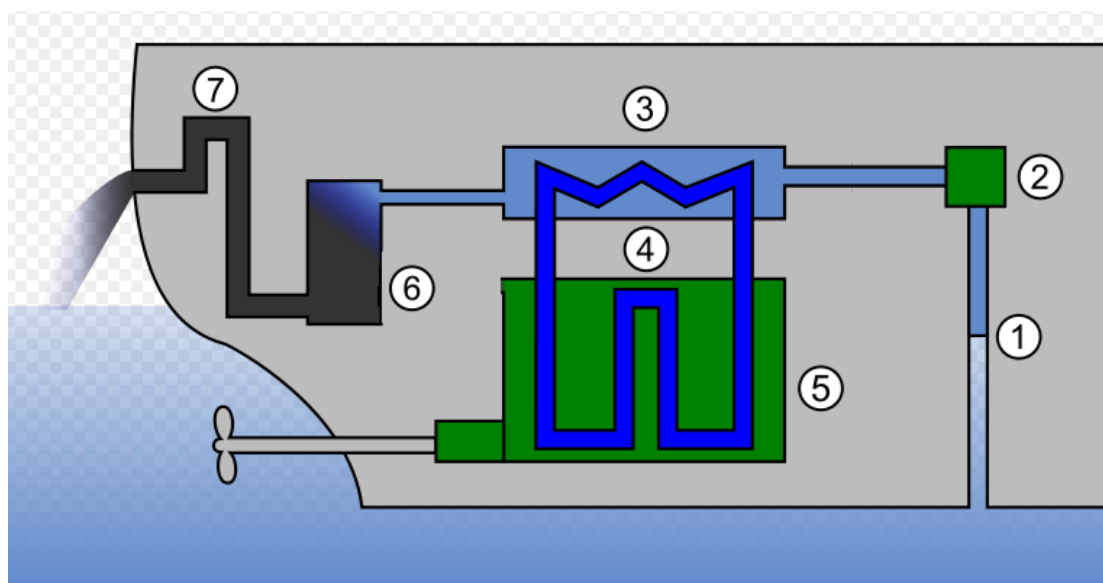
Το βασικότερο πρόβλημα που παρουσιάζουν οι φυγοκεντρικές αντλίες είναι η σπηλαιώση (cavitation). Αυτή εμφανίζεται στην αναρρόφηση των φυγοκεντρικών αντλιών όταν το υγρό εξατμίζεται με αποτέλεσμα τη δημιουργία φυσαλίδων, οι οποίες διακόπτουν τη συνέχεια της ροής, υποβιβάζουν την απόδοση της αντλίας, αλλά το σοβαρότερο είναι ότι προσπίπτουν στο στροφείο και το κέλυφος με δύναμη και προκαλούν τη μηχανική διάβρωσή τους, [11].

4.2 Αντλίες προς έλεγχο

Ένα σύγχρονο εμπορικό πλοίο -ανάλογα με το μέγεθος και την χρήση του- διαθέτει ένα ευρύ φάσμα ισχύος αντλιών. Για παράδειγμα, ένα εμπορικό δεξαμενόπλοιο (Tanker) τάξης μεγέθους 100 Dwt (Aframax) διαθέτει περίπου 160 ηλεκτρικές αντλίες και φυσητήρες (ως αντλίες διαφορετικού ρευστού, του αέρα), που ξεκινούν από μερικά κλάσματα kW (0.4kW) και φτάνουν έως 190 kW. Σημαντικότερες από άποψη κατανάλωσης μπορούν να θεωρηθούν οι αντλίες έρματος (ballast tank pump) 190 kW, οι αντλίες θαλασσινού νερού για ψύξη (cooling sea water pump C.S.W.P.) 70-75 kW, οι αντλίες λίπανσης κύριας μηχανής (Main L.O. pump) 70-75 kW, οι φυσητήρες σάρωσης αέρα κύριας μηχανής (M/E Auxiliary blowers) 55kW, οι αντλίες ψύξης γλυκού νερού (M/E cooling Fresh water pumps) 30 kW, ο ανεμιστήρας μηχανοστασίου (E/R ventilation fan) 11 kW και πολλές άλλες μεγάλης ισχύος που συνδέονται με το είδος του φορτίου και την χρήση του πλοίου. Από όλο αυτό το σύνολο αντλιών είναι λογικότερο να επιλεγθούν προς έλεγχο αντλίες που δεν έχουν άμεση σχέση με τον βασικό εξοπλισμό (όπως π.χ. αντλίες καυσίμου και λίπανσης) αλλά έχουν πιο έμμεση συμμετοχή στην συνολική λειτουργία. Αυτό το γεγονός μας δίνει μεγαλύτερη δυνατότητα μεταβλητότητας στροφών. Στις επόμενες παραγράφους δίνεται μία συνοπτική περιγραφή των αντλιών που έχουν επιλεγθεί ως προς τα χαρακτηριστικά τους και τον ρόλο τους στην συνολική λειτουργία του πλοίου,[25].

4.2.1 Αντλίες ψύξης θαλασσινού νερού

Οι αντλίες ψύξης θαλασσινού νερού δεν εμπλέκονται άμεσα με την λειτουργία της κύριας μηχανής και μας επιτρέπουν να τις λειτουργήσουμε σε ένα ευρύ φάσμα στροφών (έως και στο 40% της ονομαστικής τιμής λόγω των νέων αναγκών ταχύτητας του πλοίου άρα και νέων αναγκών ψύξης) ώστε να έχει νόημα η επένδυση μιας τέτοιας εφαρμογής.



Σχήμα 4.2 Απλουστευμένο διάγραμμα υδραυλικού κυκλώματος ψύξης πλοίου.

Όπως φαίνεται και στο παραπάνω Σχήμα το υδραυλικό κύκλωμα ψύξης της κύριας μηχανής αποτελείται από:

- 1 Αναρρόφηση από τους θύλακες θαλασσινού νερού (sea chests)
- 2 Αντλία C.S.W.P.
- 3 Εναλλάκτης θερμότητας
- 4 Κλειστό κύκλωμα γλυκού νερού (Main Engine Jacket Cooling Fresh Water)
- 5 Κύρια μηχανή
- 6 Συμπυκνωτής
- 7 Έξοδος θαλασσινού νερού

Συνήθως είναι τρεις κύριες φυγοκεντρικές αντλίες θαλασσινού νερού (Main Cooling Sea Water Pump ή C.S.W.P.) και μία βοηθητική (Auxiliary C.S.W.P.). Οι αντλίες ψύξης θαλασσινού νερού κάνουν έμμεση ψύξη γιατί το κύκλωμα ψύξης της κύριας μηχανής αποτελείται από ένα βρόχο γλυκού νερού που περιλαμβάνει εναλλάκτη θερμότητας, ο οποίος με τη σειρά του ψύχεται με θαλασσινό νερό. Στον εναλλάκτη θερμότητας νερού (το 3 στο Σχήμα 4.2), πραγματοποιείται η ψύξη του γλυκού νερού (fresh water) ψύξεως της μηχανής, το οποίο κυκλοφορεί από την αντλία (M/E cooling Fresh water pump) σε κλειστό κύκλωμα. Το θαλασσινό νερό κυκλοφορεί μέσα στους αυλούς του εναλλάκτη, ενώ εξωτερικά από αυτούς σε πολλαπλές διαδρομές, λόγω των διαφραγμάτων κυκλοφορεί το ψυχόμενο γλυκό νερό,[11].

Ο λόγος επιλογής έμμεσου τρόπου ψύξης οφείλεται στο ότι το θαλασσινό νερό είναι ιδιαίτερα διαβρωτικό. Ειδικά όταν ρέει σε μεγάλες θερμοκρασίες στα χιτώνια (M/E jackets) της κύριας μηχανής αφήνοντας ιζήματα άλατος που αυτά με την σειρά τους μπορούν να προκαλέσουν συνθήκες μειωμένης ροής και διάβρωση των μετάλλων της μηχανής λόγω της επαφής τους με το θαλασσινό νερό ως ηλεκτρολυτικό υγρό. Η αντιμετώπιση τέτοιων προβλημάτων μέσω φίλτρων και ανοδίων κατά της ηλεκτρόλυσης θα επέφερε αύξηση κόστους συντήρησης για να επιτευχθεί ένα λογικό επίπεδο αξιοπιστίας. Όλα αυτά αποφεύγονται με χρήση έμμεσου ψύξης με κλειστό κύκλωμα γλυκού νερού που παράγεται από τον αφαλατωτή (evaporator) του πλοίου.

4.2.2 Ανεμιστήρες μηχανοστασίου

Οι ανεμιστήρες μηχανοστασίου (E/R ventilation fans) ως μηχανήματα με τα οποία επιτυγχάνουμε την κυκλοφορία του αέρα χώρων και διαμερισμάτων με ή χωρίς τις μεταβολές της εντάσεως της ροής τους, δεν εμπλέκονται άμεσα με την λειτουργία της κύριας μηχανής. Στο Σχήμα 4.3 παρουσιάζονται οι τύποι που συναντώνται σε εμπορικά πλοία.

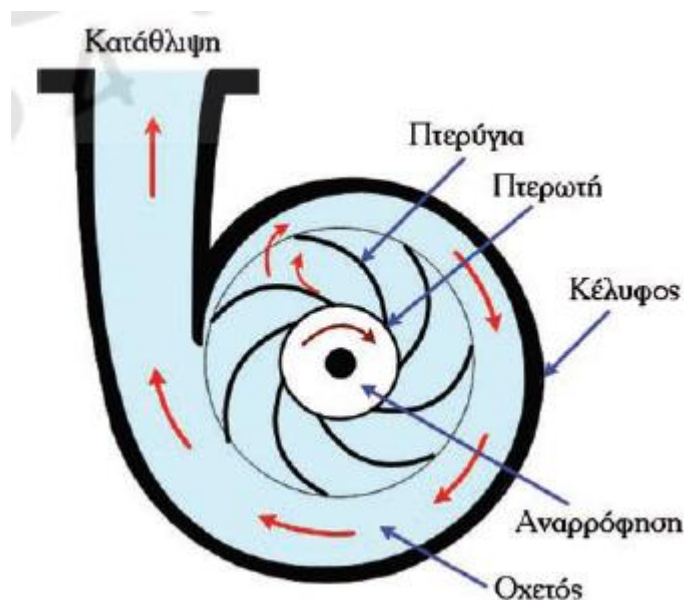


Σχήμα 4.3 Τύποι εξαεριστήρων μηχανοστασίου α) αξονικός ανεμιστήρας (Engine room fan) και β) φυγοκεντρικός ανεμιστήρας (Engine room blower) [38].

Συνήθως είναι τέσσερεις ανεμιστήρες και χρησιμοποιούνται για την τροφοδοσία του μηχανοστασίου (Engine room) με αέρα για τις καύσεις που χρειάζονται οι κινητήρες των γεννητριών και η κύρια μηχανή για την παραγωγή ατμού (cargo boilers) αν αναφερόμαστε σε δεξαμενόπλοια. Πρέπει να υπάρχει πάντα υπερπίεση εντός κάποιων ορίων στον χώρο του μηχανοστασίου ανεξάρτητα από τις καταναλώσεις σε αέρα που υπάρχουν κάθε φορά. Επίσης κατά τις πολύ ζεστές μέρες οι δύο ανεμιστήρες -μέσω αντιστροφής των δύο φάσεων- χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή αέρα. Σε κάθε περίπτωση όμως οι ανεμιστήρες λειτουργούν σε ονομαστικές στροφές ανεξάρτητα από τις εκάστοτε ανάγκες παροχής αέρα [11].

4.3 Ανάλυση λειτουργίας φυγοκεντρικών αντλιών

Παρακάτω παρουσιάζονται όλες οι παράμετροι που χρειάζονται για την αξιολόγηση της λειτουργίας μιας αντλίας.



Σχήμα 4.4 Αρχή λειτουργίας φυγοκεντρικής αντλίας [11].

Στην εισαγωγή αναφερθήκαμε στην αρχή λειτουργίας φυγοκεντρικών αντλιών που βασίζεται στο κενό που αναπτύσσει η αντλία μέσα στο θάλαμο μεταξύ του κελύφους της και της πτερωτής για την δημιουργία αναρρόφησης. Αυτό γίνεται φανερό από την έκκεντρη θέση του στροφείου σε σχέση με το κέλυφος (Σχήμα 4.4), όπου η γραμμικά αυξανόμενη διάμετρος του ελικοειδούς μορφής κελύφους, δημιουργεί αύξηση όγκου σε συγκεκριμένη μάζα υγρού. Λόγω της ιδιότητας των υγρών ότι είναι ασυμπίεστα ρευστά, δημιουργείται υποπίεση από την πλευρά της αναρρόφησης.

Κάθε αντλία χαρακτηρίζεται από ορισμένα βασικά στοιχεία που προσδιορίζουν τις ικανότητές της. Τα στοιχεία αυτά είναι:

- ύψη της αντλίας (m)
 - Στατικό ύψος αναρρόφησης H_a
 - Στατικό ύψος καταθλίψεως H_k
 - Στατικό ύψος H_σ
 - Ύψος αντιστάσεων H_f
 - Ολικό ύψος $H_{ολ}$
- Η παροχή της Q (m^3/h)
- Ο βαθμός αποδόσεως η

- Η ισχύς ή ιπποδύναμη που απαιτείται για την κίνησή της (kW ή Hp)

Το σύνηθες από την πλευρά των κατασκευαστών όταν αναφέρονται στην πίεση της αντλίας είναι να μην χρησιμοποιούν την αποδιδόμενη πίεση p (έργο ανά μονάδα όγκου) αλλά το αποδιδόμενο ύψος H (έργο ανά μονάδα βάρους του υγρού) που συνδέονται μέσα από μία γραμμική σχέση:

$$H = \frac{p}{\gamma} \quad (4.1)$$

Το γ είναι η σταθερά ειδικού βάρους του υγρού σε N/m^3 .

Μανομετρικό ύψος της αντλίας H είναι το ολικό ύψος $H_{ολ}$ αν από αυτό αφαιρέσουμε τις εξωτερικές αντιστάσεις των σωληνώσεων αναρροφήσεως και καταθλίψεως, δηλαδή εκείνες που δημιουργούνται στις σωληνώσεις μέχρι τα περιανχένια συνδέσεώς τους με την αντλία. Το ύψος αυτό είναι αναγκαίο για να χαρακτηρίσει την ικανότητα της αντλίας.

Ο βαθμός αποδόσεως εκφράζει τον λόγο:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in (motor)}} \quad (4.2)$$

Οι κύριες καμπύλες βάσει των οποίων γίνεται η επιλογή μιας αντλίας είναι:

- Χαρακτηριστική καμπύλη $H - Q$ ή καμπύλη στραγγαλισμού
- Καμπύλη συστήματος

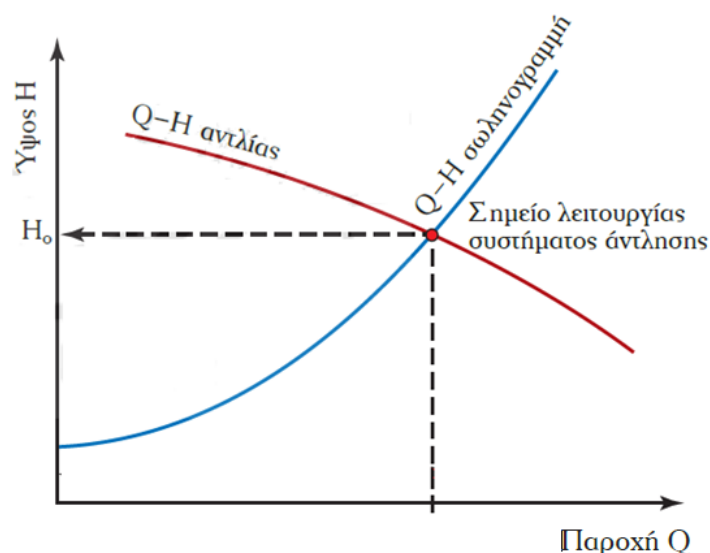
Η χαρακτηριστική καμπύλη $H - Q$ (ή καμπύλη στραγγαλισμού) είναι ταυτοτικό στοιχείο της αντλίας και σε καμία περίπτωση δεν συνδέεται με το σύστημα στο οποίο θα εφαρμοστεί. Την παρέχει ο κατασκευαστής και δείχνει το ύψος ενέργειας που μπορεί να αποδώσει η αντλία σε διάφορες παροχές (Q).

Η καμπύλη συστήματος (ή σωληνογραμμής) εκφράζει τις υδραυλικές απώλειες στον σωλήνα αναρροφήσεως και στον σωλήνα καταθλίψεως, την αύξηση της δυναμικής ενέργειας – κινητικής ενέργειας και της ενέργειας πίεσεως του υγρού. Η καμπύλη αυτή δεν έχει καμία σχέση με την αντλία αλλά με το σύστημα στο οποίο θα τοποθετηθεί. Έχοντας ως δεδομένα τις διαστάσεις των σωληνώσεων αναρρόφησης – κατάθλιψης, το στατικό ύψος και τις πιέσεις στις δεξαμενές μπορεί να διαμορφωθεί η εξίσωση ενέργειας συστήματος:

$$H = a + b * Q^2 \quad (4.5)$$

Η παραπάνω εξίσωση εμφανίζεται με την παραβολική μορφή της γαλάζιας καμπύλης (Σχήμα 4.5) όπου τα a και b αποτελούν σταθερές σχετιζόμενες με την τυρβώδη ροή του ρευστού.

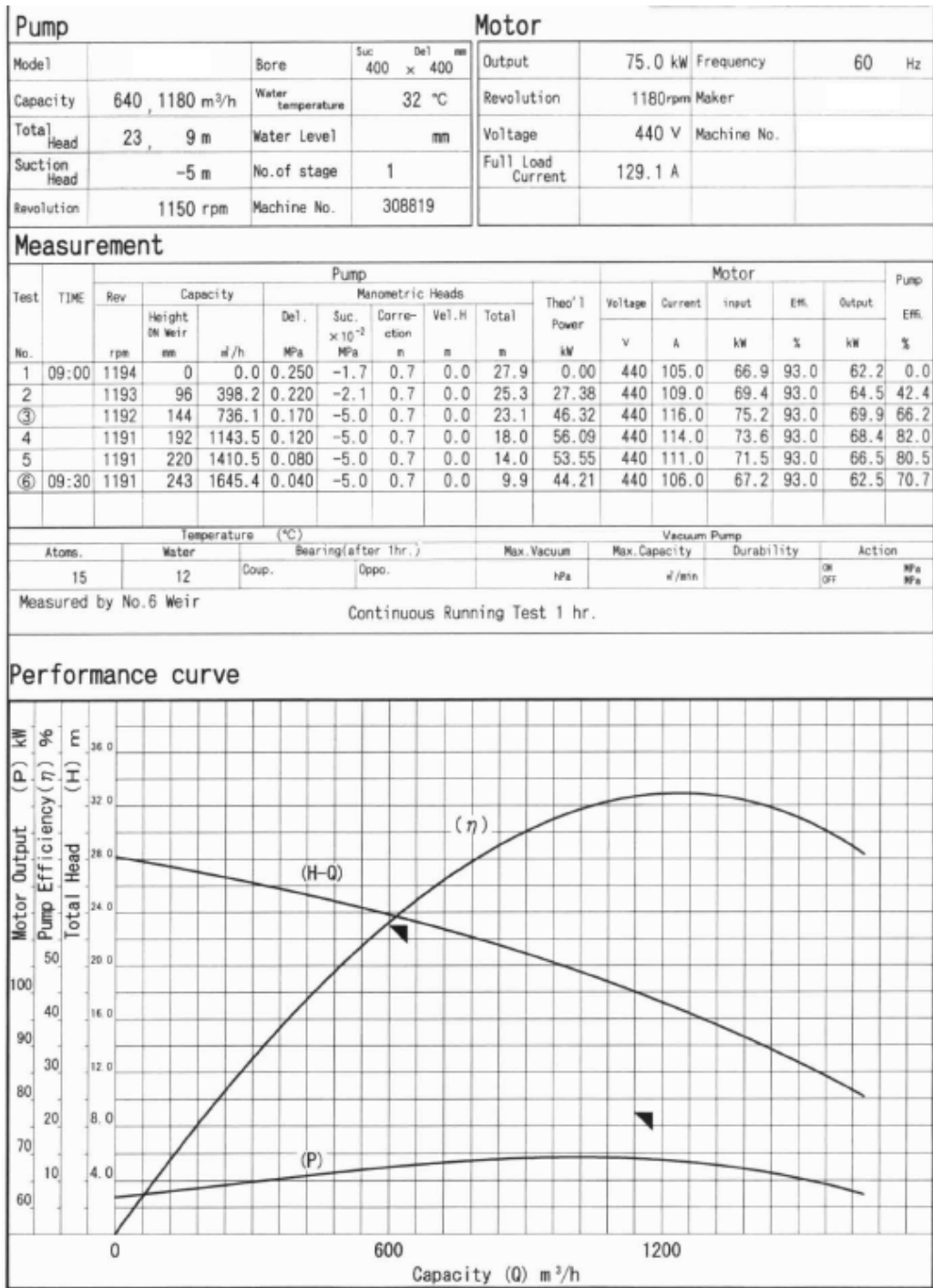
Προφανώς το ύψος της ενέργειας που αποδίδει η αντλία στην σωληνογραμμή θα πρέπει να καλύπτει τις ενεργειακές απαιτήσεις του. Αυτό εκφράζεται από το σημείο τομής των δύο καμπυλών (Σχήμα 4.5).



Σχήμα 4.5 Σημείο τομής χαρακτηριστικής καμπύλης $H - Q$ (ή καμπύλη στραγγαλισμού) με την καμπύλη του συστήματος [11].

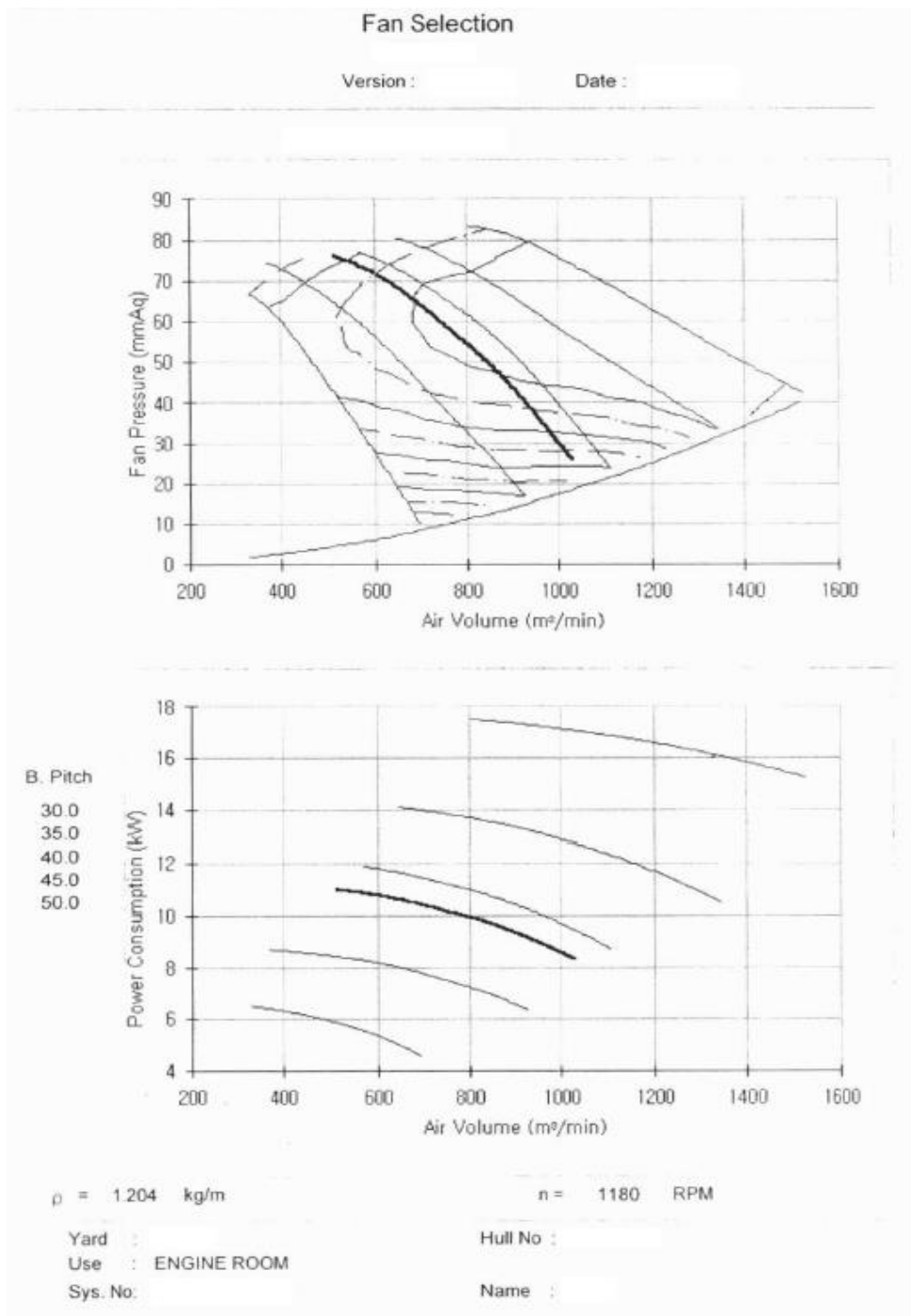
Συνοψίζοντας τα παραπάνω, αν αλλάξουμε τα χαρακτηριστικά της αντλίας (διάμετρο πτερωτής ή στροφές λειτουργίας), η χαρακτηριστική καμπύλη της μεταβάλλεται και το σημείο λειτουργίας ολισθαίνει πάνω στην χαρακτηριστική $Q-H$ του συστήματος (σωληνογραμμής). Αν αλλάξουμε τα χαρακτηριστικά του συστήματος, η χαρακτηριστική καμπύλη του συστήματος (σωληνογραμμής) μεταβάλλεται και το σημείο λειτουργίας ολισθαίνει πάνω στην χαρακτηριστική $Q-H$ της αντλίας, [11],[22],[23].

Στα Σχήματα 4.6 και 4.7 παρουσιάζονται από τα σχέδια του κατασκευαστή οι χαρακτηριστικές καμπύλες αντλίας ψύξης θαλασσινού νερού και ανεμιστήρα μηχανοστασίου ενός τυπικού δεξαμενόπλοιου,[25].



Σχήμα 4.6 Φύλλο δοκιμαστικής λειτουργίας φυγοκεντρικής αντλίας ψύξης θαλασσινού νερού (C.S.W.P.) από σχέδιο κατασκευαστή για ένα τυπικό δεξαμενόπλοιο Aframax τάξης μεγέθους 100 Dwt [25].

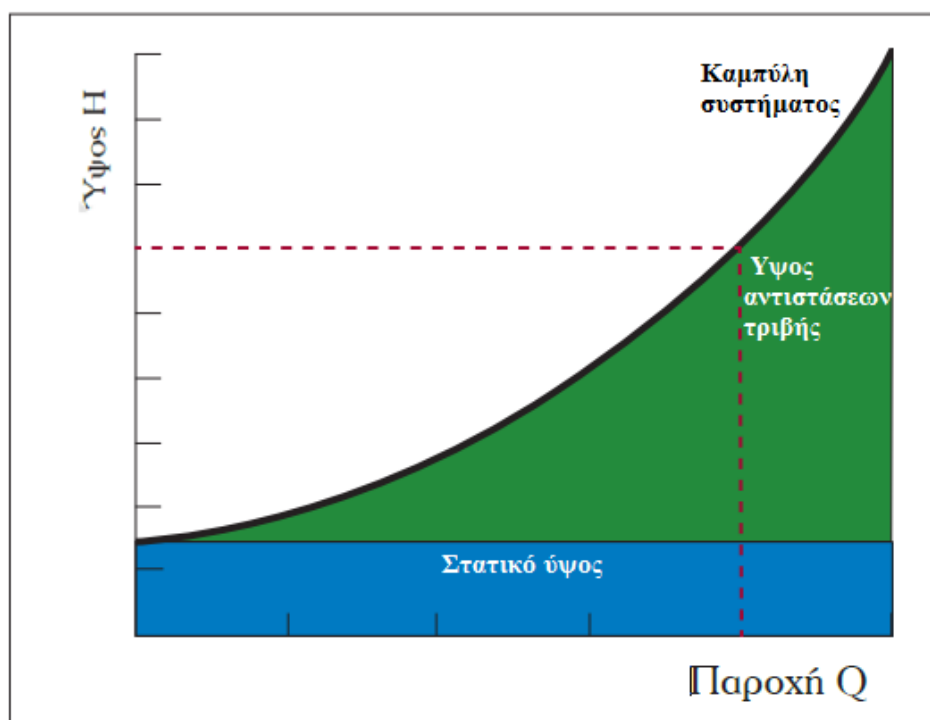
Είναι φανερό ότι στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας (δεύτερο βέλος) η πίεση στην πτερωτή της αντλίας (9m) είναι χαμηλή ενώ η παροχή έχει υψηλή τιμή. Αν κινηθούμε στην περιοχή αριστερότερα του βέλτιστου βρισκόμαστε σε περιοχή αντισυμμετρικής λειτουργίας ενώ αν κινηθούμε στην δεξιότερη περιοχή βρισκόμαστε σε περιοχή με κίνδυνο εμφάνισης σπηλαιώσης. Το πρώτο βέλος καθορίζει το σημείο μέγιστης επιτρεπτής πίεσης (23m) στην πτερωτή, [25].



Σχήμα 4.7 Φύλλο δοκιμαστικής λειτουργίας αξονικού ανεμιστήρα μηχανοστασίου (E/R Ventilation Fan) από σχέδιο κατασκευαστή για ένα τυπικό δεξαμενόπλοιο Aframax τάξης μεγέθους 100 Dwt [25].

4.4 Σκοπός εφαρμογής ρυθμιστή στροφών σε κινητήρες αντλιών και ανεμιστήρων

Στο Σχήμα 4.7 φαίνεται το στατικό ύψος που εκφράζει την ενέργεια για την μεταφορά του ρευστού και το ύψος αντιστάσεων τριβής που είναι οι αντιστάσεις του κυκλώματος όπως κούρμπες, διαστολές – συστολές διατομής, βαλβίδες κτλ.

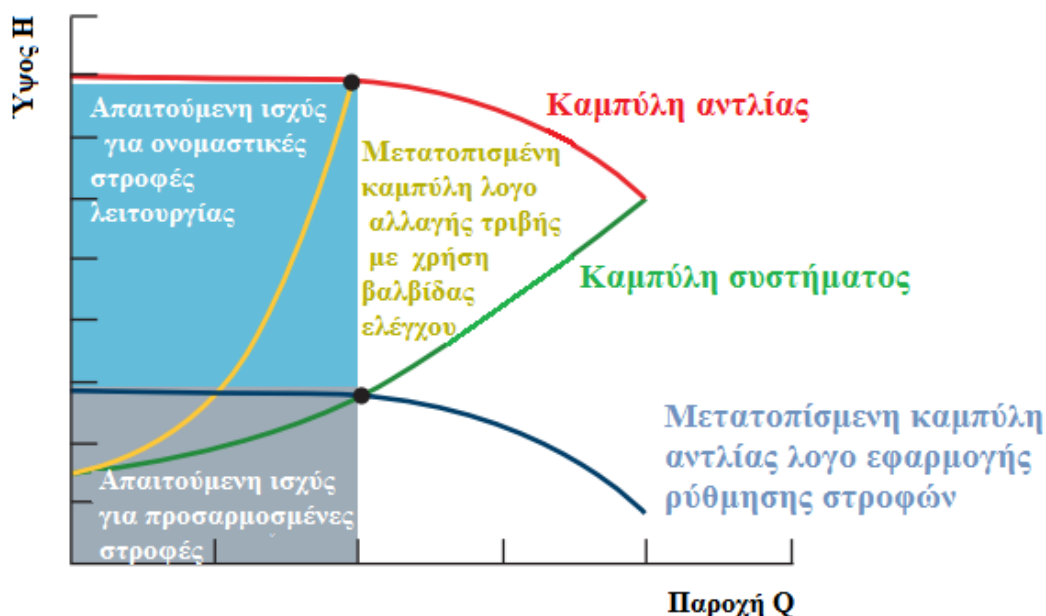


Σχήμα 4.8 Καμπύλη συστήματος ως προς τα ύψη της αντλίας.

Όπως έχει αναφερθεί και στην εισαγωγή του πρώτου κεφαλαίου, ο συνήθης τρόπος προσαρμογής της παροχής αντλίας στην επιθυμητή τιμή ήταν μέσω βαλβίδας ελέγχου ροής που ουσιαστικά αύξανε την τριβή του υγρού στην σωληνογραμμή, το οποίο εκφράζεται με την πράσινη επιφάνεια στο διάγραμμα του Σχήματος 4.7.

Αυτό σημαίνει ότι αλλάζει η καμπύλη συστήματος και όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο, το σημείο λειτουργίας ολισθαίνει πάνω στην καμπύλη της αντλίας.

Με την εισαγωγή ρυθμιστή στροφών αυτό που επιτυγχάνουμε είναι να αλλάξουμε την καμπύλη της αντλίας αφήνοντας ανεπηρέαστη την καμπύλη συστήματος ώστε να ολισθήσουμε το σημείο λειτουργίας πάνω της [23],[24].



Σχήμα 4.9 Μεταβολή σημείου λειτουργίας με χρήση ρυθμιστή στροφών [34].

Η ισχύς του συστήματος σε kW ορίζεται από την σχέση:

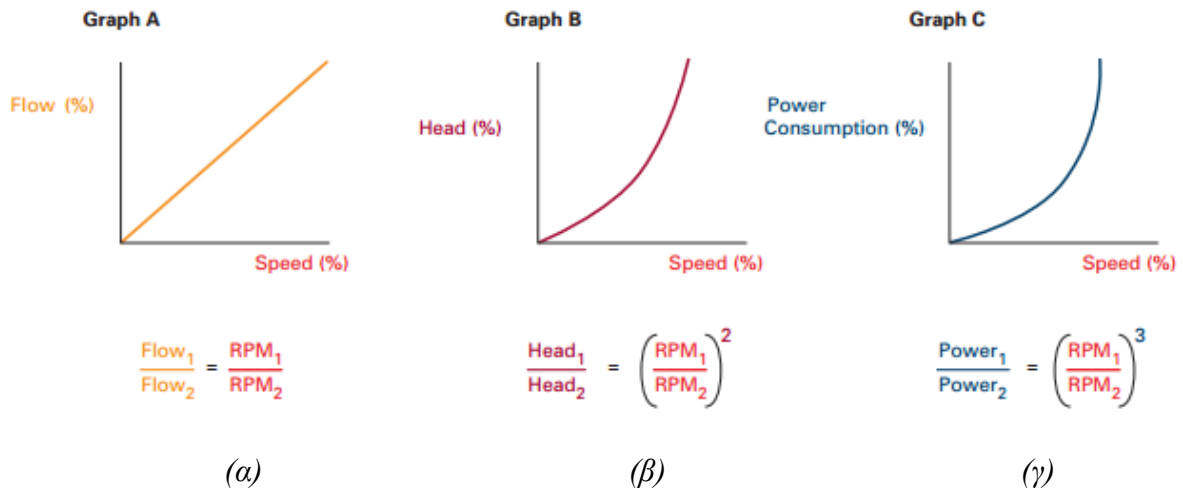
$$P = H * Q * \gamma \quad (4.6)$$

Είναι φανερό λοιπόν ότι το εμβαδόν $H*Q$ στο Σχήμα 4.8 εκφράζει ισχύ.

Όσα είπαμε παρουσιάζονται στο παραπάνω Σχήμα (Σχήμα 4.8) όπου η καμπύλη συστήματος έχει μείνει ανεπηρέαστη. Αυτό που μεταβλήθηκε είναι η καμπύλη αντλίας $H-Q$ ολισθαίνοντας το σημείο λειτουργίας.

Στο Σχήμα 4.8 λοιπόν φαίνεται ο σκοπός όμως όλου του εγχειρήματος που δεν είναι άλλος από το να εξοικονομηθεί ενέργεια. Αυτό παρουσιάζεται με την μεταβολή του εμβαδού που εκφράζει την απαιτούμενη ισχύ για μεταβολή επιθυμητής παροχής με (γκρι επιφάνεια) ή χωρίς τον ρυθμιστή στροφών (γαλάζια επιφάνεια). Παράλληλα με την μεταβολή της καμπύλης $H-Q$ της αντλίας προς τα κάτω, το στροφείο πλέον δέχεται χαμηλότερη πίεση, αυξάνοντας την αξιοπιστία των μηχανικών μερών της όπως οι τριβείς του άξονα.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να παρουσιαστεί η σχέση των στροφών της αντλίας με άλλα μεγέθη της.



Σχήμα 4.10 Μεταβολή σημείου λειτουργίας με χρήση ρυθμιστή στροφών [34].

(α) Γραμμική σχέση μεταβολής ροής – στροφών της αντλίας

(β) Εκθετική σχέση (τετραγώνου) μεταβολής πίεσης – στροφών της αντλίας

(γ) Εκθετική σχέση (κύβου) μεταβολής παρεχόμενης ισχύος – στροφών της αντλίας

Στο Σχήμα 4.10 βλέπουμε πώς επηρεάζεται η ταχύτητα λειτουργίας από την σκοπιά της αντλίας μέσα από τις σχέσεις:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{Q_2}{Q_1} = \sqrt{\frac{H_2}{H_1}} = \sqrt[3]{\frac{P_2}{P_1}} \quad (4.3)$$

Ενώ από την σκοπιά του κινητήρα:

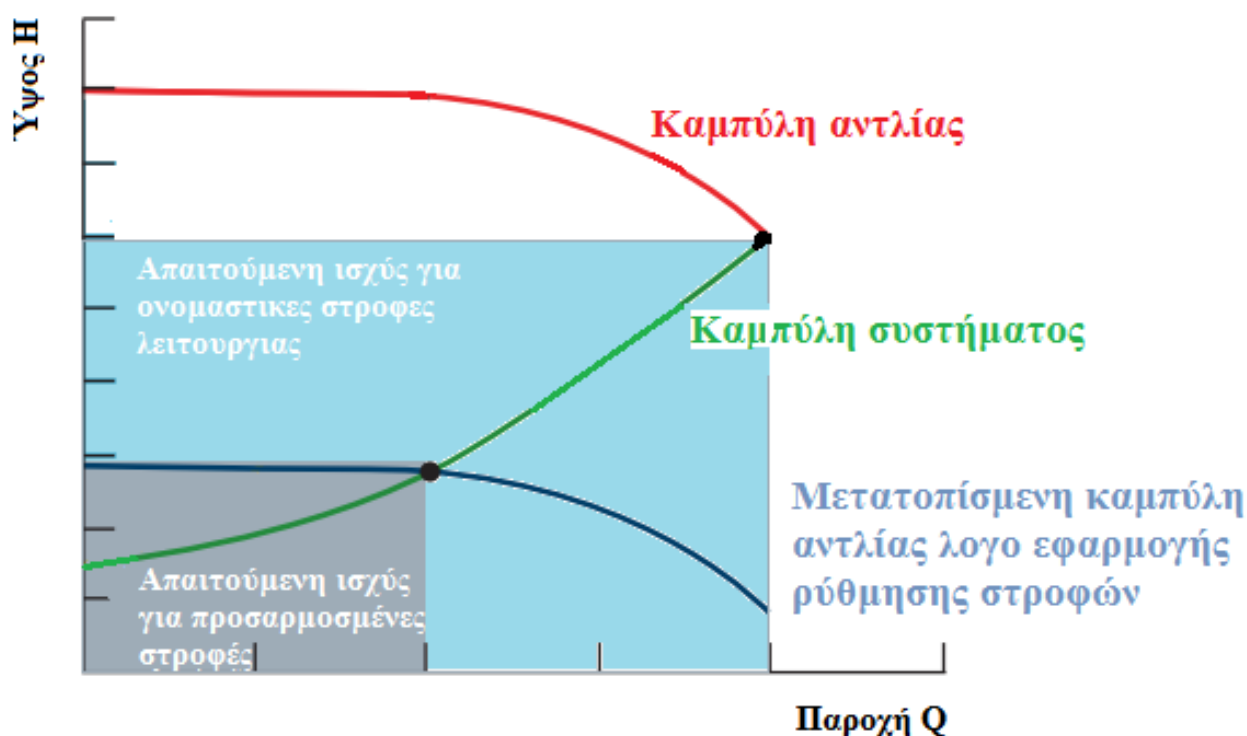
$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{T_2}{T_1}} = \sqrt[3]{\frac{P_2}{P_1}} \quad (4.4)$$

Από τις δύο σχέσεις 4.3 και 4.4 παρατηρούμε ότι η παροχή είναι ανάλογη του κύβου της ισχύος. Εδώ λοιπόν εξηγείται η μεγάλη πρακτική σημασία μιας τέτοιας εφαρμογής αφού με μία μικρή σχετικά μείωση στροφών μπορεί να επιτευχθεί -λόγω κυβικής σχέσης- μία αξιόλογη μείωση κατανάλωσης.

Στο έκτο κεφάλαιο, στο οποίο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα, επιχειρείται μεταβολή των στροφών στο 50% των ονομαστικών. Αυτό λοιπόν, σύμφωνα με τις σχέσεις 4.3 και 4.4 θα επιφέρει μείωση ισχύος:

$$\frac{0,5 \cdot N_1}{N_1} = \sqrt[3]{\frac{P_2}{P_1}} \Rightarrow \left(\frac{1}{2}\right)^3 = \frac{P_2}{P_1} \Rightarrow P_2 = \frac{1}{8} P_1 \Rightarrow \mathbf{P_2 = 12,5\% P_1}$$

Κλείνοντας πρέπει να αναφερθεί ότι στην συγκεκριμένη εφαρμογή για τις αντλίες ψύξης και τους ανεμιστήρες μηχανοστασίου, η ροή δεν ρυθμίζεται με κάποιο μηχανικό τρόπο. Αντιθέτως λειτουργούν σε ονομαστικές στροφές ανεξαρτήτως των πραγματικών αναγκών στο μηχανοστάσιο. Στην περίπτωσή μας λοιπόν η μορφή του διαγράμματος είναι κάπως διαφορετική από αυτή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.8. Η μορφή διαγράμματος μεταβολής για την απαιτούμενη ισχύ που πρέπει να απορροφηθεί από τον κινητήρα της αντλίας και αφορά την εφαρμογή μας φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Στην πραγματικότητα όμως τα διαγράμματα 4.8 και 4.10 εκφράζουν την ίδια μεταβολή ισχύος από την εφαρμογή της ρύθμισης στροφών,[23],[24].



Σχήμα 4.11 Μεταβολή σημείου λειτουργίας και μεταβολή απαιτούμενης ισχύος για την εφαρμογή της παρούσας εργασίας.

Τέλος να πρέπει να γίνει αναφορά στο ότι για λόγους ενεργειακής απόδοσης οι ερευνητές στρέφονται στον επανασχεδιασμό του κελύφους της αντλίας ώστε αυτή να παρουσιάζει βελτιωμένη απόδοση και σε εφαρμογές μεταβλητών στροφών [28]. Γίνεται λοιπόν φανερό ότι οι εγκαταστάσεις αντλιοστασίων του μέλλοντος θα είναι προσαρμοσμένες από κάθε κατασκευαστική σκοπιά στις ανάγκες της εφαρμογής εξαλείφοντας κάθε μορφή σπατάλης ενέργειας, πόρων και χρόνου συντήρησης, [26], [27].

5. ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΦΥΓΟΚΕΝΤΡΙΚΩΝ ΑΝΤΛΙΩΝ

5.1 Εισαγωγή

Η εφαρμογή ελέγχου μεταβλητής ταχύτητας στις αντλίες ψύξης κύριας μηχανής και αερισμού μηχανοστασίου, πέρα από οικονομικά οφέλη, προσφέρει και περιβαλλοντολογικά αφού μειώνεται η κατανάλωση καυσίμου. Ο έλεγχος μεταβλητής ταχύτητας επαγωγικών κινητήρων φυγοκεντρικών αντλιών είναι μία πολύπλοκη διαδικασία ιδιαίτερα όταν απαιτείται αποδέσμευση από τον αισθητήρα ταχύτητας (ταχογεννήτρια) και υψηλή απόδοση. Υπάρχουν μία σειρά από προβλήματα που πρέπει να αντιμετωπιστούν, όπως η πρόβλεψη δυναμικής συμπεριφοράς, η δυσκολία επεξεργασίας σημάτων ανάδρασης προερχόμενα από μεγάλες μεταβολές στο φορτίο ή στην επιθυμητή ταχύτητα κ.ά. Οι βασικότερες τεχνικές κινητήρων επαγωγής που χρησιμοποιούνται σήμερα με ιστορική σειρά είναι οι ακόλουθες [2],[15]:

- Τεχνική μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου (scalar control)

Η βασική ιδέα είναι η μεταβολή μόνο του μέτρου (πλάτους) των ελεγχόμενων μεταβλητών -αγνοώντας τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων του συστήματος- όπως το μέτρο τάσης της μηχανής που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της ροής της μηχανής και η συχνότητα τροφοδοσίας που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο ροπής της μηχανής άρα και της ταχύτητας. Αυτό δεν είναι απόλυτα σωστό αφού η ροή και η ροπή του κινητήρα είναι συναρτήσεις και του πλάτους και της συχνότητας τροφοδοσίας. Με άλλα λόγια, από τη μεταβολή ταχύτητας του κινητήρα παρατηρείται μεταβολή και της μαγνητικής ροής της μηχανής, επομένως για να επιτευχθεί ικανοποιητικός έλεγχος του κινητήρα θα πρέπει να διατηρούμε σταθερή την μαγνητική ροή της μηχανής ενώ μεταβάλλεται η συχνότητα τροφοδοσίας της. Αυτό είναι εφικτό, εφόσον, μεταβάλλοντας τη συχνότητα τροφοδοσίας, μεταβάλλεται με ανάλογο τρόπο και η τάση τροφοδοσίας κρατώντας τον λόγο V/f σταθερό. Ο μονόμετρος έλεγχος είναι ιδιαίτερα απλός και προσφέρει ικανοποιητικά αποτελέσματα, γι' αυτό και έχει χρησιμοποιηθεί ευρύτατα σε βιομηχανική κλίμακα. Όμως, λόγω της εγγενούς συζευγμένης μορφής του συστήματος, παρουσιάζει καθυστέρηση στην απόκριση ροπής.

- Τεχνική διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου (Vector Control)

Σε αυτή την τεχνική τα ελεγχόμενα μεγέθη θεωρούνται διανύσματα και επιχειρείται ο έλεγχος, όχι μόνο του μέτρου, αλλά και της φάσης τους. Το μεγάλο πλεονέκτημά του όμως είναι ότι, υπό κατάλληλες προϋποθέσεις, μπορεί να επιτευχθεί απόζευξη των εξισώσεων της μηχανής με άμεσο επακόλουθο ο έλεγχός της να είναι εύκολος, ταχύς και ιδιαίτερα ακριβής λύνοντας έτσι όλα τα προβλήματα του μονόμετρου ελέγχου που πηγάζουν από τη συζευγμένη μορφή των εξισώσεων της μηχανής. Επιπλέον, δεν υφίσταται αλληλεπίδραση μεταξύ της αναπτυσσόμενης ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής της μηχανής, επιτρέποντας στο σύστημα μεγαλύτερο

περιθώριο ευστάθειας. Η επιτυχία της τεχνικής αυτής έγκειται στο ότι μπορούμε να χειριστούμε τον επαγωγικό κινητήρα σαν κινητήρα συνεχούς ρεύματος, το οποίο εξηγείται παρακάτω. Στον κινητήρα συνεχούς ρεύματος (DC) ξένης διέγερσης η αναπτυσσόμενη ροπή στον κινητήρα δίνεται από τη σχέση:

$$T = k * I_a * I_f \quad (5.1)$$

όπου I_a είναι το ρεύμα του τύμπανου, I_f το ρεύμα πεδίου διέγερσης και k μία σταθερά

Στην μηχανή ξένης διέγερσης τα ρεύματα τύμπανου και διέγερσης μπορούν να ελέγχονται ανεξάρτητα. Η ανεξαρτησία τους αυτή μεταφράζεται διανυσματικά σε καθετότητα. Άρα τα διανύσματα των ρευμάτων I_a , I_f , καθώς και οι προκαλούμενες από αυτά μαγνητικές ροές, θα είναι στατικά και κάθετα μεταξύ τους. Αυτό σημαίνει ότι η μεταβολή του ενός δεν επηρεάζει το άλλο, οπότε ο έλεγχος μπορεί να γίνει ανεξάρτητα. Αντίστοιχα, ο επαγωγικός κινητήρας, με την πλήρη απόζευξη που προσφέρει ο προσανατολισμός πεδίου του δρομέα (αναλύεται πλήρως παρακάτω ο λόγος που ο προσανατολισμός του δρομέα μας οδηγεί στην απόζευξη), μπορεί να αντιμετωπιστεί όπως ο DC κινητήρας που η ροπή του υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$T = k * i_{sq} * \lambda_{rd} \quad (5.2)$$

Στην μόνιμη κατάσταση το λ_{rd} είναι ευθέως ανάλογο του i_{sd} (ο λόγος εξηγείται πλήρως παρακάτω), το οποίο κρατείται σταθερό ώστε να παρέχεται σταθερή ροή στην μηχανή στην ονομαστική της τιμή. Υπενθυμίζεται εδώ ότι, εφόσον τα μεγέθη είναι προσανατολισμένα πάνω στους άξονες dq , είναι πλήρως ανεξάρτητα λόγω καθετότητας. Άρα, ο έλεγχος της ροπής επιτυγχάνεται από τον έλεγχο του i_{sq} που είναι το δυϊκό του I_a της μηχανής συνεχούς ρεύματος.

- Τεχνική ελέγχου ροπής και ροής (Direct Torque Control-DTC)

Είναι μία ιδιαίτερα προηγμένη τεχνική μονόμετρου (βαθμωτού) ελέγχου και συνίσταται στον άμεσο έλεγχο ροπής και μαγνητικής ροής της μηχανής μέσω της επιλογής των κατάλληλων κάθε φορά διανυσμάτων του αντιστροφέα. Ο προτιμότερος τύπος αντιστροφέα που χρησιμοποιείται σε εφαρμογές DTC είναι SV-PWM, που αναπτύχθηκε στο Κεφάλαιο 3, αλλά κατάλληλα προσαρμοσμένος για αυτόν τον έλεγχο. Η εξήγηση αυτού του ελέγχου συνοψίζεται στην λογική της κβάντισης των τιμών της ηλεκτρικής ροπής και της μαγνητικής ροής. Με την ενέργεια αυτή ορίζονται διάφορες περιοχές λειτουργίας για τη μηχανή και, γνωρίζοντας σε ποια περιοχή λειτουργίας βρισκόμαστε και σε ποια είναι επιθυμητό να πάμε, επιλέγουμε το κατάλληλο διάνυσμα τάσης του αντιστροφέα που θα οδηγήσει τη μηχανή στην επιθυμητή απόκριση. Τα πλεονεκτήματα της μεθόδου είναι η μείωση της πολυπλοκότητας, με αποτέλεσμα η συνακόλουθη μείωση του απαιτούμενου χρόνου υπολογισμού να επιτρέπει την επίτευξη πολύ γρήγορων κύκλων ελέγχου. Μπορεί η απόκριση του κύκλου να μην είναι βέλτιστη, όμως η ταχύτητα με την οποία αυτή διορθώνεται από τον κύκλο ελέγχου που ακολουθεί, επιτρέπει τον ταχύτατο και με αρκετά μεγάλη ακρίβεια έλεγχο της ηλεκτρικής ροπής αλλά και της μαγνητικής ροής της μηχανής. Η απόκριση ροπής με την τεχνική DTC θεωρείται εφάμιλλη εκείνης ενός συστήματος που χρησιμοποιεί την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου, αλλά η χρήση της σε βιομηχανικό περιβάλλον συναντάται συνήθως σε κινητήρες μεγάλης ισχύος.

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η τεχνική διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμού πεδίου (Vector Control - Field Orientation Control) με χρήση κατάλληλων ελεγκτών PI. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν εξελιγμένες μορφές διανυσματικού ελέγχου (μη γραμμικός έλεγχος), όπως ο προσαρμοστικός έλεγχος (Adaptive Control) μέσω του οποίου επιτυγχάνεται αποδέσμευση από τον αισθητήρα ταχύτητας (Sensorless Vector Control), αλλά και εφαρμογές ασαφούς λογικής (Fuzzy Logic Control) για αντικατάσταση των ελεγκτών PI στον έλεγχο ταχύτητας και στον μηχανισμό προσαρμοστικού ελέγχου που βελτιώνουν τη χρονική απόκριση και την ευρωστία της διάταξης. Τέλος, επιχειρείται να συνδυασμός των παραπάνω βελτιώσεων ασαφούς λογικής σε μία διάταξη.

5.2 Διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου

Αυτός ο τύπος ελέγχου οφείλει το όνομά του στο γεγονός ότι τα προς έλεγχο μεγέθη, τα οποία, όπως θα προκύψει από την ανάλυση που ακολουθεί, είναι η μαγνητική ροή και η ροπή του κινητήρα, θεωρούνται διανύσματα, άρα απαιτείται ο προσδιορισμός του μέτρου και της γωνίας τους. Υπάρχουν δύο μέθοδοι διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου. Η πρώτη είναι ο άμεσος διανυσματικός έλεγχος (Direct Vector Control) και η δεύτερη ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος (Indirect Vector Control). Η μοναδική τους διαφορά έγκειται στον τρόπο υπολογισμού της γωνίας του στρεφόμενου πλαισίου θ που δίνεται από την σχέση 2.1. Στην πρώτη μέθοδο ο υπολογισμός της γωνίας θ γίνεται με ανατροφοδότηση από σήματα εξόδου ενώ στον έμμεσο έλεγχο, όπως θα φανεί και στην ανάλυση που ακολουθεί, ο υπολογισμός γίνεται από πρωστοροφοδότηση από την είσοδο, και συγκεκριμένα από την εντολή ταχύτητας που μαζί με την ταχύτητα δρομέα που παρέχεται -στην πιο απλή μορφή του διανυσματικού ελέγχου- από έναν αισθητήρα ταχύτητας στον άξονα της μηχανής, υπολογίζεται η γωνία θ . Στην παρούσα εργασία επιλέχθηκε η μελέτη του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου γιατί παρουσιάζει μεγαλύτερη ακρίβεια στον υπολογισμό της γωνίας θ στις χαμηλές ταχύτητες και εμφανίζεται κατά κόρον στις βιομηχανικές εφαρμογές. Με τον όρο προσανατολισμό πεδίου εννοείται ο προσανατολισμός του άξονα d του στρεφόμενου πλαισίου με ένα από τα μαγνητικά πεδία της μηχανής. Ως προς τον προσανατολισμό πεδίου υπάρχουν τρεις επιλογές:

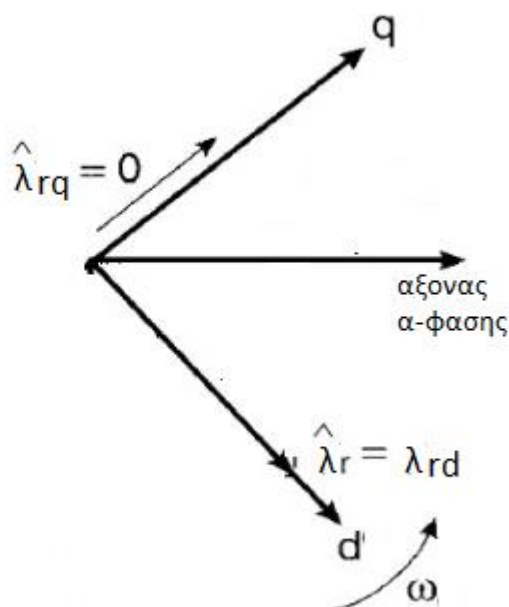
- προσανατολισμός στρεφόμενου πλαισίου με το μαγνητικό πεδίο δρομέα λ_r
- προσανατολισμός στρεφόμενου πλαισίου με το μαγνητικό πεδίο στάτη λ_s
- προσανατολισμός στρεφόμενου πλαισίου με το μαγνητικό πεδίο διακένου λ_m

Το ζητούμενο από την επιλογή είναι ο έλεγχος του κινητήρα να είναι ακριβής, εύκολος και ταχύς. Για ένα τέτοιο αποτέλεσμα πρέπει να επιτευχθεί απόζευξη των εξισώσεων της μηχανής. Αυτό το πλεονέκτημα, όπως αποδεικνύεται και στην ανάλυση που ακολουθεί, παρέχεται από τον προσανατολισμό σύμφωνα με το πεδίο του δρομέα λ_r . Συνοψίζοντας, η προς εξέταση διάταξη στην παρούσα εργασία είναι ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος επαγωγικού κινητήρα με προσανατολισμό πεδίου δρομέα, [15].

5.2.1 Προσανατολισμός του d άξονα του στρεφόμενου πλαισίου σύμφωνα με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του πεδίου του δρομέα

Όπως προαναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο προσανατολισμός μπορεί να γίνει είτε με την μαγνητική ροή διακένου λ_m , είτε με την μαγνητική ροή στάτη λ_s , είτε ακόμα με την μαγνητική ροή δρομέα λ_r . Όμως, η γραμμική ανεξαρτησία των εξισώσεων της μηχανής εξασφαλίζεται μόνο με τον προσανατολισμό του άξονα d (ο οποίος στρέφεται με την σύγχρονη ταχύτητα) με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται εκ φύσεως ανεξάρτητος έλεγχος, γεγονός που δεν συμβαίνει με τους άλλους προαναφερθέντες προσανατολισμούς, όπου διατηρείται κάποιας μορφής σύζευξη, η οποία πρέπει να απαλειφθεί με αλγεβρικό τρόπο, και μάλιστα χωρίς απόλυτη επιτυχία.

Στο Σχήμα 5.1 παρουσιάζεται ο προσανατολισμός του πλαισίου με το διάνυσμα μαγνητικής ροής δρομέα:



Σχήμα 5.1. Προσανατολισμός του άξονα d του πλαισίου με το διάνυσμα μαγνητικής ροής δρομέα [10].

Παρατηρείται, λοιπόν, ότι μετά τον προσανατολισμό, η προβολή της q συνιστώσας στον άξονα q είναι μηδενική:

$$\lambda_{rq} = 0 \quad (5.3)$$

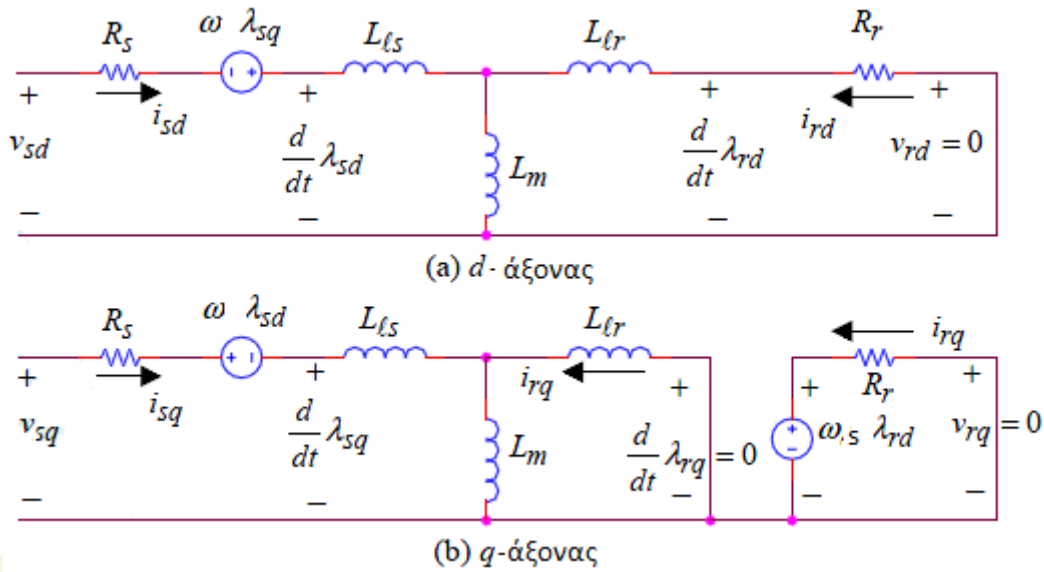
Αντικαθιστώντας την τιμή αυτή στην σχέση:

$$\lambda_{rq} = L_s * i_{rq} + L_m * i_{sq} \quad (5.4)$$

προκύπτει η σχέση:

$$i_{rq} = - \frac{L_m}{L_r} * i_{sq} \quad (5.5)$$

Τα ισοδύναμα κυκλώματα q, d άξονα που προκύπτουν εικονίζονται στο Σχήμα 5.2:



Σχήμα 5.2 Ισοδύναμα κυκλώματα μετά τον προσανατολισμό του άξονα d του πλαισίου με το διάνυσμα μαγνητικής ροής δρομέα κλωβού [19].

Εφόσον το λ_{rq} είναι ίσο με το μηδέν, εύλογο είναι και η παράγωγός του να ισούται με το μηδέν. Αν σε όλα αυτά συμπεριληφθεί το γεγονός ότι $v_{rq}=0$, λόγω δρομέα κλωβού, η παραπάνω σχέση (2.16) γίνεται:

$$v_{rq} = R_s * i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + (\omega_e - \omega_m) * \lambda_{rd} \quad (5.6)$$

δίνει την ταχύτητα ολίσθησης $\omega_s=(\omega_e-\omega_m)$:

$$\omega_s = -R_r * \frac{i_{rq}}{\lambda_{rd}} \quad (5.7)$$

Στη συνέχεια ορίζεται η σταθερά δρομέα:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (5.8)$$

Άρα η σχέση που δίνει την ταχύτητα ολίσθησης γράφεται ως εξής:

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_r * \lambda_{rd}} * i_{sq} \quad (5.9)$$

Ο υπολογισμός της ροπής από την σχέση:

$$T_{em} = \frac{p}{2} (\lambda_{rq} * i_{rd} - \lambda_{rd} * i_{rq}) \quad (5.10)$$

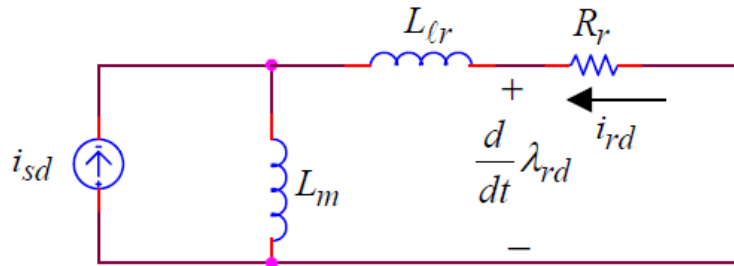
με δεδομένο ότι $\lambda_{rq}=0$, γίνεται:

$$T_{em} = - \frac{p}{2} * \lambda_{rd} * i_{rq} \quad (5.11)$$

και με αντικατάσταση του i_{rq} από την (5.5), τελικά προκύπτει:

$$T_{em} = \frac{p}{2} * \lambda_{rd} * \left(\frac{L_m}{L_r} * i_{sq}\right) \quad (5.12)$$

Προκειμένου να καταστεί σαφής η εξάρτηση του λ_{rd} από το i_{sd} παρουσιάζεται μία απλοποιημένη εκδοχή του κυκλώματος άξονα d του Σχήματος 5.2, θεωρώντας ότι το i_{sd} παρέχεται από μία πηγή ρεύματος στο Σχήμα 5.3:



Σχήμα 5.3. Απλοποιημένη εκδοχή του κυκλώματος άξονα d [19].

Σύμφωνα με το Σχήμα 5.2a (d-άξονας), το ρεύμα δρομέα i_{rd} στο πεδίο Laplace υπολογίζεται από την σχέση:

$$i_{rd}(s) = - \frac{s * L_m}{R_r + s * L_r} * i_{sd}(s) \quad (5.13)$$

Έτσι, αντικαθιστώντας στην σχέση:

$$\lambda_{rd} = L_r * i_{rd} + L_m * i_{sd} \quad (5.14)$$

προκύπτει:

$$\lambda_{rd}(s) = - \frac{L_m}{(1 + s * T_r)} * i_{sd}(s) \quad (5.15)$$

Ως προς το πεδίο του χρόνου, η ακόλουθη διαφορική εξίσωση δίνει την μαγνητική ροή λ_{rd} :

$$\frac{d}{dt} \lambda_{rd} + \frac{\lambda_{rd}}{T_r} = \frac{L_m}{T_r} * i_{sd} \quad (5.16)$$

Η μαγνητική ροή στην μόνιμη κατάσταση έχει σταθερή τιμή. Οι περιπτώσεις μεταβαλλόμενης τιμής της ροής είναι κατά την εκκίνηση του κινητήρα και κατά την λειτουργία εξασθένησης πεδίου. Στην τελευταία περίπτωση, στόχος είναι η αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα πέραν των ονομαστικών στροφών του και επιτυγχάνεται με μείωση της μαγνητικής ροής του κινητήρα.

Στην πραγματικότητα, όμως, το πιο πιθανό είναι η τιμή της μαγνητικής ροής να είναι σταθερή κατά τη λειτουργία του κινητήρα. Σε αυτή την περίπτωση (μόνιμης κατάστασης) ισχύει: $\lambda_{rd} = \text{σταθ.}$ άρα και $i_{sd} = \text{σταθ.}$

Συνεπώς $\Delta i_{sd}=0$. Από την σχέση:

$$i_{rd}(s) = - \frac{s \cdot L_m}{R_r + s \cdot L_r} * i_{sd} \quad (5.13)$$

προκύπτει $i_{rd}=0$. Τότε η σχέση:

$$\lambda_{rd} = L_r * i_{rd} + L_m * i_{sd} \quad (5.14)$$

απλοποιείται σε:

$$\lambda_{rd} = L_m * i_{sd} \quad (\text{στη μόνιμη κατάσταση}) \quad (5.17)$$

Επίσης, η σχέση της ροπής (5.12) μετατρέπεται σε:

$$T_{em} = \left(\frac{p}{2} * \frac{L_m^2}{L_r} * i_{sd} \right) * i_{sq} \quad (5.18)$$

(με $i_{sd} = \text{σταθ.}$ στην μόνιμη κατάσταση)

Άρα, επιβεβαιώνεται ότι ο τρόπος ελέγχου της ταχύτητας του επαγωγικού κινητήρα είναι παρόμοιος με τον τρόπο ελέγχου κινητήρα συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης, όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή του κεφαλαίου, το οποίο γίνεται σαφές από την παρακάτω σχέση:

$$T_{em} = k * i_{sq} \quad (5.19)$$

όπου $k = \frac{p}{2} * \frac{L_m^2}{L_r} * i_{sd}$ (σταθερή ποσότητα)

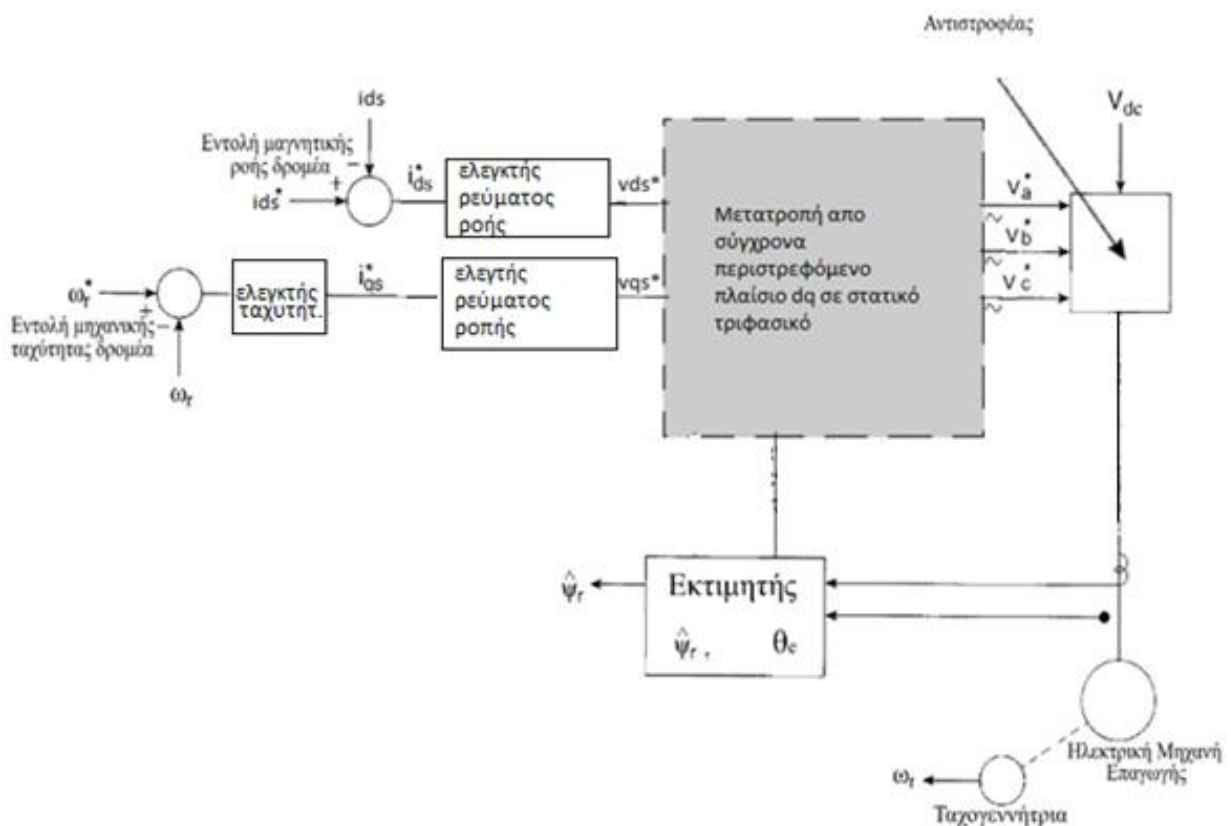
Ανακεφαλαιώνοντας, στις προηγούμενες παραγράφους εξετάστηκαν τα εξής θέματα:

- α) η άμεση σχέση του λ_{rd} (που είναι ίση με το λ_r λόγω προσανατολισμού) συναρτήσει του i_{sd} .
- β) η άμεση σχέση του i_{sq} συναρτήσει του T_{em} (στην μόνιμη κατάσταση).

Συνεπώς, είναι δυνατός ο υπολογισμός των T_{em} , λ_{rd} , i_{rq} και i_{rd} από τα μετρήσιμα ρεύματα του στάτη και τις σταθερές τιμές επαγωγών και αντιστάσεων. Άρα πλέον μπορεί να ελεγχθεί η **μαγνητική ροή** του κινητήρα μέσω του ρεύματος i_{sd} , και η **ταχύτητα** του κινητήρα με την **ροπή**, μέσω του ρεύματος i_{sq} .

5.3 Υλοποίηση μοντέλου προσομοίωσης σε λογισμικό matlab/simulink

Η διάταξη προς υλοποίηση φαίνεται στο παρακάτω σχεδιάγραμμα:

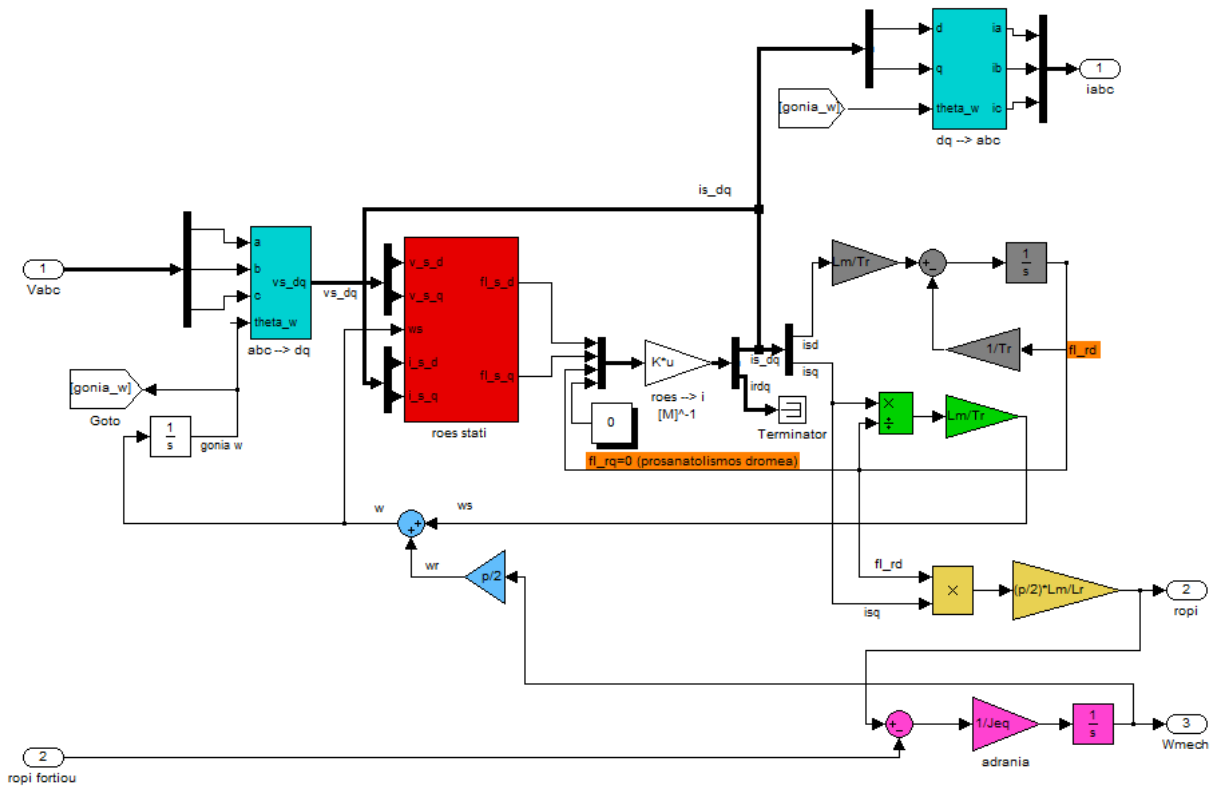


Σχήμα 5.4. Διάταξη διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου [10].

Στο Σχήμα 5.4 διακρίνονται τα δομικά στοιχεία της διάταξης: ο κινητήρας, ο αντιστροφείας, ο εκτιμητής και τέλος, οι ελεγκτές που αρχικά θα θεωρήσουμε ότι είναι PI. Επίσης, θεωρούμε ότι υπάρχει αισθητήρας ταχύτητας (ταχογεννήτρια). Στο παραπάνω Σχήμα δίνεται έμφαση στο γεγονός ότι το αποτέλεσμα του ελέγχου είναι η διαμόρφωση των κατάλληλων διανυσμάτων τάσης που θα οδηγήσουν τον κινητήρα στην επιθυμητή απόκριση. Παρακάτω θα αναλυθούν αναλυτικά τα επιμέρους τμήματα της διάταξης.

5.3.1 Κινητήρας

Το μοντέλο προσομοίωσης του κινητήρα που χρησιμοποιήθηκε είναι το έξης:



Σχήμα 5.5. Διάταξη μοντέλου προσομοίωσης του κινητήρα με λογισμικό Matlab/Simulink.

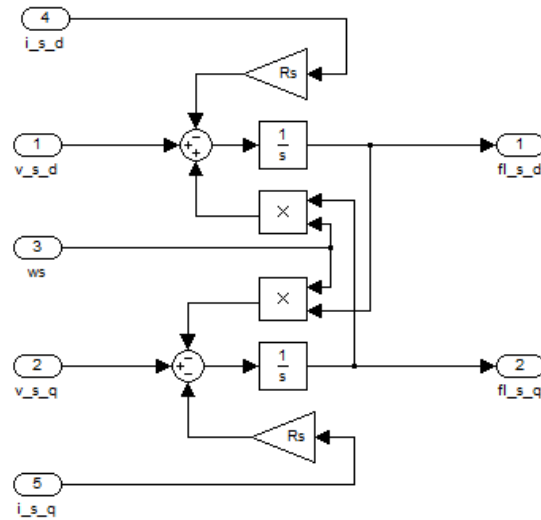
Το μοντέλο έχει μία είσοδο με τις τάσεις τροφοδοσίας και μία με τη ροπή του φορτίου (το οποίο στην περίπτωση μας είναι η πτερωτή της αντλίας). Η δεύτερη συνεισφέρει σε ένα βασικό χαρακτηριστικό του διανυσματικού ελέγχου, τον υπολογισμό της ταχύτητας δρομέα μέσω της σχέσης (2.24). Πρόκειται για τον αυτοέλεγχο του πλάτους, της συχνότητας και της φασικής μετατόπισης σε κάθε φάση από την γωνία θ , που χρησιμεύει στον μετασχηματισμό από τριφασικό σε διφασικό σύστημα dq (γαλάζια μπλοκ). Είναι λοιπόν απαραίτητη για τον ορθό υπολογισμό ροών, ρευμάτων και άλλων χρήσιμων μεγεθών.

Για τον υπολογισμό της ροής του στάτη (κόκκινο μπλοκ) χρησιμοποιούνται οι διαφορικές εξισώσεις που έχουμε δει στο και στο δεύτερο κεφάλαιο, δηλαδή οι (2.13) και (2.14) :

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_e * \lambda_{sq} \quad (5.20)$$

$$v_{sq} = R_s * i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} - \omega_e * \lambda_{sd} \quad (5.21)$$

Με ω_e τη σύγχρονη ταχύτητα και η υλοποίηση του μπλοκ είναι η εξής :



Σχήμα 5.6. Διάταξη μοντέλου υπολογισμού της ροής του στάτη με λογισμικό Matlab/Simulink..

Για τον υπολογισμό της ροής του δρομέα που ισχύουν $\lambda_r = \lambda_{rd}$ και $\lambda_{rq} = 0$, λόγω του προσανατολισμού πεδίου δρομέα, χρησιμοποιείται η διαφορική εξίσωση που μας δίνει την μαγνητική ροή λ_{rd} από τη σχέση (5.16). Η υλοποίησή της φαίνεται από την γκρι ομάδα μπλοκ.

Έχοντας πλέον γνωστές τις ροές, μπορούν να υπολογιστούν τα ρεύματα στάτη (καθώς και τα ρεύματα δρομέα, τα οποία όμως δεν είναι χρήσιμα λόγω προσανατολισμού με το πεδίο δρομέα). Από τις σχέσεις που έχουμε δει και στο δεύτερο κεφάλαιο (2.7) και (2.8) για τον στάτη:

$$\lambda_{sd} = L_s * i_{sd} + L_m * i_{rd} \quad (5.22)$$

$$\lambda_{sq} = L_s * i_{sq} + L_m * i_{rq} \quad (5.23)$$

όπως και για τον δρομέα:

$$\lambda_{rd} = L_r * i_{rd} + L_m * i_{sd} \quad (5.24)$$

$$\lambda_{rq} = L_r * i_{rq} + L_m * i_{sq} \quad (5.25)$$

Με αναδιάταξη των σχέσεων ως προς d και q προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sq} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

συνδυάζοντας τους δύο παραπάνω πίνακες προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

Ονομάζοντας την παραπάνω μήτρα 4x4 M, με γνωστές τις ροές από τον αντίστροφο M μπορούν να υπολογιστούν τα ρεύματα του κινητήρα ως εξής:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = [M]^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

Για τον υπολογισμό της ταχύτητας ολίσθησης χρησιμοποιείται η σχέση:

$$\omega_s = \frac{L_m}{L_r * \lambda_{rd}} * i_{sq} \quad (5.30)$$

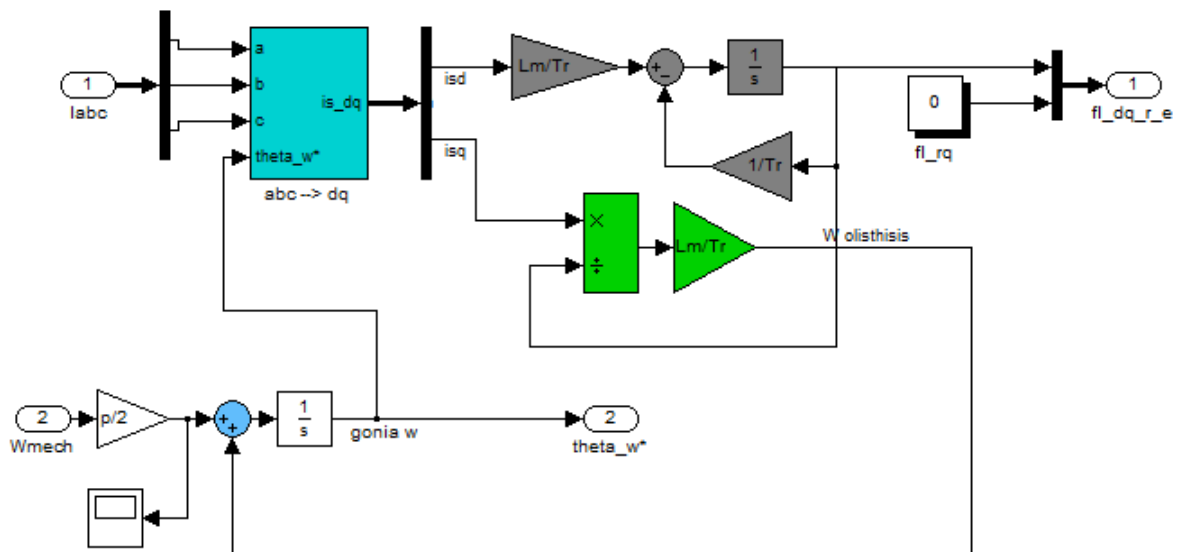
και φαίνεται από την πράσινη ομάδα μπλοκ. Η ταχύτητα ολίσθησης ω_s θα αθροιστεί στην ταχύτητα δρομέα ω_r και μετά από ολοκλήρωση θα έχουμε την γωνία θ που θα οδηγηθεί στο μπλοκ μετασχηματισμού. Για τον υπολογισμό της ροπής χρησιμοποιείται η σχέση:

$$T_{em} = \frac{p}{2} * \lambda_{rd} * \left(\frac{L_m}{L_r} * i_{sq} \right) \quad (5.31)$$

και φαίνεται από την κίτρινη ομάδα μπλοκ. Τέλος, για τον υπολογισμό της ταχύτητας του άξονα θα χρησιμοποιηθεί η σχέση (ροζ μπλοκ):

$$\omega_{mech} = \int \frac{T_{em} - T_L}{J} dt + \omega_{mech}(0) \quad (5.32)$$

5.3.2 Εκτιμητής



Σχήμα 5.7. Διάταξη μοντέλου εκτιμητή μεγεθών του κινητήρα με λογισμικό Matlab/Simulink..

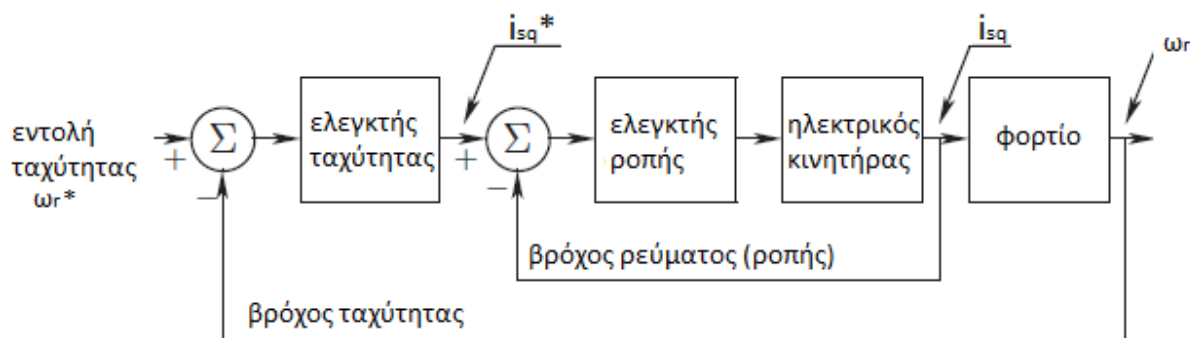
Ο εκτιμητής (estimator) ή παρατηρητής (observer) σε ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης είναι το υποσύστημα εκείνο που αναλαμβάνει να υπολογίζει τα ηλεκτρικά μεγέθη του ελεγχόμενου κινητήρα, τα οποία είναι απαραίτητα για τη λειτουργία του ελεγκτή. Για τον εκτιμητή έχουν χρησιμοποιηθεί ακριβώς οι ίδιες σχέσεις και λογική με το μοντέλο του κινητήρα για τον υπολογισμό της ροής δρομέα και τον υπολογισμό της ταχύτητας ολίσθησης προκειμένου να προκύψει η γωνία θ . Σε αυτόν τον εκτιμητή η ταχύτητα του άξονα (ω_{mech}) δίνεται ως είσοδος, ενώ αργότερα επιχειρείται η απαλοιφή αυτής της εισόδου μέσα από τον προσαρμοστικό έλεγχο.

5.3.3 Αντιστροφείας

Στην διάταξή μας θα χρησιμοποιηθεί ο αντιστροφείας τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης, SV-PWM, όπως παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 3. Οι λόγοι για τους οποίους επιλέγουμε την τεχνική SV-PWM αναλύονται στην παράγραφο 3.1.2.1.

5.3.4 Γραμμικοί ελεγκτές

Οι ελεγκτές είναι υπεύθυνοι για την ευστάθεια και την απόκριση της διάταξης διανυσματικού ελέγχου [13]. Σημειώνεται εδώ, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.4, ότι την τιμή της ταχύτητας του κινητήρα την παίρνουμε από τον αισθητήρα ταχύτητας (ταχογεννήτρια) και την οδηγούμε στην είσοδο όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.8:



Σχήμα 5.8. Γενικό διάγραμμα ελέγχου της διάταξης διανυσματικού ελέγχου [16].

Παρατηρούμε ότι υπάρχουν δύο βρόχοι ελέγχου που ο ένας είναι εμφωλευμένος εντός του άλλου. Ο εσωτερικός βρόχος (ροπής) είναι μεγάλου κέρδους και προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα, όπως γραμμικοποίηση του μοντέλου και βελτιωμένο εύρος ζώνης που μεταφράζεται σε ταχύτερη απόκριση. Από τον ελεγκτή ταχύτητας παρέχεται η επιθυμητή τιμή ρεύματος ροπής, και από τον ελεγκτή ροπής η επιθυμητή τιμή τροφοδοτούμενης τάσης του κινητήρα. Οι πραγματικές τιμές ταχύτητας και ρεύματος ροπής ανατροφοδοτούνται ώστε να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα και να φτάσουμε στην επιθυμητή τιμή ταχύτητας.

5.3.4.1 PI Ελεγκτές

Στον κλασικό διανυσματικό έλεγχο χρησιμοποιούνται ελεγκτές PI. Οι ελεγκτές αυτοί αποτελούν μία καλή και δοκιμασμένη λύση για να επιτευχθεί καλή μεταβατική απόκριση και εξάλειψη σφάλματος μόνιμης κατάστασης. Οι ελεγκτές PI επαρκούν πλήρως για τον έλεγχο ροπής και ταχύτητας, [16]. Αποτελούνται από έναν ενισχυτή σφάλματος (P) που πολλαπλασιάζει το σφάλμα με ένα σταθερό κέρδος, ώστε να δώσει μικρή υπερύψωση με γρήγορη απόκριση, και από έναν ολοκληρωτή (I), που ολοκληρώνει το σφάλμα και το πολλαπλασιάζει με ένα σταθερό κέρδος, ώστε να μηδενιστεί το σφάλμα μόνιμης κατάστασης με αποτέλεσμα να αναληφθούν οι ταλαντώσεις γύρω από την επιθυμητή τιμή εντολής ελέγχου [13]. Γενικά, η επίδραση του PI ρυθμιστή είναι ευεργετική ως προς το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Στο Σχήμα 5.4 φαίνεται ο ελεγκτής ταχύτητας ω_r και οι ελεγκτές ρεύματος i_{sq} και i_{sd} . Η επιλογή των κερδών των PI ελεγκτών είναι πολύ σημαντική για την ευστάθεια του συστήματος. Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζεται ο τρόπος υπολογισμού αυτών των κερδών.

5.3.4.1.1 Σχεδίαση ελεγκτή PI βρόχου ταχύτητας

Ο σκοπός του ελέγχου ταχύτητας είναι να διατηρηθεί η επιθυμητή τιμή ταχύτητας του κινητήρα, ακόμα και αν μεταβληθεί η ροπή φορτίου ή η εντολή επιθυμητής ταχύτητας κατά την διάρκεια της λειτουργίας του, [8].

Η λογική του σχεδιασμού στηρίζεται στον έξης συλλογισμό:

Υπενθυμίζεται ότι λόγω του διανυσματικού ελέγχου πεδίου με προσανατολισμό στο πεδίο του δρομέα, η ροή $\lambda_{rq} = 0$. Τότε, λόγω απλοποίησης των σχέσεων τάσεων - ρευμάτων ως προς τον d άξονα, το ρεύμα δρομέα προκύπτει από την σχέση 5.13:

$$i_{rd}(s) = - \frac{s \cdot L_m}{R_r + s \cdot L_r} * i_{sd}(s) \quad (5.33)$$

άρα η τιμή του i_{rd} επηρεάζεται από την μεταβολή του ρεύματος i_{sd} .

Υποθέτοντας ότι ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση, τότε $\Delta i_{sd} = 0$ άρα $i_{rd} = 0$.

Τότε η σχέση του δεύτερου κεφαλαίου (σχέση 2.9: $\lambda_{rd} = L_r * i_{rd} + L_m * i_{sd}$) απλοποιείται σε:

$$\lambda_{rd} = L_m * i_{sd} \quad (\text{στη μόνιμη κατάσταση}) \quad (5.34)$$

και η σχέση της ροπής (σχέση 5.12: $T_{em} = \frac{p}{2} * \lambda_{rd} * (\frac{L_m}{L_r} * i_{sq})$) μετατρέπεται σε:

$$T_{em} = \left(\frac{p}{2} * \frac{L_m^2}{L_r} * i_{sd}^* \right) * i_{sq} \quad (5.35)$$

(όπου το σύμβολο * επισημαίνει την επιθυμητή τιμή του i_{sd})

ή

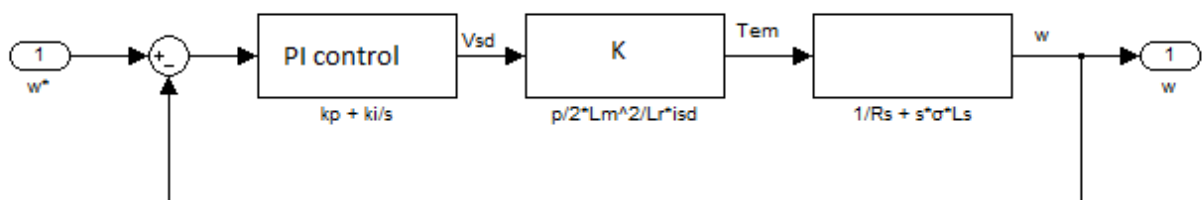
$$T_{em} = K * i_{sq} \quad (5.36)$$

όπου, αφού στην μόνιμη κατάσταση $i_{sd}^* = \text{σταθ}$, τότε μπορεί να αντικατασταθεί η παράσταση $\frac{p}{2} * \frac{L_m^2}{L_r} * i_{sd}^*$ από την σταθερά K

Τέλος, για την εύρεση της ταχύτητας άξονα από την ροπή χρησιμοποιείται η σχέση:

$$\omega_{mech} = T_{em}(s) * \frac{1}{s * J_{eq}} \quad (5.37)$$

Το διάγραμμα ελέγχου του speed loop controller φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Σχήμα 5.9 Διάγραμμα ελέγχου του speed loop controller [15].

Έχοντας ως δεδομένα το εύρος ζώνης και το περιθώριο φάσης που επιλέγουμε για την διάταξή μας, χρησιμοποιείται η σχέση ανοικτού βρόχου που προκύπτει από την διάταξη:

$$G_{ol} = (k_p + \frac{k_i}{s}) * K * \frac{1}{s * J_{eq}} \quad (5.38)$$

Βλέπουμε ότι προκύπτει μία συνάρτηση μεταφοράς 2^{ης} τάξης.

Για να είναι ευσταθές το σύστημα κλειστού βρόχου:

$$G_{cl} = \frac{G_{ol}}{1+G_{ol}} \quad (5.39)$$

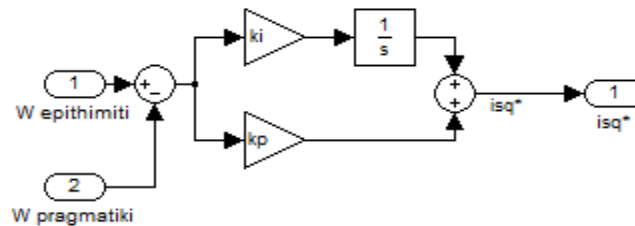
Θα πρέπει το σύστημα ανοικτού βρόχου να ικανοποιεί τις έξης απαιτήσεις:

$$|(k_p + \frac{k_i}{s}) * K * \frac{1}{s * J_{eq}}| = 1 \quad \text{για } s = j\omega c \quad (5.40)$$

και η φάση της να είναι :

$$\angle (k_p + \frac{k_i}{s}) * K * \frac{1}{s * J_{eq}} = -180 + (\text{περιθώριο φάσης}) \quad \text{για } s = j\omega c \quad (5.41)$$

Τότε από τις δύο παραπάνω σχέσεις δύο αγνώστων προκύπτουν οι τιμές k_p και k_i , [13],[16].



Σχήμα 5.10. Διάταξη μοντέλου ελεγκτή speed loop controller με λογισμικό Matlab/Simulink.

5.3.4.1.2 Σχεδίαση ελεγκτή PI βρόχου ρεύματος

Ο σκοπός του ελέγχου βρόχου ρεύματος (current - loop controller) είναι να παραχθεί η επιθυμητή τιμή τάσης για την είσοδο ελέγχου του αντιστροφέα.

Στο βρόχο ρεύματος του i_{sd} που αφορά τον έλεγχο του ρεύματος ροής, ο ελεγκτής πρέπει να κρατήσει την τάση V_{sd} σταθερή για παραγωγή ονομαστικής μαγνητικής ροής, μέσα από την σύγκριση του ρεύματος ροής i_{sd} με την ονομαστική τιμή ρεύματος ροής i_{sd}^* . Αυτό γιατί, διατηρώντας την ροή ίση με την ονομαστική τιμή, επιτυγχάνεται γρήγορη απόκριση στην μηχανή και ανάπτυξη υψηλής ροπής ανά μονάδα ρεύματος.

Ο βρόχος ρεύματος i_{sq} είναι εμφωλευμένος μέσα στον βρόχο ελέγχου ταχύτητας, γι' αυτό προτείνεται, για λόγους ευστάθειας, το εύρος ζώνης του βρόχου ρεύματος να είναι δέκα φορές μεγαλύτερο (κατά μία τάξη μεγέθους) από αυτό του βρόχου ταχύτητας.

Η λογική του σχεδιασμού στηρίζεται στον ακόλουθο συλλογισμό.

Αν από την σχέση του δευτέρου κεφαλαίου (2.9):

$$\lambda_{rd} = L_r * i_{rd} + L_m * i_{sd} \quad (5.42)$$

εξαχθεί έκφραση για το i_{rd} και χρησιμοποιηθεί στην σχέση (2.7):

$$\lambda_{sd} = L_s * i_{sd} + L_m * i_{rd} \quad (5.43)$$

προκύπτει η:

$$\lambda_{sd} = \sigma * L_s * i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} * \lambda_{rd} \quad (5.44)$$

όπου σ ορίζεται η σταθερά:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s * L_r} \quad (5.45)$$

Αντίστοιχα, για τις σχέσεις ως προς τον άξονα q (2.8) $\lambda_{sq} = L_s * i_{sq} + L_m * i_{rq}$

και (5.5) $i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} * i_{sq}$ προκύπτει:

$$\lambda_{sq} = \sigma * L_s * i_{sq} \quad (5.46)$$

Έως τώρα επιτεύχθηκε απαλλαγή από τα ρεύματα δρομέα στις εκφράσεις των λ_{sd} και λ_{sq} .

Αντικαθιστώντας στις σχέσεις (2.13) και (2.14):

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega * \lambda_{sq} \quad (5.47)$$

$$v_{sq} = R_s * i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} - \omega * \lambda_{sd} \quad (5.48)$$

προκύπτουν οι σχέσεις:

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} + \sigma * L_s * \frac{d}{dt} i_{sd} + \left[\frac{L_m}{L_r} * \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - \omega * \sigma * L_s * i_{sq} \right] \quad (5.49)$$

$$v_{sq} = R_s * i_{sq} + \sigma * L_s * \frac{d}{dt} i_{sq} + \left[\omega * \frac{L_m}{L_r} * \lambda_{rd} + \omega * \sigma * L_s * i_{sd} \right] \quad (5.50)$$

όπου οι όροι στις αγκύλες μπορούν να θεωρηθούν διαταραχές και να αγνοηθούν [19].

Οπότε προκύπτουν:

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} + \sigma * L_s * \frac{d}{dt} i_{sd} \quad (5.51)$$

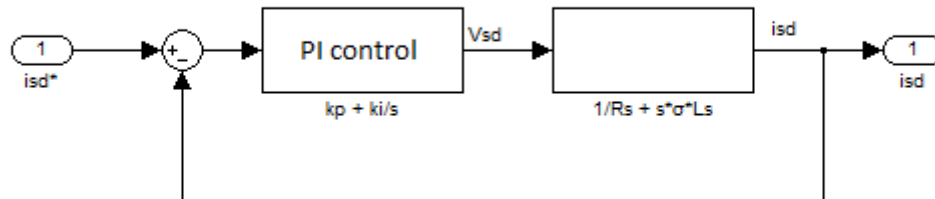
$$v_{sq} = R_s * i_{sq} + \sigma * L_s * \frac{d}{dt} i_{sq} \quad (5.52)$$

Με επίλυση των παραπάνω ως προς τα ρεύματα λαμβάνονται:

$$i_{sd}(s) = \frac{1}{R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s} * v_{sd}(s) \quad (5.53)$$

$$i_{sq}(s) = \frac{1}{R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s} * v_{sq}(s) \quad (5.54)$$

Το διάγραμμα ελέγχου του current - loop controller φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Σχήμα 5.11. Διάγραμμα ελέγχου του current - loop controller (isd) με λογισμικό Matlab/Simulink.

Όπως και πριν, έχοντας δεδομένα το περιθώριο φάσης και το εύρος ζώνης (που για λόγους ευστάθειας θα πρέπει να είναι κατά μία τάξη μεγέθους μεγαλύτερο από το αντίστοιχο του βρόγχου ελέγχου ταχύτητας) για την διάταξη, και χρησιμοποιώντας τη σχέση ανοικτού βρόχου της διάταξης:

$$G_{ol} = (k_{p_i} + \frac{k_{i_i}}{s}) * \frac{1}{R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s} \quad (5.55)$$

Βλέπουμε ότι και εδώ προκύπτει μία συνάρτηση μεταφοράς 2^{ης} τάξης.

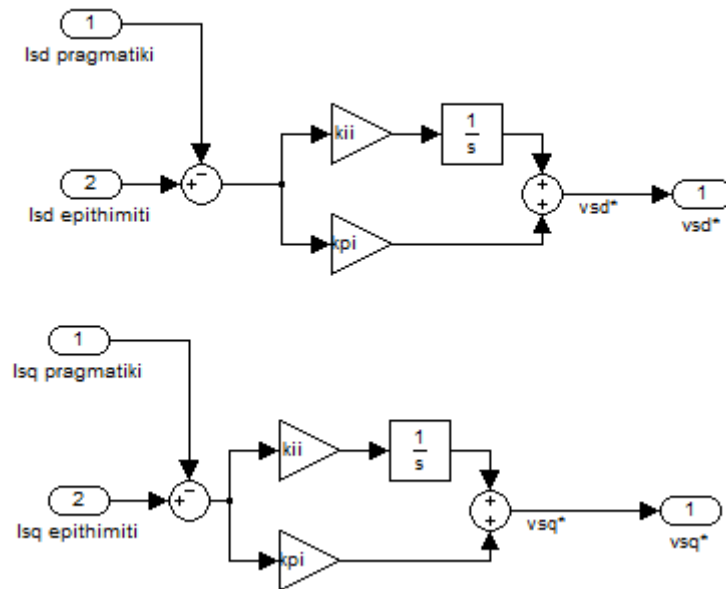
Αν απαιτηθεί -για λόγους ευστάθειας του κλειστού βρόχου- από την παραπάνω σχέση για το μέτρο της:

$$| (k_{p_i} + \frac{k_{i_i}}{s}) * \frac{1}{R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s} | = 1 \quad \text{για } s = j\omega c \quad (5.56)$$

και για τη φάση της:

$$\angle (k_{p_i} + \frac{k_{i_i}}{s}) * \frac{1}{R_s + s \cdot \sigma \cdot L_s} = -180 + (\text{περιθώριο φάσης}) \quad \text{για } s = j\omega c \quad (5.57)$$

τότε από τις δύο παραπάνω σχέσεις δύο αγνώστων προκύπτουν οι τιμές k_{p_i} και k_{i_i} , [13],[16].



Σχήμα 5.12. Διάταξη μοντέλου ελεγκτή *current loop controller* με λογισμικό *Matlab/Simulink*.

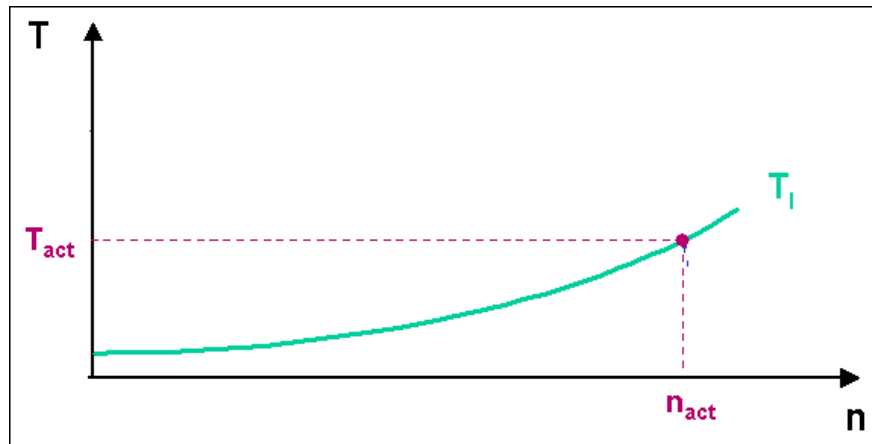
5.3.5 Μετασχηματιστές από τριφασικό σύστημα αναφοράς σε διφασικό σύστημα dq

Τα block μετασχηματισμού στη διάταξη παρέχουν τα ρεύματα του στάτη σε dq σύστημα αναφοράς στους ελεγκτές ως dc ποσότητες (αφού ο μετασχηματισμός γίνεται για ταχύτητα πλαισίου ίση με την σύγχρονη), και το block αντίστροφου Μ/Σ για να παρέχει στον inverter τις τάσεις ελέγχου σε τριφασικό σύστημα. Ουσιαστικά γίνεται χρήση των σχέσεων (2.2) και (2.3) για την κατασκευή τους.

5.3.6 Φορτίο

Η ροπή του φορτίου της αντλίας είναι ανάλογη του τετραγώνου της ταχύτητας. Στο παρακάτω Σχήμα αυτό γίνεται εμφανές από την παραβολική μορφή της καμπύλης: $T = k * n^2$ με k σταθερά που προέρχεται από την σχέση:

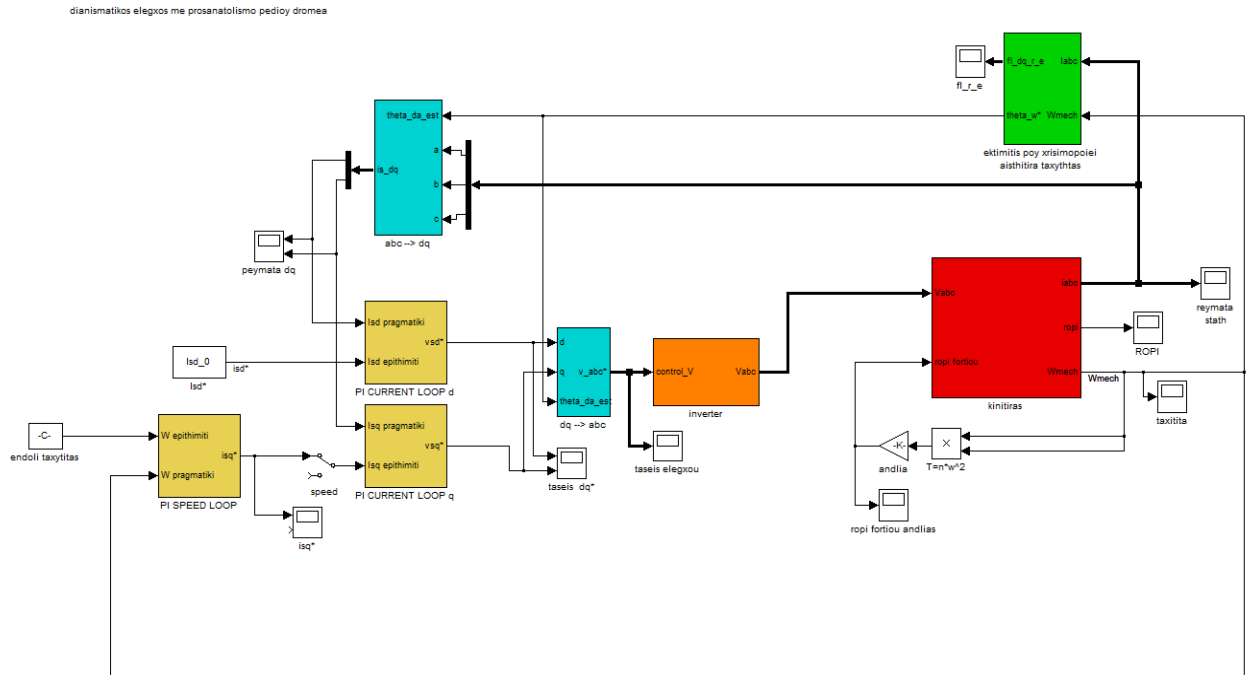
$$\frac{n_b}{n_a} = \sqrt{\frac{T_b}{T_a}} \quad (5.58)$$



Σχήμα 5.13. Καμπύλη Ροπής-Ταχύτητας $T-n$ στην περίπτωση φορτίου φυγοκεντρικής αντλίας[24].

Τέλος παρουσιάζουμε την ολοκληρωμένη διάταξη που αναλύθηκε παραπάνω στο Σχήμα 5.14 και αντιστοιχεί στο Σχήμα 5.4.

5.3 Ολοκληρωμένο μοντέλο προσομοίωσης της διάταξης σε λογισμικό MATLAB/SIMULINK



Σχήμα 5.14. Ολοκληρωμένη διάταξη διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου με λογισμικό Matlab/Simulink.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.14, ο σκοπός της διάταξης είναι η παροχή κατάλληλων διανυσμάτων ελέγχου του αντιστροφέα από τους ελεγκτές (PI). Μέσα από τον μετασχηματισμό dsq σε σύγχρονο πλαίσιο επιτυγχάνεται η παροχή ρευμάτων ελέγχου ως DC ποσότητες στους ελεγκτές. Από τον ελεγκτή ταχύτητας, από την σύγκριση της εντολής ταχύτητας με την πραγματική ταχύτητα άξονα παράγεται το ρεύμα ελέγχου επιθυμητής ροπής i_{sq}^* , που προέκυψε από την σχέση (5.19). Όταν μεταβάλλεται η ταχύτητα μεταβάλλεται και η μαγνητική ροή, η οποία πρέπει να διορθωθεί και αυτή με την σειρά της για να έχει πάντα η μηχανή την επιθυμητή τιμή ροής. Αυτό επιτυγχάνεται μέσα από το ρεύμα ροής i_{sd} σύμφωνα με την σχέση (5.17). Η επιθυμητή τιμή της ροής είναι στις περισσότερες περιπτώσεις η ονομαστική τιμή της, καθώς επιτυγχάνεται γρήγορη απόκριση της μηχανής και ανάπτυξη υψηλής ροπής ανά μονάδα ρεύματος. Από τους ελεγκτές ρευμάτων προκύπτουν οι τάσεις ελέγχου του αντιστροφέα.

5.4 Διανυσματικός έλεγχος ηλεκτρικού κινητήρα άνευ αισθητήρα ταχύτητας (sensorless vector control)

Ο παρατηρητής (observer) ή εκτιμητής (estimator) είναι το υποσύστημα που αναλαμβάνει να υπολογίσει τα ηλεκτρικά μεγέθη τα οποία είναι απαραίτητα για τον έλεγχο του κινητήρα. Το πιο σημαντικό είναι η γωνία θ του στρεφόμενου πλαισίου, για τον μετασχηματισμό των ρευμάτων της μηχανής από το τριφασικό στο διφασικό σύστημα, που θα χρειαστούν ως είσοδοι στους ελεγκτές, αλλά και για τον αντίστροφο μετασχηματισμό των τάσεων ελέγχου του inverter από το διφασικό (dq) σε τριφασικό σύστημα αναφοράς. Για τον υπολογισμό της γωνίας θ και των άλλων μεγεθών, χρειάζεται η γνώση της ταχύτητας του άξονα του υπό έλεγχο κινητήρα.

Ένα σύστημα που δεν χρησιμοποιεί αισθητήρα ανάδρασης ταχύτητας δρομέα χαρακτηρίζεται από μία σειρά πλεονεκτημάτων. Το σύστημα αυτό είναι πολύ πιο εύκολο να εγκατασταθεί, σε αντίθεση με την εγκατάσταση μιας ταχογεννήτριας, η οποία απαιτεί ειδική προσαρμογή στον άξονα του υπό έλεγχο κινητήρα. Επίσης, αποφεύγεται η συντήρησή του, συνεισφέροντας στην αδιάκοπη λειτουργία καθώς και στη μείωση του κόστους συντήρησης, και αυξάνοντας την αξιοπιστία του ελεγκτή λόγω της απαλλαγής από τα μηχανικά μέρη που συμβάλλουν σε ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο στους αγωγούς μεταφοράς και πληροφορίας (μηχανικές ταλαντώσεις – προβλήματα από σκόνη υγρασία σε βιομηχανικό περιβάλλον), ενώ ακόμη αποφεύγεται η επίδραση της μειωμένης απόκρισης του αισθητήρα λόγω γήρανσής του μετά από κάποιο χρονικό διάστημα.

Για διάταξη διανυσματικού ελέγχου άνευ αισθητήρα ταχύτητας χρειάζεται ένας νέος παρατηρητής που υπολογίζει απαραίτητα μεγέθη από τις τάσεις τροφοδότησης και τα ρεύματα του κινητήρα. Αυτός βασίζεται στην επίλυση του μαθηματικού μοντέλου που περιγράφει τον ασύγχρονο ηλεκτρικό κινητήρα. Το μειονέκτημα της μεθόδου είναι η δυσκολία που παρουσιάζεται όσον αφορά το μαθηματικό μοντέλο, που θα πρέπει να είναι ιδιαίτερα ακριβές ως προς τις παραμέτρους του (αντιστάσεις, αυτεπαγωγές στάτη-δρομέα), αλλά και ως προς την επίλυση των μαθηματικών εξισώσεων που περιέχουν πράξεις ολοκλήρωσης και διαφορίσης.

Για την βελτίωση της απόκρισης και άλλων ποιοτικών χαρακτηριστικών οι ερευνητές έχουν στραφεί στην χρήση μη γραμμικών αλγορίθμων που παρουσιάζουν κατά μία έννοια αναισθησία στα προβλήματα ακρίβειας των υπολογισμών. Στην περίπτωσή μας ο μη γραμμικός αλγόριθμος ελέγχου που θα παρουσιαστεί σε επόμενο κεφάλαιο είναι η ασαφής λογική.

Στον Πίνακα 5.2 που ακολουθεί, παρουσιάζεται ο πίνακας πλεονεκτημάτων - μειονεκτημάτων για ένα σύστημα χωρίς αισθητήρα ταχύτητας.

Πίνακας 5.1 Πλεονεκτήματα - μειονεκτήματα για ένα σύστημα χωρίς αισθητήρα ταχύτητας

| Πλεονεκτήματα | Μειονεκτήματα |
|------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Αξιοπιστία – Αντοχή | Δυσκολία στην επίλυση ολοκληρωμάτων και παραγώγων |
| Μείωση συνολικού κόστους αγοράς και συντήρησης | Προβλήματα αρχικών συνθηκών λόγω της επιρροής θερμοκρασίας λειτουργίας του κινητήρα, στις αντιστάσεις και αυτεπαγωγές στητή δρομέα |
| Ευκολία εγκατάστασης | |
| Σταθερή απόδοση εκτιμητή σε όλη την χρονική περίοδο λειτουργίας. | |

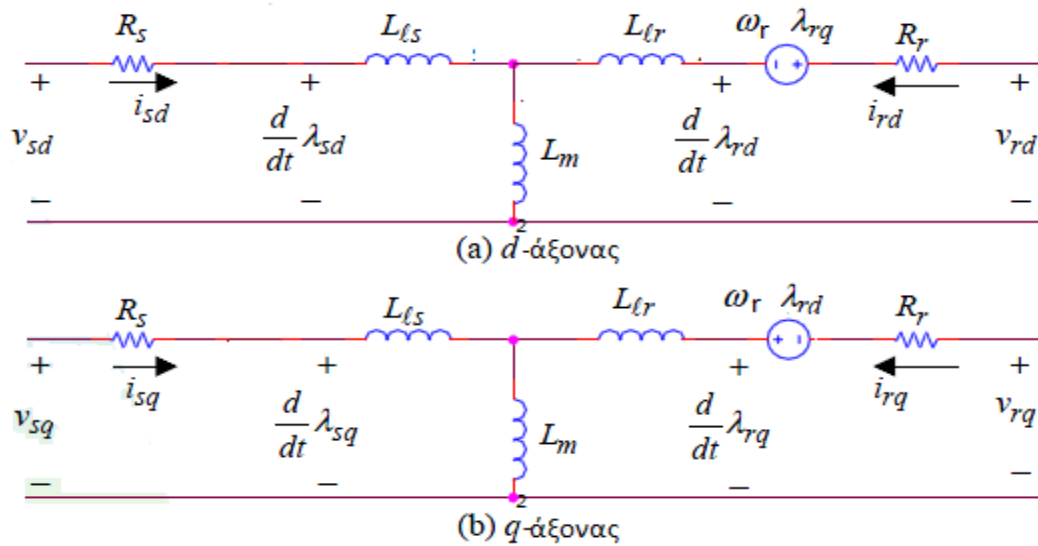
5.4.1 Παρατηρητής προσαρμοστικού ελέγχου βασισμένος στο ισοδύναμο μοντέλο του ασύγχρονου κινητήρα MRAS (Model Referencing Adaptive System)

Η μέθοδος αυτή συνιστά την παράλληλη επίλυση του μαθηματικού ισοδύναμου μοντέλου που περιγράφει τον ηλεκτρικό κινητήρα επαγωγής ταυτόχρονα με την πραγματική λειτουργία του. Οι σχέσεις που χρησιμοποιούνται για να χτιστεί το μοντέλο αναλύονται παρακάτω, [15], [32], [33]:

Μετασχηματίζοντας τις τάσεις του στάτη σε στατό ($\omega_{dq}=0$) διφασικό πλαίσιο αβ σύμφωνα με τις σχέσεις του δευτέρου κεφαλαίου (2.13) και (2.14)

$$v_{sd_s} = R_s * i_{sd_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd_s} \quad (5.60)$$

$$v_{sq_s} = R_s * i_{sq_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq_s} \quad (5.61)$$



Σχήμα 5.15 Ισοδύναμα κυκλώματα επαγωγικού κινητήρα μηδενικής ταχύτητας πλαισίου (στατό πλαισίο $\omega_{dq}=0$) [19].

Παρατηρώντας το Σχήμα 5.15 βλέπουμε ότι:

$$\lambda_{sd_s} = L_{ls} * i_{sd_s} + L_m * (i_{sd_s} + i_{rd_s}) \quad (5.62)$$

$$\lambda_{sq_s} = L_{ls} * i_{sq_s} + L_m * (i_{sq_s} + i_{rq_s}) \quad (5.63)$$

και ότι:

$$\lambda_{md_s} = L_m * (i_{sd_s} + i_{rd_s}) \quad (5.64)$$

$$\lambda_{mq_s} = L_m * (i_{sq_s} + i_{rq_s}) \quad (5.65)$$

Συνδυάζοντας τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει:

$$v_{sd_s} = R_s * i_{sd_s} + L_{ls} * \frac{d}{dt} i_{sd_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{md_s} \quad (5.66)$$

$$v_{sq_s} = R_s * i_{sq_s} + L_{ls} * \frac{d}{dt} i_{sq_s} + \frac{d}{dt} \lambda_{mq_s} \quad (5.67)$$

Επιστρέφοντας πάλι στο Σχήμα βλέπουμε ότι:

$$\lambda_{rd_s} = L_m * i_{sd_s} + L_r * i_{rd_s} \quad (5.68)$$

$$\lambda_{rq_s} = L_m * i_{sq_s} + L_r * i_{rq_s} \quad (5.69)$$

Θυμίζουμε εδώ ότι $L_r = L_{lr} + L_m$.

Αντικαθιστώντας τα ρεύματα από τις (5.64) και (5.65) στις (5.68) και (5.69) προκύπτουν:

$$\lambda_{rd_s} = \frac{L_r}{L_m} * \lambda_{md_s} - L_{lr} * i_{sd_s} \quad (5.70)$$

$$\lambda_{rq_s} = \frac{L_r}{L_m} * \lambda_{mq_s} - L_{lr} * i_{sq_s} \quad (5.71)$$

Από τον συνδυασμό των σχέσεων (5.57) και (5.58) με τις σχέσεις (5.61) και (5.62) προκύπτουν οι εξής σχέσεις:

$$v_{sd_s} = \frac{L_r}{L_m} * \frac{d}{dt} \lambda_{rd_s} + (R_s + \sigma * L_s * S) * i_{sd_s} \quad (5.72)$$

$$v_{sq_s} = \frac{L_r}{L_m} * \frac{d}{dt} \lambda_{rq_s} + (R_s + \sigma * L_s * S) * i_{sq_s} \quad (5.73)$$

όπου $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r * L_s}$. Αναδιατάσσοντας προκύπτει το **μοντέλο αναφοράς** της μηχανής:

$$\frac{d}{dt} \lambda_{rd_s} = \frac{L_r}{L_m} * v_{sd_s} - \frac{L_r}{L_m} (R_s + \sigma * L_s * S) * i_{sd_s} \quad (5.74)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{rq_s} = \frac{L_r}{L_m} * v_{sq_s} - \frac{L_r}{L_m} (R_s + \sigma * L_s * S) * i_{sq_s} \quad (5.75)$$

Σε μορφή πινάκα:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{rd_s} \\ \dot{\lambda}_{rq_s} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} * \begin{bmatrix} v_{sd_s} \\ v_{sq_s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (R_s + \sigma * L_s * S) & 0 \\ 0 & (R_s + \sigma * L_s * S) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sd_s} \\ i_{sq_s} \end{bmatrix} \quad (5.76)$$

Σύμφωνα με το Σχήμα 5.15 για τις τάσεις δρομέα ισχύουν:

$$v_{rd_s} = \frac{d}{dt} \lambda_{rd_s} + R_r * i_{rd_s} + \omega_r * \lambda_{rq_s} \quad (5.77)$$

$$v_{rq_s} = \frac{d}{dt} \lambda_{rq_s} + R_r * i_{rq_s} - \omega_r * \lambda_{rd_s} \quad (5.78)$$

Επειδή η μηχανή είναι βραχυκυκλωμένου δρομέα (τύπου κλωβού) οι τάσεις δρομέα είναι μηδέν. Αν στη συνέχεια προσθέσουμε στις παραπάνω σχέσεις τους όρους $(L_m * R_r / L_r) * i_{sd_s}$ και $(L_m * R_r / L_r) * i_{sq_s}$ αντίστοιχα, προκύπτει:

$$\frac{d}{dt} \lambda_{rd_s} + \frac{R_r}{L_m} (L_m * i_{sd_s} + L_r * i_{rd_s}) - \omega_r * \lambda_{rq_s} = \frac{L_m * R_r}{L_r} * i_{sd_s} \quad (5.79)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{rq_s} + \frac{R_r}{L_m} (L_m * i_{sq_s} + L_r * i_{rq_s}) - \omega_r * \lambda_{rd_s} = \frac{L_m * R_r}{L_r} * i_{sq_s} \quad (5.80)$$

Αντικαθιστώντας τους όρους των παρενθέσεων με τις (5.68) και (5.69) προκύπτει το **προσαρμοστικό μοντέλο**:

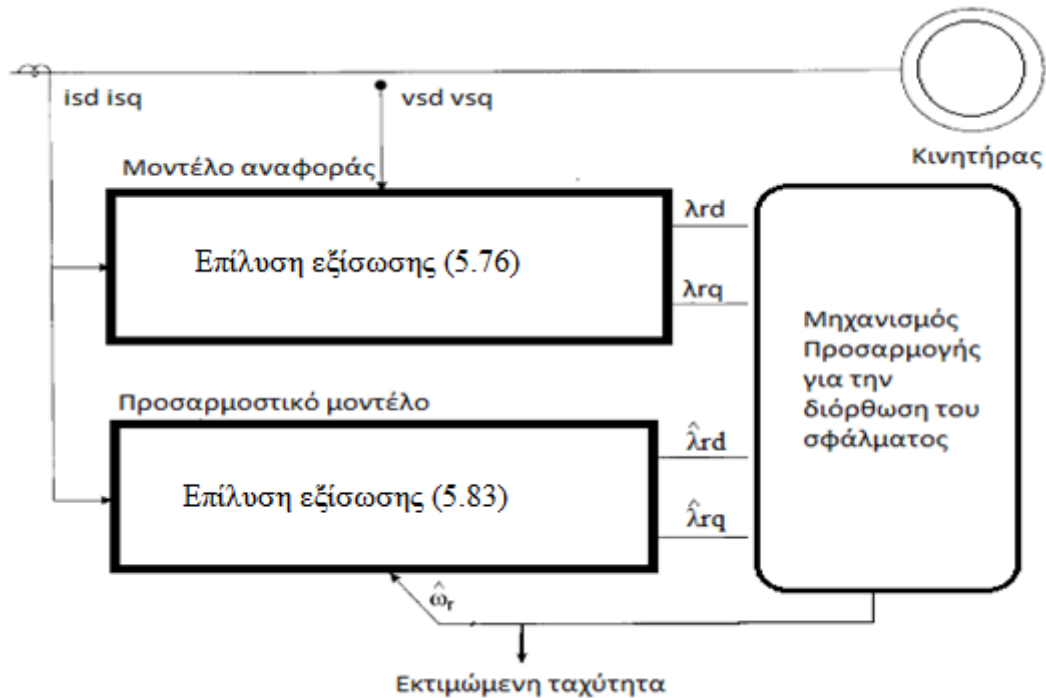
$$\frac{d}{dt} \lambda_{rd_s} = \frac{L_m}{T_r} * i_{sd_s} + \omega_r * \lambda_{rq_s} - \frac{1}{T_r} * \lambda_{rd_s} \quad (5.81)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{rq_s} = \frac{L_m}{T_r} * i_{sq_s} + \omega_r * \lambda_{rd_s} - \frac{1}{T_r} * \lambda_{rq_s} \quad (5.82)$$

Σε μορφή πινάκα:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{rd_s} \\ \dot{\lambda}_{rq_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \lambda_{rd_s} \\ \lambda_{rq_s} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} * \begin{bmatrix} i_{sd_s} \\ i_{sq_s} \end{bmatrix} \quad (5.83)$$

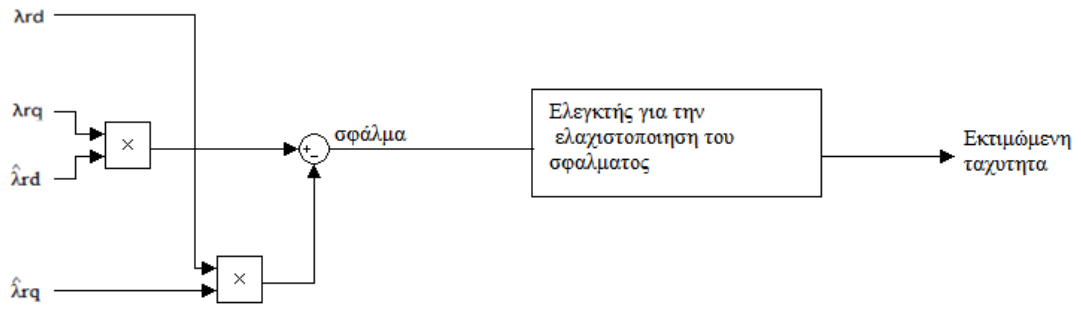
Όπου $T_r = L_r/R_r$ είναι η σταθερά χρόνου του δρομέα.



Σχήμα 5.16. Διάγραμμα διάταξης MRAS.

Η εξίσωση (5.76) προσδιορίζει τις συνιστώσες ροής δρομέα χωρίς να χρειάζεται την ταχύτητα δρομέα. Παράλληλα όμως επιλύεται και η εξίσωση (5.83) η οποία, για να προσδιορίσει σωστά τη ροή δρομέα, χρειάζεται την τιμή της ταχύτητας δρομέα. Θεωρούμε λοιπόν ότι το μοντέλο αναφοράς παράγει τις σωστές τιμές ροών και ότι το προσαρμοστικό μοντέλο τις εκτιμώμενες (με το σύμβολο $\hat{}$) τιμές ροών.

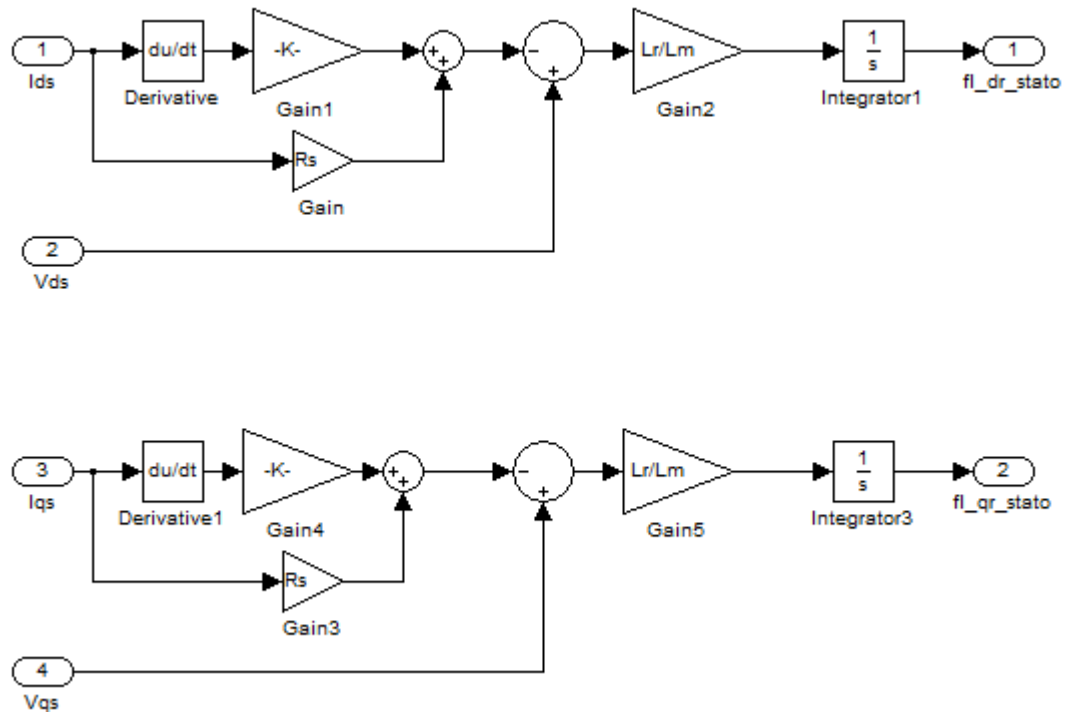
Από την σύγκρισή τους προκύπτει ένα σφάλμα που οφείλεται στην λανθασμένη εκτίμηση της μηχανικής ταχύτητας περιστροφής του δρομέα όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.17. Αν καταφέρουμε να μηδενίσουμε το σφάλμα, τότε στο προσαρμοστικό μοντέλο προσφέρεται η σωστή τιμή ω_r , [29], [32], [33]. Τον μηδενισμό του σφάλματος αναλαμβάνει να το πραγματοποιήσει ένας ελεγκτής PI στην κλασική εκδοχή του MRAS. Το μειονέκτημα της μεθόδου είναι η μη βέλτιστη συμπεριφορά στα μεταβατικά φαινόμενα, που όπως θα δούμε παρακάτω θα επιχειρήσουμε να το αντιμετωπίσουμε χρησιμοποιώντας ελεγκτή ασαφούς ελέγχου.



Σχήμα 5.17. Μηχανισμός προσαρμογής MRAS.

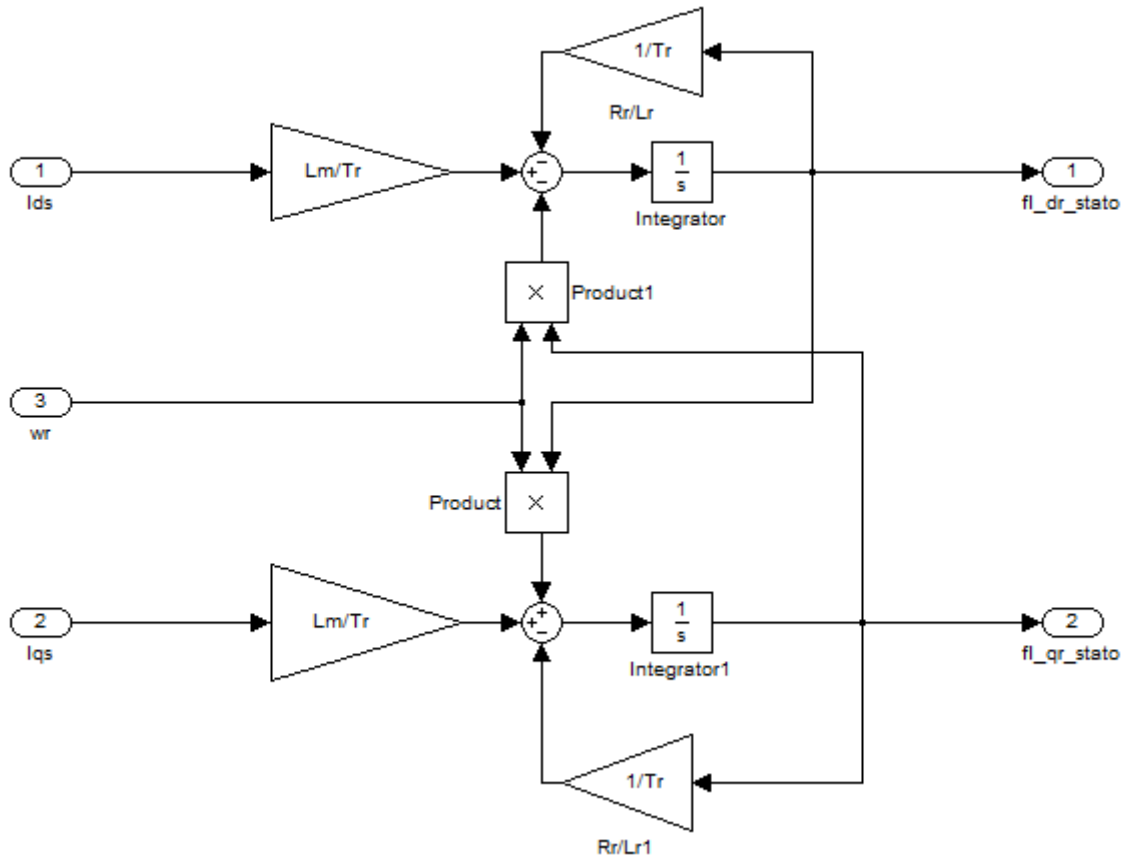
5.4.2 Υλοποίηση μοντέλου προσομοίωσης παρατηρητή προσαρμοστικού ελέγχου MRAS σε λογισμικό Matlab/Simulink

Στο παρακάτω Σχήμα παρουσιάζουμε την υλοποίηση του μοντέλου αναφοράς βασισμένο πάνω στην (5.76).



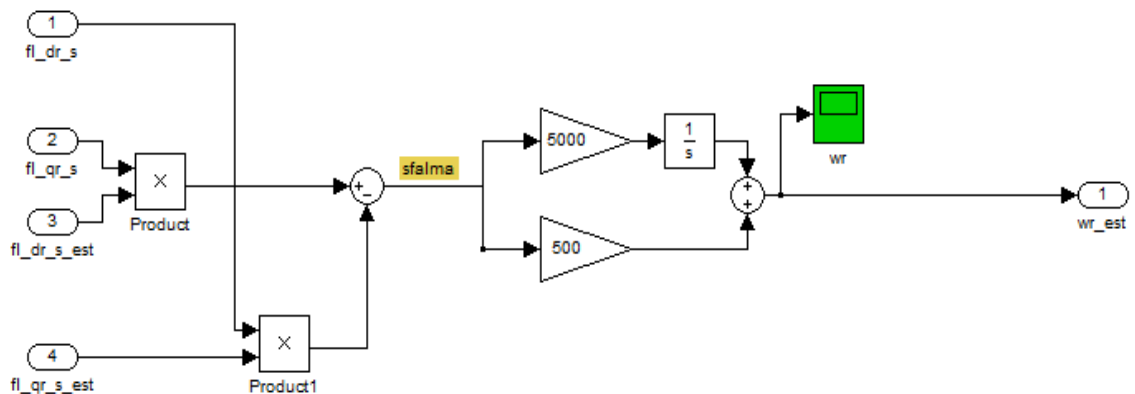
Σχήμα 5.18. Διάταξη μοντέλου αναφοράς (reference model) με λογισμικό Matlab/Simulink.

Στο παρακάτω Σχήμα παρουσιάζουμε την υλοποίηση του μοντέλου αναφοράς βασισμένο στη σχέση (5.83).



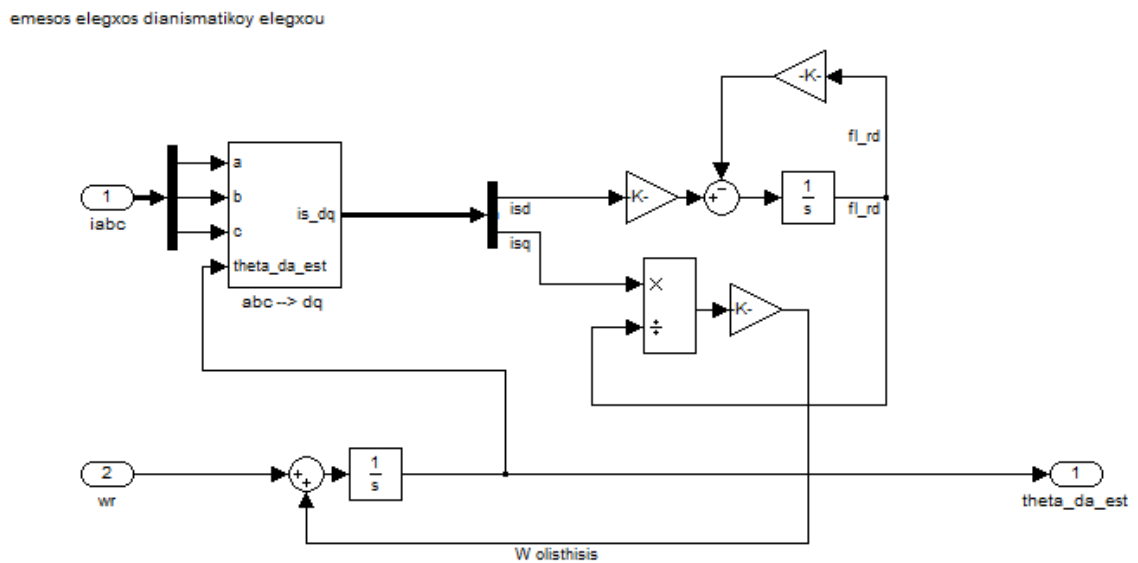
Σχήμα 5.19. Διάταξη προσαρμοστικού μοντέλου (adaptive model) με λογισμικό Matlab/Simulink..

Το μπλοκ μηχανισμού προσαρμογής MRAS με ελεγκτή PI:



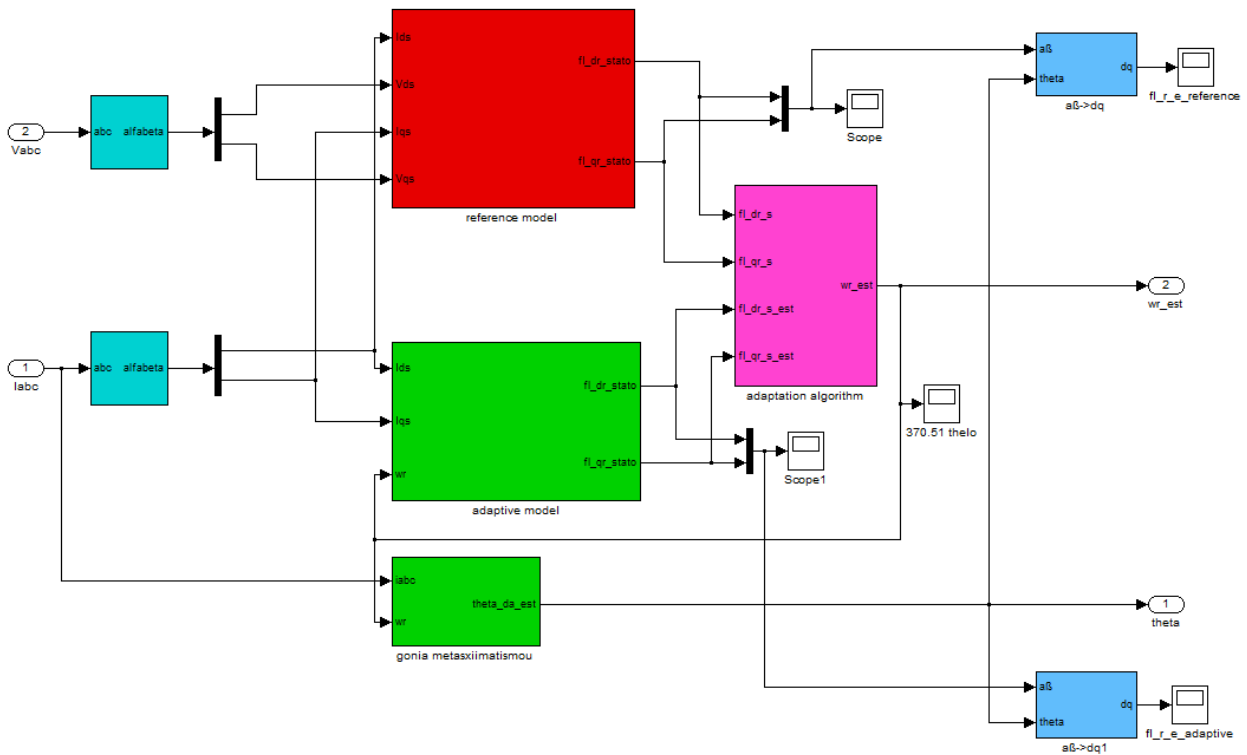
Σχήμα 5.20. Υλοποίηση μηχανισμού προσαρμογής MRAS με ελεγκτή PI με λογισμικό Matlab/Simulink.

Στο Σχήμα 5.21 παρουσιάζουμε την υλοποίηση του μπλοκ για τον υπολογισμό της γωνίας θ του στρεφόμενου πλαισίου dq. Οι εξισώσεις για την υλοποίησή του έχουν αναλυθεί πλήρως στην αρχή του κεφαλαίου και είναι οι (5.26) έως (5.29) και η (5.30).



Σχήμα 5.21. Μπλοκ για τον υπολογισμό της γωνίας πλαισίου θ από την εκτιμώμενη ταχύτητα δρομέα με λογισμικό Matlab/Simulink..

Τέλος παρουσιάζουμε την ολοκληρωμένη υλοποίηση στο παρακάτω Σχήμα. Τα μοναδικά μπλοκ που δεν εξετάστηκαν είναι αυτά των μετασχηματισμών στο στατό πλαίσιο αβ που όμως δεν έχει καμία διαφορά με τα μπλοκ μετασχηματισμού με στρεφόμενο πλαίσιο, εκτός από το ότι έχουμε θέσει την τιμή της ταχύτητας ίση με το μηδέν.



Σχήμα 5.22. Διάταξη μοντέλου προσομοίωσης παρατηρητή MRAS με λογισμικό Matlab/Simulink.

Όπως είδαμε, η λογική του μπλοκ είναι ότι επιλύονται παράλληλα οι εξισώσεις ροών, και το σφάλμα που προκύπτει από την λανθασμένη εκτίμηση της μηχανικής ταχύτητας περιστροφής αναλαμβάνει να το διορθώσει ο προσαρμοστικός μηχανισμός (δηλαδή ο ελεγκτής PI στην περίπτωση του παρόντος κεφαλαίου).

5.5 Μη γραμμικές τεχνικές ελέγχου

Ο γραμμικός έλεγχος έχει μελετηθεί διεξοδικά, έχει εφαρμοστεί σε πολλές εφαρμογές και συνιστά μία από τις πιο καθιερωμένες τεχνικές ελέγχου. Εφαρμόζεται κατά κόρον σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος με πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα. Ένα σύστημα μη ευσταθές μπορεί να μεταβεί σε κατάσταση ευστάθειας με καθορισμένη διαδικασία ανάλυσης που μπορεί εύκολα να αυτοματοποιηθεί. Η ευστάθεια του ολικού συστήματος κλειστού βρόχου μπορεί να μελετηθεί έτσι ώστε να υπάρχει αξιοπιστία σωστής λειτουργίας. Αυτά είναι τα πλεονεκτήματα που έχουν καθιερώσει τον γραμμικό έλεγχο ως την πιο αξιόπιστη λύση σε βιομηχανικές εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος.

Παρουσιάζονται όμως διάφορα μειονεκτήματα, ειδικά όταν η ανάλυση απαιτεί γνώση των παραμέτρων του συστήματος, οι οποίες δεν είναι πάντα εύκολο ή μπορεί να είναι και αδύνατον να προσδιοριστούν. Ένα ακόμα μειονέκτημα είναι ότι τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, και γενικότερα τα συστήματα ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος, είναι πολύ γρήγορα και περιέχουν πολλές παραμέτρους που μεταβάλλονται έστω και λίγο κατά τη λειτουργία τους (στην περίπτωσή μας σαν παράδειγμα αναφέρουμε την επίδραση που έχει η θερμοκρασία του κινητήρα στην αντίσταση του στάτη - δρομέα).

Άλλα μειονεκτήματα που παρουσιάζονται, ειδικά όταν οι ζητούμενες μεταβολές που απαιτούνται στο κύκλωμα κλειστού βρόχου είναι μεγάλες και γρήγορες, καθιστούν την παρακολούθηση με γραμμικό ελεγκτή πολύ δύσκολη, έτσι ώστε να μην μπορεί να παρακολουθήσει την ταχύτητα του κινητήρα με ικανοποιητικό τρόπο. Τότε είναι πιθανόν να οδηγήσει τον κινητήρα σε μεγάλες μεταβατικές διακυμάνσεις ή, σε κάποιες περιπτώσεις, σε διατηρούμενη ταλάντωση στην έξοδο.

Η προσπάθεια να βρεθεί μία τεχνική ελέγχου η οποία να εξαρτάται όσο το δυνατόν λιγότερο από τέτοιου είδους παραμέτρους και η απόκρισή της να είναι γρήγορη, οδήγησε σε έξυπνες μη γραμμικές τεχνικές ελέγχου όπως ο ασαφής έλεγχος.

Παρακάτω θα αναλυθούν μέθοδοι μη γραμμικού ελέγχου με ασαφή συστήματα ελέγχου για βελτιστοποίηση της απόκρισης ταχύτητας αλλά και για βελτιστοποίηση της τεχνικής προσαρμοστικού ελέγχου (adaptive control), ώστε να αποδευμεντούμε από τον αισθητήρα ταχύτητας (sensorless vector control). Προς τούτο κρίνεται σκόπιμο να παρουσιαστεί η θεωρία ασαφούς ελέγχου.

5.5.1 Εισαγωγή στον έλεγχο ασαφούς λογικής

Όπως προαναφέρθηκε, ελεγκτής PI είναι η πιο διαδεδομένη τεχνική ελέγχου, παρουσιάζει αρκετά καλή συμπεριφορά, αλλά σε περιπτώσεις που έχουμε απαίτηση μεγάλης μεταβολής παραμέτρων, παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα όπως:

- Κυμάτωση ταχύτητας κατά την μεταβατική κατάσταση
- Σημαντικό χρονικό διάστημα μεταβατικής κατάστασης

Ο λόγος μη βέλτιστης συμπεριφοράς του ελεγκτή είναι ότι απαιτείται μαθηματικό μοντέλο, το οποίο δεν είναι δυνατόν να είναι απόλυτα ακριβές, ενώ ακόμη σε κάποιες μεταβολές παραμέτρων ενδέχεται να αδυνατεί να ακολουθήσει με επιτυχία το σύστημα. Ένας ελεγκτής ταχύτητας βασισμένος σε τεχνική ασαφούς λογικής μπορεί να λύσει τα προηγούμενα προβλήματα, γιατί δεν απαιτεί μαθηματικό μοντέλο, αλλά δίνει την δυνατότητα προσέγγισης της ανθρώπινης λογικής και αντίδρασης [8],[9], [21].

Η ανθρώπινη διαδικασία σκέψης κατατάσσει με ορισμένη βαρύτητα τις συνθήκες που συντελούν στην εξαγωγή συμπερασμάτων για την κατάληξη σε μία απόφαση. Η απονομή κατάλληλης βαρύτητας σε κάθε συνθήκη προέρχεται από προσωπικές γνώσεις και εμπειρίες.

Αυτού του είδους την προσέγγιση προσπαθούμε να πετύχουμε μέσω μιας ολοκληρωμένης μεθοδολογίας που μας παρέχει η ασαφής λογική. Μέσω αυτής μπορούμε με λεκτικό τρόπο, όπως θα φανεί αργότερα, να μεταφέρουμε γνώσεις που θα μπορούσαν να έχουν δοθεί από έναν πεπειραμένο χειριστή της διάταξης σύμφωνα με τις εμπειρίες του.

Παρακάτω παρουσιάζονται οι έννοιες για την κατανόηση του ελέγχου ασαφούς λογικής.

5.5.2 Ασαφή σύνολα - Ασαφοποίηση

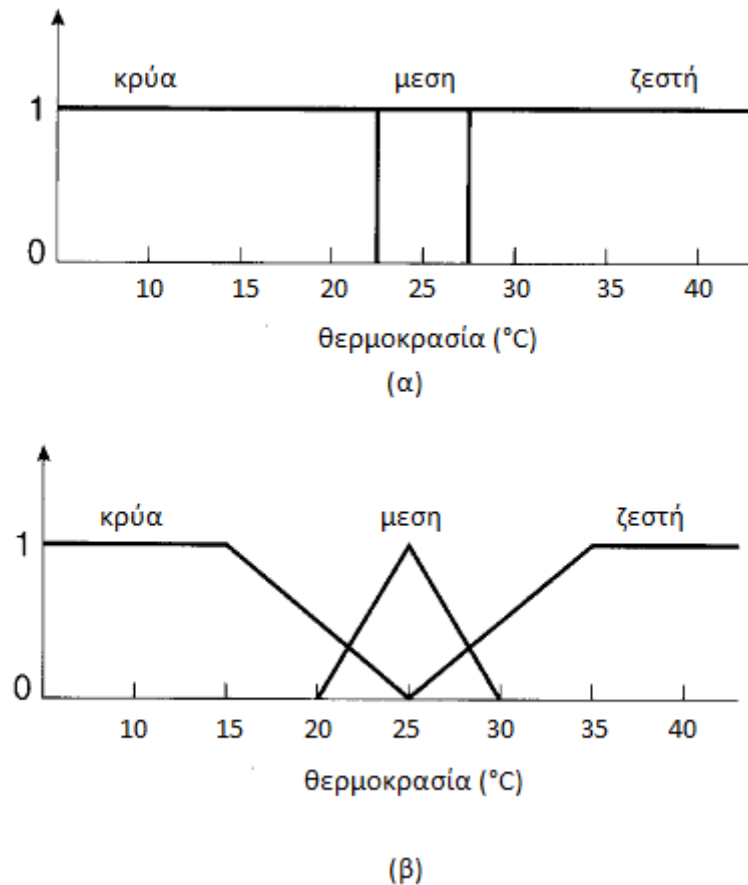
Στα κλασικά μαθηματικά ένα αντικείμενο μπορεί να ανήκει ή να μην ανήκει σε ένα σύνολο (Αριστοτέλεια λογική). Ακολουθείται η λογική της άλγεβρας Boole, 1 ή 0 αντίστοιχα. Τα αντικείμενα λοιπόν κατατάσσονται σε διακριτά σύνολα, δηλαδή δεν υπάρχουν ενδιάμεσες περιοχές. Στα ασαφή σύνολα, όμως, δίνεται διαφορετικός ορισμός, καθώς αυτά δεν έχουν καθορισμένα όρια, και έτσι ένα αντικείμενο μπορεί να ανήκει σε δύο σύνολα με κάποιο βαθμό συμμετοχής που λαμβάνει τιμές από 0 έως 1. Έτσι λοιπόν υπάρχει ασάφεια ως προς το σύνολο που ανήκει κάποιο αντικείμενο. Το πόσο πιο πολύ ανήκει ένα αντικείμενο σε κάποιο σύνολο θα το καθορίσει η συνάρτηση συμμετοχής του [8],[9], [21].

5.5.3 Συναρτήσεις συμμετοχής

Για να γίνει ποιο σαφές θα χρησιμοποιηθεί ένα παράδειγμα για χαρακτηρισμό θερμοκρασιών ως κρύα, μέση και ζεστή θερμοκρασία από τρία ομώνυμα ασαφή σύνολα.

Στη συνέχεια, θα θεωρείται ότι οι θερμοκρασίες από 0 έως 22.5 °C ανήκουν στο σύνολο κρύα θερμοκρασία, από 22.5 έως 27.5 °C ανήκουν σε αυτό της μέσης θερμοκρασίας και από 27.5 °C και άνω στο σύνολο ζεστή θερμοκρασία. Αυτή η αυστηρή προσέγγιση όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.23(α), δεν μας επιτρέπει να θεωρήσουμε την θερμοκρασία π.χ. 27 °C ως ζεστή με άλλα λόγια δεν μας επιτρέπει αυτός ο διαχωρισμός να θεωρήσουμε αν είναι περισσότερο ζεστή και λιγότερο μέση θερμοκρασία.

Η καμπύλη συνάρτησης συμμετοχής μέσω των ασαφών συνόρων των συνόλων μπορεί να καθορίσει το ποσοστό συμμετοχής $\mu(x)$, όπως αυτό απεικονίζεται πάνω στον κάθετο άξονα με την τιμή 1 να συμβολίζει το 100% της συμμετοχής. Από το Σχήμα 5.15(β) προκύπτει ότι η θερμοκρασία 27 °C είναι κατά 65% μέση (δηλαδή ο βαθμός συμμετοχής είναι 0.65) και κατά 25% ζεστή, ενώ η θερμοκρασία των 35 °C και άνω ανήκει 100% στο σύνολο ζεστή θερμοκρασία. Βλέπουμε ότι αυτή θα μπορούσε να είναι μία λεκτική περιγραφή ενός πειραμαμένου χειριστή της διάταξης χωρίς να χρειάζεται η αυστηρή γνώση του μαθηματικού μοντέλου του συστήματος, [21].



Σχήμα 5.23. (α) Αυστηρή αναπαράσταση θερμοκρασιών
(β) Ασαφής αναπαράσταση θερμοκρασιών [15].

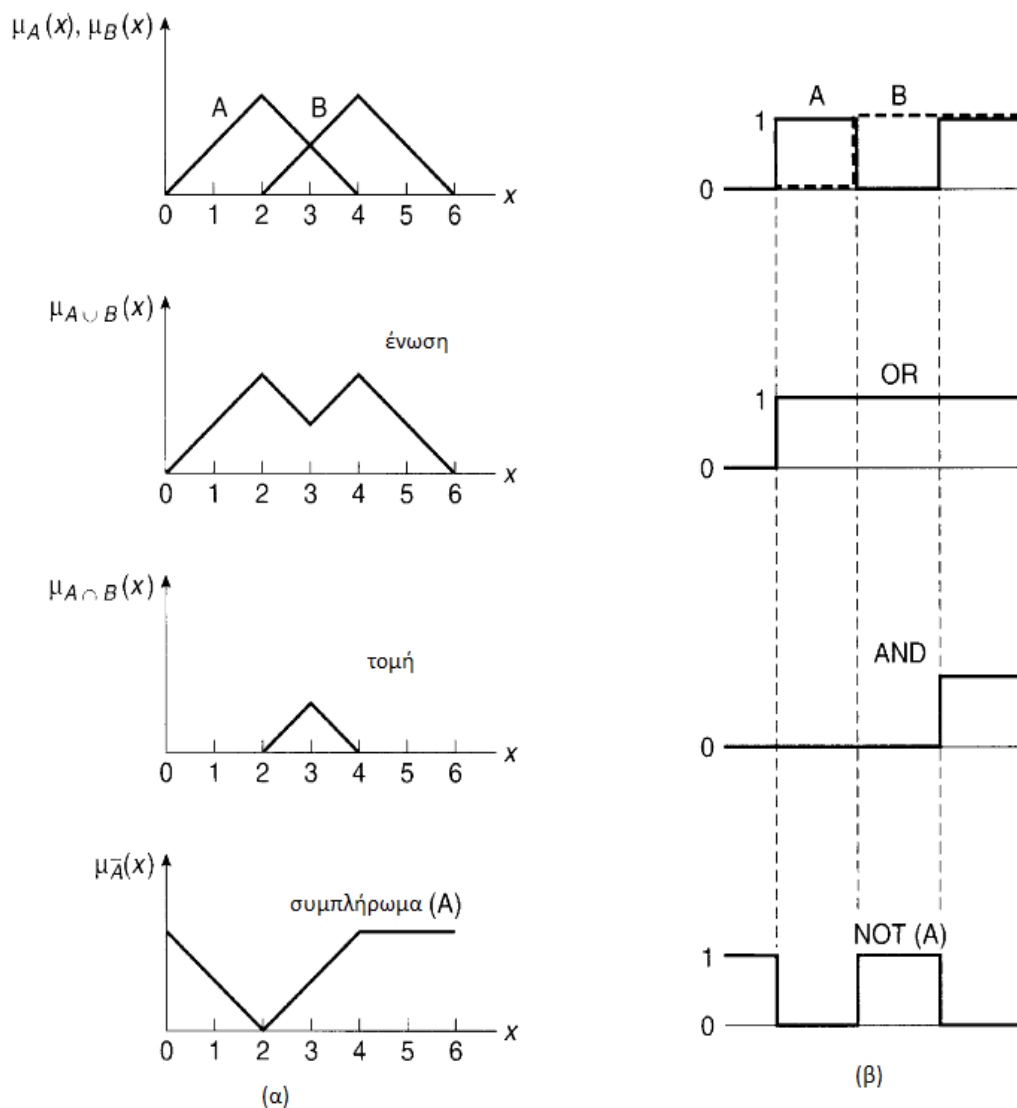
Θα ήταν δυνατόν να οριστούν περισσότερες συναρτήσεις συμμετοχής για να διαιρέσουμε την περιοχή θερμοκρασιών σε περισσότερα υποσύνολα όπως πολύ κρύα, κρύα, μέση, ζεστή, πολύ ζεστή, αλλά αυτό είναι κάτι που απορρέει από τις απαιτήσεις ακρίβειας ελέγχου και από την ανάγκη οικονομίας συνόλων, για ευκολότερη διαχείριση των εντολών ελέγχου, που θα δούμε αργότερα αλλά και για μείωση του υπολογιστικού φόρτου.

Οι συναρτήσεις συμμετοχής μπορούν να έχουν διάφορες μορφές, όπως τριγωνική, τραπεζοειδής, Gaussian, σιγμοειδή ή οποιαδήποτε μορφή θεωρήσει κατάλληλη ο σχεδιαστής. Συνήθως στα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικής κίνησης χρησιμοποιούνται οι τριγωνικής μορφής συναρτήσεις συμμετοχής,[15],[21].

5.5.4 Πράξεις ασαφούς λογικής

Οι βασικές ιδιότητες της άλγεβρας Boole βρίσκουν εφαρμογή στα συστήματα ασαφούς λογικής,[15],[21].

Στο Σχήμα 5.24 φαίνονται οι πράξεις OR AND NOT για τα δύο σύνολα A και B.



Σχήμα 5.24. Πράξεις (α) ασαφών συνόλων και (β) αυστηρών συνόλων [15].

Ένωση: Από την πράξη της ένωσης των δύο συνόλων προκύπτει το σύνολο $C=A \cup B$. Η συνάρτηση συμμετοχής του συνόλου C θα είναι: $\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]$. Η πράξη αυτή αντιστοιχεί στην πράξη OR της άλγεβρας Boole.

Τομή: Από την πράξη της τομής των δύο συνόλων προκύπτει το σύνολο $C=A \cap B$. Η συνάρτηση συμμετοχής του συνόλου C θα είναι: $\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]$. Η πράξη αυτή αντιστοιχεί στην πράξη AND της άλγεβρας Boole.

Συμπλήρωμα: Το συμπληρωματικό ενός συνόλου A είναι ένα άλλο σύνολο A^c . Η συνάρτηση συμμετοχής του συνόλου A^c θα είναι: $\mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x)$. Η πράξη αυτή αντιστοιχεί στην πράξη NOT της άλγεβρας Boole.

5.5.5 Ασαφείς κανόνες (IF - THEN)

Οι ασαφείς κανόνες μας επιτρέπουν να παράγουμε λογικές προτάσεις συνθηκών, μιμούμενοι την ανθρώπινη διαδικασία λήψης αποφάσεων. Προσομοιώνει μία λεκτική εντολή μέσω των κανόνων IF - THEN:

if x ***is*** (A) ***and*** y ***is*** (B) ***then*** z ***is*** (C)

Στο παραπάνω παράδειγμα υποτίθεται ότι υπάρχουν δύο ασαφείς είσοδοι (x, y) και μία ασαφής έξοδος z . Βλέπουμε την εφαρμογή των κανόνων IF - THEN αλλά και την πράξη ένωσης. Με ένα κατάλληλα επιλεγμένο σύνολο κανόνων από τον σχεδιαστή μπορεί να προκύψει ένας ελεγκτής ασαφούς λογικής. Η παραπάνω μέθοδος ονομάζεται Mamdani και είναι η συνηθέστερα χρησιμοποιούμενη στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης αλλά και γενικότερα. Υπάρχουν και άλλες, όπως η Lusing Larson και Sugeno, αλλά δεν κρίνεται σκόπιμη η εξέτασή τους στην παρούσα εργασία,[15],[21].

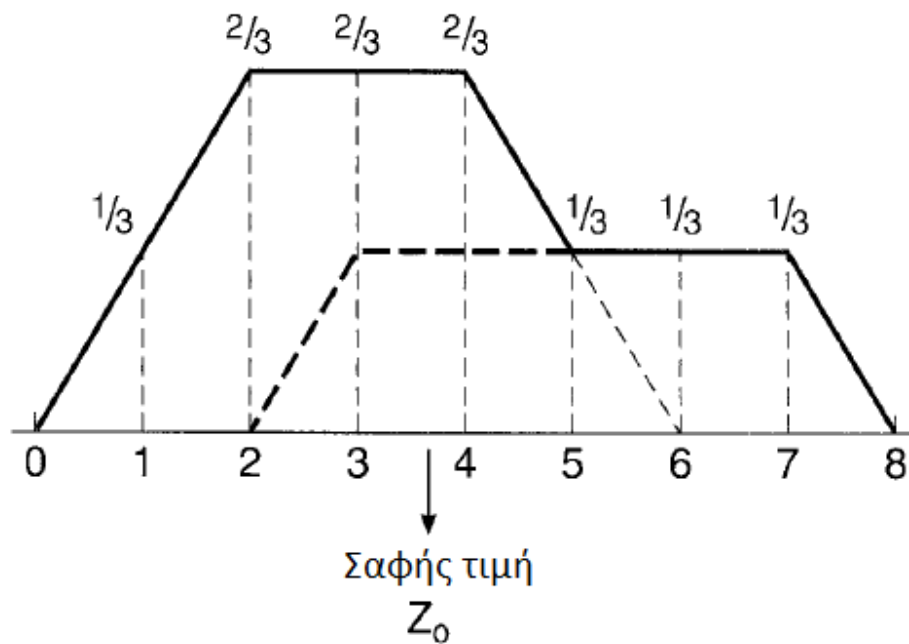
5.5.6 Απο-ασαφοποίηση

Έως τώρα κάποιο από τα ασαφή σύνολα (μεταβλητές) εξόδου έχει κάποια υπολογισμένη τιμή, η οποία πρέπει να μετατραπεί σε μία σαφή τιμή. Και εδώ έχουμε αρκετές μεθόδους ασαφοποίησης, όπως η μέθοδος κέντρου βάρους (Center of Area, COA), μέσης τιμής μεγίστου (Mean of Maxima, MOM) και η μέθοδος Sugeno, αλλά αυτή που χρησιμοποιείται στις περισσότερες εφαρμογές είναι η μέθοδος κέντρου βάρους.

Σε αυτή την μέθοδο η σαφής τιμή εξόδου προκύπτει από τον υπολογισμό του κέντρου βάρους της τελικής συνάρτησης μεταφοράς. Η τελική συνάρτηση μεταφοράς προκύπτει από τον συνδυασμό ενεργών κανόνων που ο καθένας δίνει μία καμπύλη με αντίστοιχο βαθμό συμμετοχής. Η σχέση υπολογισμού που χρησιμοποιείται στην μέθοδο κέντρου βάρους είναι:

$$Z_0 = \frac{\int z * \mu(z)}{\int \mu(z)} \quad (5.84)$$

Στο Σχήμα 5.25 φαίνονται οι καμπύλες δύο κανόνων. Στο τμήμα υπερκαλύψεως λαμβάνεται μόνο η καμπύλη που έχει τον μεγαλύτερο βαθμό συμμετοχής, έτσι αυτά τα τμήματα χρησιμοποιούνται μόνο μία φορά κατά τον υπολογισμό σαφούς τιμής εξόδου,[15],[21].



Σχήμα 5.25. Ασαφοποίηση συστήματος δύο κανόνων με την μέθοδο κέντρου βάρους (COA) [15].

Τέλος, αναφέρεται ότι η μέθοδος αυτή παρουσιάζει μία ελαφρώς αυξημένη πολυπλοκότητα σε σχέση με τις άλλες μεθόδους, παρ' όλα αυτά είναι αυτή που συναντάται συχνότερα στην πράξη αφού παρουσιάζει πολύ καλά αποτελέσματα.

Ανακεφαλαιώνοντας όσα είπαμε μέχρι αυτό το σημείο οι διαδικασίες που εκτελούνται από έναν ελεγκτή ασαφούς λογικής είναι οι εξής:

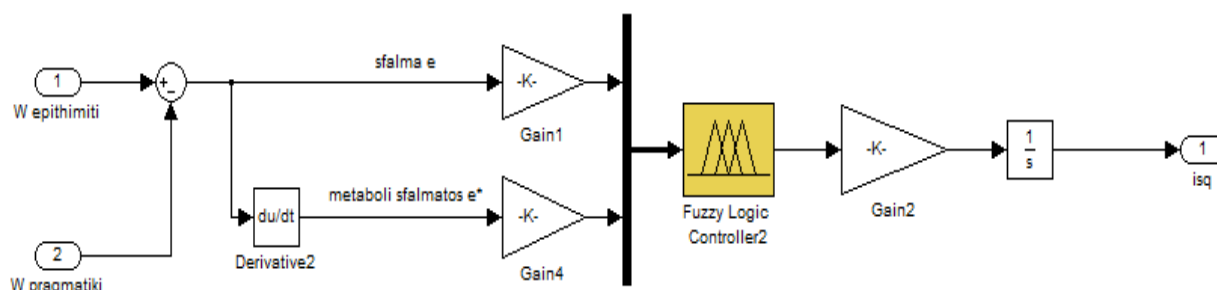
- Ασαφοποίηση εισόδων μέσω ασαφών συνόλων
- Εκτέλεση πράξεων (AND, OR, NOT)
- Εφαρμογή κατάλληλων κανόνων (IF-THEN)
- Απο-ασαφοποίηση εξόδου

5.6 Εφαρμογές μη γραμμικού ελέγχου σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης αντλιών

Παρακάτω θα παρουσιαστούν εφαρμογές ελεγκτών ασαφούς λογικής που βελτιώνουν την χρονική απόκριση και τα ποιοτικά χαρακτηριστικά της λειτουργίας της αντλίας λόγω της μη γραμμικής απόκρισής τους στο φάσμα τιμών που καλούνται να αντιμετωπίσουν. Σκοπός είναι η οικονομικότερη διαχείριση της αντλίας κατά τη λειτουργία και συντήρηση των μηχανικών μερών λόγω μειωμένων δυναμικών φορτίσεων σε αυτή.

5.6.1 Ελεγκτής ταχύτητας ασαφούς λογικής

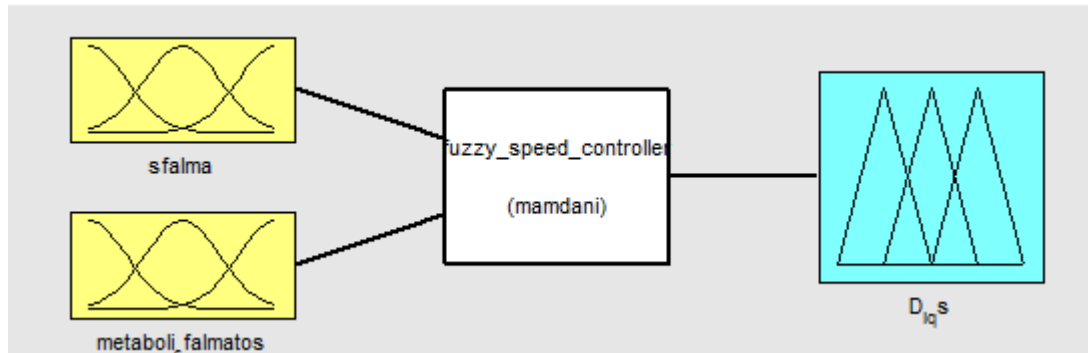
Το κύρια πλεονεκτήματα που επιτυγχάνονται με την αντικατάσταση του PI ελεγκτή ταχύτητας με έναν ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής είναι η γρηγορότερη μετάβαση στην επιθυμητή τιμή ταχύτητας, χωρίς κυμάτωση της ταχύτητας κατά την μεταβατική περίοδο. Αυτό σημαίνει ότι η περωτή της αντλίας και κατ' επέκταση ο άξονάς της δεν λαμβάνει αυτές τις δυναμικές φορτίσεις της μεταβατικής περιόδου, με αποτέλεσμα να μειώνεται η φθορά από την κόπωση του υλικού,[30],[31].



Σχήμα 5.26. Διάταξη ελεγκτή ασαφούς λογικής (block *Fuzzy_speed*) σε λογισμικό *Matlab/Simulink*.

Ο ελεγκτής του Σχήματος 5.26 έχει δύο μεταβλητές εισόδου, το σφάλμα e και την μεταβολή σφάλματος ce . Η έξοδος του ελεγκτή είναι η μεταβολή του ρεύματος di_{sq} . Οι μεταβλητές αυτές εφαρμόζονται με τις ανά μονάδα τιμές για μεγαλύτερη ευελιξία της σχεδίασης του ελεγκτή ασαφούς λογικής. Αντίστοιχα, η έξοδος πολλαπλασιάζεται με κατάλληλη σταθερά για να προκύψει η πραγματική τιμή μεταβολής του ρεύματος d_{isq} . Τέλος, η τιμή της μεταβολής του ρεύματος ολοκληρώνεται για να προκύψει η τιμή i_{sq} .

Ο ελεγκτής ασαφοποιεί τις αυστηρές τιμές εισόδου μετατρέποντάς τις σε λεκτικές περιγραφές, επιτυγχάνει να θέσει ορισμένη βαρύτητα στις λεκτικές περιγραφές εξόδου και τέλος να καταλήξει σε μία απόφαση.



Σχήμα 5.27. Ελεγκτής fuzzy logic controller σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Η ασαφοποίηση των μεταβλητών εισόδου του ελεγκτή πραγματοποιείται σύμφωνα με τις παρακάτω λεκτικές περιγραφές εισόδων και εξόδου.

Σφάλμα:

NB= negative big (αρνητικό μεγάλο)

NM=negative medium (αρνητικό μεσαίο)

NS=negative small (αρνητικό μικρό)

ZE=zero (μηδέν)

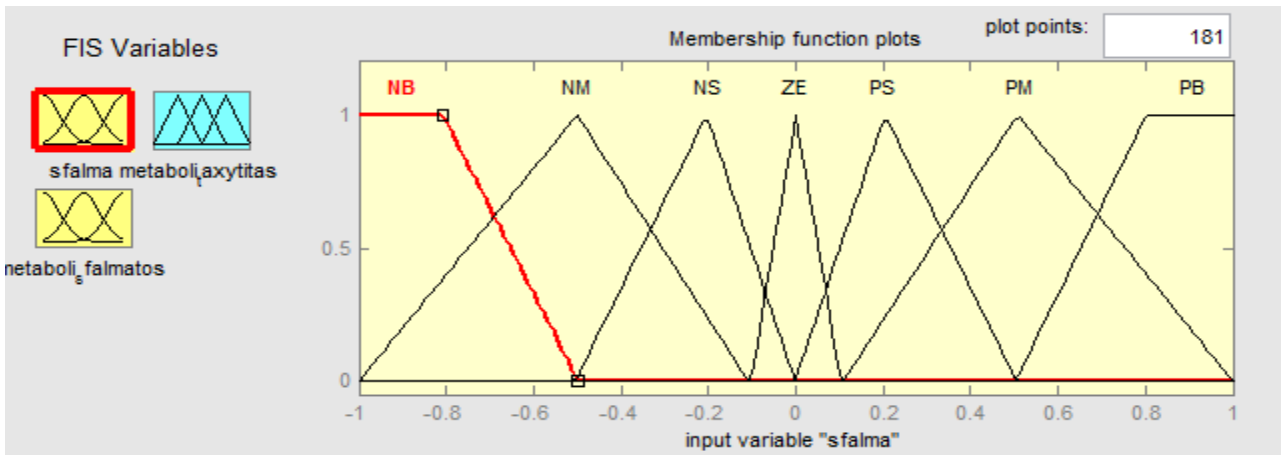
PS=positive small (θετικό μικρό)

PM=positive medium (θετικό μεσαίο)

PB=positive big (θετικό μεγάλο)

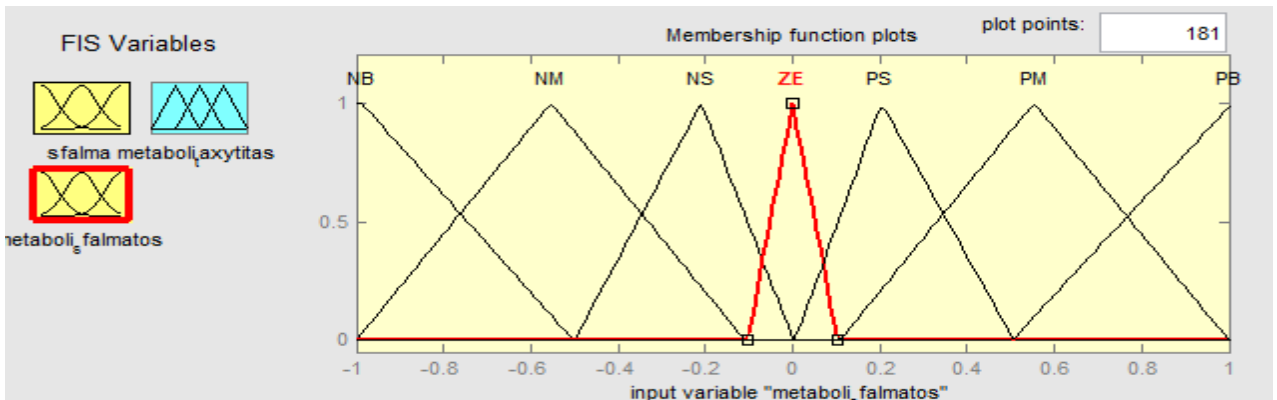
Τα ίδια ακριβώς ισχύουν για την είσοδο **μεταβολή σφάλματος**, αλλά και για την έξοδο **μεταβολή ρεύματος i_{sq}** .

Οι συναρτήσεις συμμετοχής των μεταβλητών εισόδων – εξόδου παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.28, 5.29, 5.30.



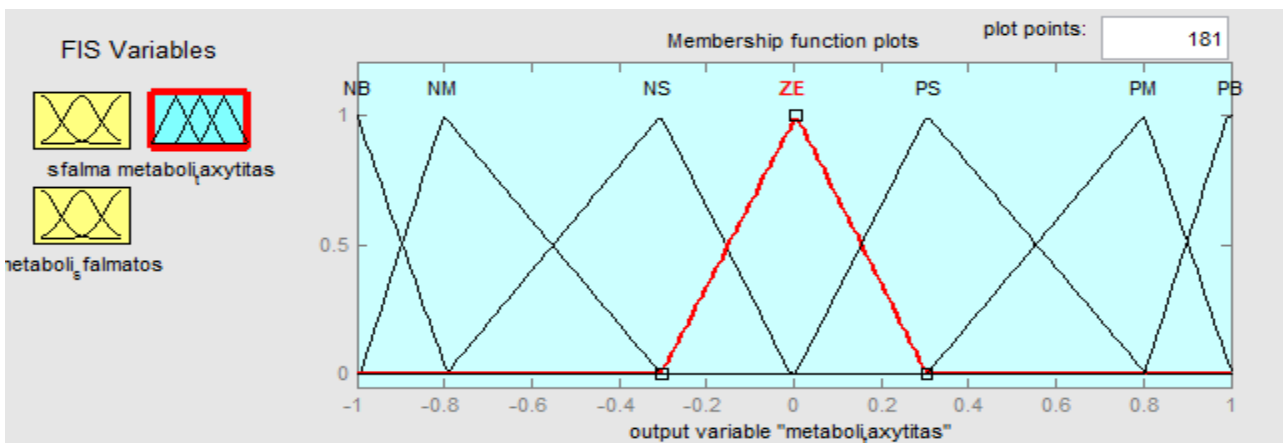
Σχήμα 5.28. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής σφάλματος σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Οι συναρτήσεις συμμετοχής της μεταβλητής μεταβολής σφάλματος:



Σχήμα 5.29. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής μεταβολής σφάλματος σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Οι συναρτήσεις συμμετοχής της μεταβλητής εξόδου μεταβολή ρεύματος i_{sq} :



Σχήμα 5.30. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής εξόδου μεταβολή ρεύματος i_{sq} σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Και συντίθενται σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 5.2. Κανόνες ασαφούς ελέγχου για τον ελεγκτή ταχύτητας του κινητήρα:

| $\frac{de}{dt}$ | MB | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
|-----------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| NB | NB | NB | NB | NB | NM | NS | ZE |
| NM | NB | NB | NM | NM | NS | ZE | PS |
| NS | NB | NM | NS | NS | ZE | PS | PM |
| ZE | NB | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
| PS | NM | NS | ZE | PS | PS | PM | PB |
| PM | NS | ZE | PS | PM | PM | PB | PB |
| PB | ZE | PS | PM | PB | PB | PB | PB |

Έχουμε λοιπόν επτά συναρτήσεις συμμετοχής για κάθε μεταβλητή εισόδου, άρα μπορούμε να έχουμε έως και 49 πιθανούς κανόνες που απευθύνονται στις επτά συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου,[28].

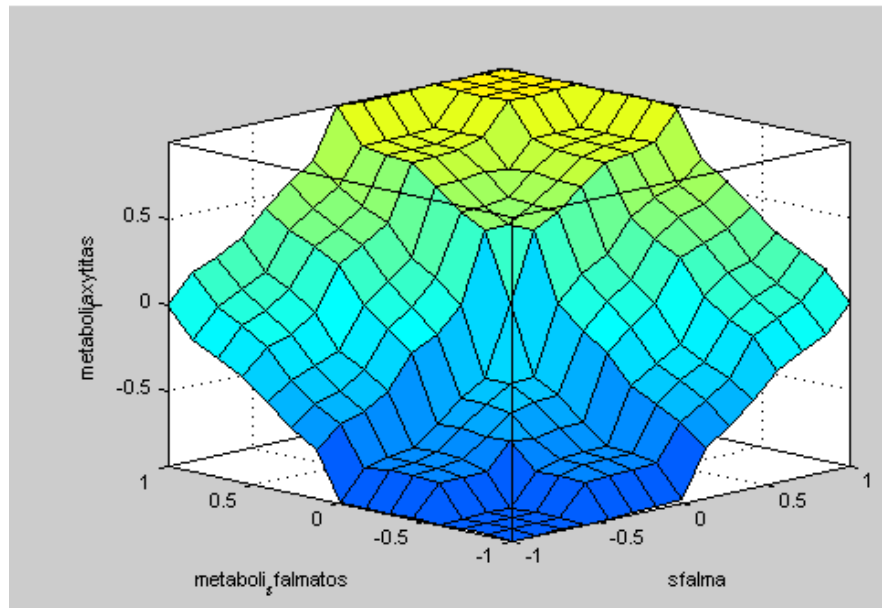
Η σχεδίαση αυτών των κανόνων συνοψίζεται στους εξής λογικούς άξονες:

- Αν το σφάλμα και η μεταβολή σφάλματος είναι μηδέν, τότε η έξοδος δεν επηρεάζεται
- Αν το σφάλμα δεν είναι αλλά πλησιάζει το μηδέν, τότε συνεχίζει με την ίδια εντολή ελέγχου
- Αν το σφάλμα αυξάνεται, τότε αλλάζει η εντολή ελέγχου ανάλογα με το μέγεθος και το πρόσημο των "σφάλμα" και "μεταβολή σφάλματος" ώστε να αναγκαστεί το σφάλμα να κινηθεί προς το μηδέν.

Το σύνολο κανόνων που χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή συμπερασμάτων κατά την διαδικασία ελέγχου είναι:

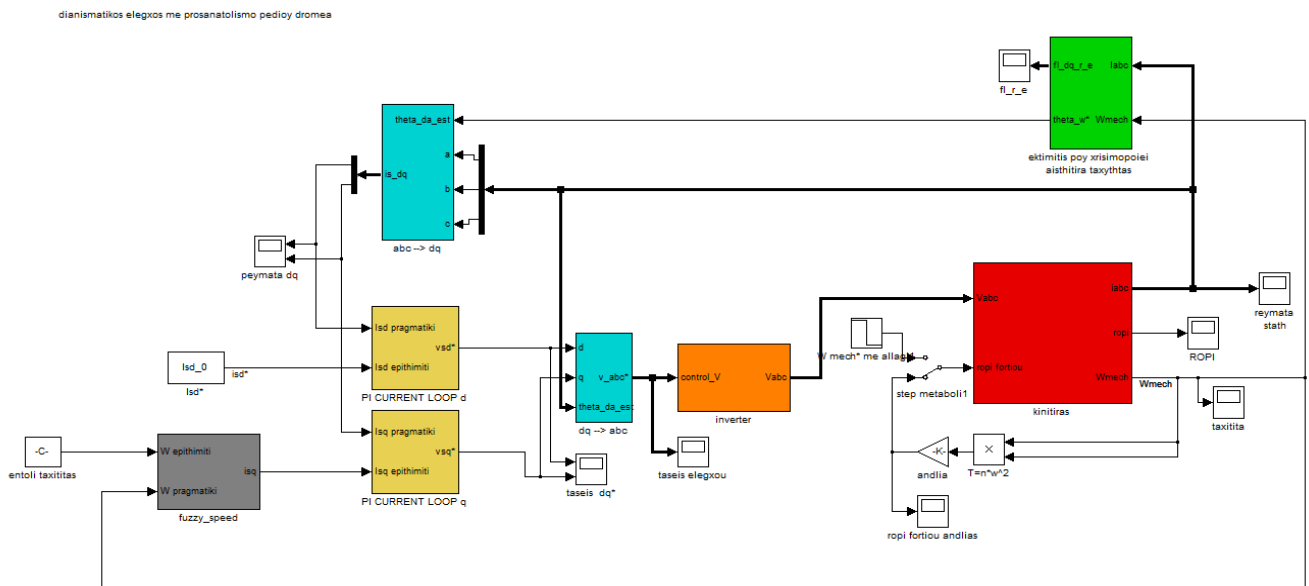
1. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
2. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
3. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
4. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
5. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
6. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
7. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
8. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
9. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
10. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
11. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
12. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
13. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
14. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
15. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
16. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
17. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
18. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
19. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
20. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
21. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
22. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
23. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
24. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
25. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
26. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
27. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
28. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)
29. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
30. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
31. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
32. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
33. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
34. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
35. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)
36. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
37. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
38. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
39. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
40. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
41. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)
42. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)
43. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
44. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
45. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
46. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)
47. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)
48. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)
49. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)

Στο Σχήμα 5.31 φαίνεται η σχέση εισόδων - εξόδου του ελεγκτή.



Σχήμα 5.31. 3D απεικόνιση σχέσης εισόδων-εξόδου σε λογισμικό Matlab/Simulink.

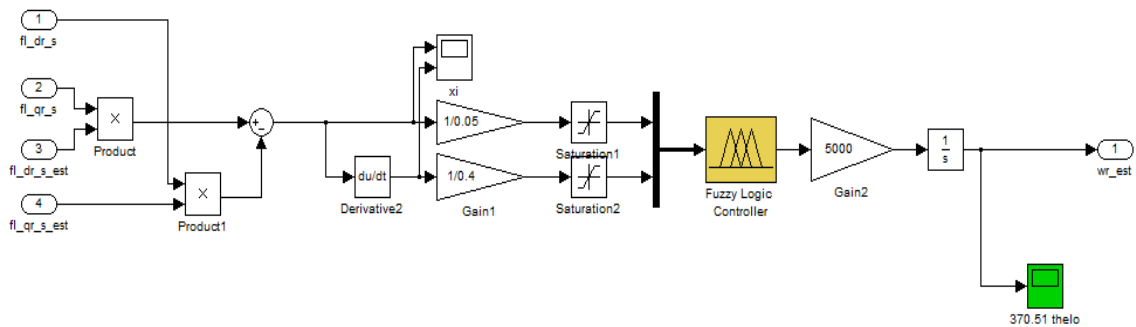
Ο σκοπός εφαρμογής αυτού του τύπου ελεγκτή είναι να επιτευχθεί καλύτερος έλεγχος ροπής χωρίς κυμάτωση ροπής κατά την μεταβολή φορτίου.



Σχήμα 5.32. Ολοκληρωμένη διάταξη διανυσματικού ελέγχου με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής (γκρι μπλοκ) με λογισμικό Matlab/Simulink.

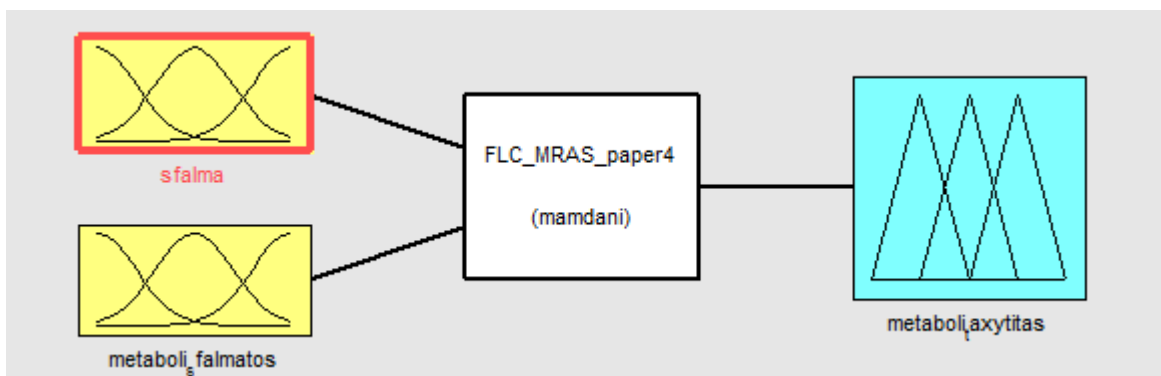
5.6.2 Παρατηρητής προσαρμοστικού ελέγχου MRAS με εφαρμογή μηχανισμού προσαρμογής ασαφούς λογικής

Ο ελεγκτής θα έχει δύο μεταβλητές εισόδου, το σφάλμα e και τη μεταβολή σφάλματος ce . Η έξοδος του ελεγκτή είναι η μεταβολή της ταχύτητας δρομέα ω_r . Οι μεταβλητές αυτές εφαρμόζονται με τις ανά μονάδα τιμές για μεγαλύτερη ευελιξία της σχεδίασης του ελεγκτή ασαφούς λογικής. Αντίστοιχα, η έξοδος πολλαπλασιάζεται με κατάλληλη σταθερά για να προκύψει πραγματική τιμή μεταβολής της ταχύτητας δρομέα ω_r . Έχουν προστεθεί περιοριστές για το σφάλμα e και την μεταβολή σφάλματος ce για να βελτιωθεί η συμπεριφορά του ελεγκτή στις μεταβατικές μεταβολές ταχύτητας. Τέλος, η τιμή της μεταβολής της ταχύτητας δρομέα ολοκληρώνεται για να προκύψει η τιμή ω_r .



Σχήμα 5.33. Υλοποίηση μηχανισμού προσαρμογής MRAS με ελεγκτή ασαφούς λογικής με λογισμικό Matlab/Simulink.

Όπως έχουμε δει και παραπάνω, ο ελεγκτής ασαφοποιεί τις αυστηρές τιμές εισόδου μετατρέποντάς τις σε λεκτικές περιγραφές, επιτυγχάνει να θέσει ορισμένη βαρύτητα στις λεκτικές περιγραφές εξόδου και τέλος να καταλήξει σε μία απόφαση.



Σχήμα 5.34. Ελεγκτής fuzzy logic controller σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Η ασαφοποίηση των μεταβλητών εισόδου του ελεγκτή πραγματοποιείται σύμφωνα με τις παρακάτω λεκτικές περιγραφές εισόδων και εξόδου.

Σφάλμα:

NB= negative big (αρνητικό μεγάλο)

NM=negative medium (αρνητικό μεσαίο)

NS=negative small (αρνητικό μικρό)

ZE=zero (μηδέν)

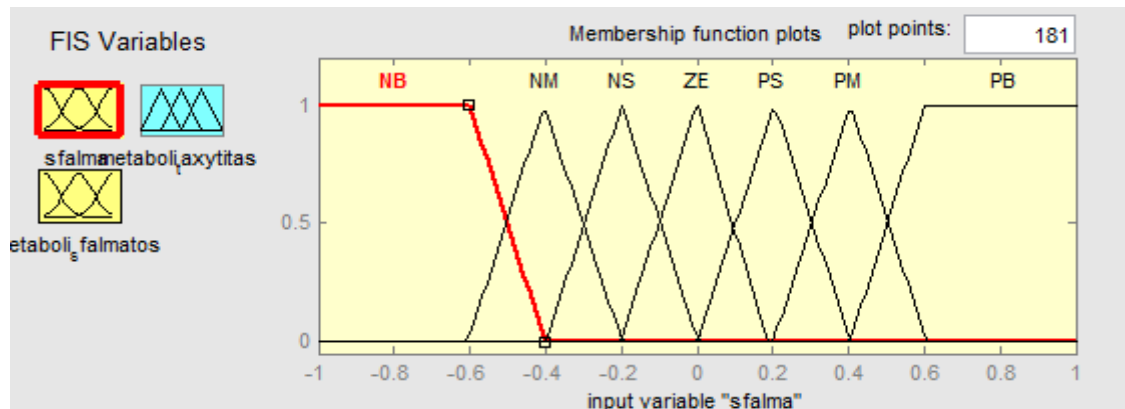
PS=positive small (θετικό μικρό)

PM=positive medium (θετικό μεσαίο)

PB=positive big (θετικό μεγάλο)

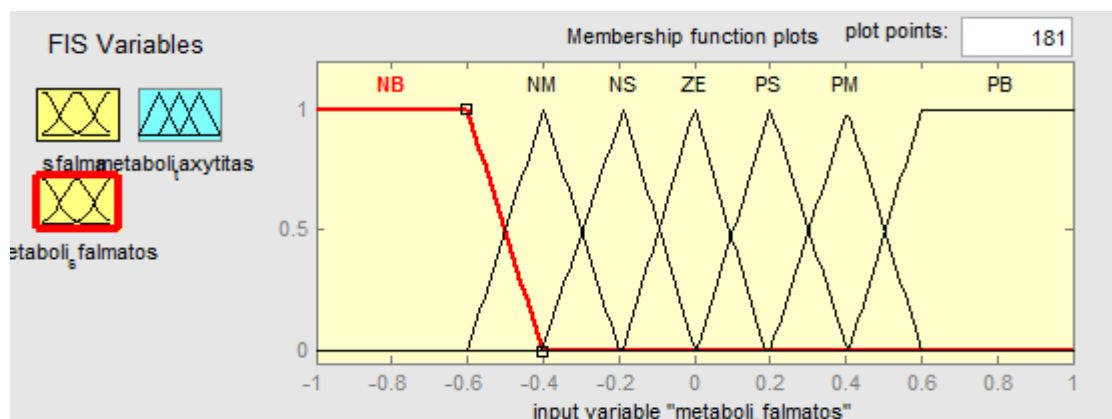
Τα ίδια ακριβώς ισχύουν για την μεταβολή σφάλματος και για την έξοδο: μεταβολή ρεύματος i_{sq} .

Οι συναρτήσεις συμμετοχής της μεταβλητής σφάλματος παρουσιάζονται στο διάγραμμα:



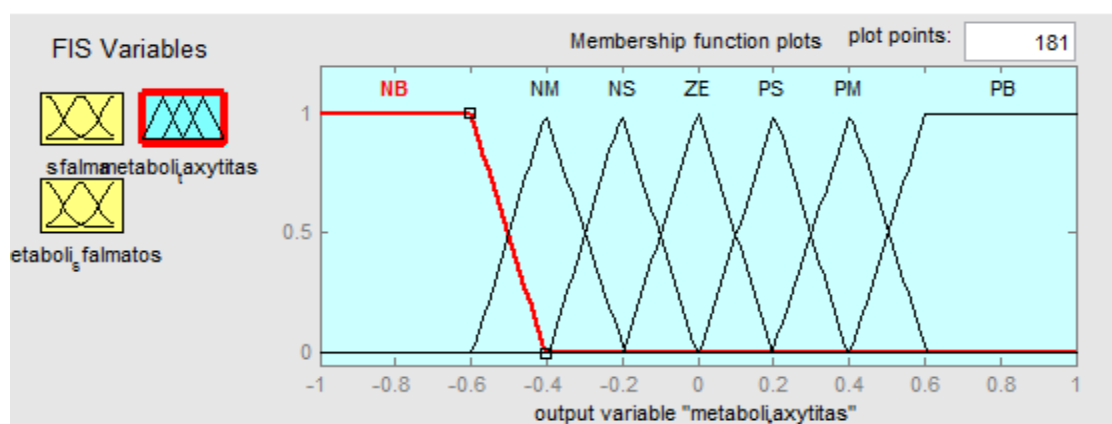
Σχήμα 5.35. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής σφάλματος σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Οι συναρτήσεις συμμετοχής της μεταβλητής μεταβολής σφάλματος:



Σχήμα 5.36. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής μεταβολής σφάλματος σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Οι συναρτήσεις συμμετοχής της μεταβλητής εξόδου ταχύτητας δρομέα ω_r :



Σχήμα 5.37. Διάγραμμα συναρτήσεων συμμετοχής μεταβλητής εξόδου ταχύτητας δρομέα ω_r σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Και συντίθενται σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα:

Πίνακας 5.3 Κανόνες ασαφούς ελέγχου για τον παρατηρητή προσαρμοστικού ελέγχου MRAS.

| $e \frac{de}{dt}$ | MB | NM | NS | ZE | PS | PM | PB |
|-------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| NB | NB | NM | NM | NS | NS | NS | ZE |
| NM | NM | NM | NS | NS | NS | ZE | PS |
| NS | NM | NM | NS | NS | ZE | PS | PM |
| ZE | NB | NM | NS | ZE | PS | PM | PM |
| PS | NS | NS | ZE | PS | PS | PM | PM |
| PM | NS | ZE | PS | PS | PS | PM | PM |
| PB | ZE | PS | PS | PM | PM | PB | PB |

Έχουμε λοιπόν επτά συναρτήσεις συμμετοχής για κάθε μεταβλητή εισόδου, άρα μπορούμε να έχουμε έως και 49 πιθανούς κανόνες που απευθύνονται στις επτά συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου.

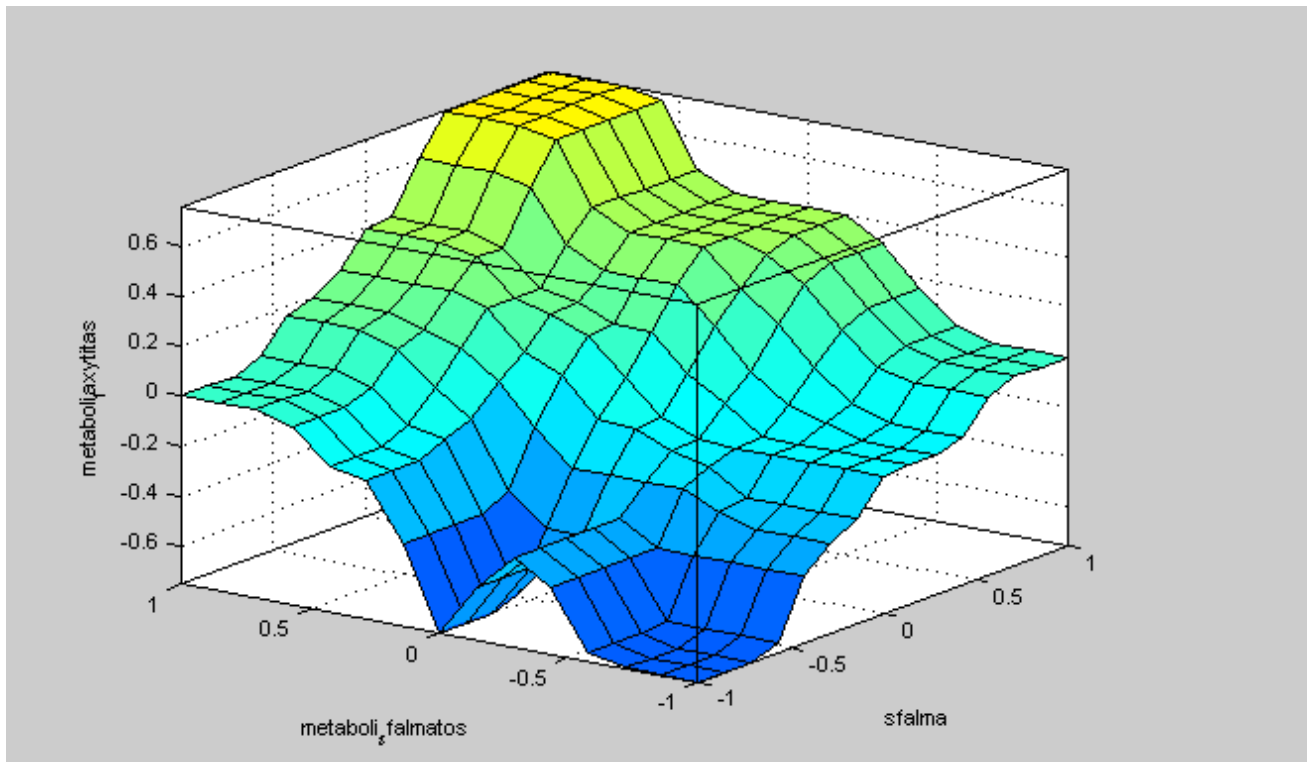
Η σχεδίαση των κανόνων αυτών συνοψίζεται στις εξής λογικούς άξονες:

- Αν το σφάλμα και η μεταβολή σφάλματος είναι μηδέν, τότε η έξοδος δεν επηρεάζεται
- Αν το σφάλμα δεν είναι μηδενικό αλλά πλησιάζει το μηδέν, τότε συνεχίζει με την ίδια εντολή ελέγχου
- Αν το σφάλμα αυξάνεται, τότε αλλάζει η εντολή ελέγχου ανάλογα με το μέγεθος και το πρόσημο των "σφάλμα" και "μεταβολή σφάλματος" ώστε να αναγκαστεί το σφάλμα να κινηθεί προς το μηδέν.

Το σύνολο κανόνων που χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή συμπερασμάτων κατά την διαδικασία ελέγχου είναι:

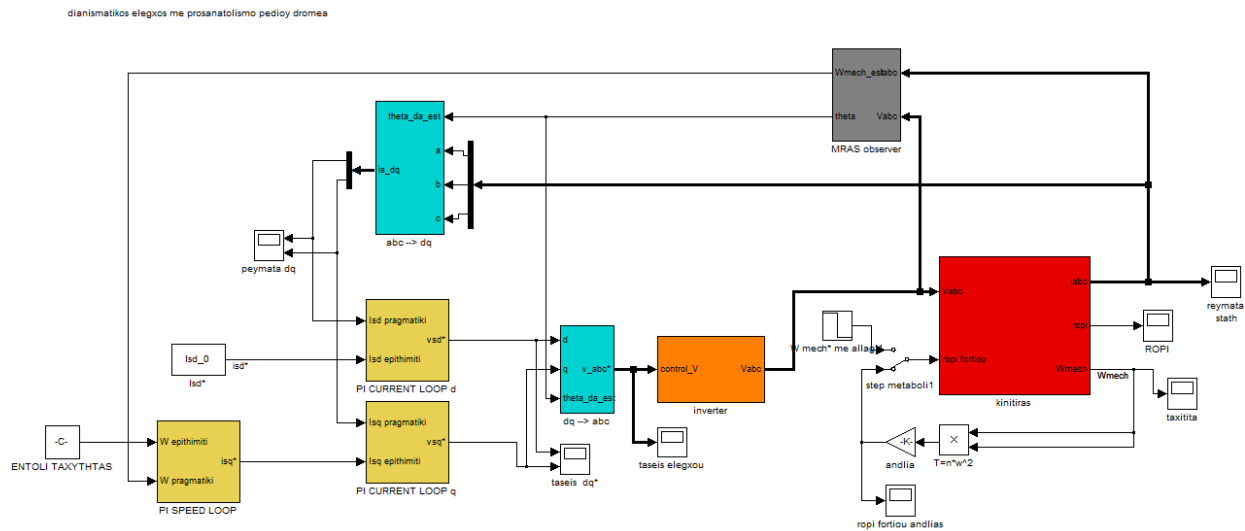
1. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
2. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
3. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
4. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is NB) (1)
5. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
6. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
7. If (sfalma is NB) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
8. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
9. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
10. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
11. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
12. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
13. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
14. If (sfalma is NM) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
15. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NM) (1)
16. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
17. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
18. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
19. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
20. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
21. If (sfalma is NS) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
22. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
23. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
24. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
25. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
26. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
27. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
28. If (sfalma is ZE) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
29. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
30. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
31. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
32. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
33. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
34. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
35. If (sfalma is PS) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
36. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is NS) (1)
37. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
38. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
39. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
40. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
41. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
42. If (sfalma is PM) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)
43. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is NB) then (metaboli_taxytitas is ZE) (1)
44. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is NM) then (metaboli_taxytitas is PS) (1)
45. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is NS) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
46. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is ZE) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
47. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is PS) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
48. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is PM) then (metaboli_taxytitas is PM) (1)
49. If (sfalma is PB) and (metaboli_sfalmatos is PB) then (metaboli_taxytitas is PB) (1)

Στο παρακάτω Σχήμα φαίνεται η σχέση εισόδων - εξόδου του ελεγκτή, όπου είναι εμφανής η διαφορά χαρτογράφησης του ελεγκτή MRAS από τον ελεγκτή ταχύτητας.



Σχήμα 5.38. 3D απεικόνιση σχέσης εισόδων-εξόδου σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Ο σκοπός εφαρμογής αυτού του τύπου ελεγκτή είναι να επιτευχθεί ταχύτερη και ακριβέστερη επίβλεψη ταχύτητας δρομέα με καλύτερη μεταβατική συμπεριφορά κατά την μεταβολή φορτίου.



Σχήμα 5.39. Ολοκληρωμένη διάταξη διανυσματικού ελέγχου με παρατηρητή MRAS (γκρι μπλοκ) sensorless vector control σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Όπως φαίνεται από το παραπάνω Σχήμα δεν χρησιμοποιείται η ανάδραση ταχύτητας, αυτή έχει αντικατασταθεί από την έξοδο του νέου εκτιμητή μας.

6. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

6.1 Εισαγωγή

Αφού έχουμε παρουσιάσει αναλυτικότερα την θεωρία αλλά και την υλοποίηση των διατάξεων προς εξέταση, μπορούμε πλέον να εξετάσουμε την λειτουργία και την απόκριση του συστήματος ελέγχου ταχύτητας και να αξιολογήσουμε τα αποτελέσματα μέσα από την προσομοίωση.

Η προσομοίωση μέσα από την προσπάθεια εκτίμησης και προσέγγισης της απόκρισης συμπεριφοράς ενός πραγματικού συστήματος μέσα από το θεωρητικό μοντέλο του δεν είναι δυνατόν να συμπεριλαμβάνει όλες τις παραμέτρους του πραγματικού συστήματος. Στο μοντέλο μας δεν λαμβάνονται φαινόμενα ανώτερης τάξης που εμπλέκονται στην λειτουργία της πραγματικής ηλεκτρικής μηχανής, όπως για παράδειγμα ο κορεσμός του μαγνητικού κυκλώματος. Είναι επόμενο τα πραγματικά αποτελέσματα να αποκλίνουν, αλλά στην πραγματικότητα θα βρίσκονται τόσο κοντά ώστε να το καταστήσει ένα χρήσιμο εργαλείο για την εκτίμηση συμπεριφοράς της πραγματικής μηχανής σε μεγάλο βαθμό.

Είναι επόμενο τα πραγματικά αποτελέσματα να αποκλίνουν, ωστόσο το μοντέλο αποτελεί ένα χρήσιμο εργαλείο γιατί προσεγγίζει σε μεγάλο βαθμό την συμπεριφορά της πραγματικής μηχανής.

6.2 Υπολογισμοί αρχικών συνθηκών διάταξης

Για την προσομοίωση δεχόμαστε πως ο κινητήρας βρίσκεται σε κατάσταση μόνιμης λειτουργίας υπό ονομαστικό φορτίο. Στη συνέχεια δέχεται εντολές αλλαγής ταχύτητας και παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος. Για να την προσομοίωση λειτουργίας μόνιμης κατάστασης πρέπει πρώτα να υπολογιστούν (σε m-file) ως αρχικές συνθήκες οι τιμές όλων των μεγεθών σε μόνιμη κατάσταση.

Η προσομοίωση βασίστηκε σε έναν τετραπολικό επαγωγικό κινητήρα 60Hz (όπως η συχνότητα δικτύου ενός εμπορικού πλοίου) ισχύος 2.4kW και ροπής 12.73 Nm με ονομαστική ταχύτητα 183.25 rad/sec.

Με τις τάσεις του στάτη της μηχανής γνωστές από την μόνιμη κατάσταση και τις τάσεις δρομέα μηδέν λόγω δρομέα κλωβού, υπενθυμίζονται οι σχέσεις του δεύτερου κεφαλαίου:

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_e * \lambda_{sq} \quad (6.1)$$

$$v_{sq} = R_s * i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_e * \lambda_{sd} \quad (6.2)$$

Και για τον δρομέα:

$$v_{rd} = R_s * i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - \omega_s * \lambda_{rq} \quad (6.3)$$

$$v_{rq} = R_s * i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + \omega_s * \lambda_{rd} \quad (6.4)$$

Όπου ω_s είναι η ταχύτητα ολίσθησης (slip) $\omega_s = (\omega_e - \omega_m) = s * \omega_e$ (όπου $s = \frac{\omega_e - \omega_m}{\omega_e}$).

Σε κατάσταση μόνιμης λειτουργίας με ταχύτητα πλαισίου να είναι ίση με την ταχύτητα του δικτύου (60Hz) έχουμε όλες τις μαγνητικές ροές να συμπεριφέρονται σαν DC ποσότητες, άρα οι διαφορικοί παράγοντες στις εξισώσεις τάσεων είναι μηδέν (μόνιμη κατάσταση), και οι παραπάνω σχέσεις απλοποιούνται:

$$v_{sd} = R_s * i_{sd} - \omega_e * \lambda_{sq} \quad (6.5)$$

$$v_{sq} = R_s * i_{sq} + \omega_e * \lambda_{sd} \quad (6.6)$$

Και για τον δρομέα:

$$v_{rd} = R_s * i_{rd} - (\omega_e * s) * \lambda_{rq} = 0 \quad (6.7)$$

$$v_{rq} = R_s * i_{rq} + (\omega_e * s) * \lambda_{rd} = 0 \quad (6.8)$$

Σε μορφή πίνακα:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e * L_s & 0 & -\omega_e * L_m \\ \omega_e * L_s & R_s & \omega_e * L_m & 0 \\ 0 & -s * \omega_e * L_m & R_r & -s * \omega_e * L_r \\ s * \omega_e * L_m & 0 & s * \omega_e * L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Αν ονομάσουμε αυτό τον πίνακα N τότε με την αντιστροφή του και με γνωστές τις τάσεις μόνιμης κατάστασης υπολογίζουμε τις τιμές ρευμάτων μόνιμης κατάστασης:

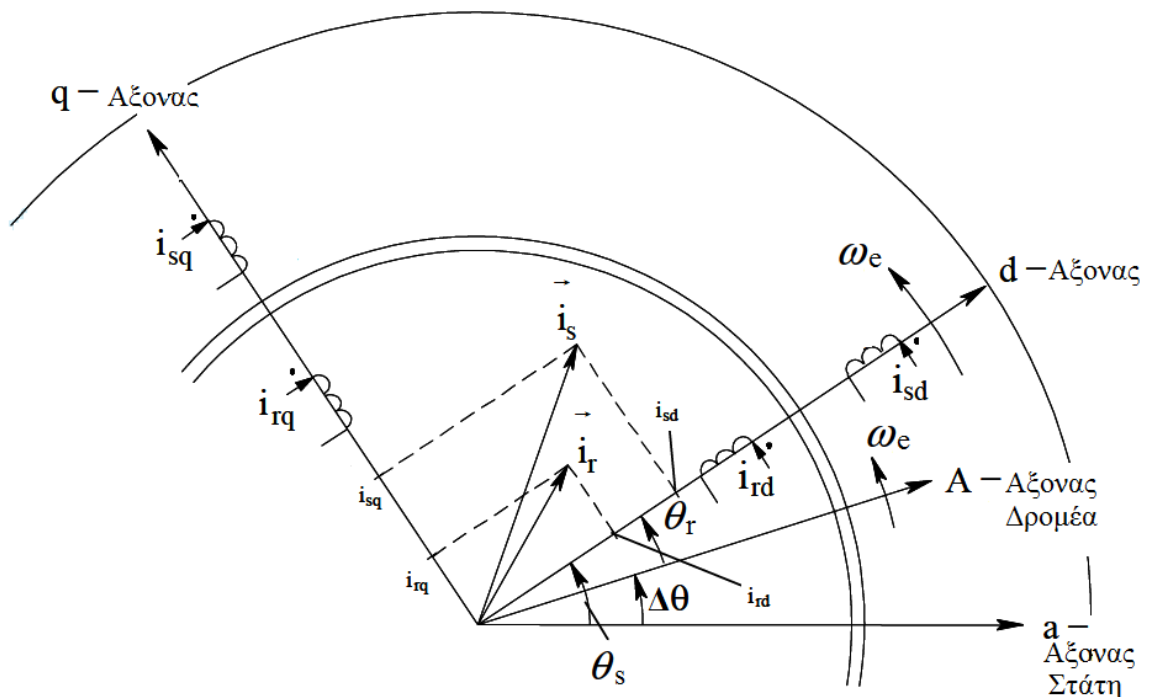
$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = [N]^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

Στη συνέχεια κάνοντας χρήση της σχέσης του πέμπτου κεφαλαίου:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

υπολογίζονται και οι ροές μόνιμης κατάστασης ως αρχικές συνθήκες.

Έως τώρα έχουμε τιμές τάσεων, ρευμάτων και ροών μόνιμης κατάστασης για $t=0$, όμως δεν έχουμε προσανατολίσει το πεδίο του δρομέα με τον d-άξονα του στρεφόμενου πλαισίου για να επιτευχθεί η πλήρης απόζευξη των εξισώσεων για μηδενισμό της ροής στον άξονα q όπως έχει πλήρως εξηγηθεί στο πέμπτο κεφάλαιο. Επομένως, από τις ροές που υπολογίστηκαν πριν είναι πλέον γνωστές οι γωνίες στάτη και δρομέα, θ_s και θ_r , αντίστοιχα.



Σχήμα 6.1 Τυχαία θέση στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς d-q σε σχέση με τους τριφασικούς άξονες (φάση a) στάτη και δρομέα για $t=0 \text{ sec}$ [19].

Όπως φαίνεται και στο παραπάνω Σχήμα, για να προσανατολίσουμε το πλαίσιο (τον άξονα d) με το πεδίο του δρομέα θα πρέπει να υπολογίσουμε εκ νέου τις τιμές των διανυσμάτων τάσεων, ρευμάτων και ροών αυτή την φορά για την νέα γωνία:

$$\Delta\theta = \theta_s - \theta_r \quad (6.10)$$

Πλέον ισχύει $\lambda_{rd}=\lambda_r$ και $\lambda_{rq}=0$.

Εν συνεχεία υπολογίζονται τα κέρδη των PI ελεγκτών, ακριβώς όπως αναλύθηκε στο πέμπτο κεφάλαιο, και, τέλος, υπολογίζονται τα χαρακτηριστικά του αντιστροφέα της διάταξης.

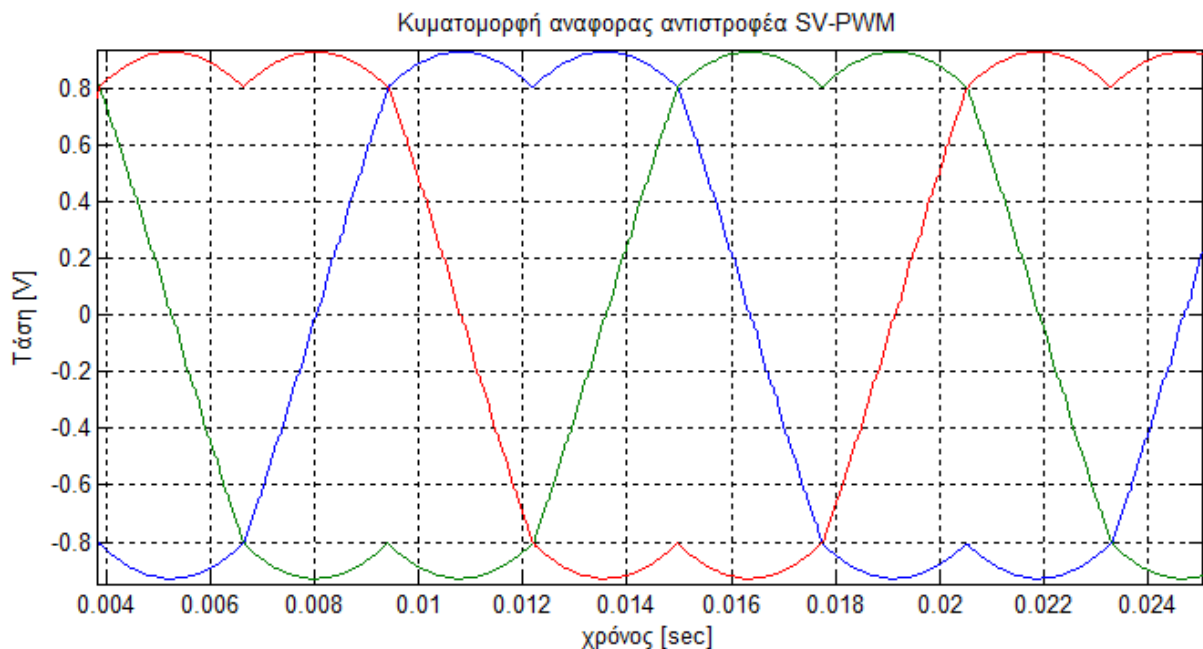
Εδώ πρέπει να αναφερθεί πως η διάταξη προσομοιώθηκε και με αντιστροφέα SPWM που αναλύθηκε στο τρίτο κεφάλαιο, αλλά λόγω των καλύτερων χαρακτηριστικών, με βασικότερο την μειωμένη κυμάτωση ροπής του κινητήρα, επιλέχθηκε να παρουσιαστούν τα αποτελέσματα με SV-PWM.

Για τον υπολογισμό της DC τάσης τροφοδοσίας του αντιστροφέα χρησιμοποιήθηκε η σχέση του τρίτου κεφαλαίου:

$$V_{LL,max}(rms) = 0.707 * V_d \quad (6.11)$$

Ως πλάτος τριγωνικής τάσης σήματος φορέα επιλέχθηκε $V_{trig} = 1$ V, δηλαδή ίσο με το πλάτος των σημάτων αναφοράς. Για την επιλογή κατάλληλης συχνότητας ακολουθείται η παρακάτω εργασία:

Οι κυματομορφές ελέγχου που παράγονται από την διάταξη SV-PWM του τρίτου κεφαλαίου θα μπορούσε να ειπωθεί πως πλησιάζουν την μορφή του ημιτόνου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.2.



Σχήμα 6.2 Κυματομορφές αναφοράς αντιστροφέα 60 HZ

Μέσα από δοκιμές προσομοίωσης παρατηρήθηκε πως ο κανόνας που χρησιμοποιείται για την επιλογή συχνότητας κυματομορφής φορέα που αφορά την τεχνική SPWM δίνει πολύ καλά αποτελέσματα. Υπενθυμίζεται ο κανόνας του τρίτου κεφαλαίου:

- Για να μην υπάρχουν ανεπιθύμητα άλματα στην τάση και προβλήματα αποσυγχρονισμού κατά την σύγκριση των κυματομορφών αναφοράς με την τριγωνική κυματομορφή φορέα, η ανηγμένη συχνότητα φορέα $F_c = \frac{\omega_c}{\omega}$ θα πρέπει να είναι ακέραιος αριθμός ώστε να εξασφαλίζεται ο συγχρονισμός, να είναι περιττός για να υπάρχει συμμετρία ημίσεως κύματος, να μην εμφανίζονται άρτιες αρμονικές και, τέλος, να είναι πολλαπλάσιο του τρία γιατί το φορτίο διαθέτει απομονωμένο κοινό κόμβο που δεν επιτρέπει την κυκλοφορία ομοπολικών αρμονικών ρευμάτων, δηλαδή τρίτης αρμονικής και αρμονικών ακέραιων πολλαπλασίων του τρία.

Για συχνότητα δικτύου 60Hz -αφού αναφερόμαστε σε ηλεκτρικό δίκτυο εμπορικού πλοίου- και γνωρίζοντας λοιπόν πως οι αντιστροφείς δουλεύουν με συχνότητες διαμόρφωσης φάσματος 2-20 kHz, έγινε διερεύνηση σε όλο το φάσμα μέσω προσομοίωσης, όπου οι συχνότητες που φαίνονται στον παρακάτω πίνακα αποδείχθηκαν καταλληλότερες:

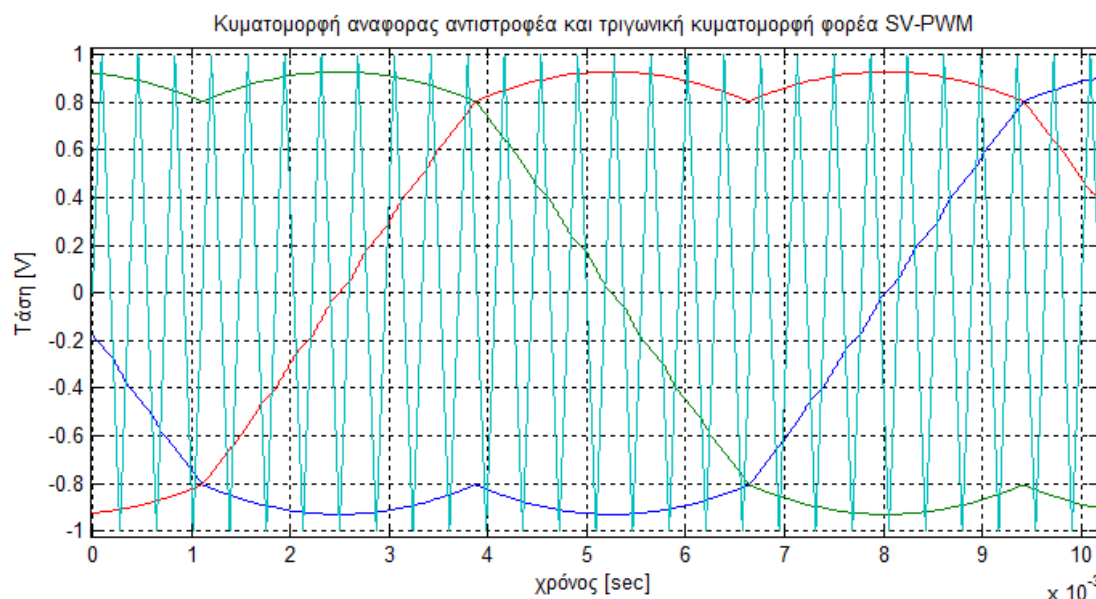
| A/A | F_c | F_{trig} (Hz) |
|-----|-------|---------------------|
| 1 | 45 | <u>2700</u> |
| 2 | 99 | 5940 |
| 3 | 129 | 7740 |
| 4 | 141 | 8460 |
| 5 | 153 | 9180 |
| 6 | 159 | 9540 |
| 7 | 177 | 10620 |
| 8 | 213 | 12780 |
| 9 | 231 | 13860 |
| 10 | 237 | 14220 |
| 11 | 261 | <u>15660</u> |

Πινάκας 6.1 Ανηγμένες συχνότητες φορέα και συχνότητες φορέα για δίκτυο πλοίου 60Hz

Από αυτές ξεχώρισαν η πρώτη (2.7 kHz) και η ενδέκατη συχνότητα φορέα (15.66 kHz). Η επιλογή της συχνότητας φορέα επηρεάζεται από τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Για παράδειγμα, αν ήταν επιθυμητό να δοθεί έμφαση στην ελαχιστοποίηση των διακοπτικών απωλειών τότε θα έπρεπε να επιλεγεί η πρώτη (2.7 kHz), ενώ αν ήταν επιθυμητό να δοθεί έμφαση στην ποιότητα ισχύος, άρα χαμηλό THD, θα επιλεγόταν η ενδέκατη συχνότητα (15.66 kHz) για να μετατοπιστούν οι αρμονικές σε υψηλότερες συχνότητες που θα μπορούσαν να αποκοπούν ευκολότερα και με μικρότερα φίλτρα σε κόστος και βάρος.

Αν και οι δύο παρουσίασαν την ίδια άριστη συμπεριφορά σε επίπεδο προσομοίωσης, εντούτοις επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί σαν συχνότητα φορέα η πρώτη (2.7 kHz) για λόγους παρουσίας.

Ολοκληρώνοντας την ανάλυση για την ρύθμιση του αντιστροφέα παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.3 η τριγωνική κυματομορφή φορέα στα 2.7kHz, σε σχέση με τις κυματομορφές αναφοράς αντιστροφέα στα 60Hz, όπου τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών καθορίζουν τα σημεία μεταγωγής των ημιαγωγικών διακοπών, όπως αντίστοιχα συμβαίνει με την τεχνική SPWM. Για λεπτομερέστερη ανάλυση της λειτουργίας αλλά και της κατασκευής του μπλοκ, ο αναγνώστης θα πρέπει να αναφερθεί στο τρίτο κεφάλαιο όπου γίνεται πλήρης παρουσίαση.



Σχήμα 6.3 Λεπτομέρεια κυματομορφών αναφοράς αντιστροφέα όπου φαίνεται η τριγωνική κυματομορφή αναφοράς στα 2700 Hz.

6.3 Προσομοιώσεις διατάξεων διανυσματικού ελέγχου

Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης των διάφορων εκδοχών της διάταξης διανυσματικού ελέγχου που αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Μέσα από κυματομορφές ταχύτητας, ροπής, ροής δρομέα, των DC τάσεων και ρευμάτων στάτη στους άξονες ds του στρεφόμενου πλαισίου με την σύγχρονη ταχύτητα του πλαισίου, και της τριφασικές κυματομορφές ρευμάτων κινητήρα, τάσεις εισόδου αντιστροφέα (inverter) και τάσεις εξόδου του που τροφοδοτούν τον κινητήρα. Για λόγους καλύτερης απεικόνισης παρουσιάζεται μόνο η φάση a .

Προκειμένου να είναι πιο ευδιάκριτα τα ποιοτικά χαρακτηριστικά της διάταξης, οι κυματομορφές παρουσιάζονται σε δύο μπλοκ κυματομορφών. Στο πρώτο θεωρούμε ότι έχουμε έναν ιδανικό αντιστροφέα που παράγει καθαρό ημίτονο απαλλαγμένο από τις αρμονικές που προκαλούν τα διακοπτικά στοιχεία, και στο δεύτερο με αντιστροφέα SV-PWM. Στο πρώτο μπλοκ ουσιαστικά τροφοδοτείται ο κινητήρας με τις τάσεις ελέγχου του αντιστροφέα, κάτι που χρησιμοποιήθηκε στην πράξη ως εργαλείο για την ρύθμιση των PI και ελεγκτών ασαφούς λογικής (Fuzzy logic).

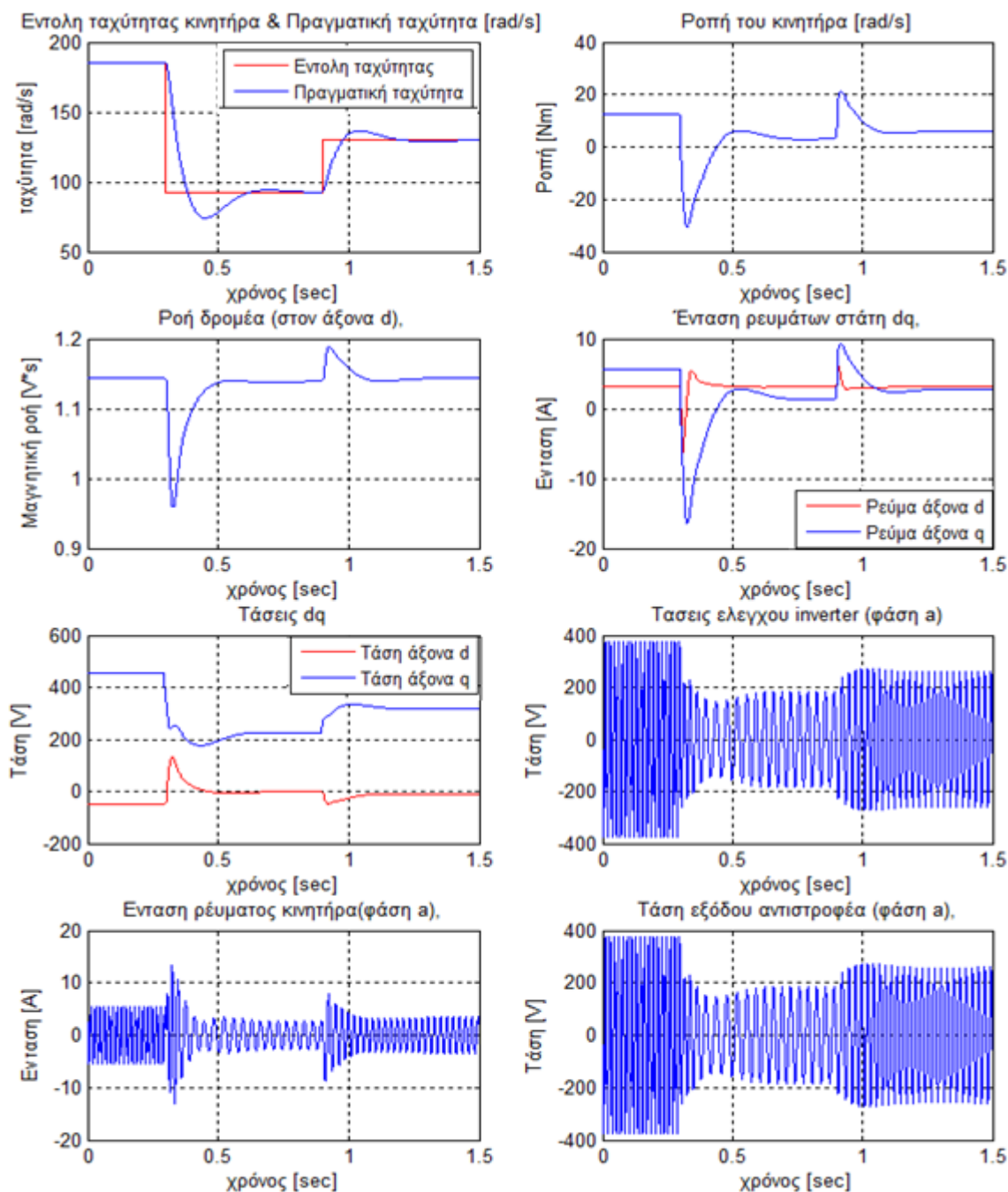
Τέλος, αναφέρεται ότι, σε όλες τις προσομοιώσεις που ακολουθούν, ο κινητήρας βρίσκεται σε μόνιμη κατάσταση ονομαστικού φορτίου με την εντολή ταχύτητας στην ονομαστική τιμή. Στη συνέχεια, μετά από 0.3 sec δίνεται εντολή μείωσης κατά 50%, και μετά από 0.6 sec δίνεται εντολή αύξησης κατά 20%. Με αυτό τον τρόπο επιχειρείται να παρουσιαστεί η απόκριση του συστήματος και σε μεγάλες αλλά και σε μικρότερες μεταβολές της ταχύτητας ελέγχου.

6.4 Προσομοίωση διάταξης με αισθητήρα ταχύτητας

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της διάταξης διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμού πεδίου με αισθητήρα ταχύτητας. Σκοπός του παρόντος κεφαλαίου είναι να αναδείξει την ευεργετική επίδραση που έχει ο μη γραμμικός έλεγχος (μέσω ελέγχου ασαφούς λογικής) σε σχέση με τον γραμμικό έλεγχο (μέσω PI) στην οδήγηση του κινητήρα.

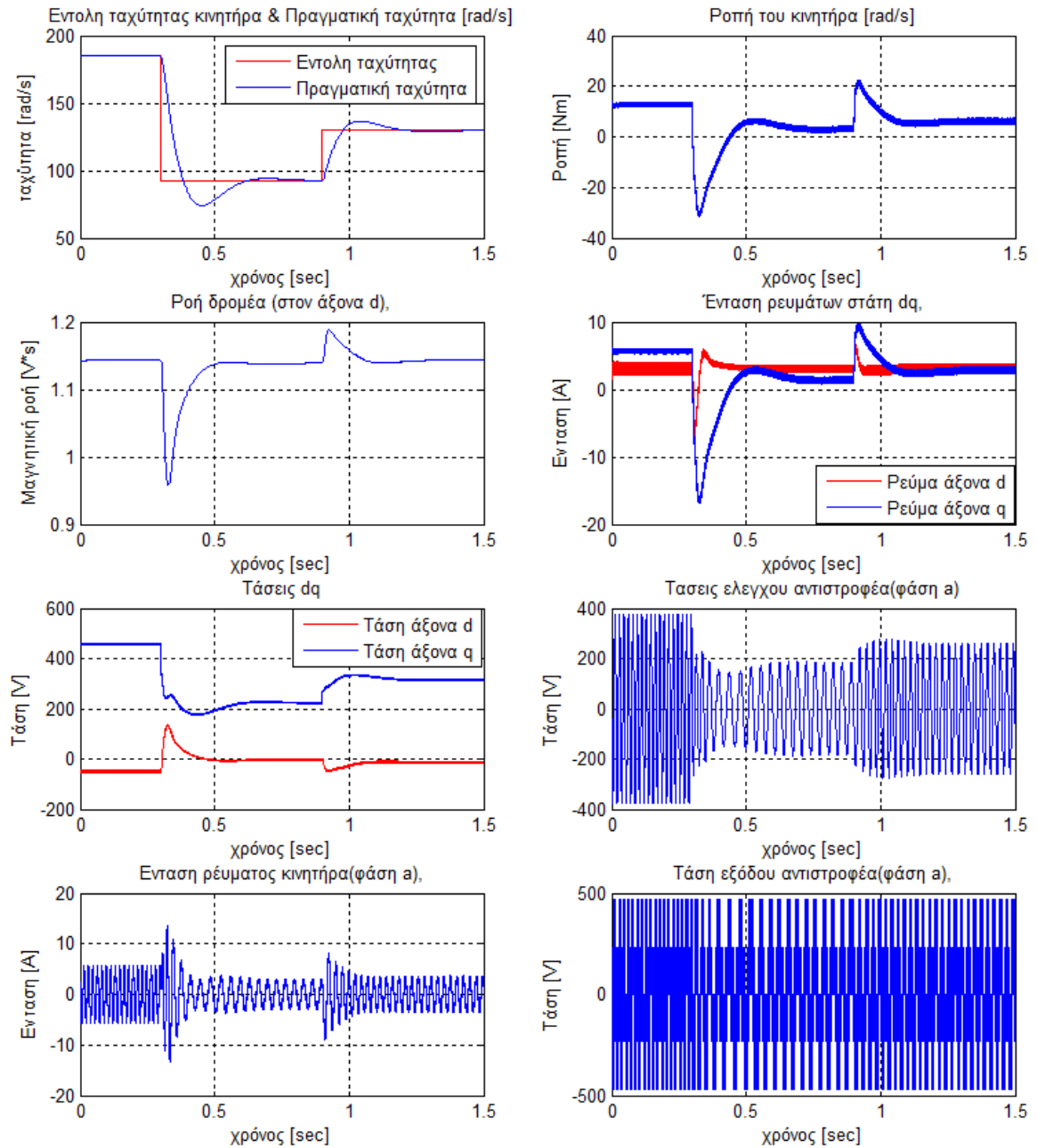
6.4.1 Διάταξη με ελεγκτή ταχύτητας PI

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της διάταξης του Σχήματος 5.14. Ουσιαστικά αυτή είναι η απλούστερη μορφή διάταξης που περιλαμβάνει αισθητήρα ταχύτητας και, βάσει αυτής, θα γίνουν συγκρίσεις με τις επόμενες βελτιωμένες διατάξεις.



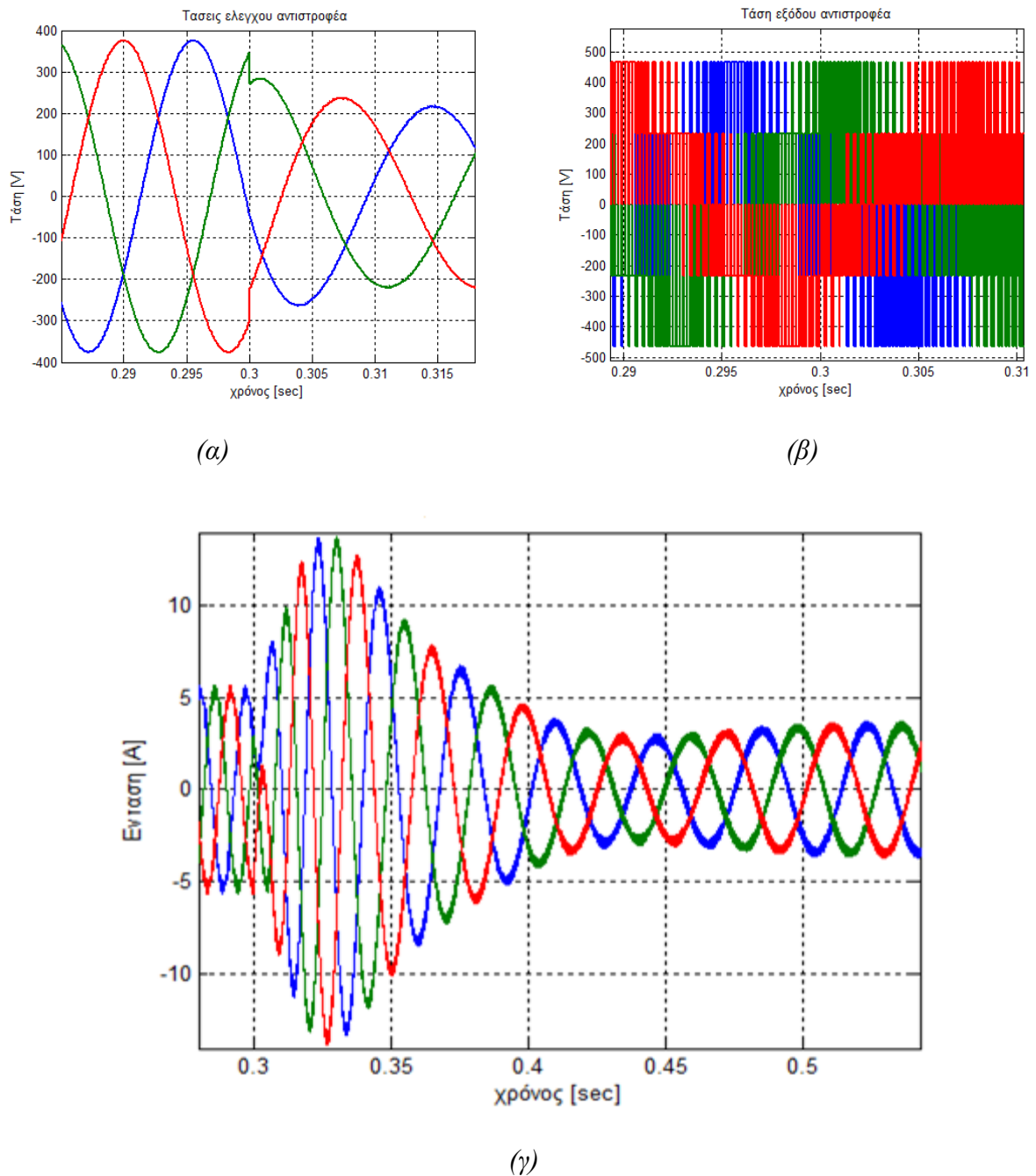
Σχήμα 6.4 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.14, θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα σε λογισμικό Matlab/Simulink.

Είναι εμφανής η επίδραση που έχει ο έλεγχος ταχύτητας στη μορφή του πλάτους της τάσης ελέγχου του αντιστροφέα, όπως θα φανεί και στις προσομοιώσεις των υπολοίπων διατάξεων που ακολουθούν τη μορφή της πραγματικής ταχύτητας, είτε παρουσιάζει κυματισμό υπερέψωσης – απόσβεσης λόγω PI, είτε μορφή ράμπας λόγω ασαφούς ελέγχου.



Σχήμα 6.5 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.14 με SV-PWM αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink..

Παρουσιάζονται λεπτομερέστερα οι τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 50% (μείωση) για $t=0.3 \text{ sec}$.



Σχήμα 6.6. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.14 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3 \text{ sec}$.

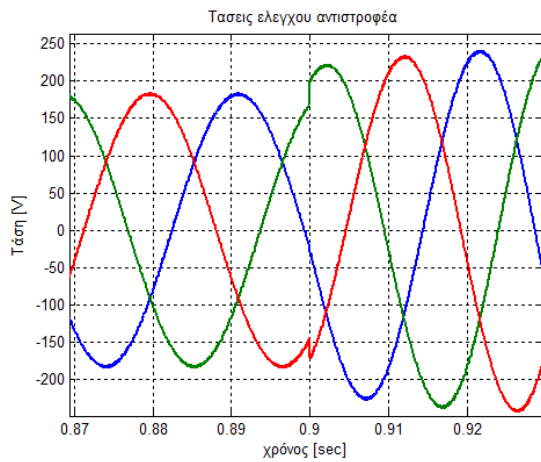
(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

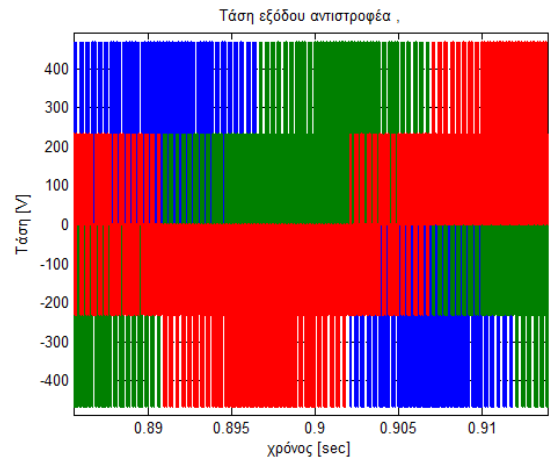
(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Είναι εμφανής η απότομη μείωση του πλάτους στις κυματομορφές τάσεων ελέγχου αντιστροφέα (inverter) για $t=0.3 \text{ sec}$, όπου ζητείται μείωση της ταχύτητας, όπως αντίστοιχα και η απότομη αύξηση που φαίνεται στο Σχήμα 6.7.

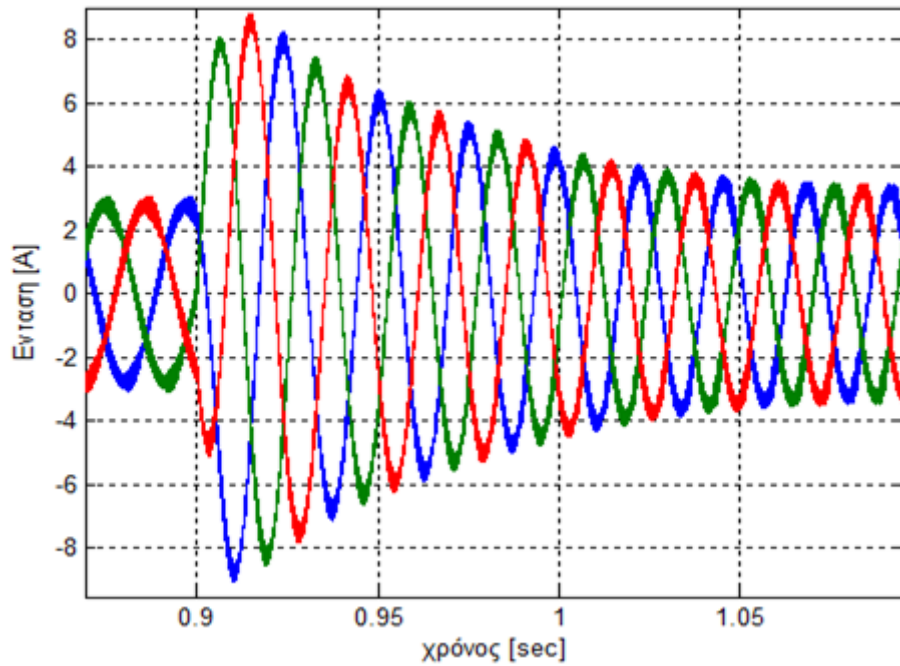
Αντίστοιχα παρουσιάζονται λεπτομερέστερα οι τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 20% (αύξηση) για $t=0.9 \text{ sec}$.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 6.7. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.14 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9 \text{ sec}$.

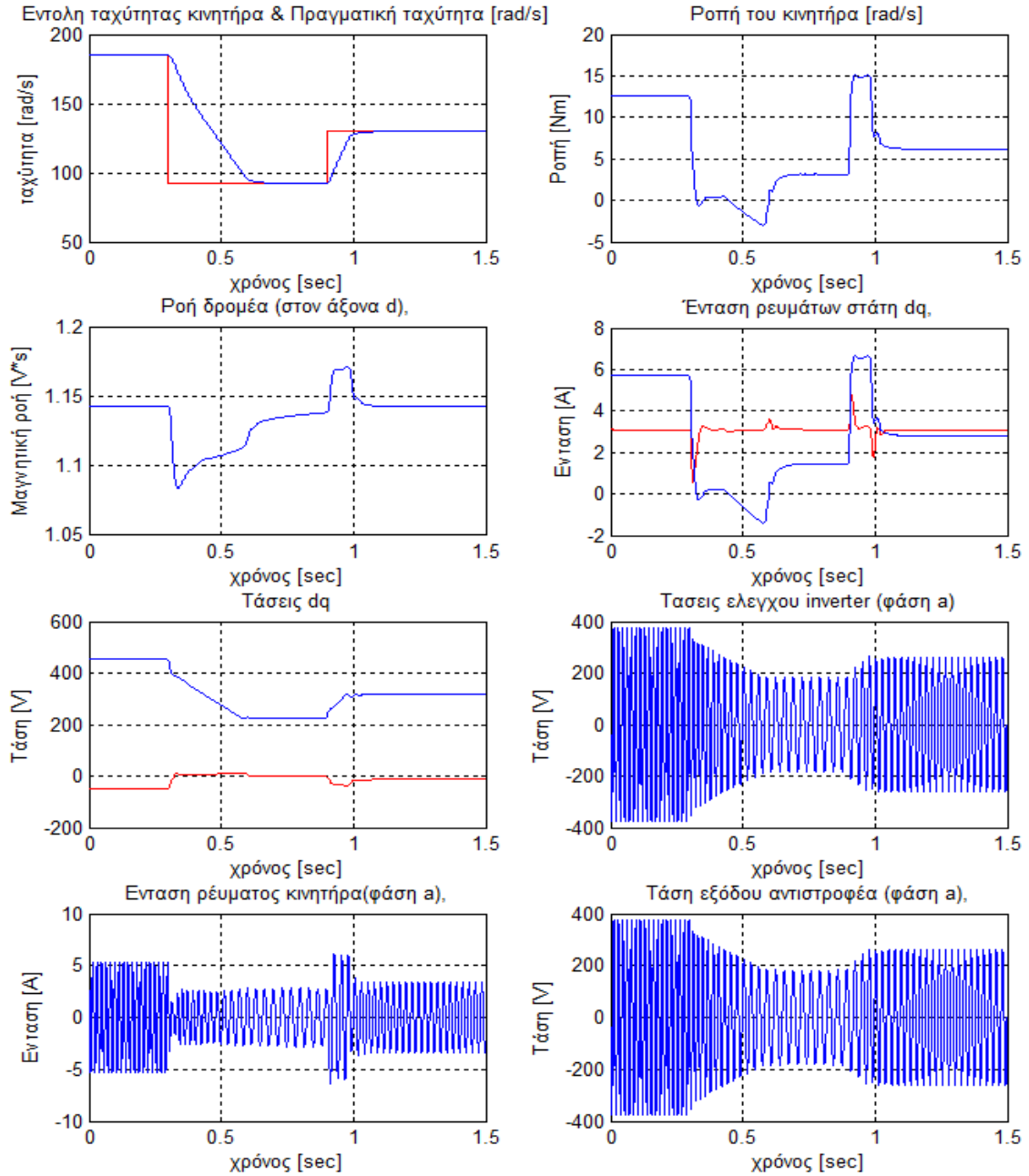
(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

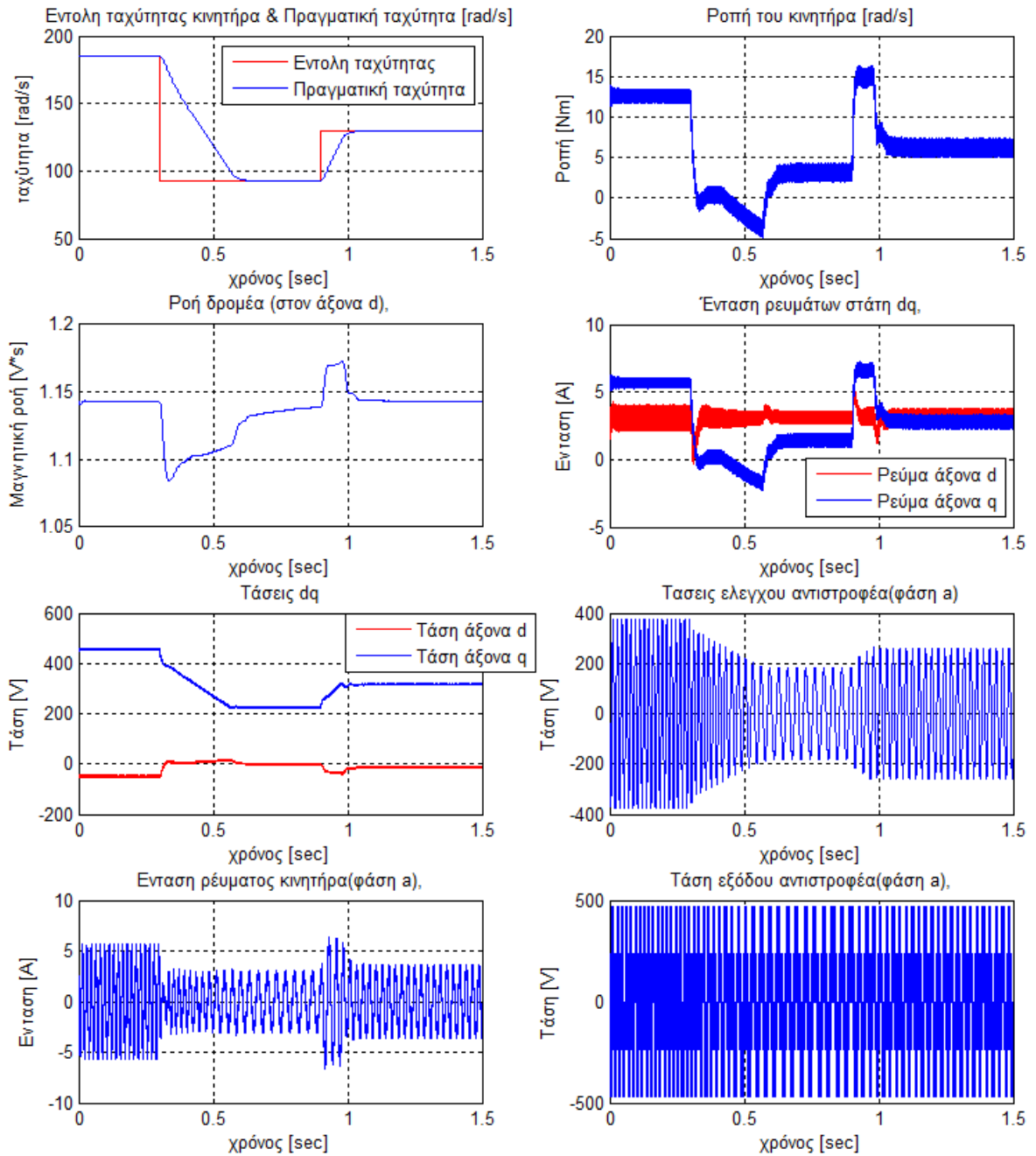
(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

6.4.2 Διάταξη με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της διάταξης διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου του Σχήματος 5.22,[30],[31]:

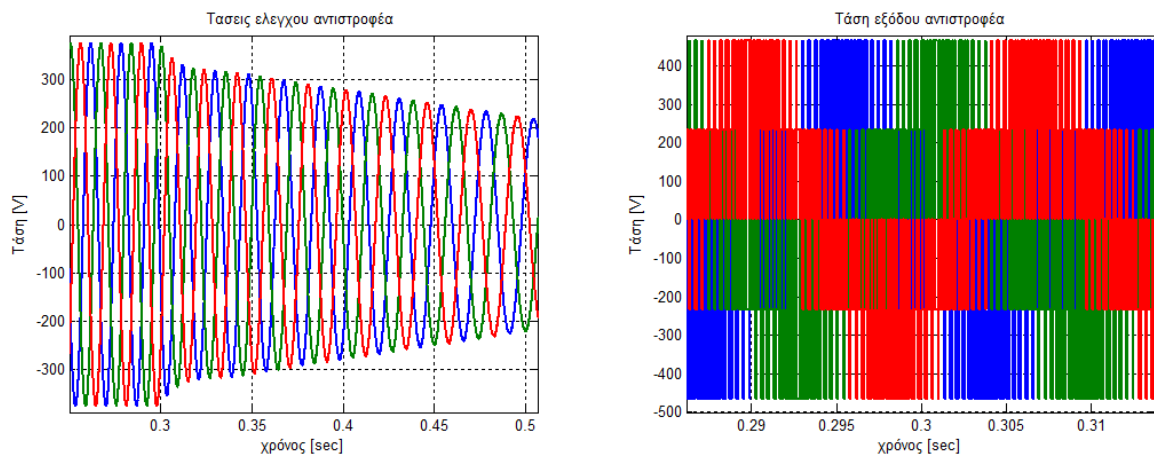


Σχήμα 6.8 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.22 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.



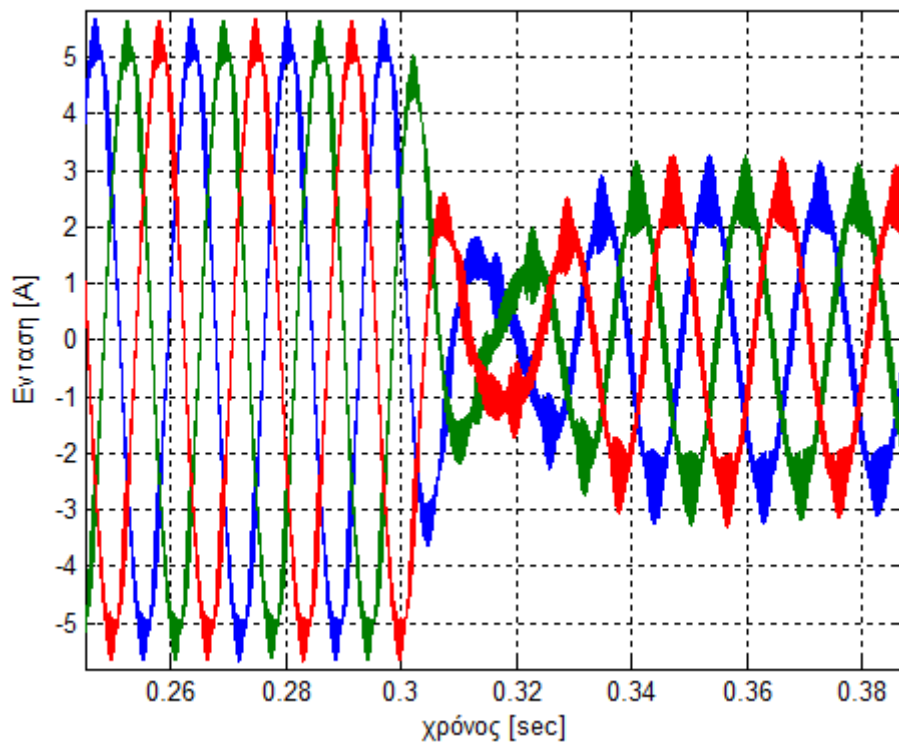
Σχήμα 6.9 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.22 με SV-PWM αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.

Παρουσιάζονται λεπτομερέστερα οι τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 50% (μείωση) για $t=0.3 \text{ sec}$.



(α)

(β)



(γ)

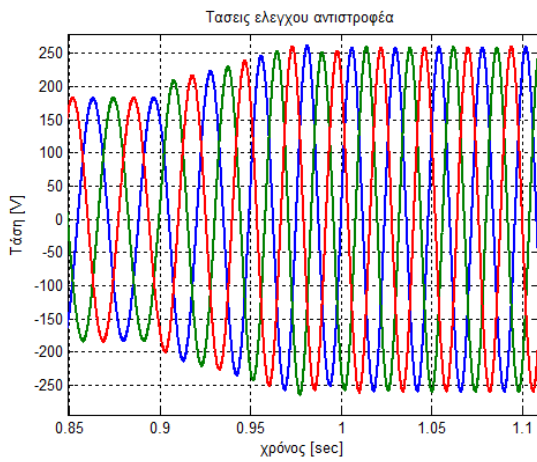
Σχήμα 6.10. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.22 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3 \text{ sec}$.

(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφεία.

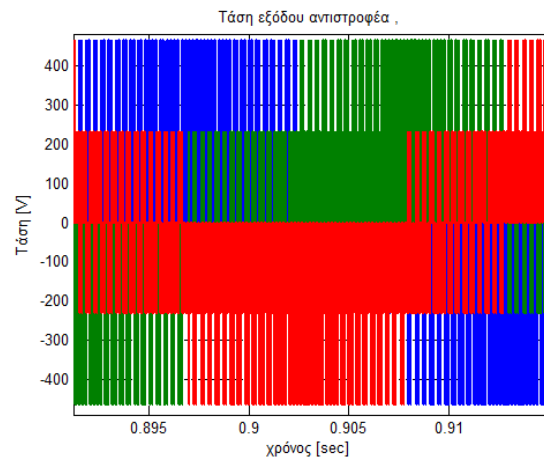
(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφεία).

(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

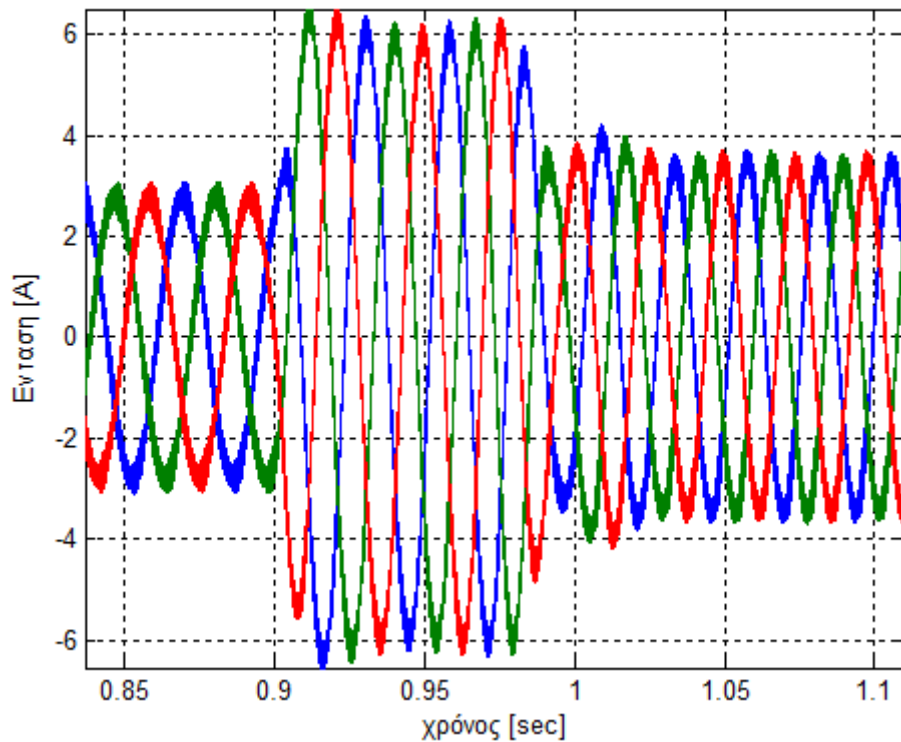
Αντίστοιχα παρουσιάζονται λεπτομερέστερα οι τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 20% (αύξηση) για $t=0.9 \text{ sec}$.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 6.11. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.22 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9 \text{ sec}$.

(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

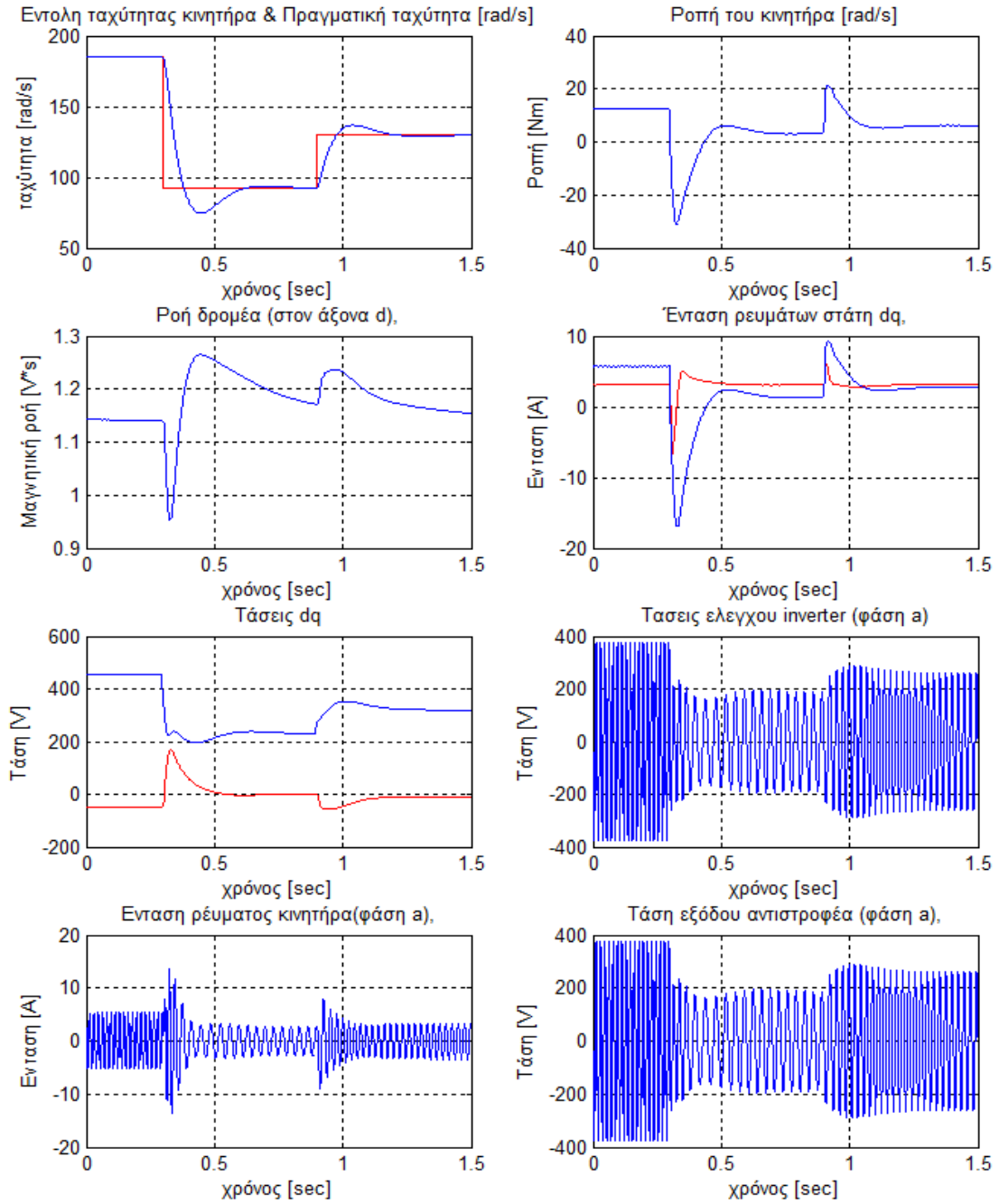
Τα πλεονεκτήματα του ελεγκτή ασαφούς λογικής ως προς τον έλεγχο είναι και ποσοτικά και ποιοτικά. Αρχικά, από το Σχήμα 6.9 φαίνεται πως με τον ελεγκτή ασαφούς λογικής επιτυγχάνεται και ομαλότερη (με απουσία κυματισμού υπερύψωσης – απόσβεσης) και ταχύτερη μετάβαση στην επιθυμητή ταχύτητα σε σχέση με τον ελεγκτή PI στο Σχήμα 6.5. Συγκεκριμένα, για την πρώτη μεταβολή (μείωση ταχύτητας κατά 50%) με ελεγκτή PI, η αποκατάσταση στην επιθυμητή ταχύτητα συμβαίνει για $t=0.76$ και για την δεύτερη μεταβολή (αύξηση ταχύτητας κατά 20%) η ταχύτητα αποκαθίσταται για $t=1.22$ sec. Με ελεγκτή ασαφούς λογικής η πρώτη μεταβολή αποκαθίσταται για $t=0.58$ sec και η δεύτερη αποκαθίσταται για $t=1.05$ sec.

Η ομαλότερη μετάβαση στην επιθυμητή ταχύτητα φαίνεται επίσης από τη μορφή του πλάτους τάσεων ελέγχου αντιστροφέα (Σχήματα 6.10 και 6.11), η οποία δεν παρουσιάζει απότομες μεταβολές τις χρονικές στιγμές αλλαγής της εντολής ελέγχου, όπως με ελεγκτή PI (Σχήματα 6.6 και 6.7). Επίσης, η ομαλότερη μετάβαση φαίνεται από τις τιμές των ρευμάτων στάτη κατά την διάρκεια του μεταβατικού σταδίου, αναλυτικότερα στην πρώτη μεταβολή (μείωση ταχύτητας κατά 50%) με ελεγκτή PI η τιμή πλάτους του ρεύματος παρουσιάζει μία αύξηση της τάξης των 15 A (Σχήμα 6.6) και για την δεύτερη μεταβολή (αύξηση ταχύτητας κατά 20%) μία αύξηση ρεύματος της τάξης των 10 A, ενώ με ελεγκτή ασαφούς λογικής στην πρώτη μεταβολή παρουσιάζεται μία βαθμιαία βύθιση του ρεύματος και στην δεύτερη μεταβολή το ρεύμα αυξάνεται έως 7 A περίπου (Σχήμα 6.11).

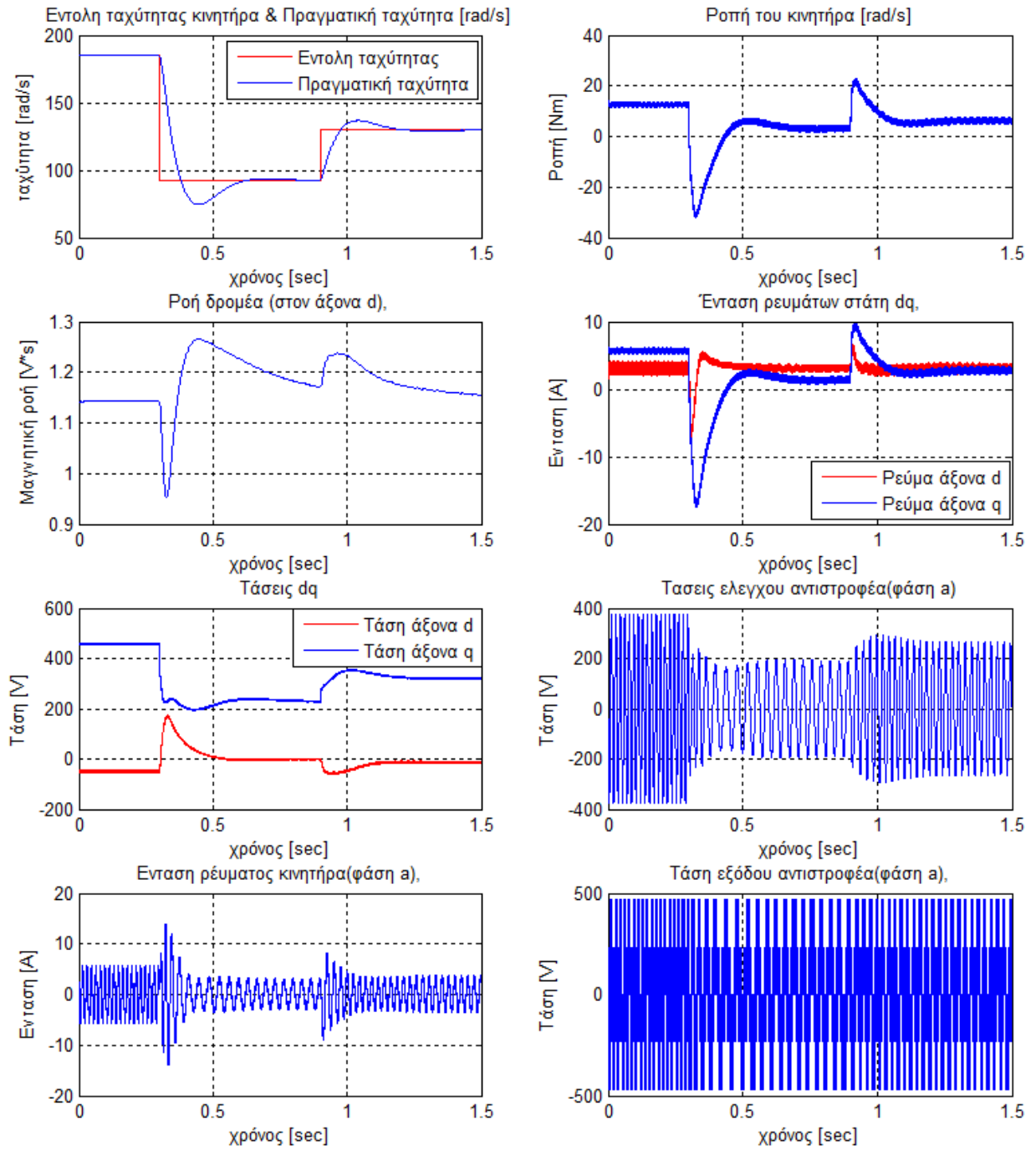
6.5 Προσομοίωση διάταξης άνευ αισθητήρα ταχύτητας με παρατηρητή MRAS (sensorless vector control)

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της διάταξης διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό πεδίου του Σχήματος 5.39.

6.5.1 MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή PI

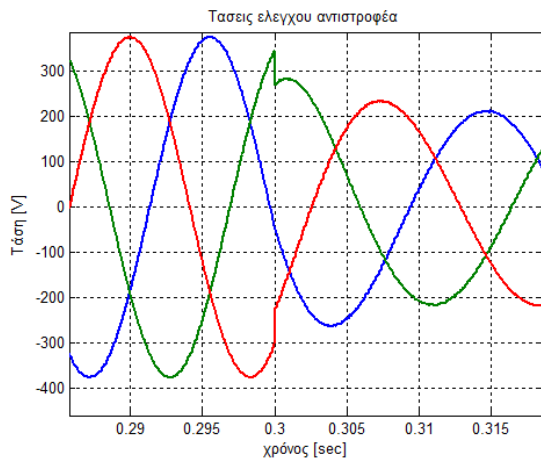


Σχήμα 6.12 Κυματομορφές της διάταξης Σχήματος 5.39 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.

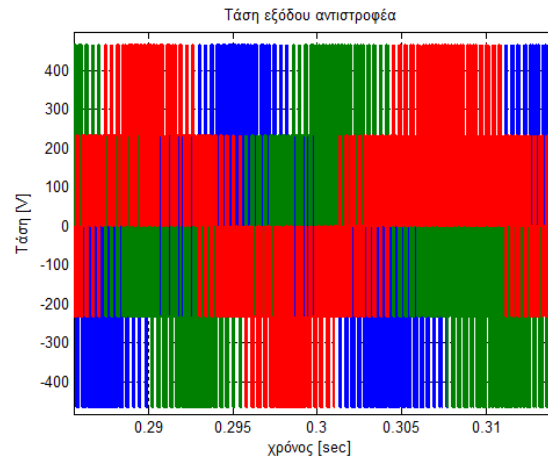


Σχήμα 6.13 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.39 με SV-PWM αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink..

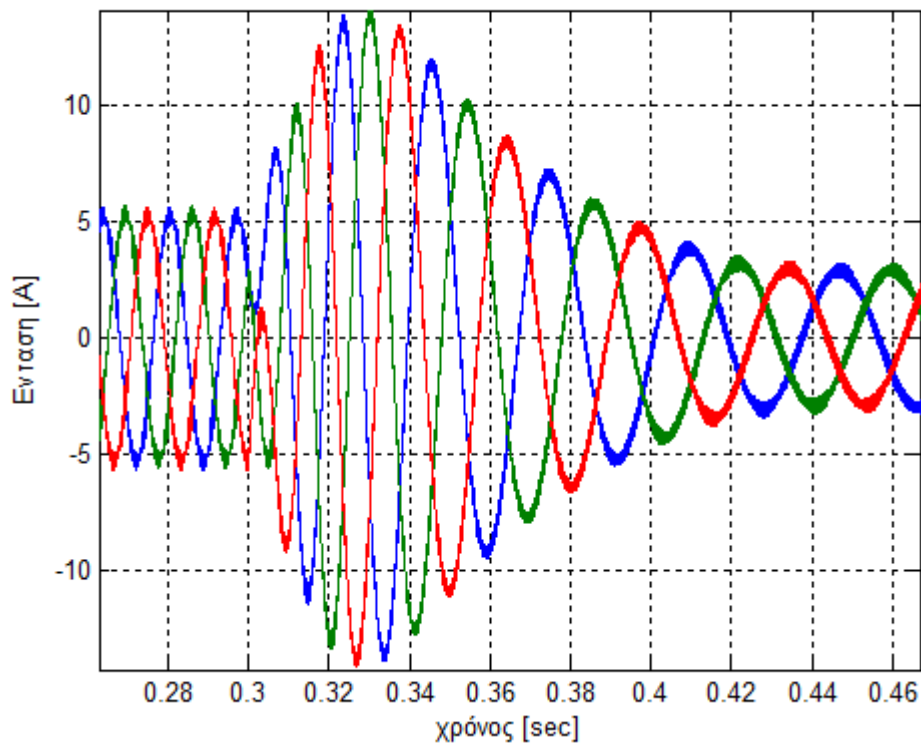
Παρουσιάζονται λεπτομερέστερα οι τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 50% (μείωση) για $t=0.3 \text{ sec}$.



(α)



(β)



(γ)

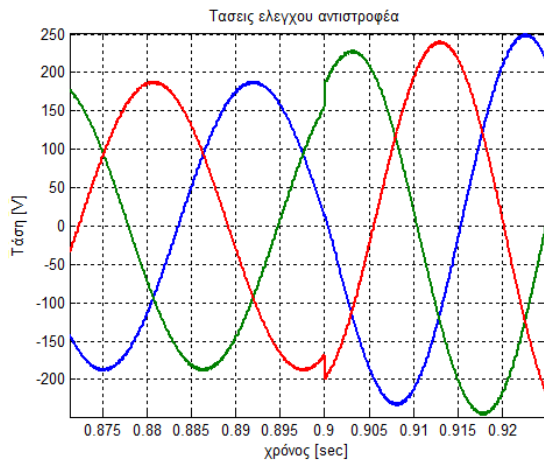
Σχήμα 6.14. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.39 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3 \text{ sec}$.

(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

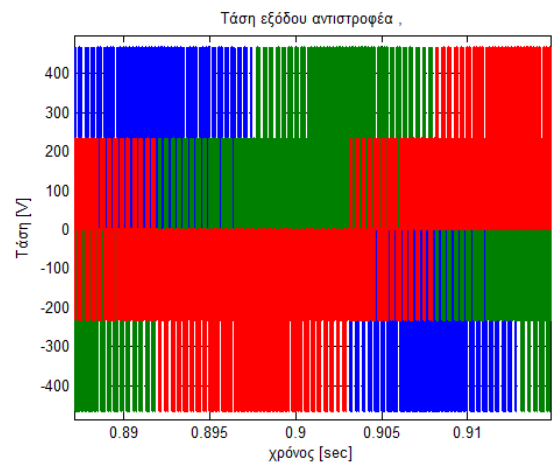
(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

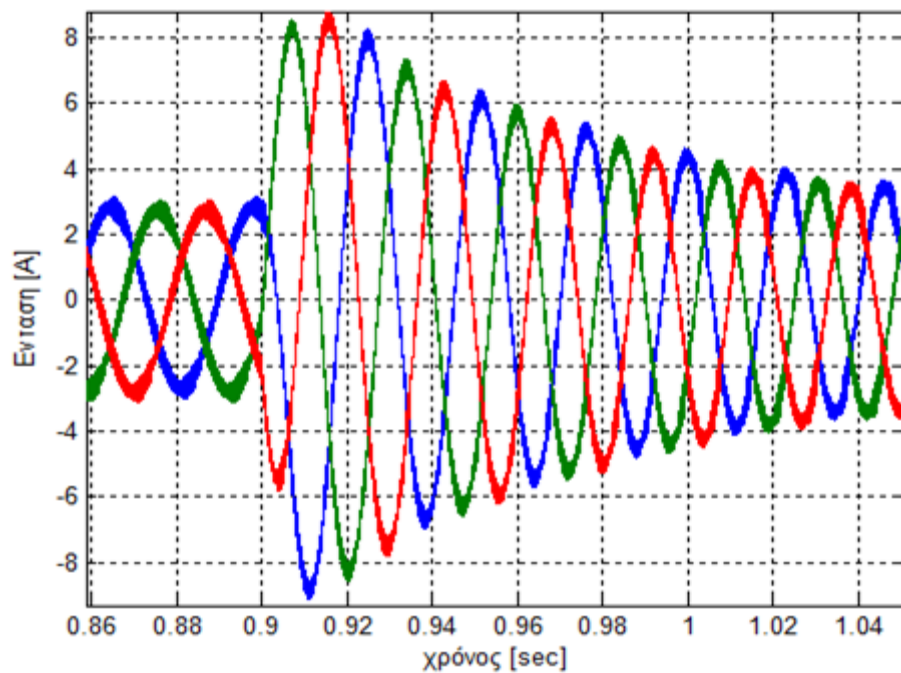
Αντίστοιχα παρουσιάζονται λεπτομερέστερα οι τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 20% (αύξηση) για $t=0.9 \text{ sec}$.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 6.15. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.39 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9 \text{ sec}$.

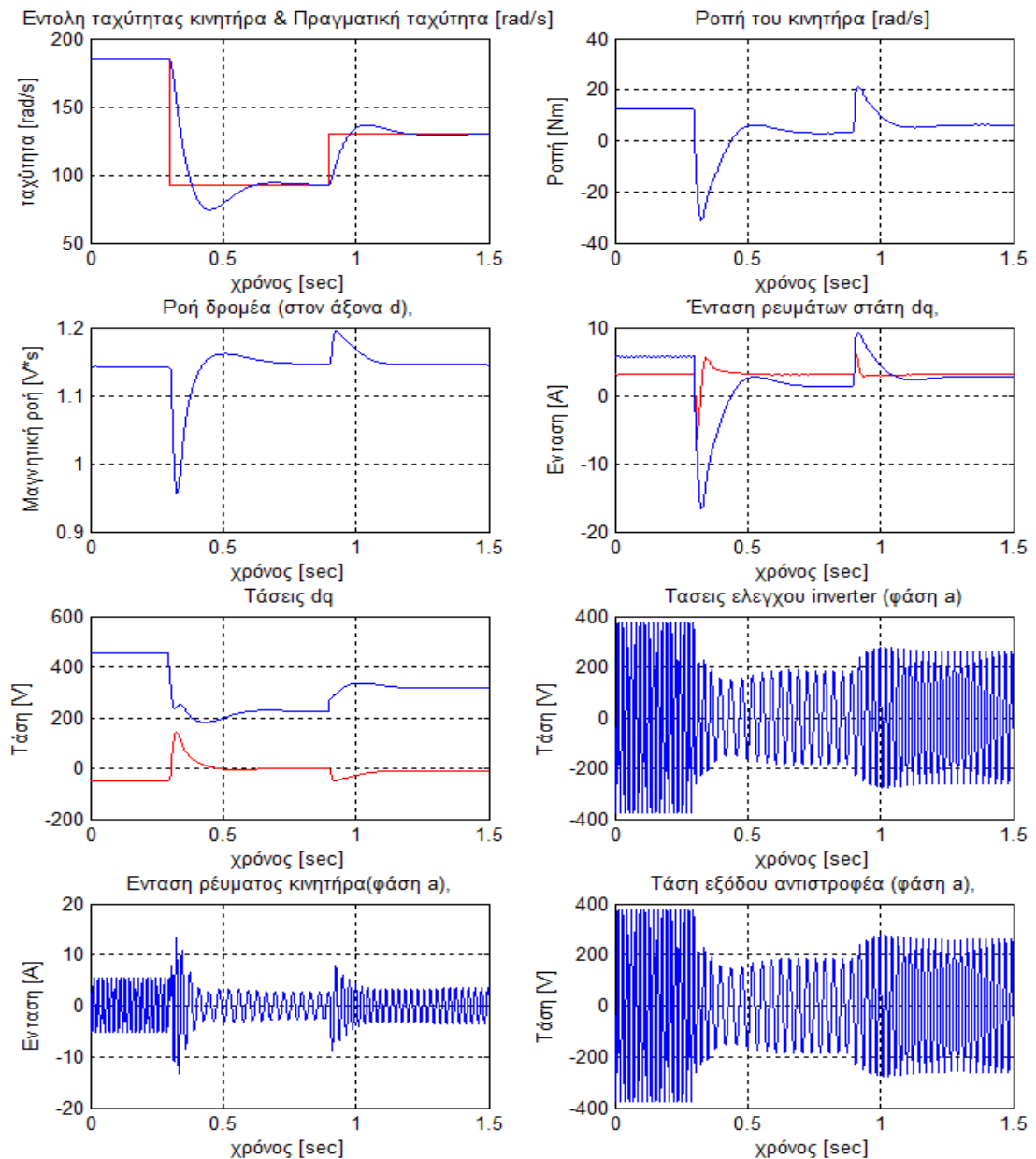
(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

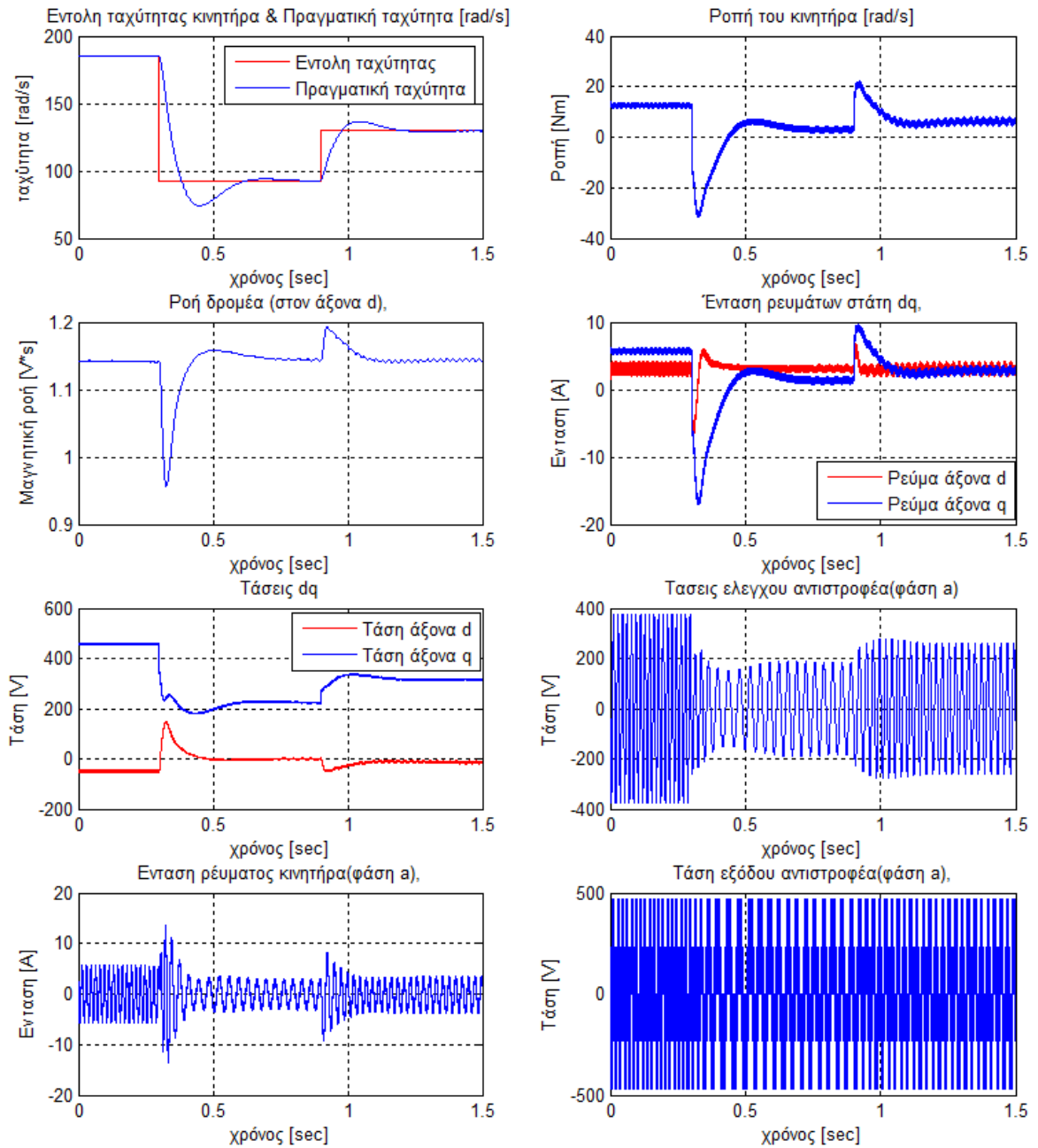
(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Ουσιαστικά εδώ παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της διάταξης MRAS που συναντάται στην βιβλιογραφία (με προσαρμοστικό μηχανισμό PI ελεγκτή). Θα αποτελέσει την βάση σύγκρισης με τις επόμενες βελτιωμένες διατάξεις.

6.5.2 MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή ασαφούς λογικής

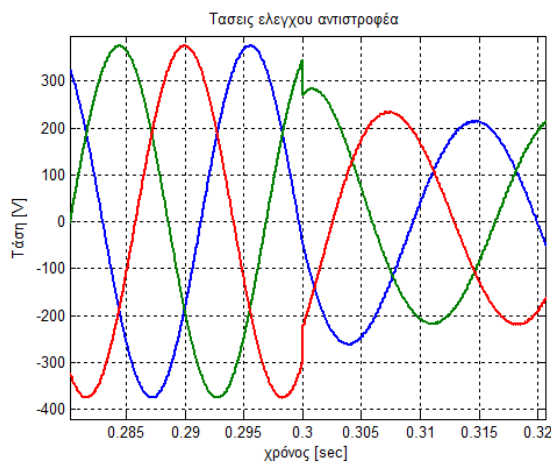


Σχήμα 6.16 Κυματομορφές της διάταξης Σχήματος 5.39 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink.

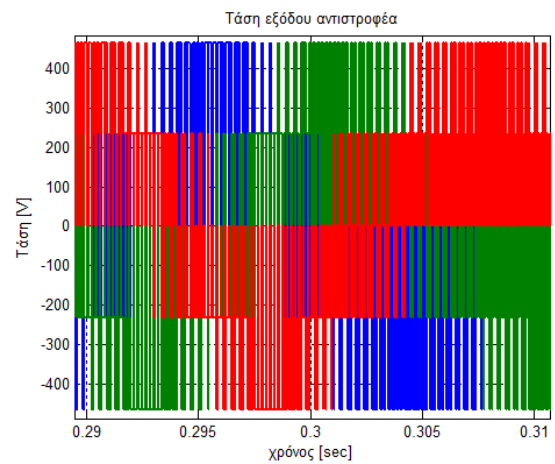


Σχήμα 6.17 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 5.39 με SV-PWM αντιστροφέα με λογισμικό Matlab/Simulink..

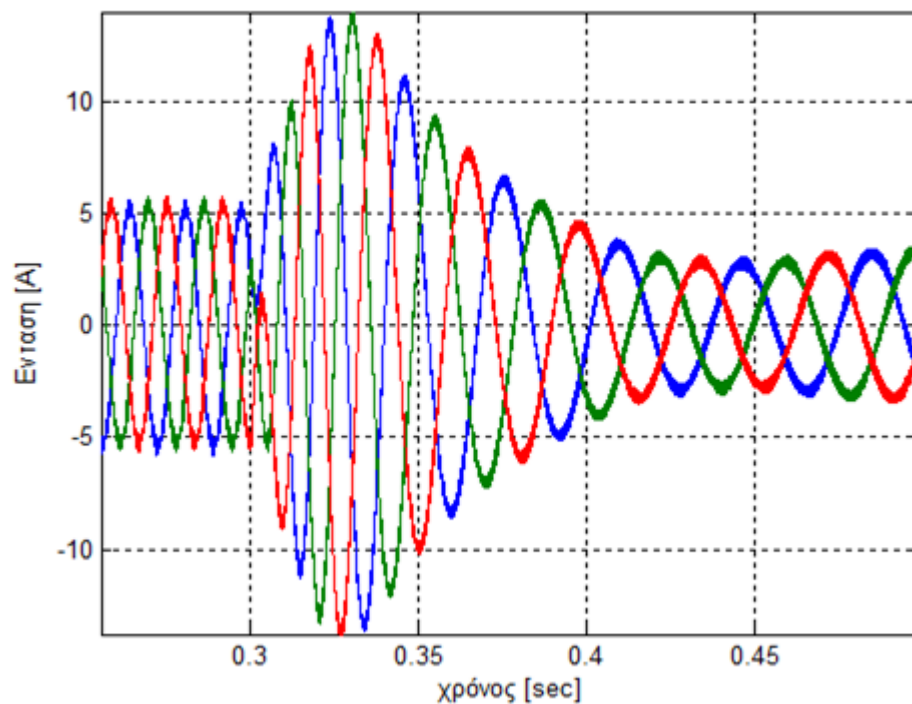
Παρουσιάζονται λεπτομερέστερα οι τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 50% (μείωση) για $t=0.3$ sec.



(α)



(β)



(γ)

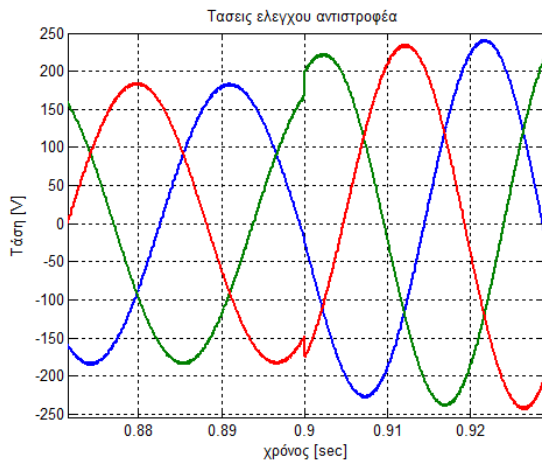
Σχήμα 6.18. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.39 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3$ sec.

(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

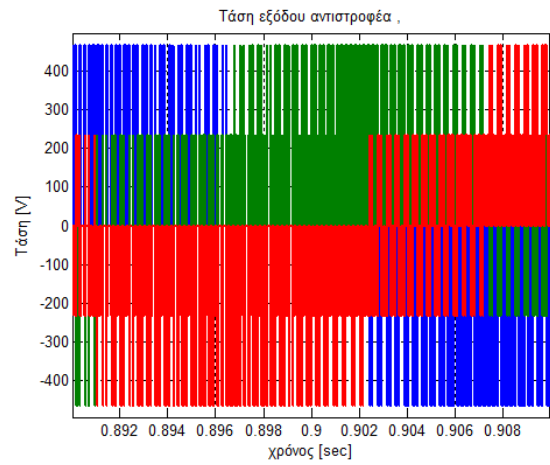
(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

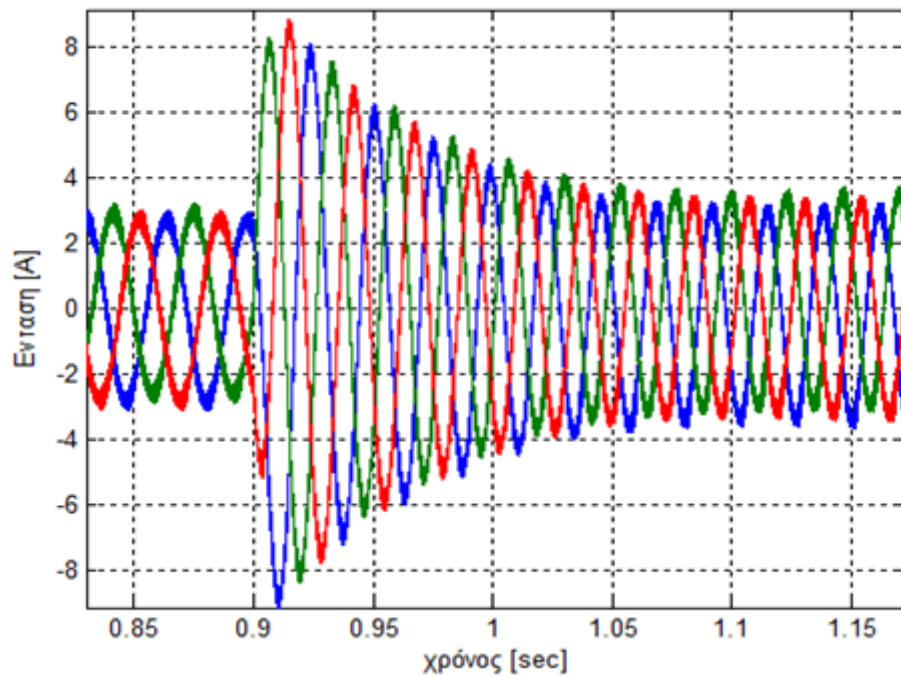
Αντίστοιχα παρουσιάζονται λεπτομερέστερα οι τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 20% (αύξηση) για $t=0.9$ sec.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 6.19. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 5.39 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9$ sec.

(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

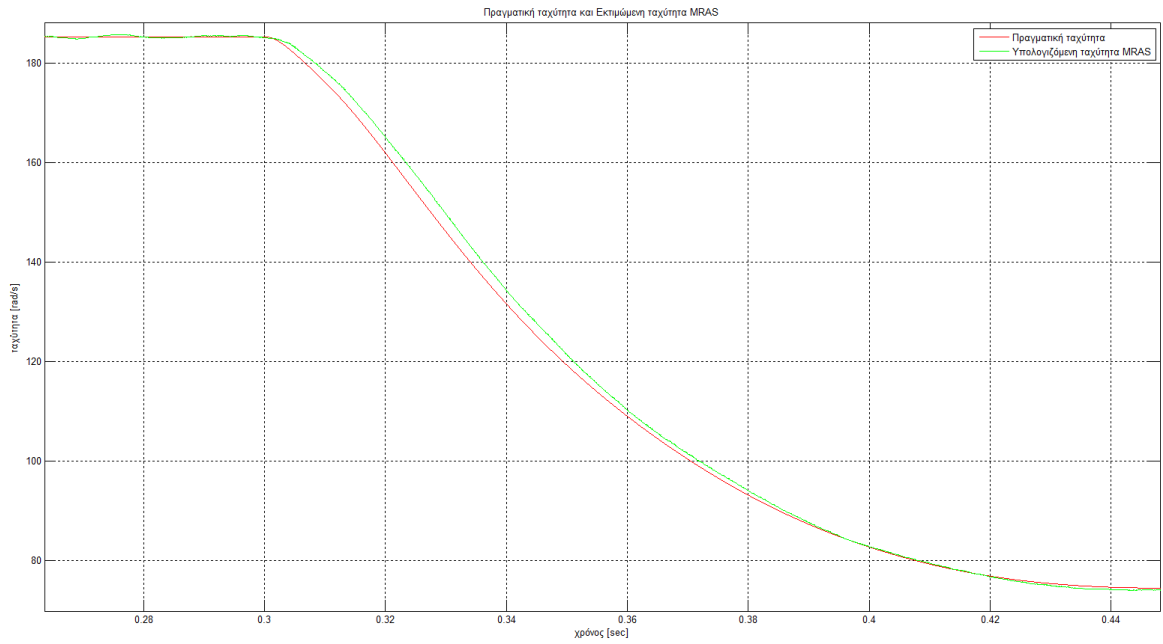
(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

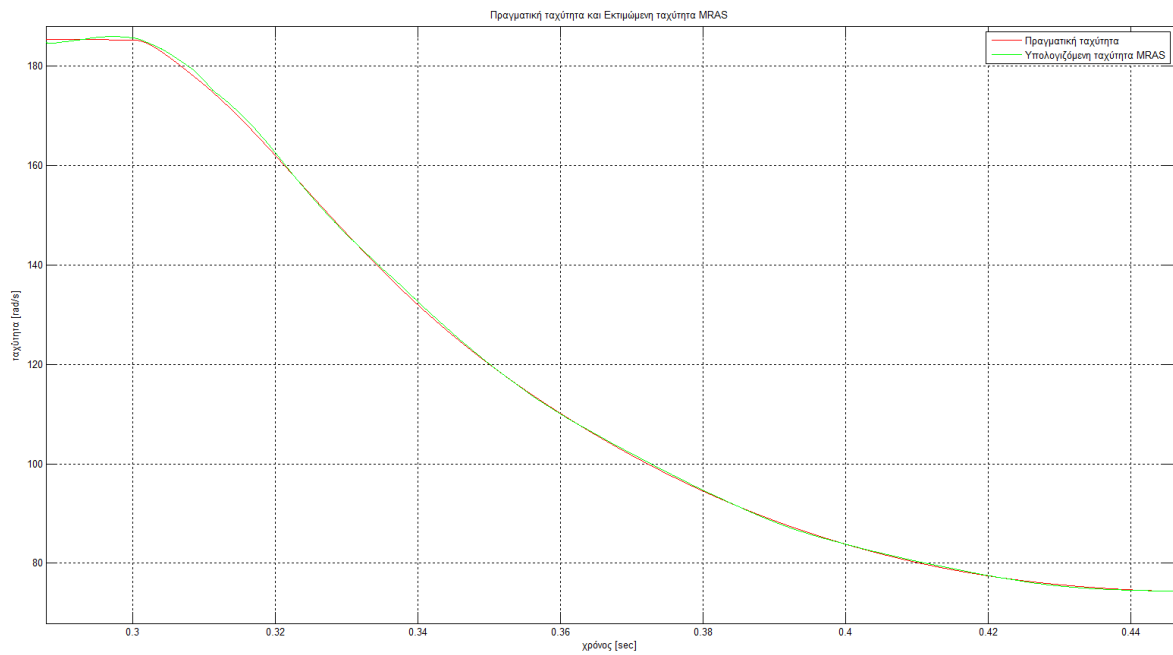
Συγκριτικά οι δύο υλοποιήσεις MRAS ως προς τις τάσεις ελέγχου και τα ρεύματα κινητήρα δεν παρουσιάζουν ουσιαστικά καμία διαφορά. Ως προς την παρακολούθηση της εντολής ταχύτητας παρατηρούμε ότι επιτυγχάνεται η εξίσωση των τιμών επιθυμητής και πραγματικής ταχύτητας στους ίδιους ουσιαστικά χρόνους. Αυτό γιατί η απόκριση ταχύτητας της διάταξης οφείλεται καθαρά στον ελεγκτή ταχύτητας (PI στην περίπτωση μας) και όχι στην διάταξη του παρατηρητή (εκτιμητή) MRAS, [32], [33].

Η συνεισφορά όμως του ελεγκτή ασαφούς λογικής στον παρατηρητή MRAS φαίνεται καθαρά στην μορφή που έχει η ταχύτητα ειδικά στις μεταβατικές καταστάσεις. Στην περίπτωση του MRAS ελεγκτή PI (Σχήμα 6.20α) παρατηρούμε ότι έχουμε μία αδυναμία στην χρονική παρακολούθηση της πραγματικής ταχύτητας σε μεταβατική κατάσταση, κάτι που εμφανίζεται με καθυστέρηση χρόνου της υπολογιζόμενης με MRAS ταχύτητας, ενώ στην περίπτωση MRAS με ελεγκτή ασαφούς λογικής (Σχήμα 6.20β) η καθυστέρηση αυτή έχει μειωθεί κατά πολύ ώστε τείνει να εξαλειφθεί.

Η εξήγηση αυτής της συμπεριφοράς είναι ότι αυτή την καθυστέρηση χρόνου ως σφάλμα ο γραμμικός ελεγκτής PI δεν μπορεί να την παρακολουθήσει αρκετά γρήγορα, έτσι ώστε να παράγει κατάλληλα διορθωτικά σήματα. Σε αντίθεση με τον PI, η μη γραμμική συμπεριφορά του ελεγκτή ασαφούς λογικής, που αναλόγως της μεταβολής παρέχει κατάλληλη τιμή στον συντελεστή σφάλματος και συντελεστή μεταβολής σφάλματος, έχει σαν επακόλουθο την γρηγορότερη απόκριση του παρατηρητή. Το αποτέλεσμα είναι να «προλαβαίνει» να παρακολουθεί ο παρατηρητής τις μεταβολές ταχύτητας εγκαίρως τείνοντας να μηδενίσει το σφάλμα.



(α)

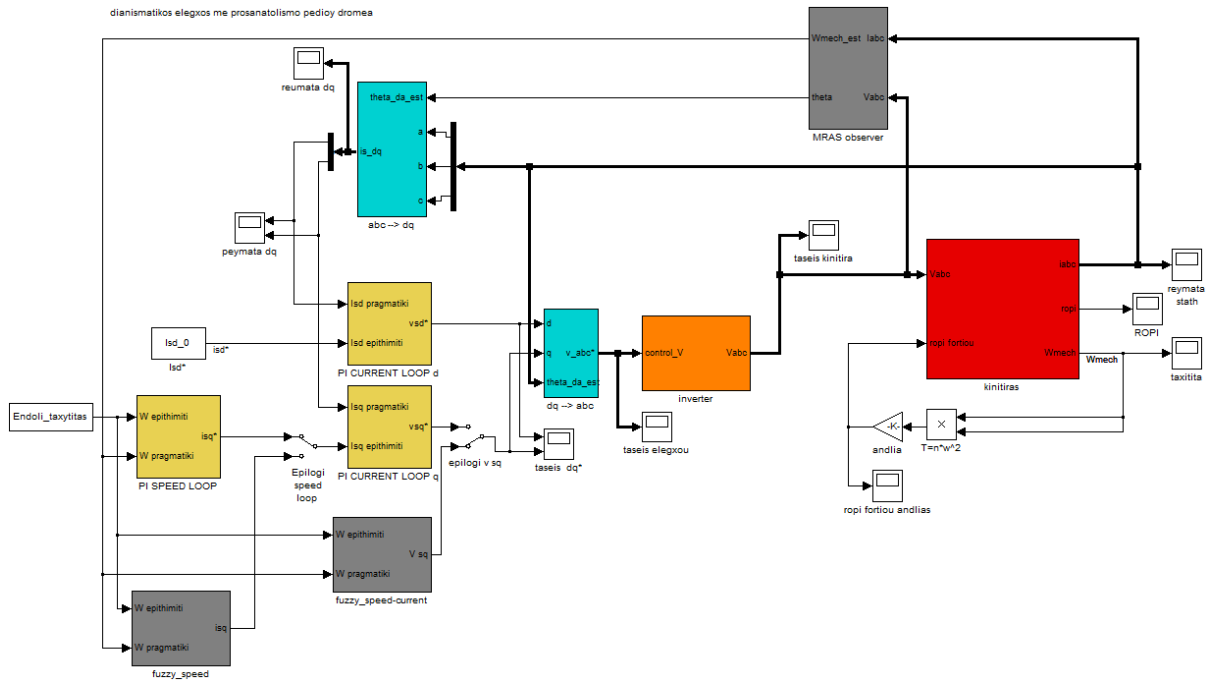


(β)

Σχήμα 6.20 Λεπτομερέστερη παρουσίαση μεταβατικού φαινομένου για μεταβολή ταχύτητας κατά 50% (μείωση)
 (α) με MRAS που χρησιμοποιεί ελεγκτή PI
 (β) με MRAS που χρησιμοποιεί ελεγκτή ασαφούς λογικής.

6.6 Προσομοίωση διάταξης με συνδυασμό ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής και MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή ασαφούς λογικής

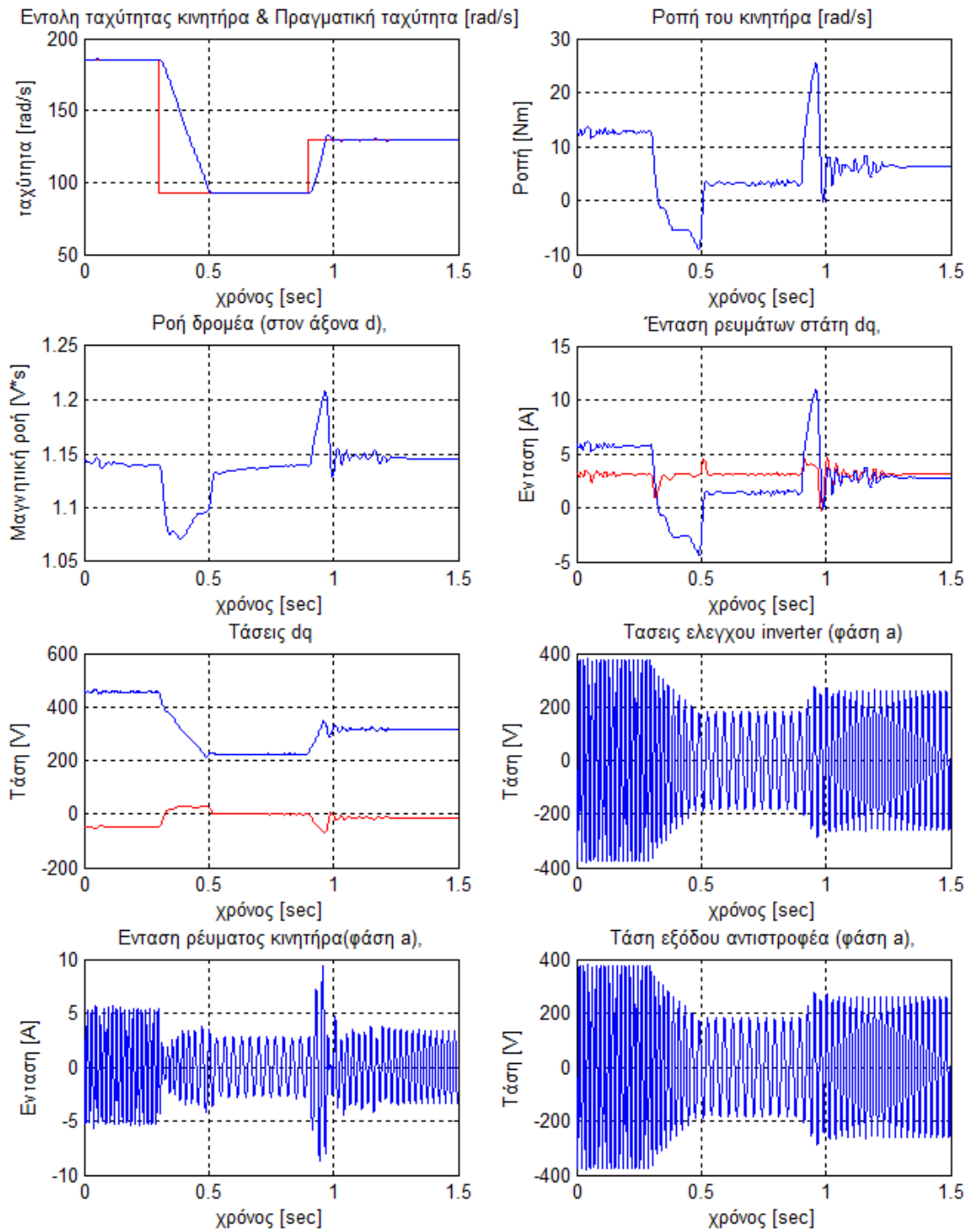
Στην παρούσα διπλωματική παρουσιάζεται ως κάτι πρωτότυπο μία διάταξη ελέγχου ταχύτητας με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής χρησιμοποιώντας τον παρατηρητή MRAS με προσαρμοστικό μηχανισμό ασαφούς ελέγχου (Σχήμα 6.21).



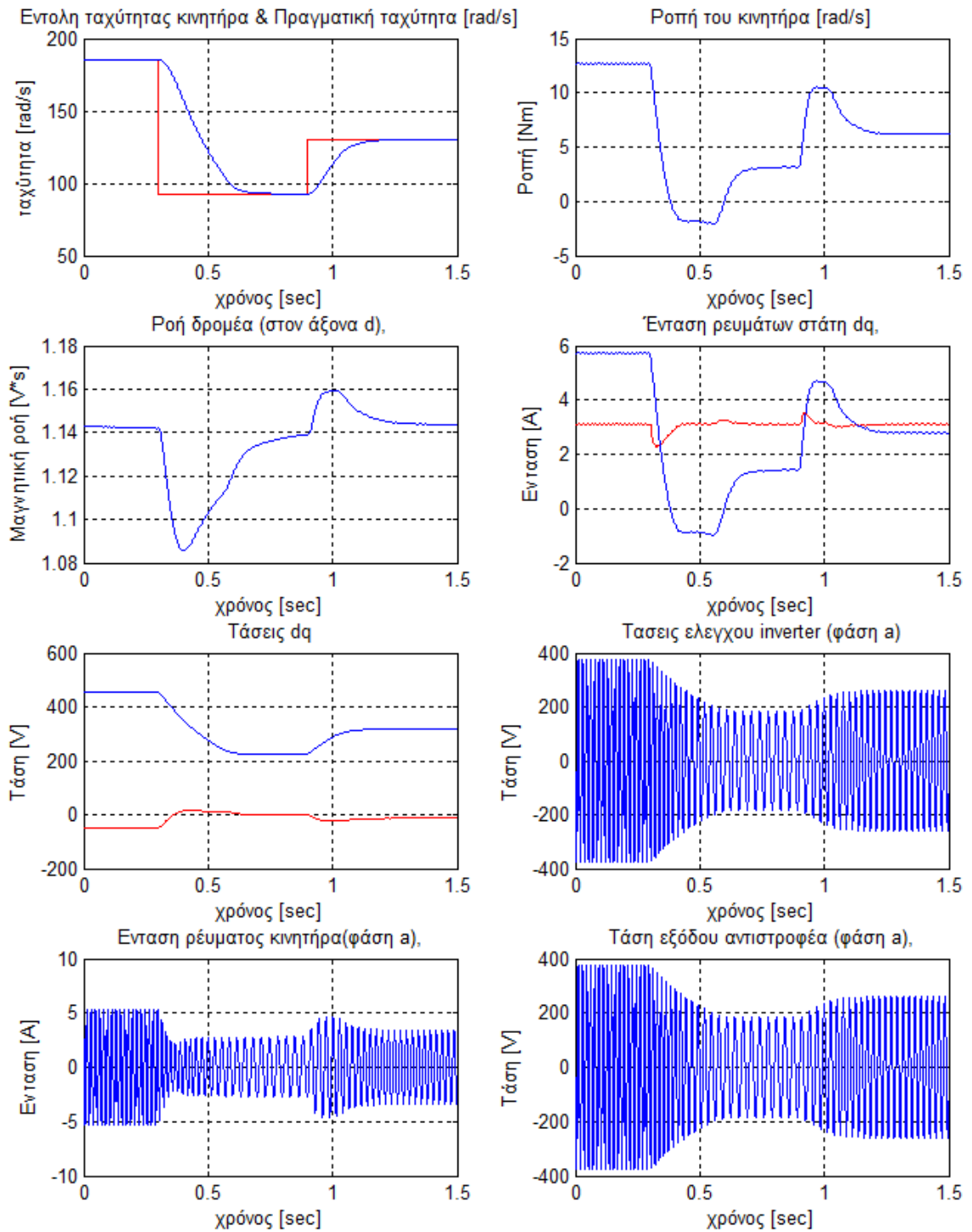
Σχήμα 6.21 Διάταξη διανυσματικού ελέγχου άνευ αισθητήρα ταχύτητας (Sensorless vector control) και ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής με λογισμικό Matlab/Simulink.

Με αυτό τον τρόπο επιχειρείται να συνδυαστεί η γρήγορη και ομαλή μετάβαση στην επιθυμητή ταχύτητα βάσει της εντολής που δίνεται από τον χρήστη και η αποδέσμευση από τον αισθητήρα ταχύτητας στον άξονα της μηχανής, δίνοντας τα πλεονεκτήματα ευκολότερης εγκατάστασης, λιγότερης συντήρησης και απλούστευσης της διάταξης.

Στις επόμενες παραγράφους εξηγούνται οι ιδιαιτερότητες που παρουσιάστηκαν, η αλλαγή που έγινε στην διάταξη και τα αποτελέσματά της.



Σχήμα 6.22 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 6.17 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφέα και ότι χρησιμοποιούμε για τον έλεγχο ταχύτητας τον ελεγκτή *fuzzy_speed* που παράγει την επιθυμητή τιμή ρεύματος ροπής i_{sq} με λογισμικό *Matlab/Simulink*.



Σχήμα 6.23 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 6.17 θεωρώντας ότι έχουμε ιδανικό αντιστροφεία και ότι χρησιμοποιούμε για τον έλεγχο ταχύτητας τον ελεγκτή fuzzy_speed-current που παράγει την επιθυμητή τιμή τάσης V_s με λογισμικό Matlab/Simulink..

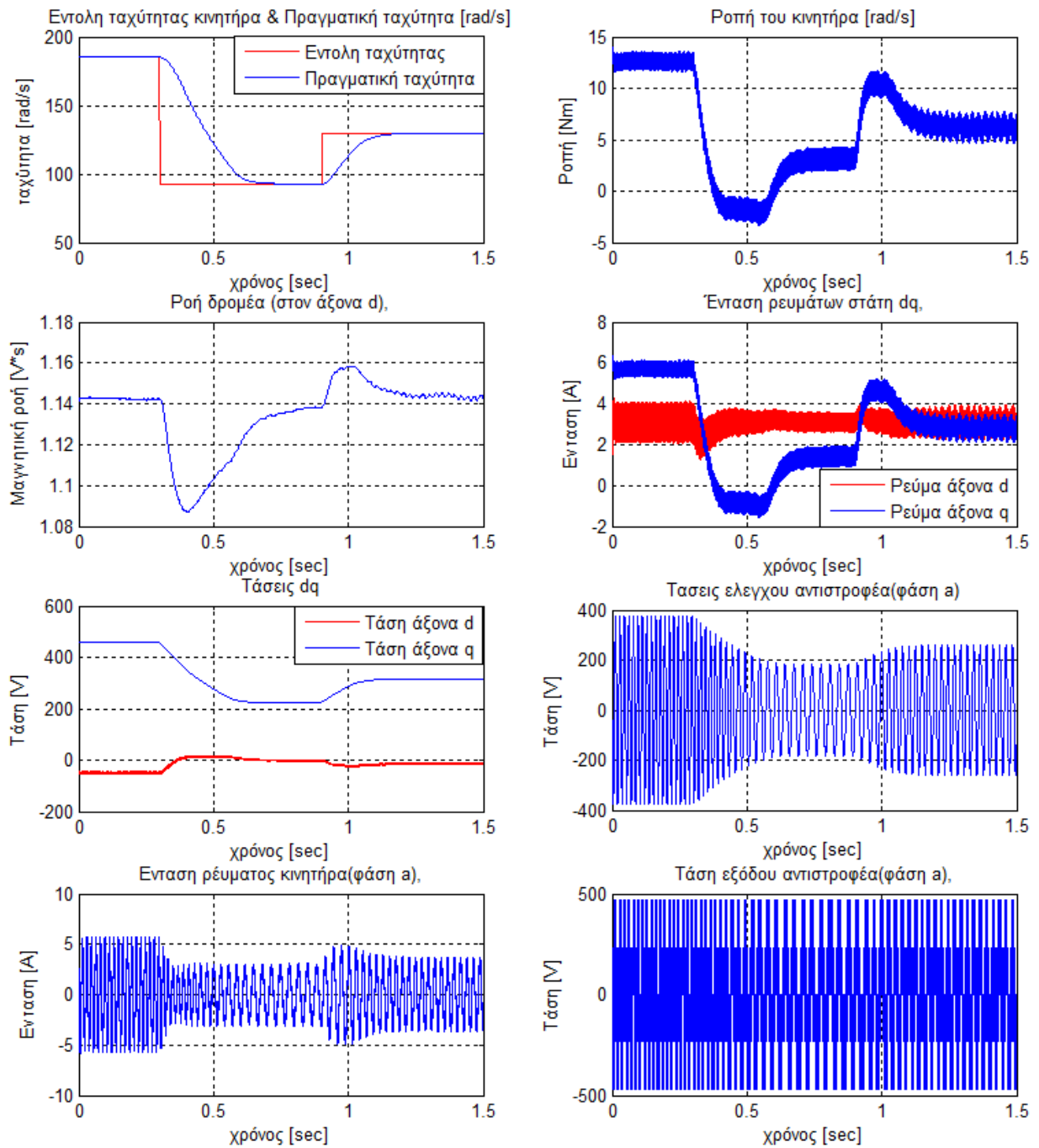
Αρχικά στην διάταξη του Σχήματος 6.21 επιχειρήθηκε με την χρήση ιδανικού αντιστροφέα (δηλαδή τροφοδοτώντας τον κινητήρα με τις κυματομορφές ελέγχου που είναι καθαρά ημίτονα) να ρυθμιστεί η διάταξη ως προς τα κέρδη του ελεγκτή ταχύτητας *fuzzy_speed* (Σχήμα 6.21), όπως είχε γίνει αντίστοιχα για την διάταξη του Σχήματος 5.32 και της ενότητας 6.4.2. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 6.22, κατά τη μεταβατική περίοδο αύξησης της ταχύτητας κατά 20%, δημιουργείται ένας μεγάλος και στενός παλμός ρεύματος ροπής i_{sq} ακολουθουμένης από απότομες αποσβεννύμενες μεταβολές. Ο παλμός οδηγεί σε αντίστοιχης μορφής ροπή εξόδου που μεταφράζεται σε ένα κυματισμό υπερύψωσης – απόσβεσης της ταχύτητας για $t=0.9-1\text{sec}$. Με αλλά λόγια παράγεται από τον ελεγκτή μία απότομη μεταβολή ταχύτητας (λόγω μη γραμμικότητας του ελεγκτή) που τελικά δημιουργεί τον κυματισμό. Δοκιμάζοντας την εκτέλεση προσομοίωσης της διάταξης με τον αντιστροφέα SV-PWM, παρατηρήθηκε μεγάλη κυμάτωση ταχύτητας οδηγώντας την διάταξη σε αστάθεια.

Ως λύση του προβλήματος παρουσιάζεται η χρήση ενός άλλου ελεγκτή ασαφούς ελέγχου *fuzzy_speed-current* (Σχήμα 6.21) κατάλληλα ρυθμισμένου για να παρέχει κατευθείαν την τάση V_{sq} στον μετασχηματιστή από διφασικό σύστημα σε τριφασικό που αυτό με την σειρά του παρέχει τις τάσεις ελέγχου στον αντιστροφέα.

Η ιδέα προήλθε από την προσπάθεια αποφυγής του ελεγκτή PI βρόχου ρεύματος i_{sq} στην διάταξη του Σχήματος 5.32 και της ενότητας 6.4.2 για λόγους απλούστευσης και μείωσης της πολυπλοκότητάς της, με την κατάλληλη ρύθμιση του ελεγκτή ταχύτητας ώστε να παρέχει κατευθείαν την τάση V_{sq} . Από τις δοκιμές που έγιναν φάνηκε ότι έχει άριστα αποτελέσματα ως προς την ευστάθεια της διάταξης και την κυμάτωση της ταχύτητας (η οποία ήταν μηδενική) αλλά το μειονέκτημά της ήταν ότι παρουσίαζε καθυστέρηση στην απόκριση της ταχύτητας.

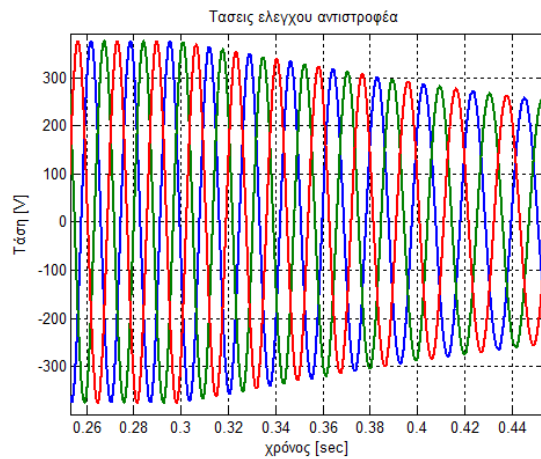
Το μειονέκτημα αυτής της έκδοσης της διάταξης 6.4.2 ήταν η λύση στην παρούσα διάταξη εισάγοντας την κατάλληλη καθυστέρηση (μέσα από την ρύθμιση των κερδών του ελεγκτή) στο σήμα ελέγχου ταχύτητας ώστε να γίνει ευσταθής η διάταξη. Στο Σχήμα 6.23 φαίνονται τα αποτελέσματα της χρήσης του νέου ελεγκτή, φαίνεται καθαρά και ο παλμός του ρεύματος ροπής i_{sq} που έχει αρκετά πιο ομαλή μορφή και σημαντικά μικρότερο πλάτος (περίπου το μισό).

Μετά από την κατάλληλη ρύθμιση της διάταξης παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.24 τα αποτελέσματα της διάταξης με χρήση αντιστροφέα SV-PWM.

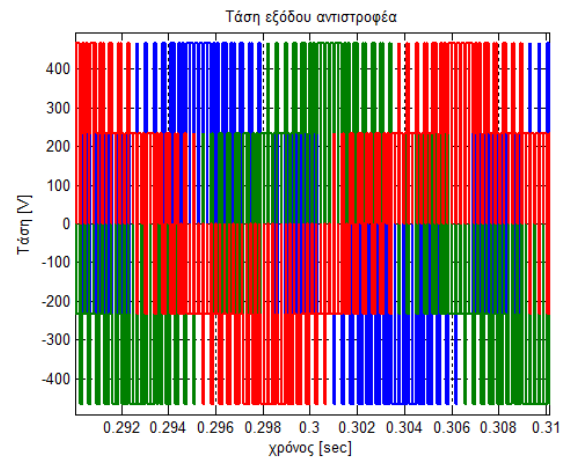


Σχήμα 6.24 Κυματομορφές της διάταξης του Σχήματος 6.17 θεωρώντας ότι έχουμε SV-PWM αντιστροφεία και ότι χρησιμοποιούμε για τον έλεγχο ταχύτητας τον ελεγκτή fuzzy_speed-current που παράγει την επιθυμητή τιμή τάσης V_{sq} με λογισμικό Matlab/Simulink.

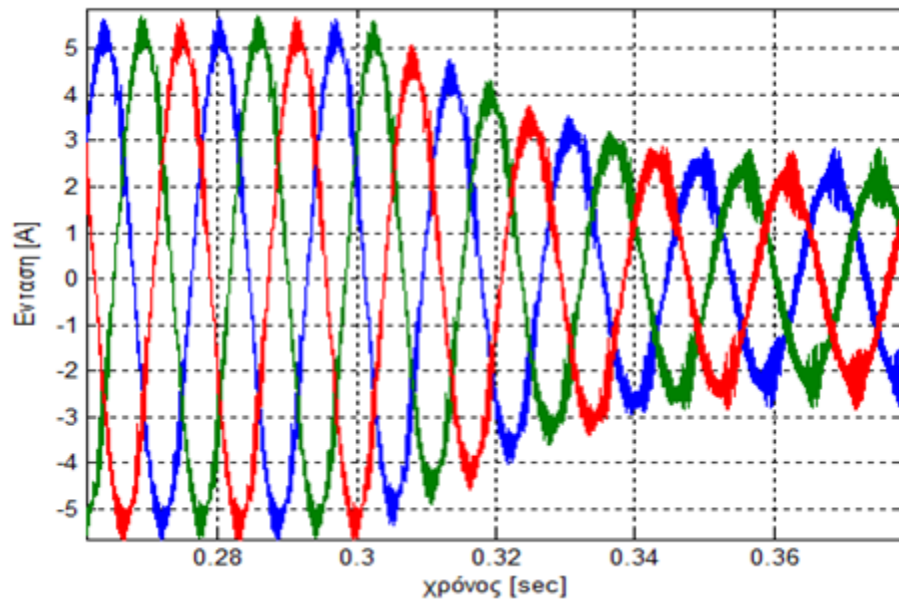
Παρουσιάζουμε λεπτομερέστερα τις τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 50% (μείωση) για $t=0.3 \text{ sec}$.



(α)



(β)



(γ)

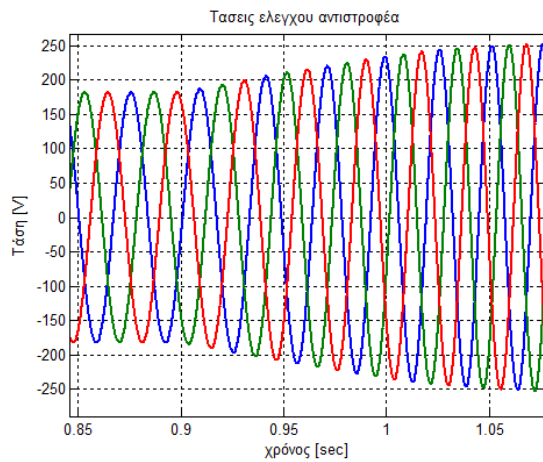
Σχήμα 6.25. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 6.17 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.3 \text{ sec}$.

(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

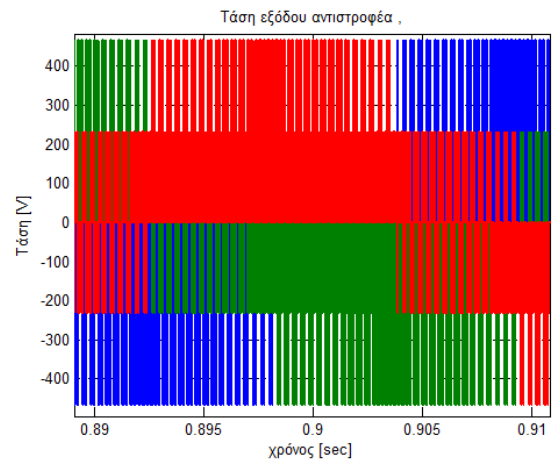
(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

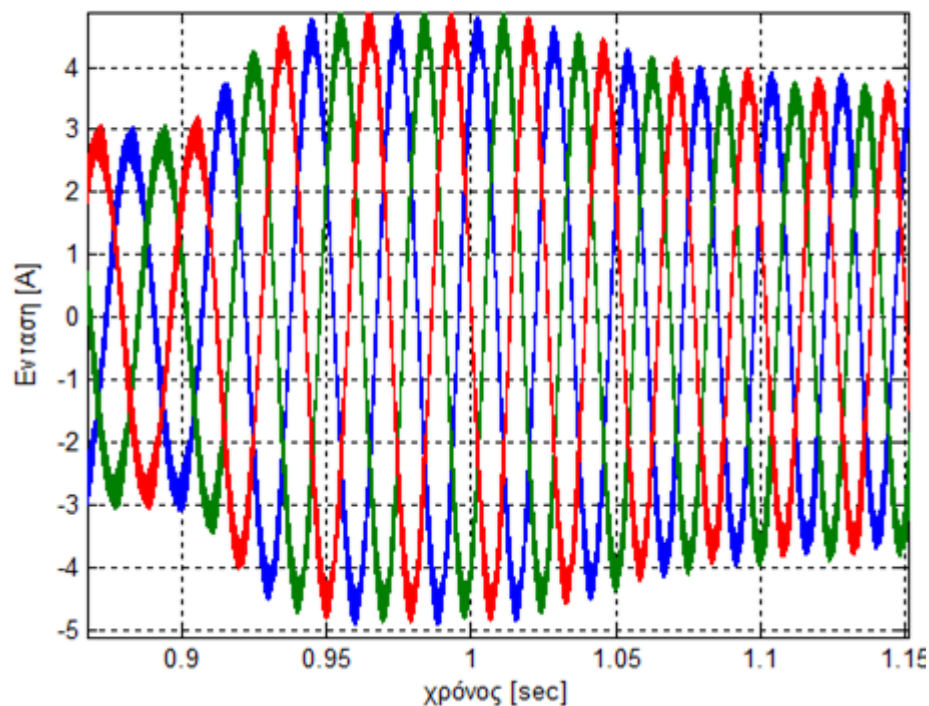
Αντίστοιχα παρουσιάζουμε λεπτομερέστερα τις τάσεις και το ρεύμα του κινητήρα κοντά στο σημείο εντολής μεταβολής της ταχύτητας κατά 20% (αύξηση) για $t=0.9$ sec.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 6.26. Λεπτομερέστερη παρουσίαση κυματομορφών της διάταξης του Σχήματος 6.17 με λογισμικό Matlab/Simulink κατά την μεταβολή ταχύτητας για $t=0.9$ sec.

(α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου του αντιστροφέα.

(β) Κυματομορφές τάσεων κινητήρα (έξοδος του αντιστροφέα).

(γ) Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.

Παρατηρούμε, μέσα από την σύγκριση με την διάταξη ελέγχου ταχύτητας με ελεγκτή ασαφούς λογικής 6.4.2, ότι παρουσιάζει παρόμοια αποτελέσματα με λιγότερο καλή χρονική απόκριση στην εντολή αύξησης κατά 20%. Αντίστοιχα τα ρεύματα του κινητήρα κινούνται στα ίδια επίπεδα και για τις δύο διατάξεις.

Αν συγκρίνουμε όμως την διάταξη MRAS με ελεγκτή ασαφούς λογικής προσαρμοστικού μηχανισμού 6.5.2 με την προτεινόμενη αυτής της ενότητας παρατηρούμε μείωση στις τιμές των ρευμάτων στάτη κατά την διάρκεια του μεταβατικού σταδίου. Αναλυτικότερα στην πρώτη μεταβολή (μείωση ταχύτητας 50%) με ελεγκτή ταχύτητας PI, η τιμή πλάτους του ρεύματος παρουσιάζει μία αύξηση της τάξης των 14 A (Σχήμα 6.18) και για την δεύτερη μεταβολή (αύξηση ταχύτητας κατά 20%) μία αύξηση ρεύματος της τάξης των 9 A (Σχήμα 6.19). Με ελεγκτή ασαφούς λογικής για την πρώτη μεταβολή το ρεύμα από τα 6 A (Σχήμα 6.25) περίπου μειώνεται γραμμικά, ενώ στην δεύτερη μεταβολή το ρεύμα αυξάνεται έως 5 A περίπου (Σχήμα 6.26).

Ομαλότερη είναι και η μεταβολή των τάσεων ελέγχου του αντιστροφέα, κάτι που φαίνεται από τη μορφή τους, αφού δεν παρουσιάζει απότομες μεταβολές στις χρονικές στιγμές αλλαγής της εντολής ελέγχου όπως με ελεγκτή PI (Σχήματα 6.18 και 6.19), αλλά μία γραμμική μεταβολή πλάτους των τάσεων (Σχήματα 6.25 και 6.26).

Τέλος, ως προς την απόκριση ταχύτητας είναι ελάχιστα βελτιωμένη αλλά με πιο ομαλή μορφή μετάβασης στην ταχύτητα εντολής ελέγχου.

7. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

7.1 Εισαγωγή

Στην παρούσα εργασία επιχειρήθηκε να αναλυθεί πλήρως ο διανυσματικός έλεγχος με προσανατολισμό πεδίου (vector control) δρομέα ως επιλογή οδήγησης κινητήρων αντλιών ψύξης κύριας μηχανής και ανεμιστήρων μηχανοστασίου εμπορικών πλοίων. Αρχικά παρουσιάστηκε και αναλύθηκε η απλή κλασική μορφή της μεθόδου και αργότερα εφαρμόστηκε νέα μέθοδος ελέγχου ταχύτητας για την βελτίωση της χρονικής απόκρισης. Στη συνέχεια αναλύθηκε ο τρόπος εκτίμησης της ταχύτητας του δρομέα για να αποδεσμευτούμε από τον αισθητήρα ταχύτητας (sensorless vector control) με προσαρμοστικό μοντέλο MRAS, παρουσιάστηκε νέα μέθοδος βελτιστοποίησης της απόκρισης και ελαχιστοποίησης του σφάλματος του MRAS. Τέλος, αναλύθηκε ο τρόπος εφαρμογής του συνδυασμού χρήσης της νέας μεθόδου ελέγχου ταχύτητας με την νέα βελτιστοποιημένη μέθοδο εκτίμησης ταχύτητας MRAS.

Όλες οι διατάξεις που περιγράφηκαν στην προηγούμενη παράγραφο προσομοιώθηκαν σε λογισμικό Matlab/Simulink προκειμένου να εξεταστεί η συμπεριφορά και τα χαρακτηριστικά υπεροχής των προτεινόμενων εκδοχών της διάταξης διανυσματικού ελέγχου.

7.2 Διανυσματικός έλεγχος με αισθητήρα ταχύτητας

Συνοψίζουμε τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την αντιπαραβολή των εξεταζόμενων διατάξεων με αισθητήρα ταχύτητας.

7.2.1 Με ελεγκτή ταχύτητας PI

Αυτή είναι η κλασικότερη μορφή του διανυσματικού ελέγχου και η βάση σύγκρισης με τις υπόλοιπες διατάξεις που παρουσιάζονται (Σχήμα 5.14). Κατά την προσομοίωση φάνηκε ότι με τον προσανατολισμό ευθέως άξονα d του στρεφόμενου (με την σύγχρονη ταχύτητα) πλαισίου αναφοράς με την μαγνητική ροή του δρομέα επετεύχθηκε πλήρης απόζευξη των εξισώσεων του μοντέλου μηχανής. Τα μεγέθη της μαγνητικής ροής δρομέα και της ταχύτητας (μέσω της ροπής) περιστροφής δρομέα μπορούν να ελέγχονται ανεξάρτητα χωρίς να επηρεάζει το ένα την τιμή του άλλου. Η απόκριση με απουσία σύζευξης είναι ιδιαίτερα ταχεία και χωρίς ταλαντωτική συμπεριφορά, γεγονός που χαρακτηρίζει την επίδοση του συστήματος ως εξαιρετική. Βέβαια είναι λογικό κατά την μεταβατική κατάσταση ο σωστός προσανατολισμός να χάνεται και να μην

έχουμε ιδανική μεταβατική συμπεριφορά. Ο ελεγκτής του ρεύματος i_d αναλαμβάνει να τροφοδοτεί την μηχανή με τέτοια τιμή που εξασφαλίζει ότι η ροή θα παραμένει στην ονομαστική της τιμή, με αποτέλεσμα την επίτευξη υψηλής τιμής ροπής ανά μονάδα ρεύματος.

7.2.2 Με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής

Το πλεονέκτημα που μας παρέχει ο ασαφής έλεγχος είναι η μεταβολή του κέρδους σφάλματος και μεταβολής σφάλματος ανάλογα με την τάξη μεγέθους του μεταβατικού φαινομένου που καλείται να αντιμετωπίσει. Για παράδειγμα, αν τα κέρδη ήταν μεγάλα, τότε η απόκριση του συστήματος θα ήταν γρήγορη σε μεταβατικά φαινόμενα. Όταν όμως το σύστημα θα βρισκόταν σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας η διακύμανση της ταχύτητας και της ροπής είναι μεγάλη. Για να επιτευχθεί μικρή διακύμανση της ταχύτητας και της ροπής θα πρέπει να μειωθούν οι τιμές του κέρδους. Μειώνοντας τις τιμές αυτές όμως καθυστερείται η ταχύτητα απόκρισης τους συστήματος και παρουσιάζονται ταλαντώσεις στα μεταβατικά φαινόμενα. Το συμπέρασμα είναι ότι το κέρδος πρέπει να διατηρείται σε υψηλή τιμή μόνο τη στιγμή που συμβαίνει κάποια αλλαγή σε επιθυμητές τιμές του συστήματος και για όσο το σύστημα βρίσκεται σε μεταβατική κατάσταση. Όταν το σύστημα (Σχήμα 5.32) βρίσκεται σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας τότε το κέρδος πρέπει να μειώνεται για να αποφευχθεί η διακύμανση της ταχύτητας και της ροπής. Η απόκριση μεταβλητού κέρδους ελέγχεται από ένα σύστημα ασαφούς λογικής.

Όπως φάνηκε από την προσομοίωση τα αποτελέσματα είναι εντυπωσιακά και ως προς τους χρόνους επίτευξης τελικής τιμής ταχύτητας και ως προς την μορφή. Η ταχύτητα αυξάνεται γρήγορα όσο το σφάλμα είναι μεγάλο και εν συνεχεία μειώνεται μη γραμμικά όσο πλησιάζουμε στην επιθυμητή τιμή χωρίς να παρουσιάζει κανένα κυματισμό υπερύψωσης απόσβεσης. Αποτέλεσμα αυτών ήταν να παρουσιαστεί κατά 24% γρηγορότερη μετάβαση στην εντολή μείωσης ταχύτητας κατά 50% και χωρίς κυματισμό υπερύψωσης του ρεύματος, ενώ με ελεγκτή PI παρουσιάστηκε αύξηση έως 15A. Στην εντολή αύξησης κατά 20% είχαμε γρηγορότερη μετάβαση κατά 14% με 7 A αύξηση ρεύματος αντί 10 A με PI, δηλαδή 30% λιγότερο. Είναι φανερό ότι η διαφορά επιδόσεων στους χρόνους μετάβασης (24% και 14%), όπως εξηγήθηκε παραπάνω, είναι ανάλογη του μεγέθους της μεταβολής που ζητείται από την είσοδο του συστήματος δηλαδή την επιθυμητή ταχύτητα.

7.3 Διανυσματικός έλεγχος άνευ αισθητήρα ταχύτητας MRAS (sensorless vector control)

Ένα σύστημα που δεν χρησιμοποιεί αισθητήρα ανάδρασης ταχύτητας δρομέα χαρακτηρίζεται από μία σειρά πλεονεκτημάτων. Το σύστημα αυτό είναι πολύ πιο εύκολο να εγκατασταθεί σε αντίθεση με την εγκατάσταση μιας ταχογεννήτριας, η οποία απαιτεί ειδική

προσαρμογή στον άξονα του υπό έλεγχο κινητήρα. Επιπλέον, αποφεύγεται η συντήρησή του, συνεισφέροντας στην αδιάκοπη λειτουργία καθώς και στην μείωση του κόστους συντήρησης, αυξάνεται η αξιοπιστία του ελεγκτή λόγω της απαλλαγής από τα μηχανικά μέρη που συνέβαλλαν σε ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο στους αγωγούς μεταφοράς και πληροφορίας (μηχανικές ταλαντώσεις – προβλήματα από σκόνη και υγρασία σε βιομηχανικό περιβάλλον), και αποφεύγεται η επίδραση μειωμένης απόκρισης του αισθητήρα λόγω γήρανσής του μετά από κάποιο χρονικό διάστημα.

Παρακάτω παρουσιάζεται ο πίνακας πλεονεκτημάτων - μειονεκτημάτων για ένα σύστημα χωρίς αισθητήρα ταχύτητας.

| Πλεονεκτήματα | Μειονεκτήματα |
|-------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Αξιοπιστία – Αντοχή | Δυσκολία στην επίλυση ολοκληρωμάτων και παραγώγων |
| Μείωση συνολικού κόστους αγοράς και συντήρησης | Προβλήματα αρχικών συνθηκών λόγω της επιρροής θερμοκρασίας λειτουργίας του κινητήρα, στις αντιστάσεις και αυτεπαγωγές στητή δρομέα |
| Ευκολία εγκατάστασης | |
| Σταθερή απόδοση εκτιμητή σε όλη την χρονική περίοδο λειτουργίας. | |

Πίνακας 7.1 Πλεονεκτήματα - μειονεκτήματα για ένα σύστημα χωρίς αισθητήρα ταχύτητας

7.3.1 MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή PI

Η βιβλιογραφική διάταξη του MRAS (Σχήμα 5.22) όπως φάνηκε από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζει έντονη κυμάτωση ταχύτητας και την χειρότερη κυμάτωση ροπής σε σχέση με όλες τις διατάξεις που εξετάστηκαν στην παρούσα εργασία. Ο λόγος είναι η χαμηλή χρονική απόκριση του ελεγκτή για ελαχιστοποίηση του σφάλματος που χρησιμοποιεί (ελεγκτής PI). Χρησιμοποιείται ως έναυσμα για την σχεδίαση MRAS βελτιωμένων χαρακτηριστικών που την καθιστούν εφαρμόσιμη σε βιομηχανικό περιβάλλον.

7.3.2 MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή ασαφούς λογικής

Από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φάνηκε το σημείο υπεροχής αυτής της διάταξης (Σχήμα 5.39) σε σχέση με την βιβλιογραφική εκδοχή. Η καθυστέρηση απόκρισης του

παρατηρητή MRAS με προσαρμοστικό μηχανισμό που χρησιμοποιεί ελεγκτή PI αντιμετωπίστηκε από τον ελεγκτή ασαφούς λογικής, με αποτέλεσμα να παρέχεται γρηγορότερα η ορθή τιμή ταχύτητας δρομέα.

Η μη γραμμική απόκριση του ελεγκτή ασαφούς ελέγχου οδηγεί στην ελαχιστοποίηση του σφάλματος στον προσαρμοστικό μηχανισμό του MRAS παρέχοντας κατάλληλη τιμή για το μέγεθος της μεταβολής ταχύτητας στους συντελεστές σφάλματος και μεταβολής σφάλματος. Έτσι ο παρατηρητής παρακολουθεί τις μεταβολές ταχύτητας εγκαίρως τείνοντας να μηδενίσει το σφάλμα. Αυτό το χαρακτηριστικό αποτελεί πλεονέκτημα κυρίως σε εφαρμογές που έχουν απαιτήσεις μεγάλων μεταβολών ταχύτητας όπως είναι και η εφαρμογή μας.

7.4 Διανυσματικός έλεγχος με συνδυασμό ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής και MRAS με μηχανισμό προσαρμογής ελεγκτή ασαφούς λογικής

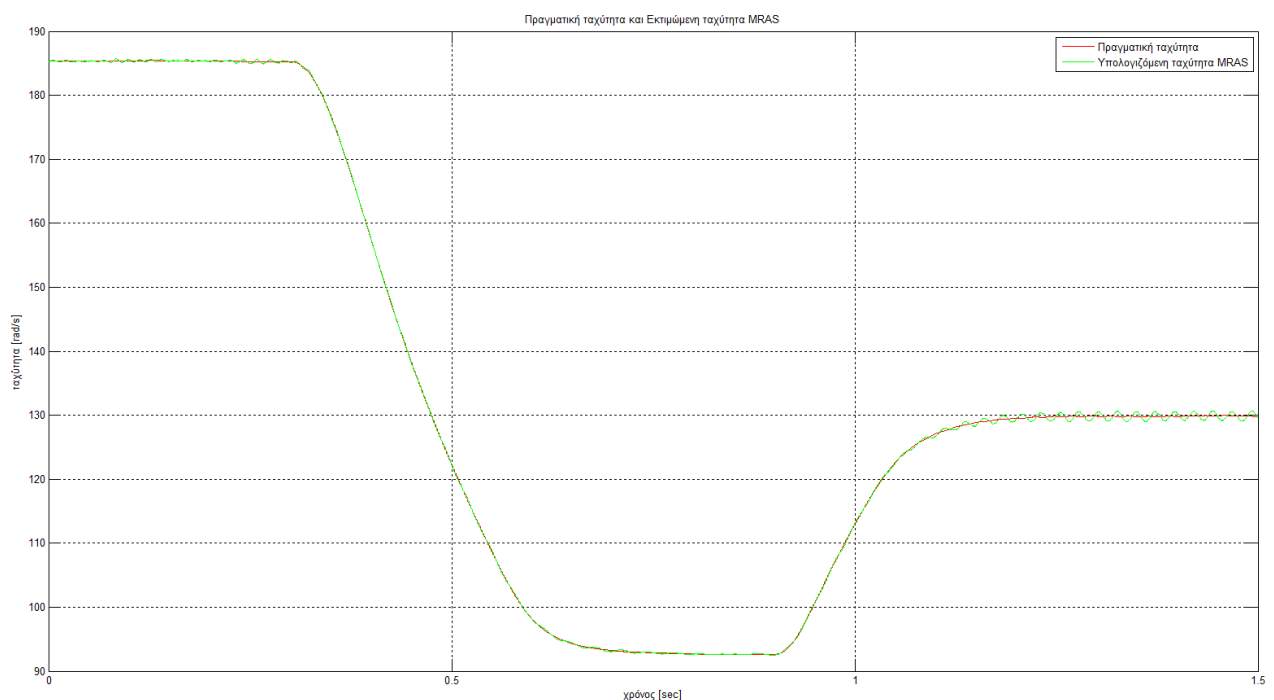
Η διάταξη αυτή (Σχήμα 6.21) αποτελεί το επιστέγασμα της παρούσας διπλωματικής εργασίας στην προσπάθεια να συνδυαστούν τα πλεονεκτήματα που παρουσιάστηκαν από τις προηγούμενες διατάξεις και να παραχθεί μία διάταξη πρωτότυπη και κατάλληλη, όχι μόνο για ναυτιλιακές εφαρμογές, αλλά και για βιομηχανικές εφαρμογές γενικότερα.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης δείχνουν ότι η διάταξη αυτή συγκεντρώνει όλα τα πλεονεκτήματα της διάταξης που εξετάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο 7.3.2 με ένα επιπλέον πλεονέκτημα. Το πλεονέκτημά της είναι ότι, αν και δεν πετυχαίνει ουσιαστικά καλύτερους χρόνους επίτευξης τελικής τιμής ταχύτητας, εντούτοις πετυχαίνει την μορφή της διάταξης που εξηγήθηκε στην παράγραφο 7.2.2. Δηλαδή η μορφή της ταχύτητας αυξάνεται γρήγορα όσο το σφάλμα είναι μεγάλο και εν συνεχεία μειώνεται μη γραμμικά όσο πλησιάζουμε στην επιθυμητή τιμή χωρίς να παρουσιάζει κανένα κυματισμό υπερύψωσης απόσβεσης. Το κέρδος από αυτήν την συμπεριφορά είναι να μην φορτίζονται με δυναμικά φαινόμενα τα μηχανικά μέρη της αντλίας (τριβείς, περωτή αντλίας κτλ.) αλλά και να μην παράγονται απότομες μεταβολές τάσεως ελέγχου που οδηγούν σε μεγάλη αύξηση του ρεύματος της μηχανής, όπως φαίνεται καθαρά στις κυματομορφές του προηγούμενου κεφαλαίου. Σε αυτό το σημείο κρίνεται σκόπιμο να αναφερθεί πως για την εντολή μείωσης κατά 50% στην διάταξη της παραγράφου 6.5.2 παρουσιάστηκε αύξηση ρεύματος κατά 14 A (Σχήμα 6.18), ενώ για την διάταξη της παραγράφου 6.6, παρουσιάστηκε βαθμιαία μείωση από τα 6 A (Σχήμα 6.25), δηλαδή επετεύχθηκε μείωση πλάτους ρεύματος κατά την μεταβατική περίοδο μεγαλύτερη από 58%. Στην εντολή αύξησης κατά 20% στην διάταξη της παραγράφου 6.5.2 παρουσιάστηκε αύξηση ρεύματος κατά 9 A (Σχήμα 6.19), ενώ για την διάταξη της παραγράφου 6.6, παρουσιάστηκε αύξηση 5 A (Σχήμα 6.26), δηλαδή μείωση πλάτους ρεύματος κατά την μεταβατική περίοδο περί τα 45%. Αυτές οι μεταβολές θα μπορούσαν να οδηγήσουν σε βάθος χρόνου σε ενδεχόμενη καταστροφή της μόνωσης των τυλιγμάτων με αποτέλεσμα την βραχυκύκλωσή τους, κάτι που θα οδηγούσε σε μείωση της εμπέδησης της μηχανής, άρα ζήτηση μεγάλου ρεύματος και τελικώς την αστοχία της. Το κέρδος λοιπόν είναι η συνολική αύξηση της αξιοπιστίας του εξοπλισμού.

Κάτι που αξίζει να σημειωθεί εδώ είναι πως ο κινητήρας που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις είναι μικρής ισχύος (2.4kW) για το βιομηχανικό περιβάλλον όπως το μηχανοστάσιο ενός εμπορικού πλοίου όταν αυτό χρησιμοποιεί κινητήρες αντλιών ψύξης κύριας μηχανής ισχύος από 37kW έως 75kW και κινητήρες ανεμιστήρων μηχανοστασίου ισχύος από 11kW έως 37kW. Ένας κινητήρας μικρής ισχύος είναι εύλογο να έχει μικρότερης διαμέτρου άξονα, εφόσον η ροπή φορτίου που καλείται να διαχειριστεί είναι αντίστοιχα μικρή. Αυτό σημαίνει λιγότερη στρεφόμενη μάζα άξονα μαζί με το φορτίο που του αντιστοιχεί, άρα μικρότερη συνολική αδράνεια. Εδώ υπενθυμίζεται η σχέση του πέμπτου κεφαλαίου (5.28) με τη διαφορετική της μορφή:

$$\frac{d}{dt} \omega_{mech} = \frac{T_{em} - T_L}{J} \quad (7.1)$$

Είναι φανερό από την παραπάνω σχέση ότι, όσο πιο μεγάλη είναι η αδράνεια (J) του συστήματος φορτίου – άξονα, τόσο λιγότερο ευαίσθητος (λόγω απόσβεσης) θα είναι ο κινητήρας στις μεγάλης συχνότητας και μικρού πλάτους μεταβολές ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση λόγω του MRAS, όπως συμβαίνει στην διάταξη του κεφαλαίου 6.6 διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρα ταχύτητας (Sensorless vector control) και ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής (αλλά και στην διάταξη 6.5.2 σε ακόμα μικρότερο βαθμό).



Σχήμα 7.1 Σύγκριση πραγματικής ταχύτητας με την εκτίμηση της ταχύτητας MRAS διάταξης διανυσματικού ελέγχου χωρίς αισθητήρα ταχύτητας (Sensorless vector control) και ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής (κεφαλαίου 6.6)

Στο προηγούμενο Σχήμα φαίνεται καθαρά η μορφή της πραγματικής ταχύτητας δρομέα καθώς και η υπολογιζόμενη από τον παρατηρητή MRAS που παρουσιάζει μία μικρή κυμάτωση

στην μόνιμη κατάσταση ενώ η ταχύτητα δρομέα είναι απολύτως σταθερή λόγω αδρανείας άξονα.

Το συμπέρασμα είναι πως για τις εφαρμογές που συζητήθηκαν είμαστε από την ασφαλή πλευρά από άποψη κυμάτωσης ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση λόγω του MRAS, αφού προορίζονται για εφαρμογές μεγαλύτερης ισχύος.

Στη συνέχεια παρουσιάζεται ένας συγκεντρωτικός πίνακας σύγκρισης διατάξεων διανυσματικού ελέγχου που έχουν εξεταστεί στην παρούσα διπλωματική εργασία:

Πίνακας 7.2 Σύγκριση των εξεταζόμενων διατάξεων διανυσματικού ελέγχου

| | Διανυσματικός έλεγχος με αισθητήρα ταχύτητας | | Διανυσματικός έλεγχος χωρίς αισθητήρα ταχύτητας (sensorless vector control) MRAS | | Διανυσματικός έλεγχος με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής και MRAS με ελεγκτή ασαφούς λογικής |
|-----------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------|--------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|
| | Με ελεγκτή ταχύτητας PI | Με ελεγκτή ταχύτητας ασαφούς λογικής | MRAS με ελεγκτή PI | MRAS με ελεγκτή ασαφούς λογικής | |
| Ταχύτητα απόκρισης | ικανοποιητική | Άριστη και ομαλή μορφή | ικανοποιητική | ικανοποιητική | ικανοποιητική και ομαλή μορφή |
| Ακρίβεια ελέγχου ταχύτητας | Αρκετά καλή | Άριστη | Αρκετά καλή | Αρκετά καλή | Άριστη |
| Κυματισμός υπέρψωσης απόσβεσης | Σημαντική | μηδενική | Σημαντική | Σημαντική | μηδενική |
| Μεταβολή ρεύματος κατά τη μεταβατική περίοδο | Πολύ έντονη, ξεπερνά το διπλάσιο του πλάτους ονομαστικής τιμής | μικρή | Πολύ έντονη, ξεπερνά το διπλάσιο του πλάτους ονομαστικής τιμής | Πολύ έντονη, ξεπερνά το διπλάσιο του πλάτους ονομαστικής τιμής | μικρή |
| Ταλαντωτική συμπεριφορά ροπής | μηδενική | μηδενική | μικρή | μικρή | μικρή |
| Ταλαντωτική συμπεριφορά ταχύτητας | μηδενική | μηδενική | μηδενική | μηδενική | μηδενική |

7.5 Μελλοντική ενασχόληση

Παρακάτω παρουσιάζονται προτάσεις προς διερεύνηση για την εξέλιξη της παρούσας διπλωματικής εργασίας:

- Η διάταξη βασίζεται στο μαθηματικό μοντέλο του κινητήρα. Το μαθηματικό μοντέλο του κινητήρα περιέχει την σταθερά χρόνου του δρομέα:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (7.2)$$

που χρησιμοποιείται για την επίλυση των διαφορικών εξισώσεων του κινητήρα. Το πρόβλημα είναι όμως πως η σταθερά χρόνου του δρομέα μεταβάλλεται με την λειτουργία του κινητήρα λόγω της μεταβολής της θερμοκρασίας κατά την λειτουργία του. Με την αύξηση της θερμοκρασίας αυξάνεται και η τιμή της αντίστασης μειώνοντας τον συντελεστή, κάτι που σε περεταίρω μελέτη της διάταξης θα πρέπει να ληφθεί υπόψη έτσι ώστε να αντισταθμιστεί η λανθασμένη εκτίμηση της σταθεράς με την ενσωμάτωση θερμικού μοντέλου εκτίμησης σταθεράς χρόνου του δρομέα.

- Στην νέα sensorless διάταξη που παρουσιάστηκε θα μπορούσε να διερευνηθεί η χρήση αντιστροφέα τοπολογίας πολλαπλών επίπεδων.
- Βελτιστοποίηση της χαρτογράφησης εντολών του MRAS ασαφούς ελεγκτή για μείωση της κυμάτωσης εκτιμώμενης ταχύτητας στην μόνιμη κατάσταση.
- Ένα σύστημα οδήγησης προγραμματισμένο να λειτουργεί τη μηχανή στην ονομαστική της ροή δίνει την καλύτερη μεταβατική απόκριση στο σύστημα. Ωστόσο σε χαμηλά φορτία, λειτουργία σε ονομαστική ροή προκαλεί έντονα φαινόμενα υστέρησης του πεδίου στον πυρήνα αλλά και διννορεύματα, τα οποία παράγουν τεράστιες απώλειες πυρήνα υποβιβάζοντας έτσι την απόδοση της μηχανής. Με γνώμονα την βελτιστοποίηση της ενεργειακής απόδοσης, αλλά και των απαιτήσεων ψύξης του κινητήρα, θα μπορούσε να μελετηθεί διάταξη ελέγχου της μαγνητικής ροής του. Όταν ο κινητήρας λειτουργεί σε χαμηλότερες στροφές από τις ονομαστικές, δεν απαιτείται να έχει ονομαστική τιμή ροής μαγνήτισης, θα μπορούσε η ροή να προσαρμοστεί σε κατάλληλη τιμή μέσω ελεγκτών ροής ασαφούς λογικής ή νευρωνικών δικτύων για να επιτευχθεί ελαχιστοποίηση ενεργειακών απωλειών χωρίς υποβιβασμό της μεταβατικής της απόκρισης.
- Τέλος αναφέρουμε πως θα ήταν σκόπιμο να εξεταστεί από πλευράς ποιότητας ισχύος, μέσα από φασματική ανάλυση ώστε να εξασφαλιστεί χαμηλή THD τάσης (5%) με χρήση βαθυπερατών φίλτρων.

8. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ και ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ

- [1] Στέφανος Ν. Μανιάς, Αθ. Καλετσάνος, Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2003
- [2] Στέφανος Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά ισχύος, Έκτη έκδοση, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007
- [3] Κ. Βουρνάς, Γ. Κονταξής, *Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας, 2001, Ε.Μ.Π.*
- [4] Ι. Τεγόπουλος "ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ", Μέρος Β, Εκδόσεις Συμμετρία 1991.
- [5] Τσούπος Αλέξανδρος, Συγκριτική διερεύνηση τεχνικών ελέγχου αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με κριτήρια ποιότητας ισχύος για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ 2013
- [6] Κορδαλής Κυριάκος, ΕΠΙΠΤΩΣΕΙΣ ΤΗΣ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΤΩΝ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΩΝ ΣΤΙΣ ΕΚΠΟΜΠΕΣ ΠΛΟΙΩΝ-ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ ΜΕΙΩΣΗΣ ΔΙΟΞΕΙΔΙΟΥ ΤΟΥ ΘΕΙΟΥ Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ 2010
- [7] Αναστάσιος Θ. Καντιάνης, Μοντελοποίηση Επαγωγικού Κινητήρα και νέες τεχνικές για έλεγχο για εφαρμογές ηλεκτρικού αυτοκίνητου, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ 1998
- [8] Ξέπαπας Φώτης, Νέα τεχνική ολίσθησης επί επιφάνειας με ασαφή λογική για τον έλεγχο συστημάτων οδήγησης κινητήρων επαγωγής, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ 2005.
- [9] Ξέπαπας Ηλίας, Νέος μη γραμμικός παρατηρητής για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης τριφασικού ασύγχρονου κινητήρα, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ 2003
- [10] Ιάκωβος Μανωλάς, ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΕΠΑΓΩΓΗΣ, Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ 2006
- [11] Νικόλαος Πάντζαλης, Μηχανική Ρευστών Ακαδημία Εμπορικού Ναυτικού Ίδρυμα Ευγενίδου, Αθηνά 2008
- [12] Stephen J. Chapman, Ηλεκτρικές μηχανές AC – DC, Εκδόσεις Τζιόλα, 3η Έκδοση, 2003
- [13] Richard C Dorf and Robert H Bishop *Modern Control Systems* Τζιόλα 2003
- [14] Yamayee and Bala. *Electromechanical Energy Devices and Power Systems*, 1993
- [15] *Modern Power Electronics and AC Drives* - Bimal K. Bose, 2001
- [16] Ned Mohan, *Electric Machines and Drives: A First Course*, 2012
- [17] Ned Mohan, *Electric Machines and Drives An integrative approach*, 2003
- [18] Muhammad H. Rashid, *Power Electronics Handbook* Academic Press 2010
- [19] Ned Mohan, *Advanced Electric Drives*, 2001

- [20] Peter Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control* Oxford University Press 1998
- [21] Kevin M. Passino, Stephen Yurkovich, *Fuzzy Control*, Addison Wesley Longman, Inc. 1998
- [22] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, IEEE Computer Society Press, 2002
- [23] BPMA Variable Speed Driven Pumps Best Practice Guide, British Pump Manufacturers Association 2012
- [24] Aníbal T. De Almeida Fernando J. T. E. Ferreira Paula Fonseca, *VSDs for Electric Motor Systems* 2012
- [25] Vessel drawings excerpts of a typical Aframax (approximately 100 DWT), courtesy of ‘Thanamaris Ships Management Inc
- [26] Spyridon Giannoutsos, Stefanos Manias, *Evaluation of energy savings from the application of Variable Frequency Drives to E/R Ventilation Fans and Cooling Sea Water Pumps onboard tanker vessels*, Dep. Electrical and Computer Engineering National Technical University of Athens (NTUA)
- [27] Spyridon Giannoutsos, Stefanos Manias, *Development of an integrated energy efficiency control system for ship power balance and diesel generator fuel consumption optimization*, Dep. Electrical and Computer Engineering National Technical University of Athens (NTUA)
- [28] Garron K. Morris and Bruce W. Weiss, *Driving Energy Efficiency with Design Optimization of a Centrifugal Fan Housing System for Variable Frequency Drives*
- [29] T. Raghu, J. Srinivas Rao, and S. Chandra Sekhar, *Simulation of Sensorless Speed Control of Induction Motor Using APFO Technique*, T. Raghu, J. Srinivas Rao, and S. Chandra Sekhar
- [30] Biranchi Narayan Kar, K.B. Mohanty, Senior Member, IEEE, Madhu Singh, *Indirect Vector Control of Induction Motor Using Fuzzy Logic Controller*, Department of Electrical Engineering, National Institute of Technology, Rourkela-769008
- [31] Rajesh Kumar, R.A. Gupta, S.V. Bhangale **INDIRECT VECTOR CONTROLLED INDUCTION MOTOR DRIVE WITH FUZZY LOGIC BASED INTELLIGENT CONTROLLER**. IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES 2007), Dr. M.G.R. University, Chennai, Tamil Nadu, India. Dec. 20-22, 2007. pp.368-373.
- [32] S.M. Gadoue, D. Giaouris and J.W. Finch, *A New Fuzzy Logic Based Adaptation Mechanism for MRAS Sensorless Vector Control Induction Motor Drives*, Power Electronics, Drives and Machines Group, School of EECE, Newcastle University, UK

- [33] Z.M. Salem, M.M. Khater, S.A. Kalilah, and S.A. Mahmoud, FUZZY LOGIC BASED MRAS FOR SENSORLESS INDUCTION MOTOR DRIVE, Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, Minoufiya University, Shebin El-Kom, Egypt
- [34] Variable frequency drives: energy savings for pumping applications, Eaton Corporation Electrical Sector
- [35]http://electronics.teipir.gr/personalpages/papageorgas/download/mcu_embedded/6_12_2011_i_o_motors_interrupts/motors/MOTORS/Industrial_Automation_05_Induction_Motors.pdf
- [36] <http://www.imo.org/>
- [37] <http://www.bunkerworld.com/>
- [38]<http://www.deltasystems.com/>