

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών

«Βέλτιστος έλεγχος λειτουργίας με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών Ηλεκτρικών Κινητήριων Συστημάτων, με χρήση Δυναμικού Προγραμματισμού, Ασαφούς Λογικής και υλοποίηση - πειραματική επαλήθευση του βέλτιστου ελεγκτή σε Ψηφιακό Επεξεργαστή Σήματος DSP»

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Ελευθερία Σ. Σεργάκη

Copyright © 2010 Ελευθερία Σ. Σεργάκη

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 στη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς την συγγραφέα και μόνο. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτή την διατριβή εκφράζουν την συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Πολυτεχνείου Κρήτης.



# ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών

# «Βέλτιστος έλεγχος λειτουργίας με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών Ηλεκτρικών Κινητήριων Συστημάτων, με χρήση Δυναμικού Προγραμματισμού, Ασαφούς Λογικής και υλοποίηση-πειραματική επαλήθευση του βέλτιστου ελεγκτή σε Ψηφιακό Επεξεργαστή Σήματος DSP»

# ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ Ελευθερία Σ. Σεργάκη

Συμβουλευτική Επιτροπή: Σταυρακάκης Γιώργος Καλαϊτζάκης Κώστας Πουλιέζος Αναστάσιος

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή στις:

Σταυρακάκης Γιώργος Καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτης Καλαϊτζάκης Κώστας Καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτης Πουλιέζος Αναστάσιος Καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτης

Ζερβάκης Μιχάλης Καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτης

Νικολός Ιωάννης Επίκουρος Καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτης

<u>Ρόβ</u>ας Δημήτριος Επίκουρος Καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτης

Αντώνιος Κλαδάς Καθηγητής ΕΜΠ

Χανιά 2010

Αφιερωμένο στον σύντροφο και σύζυγό μου Νίκο Αφεντάκη

# Ευχαριστίες

Η διδακτορική μου διατριβή εκπονήθηκε υπό την αιγίδα και με τον εξοπλισμό του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας του Πολυτεχνείου Κρήτης. Το επίπονο αυτό έργο δε θα ήταν εύκολο να πραγματοποιηθεί στην πληρότητα και ευρύτητά του χωρίς την πολύτιμη βοήθεια αρκετών ανθρώπων που θα επιχειρήσω να απαριθμήσω χωρίς συγκεκριμένη σειρά στη συνέχεια.

Καταρχήν, ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στον επιβλέποντα καθηγητή μου, Καθηγητή κ. Γιώργο Σταυρακάκη για τη σταθερή καθοδήγησή του καθόλη τη διάρκεια της έρευνας, της εφαρμογής και της συγγραφής. Οι εύστοχες παραινέσεις του και η απαιτήσεις του για την παραγωγή έργου υψηλού ποιοτικού επιπέδου, σε συνδυασμό με την εμπειρία και την συμπαράστασή του, στάθηκαν οι πολυτιμότεροι αρωγοί στην εργασία μου. Πολλές ευχαριστίες οφείλω και προς τους καθηγητές της συμβουλευτικής και της επταμελούς επιτροπής για την προθυμία τους να συμμετέχουν στις επιτροπές αυτές καθώς και για την ευγενική επιστημονική τους συνδρομή, όποτε και όπως τους ζητήθηκε.

Ιδιαίτερα επιθυμώ να ευχαριστήσω τον Καθηγητή κ. Κώστα Καλαϊτζάκη, για την έμπρακτη συμβολή του κατά την υλοποίηση της πειραματικής διάταξης που κατασκεύασα, και για την βοήθειά του σε θέματα επίλυσης εξειδικευμένων τεχνικών προβλημάτων ηλεκτρικών μετρήσεων. Επιπλέον, χάρη στην άμεση θετική ανταπόκριση του εργαστηρίου του για την αγορά του απαιτούμενου προδιαγραμμένου εξοπλισμού στάθηκε δυνατή η εμπρόθεσμη και ολοκληρωμένη υλοποίηση και λειτουργία του υλικού και του λογισμικού που χρησιμοποίησα.

Θέλω επίσης να εκφράσω θερμές ευγαριστίες στον διδακτορικό φοιτητή του Πολυτεγνείου της Ξάνθης, κ. Αθανάσιο Φυντανάκη, Ηλεκτρολόγο Μηχανικό, για τη βοήθειά του στο κομμάτι που αφορά στα υλικά ηλεκτρονικών ισχύος και στον εντοπισμό των προμηθευτών του συγκεκριμένου υλικού. Ιδιαίτερες ευχαριστίες απευθύνω και στον παλιό συνάδελφο και συνεργάτη του Εργαστηρίου Δομής της Ύλης και Φυσικής Λέιζερ του Πολυτεχνείου Κρήτης, κ. Μανόλη Αποστολάκη, Μηχανολόγο Μηχανικό, για την αφιλοκερδή προσφορά του χρόνου και της εμπειρίας του προκειμένου να κατασκευαστεί και να λειτουργήσει σωστά το τμήμα της διάταξης στο σημείο σύζευξης των αξόνων των κινητήρων με το ροπόμετρο. Ξεχωριστή μνεία οφείλω ακόμη στην εκτίμηση και την υποστήριξη που μου έδειξαν άνθρωποι που εργάζονται στον ευρύτερο τομέα τεχνικής υποστήριξης του Πολυτεχνείου Κρήτης, ανταποκρινόμενοι πάντοτε άμεσα σε όσα χρειάστηκα: ο ηλεκτρολόγος κ. Λευτέρης Μαυράκης, ο κ. Λευτέρης Καμαλεδάκης και ο κ. Σταύρος Γεωργαράκης. Οι κυρίες Μαρία Νταουντάκη, Λίζα Λεβεντάκη και Μαρία Μπολιεράκη από τη Βιβλιοθήκη και Κέντρο Πληροφόρησης του Πολυτεχνείου Κρήτης υπήρξαν αναντικατάστατοι συνεργάτες κατά την διάρκεια των εκτεταμένων και διαρκών βιβλιονραφικών ερευνών μου. Ιδιαίτερα γενναιόδωρη βοήθεια μου προσέφεραν ο κ. Αναστάσιος Θωμαλάρης που μου χορήγησε δύο κινητήρες βιομηγανικών προδιαγραφών για τις πειραματικές δοκιμές και ο κ. Δημήτρης Πηρομάλης που μου χορήγησε κινητήρα και εργαστηριακό υλικό για ρομποτικές εφαρμογές, τους οποίους επίσης ευχαριστώ θερμά.

Ευχαριστώ τον συνάδελφό μου του Εργαστηρίου Δομής της Ύλης και Φυσικής Λέιζερ του Πολυτεχνείου Κρήτης, κ. Παναγιώτη Πετράκη, τόσο για την διαρκή συμπαράστασή του όσο και για την εξασφάλιση του καλύτερου δυνατού επαγγελματικού κλίματος, απαραίτητη καταρχήν εγγύηση για την αειφορία και την υλοποίηση δημιουργικών ιδεών. Με τις διευθυντικές ικανότητες του Καθηγητή κ. Σταύρου Μουσταϊζή το εργαστήριό μας παραμένει κοιτίδα και πόλος έλξης επιστημονικών ιδεών.

Τη σεμνή και σύντομη αυτή απαρίθμηση θα κλείσω εκφράζοντας την βαθειά εκτίμησή μου στον πολυμήχανο σύντροφό μου κ. Νίκο Αφεντάκη, Μηχανικό Παραγωγής & Διοίκησης του ιδίου πολυτεχνείου, ο οποίος μου συμπαραστάθηκε στις ερευνητικές κατευθύνσεις μου και μου πρόσφερε τις γνώσεις και την συνεργασία του για την επίλυση προβλημάτων λογισμικού, με αποτέλεσμα να έχουμε την δημιουργία κοινών ερευνητικών δημοσιεύσεων. Επίσης να

ευχαριστήσω τα παιδιά μας Μάρκο, Στέλλα και Ισίδωρο-Στέλιο, η παρουσία των οποίων παραμένει πηγή έμπνευσης και δημιουργίας στη ζωή μας.

Παρόλο που χρειάστηκαν πολλές υπερβάσεις χρόνου και κόπου για την ολοκλήρωση αυτής της διατριβής, με κόστος στην προσωπική ηρεμία της οικογένειά μας, έχω συμπερασματικά την αίσθηση ότι το αποτέλεσμα δικαίωσε τους κόπους όλων, χαρίζοντάς μου όχι μόνο πολλές ώρες απόλαυσης, χαράς και δημιουργικότητας αλλά και τη βεβαιότητα ότι παρόμοια εγχειρήματα μπορούν να επαναληφθούν και να καρποφορήσουν στο μέλλον.

Ελευθερία Σεργάκη Κλήμα Μήλου, Αύγουστος 2010

# Περίληψη

Η παρούσα εργασία έχει ως θέμα της την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών AC και DC κινητήριων συστημάτων, μελετώντας τόσο την περίπτωση που γνωρίζουμε τον κύκλο εργασιών όσο και εκείνη που δεν τον γνωρίζουμε. Η συγκεκριμένη πρωτότυπη ερευνητική εργασία έχει οδηγήσει ήδη σε δέκα έγκριτες δημοσιεύσεις και σε μια πατέντα ευρεσιτεχνίας, ενώ αποτελεί σημείο βιβλιογραφικής αναφοράς για ένα βιβλίο και εννέα σχετικές δημοσιεύσεις διεθνώς. Το ερευνητικό πεδίο στο οποίο η εργασία αυτή αναφέρεται είναι συνεχώς εξελισσόμενο και μεγάλου ενδιαφέροντος, βρίσκει καθημερινές εφαρμογές και η συγγραφέας συγκέντρωσε στα επόμενα κεφάλαια που την απαρτίζουν ένα μικρό μόνο μέρος από τις ιδέες και τις υλοποιήσεις που είναι δυνατόν να αναπτυχθούν. Το τελευταίο παραμένει ικανό να στοιγειοθετήσει επαρκώς τις απαιτήσεις μιας διδακτορικής διατριβής αλλά σε καμία περίπτωση επαρκές για την κάλυψη του πεδίου αυτού. Ενώ γράφονται αυτές οι γραμμές, οι εξελίξεις και οι τρέχουσες απαιτήσεις του χώρου είναι τέτοιες ώστε να καθιστούν πρακτικά δύσκολο το έργο ακόμη και μιας μελετητικής σύνοψης. Ο αναγνώστης φρονώ ότι πρέπει να έχει την αίσθηση πως πολύ γρήγορα η έρευνα που παρουσιάζω ως αυτοτελές έργο δε θα αποτελεί παρά ένα προοίμιο πολύ σπουδαιότερων ανακαλύψεων και εφαρμογών, πρέπει δε επιπλέον να την αναγνώσει έχοντας την επίγνωση ότι τα πλαίσια στα οποία εντάσσεται αυτή η αναπτυχθείσα διάταξη διευρύνονται συνεγώς, σύμφωνα με τις ολοένα αυστηρότερες τεχνολογικές και οικονομικές εξελίξεις των καιρών.

Η διατριβή μου μπορεί να χωρισθεί σε δύο σημαντικά μέρη.

Στο Μέρος Α αναφέρομαι στην ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων που κινούν ρομποτικά οχήματα γνωστού κύκλου εργασιών με τον σχεδιασμό της ενεργειακά βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας κίνησης. Η συγκεκριμένη θεωρία βασίζεται στην βελτιστοποίηση συστημάτων διαφορικών εξισώσεων (αντικειμενικών συναρτήσεων) υπό καθεστώς περιορισμών (δυναμικός προγραμματισμός). Η ενεργειακά βέλτιστη τροχιά ταχύτητας συσχετίζεται για πρώτη φορά με την σταθερά χρόνου του κινητήρα, υπολογίζεται σε μη πραγματικό χρόνο (off-line) και αποθηκεύεται σε πίνακες αναφοράς (look-up tables) για περαιτέρω χρήση.

Στο Μέρος Β μελετώ τις καινούριες και βελτιωμένες μεθόδους ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένες σε βέλτιστους ελεγκτές ασαφούς λογικής με βέλτιστη ρύθμιση διέγερσης του στάτη του κινητήρα (ρύθμιση του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο του κινητήρα), σε πραγματικό χρόνο (real-time). Κατόπιν εφαρμόζω μια πρωτότυπη μεθοδολογία βηματικής ανάπτυξης αλγορίθμων και αυτόματης παραγωγής κώδικα ελέγχου κινητήρων για DSP και ελέγχω την εφαρμογή της σε πραγματικό κινητήριο σύστημα που έχω κατασκευάσει (Rapid Control Prototyping και Hardware in the Loop). Σε αυτήν την περίπτωση ο κύκλος εργασιών του κινητήριου συστήματος που αναλύω δεν είναι γνωστός.

Πιο αναλυτικά, το Μέρος Α αναλύει και αποδεικνύει τα ακόλουθα επιμέρους σημεία:

Ότι η τροχιά της βέλτιστης ενεργειακά ταχύτητας είναι συμμετρική, παραβολικής μορφής (και όχι τραπεζοειδούς όπως συνήθως υποστηρίζεται) και ότι η καμπυλότητά της εξαρτάται από την σύγκριση της τιμής της σταθεράς χρόνου του κινητήρα σε σχέση με τον χρόνο λειτουργίας του. Αυτό το σημαντικό συμπέρασμα αποδείχθηκε και δημοσιεύθηκε ήδη από το 2002 (βλέπε δημοσίευση Νο. 1, με επτά αναφορές σε περιοδικά και μια σε σχετικό βιβλίο) και το 2006 (βλέπε δημοσίευση Νο. 2). Μια από τις πρακτικές εφαρμογές αυτής της θεωρίας είναι η υλοποίηση τροχήλατου ρομποτικού οχήματος βέλτιστου προφίλ κίνησης από ερευνητές βιομηχανικών εφαρμογών (συνεργασία Κίνας-Κορέας). Οι μέχρι τότε δημοσιεύσεις και υλοποιήσεις πρότειναν τον σχεδιασμό της βέλτιστης ταχύτητας με μόνο κριτήριο την ελαχιστοποίηση του χρόνου κίνησης ή την ελαχιστοποίηση του διανυόμενου διαστήματος, κάτι που υπό το πρίσμα της νέας θεωρίας που ανέπτυξα δεν εξασφαλίζει την βέλτιστη απόδοση του συστήματος. Η δοκιμή του ρομποτικού συστήματος στέφθηκε με πλήρη επιτυχία ενώ χαρακτηριστικό

είναι ότι τα πειραματικά αποτελέσματα ξεπέρασαν σε ποιότητα τις καλύτερες προσδοκίες της μελετήτριας και κατασκευαστών.

Ότι αν ένας κινητήρας που αποτελεί μέρος ενός συστήματος γνωστού κύκλου εργασιών μελετηθεί ως σύστημα που λειτουργεί με διαδοχή επιταχυνόμενης και επιβραδυνόμενης κίνησης, τότε η τροχιά της βέλτιστης ενεργειακά ταχύτητας είναι ασύμμετρης παραβολικής μορφής, αντί της συμμετρικής παραβολικής μορφής, όπως αναφέρθηκε στο παραπάνω ρομποτικό σύστημα της δημοσίευσης No. 1. Αυτό το συμπέρασμα αποδείχθηκε και δημοσιεύθηκε ήδη από το 2006 (βλέπε εργασία No. 2).

Στο Μέρος Β προτείνω μια σειρά διαφορετικών λύσεων πρωτότυπων συστημάτων ελέγχου για την μείωση της διέγερσης των κινητήρων ώστε να μειωθεί το μαγνητικό πεδίου του κινητήρα και να επιτευχθεί ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών σε πραγματικό χρόνο. Από εδώ και στο εξής αυτός ο έλεγχος θα ονομάζεται "Ελεγχος Ενεργειακών Απωλειών" ή ΕΕΑ. Αυτά τα συστήματα ελέγχου έχουν ως κοινό χαρακτηριστικό τους ότι απαρτίζονται από δύο υποσυστήματα, όπου το ένα είναι βασισμένο σε ελεγκτές τύπου αναζήτησης ασαφούς λογικής με σκοπό την μείωση της μαγνητικής ροής και κατά συνέπεια την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών των ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων και το άλλο εκτελεί διανυσματικό έλεγχο με σκοπό τον συμβατικό έλεγχο λειτουργίας. Σε όλες τις λύσεις που προτείνω, το σήμα εξόδου που παράγεται από το υποσύστημα ασαφούς λογικής αποτελεί επιπλέον καθοριστική πληροφορία εισόδου (input) για το υποσύστημα του συμβατικού διανυσματικού ελεγκτή λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητήρα και κατά συνέπεια και για τον ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος. Με τον τρόπο αυτό βελτιώνεται αποτελεσματικά η απόδοση και η λειτουργία του μελετώμενου κινητήριου συστήματος. Μελετήθηκαν με επιτυχία τα παρακάτω νέα συστήματα ελέγχου ενεργειακών απωλειών (ΕΕΑ):

- Νέο σύστημα ελέγχου ΕΕΑ για την μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών • ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος, που περιλαμβάνει υποσύστημα με ένα ελεγκτή ασαφούς λογικής τύπου αναζήτησης και τέσσερεις επιπλέον απλούς ασαφείς ελεγκτές και ανιχνεύει ισάριθμες διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας. Σε κάθε περίπτωση λειτουργίας ο έλεγχος ανατίθεται στον αντίστοιχο ασαφή ελεγκτή. Με τον επιμερισμό των εργασιών ελέγχου σε διαφορετικούς ελεγκτές πετυχαίνω την ευκολότερη αρχική ρύθμιση τους (κατά την εγκατάσταση τους), εργασία που διεκπεραιώνεται με μετρήσεις δοκιμής και λάθους (trial and error), χρησιμοποιώντας κατάλληλο ροπόμετρο και μετρητή ισχύος, ενώ ο κινητήρας ρυθμίζεται να λειτουργεί διαδοχικά σε κάθε μια από πέντε καταστάσεις λειτουργίας. Αυτό το υποσύστημα μείωσης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών συνδυάζεται με ένα δεύτερο υποσύστημα που εκτελεί την τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου - Indirect Field Oriented Control (I-FOC). Η έξοδος του υποσυστήματος ασαφούς ελέγχου είναι το ρεύμα διέγερσης του στάτη που παράγει το μαγνητικό πεδίο στο διάκενο του κινητήρα, και αποτελεί σημαντική είσοδο για το υποσύστημα του I-FOC ελέγχου. Εκτός ελάχιστων άλλων δημοσιεύσεων της βιβλιογραφίας (μόνο δύο) είναι η πρώτη φορά που οι απώλειες μειώνονται και κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων του κινητήρα, transient states. Αυτό το νέο σύστημα ελέγχου έχει δημοσιευθεί και κατοχυρωθεί με ατομική ευρεσιτεχνία το 2008 (βλέπε δημοσίευση ευρεσιτεχνίας).
- Νέο ταχύτατο σύστημα ελέγχου ΕΕΑ για την μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος που μπορεί να εφαρμοστεί χωρίς τροποποιήσεις, σε κινητήρες ποικίλων τύπων (πχ επαγωγικό, σύγχρονο, μόνιμου μαγνήτη, DC) και ισχύος. Αποτελείται από δύο υποσυστήματα ελέγχου. Το πρώτο περιέχει δύο ασαφείς ελεγκτές, εκ των οποίων ο ένας είναι ελεγκτής τύπου αναζήτησης ασαφούς λογικής για τον έλεγχο των ενεργειακών απωλειών των καταστάσεων ισορροπίας του κινητήρα και ο άλλος είναι ασαφής ελεγκτής για τις μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας. Το δεύτερο υποσύστημα εκτελεί τον έλεγχο λειτουργίας με την συμβατική τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου Indirect Field Oriented Control (I-FOC). Η έξοδος του υποσυστήματος ασαφούς ελέγχου είναι το ρεύμα διέγερσης του στάτη που παράγει το

μαγνητικό πεδίο στο διάκενο του κινητήρα, και αποτελεί σημαντική είσοδο για το υποσύστημα του I-FOC ελέγχου. Για να επιταχυνθεί σημαντικά ο χρόνος σύγκλισης του ελεγκτή τύπου αναζήτησης (γνωστό μειονέκτημα στην βιβλιογραφία), χρησιμοποιώ συμπληρωματικά έναν ελεγκτή βασισμένο σε γενικευμένο μοντέλο απωλειών. Το γενικευμένο αυτό μοντέλο απωλειών, με τον ορισμό μόνο έξι παραμέτρων, μπορεί να περιγράψει επαρκώς τις απώλειες διαφορετικών τύπων κινητήρων. Αξίζει να σημειωθεί ότι αν και το συγκεκριμένο μοντέλο απωλειών υπάρχει στην βιβλιογραφία, δεν έχει χρησιμοποιηθεί έως τώρα σε εφαρμογές ελέγχου μείωσης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών κινητήρων συστημάτων. Το νέο ταχύτατο σύστημα ελέγχου ΕΕΑ έχει ήδη δημοσιευτεί στην δημοσίευση Νο.4. Να τονίσω ξανά ότι εκτός ελάχιστων δημοσιεύσεων (μόνο δύο) είναι η πρώτη φορά που οι ηλεκτρομαγνητικές απώλειες ενός κινητήριου συστήματος μειώνονται και κατά την διάρκεια που ο κινητήρας λειτουργεί σε μεταβατικές καταστάσεις, transient states (βλέπε δημοσιεύσεις Νο.2 έως Νο.10).

- Νέο σύστημα ελέγχου ΕΕΑ μείωσης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών που για πρώτη φορά στην βιβλιογραφία συνδυάζει την μείωση απωλειών με τον συμβατικό άμεσο έλεγχο ροπής, Direct Torque Control (DTC). Όπως και τα προηγούμενα προτεινόμενα συστήματα έτσι και αυτό αποτελείται από δύο υποσυστήματα ελέγχου. Το ένα υποσύστημα εκτελεί έλεγχο βασισμένο σε ασαφή λογική με σκοπό την μείωση του μαγνητικού πεδίο του κινητήρα ώστε να γίνει ελαχιστοποίηση των απωλειών και το άλλο εκτελεί τον έλεγχο λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητήρα με την τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής, Direct Torque Control (DTC), αντί του διανυσματικού ελέγχου ΙFOC που συνήθως προτείνεται στην βιβλιογραφία. Σε αυτό το νέο σύστημα η έξοδος του ασαφούς υποσυστήματος ελέγχου είναι η τιμή της μαγνητικής ροής του πεδίου του στάτη και αποτελεί είσοδο (τιμή αναφοράς) για τον DTC έλεγχο. Αυτό το νέο σύστημα ελέγχου ΕΕΑ αποτελεί την δημοσίευση Νο. 9, του 2010.
- Πειραματική υλοποίηση διατάξεων ελέγχου μερικών από τους παραπάνω ΕΕΑ με σκοπό την ελαχιστοποίηση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών για τριφασικούς κινητήρες επαγωγικού τύπου και για κινητήρες μόνιμου μαγνήτη, μικρής ισχύος. Στις διατάξεις αυτές χρησιμοποιώ την πλατφόρμα εργασίας eZdsp<sup>TM</sup> της Digital Spectrum με υπολογιστική μονάδα DSP TMS320F2812 της σειράς C2000 της Texas Instruments, αντιστροφέα ισχύος DMC1500 της Digital Spectrum (1.75 kW power, 350 V, 7.5 A) για τον επαγωγικό κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα 3-phase, 0.18 kW, 220/380 V, 50 Hz, 1350 rpm, Δ: 1.12 A, Y:0.65 A, φ=0.66, (60 Hz, 1620 rpm και αντιστροφέα ισχύος DMC550 της Digital Spectrum 24 V, 2.5 A για τον κινητήρα μόνιμου μαγνήτη τον κινητήρα AC Servo motor, Applied Motion products, 100 W, 24 V, TAMAGAWA SEIKI CO LTD, JAPAN.

Για τις ανάγκες υλοποίησης του Μέρους Β, μελετώ και εφαρμόζω μεθοδολογία ανάπτυξης αλγορίθμων ελέγχου κινητήρων και αυτόματης παραγωγής κώδικα για DSP (Digital Signal Processor), με δύο τρόπους που βασίζονται σε δύο διαφορετικές βιβλιοθήκες λογισμικού ελέγχου κινητήρων. Γίνεται χρήση λογισμικού της Mathworks Inc. και του Code Composer Studio της Texas Instruments. Με την μέθοδο αυτή διασυνδέω έτοιμα παραμετροποιήσιμα υποσυστήματα κώδικα (software blocks) με νέα πρωτότυπες υπομονάδες κώδικα που αναπτύσσω ειδικά για τις ανάγκες της εφαρμογής που εξετάζω. Ο παραγόμενος αλγόριθμος μετατρέπεται αυτόματα σε κώδικα για DSP.

Σύμφωνα με την μια μέθοδο ανάπτυξης αλγορίθμου, σχεδιάζω τα block διαγράμματα σε περιβάλλον Simulink χρησιμοποιώντας έτοιμα blocks κώδικα από τις βιβλιοθήκες της SimPower, και της C2000lib της Simulink, ενώ τα νέα υποσυστήματα κώδικα τα αναπτύσσω στο Fuzzy Logic Toolbox της Simulink. Αναπτύσσω τον αλγόριθμο του βέλτιστου ελέγχου σταδιακά, χρησιμοποιώντας εικονικό κινητήρα και αντιστροφέα ισχύος. Ο κώδικας για τον DSP TMS320F2812 της σειράς C2000 παράγεται αυτόματα από το Real Time Workshop της Simulink. Την μεθοδολογία αυτή την χρησιμοποιώ για την ανάπτυξη των αλγόριθμων των δημοσιεύσεων No.3-No.4, No.8-No.10.

Σύμφωνα με την άλλη μέθοδο ανάπτυξης αλγορίθμου, σχεδιάζω τα block διαγράμματα σε περιβάλλον Code Composer Studio<sup>TM</sup> της TI. Αναπτύσσω και ελέγχω τον κώδικα σταδιακά έχοντας συγχρόνως συνδεμένο τον πραγματικό ελεγκτή, τον πραγματικό κινητήρα και αντιστροφέα ισχύος (Hardware in the Loop). Η μεθοδολογία βασίζεται στη διαίρεση των εργασιών του αλγορίθμου σε μικρές ομάδες εργασιών και στη δόμηση της ροής του με βηματικό/αυξητικό τρόπο (Incremental System Build) χρησιμοποιώντας έτοιμες επαναχρησιμοποιήσιμες υπομονάδες κώδικα μαζί με τις νέες που έχω αναπτύξει. Ο κώδικας για τον DSP παράγεται επίσης αυτόματα. Η εφαρμογή αυτής της μεθοδολογίας στις δημοσιεύσεις No.5 και No.6.

# Έργο που παράχθηκε κατά την εκπόνηση της διατριβής

#### Ευρεσιτεχνίες

Σεργάκη Ελευθερία, Δίπλωμα Ευρεσιτεχνίας Αριθμ. 1006612, Διεθνής ταξινόμηση (INT.CL) HO2P 21/08, «ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΔΟΚΙΜΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ», 5-9-2008 μέχρι 6-9-2028.

#### Δημοσιεύσεις

- No.1. E. Sergaki, Prof. G.Stavrakakis, Prof. A. Pouliezos, Optimal robot speed trajectory by minimization of the actuator motor electromechanical losses. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 33: 187-207, 2002.
- No.2. E. Sergaki, Prof. G.Stavrakakis, "Optimal Speed Trajectory Tracking Of An AC Motor Drive System By Minimization Of Its Electromagnetic Losses And Fuzzy Logic Efficiency Optimization In Steady And Transient States", XVII International Conference on electrical Machines, ICEM-06, Greece, Sept. 2-5, 2006.
- No.3. Eleftheria S. Sergaki, Pavlos S. Georgilakis, Antonios G. Kladas, and George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Based On-Line Electromagnetic Loss Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, to be held at the Vilamoura, Portugal, on 6-9 September 2008, IEEExplorer, 2008.
- No.4. E. Sergaki, G.Stavrakakis, "On-Line Search Based Fuzzy Optimum Efficiency Operation in Steady and Transient States for DC and AC Vector Controlled Motors", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, IEEExplorer, 2008. (έχει 1 αναφορά, βλέπε Citation:8)
- No.5. Eleftheria S. Sergaki, George S. Stavrakakis, Kostas C. Kalaitzakis, Dimitris Piromalis, "Algorithm Implementation of an hybrid Efficiency controller incorporated to a PMSM standard FOC variable speed motor drives", *IECON-09*, 3-5 Nov. 2009, Porto, Portugal, *IEEExplorer*, 2009.
- No.6. Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, "An Hybrid Loss Minimization Controller incorporated into ACIM speed FOC motor drive, based on a General Loss Model and on a Fuzzy Logic Search Controller, for Transient and Steady States", *The Online Journal on Power and Energy Engineering (OJPEE)*, Ref. No 0013, Vol. (1), No. (1), 2009.
- No.7. Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, Dimitris Piromalis, "Methodology of Algorithm Implementation of a ACIM standard variable Speed FOC Motor Drive incorporating an Efficiency Controller", *The Online Journal on Power and Energy Engineering (OJPEE)*, Ref. No 0012, Vol. (1), No. (1), 2009.
- No.8. Eleftheria S. Sergaki, Najib Essounbouli, Kostas C. Kalaitzakis, George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Control for Motor Flux Reduction during Steady states and for Flux Recovery in Transient states of Indirect FOC AC Drives", *ICEM-2010.* (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο *IEEExplorer 2010* Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".)
- No.9. Eleftheria S. Sergaki, "Motor Flux Minimization Controller based on Fuzzy Logic Control for DTC AC Drives", *ICEM-2010*. (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο *IEEExplorer 2010 Data Base* και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".)
- No.10. Eleftheria S. Sergaki, George S. Stavrakakis, Kostas C. Kalaitzakis, "Implementation of an Real Time, Fuzzy Logic, Hybrid Loss Minimization controller incorporated to a PMSM standard IFOC variable speed motor drives", 2010. (ΥΠΟ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΗ)

#### Αναφορές από άλλους Ερευνητές (Citations)

#### Αναφορές σε Βιβλία για την Δημοσίευση Νο.1

No.1. Chapter 11, "Mimimum – Energy Motion Planning for Differential – Driven Wheeled Mobile Robots", p.194, "Motion Planning ",Edited by Xing-Jian Jing, ISBN 978-953-7619-01-5, 598 pages, Publishing date: June 2008.

#### Αναφορές σε περιοδικά για την Δημοσίευση Νο.1

- No.1. June 2006, Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, June 25 - 28, 2006, Luoyang, China, On page(s): 623-628, Henan, ISBN: 1-4244-0466-5, INSPEC Accession Number: 9077504, Digital Object Identifier: 10.1109/ICMA.2006.257643, "Energy-Optimal Planning of a Driving System with Coulomb and Viscous Frictions", Xuejun Zhu Izumi, T. Yiting Zhu, Coll. of Mech. Eng., Ningxia Univ.
- No.2. June 2007, Mediterranean Conference on Control & Automation, 2007., MED '07,Athens, p. 1-6, ISBN: 978-1-4244-1282-2, Ref. of "Minimum copper loss position control of linear synchronous motors with current limits", Chayopitak, N. Taylor, D.G., Georgia Inst. of Technol., Atlanta
- No.3. August 2007, A Thesis Doctor of Philosophy in the ,School of Electrical and Computer Engineering , Georgia Institute of Technology, "PERFORMANCE ASSESSMENT AND DESIGN OPTIMIZATION OF LINEAR SYNCHRONOUS MOTORS FOR MANUFACTURING APPLICATIONS", by Nattapon Chayopitak, [Ref.34]
- No.4. August, 2007, Journal of Intelligent and Robotic Systems, Volume 49, Number 4, p. 367-383, "Minimum-Energy Translational Trajectory Generation for Differential-Driven Wheeled Mobile Robots", Chong Hui Kim, Byung Kook Kim, [Ref.17]
- No.5. August 2007, ICAR 2007 The 13th Int. Conf. of Advanced Robotics, Jelu, Korea, "Minimum-Energy Rotational Trajectory Planning for Differential-Driven Wheeled Mobile Robots", Chong Hui Kim and Byung Kook Kim, [Ref.11]
- No.6. October 2008, Journal of Intelligent and Robotic Systems, Vol.53, p. 145-168, "Optimal Trajectory Planning for Wheeled Mobile Robots Based on Kinematics Singularity", L Gracia, J Tornero, [Ref.18]
- No.7. 2008, IEEE / ASME Transactions on Mechatronics Vol.13, (No.6), "Modeling of an Electromechanical Engine Valve Actuator Based on a Hybrid Analytical FEM Approach", di Gaeta, A. ; Glielmo, L. ; Giglio, V. ; Police, G.
- No.8. 2009, Report EE 656: Robotics & Control "Energy-Efficient Motion Control of Mobile Robots", King Fahd University of Petroleum & Minerals By Mohammad Shahab, 227598, For Dr. Ahmed Masoud, [Ref. 8]

#### Αναφορές σε περιοδικά για την Δημοσίευση Νο.3

No.1. 2009, Efficiency Optimization Control of SynRM Drive using Multi-AFLC, Mi-Geum Jang, Jae-Sun Ko, Jung-Sik Choi, Sung-Jun Kang, Jeong-Woo Baek, Soon-Young Kim, Dong-Hwa Chung, pp. 359~362 (4 pages), UCI : G300cX1272393.vn0p359.

# Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή	1
1.1. Το πρόβλημα εξοικονόμησης ενέργειας και η σημασία της ανάγκης	
για βέλτιστη απόδοση των ηλεκτρικών κινητήρων	3
1.2. Δεν αρκεί μόνο ο έλεγχος της ταχύτητας ενός κινητήρα	
για να βελτιστοποιηθεί η απόδοσή του	7
1.3. Στόχοι της διατριβής	9
1.4. Πώς η παρούσα διατριβή συμβάλει καινοτομικά στο πεδίο εφαρμογής της	10
1.5. Οργάνωση της ύλης της παρούσας διατριβής	12
1.6. Βιβλιογραφία	14

# Α΄ Μέρος

Κεφάλαιο 2: Τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων και	
ανάλυση βιβλιογραφίας	19
2.1. Εισαγωγή	21
2.2. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελεγκτών	
ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων	
άγνωστου κύκλου εργασιών	35
2.3. Συμπεράσματα	51
2.4. Βιβλιογραφία	52
Κεφάλαιο 3: Ελαχιστοποίηση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών	
ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων γνωστού κύκλου	
εργασιών με Βέλτιστο Έλεγχο	63
3.1. Εισαγωγή	65
<ol> <li>Βιβλιογραφική ανασκόπηση για τον βέλτιστο σχεδιασμό κίνησης</li> </ol>	
ρομποτικού συστήματος	66
3.3. Βέλτιστος έλεγχος σερβομηχανισμών με συναρτήσεις κόστους	
(Cost Indexes)	67
3.4. Βελτίωση απόδοσης ρομποτικών οχημάτων (WMR)	68
3.5. Προτεινόμενος σχεδιασμός προφίλ ταχύτητας ελαχιστοποίησης	
ηλεκτρομαγνητικών απωλειών (Minimum Loss Velocity Control)	
για σταθερό χρόνο κίνησης του WMR	73
3.6. Προτεινόμενο προφίλ ταχύτητας ελάχιστων απωλειών	
(Minimum Energy velocity control), σε σταθερό χρόνο κίνησης WMR,	
όταν η βέλτιστη ταχύτητα υπολογίζεται ανεξάρτητα	
για την περιοχή επιτάχυνσης από την περιοχή επιβράδυνσης	82
3.7. Συμπεράσματα	88
3.8. Βιβλιογραφία	90

# Β΄ Μέρος

Κεφάλαιο 4: Ελαχιστοποίηση απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημά	των
με ελεγκτές ασαφούς λογικής κατά τις μεταβατικές	
καταστάσεις τους	95
4.1. Εισαγωγή	97
4.2. Προτεινόμενο σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ)	
βασισμένη σε ελεγκτές ασαφούς λογικής	109
4.3. Υλοποίηση του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου ελαχιστοποίησης	
απωλειών ασαφούς λογικής στην Simulink	123
4.4. Προσομοίωση της βηματικής ρύθμισης των συνιστωσών	
των ρευμάτων του στάτη με τον ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών	129
4.5. Αυτόματη παραγωγή κώδικα του ασαφή ελεγκτή στην Simulink	
για υλοποίηση σε DSP	132
4.6. Πειραματική υλοποίηση του προτεινόμενου αλγόριθμου	133
4.7. Παρουσίαση και συγκριτική ανάλυση των καινοτόμων σημείων του	
προτεινόμενου ελέγχου με τις υπάρχουσες πιο σχετικές δημοσιεύσεις	133
4.8. Συμπεράσματα	140
4.9. Βιβλιογραφία	141
Κεφάλαιο 5: Νέα γρήγορη μέθοδος βέλτιστου ελέγχου, ανεξάρτητη	
παραμέτρων κινητήρα, για όλες τις καταστάσεις	
λειτουργίας του	143
5.1. Εισαγωγή	145
5.2. Νέο προτεινόμενο γρήγορο σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης	
ηλεκτρομαγνητικών απωλειών με συνδυασμό IFOC ελέγχου	146
5.3. Τεχνική έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (IFOC) που χρησιμοποιώ	153
5.4. Μεθοδολογία του πλήρους νέου γρήγορου προτεινόμενου ελέγχου	155
5.5. Προσομοιώσεις του νέου προτεινόμενου γρήγορου συστήματος	
ελαχιστοποίησης απωλειών για PMSM drive	158
5.6. Προσομοιώσεις του νέου προτεινόμενου γρήγορου συστήματος	
ελαχιστοποίησης απωλειών για AC Induction Motor Drive (ACIM)	162
5.7. Συμπεράσματα	165
5.8. Βιβλιογραφία	165
Κεφαλαίο 6: Προτεινομένος ελεγχος λειτουργίας ηλεκτρικών κινητηριών	
συστηματων με αμεσο ελεγχο ροπης (DTC) και	1/0
ελαχιστοποιηση απωλειών με ελεγκτες ασαφούς λογικής	109
6.1. Εισαγωγη	1/1
6.2. Προτεινομενο συστημα ελαχιστοποιησης ηλεκτρομαγνητικών	
απωλείων ΗΚΣ με συνουασμο της τεχνικής DTC, σε λειτουργία	107
μεταρατικών καταστασεών και ισορροπίας	186
ο.5. Αποτελεσματά προσομοιωσεών προτεινομενου αλγοριθμου ελεγχου	195
6.4. Πειραματικα αποτελεσματα υλοποιησης προτεινομενου	100
αλγοριθμου ελεγχου	198
6.5. Συμπερασματα	198
6.6. Βιβλιογραφια	199

Κεφάλαιο 7: Ανάπτυξη αλγορίθμων βέλτιστου ελέγχου κινητήρων	
και αυτόματη παραγωγή κώδικα με Simulink για υλοποίηση	
σε DSP	.203
7.1. Εισαγωγή	.204
7.2. Βιβλιογραφική ανασκόπηση για την ανάπτυξη αλγόριθμου	
και κώδικα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων	.205
7.3. Εργαλεία της Simulink για τον αλγόριθμο ελέγχου ηλεκτρικών	
κινητήριων συστημάτων	.206
7.4. Αυτόματη παραγωγή κώδικα του προτεινόμενου αλγόριθμου για	
υλοποίηση σε DSP	.223
7.5. Συμπεράσματα	.223
7.6. Βιβλιογραφία	.225
Κεφάλαιο 8: Ανάπτηξη αλγορίθμων ελένγοη ελαγιστοποίησης απωλειών	
πλεκτοικών κινητήσιων συστημάτων και αυτόματη παραγωνή	
κώδικα για DSP με το λογισμικό CCS <sup>TM</sup>	.229
81 Εισανωνή	230
8.2. Διάνραμμα ροής σημάτων προτεινόμενου αλνορίθμου βέλτιστου ελένγου	
βασισμένου σε ασαφείς ελεγκτές για ηλεκτοικό κινητήριο σύστημα	
που ελένγεται με έμμεσο διανυσματικό έλενγο	231
8.3. Πρακτικά προβλήματα οργάνωσης και υλοποίησης του	01
ποστεινόμενου αλνόσιθμου.	.235
8.4. Υλικό και λογισμικό που γρησιμοποιώ για την ανάπτυξη του αλγόριθμου	.237
8.5. Εφαρμογή μεθοδολογίας βηματικής ανάπτυξης του προτεινόμενου	
βέλτιστου ελέγγου ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος	
(Motor Drive Control) στο περιβάλλον CCS <sup>TM</sup>	.242
8.6. Συμπεράσματα	.248
8.7. Βιβλιογραφία	.248
Κεφάλαιο 9: Ψηφιακή υλοποίηση ποοτεινόμενου ελέννου ελανιστοποίησης	
απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων με ψηφιακό	
επεξεργαστή σήματος (DSP)	.251
9.1. Εισαγωγή	.253
9.2. Ψηφιακή ανάπτυξη του προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης	
απωλειών βασισμένου σε ασαφείς ελεγκτές με ψηφιακό	
επεξεργαστή σήματος (DSP)	.253
9.3. Σύγκριση μεταξύ DSP, FPGA και μC	.256
9.4. Σύγκριση δυνατοτήτων DSP 16 bit και 32 bit, σταθερής και κινητής	
υποδιαστολής (Fixed-point/Floating-point)	
σε εφαρμογές ελέγχου κινητήρων	.259
9.5. Επιλογή του DSP που χρησιμοποιώ	.263
9.6. Ψηφιακή υλοποίηση των ασαφών ελεγκτών που χρησιμοποιώ με DSP	.266
9.7. Κύρια χαρακτηριστικά του TMS320F2812 DSP	.268
9.8. Συμπεράσματα	.272
9.9. Βιβλιογραφία	.273

Κεφάλαιο 10: Πειραματική υλοποίηση προτεινόμενου ελεγκτή	
ελαχιστοποίησης απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων	
συστημάτων με ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP)	275
10.1. Εισαγωγή	276
10.2. Διαδικασία δοκιμής κινητήριων συστημάτων	276
10.3. Εκτίμηση της απόδοσης κινητήριου συστήματος	277
10.4. Πειραματική μέτρηση απόδοσης κινητήριου συστήματος	277
10.5. Εκτίμηση της κυμάτωση της ροπής	277
10.6. Πειραματική μέτρηση της κυμάτωσης ροπής του κινητήρα	278
10.7. Εκτίμηση της ευστάθειας του κινητήρα (stability)	278
10.8. Εκτίμηση του χρόνου απόκρισης του κινητήρα	279
10.9. Σημεία δοκιμής για την εκτίμηση της απόδοσης του προτεινόμενου	
ελέγχου κινητήριων συστημάτων	280
10.10. Τραπέζι δοκιμών κινητήρα	280
10.11. Επιλογή του κινητήρα δοκιμής και του κινητήρα πέδησης	
που χρησιμοποιώ	283
10.12. Επιλογή του αισθητήρα ροπής (Torque Sensor)	284
10.13. Μέτρηση της ισχύος εισόδου/εξόδου στον αντιστροφέα ισχύος	285
10.14. Επιλογή αντιστροφέα ισχύος VFD (Variable Frequency Drive)	288
10.15. Ρυθμίσεις ADC Gain/Offset στους DMC 1500 και DMC 550	289
10.16. Μέτρηση ρεύματος και τάσης στους αντιστροφείς ισχύος	289
10.17. Επιλογή αισθητήρα ταχύτητας (position sensor) - μέτρηση ταχύτητας	292
10.18. Ψηφιακή υλοποίηση προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών	293
10.19. Καινοτόμος πειραματική ρύθμιση των ασαφών ελεγκτών	
που αποτελούν το σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης των απωλειών	294
10.20. Πειραματικές μετρήσεις του προτεινόμενου ελέγχου του Κεφαλαίου 4	294
10.21. Πειραματικές μετρήσεις για τον προτεινόμενο έλεγχο του Κεφαλαίου 5	303
10.22. Συμπεράσματα	304
10.23. Βιβλιογραφία	305

# 

# Γ΄ Μέρος

Παράρτημα 1: Ρομποτικά οχήματα - Pontryagin's maximum principle	315
1.1. Ανάλυση φυσικών μεταβλητών ρομποτικού οχήματος	315
1.2. Pontryagin's maximum principle	316
1.3. Βιβλιογραφία	317
Παράρτημα 2: Απόδοση ηλεκτρικών κινητήρων	319
2.1. Πραγματική και άεργη ισχύς ηλεκτρικών κινητήρων	319
2.2. Τι είναι ο συντελεστής ισχύος των κινητήρων;	320
2.3. Πώς συνδέονται ο συντελεστή ισχύος και η απόδοση των κινητήρων;	321
Παράρτημα 3: Συμβατικές τεχνικές ελέγχου	323
3.1. Σύγκριση συμβατικών τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικού κινητήρα	323
3.2. Η τεχνική βαθμωτού ελέγχου (V/Hz)	324
3.3. Η τεχνική διανυσματικού ελέγχου (FOC)	324

<ul><li>3.4. Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής (DTC)</li><li>3.5. Βιβλιογραφία</li></ul>	325
Παράρτημα 4: Βήματα ανάπτυξης προτεινόμενου αλγορίθμου	327
Παράρτημα 5: Blocks κώδικα που περιλαμβάνονται στον προτεινόμενο	
βέλτιστο ασαφή έλεγχο μείωσης των απωλειών	
για FOC PMSM Drive	333
5.1. Πλήρες διάγραμμα κώδικα στην Simulink	333
5.2. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine'	334
5.3. Embedded Controller: Block 'Inputs'	344
Παράρτημα 6: Μέθοδοι γραμμικοποίησης δυναμικών εξισώσεων κινητήρα.	351
6.1. Μέθοδοι γραμμικοποίησης δυναμικών εξισώσεων κινητήρα	351
6.2. Βιβλιογραφία	352
Παράρτημα 7: Έλεγχος σερβομηχανισμών	353
7.1. Σύστημα ελέγχου ταχύτητας-κίνησης σερβομηχανισμού	353
7.2. Επικοινωνίες	354
7.3. Έλεγχος DC σερβομηχανισμού ρομπότ	355
7.4. Βιβλιογραφία	355
Παράρτημα 8: Αισθητήρες ταχύτητας	357
8.1. Μέτρηση στροφών του κινητήρα.	357
8.2. Αισθητήρας τύπου Hall	
8.3. Βιβλιογραφία	361
Παράρτημα 9: Στοιχεία και ψηφιακός έλεγχος κινητήρων	363
9.1. Είδη συνδεσμολογίας τριφασικών κινητήρων και όρια	
των ρευμάτων διέγερσης τους	
9.2. Στοιχεία κινητήρων	
9.3. Ψηφιακός έλεγχος κινητήρων	
Παράρτημα 10: Συναρτησιακές συλλογιστικές ελεγκτών	
ασαφούς λογικής - Συνάρτηση κριτηρίου	
10.1. Περιγραφή με ασαφή λογική και αριθμητική περιγραφή	369
10.2. Συναρτησιακή συλλογιστική Mamdani	
10.3. Συναρτησιακή συλλογιστική Lusing Larson	
10.4. Συναρτησιακή συλλογιστική Takagi-Sugeno μηδενικού βαθμού	
10.5. Συναρτησιακή συλλογιστική Takagi-Sugeno 1ου βαθμού	
10.6. Μέθοδοι αποσαφοποίησης	
10.7. Ανάπτυξη συνάρτησης κριτηρίου για τον προτεινόμενο	
βέλτιστο ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης	
10.8. Βιβλιογραφία	377
Παράρτημα 11: Περιλήψεις των δημοσιεύσεων που εκπονήθηκαν	
κατά τη διατριβή	

# **Κεφάλαιο 1**Εισαγωγή

# 1.1. Το πρόβλημα εξοικονόμησης ενέργειας και η σημασία της ανάγκης για βέλτιστη απόδοση των ηλεκτρικών κινητήρων

Η στάση της διεθνούς κοινότητας απέναντι στο φαινόμενο της επιβάρυνσης της ατμόσφαιρας από την καύση των στερεών και υγρών καυσίμων για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και των κλιματικών αλλαγών που αποφέρουν εκφράζεται στο πρωτόκολλο του Kyoto. Αυτό είναι μια σύμβαση πλαισίου του ΟΗΕ για την προστασία από την δραματική αλλαγή του κλίματος (CCNUCC), η οποία εγκρίθηκε εν μέρει τον Δεκέμβριο του 1997. Το πρωτόκολλο του Κνοτο αναφέρεται σε νομικά κατογυρωμένες δεσμεύσεις των βιομηγανικά αναπτυγμένων κρατών να μειώσουν τις εκπομπές έξι αερίων που ευθύνονται για το φαινόμενο του θερμοκηπίου (διοξείδιο του άνθρακα, μεθάνιο, μονοξείδιο του αζώτου, υδροφθοράνθρακες. φθοράνθρακες και εξαφθοριούχο θείο) μέσα στην περίοδο 2008-2012, σε ποσοστό 5.2% σε σχέση με τα επίπεδα του 1990. Στις 31 Μαΐου 2002 τα κράτη μέλη της Ευρωπαϊκής Ένωσης επικύρωσαν το πρωτόκολλο του Kyoto. Η επικύρωσή του από τη Ρωσία το 2004 επέτρεψε να τεθεί αυτό σε ισχύ από τις 16 Φεβρουαρίου 2005 και να καταστεί δεσμευτικό, τουλάχιστον για τα κράτη που το υπέγραψαν. Το πρωτόκολλο προβλέπει ο συνολικός στόχος της Ευρωπαϊκής Ένωσης να είναι η μείωση των εκπομπών κατά 8% σε σχέση με τα επίπεδα του 1990. Ο διακανονισμός των επιμέρους υποχρεώσεων ανάμεσα στα κράτη μέλη παρουσιάζει σημαντικές διαφοροποιήσεις. Στην Ελλάδα έχει επιτραπεί να αυξήσει τις εκπομπές των αερίων που ευθύνονται για το φαινόμενο του θερμοκηπίου κατά ανώτατο όριο 25% μέχρι το 2010 σε σχέση με τα επίπεδα του 1990. Σύμφωνα με στοιχεία του Εθνικού Αστεροσκοπείου Αθηνών, μέχρι το 2000 οι εκπομπές της χώρας μας είχαν ήδη αυξηθεί κατά 23.4%, ενώ σύμφωνα με τις προβλέψεις, η αύξηση των εκπομπών στο τέλος του 2010 θα ανέρχεται στο 36%. Το 2003, οι συνολικές εκπομπές αυτών των έξι αερίων στις χώρες της Ευρωπαϊκής Ένωσης (ΕΕ) ήταν κατά 1.7% χαμηλότερες σε σχέση με τα επίπεδα του 1990.

Σύμφωνα με μελέτες στην Ευρώπη [1], [2], [3], [4], [5], και σύμφωνα με το Department of Energy (DOE) των ΗΠΑ, τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα καταναλώνουν σημαντική ποσότητα της παραγόμενης ενέργειας. Το έτος 2000, για την ΕΕ από την συνολική κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας (2574x10<sup>9</sup> kWh) περίπου το 37% (951x10<sup>9</sup> kWh) του συνόλου καταναλώνεται στην βιομηχανία και από αυτό το ποσοστό το 65% - 70% (614x10<sup>9</sup> kWh) καταναλώνεται από τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα. Δηλαδή στην ΕΕ το 24% του συνόλου της ηλεκτρικής ενέργειας καταναλώνεται από τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα. Αντίστοιχα στις ΗΠΑ το ποσοστό για τα κινητήρια συστήματα έχει εκτιμηθεί στο 67% της ενέργειας που καταναλώνεται στην βιομηχανία.

Σύμφωνα με τις ίδιες πηγές περίπου το 60% των ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων αφορούν συστήματα συμπίεσης αέρα, άντλησης, εξαερισμού και κλιματισμού. Λοιπές εφαρμογές αποτελούν η επεξεργασία υλικών (πχ μύλοι, αναμίκτες, φυγοκεντρικές μηχανές, κ.λπ.) καθώς και εφαρμογές χειρισμού των υλικών (πχ μεταφορείς, ανελκυστήρες, κλπ). Εξαιρετικά σημαντικό είναι ότι έχει εκτιμηθεί πως το 44% των ηλεκτρικών μηγανών λειτουργούν για μεγάλες χρονικές περιόδους σε λιγότερο από 40% του πλήρους φορτίου τους ή λειτουργούν σε συνθήκες «μεταβλητών φορτίων» και έτσι σπαταλούν μεγαλύτερα ποσά ηλεκτρικής ενέργειας από τα απαιτούμενα για την επίτευξη του μηγανικού έργου τους. Οι μηχανές έχουν μικρή απόδοση όταν λειτουργούν με χαμηλά φορτία επειδή έχουν σχεδιαστεί να αποδίδουν καλύτερα όταν λειτουργούν στην περιοχή υψηλού φόρτου, περίπου στο 75%-90% της ονομαστικής τους ροπής. Παραδείγματος χάριν, κατά τον σχεδιασμό μιας εφαρμογής για κυλιόμενες σκάλες η ηλεκτρική ισχύς του κινητήρα επιλέγεται για το σενάριο «βαριάς γρήσης», στο οποίο δύο επιβάτες στέκονται σε κάθε σκαλί. Επειδή αυτό το σενάριο συμβαίνει σπάνια (περίπου στο 1% του χρόνου λειτουργίας) σημαίνει ότι η ηλεκτρική μηχανή στον περισσότερο χρόνο λειτουργίας της είναι ελαφριά φορτωμένη σπαταλώντας ηλεκτρική ενέργεια. Γενικά ισχύει ότι οι ηλεκτρικές μηχανές λειτουργούν με τον μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης όταν είναι φορτωμένες στο 75%-90% του πλήρους φορτίου τους. Η απόδοσή τους μειώνεται ελαφρά μέγρι το φορτίο να φθάσει στο περίπου 50% και η απόδοση τους μειώνεται δραματικά αν το φορτίο ελαττωθεί στο 25% ή ακόμα περισσότερο. Στο Σχήμα 1.1: περιγράφεται σε διάγραμμα η μεταβολή του βαθμού απόδοσης σε σχέση με το φορτίο του κινητήρα, για διαφορετικά μεγέθη κινητήρων.



Σχήμα 1.1: Ο βαθμός απόδοσης των κινητήρων μειώνεται δραματικά όταν οι κινητήρες λειτουργούν κάτω από το 40% του ονομαστικού τους φορτίου. (Πηγή: U.S. Energy Information Administration).

Σε κάποιες εφαρμογές ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων, όπως πχ στα κλιματιστικά και στις κυλιόμενες σκάλες, οι κινητήρες είναι υπογρεωμένοι να λειτουργούν ξεκινώντας και σταματώντας συνεχώς. Για παράδειγμα, μια τυπική μονάδα κλιματιστικού 18000 BTU έχει ισχύ P=1850 W με Συντελεστή Ισχύος (|cosφ|) περίπου ίσο με 0.9 για τάση λειτουργίας U=230 V μονοφασικό (ασφαλίζεται με μικρο-αυτόματο 16 A). Εάν μία τέτοια μονάδα λειτουργεί 14 ώρες ημερησίως στη θερινή περίοδο σε ένα γώρο με μέτριες θερμικές απώλειες αναμένονται περίπου 8-10 εκκινήσεις συνολικά, στην διάρκεια των οποίων το φορτίο δεν είναι σταθερό. Ο τρόπος του ελέγχου των κλιματιστικών μέχρι σήμερα συνηθίζεται να είναι η ρύθμιση του ρεύματος εκκίνησης με συμβατικό μετατροπέα ισχύος (inverter) παρουσιάζοντας αδυναμία ακριβούς προσαρμογής του κινητήρα στην καμπύλη του φορτίου κατά τη λειτουργία του. Στα περισσότερα κλιματιστικά ο συμπιεστής (compressor) οδηγείται από επαγωγικό κινητήρα που τίθεται σε λειτουργία σταθερής ταχύτητας και ελέγχου με την τεχνική του θερμοστάτη. Τα προβλήματα που δημιουργούνται κατά την εκκίνηση (αρχικά στις χαμηλές στροφές περιστροφής κινητήρα) είναι η τιμή του Συντελεστή Ισχύος ([cosφ]) να είναι ιδιαίτερα χαμηλή και η εισαγωγή αρμονικών στο ηλεκτρικό δίκτυο με αντίστοιχη υποβάθμιση της ποιότητας της ηλεκτρικής τάσης. Οι αρμονικές που εγχέονται στο δίκτυο επηρεάζουν τον υπόλοιπο εξοπλισμό δημιουργώντας αυξημένες απώλειες, θέρμανση των κινητήρων, των καλωδίων και των μετασχηματιστών καθώς και παρεμβολές σε ηλεκτρονικό εξοπλισμό και ευαίσθητες ηλεκτρονικές διατάξεις. Κατά τη διάρκεια των εκκινήσεων το ρεύμα εκκίνησης είναι πολλαπλάσιο (5-6 φορές μεγαλύτερο) του αντίστοιγου κανονικής λειτουργίας και προκαλεί τοπική πτώση τάσης στο δίκτυο. Συγκεκριμένα, αν κατά την λειτουργία του κλιματιστικού δεν υπάρχει ακριβής δυνατότητα προσαρμογής των στροφών του κινητήρα στην καμπύλη του φορτίου, τότε έχουμε ιδιαίτερα χαμηλό συντελεστή ισχύος για φόρτιση μικρότερη του 100% (ιδανική συνθήκη). Ενδεικτικά για φόρτιση 100% έχουμε Συντελεστή Ισχύος (cosφ) =0.9, για φόρτιση 75% έχουμε Συντελεστή Ισχύος (cosφ) =0.87, για φόρτιση 50% Συντελεστή Ισχύος (cosφ) =0.78 και για φόρτιση 25% Συντελεστή Ισχύος (cosφ) =0.6. Οι συμπιεστές των κλιματιστικών έχουν μεγάλο περιθώριο εξοικονόμησης ενέργειας γιατί το φορτίο τους είναι ανάλογο της ταχύτητας και η ισχύς εισόδου τους είναι ανάλογη στον κύβο της ταχύτητας [6]. Το 2004 οι Chen, S.L. & Tsay, Μ.Τ. προτείνουν ότι ο κινητήρας του συμπιεστή, που από την κατασκευή του λειτουργεί σε σταθερή ταχύτητα, μπορεί να βελτιώσει την απόδοσή του και να αυξήσει την ζωή του με το να προστεθεί ένας ελεγκτής ταχύτητας. Η αιτία είναι ότι με την τεχνική του θερμοστάτη, το άνοιγμα και κλείσιμο του συμπιεστή σε υψηλές ταχύτητες και φορτία προκαλεί στιγμιαία υψηλά ρεύματα εκκίνησης που καταπονούν το κιβώτιο ταχυτήτων (bearing) του συμπιεστή.

Η χρήση των ηλεκτρικών κινητήρων στα αμιγώς ηλεκτρικά αλλά και υβριδικά αυτοκίνητα είναι επίσης μια περιοχή εφαρμογών όπου η εξοικονόμηση ενέργειας και η ταυτόχρονη ρύθμιση των στροφών του κινητήρα είναι πολύ σημαντικά. Φαίνεται ότι η κατασκευή και εμπορία τέτοιου τύπου αυτοκινήτων θα αποτελέσει ένα από τα μεγαλύτερα στοιχήματα της παγκόσμιας βιομηχανίας για τα χρόνια που έρχονται, και η έρευνα που σχετίζεται με τη σχεδίαση και λειτουργία τους έχει αποκτήσει ιδιαίτερη βαρύτητα.

Η αύξηση της κατακόρυφης δόμησης και η δυνατότητα κατασκευής κτιρίων ύψους 200-300 m έχει φέρει επίκαιρο το θέμα των κατακόρυφων μεταφορών με ασανσέρ. Σε αυτές τις εφαρμογές χρησιμοποιούνται ασανσέρ χωρίς σχοινί και αντίβαρο και πολλοί κλωβοί κινούνται στην ίδια σήραγγα. Προκειμένου να εξοικονομηθεί ενέργεια είναι σημαντικό τόσο η βέλτιστη ρύθμιση της διέγερσης των ηλεκτρικών κινητήρων όσο και ο σχεδιασμός της βέλτιστης μορφής της ταχύτητας των κλωβών ώστε να έχουμε ελαχιστοποίηση των ελέγξιμων απωλειών (ηλεκτρομαγνητικών).

Παλαιότερα, στα κινητήρια συστήματα χρησιμοποιούταν μόνο οι DC κινητήρες που ελέγχονται με απλούστερο τρόπο ένεκα του ότι η σχέση ταχύτητας και τάσης διέγερσης έχουν γραμμική σχέση. Το συγκεκριμένο όμως πλεονέκτημα χάνεται αν συνυπολογίσουμε τους εκ κατασκευής περιορισμούς τους. Για παράδειγμα, οι κινητήρες αυτοί έχουν ανάγκη από συχνή συντήρηση, λόγοι ασφαλείας περιορίζουν σημαντικά την δυνατότητα να λειτουργούν σε οποιαδήποτε περιβάλλον (εκρηκτικά, εύφλεκτα υλικά κλπ), η ταχύτητά τους είναι περιορισμένη λόγω του μηχανικού μεταγωγέα (commutator) και τέλος είναι δύσχρηστοι λόγω μεγάλου βάρους και ακριβοί. Αντίθετα οι επαγωγικοί κινητήρες είναι πιο ισχυροί και αξιόπιστοι αλλά ο έλεγχός τους είναι πολύπλοκος και χρειάζεται εξειδικευμένη επεξεργασία σήματος προκειμένου να πετύχουμε συμπεριφορά λειτουργίας ανάλογη με εκείνη των DC κινητήρων [13].

Σήμερα, σε όλα τα συστήματα που έχω περιγράψει παραπάνω, χρησιμοποιούνται τόσο επαγωγικοί όσο και DC κινητήρες, με τους πρώτους να παρουσιάζουν περισσότερα πλεονεκτήματα έναντι των δεύτερων. Οι επαγωγικού τύπου χρησιμοποιούνται σε ποικίλες εφαρμογές που περιλαμβάνουν την οικιακή χρήση, την βιομηχανία, τον αγροτικό τομέα, τις μεταφορές, και πολλούς άλλους τομείς. Επηρεάζουν άμεσα την ποιότητα ζωής μας ρυθμίζοντας κρίσιμες παραμέτρους όπως η θέρμανση, ο δροσισμός, οι κατασκευές, η συντήρηση κ.α. Λόγω του μεγάλου αριθμού των εγκατεστημένων κινητήρων και της υψηλής κατανάλωσης τους, ακόμα και μια ελάχιστη θα έχει πολλή μεγάλη θετική επίδραση στην οικονομία ενέργειας σε παγκόσμια κλίμακα [8].

To 1992 οι Domijan, A.; Hanhock, O. and Maytrott, C. [9], το 1994 οι Stebbins, W.L. [10], και το 2001 οι Abrahamsen, F.; Blaabjerg, F.; Pedersen, J.K.; Pedersen, J.K. and Thoegersen, P.B. [11], εντοπίζουν ότι το μεγάλο μέρος της εξοικονόμησης ενέργειας αφορά τους επαγωγικούς κινητήρες στα συστήματα θέρμανσης και αερισμού (HVAC) επειδή καταναλώνουν πολλή ενέργεια και ενώ επιλέγονται για καταστάσεις πλήρους φορτίου, λειτουργούν στον περισσότερο χρόνο τους σε χαμηλά φορτία.

Για να ρυθμίσουμε και να ελέγξουμε την λειτουργία και απόδοση τόσο των επαγωγικών όσο και των DC κινητήρων, χρησιμοποιούμε ηλεκτρονικές διατάξεις (ελεγκτές) που υλοποιούν διάφορα μοντέλα βελτιστοποίησης. Το συγκεκριμένο πεδίο έρευνας παρουσιάζει έντονη δραστηριότητα ένεκα της αυξημένης ανάγκης για έλεγχο των τόσο διαδεδομένων ηλεκτρικών

κινητήρων γενικότερα. Οι συμβατικοί ελεγκτές ηλεκτρικών κινητήρων είναι αντιστροφείς ισχύος (inverter) που μπορούν να ρυθμίζουν την συχνότητα και την τάση της ηλεκτρικής πηγής. Είναι σχεδιασμένοι να ελέγχουν την ταχύτητα ή και την θέση του κινητήρα σε σχέση με τις μεταβολές του φορτίου του κινητήρα και παρεμβάλλονται μεταξύ της πηγής ηλεκτρικής ισχύος και του κινητήρα. Η παρουσία των αντιστροφέων ισχύος προσθέτει απώλειες στο κινητήριο σύστημα καθότι οι ίδιοι δημιουργούν πρόσθετες απώλειες. Ο έλεγχος της ταχύτητας ή και της θέσης του κινητήρα σύμφωνα με την μεταβολή του φορτίου, ό $\pi$ ως επιτυγχάνεται μέσω του αντιστροφέα ισχύος, δεν βελτιώνει απαραίτητα την απόδοση του κινητήρα και προσθέτει επιπλέον απώλειες. Όπως δείχνει το Σχήμα 1.2: οι απώλειες του αντιστροφέα ισχύος εξαρτώνται από τις συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα.







Ένας λόγος που οι συμβατικοί ελεγκτές δεν βελτιώνουν απαραίτητα την απόδοση του κινητήρα είναι η πολυπλοκότητα του ελεγκτή να ικανοποιεί δυνητικά αντιφατικές απαιτήσεις και ο μεγάλος αριθμός μεταβλητών που εμπλέκονται σε ένα τέτοιο σύστημα. Η υλοποίηση ενός ελεγκτή ταχύτητας / φορτίου με σύγχρονη βελτίωση της απόδοσης του κινητήρα και που να μπορεί εύκολα να προσαρμοσθεί σε ένα υπάρχον κινητήριο σύστημα είναι δύσκολο να επιτευχθεί. Οι δοκιμές που έκανε η εταιρεία παραγωγής Ηλεκτρικής ενέργειας στις ΗΠΑ (NYSE:NV Energy), από την εγκατάσταση ενός βέλτιστου ελεγκτή (μη συμβατικού) που ελέγχει συγχρόνως την ταχύτητα και την απόδοση ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος σε μια εφαρμογή για δύο κυλιόμενες σκάλες (η μια για επάνω κίνηση, η άλλη για κάτω κίνηση) για κινητήρες 40 HP, έδειξε ότι έχοντας συνεχή λειτουργία των κινητήρων (αντί των συνεχών εκκινήσεων) με την χρήση αυτού του βέλτιστου ελεγκτή μειώθηκαν τα κιλοβάτ (KW) που καταναλώθηκαν και η αποταμίευση πραγματικής ηλεκτρικής ισχύος ήταν 34% για την επάνω κίνηση της σκάλας και 36.5% στην κάτω κίνηση της σκάλας.

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι με την αποφυγή των συχνών εκκινήσεων, επιλέγοντας δηλαδή την συνεχή λειτουργία ενός κινητήριου συστήματος, και με τη εφαρμογή βέλτιστου ελέγχου, μπορεί να εξοικονομηθούν μεγάλα ποσά ηλεκτρικής ενέργειας και να έχουμε άμεσα σημαντικό οικονομικό κέρδος και βελτίωση του περιβαλλοντικών επιπτώσεων που προκαλεί η μείωση της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας (πχ μείωση καύσης των υγρών και στερεών καυσίμων).

Η μελέτη των De Almeida et al. το 2005 [12] εκτιμά ότι αν τα κινητήρια συστήματα σταθερής ταχύτητας αντικατασταθούν με συμβατικά μεταβλητής ταχύτητας θα εξοικονομηθούν τα παρακάτω ποσά ενέργειας:

- Στα συστήματα αερισμού 25-30%
- Στους συμπιεστές 15-20%
- Στα ασανσέρ περισσότερο από 81% όταν περιλαμβάνουν και παραγωγή φρεναρίσματος.

Επιπλέον, η μελέτη των De Keulenaer et al. το 2004 [1], για τις χώρες τις ΕΕ εκτιμά μόνο για την βιομηχανία (χωρίς να συμπεριλαμβάνει μέσα συγκοινωνίας) ότι αν οι κινητήρες λειτουργούν με βέλτιστο έλεγχο, η ΕΕ θα πετύχει:

- Περίπου 7.2% μείωση κατανάλωσης ηλεκτρικής ενέργειας (202 δις kWh),
- Το ¼ των εκπομπών του CO<sub>2</sub> που έχει θέσει για στόχο με το Kyoto (79 δις τόνους CO<sub>2</sub>),
- Ελάττωση κατά 6% στην εισαγωγή ενέργειας,
- Κέρδος σε έξοδα συντήρησης, σε περιβαλλοντικό κόστος, κλπ.

Η ανάπτυξη των αλγορίθμων και της τεχνολογίας που ελέγχουν τους ηλεκτρικούς κινητήρες ώστε να καταναλώνουν βέλτιστο ποσό ηλεκτρικής ισχύος, (χωρίς αυτή η μείωση της ενεργειακής κατανάλωσης να επηρεάζει την δυναμική συμπεριφορά του κινητήρα σε ξαφνικές αλλαγές φορτίου ή ταχύτητας, την μακροζωία του κ.ά.) θεωρείται ένας από τους σημαντικότερους «πράσινους πόρους» (green resource) όπως για παράδειγμα η ηλιακή, η αιολική ενέργεια, η ενέργεια υδρογόνου ή η γεωθερμία.

### 1.2. Δεν αρκεί μόνο ο έλεγχος της ταχύτητας ενός κινητήρα για να βελτιστοποιηθεί η απόδοσή του.

Τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα μεταβλητής ταχύτητας (Variable Speed Drives - VSD) παρέχουν καλύτερη ποιότητα και υψηλότερη παραγωγικότητα στην βιομηχανία και στις οικιακές εφαρμογές. Για ευρεία περιοχή εφαρμογών χρησιμοποιείται ένα κινητήριο σύστημα σταθερής ταχύτητας επειδή έχει μικρό αρχικό κόστος επένδυσης (τουλάχιστον τρεις φορές φθηνότερο), στη συνέχεια όμως έχει περισσότερα έξοδα λόγω χαμηλής απόδοσης. Στο Οφαίνεται η βελτίωση της απόδοσης ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος VSD B. Bose [24].

Από το 1990, όταν η τεχνολογία με την ανάπτυξη των ψηφιακών επεξεργαστών σήματος επέτρεψε την υλοποίηση των ελεγκτών ταχύτητας, τα επαγωγικά κινητήρια συστήματα έγιναν επίκαιρα στην βιομηχανία και στις οικιακές εφαρμογές [14]. Η μελέτη των De Almeida et al., 2005 [12] εκτιμά ότι το 2004 το 25% των νέων ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων μεταβλητής ταχύτητας ελέγχονται από ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος.

Τα επαγωγικά κινητήρια συστήματα όταν λειτουργούν με την ονομαστική τιμή του πεδίου τους μπορεί να κάνουν καλή χρήση του σιδήρου του κινητήρα και να αποδώσουν την μέγιστη ροπή από ρεύμα στάτη (torque per stator ampere) και η απόδοσή τους είναι σύμφωνη με την πρόβλεψη του κατασκευαστή αν και το εξωτερικό φορτίο που εφαρμόζεται στο σύστημα είναι μέγιστο. Όταν ο κινητήρας έχει την ονομαστική του ροή πεδίου, μπορεί να παράγει την ονομαστική τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής για οποιαδήποτε τιμή συχνότητας. Όταν ο κινητήρας έξωτερικό φορτίο, τότε η ροή του πεδίου είναι μεγαλύτερη

από ότι χρειάζεται με αποτέλεσμα να αυξάνονται οι απώλειες χαλκού και σιδήρου, οι συνολικές απώλειες να γίνονται υψηλές και η απόδοση του κινητήρα να μειώνεται δραματικά (Domijan et al., 1992 [15]; Bose, 1997 [16] and Abrahamen et al., 1998 [17]).



Σχήμα 1.3: Βελτίωση της απόδοσης επαγωγικού κινητήρα με την εφαρμογή ελέγχου μείωσης της μαγνητικής ροής "Ελεγχος Ενεργειακών Απωλειών". Πηγή: F. Abrahamsen, "Energy Optimal Control of IM Drives", Inst. Of energy Tech., Aalborg Univ., 2000.

Η απόδοση του επαγωγικού κινητήρα μπορεί να βελτιωθεί σε σχέση με το φορτίο του κινητήρα αν μειωθεί η μαγνητική ροή του διάκενου του κινητήρα, βλέπε Σχήμα 1.3: . Στον βαθμωτό έλεγχο ταχύτητας η ροή του πεδίου μπορεί να ρυθμιστεί έμμεσα με την παράλληλη ρύθμιση της συχνότητας και της τάσης διέγερσης [18] (Ohnishi et al 1988, Couto and Martin 1994, Cleland et al. 1995, και Zidani et al. 2002). Στην περίπτωση του διανυσματικού έλεγχου ταχύτητας η μαγνητική ροή στο διάκενο του κινητήρα ρυθμίζεται άμεσα από την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει το πεδίο (d συνιστώσα ρεύματος στάτη στο δισδιάστατο ορθογώνιο σύγχρονα περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς dq) [19], [20], [22].

Ο στόχος του ελέγχου ενεργειακών απωλειών (ΕΕΑ) ενός ηλεκτρικού κινητήριου είναι η εύρεση της τιμής της βέλτιστης μαγνητικής ροής του κινητήρα που ελαχιστοποιεί τις

απώλειες για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας [22] (Abrahamen et al. 2001), [23] (Kioskederis and Margaris 1996), [18] (Ohnishi et al. 1988).



Σχήμα 1.4: Η βελτίωση της απόδοσης ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος ρυθμιζόμενης ταχύτητας, VSD. Πηγή: B. Bose [24].

Σημαντικές δυσκολίες στους υπολογισμούς του μεθόδων βέλτιστου ελέγχου δημιουργούν η μεταβολή των χαρακτηριστικών παραμέτρων του κινητήρα κατά την θέρμανσή του και ο κορεσμός του μαγνητικού πεδίου του κινητήρα.

Κατά την εφαρμογή ΕΕΑ επειδή μειώνεται η μαγνητική ροή του κινητήρα είναι σημαντικό να διατηρείται η καλή δυναμική συμπεριφορά του κινητήρα, δηλαδή να έχει σταθερή ταχύτητα και ροπή, ιδιαίτερα κατά τις μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας λόγω αλλαγής της ροπής ή της ταχύτητας.

# 1.3. Στόχοι της διατριβής

Ο στόχος μου στην παρούσα διδακτορική διατριβή είναι να αναπτύξω νέα βελτιωμένα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων μεταβλητής ταχύτητας, στα οποία, σε συνθήκες λειτουργίας χαμηλής ταχύτητας και χαμηλής ροπής, ελαχιστοποιούνται οι ηλεκτρομαγνητικές τους απώλειες.

Όταν ο κύκλος εργασιών του κινητήριου συστήματος είναι γνωστός, η βελτιστοποίηση της απόδοσης να πετυχαίνεται υπολογίζοντας το ενεργειακά βέλτιστο προφίλ ταχύτητας του κινητήριου συστήματος. Με την μέθοδο αυτή να υπολογίζεται σε μη πραγματικό χρόνο (offline) το προφίλ της βέλτιστης ενεργειακά ταχύτητας, να αποθηκεύεται σε ένα πίνακα αναφοράς (look-up table) και ο πίνακας αυτός να χρησιμοποιείται σαν ταχύτητα αναφοράς για τον συμβατικό διανυσματικό έλεγχο του κινητήριου συστήματος.

Στην περίπτωση που δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών, η βελτιστοποίηση της απόδοσης να πετυχαίνεται με χρήση ενός αλγόριθμου ελέγχου ΕΕΑ που υλοποιείται ψηφιακά από μια ηλεκτρονική διάταξη που εκτελεί τον κώδικα του αλγόριθμου αυτού, σε πραγματικό χρόνο (real time). Ο αλγόριθμος αυτός να βασίζεται σε ασαφείς ελεγκτές λογική και σε ελεγκτές τύπου αναζήτησης ασαφούς λογικής, και να συνδυάζεται με συμβατικές τεχνικές ελέγχου λειτουργίας του κινητήριου συστήματος (της ταχύτητας και της ροπής), όπως είναι ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος ή η τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής. Οι επιθυμητοί στόχοι για τον ΕΕΑ ελεγκτή, είναι:

- (i) να μειώνει τις ηλεκτρομαγνητικές απώλειες των ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων σ' όλες τις περιπτώσεις λειτουργίας τους (καταστάσεις ισορροπίας και μεταβατικές) χωρίς αρνητική επίπτωση στη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος, ικανοποιώντας συγχρόνως τις απαιτήσεις ταχύτητας και ροπής αναφοράς,
- (ii) να είναι ταχύτατος στην λειτουργία του, ανταποκρινόμενος κατά πολύ γρηγορότερα στην αναζήτηση του σημείου λειτουργίας του κινητήρα με τις λιγότερες απώλειες από τους ήδη υπάρχοντες ελεγκτές,
- (iii) να βελτιώνει την ταλάντωση της ροπής που αναπτύσσει ο κινητήρας του ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος σε όλες τις περιπτώσεις λειτουργίας του (καταστάσεις ισορροπίας και μεταβατικές), χωρίς αρνητική επίπτωση στη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος, ικανοποιώντας συγχρόνως τις απαιτήσεις ταχύτητας και ροπής αναφοράς,
- (iv) να είναι οικονομικός στην κατασκευή του,
- (v) να τοποθετείται εύκολα και γρήγορα, ακόμα και σε ένα ήδη εγκατεστημένο ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα, οποιουδήποτε τύπου ηλεκτρικού κινητήρα (πχ επαγωγικό κινητήρα, σύγχρονο κινητήρα μόνιμου μαγνήτη, σύγχρονο κινητήρα μαγνητικής αντίστασης και DC κινητήρα), και οποιασδήποτε ισχύος (μικρής ισχύος έως 5 Hp, μεγάλης ισχύος και πολύ μεγάλης ισχύος άνω των 20 Hp),
- (vi) να μειώνει την κόπωση των κινητήριων συστημάτων συμβάλλοντας αποτελεσματικά στην αξιοπιστία και στην μακροβιότητα τους.

Προκειμένου να υλοποιηθούν τα παραπάνω, σημαντικό στόχο αυτής της διατριβής αποτέλεσε επιπλέον η μελέτη και ανάπτυξη μιας πρότυπης μεθοδολογίας σύμφωνα με την οποία οι απαραίτητοι αλγόριθμοι ελέγχου που εκτελούνται από τον ψηφιακό επεξεργαστή σήματος DSP, παράγονται μέσα από μια αυτόματη τυποποιημένη και χωρίς σφάλματα διαδικασία. Σημαντική επιταγή αποτελεί το λογισμικό που αναπτύσσω να λειτουργεί υπό συνθήκες πραγματικού χρόνου, σε πραγματικό κινητήριο σύστημα (Rapid Control Prototyping και Hardware in the Loop).

### 1.4. Πώς η παρούσα διατριβή συμβάλει καινοτομικά στο πεδίο εφαρμογής της

Τα κύρια σημεία στα οποία συμβάλλει καινοτομικά η παρούσα διδακτορική διατριβή είναι τα παρακάτω:

Για τα κινητήρια συστήματα που είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών:

- Συμβάλει στην επιλογή του βέλτιστου προφίλ ταχύτητας ελάχιστων απωλειών που συσχετίζεται για πρώτη φορά ο χρόνος κίνησης με την σταθερά χρόνου του κινητήρα.
- (ii) Αποδεικνύει ότι η βέλτιστη ταχύτητα δεν ακολουθεί τραπεζοειδή τροχιά όπως συνηθιζόταν αλλά έχει την μορφή παραβολικής μορφής (συμμετρικής ή ασύμμετρης). Η παραβολική τροχιά έχει μεγαλύτερες επιταχύνσεις και επιβραδύνσεις όσο μεγαλύτερη είναι η σταθερά χρόνου του κινητήρα σε σχέση με τον χρόνο κίνησης.

Για κινητήρια συστήματα στα οποία δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών προτείνει μοντέλα ελέγχου μείωσης της μαγνητικής ροής στο διάκενο του κινητήρα, με σημαντικότερα πλεονεκτήματα:

(iii) Την απλότητα εφαρμογής,

- (iv) Το χαμηλό κόστος και την απλότητα κατασκευής της ηλεκτρονικής διάταξης του ελεγκτή γιατί η υλοποίηση μπορεί να γίνει σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος του εμπορίου σταθερής υποδιαστολής (fixed-point), και επιπλέον χρειάζεται μόνο ένα ροπόμετρο,
- (v) Την εύκολη εφαρμογή των προτεινόμενων μεθόδων και την πολύ χαμηλού κόστους τοποθέτηση της ηλεκτρονικής διάταξης σε ήδη εγκατεστημένα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα που χρησιμοποιούν ελεγκτές ταχύτητας ψηφιακής ή αναλογικής τεχνικής διανυσματικού ελέγχου,
- (vi) Την καλύτερη απόδοση του κινητήρα λόγω μείωσης των ελέγξιμων ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ολόκληρου του κινητήριου συστήματος στις καταστάσεις ισορροπίας του κινητήρα, σημαντικό πλεονέκτημα για κινητήρια συστήματα που λειτουργούν με μικρά φορτία σε κατάσταση ισορροπίας, για παρατεταμένα χρονικά διαστήματα στον κύκλο εργασιών του κινητήρα,
- (vii) Την μείωση των ελέγξιμων ηλεκτρομαγνητικών απωλειών του κινητήρα λόγω της μειωμένης διέγερσης του κινητήρα (μικρότερης της ονομαστικής) κατά τις μεταβατικές καταστάσεις του, σημαντικό πλεονέκτημα για κινητήρια συστήματα με συχνές μεταβατικές καταστάσεις στον κύκλο εργασιών του κινητήρα, τα οποία δίνουν προτεραιότητα στην εξοικονόμηση ενέργειας,
- (viii) Τον γρήγορο εντοπισμό του σημείου λειτουργίας του κινητήρα με τις λιγότερες απώλειες στις καταστάσεις που ο κινητήρας βρίσκεται σε ισορροπία,
- (ix) Την πολύ καλή απόσβεση της ταλάντωσης της ροπής του κινητήρα σε απότομες αλλαγές φορτίου λόγω του ότι στις μεταβατικές καταστάσεις, η μείωση της μαγνητικής ροής του κινητήρα υπολογίζεται με κριτήρια που δίνουν έμφαση στην δυναμική συμπεριφορά του,
- (x) Την πολύ καλή ευστάθεια λειτουργίας του κινητήρα στις μεταβολές των καταστάσεων λειτουργίας του, λόγω του ότι η μείωση της μαγνητικής ροής του στις καταστάσεις ισορροπίας γίνεται με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της ποσότητας των συνολικών απωλειών του κινητήριου συστήματος (περιλαμβάνονται οι απώλειες του αντιστροφές και του κινητήρα) αντί των απωλειών μόνο του κινητήρα. Επειδή αυτές οι συνολικές απώλειες είναι περισσότερες από τις επιμέρους, ο έλεγχος πετυχαίνει μικρότερη μείωση μαγνητικής ροής στο διάκενο του κινητήρα, με αποτέλεσμα μικρότερη μείωση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών. Αυτό εξασφαλίζει ότι ο κινητήρας θα ανταποκριθεί γρηγορότερα σε απότομες απαιτήσεις ροπής φορτίου.
- (xi) Ότι οι προτεινόμενες μέθοδοι αυτής της διατριβής δεν απαιτούν τη γνώση του μοντέλου του κινητήριου συστήματος και για αυτό μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διαφορετικούς τύπους ηλεκτρικών κινητήρων ανεξαρτήτως μεγέθους (ισχύος),
- (xii) Την πολύ εύκολη ρύθμιση των παραμέτρων των ασαφών ελεγκτών με πειραματικές μετρήσεις με την μέθοδο δοκιμής και λάθους, με χρήση απλού εξοπλισμού (ροπόμετρου και Power Analyser).
- (xiii) Ότι εισάγει για πρώτη φορά, τον συνδυασμό του ελέγχου μείωσης της μαγνητικής ροής και των απωλειών με την τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής (DTC), έναντι της συνηθισμένης τεχνικής του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου.

Τέλος, σημαντικό πλεονέκτημα της παρούσας διατριβής αποτελεί η μελέτη και ανάπτυξη μιας πρότυπης μεθοδολογίας σύμφωνα με την οποία οι απαραίτητοι αλγόριθμοι ελέγχου που εκτελούνται από τον DSP, παράγονται μέσα από μια αυτόματη τυποποιημένη και χωρίς

σφάλματα διαδικασία, ώστε να επιτρέπει σε μηχανικούς που δεν έχουν ιδιαίτερη γνώση προγραμματισμού σε C να υλοποιούν αρκετά εύκολα και γρήγορα πρωτότυπους αλγόριθμους ελέγχου κινητήρων.

# 1.5. Οργάνωση της ύλης της παρούσας διατριβής

Η παρούσα διατριβή αναπτύσσεται σε δύο μέρη, τα εξής:

Στο **Κεφάλαιο 2** περιγράφω τις βασικές αρχές του ελέγχου μείωσης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων (Ελεγχος Ενεργειακών Απωλειών - ΕΕΑ) και των ελεγκτών τύπου αναζήτησης σε πραγματικό χρόνο. Σχολιάζω τις διάφορες απόψεις και προβλήματα σχετικά με την εφαρμογή του ελέγχου στον έλεγχο κινητήρων. Αναφέρω τα είδη απωλειών ενός κινητήριου συστήματος και εξηγώ τις διαφορετικές μεθόδους μείωσης των απωλειών των κινητήρων. Παρουσιάζω και αναλύω την παλιότερη και τρέχουσα έρευνα για το θέμα του βέλτιστου ελέγχου ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων άγνωστου και γνωστού κύκλου εργασιών.

# Α ΜΕΡΟΣ: Κεφάλαιο 3.

Στο **Κεφάλαιο 3** παρουσιάζεται ο σχεδιασμός του προφίλ της βέλτιστης ταχύτητας ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος για την ελαχιστοποίηση των ελέγξιμων ηλεκτρομαγνητικών απωλειών συστημάτων μεταβλητής ταχύτητας, στην περίπτωση των εφαρμογών που είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών, είναι γνωστή η διαδρομή κίνησης και ο χρόνος κίνησης δεν είναι κρίσιμος και είναι σταθερός. Αρχικά δίνονται οι απαραίτητες γνώσεις και η ανασκόπηση στην παλιότερη και τρέχουσα έρευνα σε αυτό το πεδίο βέλτιστου ελέγχου, προκειμένου ο αναγνώστης να μπορεί να παρακολουθήσει ευκολότερα την ανάπτυξη της προτεινόμενης λύσης.

# Β ΜΕΡΟΣ: Κεφάλαια 4-11.

Στο **Κεφάλαιο 4** συζητώ το αναμενόμενο από την χρήση της ασαφούς λογικής στους ελεγκτές τύπου αναζήτησης σε πραγματικό χρόνο για τον έλεγχο ΕΕΑ των κινητήρων άγνωστου κύκλου εργασιών. Περιγράφω την γνώση που χρειάζεται για τον σχεδιασμό ενός ελεγκτή με την χρήση ελεγκτών τύπου αναζήτησης με ασαφή λογική καθώς και τον τρόπο υλοποίησής τους σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP). Αναπτύσσω νέο προτεινόμενο σύστημα ελέγχου ΕΕΑ με σκοπό την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών του κινητήριου συστήματος κατά την λειτουργία του κινητήρα σε καταστάσεις ισορροπίας και επιπλέον την μείωση των απωλειών κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων. Το σύστημα του ασαφούς ελέγχου μείωσης των απωλειών κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων. Το σύστημα του ασαφούς ελέγχου μείωσης των απωλειών το συνδυάζω με την συμβατική τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (IFOC). Εφαρμόζω τον προτεινόμενο έλεγχο σε τριφασικό κινητήρα και τον δοκιμάζω με προσομοιώσεις με Simulink σε HY. Ο αλγόριθμος αναπτύσσεται σε Simulink και σε CCS<sup>TM</sup> όπως περιγράφω αναλυτικά στο Κεφάλαιο 7, και ο κώδικας παράγεται αυτόματα όπως περιγράφω στο Κεφάλαιο 8. Η πειραματική υλοποίηση παρουσιάζεται στο Κεφάλαιο 10.

Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζω προτεινόμενο αλγόριθμο ταχύτατου ελέγχου ΕΕΑ βασισμένο σε ελεγκτές τύπου αναζήτησης σε πραγματικό χρόνο ασαφούς λογικής με σκοπό την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος άγνωστου κύκλου εργασιών, σε συνδυασμό με την συμβατική τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (Indirect Field Oriented Control - IFOC), για τις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία και τις μεταβατικές. Στον προτεινόμενο αλγόριθμο ελέγχου συνδυάζω ελεγκτές που βασίζονται σε μοντέλο απωλειών με ελεγκτές τύπου αναζήτησης ώστε να μειωθεί ο χρόνος σύγκλισης του αλγόριθμου. Εφαρμόζω τον προτεινόμενο έλεγχο σε τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM) και σε τριφασικό επαγωγικό κινητήρα (ACI) και τον δοκιμάζω με προσομοιώσεις σε Simulink με HY. Στο **Κεφάλαιο 6** παρουσιάζω προτεινόμενο αλγόριθμο ελέγχου ΕΕΑ βασισμένο σε ελεγκτές τύπου αναζήτησης σε πραγματικό χρόνο ασαφούς λογικής με σκοπό την μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος άγνωστου κύκλου εργασιών σε συνδυασμό με την συμβατική τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής (Direct Torque Control - DTC), για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα, ισορροπίας και μεταβατικές. Εφαρμόζω τον προτεινόμενο αλγόριθμο ελέγχου σε τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM) και τον δοκιμάζω με προσομοιώσεις με HY σε Simulink.

Σο Κεφάλαιο 7 περιγράφω την μεθοδολογία γρήγορης ανάπτυξης αλγόριθμου ελέγχου ΕΕΑ κινητήριων συστημάτων και την δυνατότητα αυτόματης παραγωγής κώδικα για ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP) με τα εργαλεία που διαθέτει το λογισμικό MATLAB®. Χρησιμοποιώ έτοιμες βιβλιοθήκες υποσυστημάτων κώδικα που διαθέτει η Simulink μαζί με νέα που αναπτύσσω για τις ειδικές ανάγκες και χρησιμοποιώ εικονικό κινητήριο σύστημα. Στον νέο αλγόριθμο βέλτιστου ασαφή ελέγχου με σκοπό την ελαχιστοποίηση απωλειών συνδυάζω την τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (IFOC), για την βέλτιστη μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών στις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία και την μείωση τους κατά τις μεταβατικές καταστάσεις Ο προτεινόμενος έλεγχος αυτού του Κεφαλαίου είναι διαφορετικός από αυτούς των Κεφαλαίων 5 και 6. Εφαρμόζω τον αλγόριθμο για την περίπτωση τριφασικού κινητήρα (Alternative Current Induction Motor - ACIM) και την περίπτωση τριφασικού κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM). Τα αποτελέσματα του ελέγχου τα αξιολογώ με προσομοιώσεις που εκτελούνται με τον TMS320F2812 DSP.

Στο Κεφάλαιο 8 περιγράφω μια μεθοδολογία γρήγορης ανάπτυξης αλγόριθμου ελέγχου ΕΕΑ κινητήριων συστημάτων χρησιμοποιώντας έτοιμες βιβλιοθήκες υποσυστημάτων κώδικα που διαθέτει η DMC library της TI, επικοινωνώντας σε πραγματικό χρόνο με το πραγματικό κινητήριο σύστημα κινητήριου. Αναπτύσσω και δοκιμάζω τον αλγόριθμο σε πραγματικό χρόνο (Rapid Control Prototyping και Hardware in the Loop), μέσα από το περιβάλλον του λογισμικού Code Composer Studio της Texas Instruments. Ο προτεινόμενος έλεγχος ΕΕΑ για την ελαχιστοποίηση απωλειών και τον έλεγχο λειτουργίας του κινητήριου συστήματος του παρόντος Κεφαλαίου είναι διαφορετικός από τα προηγούμενα Κεφάλαια 5, 6 και 7. Ο νέος έλεγχος είναι εξέλιξη του αλγόριθμου του Κεφαλαίου 7. Συνδυάζεται την τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (IFOC), για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα (αCIM) και την περίπτωση τριφασικού κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM). Τα αποτελέσματα τα αξιολογώ με προσομοιώσεις που εκτελούνται με DSP.

Στο **Κεφάλαιο 9** παρουσιάζω τα σημερινά δεδομένα της αγοράς σε υλικό υλοποίησης ελέγχου κινητήρων. Κάνω αξιολόγηση των δυνατών λύσεων σε υλικό και εξηγώ τις αποφάσεις μου για το υλικό που επιλέγω για την πειραματική υλοποίηση ηλεκτρονικής διάταξης ελέγχου ΕΕΑ κινητήριων συστημάτων. Περιγράφω τα κυριότερα χαρακτηριστικά των σημαντικότερων συσκευών της πειραματικής διάταξης, ώστε να μπορεί ο αναγνώστης να κατανοήσει την διαδικασία πειραματικής υλοποίησης που αναλύεται στο κεφάλαιο 10.

Στο **Κεφάλαιο 10** παρουσιάζω τα πειραματικά αποτελέσματα της υλοποίησης του προτεινόμενου ελέγχου ΕΕΑ κινητήριων συστημάτων του Κεφαλαίου 4, 6 και 8.

Στο τελευταίο κεφάλαιο, το **Κεφάλαιο 11**, παρουσιάζω τα συμπεράσματα της έρευνας και υποδεικνύω θέματα που αξίζουν να αποτελέσουν αντικείμενο περαιτέρω έρευνας.

## Παραρτήματα

Παράρτημα 1: Στοιχεία φυσικών μεταβλητών ρομποτικών οχημάτων

- Παράρτημα 2: Πραγματική και άεργη ισχύς, συντελεστής ισχύος και απόδοση κινητήρων
- Παράρτημα 3: Σύγκριση συμβατικών τεχνικών ελέγχου κινητήρων
- Παράρτημα 4: Βηματική σύνθεση αλγόριθμου ελέγχου σε PMSM drive
- Παράρτημα 5: Simulink αλγόριθμος προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM)
- Παράρτημα 6: Γραμμικοποίηση μοντέλων κινητήρων
- Παράρτημα 7: Στοιχεία ελέγχου σερβομηχανισμών
- Παράρτημα 8: Μεθοδολογία μέτρησης ταχύτητας κινητήρων
- Παράρτημα 9: Στοιχεία κινητήρων και ψηφιακού ελέγχου
- Παράρτημα 10: Μέθοδοι συναρτησιακού συλλογισμού για τους ασαφείς ελεγκτές
- Παράρτημα 11: Περίληψη των δημοσιεύσεων της διατριβής

### 1.6. Βιβλιογραφία

- De Keulenaer, H. Belmans, R. Blaustein, E. Chapman, D. De Almeida, A. De Wachter, B. Radgen, P. "Energy-efficientmotor-drivensystems. EU- sponsored programme. European Copper Institute, Brussels" 2004.
- [2] EU SAVEII Project, "Promotion of energy efficiency in circulation pumps", especially in domestic heating systems. FinalReport.Contractno.4.1031/-Z/ 99-256, June, 2001.
- [3] European Commission Joint Research Centre on Electric Motor Efficiency, 2004: /http://re.jrc.ec.europa.eu/energyefficiency/S (accessed June2008).
- [4] Haataja, J., Pyrhonen, J., "Improving three-phase induction motor efficiency in Europe", IEE Power Engineering Journal April, 81–86, 1998.
- [5] /http://re.jrc.ec.europa.eu/energy efficiency/S , June 2008.
- [6] Bose B. K., "Energy, Environment, and Advances in Power Electronics", IEEE Transaction on Power Electronics. 15(4):668–701, 2000.
- [7] Chen, S.L. and Tsay, M.T. The Electricity Saving by Using Probabilistic Neural Network for Room Air Conditioners. Proceedings of IEEE-TENCON Conference. 3: 516-519, 2004.

- [8] Callcut V, Chapman D., Heathcote M. and Parr R., "Electrical Energy Efficiency", CDA Publishing, 1997.
- [9] Domijan A., Hanhock O. and Maytrott C., "A Study and Evaluation of Power Electronic Based Adjustable Speed Motor Drives for Air Conditioners and Heat Pumps whit an Example", Utility Case Study of the Florida Power and Light Company, IEEE Transactions on Energy Conversion. 7(3): 396-404, 1992.
- [10] Stebbins W.L., "Are You Certain You Understand the Economics for Applying ASD Systems to Centrifugal loads?", Proceeding of IEEETextile, Fiber and Film Industry Technical Conference. 1-8, 1994.
- [11] Abrahamsen F., Blaabjerg F., Pedersen J.K., Pedersen J.K. and Thoegersen P.B., "Efficiency-Optimized Control of Medium- Size Induction Motor Drives", IEEE Transaction on Industrial Application. 37(6): 1761-1767, 2001.
- [12] De Almeida, A.T., Ferreira F.J.T.E., Both D., "Technical and economical considerations in the application of variable-speed drives with electric motor systems", IEEE Transactions on Industry Applications 41 (1, January/February), 188–199, 2005.
- [13] Bose B. K., "Adjustable Speed AC Drives-A Technology Status Review", Proceeding of IEEE. 70(2): 116-139, 1982.
- [14] Cen P.C., "Electric Motor Drives and Control-Past, Present and Future", IEEE Transactions on Industrial Electronics. 37(6): 562-575, 1990.
- [15] Domijan, A.; Hanhock, O. and Maytrott, C., "A Study and Evaluation of Power Electronic Based Adjustable Speed Motor Drives for Air Conditioners and Heat Pumps whit an Example", Utility Case Study of the Florida Power and Light Company. IEEE Transactions on Energy Conversion. 7(3): 396-404, 1992.
- [16] Bose, B. K., Patel, N. R. and Rajashekara, K. "A Neuro-Fuzzy-based On-line Efficiency Optimization Control of a Stator Flux-Oriented Direct Vector-Controlled Induction Motor Drive", IEEE Transaction on Industrial Application. 44(2):270–273, 1997.
- [17] Abrahamsen F., Pedersen, J.K. and Grabowski, P.Z., "On the Energy Optimized Control of Standard and High Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Application", IEEE Transaction on Industrial Application. 34(4): 822-831, 1998.
- [18] Ohnishi, T., Miyazaki, H. and Okitsu, H., High Efficiency Drive of an Induction Motor by Means of V/F Ratio Control. Proceeding of IEEE-IECON Conference. 3: 780-785, 1988.
- [19] Couto, C.M. and Martin, J.S., Control of a Voltage Source Inverter Fed Induction Motor with On-Line Efficiency Optimization. Proceeding of IEEE-Industrial Technology Conference. 528–532, 1994.
- [20] Cleland, J.G., McCormick, V.E. and Turner, M.W., Design of an Efficiency Optimization Controller for Inverter-fed AC Induction Motors. IEEE -Industry Applications Conference. 1: 16 -21, 1995.
- [21] Zidani, F., Said, M.S.N; Abdessemed, R., Diallo, D. and Benbouzid, M.E.H., A Fuzzy Technique for Loss Minimization in Scalar Controlled Induction Motor." Electric Power Components and System- Taylor & Francis. 30(6): 625-635, 2002.

- [22] Abrahamsen, F., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Pedersen, J.K. and Thoegersen, P.B. Efficiency-Optimized Control of Medium- Size Induction Motor Drives. IEEE Transaction on Industrial Application. 37(6): 1761-1767, 2001.
- [23] Kioskederis, I. and Margaris, N., Loss Minimization in Scalar Control Induction Motor Drives with Search Controllers. IEEE Transactions on Power Electronics. 11(2): 213-220, 1996.
- [24] B. Bose, "Electrical Machines for Variable –Speed Drives", 2006.
# Μέρος Α

# Κεφάλαιο 2

Τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων και ανάλυση βιβλιογραφίας

### 2.1. Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται η ανασκόπηση στην βιβλιογραφία για τον έλεγχο ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) των ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων ρυθμιζόμενης ταχύτητας και το θεωρητικό τους υπόβαθρο. Αρχικά, στις ενότητες 2.1.2 έως 2.1.5 δίνεται η βασική γνώση για την αρχή ΕΕΑ ελέγχου ώστε ο αναγνώστης να μπορεί να παρακολουθήσει την ανάπτυξη της προτεινόμενης μεθοδολογίας. Στη συνέχεια στις ενότητες από 2.1.6 έως 2.1.7, σχολιάζονται οι σημαντικότερες τεχνικές ΕΕΑ ελέγχου που έχουν προταθεί μέχρι τώρα και στις ενότητες που περιέχονται στην 2.2 αναλύονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της μέχρι τώρα έρευνας σε αυτό το πεδίο.

### 2.1.1. Ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα

Το 1830 ο Josef Henry μαζί με τον Michael Faraday κατασκευάζουν τον πρώτο ηλεκτρικό κινητήρα (δυναμό). Από το 1885 ο Gallile Ferraris πειραματίζεται με ηλεκτρικούς κινητήρες και το 1988 κάνει μια επίσημη δημοσίευση, τον ίδιο χρόνο ανεξάρτητα ο Nicola Tesla κατασκευάζει την πρώτη γεννήτρια εναλλασσόμενου ρεύματος και κατοχυρώνει την πρώτη ευρεσιτεχνία ηλεκτρικού επαγωγικού κινητήρα. Ο επαγωγικός κινητήρας έχει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τον κινητήρα συνεχούς τάσης αλλά λόγω των μη γραμμικών χαρακτηριστικών του χρειάζεται υλοποίηση σε πραγματικό χρόνο, περισσότερο πολύπλοκων αλγόριθμων (Sen, 1990 [1]; Bose 1997 [17] και Cirstea et al. 2002 [2]). Η ανάπτυξη των μικροεπεξεργαστών (Sen, 1990 [1] και Shepherd et al., 1995, [3]) επέτρεψε την υλοποίηση του ελέγχου των επαγωγικών κινητήρων σε πραγματικό χρόνο και την εφαρμογή τους σε πολλές εφαρμογές της βιομηχανίας και καθημερινής χρήσης (Sen, 1990 [1], Bose, 1997, [17]).

Πριν την δυνατότητα υλοποίησης της ηλεκτρονικής τεχνολογίας για την ρύθμιση της ταχύτητας των επαγωγικών κινητήριων συστημάτων, χρησιμοποιούταν μηχανικά συστήματα ρύθμισης της ταχύτητας τα οποία σε σύγκριση με τα ηλεκτρονικά δημιουργούν πολλές απώλειες (Rice, 1988, [4]). Ένα ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα ρυθμιζόμενης ταχύτητας (VSD) αποτελείται από έναν ηλεκτρονικά ελεγχόμενο μετατροπέα ισχύος, τον ηλεκτρικό κινητήρα που οδηγεί κάποιο μηχανικό φορτίο και τον ελεγκτή (Murphy and Turnbull, 1988, [5] και Shepherd et al., 1995, [3]). Στο Σχήμα 2.1: δείχνονται οι μονάδες που αποτελούν ένα VSD που συνδυάζεται με ΕΕΑ έλεγχο.



Σχήμα 2.1: Λειτουργικό διάγραμμα ενός VSD σε συνδυασμό με ΕΕΑ έλεγχο. Περιλαμβάνει ένα σύστημα ΕΕΑ ελεγκτή (6) σε συνδυασμό με μια συμβατική τεχνική ελέγχου ταχύτητας (7) (πχ vector control) ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος για την υποδειγματική εφαρμογή κίνησης κυλιόμενης σκάλας (5), όπου (8-9) είναι γραμμές μεταφοράς ισχύος. Πηγή: ΔΙΠΛ. ΕΥΡΕΣΙΤΕΧΝΙΑΣ ΣΕΡΓΑΚΗ ΕΛΕΥΘΕΡΙΑ, ΔΙΕΘΝΗΣ ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ (INT.CL 8) : H02P 21/08.

Η κατασκευή και η αρχή λειτουργίας ενός ηλεκτρικού κινητήρα που ο στάτης του κινητήρα χωρίζεται από τον δρομέα του κινητήρα με ένα διάκενο είναι ότι ο στάτης φέρει τριφασικά τυλίγματα που όταν τροφοδοτούνται με τριφασικό ρεύμα παράγονται εναλλασσόμενα μαγνητικά πεδία που έχουν σαν αποτέλεσμα ένα συνιστάμενο περιστρεφόμενο μαγνητικό

πεδίο κοντά στον στάτη, στο διάκενο. Αυτό το μαγνητικό πεδίο δημιουργεί ηλεκτρικά ρεύματα στα στοιχεία του δρομέα τα οποία από μόνα τους προκαλούν την δημιουργία άλλου μαγνητικού πεδίου. Η αλληλεπίδραση των δύο αυτών μαγνητικών πεδίων δημιουργεί μια ροπή ηλεκτρομαγνητικής φύσης που θέτει σε περιστροφή τον άξονα του κινητήρα. Με την κατάλληλη ρύθμιση της συχνότητας ή της τάσης και της φάσης των ηλεκτρικών ρευμάτων που διαρρέουν τα τυλίγματα του στάτη μέσω του μετατροπέα ισχύος μπορεί να ελεγχθεί η ταχύτητα περιστροφής του ηλεκτρικού κινητήρα καθώς και η ηλεκτρομαγνητική του ροπή.

Ένα ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα αποτελείται από έναν ηλεκτρικό κινητήρα, μια πηγή ισχύος και έναν ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος (inverter), την μονάδα υλικού (hardware) της οδήγησης του μετατροπέα ισχύος [πχ αντιστροφέα με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM hardware)], μια μονάδα λογισμικού ελέγχου για την ρύθμιση της μονάδας υλικού οδήγησης και της ταχύτητας του κινητήρα, πιθανώς αισθητήρες (πχ ταχύτητας ή /και θέσης) με τους απαραίτητους διαμεσολαβητές (interface) και μετατροπείς των ηλεκτρικών σημάτων από αναλογικά σε ψηφιακά και αντίστροφα. Ο ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος παρεμβάλλεται μεταξύ του κινητήρα και της πηγής ηλεκτρικής ισχύος και συγχρόνως επικοινωνεί με την μονάδα ελέγχου. Η μονάδα υλικού οδήγησης του μετατροπέα παρεμβάλλεται μεταξύ της μονάδας ελέγχου και του μετατροπέα ισχύος.

Ο μετατροπέας ισχύος παρέχει στον κινητήρα μια ελεγχόμενη τάση και συχνότητα για τον έλεγχο του ρεύματος/τάσης διέγερσης του κινητήρα και κατά συνέπεια ελέγχει την ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα.

Η μονάδα ελέγχου ελέγχει το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα ώστε ο ηλεκτρικός κινητήρας να ικανοποιεί μέσω του μετατροπέα ισχύος τις απαιτήσεις του κινητήριου συστήματος. Η μονάδα ελέγχου μπορεί να έχει πολλές μορφές και να περιλαμβάνει για παράδειγμα ένα HY, ή ένα μικροεπεξεργαστή (πχ ψηφιακό επεξεργαστή σήματος DSP), ή έναν μικροελεγκτή, ή άλλου τύπου κύκλωμα ελέγχου. Η μονάδα ελέγχου να περιλαμβάνει τουλάχιστον ένα κεντρικό επεξεργαστή (central processing unit), μνήμη τυχαίας προσπέλασης (random access memory) και στοιχεία εισόδου/εξόδου (input/output).

Οι απαιτήσεις από τα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα καθορίζονται από την χρήση τους σε εφαρμογές υψηλής απόδοσης, όπως στη ρομποτική όπου ο ελεγκτής ορίζει με ακρίβεια την θέση και την ταχύτητα του κινητήρα, και σε εφαρμογές μεταβλητής ταχύτητας όπου η ταχύτητα απόκρισης δεν είναι τόσο κρίσιμη, πχ εφαρμογές κλιματισμού. Στα κινητήρια συστήματα υψηλής απόδοσης η ροπή που αναπτύσσεται από τον κινητήρα πρέπει να αποκρίνεται γρήγορα, με ακρίβεια και χωρίς ταλαντώσεις στις μεταβολές της ροπής αναφοράς για όλες τις ταχύτητες λειτουργίας του κινητήρα. Συνήθως ο έλεγχος των κινητήρων συστημάτων υψηλής απόδοσης επιτυγχάνεται με την μέθοδο ελέγχου του προσανατολισμένου πεδίου (field oriented control), ή διαφορετικά αποκαλούμενου διανυσματικού ελέγχου (vector control), σε αντιδιαστολή με τον βαθμωτό έλεγχο (scalar control). Ο άμεσος ή έμμεσος διανυσματικός έλεγχος από μόνοι τους έχουν γρήγορη απόκριση αλλά μεγαλύτερες απώλειες στα χαμηλά φορτία. Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου βασίζεται σε ένα μετασγηματισμό που προκαλεί τον διαγωρισμό του ρεύματος του στάτη σε ρεύμα ροπής (η ηλεκτρομαγνητική ροπή του κινητήρα είναι ανάλογη του ρεύματος ροπής) και ρεύμα μαγνητικής ροής (η μαγνητική ροή είναι ανάλογη του ρεύματος ροής) και έτσι ένας AC κινητήρας ελέγχεται όπως ένας DC κινητήρας ανεξάρτητης διέγερσης. Όμως παρόλο που με τον διανυσματικό έλεγχο μπορεί να ελεγχθεί ξεχωριστά το ρεύμα διέγερσης του μαγνητικού πεδίου του στάτη από το ρεύμα ελέγχου της ροπής του κινητήρα, εξακολουθεί να υπάρχει αλληλεπίδραση μεταξύ αυτών των δύο συνιστωσών του ρεύματος του στάτη. Για παράδειγμα η μείωση της συνιστώσας του ρεύματος διέγερσης του μαγνητικού πεδίου του στάτη πρέπει να συνοδευτεί από αύξηση της συνιστώσας του ρεύματος ροπής του στάτη προκειμένου να διατηρηθούν σταθερές οι στροφές του κινητήρα. Επίσης αν το μαγνητικό πεδίο του στάτη στην κατάσταση ισορροπίας είναι σε χαμηλή τιμή και απαιτηθεί μια απότομη μεγαλύτερη ανάγκη σε ροπή φορτίου, ο κινητήρας δεν μπορεί να ανταποκριθεί γρήγορα σε αυτή την αλλαγή και έτσι παρατηρείται μείωση των στροφών του κινητήρα. Γενικά στον διανυσματικό έλεγχο υπολογίζονται τα φασικά ρεύματα αναφοράς που πρέπει να παρέχει ο μετατροπέας ισχύος στον κινητήρα. Για αυτούς τους υπολογισμούς απαιτείται η γνώση των παραμέτρων του κινητήρα, όπως η σταθερά χρόνου του κυκλώματος του δρομέα ( $L_m/R_r$ ). Αυτή η σταθερά χρόνου είναι δύσκολο να υπολογιστεί με ακρίβεια επειδή μεταβάλλεται, λόγω της θερμοκρασίας και του επίπεδου κορεσμού του μαγνητικού υλικού. Η ρύθμιση της τάσης του ρεύματος του στάτη ελέγχεται από την σύγκριση των ρευμάτων αναφοράς και των πραγματικών ρευμάτων. Η μέθοδος ελέγχου του προσανατολισμένου πεδίου έχει επιτυχή απόκριση στον έλεγχο της ταχύτητας και της ροπής του κινητήρα και επιπλέον αυξάνει την απόδοση (efficiency) του κινητήρα. Πάντως, λόγω της εξάρτησης του ελέγχου των ρευμάτων από την ρύθμιση της τάσης, ο έλεγχος αυτός είναι σχετικά ανεπιτυχής σε υψηλές ταχύτητες του κινητήρα.

### 2.1.2. Απώλειες ισχύος κινητήρα

Οι απώλειες ενός ηλεκτρικού κινητήρα είναι το μέρος της ισχύος της εισόδου που τελικά μετατρέπεται σε θερμότητα αντί να οδηγεί το φορτίο του κινητήρα. Οι απώλειες στον επαγωγικό κινητήρα συμβαίνουν στα τυλίγματα του, στους μαγνητικούς πυρήνες του. Επιπρόσθετα συμβαίνουν μηχανικές τριβές και απώλειες λόγω του αερισμού του κινητήρα (Boldea and Nasar, 2002, [6]). Οι απώλειες μπορεί να κατηγοριοποιηθούν βάσει της ηλεκτρικής συχνότητάς τους σαν θεμελιώδεις και αρμονικές (Boldea and Nasar, 2002, [6]). Επίσης μπορεί να κατηγοριοποιηθούν ως εξής (Garcia et al., 1994, [7]):

- 1. Τις απώλειες χαλκού ή ωμικές απώλειες (copper, winding losses) που είναι συνάρτηση του φορτίου. Προέρχονται από τη ροή του ρεύματος στα τυλίγματα του στάτη και του δρομέα.
- 2. Τις απώλειες σιδήρου ή μαγνητικές απώλειες (core, iron losses) που προκύπτουν από το άθροισμα των απωλειών υστέρησης και δινορευμάτων στο στάτη και το δρομέα. Είναι συνάρτηση της τάσης στα τερματικά του κινητήρα και δεν εξαρτώνται από το φορτίο. Οι απώλειες υστέρησης είναι η μακροσκοπική εκδήλωση των τριβών που προκαλούνται από την συνεχή αλλαγή του προσανατολισμού των στοιχειωδών μαγνητών που αποτελούν το υλικό του δρομέα, καθώς ο δρομέας περιστρέφεται μέσα στο μαγνητικό πεδίο του στάτη. Τα δινορεύματα οφείλονται στην διαφορά δυναμικού εξ επαγωγής που αναπτύσσεται από την κίνηση του δρομέα μέσα στο μαγνητικό πεδίο του στάτη και στην διαφορετική τιμή της γραμμικής ταχύτητας των σημείων της επιφάνειας του δρομέα. Οι απώλειες σιδήρου εξαρτώνται από το μαγνητικό πεδίο του στάτη, την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα, την μάζα του δρομέα και το πάχος των ελασμάτων που κατασκευάζεται ο δρομέας.
- 3. Τις μηχανικές απώλειες (mechanical losses), P<sub>fw</sub>, που περιλαμβάνουν τις απώλειες τριβών (friction), λόγω της περιστροφής του άξονα και τη συνιστώσα αερισμού (windage) από τη λειτουργία του ανεμιστήρα. Οι απώλειες τριβών και αερισμού, μεταβάλλονται προσεγγιστικά ανάλογα με το τετράγωνο της ταχύτητας και αποτελούν το 8–10% των ολικών απωλειών στο ονομαστικό φορτίο.
- 4. Τις κατανεμημένες απώλειες (stray losses), P<sub>stray</sub>. Πρόκειται για πρόσθετες απώλειες της μηχανής, οι οποίες οφείλονται στην παραμόρφωση του μαγνητικού πεδίου του στάτη λόγω της αντίδρασης του δρομέα και στις υψηλής συχνότητας διακυμάνσεις της αντίδρασης αυτής. Επίσης οφείλονται στην ανομοιόμορφη κατανομή του ρεύματος στα τυλίγματα του δρομέα. Εξαρτώνται από την ταχύτητα περιστροφής και το ρεύμα του δρομέα. Ο προσδιορισμός των κατανεμημένων απωλειών είναι εξαιρετικά δύσκολος. Έτσι, συνήθως λαμβάνονται ίσες με το 1% της ισχύος εξόδου της μηχανής, στη λειτουργία με το ονομαστικό φορτίο. Οι κατανεμημένες απώλειες αποτελούν το 8–20% των ολικών απωλειών, ανάλογα με την ιπποδύναμη του κινητήρα.

Κατά την λειτουργία ενός επαγωγικού κινητήρα όταν το φορτίο του κινητήρα αυξάνεται τότε αυξάνουν και οι απώλειες χαλκού,  $P_{cu}$ , ενώ η ταχύτητα του κινητήρα  $\omega_r$  μειώνεται και συγχρόνως η ολίσθηση s μεγαλώνει. Το μέγεθος αυτών των μεταβολών εξαρτάται από το πόσο υψηλή είναι η αντίσταση του δρομέα. Στα κινητήρια συστήματα μεταβλητής ταχύτητας, η δυνατότητα ρύθμισης της ταχύτητας του κινητήρα  $\omega_r$  προκαλεί σημαντική μείωση των απωλειών χαλκού. Όταν το φορτίο του κινητήρα κυμαίνεται από 75% έως το 90% του ονομαστικού φορτίου του κινητήρα, οι απώλειες χαλκού είναι περίπου ίσες με τις απώλειες σιδήρου. Όταν το φορτίο αυξάνει υπερισχύουν οι απώλειες χαλκού, ενώ όταν το φορτίο μειώνεται υπερισχύουν οι απώλειες σιδήρου.

Στην περίπτωση που μειώσουμε την τάση της πηγής, ελαττώνεται το ρεύμα μαγνήτισης και ελαττώνονται οι απώλειες σιδήρου. Με αυτό τον τρόπο ελαττώνεται η συνολική ηλεκτρική ισχύς που απορροφάται από τον κινητήρα ενώ η ισχύς που απορροφάται από το φορτίο δεν αλλάζει με συνέπεια να βελτιώνεται η απόδοση του κινητήρα. Επιπλέον επειδή μειώνεται το ολικό ρεύμα και η άεργος (επαγωγική) συνιστώσα της ολικής ισχύος έχουμε αύξηση του συντελεστή ισχύος του κινητήρα. Γενικά όταν μειώνεται η ισχύς εισόδου στον κινητήρα, αυξάνεται τόσο ο συντελεστής ισχύος όσο και ο βαθμός απόδοσης.

### 2.1.3. Τι είναι η απόδοση των κινητήρων;

Η απόδοση εκφράζει την αναλογία της ισχύος που αποδίδει η μηχανή στον άξονα της προς την ισχύ που απορροφά η μηχανή στα τερματικά εισόδου της Umans, S.D., 1989, [8].

$$A\pi \acute{0}\delta \circ \sigma \eta = \frac{I\sigma \chi \acute{0} \varsigma E \xi \acute{0}\delta \circ \upsilon}{I\sigma \chi \acute{0} \varsigma E \varsigma \acute{0}\delta \circ \upsilon} = \frac{I\sigma \chi \acute{0} \varsigma E \xi \acute{0}\delta \circ \upsilon}{I\sigma \chi \acute{0} \varsigma E \xi \acute{0}\delta \circ \upsilon + A\pi \acute{0}\lambda \epsilon \iota \epsilon \varsigma}$$
(2.1)

Από την παραπάνω εξίσωση φαίνεται ότι ο μόνος τρόπος για να βελτιωθεί η απόδοση ενός κινητήρα που λειτουργεί με μια συγκεκριμένη ισχύ εξόδου είναι να ελαττωθούν οι απώλειες του κινητήρα.

Η απόδοση του κινητήρα είναι μια πολύπλοκη συνάρτηση του τύπου του κινητήρα, του μεγέθους του, της ταχύτητας λειτουργίας του, των φορτίων, των υλικών κατασκευής του και του καθεστώτος λειτουργίας (Auinger, 1999, [9]; Auinger, 2001, [10], Boglietti et al., 2004, [11], Casada et al.,2000, [12]; Rooks, 2002, [13].

Η απόδοση μιας ηλεκτρικής μηχανής σε συνάρτηση με το φορτίο και την ροή του διάκενου δείχνεται στο Σχήμα 2.2: .

### 2.1.4. Πως μπορεί να ελεγχθεί η απόδοση ενός κινητήρα;

Από την Παράρτημα 2 συνάγεται ότι έχουμε την καλύτερη απόδοση κινητήρα αν η επιλογή μεγέθους του κινητήρα σε κάθε εφαρμογή φορτίου είναι αυτή που προβλέπει η καμπύλη φορτίου – απόδοσης του κινητήρα, όπως δείχνει και το Σχήμα 2.2:, το φορτίο της εφαρμογής πρέπει να είναι περίπου ίσο με το 75% της ονομαστικής τιμής του φορτίου του κινητήρα. Αυτό όμως είναι αδύνατο να γίνει στις εφαρμογές που το φορτίο είναι μεταβλητό και πρέπει ο κινητήρας να επιλεγεί για την περίπτωση του μέγιστου φορτίου. Σε αυτές τις περιπτώσεις ο μόνος τρόπος για να βελτιωθεί η απόδοση του κινητήρα είναι να ελαττωθεί το ποσό της ισχύος εισόδου στον κινητήρα και να μειωθούν οι απώλειες.

Μια πολύ απλή μέθοδος που βελτιώνει την απόδοση ενός κινητήρα που λειτουργεί σε συνθήκες χαμηλού φορτίου χωρίς την χρήση ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος είναι να συνδεθεί μόνιμα ο κινητήρας με συνδεσμολογία αστέρα ώστε να είναι μόνιμα ελαττωμένη η ισχύς που καταναλώνει. Στην συνδεσμολογία αστέρα η φάση της τάσης που εφαρμόζεται στο τύλιγμα του στάτη ελαττώνεται κατά τον συντελεστή 3<sup>1/2</sup>. Επειδή η ροπή είναι ανάλογη του

τετραγώνου της τάσης, η ροπή που μπορεί να αναπτύξει ο κινητήρας κατά την συνδεσμολογία αστέρα είναι μειωμένη κατά τον παράγοντα 3, δηλαδή ο κινητήρας σε συνδεσμολογία αστέρα μπορεί να λειτουργήσει για φορτία μεγαλύτερα του 0.33 pu.



Σχήμα 2.2: Η απόδοση και ο βαθμός απόδοσης ενός 2-, 4- πόλων, 3 φάσεων, IM, σε συνάρτηση με το φορτίο. Πηγή: International Electrotechnical Commission, 2009.

Οι ηλεκτρικοί κινητήρες εκτός από την κατανάλωση της πραγματικής (ωμικής) ισχύος καταναλώνουν και άεργη (επαγωγική) ισχύ.

To 1983 οι Kusko και Galler διατυπώνουν πρώτοι ότι υπάρχουν τρεις διαφορετικές στρατηγικές βελτίωσης της απόδοσης:

- Η κατάλληλη επιλογή και σχεδιασμός του κινητήρα
- Η βελτίωση των κυματομορφών που παράγει ο μετατροπέας ισχύος, ώστε να μην δημιουργούνται απώλειες λόγω υψηλών αρμονικών
- Ελεγχος της διέγερσης του κινητήρα ώστε να ρυθμίζεται η μαγνητική ροή στο διάκενο του κινητήρα σε μια βέλτιστη τιμή, στην οποία ο κινητήρας λειτουργεί με ελάχιστες απώλειες.

Στις περιπτώσεις των εφαρμογών που τα κινητήρια συστήματα δεν λειτουργούν στην ονομαστική τιμή φορτίου δεν είναι δυνατό να βελτιωθεί η απόδοση με τον κατάλληλο σχεδιασμό του κινητήρα ούτε με την βελτίωση των κυματομορφών του μετατροπέα ισχύος. Η μέθοδος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι να ρυθμίζεται βέλτιστα η μαγνητική ροή του κινητήρα ώστε να βελτιώνεται η απόδοση.

# 2.1.5. Έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) σε συνδυασμό με συμβατικές τεχνικές ελέγχου λειτουργίας ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων

Όταν οι κινητήρες λειτουργούν σε χαμηλά φορτία παρατηρείται το φαινόμενο να μην υπάρχει ισορροπία μεταξύ των απωλειών χαλκού και απωλειών σιδήρου του κινητήρα και να προκαλείται μια ανεπιθύμητη μείωση της απόδοσης του κινητήρα. Η απόδοση του κινητήρα και να προκαλείται μια ανεπιθύμητη μείωση της απόδοσης του κινητήρα. Η απόδοση του κινητήρα και να προκαλείται μια ανεπιθύμητη μείωση της απόδοσης του κινητήρα. Η απόδοση του κινητήρα και να προκαλείται μια ανεπιθύμητη μείωση της απόδοσης του κινητήρα. Η απόδοση του κινητήρα και να προκαλείται μια ανεπιθύμητη μείωση της απόδοσης του κινητήρα. Η απόδοση του κινητήρα και να συντελεστής ισχύος του μπορούν να βελτιωθούν με την κατάλληλη ρύθμιση της διέγερσης του κινητήρα (δηλ. μείωση της μαγνητικής ροής στο διάκενο του κινητήρα) σε σχέση με τις συνθήκες του φορτίου και της ταχύτητας του κινητήρα. Η ελάττωση της μαγνητικής ροής στο διάκενο του κινητήρα μέχρι κάποια βέλτιστη τιμή μειώνει τις ηλεκτρομαγνητικές του απώλειες, δηλαδή αυξάνει η απόδοσή του και συνεπώς το κινητήριο σύστημα χρειάζεται λιγότερη ενέργεια για να λειτουργήσει. Περαιτέρω μείωση της διέγερσης (μαγνητικής ροής) από την βέλτιστη τιμή διέγερσης του κινητήρα αυξάνει τις ηλεκτρομαγνητικές του απώλειες. Αυτό εξηγείται επειδή η καμπύλη των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών του κινητήρα σαν συνάρτηση της μαγνητικής ροής του διάκενου του κινητήρα για κάθε διαφορετική ταχύτητα λειτουργίας του κινητήρα είναι μια διαφορετική συνεχής παραβολή που παρουσιάζει μόνο ένα ελάχιστο.

Στον έλεγχο ΕΕΑ ο κινητήρας ελέγχεται από έναν "Βέλτιστο ελεγκτή". Ο ρόλος του βέλτιστου ελεγκτή είναι να προσδιορίζει το σημείο λειτουργίας του κινητήρα (την μειωμένη τιμή μαγνητικής ροής στο διάκενο του κινητήρα) όταν οι απώλειες είναι ελάχιστες. Ο βέλτιστος ελεγκτής μπορεί να συνδυασθεί με διαφορετικές τεχνικές ελέγχου ταχύτητας. Οι διαφορετικές τεχνικές ελέγχου της ταχύτητας βασίζονται στη μεταβολή της τάσης των τυλιγμάτων του στάτη του κινητήρα μέσω του μετατροπέα ισχύος σύμφωνα με σήματα ελέγχου που παράγει το κύκλωμα ελέγχου. Οι τεχνικές ελέγχου που χρησιμοποιούνται μέχρι τώρα είναι ο βαθμωτός έλεγχος (Volt Hertz - V/Hz), ο διανυσματικός έλεγχος (field Orientd control – FOC) και τελευταία ο άμεσος έλεγχος ροπής (Direct Torque Control - DTC), βλέπε Παράρτημα 3.

Στην βιβλιογραφία η τεχνική της μείωσης της διέγερσης του κινητήρα για την ρύθμιση της μαγνητικής ροής του κινητήρα καλείται "έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών" ή "ΕΕΑ". Στα αγγλικά ονομάζεται "energy optimal control", ή "efficiency optimization control", ή "loss minimization control".

Σύμφωνα με την βιβλιογραφία F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. B. Thogersen, 2000 [16], ο μόνος προβληματικός συνδυασμός βέλτιστου ελεγκτή και τεχνικής ελέγχου ταχύτητας παρατηρείται στην τεχνική βαθμωτού ελέγχου ρεύματος. Ο λόγος είναι ότι όταν το ρεύμα του στάτη έχει τιμή κοντά στην βέλτιστη τιμή και καθώς ο κινητήρας είναι ελεγχόμενος βάσει του ρεύματος, το ρεύμα οδηγείται από ένα ρεύμα αναφοράς που ορίζεται από τον βέλτιστο ελεγκτή. Αν το ρεύμα αναφοράς έχει ορισθεί ελαφρά ποιο χαμηλά από την βέλτιστη τιμή, ο κινητήρας δεν θα μπορέσει να παράγει την απαιτούμενη ροπή (pull out). Ένα κινητήριο σύστημα ελεγχόμενο με βαθμωτό έλεγχο πάντα χρησιμοποιεί κλειστό βρόχο ανάδρασης τάσης ή ταχύτητας.

Η τεχνική της ελάττωσης της διέγερσης του κινητήρα σε μια μειωμένη τιμή από την ονομαστική ανάλογα τις απαιτήσεις ροπής φορτίου αναφοράς και της ταχύτητας αναφοράς έχει χρησιμοποιηθεί σε πολλούς βέλτιστους ελεγκτές κινητήρων μέχρι τώρα. Ένα σημαντικό πρόβλημα που προκύπτει από την εφαρμογή της τεχνικής της βέλτιστης ρύθμισης της μαγνητικής ροής του κινητήρα είναι η ταλάντωση της ροπής που αναπτύσσει ο κινητήρας τόσο στις καταστάσεις ισορροπίας όσο και στις μεταβατικές. Για να αντιμετωπισθεί το πρόβλημα της αλλοίωσης της δυναμικής συμπεριφοράς του κινητήρα κατά τις μεταβατικές καταστάσεις (όταν το σύστημα ζητείται να ανταποκριθεί σε απότομες απαιτήσεις ροπής), αυτό που εφαρμόζεται μέχρι σήμερα είναι να δίνεται η πλήρης ονομαστική διέγερση στον κινητήρα και μόλις δημιουργηθεί ξανά κατάσταση ισορροπίας σε αυτόν κινητήρα η διέγερση να ρυθμίζεται εκ νέου από τον ελεγκτή σε μια μειωμένη τιμή, ανάλογα με τις νέες απαιτήσεις

χρήσης (ταχύτητα και ροπή φορτίου αναφοράς). Για να διατηρηθεί καλή δυναμική συμπεριφορά του κινητήρα στις διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του, αυτό που συνήθως εφαρμόζεται, είναι να τίθεται από τον βέλτιστο ελεγκτή ένα κατώτατο όριο στη βέλτιστη τιμή διέγερσης.

Στο βιβλίο του Bose [17] περιγράφεται ο υπολογισμός της ηλεκτρομαγνητικής ροπής που αναπτύσσει ο επαγωγικός κινητήρας. Από την έκφραση της ροπής (2.2), φαίνεται ότι αυτή μπορεί να παραχθεί από πολλούς συνδυασμούς μαγνητικού πεδίου και ρεύματος του δρομέα τον κινητήρα. Για κάθε διαφορετική συνθήκη λειτουργίας ροπής και ταχύτητας, υπάρχει μια μόνο μαγνητική ροή για την οποία ο κινητήρας παρουσιάζει ελάχιστες απώλειες.



Σχήμα 2.3: Ισοδύναμο κύκλωμα επαγωγικού κινητήρα. Πηγή Bose, "Electrical Machines for Variable –Speed Drives".

$$T_e = k_{te} I_m I_r \tag{2.2}$$

όπου

- *Te*: ηλεκτρομαγνητική ροπή, *Im*: ρεύμα μαγνήτισης, *Ir*: ρεύμα δρομέα, *k*<sub>te</sub>: σταθερά, *I*<sub>m</sub> ρεύμα μαγνήτισης,
- η καμπύλη του ρεύματος μαγνήτισης έχει υπολογισθεί από τον R. J. Kerkman, 1985, σαν $I_m = s_1 \Phi_m + s_2 \Phi_m^{-3} + s_3 \Phi_m^{-5}$ (2.3)

όπου

 $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$ : σταθερές,  $\Phi_m$ : η μαγνητική ροή στο διάκενο του κινητήρα (air-gap flux)





Από το Σχήμα 2.4: των Murphy και Turnbull, 1988, [5], μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η τάση διέγερσης του στάτη επηρεάζει τις απώλειες ως εξής: στα χαμηλά φορτία, όταν η τάση του στάτη είναι η μισή της ονομαστικής, το ρεύμα του δρομέα *I<sub>r</sub>* είναι πολύ μικρό ενώ το ρεύμα του στάτη *I<sub>s</sub>* και το ρεύμα μαγνήτισης *I<sub>m</sub>* είναι μεγάλα. Στην περίπτωση (β) στο Σχήμα

2.4: , που η ηλεκτρεγερτική δύναμη διάκενου Ε πέφτει στο μισό, το ρεύμα του δρομέα πρέπει να διπλασιαστεί για να αναπτυχθεί η ίδια ηλεκτρομαγνητική ροπή με την περίπτωση (α) στο Σχήμα 2.4: .

Με κατάλληλη ρύθμιση της μαγνητικής ροής, πετυχαίνεται μια κατάλληλη ισορροπία μεταξύ των απωλειών σιδήρου και χαλκού, ώστε να ελαττώνονται οι ολικές απώλειες. Επίσης με την ελάττωση της μαγνητικής ροής ελαττώνονται και οι κατανεμημένες απώλειες. Όπως αναφέρουν οι Κιοσκερίδης και Μάργαρης το 1996, [15], οι κατανεμημένες απώλειες  $P_{str}$  έχουν υπολογισθεί από τους P.L. Alger, G. Angst, E.J. Davies, το 1959, [19] και από τους P.K. Sen, H. A. Landa το 1990, [1] από την σχέση

$$P_{str} = c_{zb}I_s^2 + c_s \Phi_m^2 I_s^2 + c_e \alpha I_s^2$$
(2.4)

όπου:

- *P*<sub>str</sub>: ολικές κατανεμημένες απώλειες, *c*<sub>zb</sub>, *c*<sub>s</sub>, *c*<sub>e</sub>: εμπειρικές παράμετροι που εξαρτώνται από το επιδερμικό φαινόμενο, πυκνότητα ροής, ρεύμα στάτη
- α :κοινωνικοποιημένη συχνότητα (pu),  $\alpha = \omega_e / \omega_b = \omega_r / (1-s)$ ,  $\omega_e$ : συχνότητα τροφοδοσίας (r/s)
- $ω_b$ : βασική ταχύτητα κινητήρα (r/s),  $ω_r$ : ταχύτητα άξονα (r/s), s: γωνία ολίσθησης

Επειδή με την ελάττωση της μαγνητικής ροής μειώνεται και η ταχύτητα του κινητήρα, για να διατηρηθεί σταθερή η ταχύτητα στην περίπτωση διανυσματικού ελέγχου ή άμεσου ελέγχου ροπής πρέπει να αυξηθεί κατάλληλα η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει την ταχύτητα,  $(i_{sq})$ , ενώ στην περίπτωση βαθμωτού ελέγχου πρέπει να αυξηθεί η συχνότητα της τάσης του στάτη.

Για τις εφαρμογές που δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών του κινητήριου συστήματος, οι διαφορετικές τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις κατηγορίες:

- Απλό έλεγχο (Simple state Control),
- Έλεγχο αναζήτησης (Search Control SC),
- Έλεγχο βασισμένο σε μοντέλο απωλειών (Loss Model Control LMC).

Τα πλεονεκτήματα του ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών ΕΕΑ ελέγχου με SC είναι :

- Δεν χρειάζονται την γνώση του μοντέλου των απωλειών ή του κινητήρα με αποτέλεσμα να μην επηρεάζονται από την μεταβολή των παραμέτρων του κινητήρα λόγω της θέρμανσής του ή των φαινομένων κορεσμού στον πυρήνα του κινητήρα.
- Η μέτρηση της ισχύος που καταναλώνει ο κινητήρας γίνεται συνήθως από την πλευρά της πηγής ισχύος, δηλαδή πριν τον ανορθωτή ισχύος, ώστε η ελαχιστοποίηση των απωλειών να συμπεριλαμβάνει εκτός τις απώλειες του κινητήρα και τις απώλειες του μετατροπέα ισχύος.
- Οι μετρήσεις της ισχύος γίνονται ευκολότερα γιατί οι μετρήσεις από την πλευρά της πηγής ισχύος της τάσης και των κυματομορφών του ρεύματος έχουν μικρότερες αρμονικές από ότι οι αντίστοιχες μετρήσεις από την πλευρά του κινητήρα.

Τα πλεονεκτήματα του ΕΕΑ ελέγχου με LMC είναι :

• Ότι έχουν γρήγορη σύγκλιση

Στον απλό έλεγχο, 'Simple state Control' ανήκουν οι μέθοδοι που ελέγχουν τον συντελεστή ισχύος *cosφ* ή την ολίσθηση *s*.



Σχήμα 2.5: Παράδειγμα ΕΕΑ, απλού ελέγχου, με ρύθμιση του συντελεστή ισχύος *cosφ*, με βαθμωτό έλεγχο (V/Hz).



Πηγή: Μ. H. Park, S. K. Sul, "Microprocessor-Based Optimal-Efficiency Drive of an Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. IE-31, No. 1, Feb 1984, pp. 69-73.

Σχήμα 2.6: Παράδειγμα ΕΕΑ, απλού ελέγχου, με ρύθμιση της συχνότητας και της ολίσθησης του δρομέα s, με βαθμωτό έλεγχο (V/Hz).



Σχήμα 2.7: Τοπολογία ΕΕΑ ελεγκτή με την τεχνική βαθμωτού ελέγχου (V/Hz).



Σχήμα 2.8: Τοπολογία ΕΕΑ ελεγκτή μοντέλου απωλειών (LMC) σε συνδυασμό με την τεχνική διανυσματικού ελέγχου (FOC).

Ιστορικά, η πρώτη διατυπωμένη σε δημοσίευση ιδέα για ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικής φύσης απωλειών του κινητήρα έγινε από τους Kostenco, Piotrovsky το 1974. Το 1980, πρώτος ο D. Galler [23], πρότεινε μια μέθοδο υπολογισμού της βέλτιστης συχνότητας βασισμένη στο μοντέλο του κινητήρα. και η οποία υλοποιήθηκε για πρώτη πολύ αργότερα (το 1983), από τους Kusko και Galler, όταν η τεχνολογία το επέτρεψε. Με την ανάπτυξη της τεχνολογίας των τρανζίστορ έγινε εφικτό οι μετατροπείς ισχύος να μπορούν να διαμορφώνουν και την συχνότητα τροφοδοσίας των κινητήρων (Pulse Width Modulator –

PWM) και να πετυχαίνουν μεταβλητή τάση και μεταβλητή συχνότητα (Variable Voltage Variable Frequency – VVVF), βλέπε Σχήμα 2.9: . Επίσης η ανάπτυξη των μικροϋπολογιστών έδωσε την δυνατότητα της απαραίτητης υπολογιστικής δύναμης για την υλοποίηση αυτής της μεθόδου.

Κεφάλαιο 2



A PWM-VSI with diode rectifier used in most ASDs today.

Σχήμα 2.9: Σύγχρονος αναστροφέας ισχύος για την ρύθμιση συχνότητας και τάσης (VVVF).



Σχήμα 2.10: Διάγραμμα ροής των σημάτων ανάδρασης ενός ΕΕΑ ελεγχόμενου κινητήριου συστήματος με αντιστροφέα ισχύος. Ο ΕΕΑ ελεγκτής έχει συνδυαστεί με μια τεχνική ελέγχου της ταχύτητας, για τον έλεγχο του αναστροφέα ισχύος.

Στο Σχήμα 2.10: δείχνεται η τοπολογία ενός κινητήριου συστήματος με ρυθμιζόμενη ταχύτητα (ASD: Adjustable Speed Drive), μεταβλητής τάσης και μεταβλητής ταχύτητας (VVVF) που περιλαμβάνει και ΕΕΑ ελεγκτή.

Η πρώτη εφαρμογή ελέγχου για να εξοικονομηθεί ενέργεια στα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα έγινε το 1977, από τον F.J. Nola [24], με την ρύθμιση της διέγερσης με μεταβλητή τάση και σταθερή συχνότητα (Variable Voltage Fixed Frequency – VVFF). Η εφαρμογή αυτή κατοχυρώθηκε από τον Nola και αποτελεί την 1<sup>η</sup> ευρεσιτεχνία μιας μεθόδου βελτίωσης της απόδοσης με έλεγχο του συντελεστή ισχύος, (Power Factor), [US Patent 4052648], η οποία μέχρι και σήμερα χρησιμοποιείται στην αγορά.

Η βιβλιογραφία μέχρι σήμερα, Rowan, Lipo [25], δείχνει ότι η ρύθμιση μεταβλητής τάσης και σταθερής συχνότητας VVFF μπορεί να εξοικονομήσει ενέργεια μόνο σε συνθήκες πολύ μικρής φόρτισης του κινητήρα (μικρότερης του 0.45 pu). Επίσης η VVFF δεν πετυχαίνει καλή ρύθμιση της ταχύτητας με αποτέλεσμα να μην μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές που απαιτούνται μεγάλες αλλαγές ταχύτητας, όπως στα κλιματιστικά (HVAC).

### 2.1.6. Αρχή λειτουργίας ελεγκτών ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) με αναζήτηση

Στην κατηγορία ελεγκτών τύπου αναζήτησης (Search control-SC) ανήκουν οι μέθοδοι που εντοπίζουν σε πραγματικό χρόνο το σημείο λειτουργίας με βέλτιστη απόδοση, χρησιμοποιώντας αλγόριθμους αναζήτησης (searching algorithm) για να ρυθμίσουν μια από τις σημαντικές μεταβλητές του συστήματος οδήγησης (πχ το ρεύμα διέγερσης ή την τάση του στάτη). Στους ελεγκτές αναζήτησης αναζητιέται το σημείο λειτουργίας που παρουσιάζει την ελάχιστη ισχύ εισόδου έχοντας σταθερή ισχύ εξόδου. Για αυτό το λόγο η μέθοδος αυτή εφαρμόζεται μόνο κατά την διάρκεια λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία (steady states). Οι ελεγκτές αυτού του τύπου καλούνται Search Controllers (SC), (D. S. Kirschen, D. W. Novotny, and W. Suwanwissot, 1984, [41]).

Οι ελεγκτές αναζήτησης SC αρχικά μετρούν την ισχύ εισόδου του κινητήριου συστήματος κατά τακτά διαστήματα και μετά μειώνουν σταδιακά την μαγνητική ροή μέχρι να πετύχουν την μικρότερη κατανάλωση ενέργειας διατηρώντας σταθερή την ισχύ εξόδου. Το κριτήριο της αναζήτησης μπορεί να είναι η ελαχιστοποίηση ή η μεγιστοποίηση μιας σημαντικής παραμέτρου με την μέθοδο της δοκιμής και λάθους. Παραδείγματα κριτηρίων αναζήτησης είναι: η μεγιστοποίηση του συντελεστής ισχύος, η ελαχιστοποίηση της ισχύος εισόδου στην DC ζεύξη (DC-link) του μετατροπέα ισχύος, ή της ισχύος εισόδου στον κινητήρα, η ελαχιστοποίηση των απωλειών του συστήματος, η ελαχιστοποίηση του ρεύματος του στάτη (G. D. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, 1995, [42] και V. Sadegh, M.Rahman, 1999, [43]).

Οι κλασσικοί αλγόριθμοι αναζήτησης είναι μέθοδοι όπως η μέθοδος Rosenbrock, Fibonacci, Golden Section, Gradient, Propotional method. Οι τελευταίες έρευνες που αφορούν τους ελεγκτές αναζήτησης χρησιμοποιούν αλγόριθμους ασαφούς λογικής, ή συνδυασμό ασαφούς λογικής με νευρωνική δίκτυα (neuro-fuzzy) αντί των κλασσικών αλγόριθμων αναζήτησης. Ο ΕΕΑ έλεγχος με ασαφή λογική χρησιμοποιήθηκε για 1<sup>η</sup> φορά από τους G. Sousa και B. Bose το 1995, [42]. Οι SC προκαλούν πάντα κυμάτωση στην ροπή του κινητήρα λόγω των ταλαντώσεων της ροής του μαγνητικού πεδίο στο διάκενο του κινητήρα.

Ένας ελεγκτής αναζήτησης από την φύση του είναι ανεξάρτητος από τις παραμέτρους του κινητήρα και ελαχιστοποιεί τις απώλειες ολόκληρου του κινητήριου συστήματος. Η μέθοδος που χρησιμοποιεί βασίζεται είτε στην πειραματική είτε στην θεωρητική περιοδική μέτρηση της ισχύος που καταναλώνει το κινητήριο σύστημα. Η φιλοσοφία των ελεγκτών τύπου αναζήτησης είναι να ελαχιστοποιούν την ισχύ εισόδου με επαναλαμβανόμενες ρυθμίσεις της μαγνητικής ροής ή κάποιας ισοδύναμης μεταβλητής ελέγχου. Η μέθοδος αναζήτησης περιγράφεται στο Σχήμα 2.11:.

Αν υποθέσουμε ότι αρχικά ο κινητήρας λειτουργεί με ονομαστική διέγερση, δηλαδή ονομαστική μαγνητική ροή, σε κατάσταση ισορροπίας, όπως δείχνεται στο Σχήμα 2.11: των Cleland 1995, [46]. Ο ροή μαγνήτισης στο διάκενο του κινητήρα μειώνεται μειώνοντας την τάση του στάτη. Καθώς οι απώλειες του πυρήνα ελαττώνονται με την μείωση της ροής, η ολική απόδοση βελτιώνεται. Αυτό επιδρά στην μείωση της συνεχούς τάσης στην συνεχή σύζευξη (DC-link) του μετατροπέα ισχύος, όπως υποδηλώνει η σταθερή ισχύ εξόδου.

Η τάση του στάτη ελαττώνεται μέχρι να εντοπισθεί η ελάχιστη ισχύς εισόδου, το οποίο σημαίνει ότι οι απώλειες έχουν γίνει ελάχιστες και η απόδοση μέγιστη. Η περαιτέρω προσπάθεια μείωσης κάτω της τάσης του στάτη από το σημείο βέλτιστης λειτουργίας χαλά τα ην απόδοση και επαναφέρει την λειτουργία στο σημείο ελάχιστης κατανάλωσης ισχύος.



Σχήμα 2.11: Αρχή της μεθόδου ΕΕΑ με ελεγκτή αναζήτησης (SC), [46]. Στο παράδειγμα η παράμετρος ελέγχου είναι η τάση διέγερσης του στάτη.

## 2.1.7. Αρχή λειτουργίας ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένου σε μοντέλο απωλειών (Loss Model Control -LMC)

Για πρώτη φορά to 1974, οι Kostenko και Piotrovsky αποδεικνύουν ότι σε κάθε περίπτωση διαφορετικών συνθηκών λειτουργίας ( $T_{em}$ ,  $\omega_r$ ) ενός κινητήρα υπάρχει μόνο ένα ρεύμα μαγνήτισης του στάτη  $i_{ds}$  για το οποίο οι απώλειες ηλεκτρομαγνητικής φύσης είναι ελάχιστες, με την προϋπόθεση ότι η ταχύτητα και η ροπή του κινητήρα είναι σταθερά. Όπως αναλυτικά δείχνει το Σχήμα 2.22: , οι συναρτήσεις που περιγράφουν τις απώλειες σιδήρου  $P_{Fe}$  και χαλκού  $P_{cu}$  των κινητήρων καθώς μεταβάλλεται το ρεύμα μαγνήτισης  $i_{ds}$  και το ρεύμα ροπής  $i_{qs}$ , είναι συναρτήσεις συνεχείς, παραβολικής μορφής, με θετική δεύτερη παράγωγο και ένα ελάχιστο που μπορεί να προσδιοριστεί με διάφορες μεθόδους. Η κύρια μέθοδος εύρεσης της βέλτιστης μαγνητικής ροής είναι με την παραγώγιση της εξίσωσης των απωλειών του συστήματος ως προς την μαγνητική ροή, διατηρώντας την ροπή και την ταχύτητα σταθερά. Στο σημείο ελαχίστου η 2<sup>η</sup> παράγωγος είναι θετική.

$$S_{\Phi_m}^{P_{Loss}} = \frac{\partial P_{Loss}}{\partial \Phi} \Big|_{T_e \omega_r}$$
(2.5)

$$\frac{\partial^2 P_{Loss}}{\partial \Phi^2} > 0 \tag{2.6}$$

Αυτοί οι υπολογισμοί απαιτούν την γνώση των παραμέτρων του κινητήρα που είτε μετρούνται πειραματικά είτε υπολογίζονται θεωρητικά. Οι ελεγκτές που υλοποιούν αυτήν την μέθοδο ονομάζονται ελεγκτές μοντέλου απωλειών, Loss Model Controllers (LMC). Οι ελεγκτές μοντέλου απωλειών χρησιμοποιούν διάφορα μοντέλα των απωλειών του κινητήριου συστήματος για να υπολογίσουν την βέλτιστη μαγνητική ροή του κινητήρα για δοσμένη φόρτιση και ταχύτητα του κινητήρα (P. Pillay, R. Krishnan, 1991, [133]). Οι τεχνικές ελέγχου με LMC εφαρμόζονται μόνο σε συνθήκες λειτουργίας σε ισορροπία (steady states).

Η συνάρτηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών σε σχέση με το ρεύμα μαγνήτισης [138] περιγράφεται από την σχέση

$$P_{L}(i_{ds}, T_{em}, \omega_{r}) = (k_{1} + k_{2}L_{m}^{2}\omega_{r}^{2})i_{ds}^{2} + \frac{2k_{2}R_{R}\omega_{r}T_{em}}{k_{4}} + \frac{T_{em}^{2}}{k_{4}^{2}}\frac{1}{L_{m}^{2}i_{ds}^{2}}(k_{3} + k_{2}R_{R}^{2})$$
(2.7)

Είναι γνωστό ότι η ροή μαγνήτισης είναι ανάλογη της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροή σύμφωνα με την σχέση

$$\varphi_s = Mi_{ds} \tag{2.8}$$

όπου M είναι μαγνητική επαγωγή (magnetizing inductance).

Αντικαθιστώντας το ρεύμα i<sub>ds</sub> σαν έκφραση της ροής, η σχέση (2.7) παίρνει την μορφή

$$P_{L} = k_{1}' \varphi_{s}^{2} + k_{2}' \frac{T_{em}^{2}}{\varphi_{s}^{2}}$$
(2.9)

Επειδή οι 2<sup>η</sup> παράγωγοι των σχέσεων (2.7) και (2.9) αντίστοιχα είναι θετικές,  $\partial^2 P_L / \partial i_{ds}^2 > 0$ και  $\partial^2 P_L / \partial \varphi_s^2 > 0$ , αποδεικνύεται ότι οι ηλεκτρομαγνητικές απώλειες είναι συνάρτηση συνεχής και κοίλη σε σχέση με το ρεύμα μαγνήτισης του στάτη ids ή με την ροή του στάτη αντίστοιχα. Η σχέση (2.7) παρουσιάζει ελάχιστο για μια τιμή του ρεύματος μαγνήτισης, που υπολογίζεται από την λύση της εξίσωσης της πρώτης παραγώγου των απωλειών ως προς το ρεύμα,

$$\left(\frac{\partial P_L}{\partial i_{ds}}\right)_{T_{em},\omega_r=\sigma\tau\alpha\theta\varepsilon\rho\dot{\alpha}} = 0$$
(2.10)

Παρόμοια, η σχέση (2.9) παρουσιάζει ελάχιστο για μια τιμή της ροής μαγνήτισης, που υπολογίζεται από την λύση της εξίσωσης της πρώτης παραγώγου των απωλειών ως προς την ροή,

$$\left(\frac{\partial P_L}{\partial \varphi_s}\right)_{T_{em},\omega_r=\sigma\tau\alpha\theta\varepsilon\rho\dot{\alpha}} = 0$$
(2.11)

Η τιμή του βέλτιστου ρεύματος έχει την γενική μορφή

$$i_{ds}^{*} = f(\omega_r, T_{em}, k_i)$$
 όπου  $\omega_r, T_{em}$ σταθερά (2.12)

Αντίστοιχα, η τιμή της βέλτιστης ροής έχει την γενική μορφή

$$\varphi_{s}^{*} = f(\omega_{r}, T_{em}, k_{i})$$
όπου  $\omega_{r}, T_{em}$ σταθερά (2.13)

όπου  $k_i$  και  $k'_i$ είναι παράμετροι του κινητήρα.

Η σχέση που υπολογίζει το βέλτιστο ρεύμα διέγερσης είναι μια πολύπλοκη σχέση που πρέπει να υλοποιηθεί σε ηλεκτρονική βαθμίδα που συνήθως ονομάζεται βέλτιστος ελεγκτής προκειμένου σαν υποσύστημα να ενσωματωθεί κατάλληλα στο υλικό ελέγχου ενός κινητήρα.

Ο βέλτιστος ελεγκτής που βασίζεται στο μοντέλο απωλειών χρησιμοποιεί τις μετρήσεις του ρεύματος και της ταχύτητας για να υπολογίζει με την βοήθεια του μαθηματικού μοντέλου των απωλειών του κινητήριου συστήματος την βέλτιστη τιμή της ροής του διάκενου του κινητήρα. Ο ΕΕΑ έλεγχος με ελεγκτή LMC μπορεί να συνεργασθεί με οποιαδήποτε τεχνική ελέγχου της ταχύτητας. Ο συνδυασμός των LMC με βαθμωτό έλεγχο αναφέρεται στις αναφορές [52]-[71], εκ των οποίων οι [52]-[69] υλοποιούνται με συμβατούς αλγόριθμους (πχ στατιστική μέθοδο, Monte Carlo, Sequencial Unconstraint Minimization technique (SUMT),

μέθοδος Hook Jeeves, μέθοδος Han Powel) και οι [71]-[72] και [73] με μεθόδους τεχνητής νοημοσύνης (AI), (πχ ασαφούς λογικής, Artificial Neural Networks –ANN), Nature Inspired Algorithms (NIA), (πχ γεννετικούς αλγόριθμους (GA), Particle Swarm Optimization (PSO), Evolutionary Algorithm, Simulated Annealing (SA) και Evolution Strategy) και τις νέες στοχαστικές μεθόδους αναζήτησης. Ο συνδυασμός των LMC με τον διανυσματικό έλεγχο περιγράφεται στις [72]–[90].

Ο συνδυασμός των LMC και SC σε συνδυασμό με άμεσο έλεγχο ροπής (DTC) δεν έχει ακόμα αναφερθεί στην Βιβλιογραφία.

Η εφαρμογή ΕΕΑ ελέγχου με ελεγκτή LMC σε συνδυασμό με τον βαθμωτό έλεγχο υπολογίζει το μέτρο της μεταβλητής ελέγχου, ενώ σε συνδυασμό με τον διανυσματικό έλεγχο υπολογίζει και το μέτρο και τη φάση της μεταβλητής ελέγχου.



Σχήμα 2.12: Πηγή: C. Thanga Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal, 2008, [135].

Το μεγάλο πλεονέκτημα της μεθόδου LMC είναι ο γρήγορος χρόνος εύρεσης του σημείου λειτουργίας με τις λιγότερες απώλειες. Ο βέλτιστος έλεγχος με ελεγκτή βασισμένο σε μοντέλο απωλειών μπορεί να χρησιμοποιεί στοχαστικές τεχνικές αναζήτησης για την εύρεση του ελάχιστου της αντικειμενικής συνάρτησης (μοντέλου απωλειών). Οι τεχνικές τεχνητής νοημοσύνης, όπως ασαφή λογική, ANN (Artificial Neural Network), PSO (Particle Swarm Optimal), DE (Differential Evolution) και GA (Genetic Algorithms) έχουν χρησιμοποιηθεί με επιτυχία στον ΕΕΑ των κινητήρων. Στην αναφορά των Millie Pant, Radha Thangaraj, V. P. Singh, [134] του 2008, έχει γίνει σύγκριση τριών στοχαστικών μεθόδων.

Στην βιβλιογραφία αναφέρονται διάφορα μοντέλα απωλειών του κινητήριου συστήματος στα οποία χρησιμοποιούνται διαφορετικές μεταβλητές ελέγχου. Στην αναφορά των C. Thanga Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal το 2008, [135], χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος DE (είναι ένας παράλληλος αλγόριθμος αναζήτησης της βέλτιστης λύσης μιας αντικειμενικής συνάρτησης.



Σχήμα 2.13: Πηγή: C. Thanga Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal, 2008, [135].

To 1988, oi S. K. Sul, M. H. Park [136], το 1984 o J. R. Pottebaum, [57], το 1994 o G.O. Garcia [80] και οι C. C. De wit, S. I. Seleme στις [81] χρησιμοποιούν την ροή μαγνητικού πεδίου του δρομέα για παράμετρο ελέγχου.



Σχήμα 2.14: Πηγή: [24] C. Thanga Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal. Παράμετρος ελέγχου είναι η ροή του δρομέα. Συγκρίνουν έλεγχο με σταθερή ροή, έλεγχο ροής με LMC και έλεγχο PSO (Particle Swarm Optimization).

To 2000 οι F. F. Bernal, A. G. Cerrada [78], χρησιμοποιούν το ρεύμα διέγερσης του στάτη, και το 1992 στην [58] οι S. Sen, S. N. Yeh, χρησιμοποιούν την τάση διέγερσης του στάτη.

- 2.2. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελεγκτών ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων άγνωστου κύκλου εργασιών
- 2.2.1. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελεγκτών ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) τύπου αναζήτησης (SC) σε συνδυασμό με βαθμωτό έλεγχο (V/Hz)



Σχήμα 2.15: Παράδειγμα συνδυασμού ΕΕΑ με ελεγκτή αναζήτησης (SC) και βαθμωτό έλεγχο. Πηγή: Thanga.

Το 1991, στην αναφορά [51] οι P. Famouri, J. J. Cathey, περιγράφουν τα προβλήματα που απαντώνται στον ΕΕΑ έλεγχο με ελεγκτή τύπου αναζήτησης. Χρησιμοποιούν σαν μεταβλητή το ρεύμα του στάτη αντί της ισχύος εισόδου. Όταν χρησιμοποιείται σαν μεταβλητή ελέγχου το ρεύμα του στάτη μπορεί να εντοπισθεί ευκολότερα το σημείο βέλτιστης λειτουργίας του κινητήρα από ότι αντίστοιχα στην περίπτωση που η μεταβλητή ελέγχου είναι η ισχύς εισόδου. Παρατηρείται λιγότερη ταλάντωση της ροής στο διάκενο του κινητήρα με αποτέλεσμα λιγότερη κυμάτωση στην ροπή και επίσης πετυχαίνεται μεγαλύτερη ελαχιστοποίηση των απωλειών.



Fig. 1. Optimal IMD. [1996, Kioskeridis Margaris]

Σχήμα 2.16: Βέλτιστος ελεγκτής αναζήτησης (SC) μαζί με ελεγκτή που βασίζεται στο μοντέλο απωλειών (LMC) με συνδυασμό βαθμωτού ελέγχου [97].



Fig. 10. Loss minimization process in the 1-hp drive when the controlled variable is (a) the input power and (b) the stator current.

Σχήμα 2.17: Η βελτιστοποίηση των απωλειών επαγωγικού κινητήρα 1 Hp [97]. Η καμπύλη μεταβολής του ρεύματος του στάτη και της ισχύος εισόδου παρουσιάζει μικρότερη καμπυλότητα στο σημείο ελαχίστου από ότι το ρεύμα του στάτη.



Σχήμα 2.18: Πηγή [97].

Το 1996, οι Κιοσκερίδης και Μάργαρης [97] συγκρίνουν τις δύο παραπάνω μεταβλητές ελέγχου για τον ΕΕΑ έλεγχο ενός επαγωγικού κινητήρα 1 Hp σε συνδυασμό με Volt/Hz έλεγχο ταχύτητας και αποδεικνύουν πειραματικά ότι πετυχαίνεται σημαντική ελαχιστοποίηση των απωλειών. Η ποιο ακριβής λύση και η ποιο οικονομική λόγω λιγότερων αισθητήρων πετυχαίνεται όταν χρησιμοποιείται σαν μεταβλητή ελέγχου το ρεύμα του στάτη αντί της ισχύος εισόδου. Όπως δείχνεται στο Σχήμα 2.17: , η μεταβολή της ισχύος εισόδου και της

ροής του διάκενου με το χρόνο δεν παρουσιάζουν μεγάλη κλίση στο σημείου ελαχίστου και για αυτό αυτά τα ελάχιστα δεν μετρούνται εύκολα. Αντίθετα η καμπύλη μεταβολής του ρεύματος του στάτη με το χρόνο (βλέπε Σχήμα 2.18: παρουσιάζει μεγαλύτερη καμπυλότητα και προσφέρεται για μεταβλητή ελέγχου.

Το 1995, στην αναφορά [98] ο J. G. Cleland, προτείνει (χωρίς πειραματική υλοποίηση) μια μέθοδο ΕΕΑ με ελεγκτές τύπου αναζήτησης και βαθμωτό έλεγχο, που χρησιμοποιεί τρεις ελεγκτές. Ο πρώτος ασαφής ελεγκτής τύπου αναζήτησης ρυθμίζει την τάση του στάτη μέχρι να ελαχιστοποιηθεί η ισχύς εισόδου. Ο δεύτερος ελεγκτής αλλάζει την συχνότητα για να ρυθμιστεί η ταχύτητα και ο τρίτος παράγει μια αρχική συχνότητα αναφοράς που αντισταθμίζει την μεταβολή της ολίσθησης με την αλλαγή του φορτίου και της ταχύτητας (αυξάνει την συχνότητα του στάτη καθώς μειώνεται η τάση του στάτη).

Το 1996, οι Cleland, J.G. and Turner, M.W., [49], κάνουν ΕΕΑ με ελεγκτές τύπου αναζήτησης βασισμένους σε ασαφή ελεγκτή σε συνδυασμό με βαθμωτό έλεγχο. Για να αντισταθμίζεται η ροπή χρησιμοποιούν έναν ελεγκτή feed-forward. Ο ασαφής ελεγκτής δέχεται για είσοδο την μεταβολή της ισχύος εισόδου  $\Delta P_{in}$  και την μεταβολή της τάσης του στάτη  $\Delta V_s$ . Για έξοδο έχει την νέα μεταβολή της τάσης του στάτη.

### 2.2.2. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) με ελεγκτές αναζήτησης (SC) σε συνδυασμό με διανυσματικό έλεγχο (FOC)

Στον διανυσματικό έλεγχο απαιτούνται περισσότεροι υπολογισμοί από ότι στον βαθμωτό έλεγχο και τα ρεύματα αναφοράς υπολογίζονται από την ροπή αναφοράς. Επίσης ενώ στον βαθμωτό έλεγχο υπολογίζονται μόνο τα μέτρα των τιμών, στον διανυσματικό υπολογίζονται και τα μέτρα και οι φάσεις. Η μέθοδος ΕΕΑ με ελεγκτές τύπου SC έχει εφαρμοστεί με επιτυχία στον έλεγχο επαγωγικών κινητήρων από πολλούς ερευνητές. Το μειονέκτημά των SC είναι ότι εφαρμόζεται μόνο σε καταστάσεις σταθερής λειτουργίας του κινητήρα και ότι είναι αργός έλεγχος γιατί έχει μεγάλο χρόνο σύγκλισης (μεγαλύτερος των 5 s).

To 2005, oi S. Vaez-Zadeh, F. Hendi [79], προτείνουν ΕΕΑ έλεγχο με μεταβλητή ελέγχου την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη στο περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα ανφοράς, που παράγει το πεδίο (*i*<sub>ds</sub>) και αντί βηματικών μεταβολών χρησιμοποιούν συνεχείς ομαλές αλλαγές κατά την αναζήτηση ώστε να πετυχαίνεται γρήγορη σύγκλιση και να μπορεί να εφαρμόζεται και σε περιπτώσεις συχνών αλλαγών φορτίου και ροπής.



Fig. 6. Efficiency optimization control system.

Σχήμα 2.19: Πηγή: [79] Vaez etal, 2005.

To 1985, οι [96] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, και T. A. Lipo, [96], δοκιμάζουν τον ΕΕΑ έλεγχο με ελεγκτές αναζήτησης σε συνδυασμό με διανυσματικό έλεγχο και πετυχαίνουν χρόνο σύγκλισης 7 s για κινητήρα 7.5 Hp. Η μείωση του χρόνου σύγκλισης προκαλεί περισσότερη κυμάτωση στην ροπή.

To 1993, οι O. Ojo, I. Bhat, G. Sugita, [100], συγκρίνουν τρία σχήματα έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (IFOC), με προσανατολισμό ως προς το πεδίο του στάτη, με προσανατολισμό ως προς το πεδίο του δρομέα και με προσανατολισμό ως προς το πεδίο του

διάκενου και αποδεικνύουν ότι ο μετασχηματισμός ως προς τον προσανατολισμό του πεδίου του δρομέα δίνει καλύτερη βελτίωση της απόδοσης.

To 2001, oi D. Xu, D. Zhu, BinWu, [126], προτείνουν μια μέθοδο που μεγιστοποιεί την απόδοση σε συνδυασμό με διανυσματικό έλεγχο για ηλεκτρικό αυτοκίνητο. Το βέλτιστο ρεύμα της συνιστώσας του στάτη που παράγει την ροπή υπολογίζεται με την τεχνική αναζήτησης βασισμένη στον αλγόριθμο Golden Section. Για να περιοριστεί η ταλάντωση της ροπής λόγω της βηματικής μείωσης του ρεύματος που δημιουργεί την μαγνητική ροή, προσθέτουν στο σύστημα του ελεγκτή ένα χαμηλο-περατό φίλτρο.



Fig. 1. System layout.

Σχήμα 2.20: Ένα παράδειγμα συνδυασμού ΕΕΑ με ελεγκτές τύπου αναζήτησης και με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο IFOC ([105], Chandan Chakraborty, Minh C. Ta, Toshiyuki Uchida and Yoichi Hori).

### 2.2.3. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) με ελεγκτές αναζήτησης (SC) ασαφούς λογικής (FLSC) και σε νευρωνικά δίκτυα

Η τελευταίες έρευνες για την ρύθμιση της μαγνητικής ροής έχουν προσανατολιστεί στην τεχνική του ελέγχου αναζήτησης με την χρήση της ασαφούς λογικής (Fuzzy Search Controllers - FSC), των νευρωνικών δικτύων ή και τον συνδυασμό και των δύο. Οι ασαφείς ελεγκτές υπερέχουν από τους κλασσικούς ελεγκτές στην ευκολία περιγραφής μη γραμμικών και πολύπλοκων συστημάτων.

Στις αναφορές [101]-[104] περιγράφονται εφαρμογές των ελεγκτών αναζήτησης ελαχιστοποίησης απωλειών με ελεγκτές βασισμένους σε ασαφή λογική. Ένα παράδειγμα περιγράφεται στο Σχήμα 2.21:.

Οι G. C. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, στην αναφορά του 1993 [117] και το 1995 [103], εισήγαγαν για πρώτη φορά τους ασαφείς ελεγκτές για την ελαχιστοποίηση των

ηλεκτρομαγνητικών απωλειών στα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα, όπου ο χρόνος της σύγκλισης της αναζήτησης ήταν 4 s. Το κριτήριο της αναζήτησης ήταν η ελαχιστοποίηση της τάσης στην dc ζεύξη του μετατροπέα ισχύος για τον διανυσματικό έλεγχο του δρομέα (vector Control). Επίσης ήταν οι πρώτοι που εισήγαγαν έναν αντισταθμιστή της ροπής μετά από κάθε βήμα ρύθμισης της συνιστώσας του ρεύματος διέγερσης του κινητήρα, προκειμένου να εξομαλυνθεί η ταλάντωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (torque ripple).

To 1995, οι J. Cleland, V. McCormick, M. Turner, [118] και το 1997 οι Wang και Liaw [120], περιέγραψαν παρόμοιες εργασίες.

Σε αυτές τις αναφορές ελαχιστοποιείται η DC τάση στην σύζευξη του μετατροπέα ισχύος και σαν μεταβλητή ελέγχου χρησιμοποιείται η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που δημιουργεί το πεδίο (*i*<sub>sd</sub>).



Fig. 1. Indirect vector controlled induction motor drive incorporating the efficiency optimization controller.

Σχήμα 2.21: Συνδυασμός ελεγκτή αναζήτησης ασαφούς λογικής (FLSC) με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC). Πηγή: G. C. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, 1995, [103]



Fig. 2. Principle of efficiency optimization control with rotor flux program-

Σχήμα 2.22: Αρχή της μεθόδου ελέγχου με ελεγκτή αναζήτησης (SC), [103], [46]. Στο παράδειγμα η παράμετρος ελέγχου είναι η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη, στο ορθοκανονικό περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς -dq. Στην [45], ελέγχεται η τάση του στάτη.

Στην αναφορά [121] του 1997, εισάγεται πρώτη φορά από τους B. K. Bose, N. R. Patel, K. Rajashekara, ο νευρωνικός ασαφής ελεγκτής αναζήτησης με χρόνο σύγκλισης 10 s.

To 1997, οι B. Bose και N. Patel, με την [48] χρησιμοποιούν ασαφείς ελεγκτές αναζήτησης για να εκπαιδεύσουν στην τελική εφαρμογή ελεγκτές βασισμένους σε νευρωνικά δίκτυα. Επιπλέον πρότειναν να ελαττώνεται η μαγνητική ροή με συνεχή κλίση (ράμπα) αντί για βηματική αλλαγή, προκειμένου να ελαττώσουν την ροπή κυμάτωσης (torque ripple).



(a) Control system block diagram incorporating the neuro-fuzzy-based efficiency optimization controller.



Σχήμα 2.23: Πηγή: [121], Bose et al.

Το 1997, οι J. Moreno-Eguílaz, M. Cipolla, J. Peracaula, στην αναφορά [127]-[128], εφαρμόζουν SC κατά τις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία και ασαφή λογική για τον έλεγχο κατά την διάρκεια μεταβατικών φαινομένων. Κατά τα μεταβατικά φαινόμενα φορτίου ή ταχύτητας, αυξάνει χωρίς να παίρνει την ονομαστική της τιμή η ροή του πεδίου συγκρίνουν διαφορετικές μεθόδους ελεγκτών αναζήτησης κατά την λειτουργία σε ισορροπία με διανυσματικό έλεγχο και συμπεραίνουν ότι οι ασαφείς ελεγκτές προσφέρουν την καλύτερη και γρηγορότερη σύγκλιση. Επίσης συγκρίνονται οι συμβατικοί αλγόριθμοι

αναζήτησης όπως οι Rosenbrock, propotional gradient, Fibonacci και fuzzy. Σαν είσοδος του ασαφή ελεγκτή είναι το σφάλμα της ταχύτητας.

To 1996, οι I. Choy, S. H. Kwon, J. Y. Choi, J. W. Kim, K. B. Kim, [129], χρησιμοποιούν νευρωνικά δίκτυα για έλεγχο αναζήτησης κατά την λειτουργία του επαγωγικού κινητήρα σε ισορροπία. Τα νευρωνικά δίκτυα εκπαιδεύονται για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα. Ο αλγόριθμος εκμάθησης είναι ο back propagation. Ο νευρωνικός ελεγκτής αποτελείται από τρεις στιβάδες (layers). Έχει δύο νευρώνες σαν είσοδο, που είναι η ταχύτητα και η ροπή του κινητήρα και σαν έξοδο έχει την γωνία ολίσθησης.

Το 1997, οι Hasan [130], χρησιμοποιούν τα νευρωνικά δίκτυα για να κάνουν έλεγχο αναζήτησης σε συνδυασμό με διανυσματικό έλεγχο. Ο τρόπος που πετυχαίνουν να εκπαιδεύσουν το νευρωνικό δίκτυο είναι ότι αρχικά σχεδιάζουν το μοντέλο του κινητήριου συστήματος και με την χρήση συμβατικών αλγόριθμων αναζήτησης εκπαιδεύουν το νευρωνικό δίκτυο να υπολογίζουν τις απώλειες για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας του συστήματος. Τελικά στην εφαρμογή ο έλεγχος αναζήτησης γίνεται με το νευρωνικό δίκτυο. Το νευρωνικό μοντέλο έχει μια στιβάδα (layer) για είσοδο, δύο κρυμμένες στιβάδες και μια στιβάδα εξόδου. Η είσοδος είναι τα σήματα αναφοράς της ταχύτητας και της ροπής του φορτίου. Το προφανές μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι δεν χρησιμοποιεί το πλεονέκτημα που δίνουν οι ελεγκτές αναζήτησης, δηλαδή να μην χρειάζεται ο σχεδιασμός του μοντέλου του συστήματος.

Το 2002, οι Pryymak, B. Moreno-Eguilaz, J. M. Peracaula, J., [131], και το 2005 οι Pryymak, B.; Moreno-Eguilaz, J.M. and Petracaula, J. [132], χρησιμοποιούν νευρωνικά δίκτυα για τον έλεγχο αναζήτησης σε διανυσματικό έλεγχο. Η διαφορά τους με τους Hasan 1997, [124] Hasan [101], είναι ότι οι αλλαγές της αντίστασης του δρομέα λόγω της θέρμανσης του κινητήρα και οι αλλαγές των επαγωγικών στοιχείων λόγω κορεσμού λαμβάνονται υπόψη στους υπολογισμούς. Ο αλγόριθμος εκμάθησης που χρησιμοποιούν είναι ο Levenberg-Marquardt και το νευρωνικό δίκτυο δεν εκπαιδεύεται σε πραγματικό χρόνο. Το νευρωνικό σχήμα αποτελείται από τρεις στιβάδες, τρεις νευρώνες εισόδου και η στιβάδα εξόδου περιέχει την ηλεκτρομαγνητική ροπή, την αντίσταση του δρομέα και την ταχύτητα του άξονα.



Fig. 4. Diagram of the proposed fuzzy logic supervisor to increment the flux current.

Σχήμα 2.24: Πηγή: Pryymak, B. Moreno-Eguilaz, J. M. Peracaula, J., [131], 2008.

Κεφάλαιο 2



Fig. 2. Indirect vector-controlled induction motor drive with a search controller and a fuzzy logic based supervisor to optimize efficiency at steady state and dynamic mode.



# 2.2.4. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) με ελεγκτές βασισμένους σε μοντέλο απωλειών (LMC) σε συνδυασμό με βαθμωτό έλεγχο (V/Hz)

Η συμπεριφορά των επαγωγικών κινητήρων περιγράφεται από τρεις ανεξάρτητες μεταβλητές: την τερματική τάση και την τερματική συχνότητα του κινητήρα, την ταχύτητα και τις παραμέτρους του κινητήρα και του μετατροπέα ισχύος ([52], A. Kusko, D. Galler).

Για κάθε διαφορετική συνθήκη λειτουργίας του κινητήρα (συνθήκες ταχύτητας και φορτίου) υπάρχει μόνο μια τιμή βέλτιστης ροής του διάκενου του κινητήρα (βέλτιστο σημείο λειτουργίας) που ελαχιστοποιεί τις απώλειες του κινητήριου συστήματος. Οι κατανεμημένες απώλειες, stray losses, του επαγωγικού κινητήρα αναπαριστούνται με αντίστοιχες αντιστάσεις ( $r_{str}$ ) στο ισοδύναμο κύκλωμα, από την πλευρά του στάτη (βλέπε Σχήμα 2.26: ). Στο Σχήμα 2.26: οι απώλειες ισχύος των αντιστάσεων εξαρτούνται από το ρεύμα του στάτη [54], 1996, Ι. Kioskesidis, Ν. Margaris). Στην αναφορά του 1996 των [54], το κατώτατο όριο της τιμής της βέλτιστης ροής του διάκενου έχει ορισθεί στα 0.3 ρυ και κατά την διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων αποκαθίσταται η ονομαστική τιμή της ροής στο διάκενο.

IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 11, NO. 2, MARCH 1996



Fig. 2. Per-unit induction motor equivalent circuit.

Κεφάλαιο 2



To 1988, o D. S. Kirschen, στην [55] παρουσιάζει μια αναλυτική εφαρμογή του συνδυασμού του LMC με βαθμωτό έλεγχο.

Η αναφορά του 1988 των S. K. Sul, M. H. Park, [56], λειτουργεί με ΕΕΑ έλεγχο ακολουθώντας τις τιμές της βέλτιστης ολίσθησης από τους αντίστοιχους πίνακες. Βασίζεται στην εύρεση της τιμής της βέλτιστης ολίσθησης. Με την βοήθεια του μοντέλου απωλειών με την μέθοδο δοκιμής και λάθους υπολογίζεται η βέλτιστη ολίσθηση. Οι τιμές αυτές αποθηκεύονται σε πίνακες σε μικροεπεξεργαστή. Ο κινητήρας λειτουργεί βέλτιστα όταν ακολουθεί αυτές τις τιμές. Η ίδια μέθοδος έχει εφαρμοστεί με επιτυχία το 1984 από τον J. R. Pottebaum [57] σε αντλίες.

To 1992, oi S. Sen, S. N. Yeh [58], χρησιμοποιούν σαν μεταβλητές ελέγχου την τάση και την συχνότητα στα τερματικά του κινητήρα 2 Hp και πετυχαίνουν 10-15% βελτίωση της απόδοσης. Το σημαντικό της μελέτης αυτής είναι ότι στο μοντέλο απωλειών περιλαμβάνονται τα φαινόμενα κορεσμού, των αρμονικών της πηγής και το επιδερμικό φαινόμενο (skin effect).

Το 2001, οι F. Abrahamsen, et al. [59], επισημαίνουν ότι στους μικρούς κινητήρες (τους μικρότερους από 10 kW) δεν είναι σημαντικό στον εντοπισμό της βέλτιστης ροής του διάκενο για την μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών να συμπεριληφθούν και οι απώλειες του μετατροπέα ισχύος, ενώ στους κινητήρες μεσαίου μεγέθους (10 έως 100 kW) και μεγαλύτερους είναι σημαντικό για την μείωση των απωλειών. Από την άλλη η συμμετοχή των απωλειών του μετατροπέα ισχύος στις συνολικές απώλειες οδηγεί σε μεγαλύτερη τιμή της βέλτιστης ροής του διάκενου, με αποτέλεσμα να πετυχαίνεται καλύτερη δυναμική συμπεριφορά του κινητήρα σε ξαφνικά μεταβατικά φαινόμενα.

### 2.2.5. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) με ελεγκτές LMC σε συνδυασμό με βαθμωτό έλεγχο με μη συμβατικό τρόπο υλοποίησης

Το 2005, οι S. Sujitjorn, K. L. Areerak στην αναφορά [71] χρησιμοποιούν γενετικό αλγόριθμο GA για τον υπολογισμό των παραμέτρων του κινητήρα που χρησιμοποιούνται στο μοντέλο των απωλειών, όπως αυτές προκύπτουν από τις μετρήσεις κατά την λειτουργία του κινητήρα σε καταστάσεις ισορροπίας (steady states). Η συχνότητα και η τάση διέγερσης του στάτη υπολογίζονται από το μοντέλο απωλειών.

To 2006, οι Bogdan Pryymak, Juan M. Moreno-Eguilaz, Juan Peracaula [72], χρησιμοποιούν Neural Networks (NN) 3-3-1 feed-forward neural network και ένα πολύπλοκο μοντέλο απωλειών σε συνδυασμό με ανυσματικό έλεγχο ταχύτητας. Ο NN δέχεται για εισόδους τις μεταβλητές ροπής ταχύτητας και την αντίσταση του δρομέα και για έξοδο έχει την βέλτιστη ροή του δρομέα.



B. Pryymak et al. / Mathematics and Computers in Simulation 71 (2006) 290-298

Fig. 1. Block diagram of the neural network based efficient control system of IM.

Σχήμα 2.27: Πηγή: Pryymak etal, 2006, [72].



Fig. 6. Block diagram of the neural network based efficient robust control system of IM.

Σχήμα 2.28: Πηγή: K. Sundareswaran and S. Palani [73], 1998.

To 1998, οι K. Sundareswaran and S. Palani [73], βλέπε Σχήμα 2.28: , χρησιμοποιούν Artificial Neural networks ANN για τον βέλτιστο υπολογισμό, της διέγερσης του κινητήρα για διάφορες συνθήκες λειτουργίας του, απαιτώντας μόνο δύο βήματα αλλαγής της τάσης. Η εκπαίδευση του ANN γίνεται off-line χωρίς να χρειάζεται η γνώση των παραμέτρων του κινητήρα.

To 2006, ot R. H. A. Hamid, A. M. A. Amin, R. S. Ahmed, A. El-Gammal, [74]-[75], και ο O.S. El-Laben, [76], χρησιμοποιούν PSO (Particle Swarm Optimal)για την αναζήτηση της βέλτιστης τιμής των μεταβλητών τις αντικειμενικής συνάρτησης των απωλειών του κινητήρα. Στις [74]-[75], χρησιμοποιείται σαν μεταβλητή ελέγχου της τιμής της ταχύτητας ολίσθησης. Στην [76] ο ΕΕΑ συνδυάζεται με DTC και χρησιμοποιείται σαν έλεγχος η τιμή της μεταβλητής της ροής του διάκενου του κινητήρα καθώς και τα όρια του συγκριτή υστέρησης.

To 1984, οι F. G. G. Buck, P. Gistelinck, and D. Backer, [66], χρησιμοποιούν PSO για την ρύθμιση των συντελεστών των PID ελεγκτών και πετυχαίνουν λιγότερη κυμάτωση ροπής και ταχύτητας.

To 2008, οι C. Thanga Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal, [50], χρησιμοποιούν Differential Evolution για να υπολογίσουν την βέλτιστη τιμή της ταχύτητας ολίσθησης από το μοντέλο των απωλειών.





### 2.2.6. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) με ελεγκτές LMC σε συνδυασμό με διανυσματικό έλεγχο με συμβατικό τρόπο υλοποίησης

Το 2000, οι F. F. Bernal, A. G. Cerrada, [78], προτείνουν ένα γενικευμένο μοντέλο απωλειών που περιλαμβάνει τα φαινόμενα κορεσμού του πυρήνα και μπορεί να εφαρμοστεί σε επαγωγικό κινητήρα (IM), μόνιμου μαγνήτη (PMSM), κινητήρα συνεχούς τάσης (DC), SRM. Ο ΕΕΑ γίνεται με μεταβλητή ελέγχου την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει το πεδίο ( $i_{sd}$ ). Η βέλτιστη τιμή της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη βρίσκεται στο σημείο λειτουργίας που οι απώλειες της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη στον d άξονα ισούται με τις απώλειες στον q άξονα. Κατά την πειραματική εφαρμογή ο χρόνος υπολογισμού ήταν λιγότερος από 7 μs.

To 1997, oi C. C. De wit, S. I. Seleme, [81], συνδυάζουν δύο διαφορετικές προσεγγίσεις για να σχεδιάσουν σύστημα ΕΕΑ στο οποίο από το μοντέλο απωλειών υπολογίζονται τα ρεύματα και η ροή σαν συνάρτηση της ροπής ώστε να λειτουργεί ο κινητήρας με ελάχιστη κατανάλωση ενέργειας κατά τις καταστάσεις ισορροπίας. Στην συνέχεια χρησιμοποιείται έλεγχος με ελεγκτή Lyapunov για να λειτουργεί με σταθερότητα ο κινητήρας γύρω από την περιοχή ελάχιστης κατανάλωσης ενέργειας. Στο Σχήμα 2.30: έως Σχήμα 2.31: δείχνονται σχήματα από την εργασία τους.



Σχήμα 2.30: Πηγή: 1997 οι C. C. De wit, S. I. Seleme, [81]



Fig. 5. Block diagram of the complete control scheme comprising flux, torque and speed regulation with

Σχήμα 2.31: Πηγή: 1997 οι C. C. De wit, S. I. Seleme, [81]

To 2004, οι S. Lim, K. Nam, [82] χρησιμοποιούν αλγόριθμο ελαχιστοποίησης απωλειών (LMA).

Το 2007, οι Ν. Tsouvalas a, Ι. Xydis a, Ι. Tsakirakis και Ζ. Papazacharopoulos, [83], εισάγουν στο κύκλωμα d-q του επαγωγικού κινητήρα δύο επιπλέον αντιστάσεις, τις  $R_{ls}$  και  $R_{lr}$ , όπως δείχνονται στο Σχήμα 2.32:, οι οποίες αντιστοιχούν stray απώλειες που σχετίζονται με το πεδίο του στάτη και του δρομέα αντίστοιχα. Από ένα 3D Finite element μοντέλο υπολογίζονται οι αρμονικές απώλειες σιδήρου των πυρήνων σιδήρου (laminated iron losses).



Fig. 2. Modified equivalent circuits for induction motor dynamic model. (b) *q*-axis equivalent circuit.

## Σχήμα 2.32: Πηγή: 2007 οι Ν. Tsouvalas a, I. Xydis a, I. Tsakirakis και Ζ. Papazacharopoulos, [83].

To 1997, oi J. H. Chang, B. K. Kim, [84], προτείνουν ελαχιστοποίηση των απωλειών με LMC κατά την διάρκεια της λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία, ενώ κατά τις μεταβατικές καταστάσεις εφαρμόζουν έλεγχο με μέγιστη απόδοση ροπής.

To 2003, oi S. N. Vulosavic, E. Levi, στην [85] περιγράφουν μια μέθοδο βασισμένη σε LMC που υπολογίζει τις συνιστώσες του ρεύματος που παράγει το ρεύμα και το πεδίο έτσι ώστε να ελαττώνεται το πρόβλημα της πτώσης της ταχύτητας και της αργής επιτάχυνσης όταν συμβαίνει μια μεγάλη αλλαγή στο φορτίο που εφαρμόζεται στον κινητήρα.





Σχήμα 2.33: Πηγή: 2003 οι S. N. Vulosavic, Ε. Levi, στην [85].

Κεφάλαιο 2

### 2.2.7. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) με ελεγκτές LMC σε συνδυασμό με διανυσματικό έλεγχο με μη συμβατική υλοποίηση (ελεγκτές ΑΙ)

To 2008, οι Dong Hwa Kim και Kaoro Hirota, [86], χρησιμοποιούν GA–PSO (genetic algorithm–particle swarm optimization) βασισμένο σε διανυσματικό έλεγχο. Η προτεινόμενη μέθοδος υπερτερεί στο ότι δεν υπολογίζει τοπικά ελάχιστα. Στο Σχήμα 2.34: και Σχήμα 2.35: δείχνονται ο ελεγκτής βασισμένος σε GA-PSO και η ενσωμάτωση του σε διανυσματικό έλεγχο.



Fig. 5. Control block diagram using GA-PSO.

Σχήμα 2.34: Πηγή: 2008 οι Dong Hwa Kim και Kaoro Hirota, [86].



Fig. 4. Vector control block diagram.

Σχήμα 2.35: Πηγή: 2008 οι Dong Hwa Kim και Kaoro Hirota, [86].

To 2003, οι Abdin, E.S. Ghoneem, G.A. Diab, H.M.M. Deraz, S.A., [88], χρησιμοποιούν νευρωνικά δίκτυα σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο για να παράγουν την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει το πεδίο. Η μεταβολή της τιμής της αντίστασης των απωλειών σιδήρου που οφείλεται στην αλλαγή της ροής του πεδίου και της συχνότητας λαμβάνεται υπόψη. To 2006, οι M. Perron, H. L. Huy, [89], χρησιμοποιούν επίσης νευρωνικά δίκτυα σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο για να παράγουν την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει το πεδίο.

### 2.2.8. Ανάλυση βιβλιογραφίας για τις υπάρχουσες τεχνικές ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) με συνδυασμό ελεγκτών αναζήτησης (SC) και ελεγκτών LMC

Το 2002, οι Chandan Chakraborty, Minh C. Τα, Toshiyuki Uchida and Yoichi Hori, [105], πρότειναν μια μέθοδο ΕΕΑ σε συνδυασμό με διανυσματικό έλεγχο, σε δύο βήματα. Αρχικά το βέλτιστο ρεύμα που δημιουργεί το πεδίο (η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη  $i_{sd}$ ) υπολογίζεται από ένα μοντέλο απωλειών, μοντέλο βασισμένο σε κατάσταση ισορροπίας, όπως αυτό που χρησιμοποιούν οι Garcia et al. (1994) and Leindhold and Garcia (1998). Στη συνέχεια σε πραγματικό χρόνο γίνεται η αναζήτηση της βέλτιστο ρεύμα της συνιστώσας του στάτη *α*πό το μοντέλο απωλειών. Το βέλτιστο ρεύμα της συνιστώσας του στάτη που παράγει την ροπή (η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη  $i_{sq}$ ) με αυτό τον τρόπο υποστηρίζουν ότι μειώνεται ο χρόνος εύρεσης του σημείου σύγκλησης του αλγόριθμου.



Σχήμα 2.36: Παράδειγμα ΕΕΑ με συνδυασμό ελεγκτή αναζήτησης, ελεγκτή μοντέλου απωλειών και με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (Πηγή: [118], Chandan Chakraborty, Minh C. Ta, Toshiyuki Uchida and Yoichi Hori, 2002.)



Fig.3. Reduction of control variable in Ramp method.

Σχήμα 2.37: Πηγή: [118], Chandan Chakraborty, Minh C. Ta, Toshiyuki Uchida and Yoichi, 2002.



Fig.2. Different slopes of the Gradient method.

### Σχήμα 2.38: Πηγή: [118], Chandan Chakraborty, Minh C. Ta, Toshiyuki Uchida and Yoichi, 2002.

To 2003, oi Slobodan N. Vukosavic, and Emil Levi, [136], συνδυάζουν ελεγκτή τύπου LMC με ελεγκτή τύπου SC προκειμένου να ωφεληθούν από τα πλεονεκτήματα της κάθε μεθόδου. Για τον LMC χρησιμοποιούν την σχέση (2.14) της οποίας τους συντελεστές υπολογίζουν σε πραγματικό χρόνο.

$$P_{L}(i_{ds}, T_{em}, \omega_{r}) = (a + cL_{m}^{2}\omega_{r}^{2})i_{d}^{2} + \frac{2cR_{R}\omega_{r}T_{em}}{d} + \frac{T_{em}^{2}}{d^{2}}\frac{1}{L_{m}^{2}i_{d}^{2}}(b + cR_{R}^{2})$$
(2.14)



Complete control structure of the indirect rotor-flux-oriented induction motor drive with implemented optimum efficiency controller.

Σχήμα 2.39: Πηγή: 2003, ot Slobodan N. Vukosavic, and Emil Levi, [136].

### 2.2.9. Ανάλυση βιβλιογραφίας ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων γνωστού κύκλου εργασιών

Στις εφαρμογές των επαγωγικών κινητήριων συστημάτων που έχουμε γνωστό κύκλο εργασιών, όπως στις περιπτώσεις που οι επαγωγικοί κινητήρες χρησιμοποιούνται σαν

μηχανισμοί κίνησης μηχανικών διαδικασιών, η βελτίωση της απόδοσης είναι πολλή σημαντική γιατί σε μικρά χρονικά διαστήματα υπάρχουν αιχμές ζήτησης, (E. Mendes, A. Baba, A. Razek, 1995, [26]), (A. Baba, E. Mendes, A. Razek, 1997, [27]).

Το 1992, οι R. D. Lorenz, S.-M. Yang, [28], χρησιμοποιούν δυναμικό προγραμματισμό για να ελαχιστοποιήσουν τις απώλειες ενός συστήματος με διανυσματικό έλεγχο ταχύτητας για ένα κλειστό κύκλο εργασιών, όπου το φορτίο είναι γνωστό. Ο διανυσματικός έλεγχος μειώνει τις μεταβλητές ελέγχου του συστήματος στις εξής τρεις: i) την ροή του δρομέα, ii) την ταχύτητα και iii) την θέση. Θέτουν περιορισμό στις μέγιστες τιμές των ρευμάτων του στάτη, στην μέγιστη ταχύτητα του κινητήρα. Επίσης το φαινόμενο κορεσμού της μαγνήτισης λαμβάνεται υπόψη στο μοντέλο του κινητήρα. Το φορτίο περιγράφεται σε συνάρτηση με την θέση και υπολογίζουν την τροχιά της μαγνητικής ροής κατά την διάρκεια του κύκλου των εργασιών. Η ενέργεια που εξοικονομείται μέσα σε ένα κύκλο εργασιών εξαρτάται από την εφαρμοζόμενη επιτάχυνση και σε σύγκριση με την αντίστοιχη κατά την λειτουργία του κινητήρα με την ονομαστική τιμή της μαγνητικής ροής του, είναι περίπου 10 με 20% λιγότερη.

To 1995 oi E. Mendes, A. Baba, A. Razek, [26], το 1996 oi Jose Ramirez, Carlos Canudas de Wit [29], το 1996 oi B. Busco, G. De Marco, P. Marino, V. Mungiguerra, M. Porzio, F. Russo, F. Vasca [31], το 1996 oi E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli [32] και το 1997 oi A. Baba, E. Mendes, A. Razek [27], Το 1998, oi Carlos Canudas de Wit και Jose Ramirez [30], χρησιμοποίησαν δυναμικό προγραμματισμό για την ελαχιστοποίηση των απωλειών συστημάτων με γνωστό κλειστό κύκλο εργασιών.

Ο υπολογισμός της βέλτιστης τροχιάς της μαγνητικής ροής για ένα γνωστό κλειστό κύκλο εργασιών με δυναμικό προγραμματισμό έχει επιλυθεί με διαφορετικές μαθηματικές μεθόδους. Κάποιοι ερευνητές χρησιμοποίησαν ευρεστικές μεθόδους (heuristics) όπως το 1992 οι D. I. Kim, I. J. Ha and M. S. Ko [34] και το 1987 οι D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo [33].

To 1992, από τους [37] και [36] χρησιμοποιήθηκαν αριθμητικές μέθοδοι. Η πειραματική τους επαλήθευση έγινε το 1993 από τους S. I. Seleme Jr. and E. Mendes and C. Canudas de Wit and A. Razek [40].

### 2.3. Συμπεράσματα

Από την ανάλυση της βιβλιογραφίας που αφορά την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων γνωστού κύκλου εργασιών, όπως για παράδειγμα είναι οι εφαρμογές ρομποτικών οχημάτων, φαίνεται ότι οι μέχρι τώρα μέθοδοι εστιάζουν στον σχεδιασμό της βέλτιστης τροχιάς κίνησης ή στον βέλτιστο χρόνο κίνησης του οχήματος. Ο υπολογισμός αυτών των βέλτιστων τροχιών γίνεται με δυναμικό προγραμματισμό, όχι σε πραγματικό χρόνο.

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η αρχή ΕΕΑ βασισμένου σε ασαφή λογική και ελεγκτή τύπου αναζήτησης, ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων μεταβλητής ταχύτητας (VSD) άγνωστου κύκλου εργασιών και γίνεται μια εκτενής παρουσίαση και ανάλυση στην βιβλιογραφία του ΕΕΑ για την βελτίωση της απόδοσης για τα VSD.

Από την ανάλυση της βιβλιογραφίας γίνεται σαφές ότι η υλοποίηση του ΕΕΑ των ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων άγνωστου κύκλου εργασιών γίνεται σε πραγματικό χρόνο και εστιάζεται στην ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών του κινητήρα κατά τις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία. Αυτό πετυχαίνεται με τον έλεγχο (μείωση) της μαγνητικής ροής του κινητήρα ανάλογα με τις συνθήκες λειτουργίας του. Κατά τις μεταβατικές καταστάσεις δεν επιχειρείται ΕΕΑ έλεγχος. Συγκεκριμένα η μέχρι τώρα έρευνα που έχει για βέλτιστο έλεγχο με ελεγκτές τύπου αναζήτησης δείχνει ότι για να

επιτευχθεί η βέλτιστη απόδοση για μια κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα με συγκεκριμένη ροπή και ταχύτητα, πρέπει να μειωθεί βηματικά η μαγνητική ροή μέχρι να μετρηθεί η ελάχιστη τιμή ισχύος εισόδου στο κινητήριο σύστημα. Αυτή η μέθοδος είναι ελκυστική γιατί δεν απαιτεί την γνώση των παραμέτρων του κινητήρα, δεν επηρεάζεται από την μεταβολή των παραμέτρων του κινητήρα και ο αλγόριθμος αυτός μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιαδήποτε κινητήριο σύστημα (Bose et al 1997). Το μειονέκτημά της είναι ότι χρειάζεται σχετικά μεγάλο χρόνο για την εύρεση του ΕΕΑ σημείου λειτουργίας.

Η έρευνα που έχει γίνει μέχρι τώρα για τους βέλτιστους ελεγκτές που βασίζονται στο μοντέλο απωλειών δείχνει ότι τα κύρια πλεονεκτήματα τους είναι η απλότητα τους. Για παράδειγμα δεν χρειάζεται επιπλέον υλικό για την υλοποίησή τους. Είναι όμως δεδομένο ότι πρέπει να γνωρίζουμε τις ακριβείς τιμές των παραμέτρων του κινητήρα, οι οποίες μεταβάλλονται με την θέρμανση του κινητήρα, με τον κορεσμό μαγνήτισης και με το επιδερμικό φαινόμενο. Οι εφαρμογές σε πραγματικό χρόνο δεν αφήνουν περιθώρια για μετρήσεις των παραμέτρων του κινητήρα που εμπλέκονται στο μοντέλο των απωλειών και για αυτό δεν μπορεί να χρησιμοποιηθούν ικανοποιητικά (Sul and Park, 1988; Famouri and Cathey, 1991, Kioskeridis and Margaris, 1996).

### 2.4. Βιβλιογραφία

- [1] P. K. Sen, H. A. Landa "Derating of induction motors due to waveform distortion", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 26, no. 6, pp. 1102-1107, Nov./Dec. 1990.
- [2] Cirstea, M. N.; Dinu, A.; Khor, J. G. and McCormick, M. Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems. Great Britain, Newnes Publications, 2002.
- [3] Shepherd W., Hulley, L.N. and Liang, D.T.W. Power Electronics and Motor Control. UK, Cambridge University Press, 1995.
- [4] Rice, D. E., A Suggested Energy-Savings Evaluation Method for AC Adjustable-Speed Drive Applications. IEEE Transaction on Industrial Application. 244(6): 1107-1117, 1988.
- [5] Murphy, J.M.D. and Turnbull, F.G. Power Electronic Control of AC Motors. NY, Pergamon Press, 1988.
- [6] Boldea, I. and Nasar, S.A., The Induction Machine Handbook. Florida, CRC Press, 2002.
- [7] Garcia, G.; Luiz; J.; Stephan, R. and Watanabe, E., An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 41(5): 533-539, 1994.
- [8] Umans, S.D., AC Induction Motor Efficiency. Proceedings of Electrical Electronics Insulation Conference, ChicagoEEIC/ICWAExposition,25–28September, pp. 99–107, 2004.
- [9] Auinger, H., Determination and designation of the efficiency of electrical machines. IEEPowerEngineeringJournalFebruary,15–23, 1999.
- [10] Auinger, H., Efficiency of electric motors under practical conditions, IEE Power Engineering Journal, June, 163–167, 2001.
- [11] Boglietti, A., Cavagnino, A., Lazzari, M., Pastorelli, M., International standards for the induction motor efficiency evaluation: a critical analysis of the stray loss determination.
IEEE Transactions on Industry Application 40 (5, September/October), 1294–1301, 2004.

- [12] Casada, D.A., Kueck, J.D., Staunton, R.H., Webb, M.C., Efficiency testing of motors powered from pulse-width modulated adjustable speed drives. IEEE Transactions on Energy Conversion 15 (3, September), 240–244, 2000.
- [13] Rooks, J.A., Wallace, A.K., Energy efficiency of VSDs. IEEE Industry Applications Magazine 10 (3, May–June), 57–61, 2004.
- [14] A. Kusko, D. Galer, "Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl., IA-19, p. 561-570, 1983.
- [15] Kioskederis, I. and Margaris, N., Loss Minimization in Scalar Control Induction Motor Drives with Search Controllers. IEEE Transactions on Power Electronics. 11(2): 213-220, 1996.
- [16] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. B. Thogersen, "Efficiency optimized control of medium-size induction motor drives", in Proc. 2000 IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, pp. 1489–1496, 2000.
- [17] B. Bose, "Electrical Machines for Variable –Speed Drives", 2006.
- [18] R. J. Kerkman, "Steady state and transient analyses of an induction machine with saturation of the magnetizing branch", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-21, no. 1, pp. 226-234, Jan./Feb. 1985.
- [19] P.L. Alger, G. Angst, E.J. Davies, "Stray-load losses in polyphase induction machines", AIEE Trans. Power Apparat. Syst., vol. 78, pt III-A, pp. 349-357, June 1959.
- [20] K. Hasse, "Drehzahlgelverfahren für schnelle umkehrantriebe mit stromrichtergespeisten synchronkurzschlusslaufer-motoren", Regelungstechnik, vol. 20, pp. 60– 66, 1972.
- [21] Depenborck, "Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine," U.S. Patent 4 678 248, July 7, 1987.
- [22] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control," Oxford University Press, 1998.
- [23] D. Galler, "Energy Efficient Control of AC Induction Motor Vehicles", Conf. Record of the IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting 1980, Sep. 1980, pp. 301-308, 1980.
- [24] F. J. Nola, "Power Factor Control System for AC Induction Motor", U.S. Patent 4 052 648, Oct. 4, 1977.
- [25] T. M. Rowan, T. H. Lipo, "A Quantitative Analysis of Induction Motor Performance Improvement by SCR Voltage Control", IEEE Trans. Ind. App., Vol IA-19, No. 4, Jul/Aug, pp. 545-553, 1983.
- [26] E. Mendes, A. Baba, A. Razek, "Losses Minimization of a Field Oriented Controlled Induction Machine", Proceed. of IEE Electrical Machines and Drives Conf., Sep., pp. 310-314, 1995.

- [27] A. Baba, E. Mendes, A. Razek, "Losses Minimisation of a Field-Oriented Controlled Induction Machine by Flux Optimisation Accounting for Magnetic Saturation", 1997 IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, IEMDC'97, May 1997, pp. MD1 2.1-2.3, 1997.
- [28] R. D. Lorenz, S.-M. Yang, "Efficiency-Optimized Flux Trajectories for Closed-Cycle Operation of Field-Orientation Induction Machines Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 28, No. 3, May/Jun. 1992, pp. 574-580, 1992.
- [29] Jose Ramirez, Carlos Canudas de Wit: "Optimal Torque Flux Control for Induction Motors: Experimental evaluation", Proceed. of ELECTRIMACS '96, pp. 763 - 768, 1996.
- [30] Carlos Canudas de Wit and Jose Ramirez, "Optimal Torque Control for Current-Fed Induction Motors", IEEE Trans. on Automatic Control, revised version. January 29, 1998.
- [31] B. Busco, G. De Marco, P. Marino, V. Mungiguerra, M. Porzio, F. Russo, F. Vasca: "Flux Observation and Parameter Estimation for Induction Motors in Traction Drives", Proceed. Of International Symposium on Industrial Electronics ISIE, pp. 1408 - 1413, 1996.
- [32] E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli: "Iron Loss Identification and Detuning Evaluation in Rotor Flux Oriented Induction Machines", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 1, No. 5, pp. 698 - 709, 1996.
- [33] D. S. Kirschen, D. W. Novotny and T. A. Lipo, Optimal eÆciency control of an induction motor drive, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol EC-2, No.1, pp.70-76, 1987.
- [34] D. I. Kim, I. J. Ha and M. S. Ko, Control of Induction Motors for both High Dynamic Performance and High Power /Efficiency, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 39, No.4, pp. 323-333, 1992.
- [35] Canudas de Wit, C and S. I. Seleme, Robust Torque Regulation for Induction Motors: The Minimum Energy Approach, Proc. of the IFAC World Congress, Vol. 4. pp. 73-76, 1992. Also in Automatica, Vol. 33, No.1, pp. 63-79, 1997.
- [36] Robert D. Lorenz, Sheng Ming Yang: "Efficiency Optimized Flux Trajectories for Closed -Cycle Operation of Field Orientation Induction Machine Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, pp. 574 - 580, May / June 1992.
- [37] R. D. Lorenz and S.M. Yang, AC Induction Servo sizing for motion control applications via loss minimizing real-time flux control, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No 3, pp. 589-593, May 1992.
- [38] G. Figalli, M. La Cava and L. Tomasi, An optimal feedback control for a bilinear model of induction motor drives, Int. J. of Control, Vol 39, no.5, pp. 1007-1016, 1984.
- [39] S. I. Seleme Jr. and C. Canudas de Wit, Minimum Energy Operation Conditions of Induction Motors Under Torque Regulation, Workshop on Motion Control for Intelligent Automation, Vol. 1, pp. 127-133. Pergamon Press, 1992.

- [40] S. I. Seleme Jr. and E. Mendes and C. Canudas de Wit and A. Razek, Experimental Validation of the Minimum Energy Approach for Induction Motor Control, Proc. Of the IEEE/SMC'93 Conference, Le Touquet, France, Vol. 5, pp. 78-83, 1993.
- [41] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, and W. Suwanwissot, "Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, no. 5, pp. 1244–1250, Sep./Oct. 1984.
- [42] G. D. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, pp. 192-198, 1995.
- [43] V. Sadegh, M.Rahman, "An on-line loss minimization controller for the Interior Magnet motor drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, p. 1435-1440, vol. 14, no. 4 Dec. 1999.
- [44] S. Vaez-Zadeh, F. Hendi, "A continuous efficiency optimization controller for induction motor drives", Energy Conversion and Management, Vol. 46, pp. 701-713, 2005.
- [45] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy Logic Based On-line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive", Proceed. of IECON, Vol. 2, Nov. 1993, pp. 1168-1174, 1993.
- [46] J. G. Cleland, V. E. McCormick, M. W. Turner, "A Fuzzy Logic-Based Energy Optimizer for AC Motors", Proceed. of FUZZ-IEEE '95, Yokohama, March 1995, pp. 1777-1784, 1995.
- [47] J. B. Wang, C. M. Liaw, "Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive with Fuzzy Detuning Correction and Efficiency Optimisation Controls", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, No. 1, Jan. 1997, pp. 37-45, 1997.
- [48] B. K. Bose, N. R. Patel, "A Sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive with Neuro-Fuzzy Based Performance Enhancement", IAS annual Record, New Orleans, Oct. 1997, pp. 393-400, 1997.
- [49] Cleland, J.G. and Turner, M.W., "Fuzzy Logic Control of Electric Motors and Motor Drives: Feasibility Study", Environmental Protection Agency. 175: 1-5, 1996.
- [50] C. Thanga Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal, "Differential evolution based optimal control of induction motor serving to textile industry", Int. J. of Computer Science, Vol. 35, No. 2, 2008.
- [51] P. Famouri, J. J. Cathey, "Loss minimization control of an induction motor drive", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 27, No.1, 1991, pp. 32-37, 1991.
- [52] A. Kusko, D. Galler, "Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 1A-19, no. 4, 1983, pp. 561-570, 1983.
- [53] I. Kioskesidis, N. Margaris, "Loss minimization in scalar controlled induction motor drives with search controller", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 2, pp. 213-220, 1996.
- [54] I. Kioskesidis, N. Margaris, "Loss minimization in induction motor adjustable speed drives", IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 43, No. 1, pp. 226-231, 1996.

- [55] D. S. Kirschen, "Optimal efficiency control of induction machines", Ph.D dissertation, University of Wisconsin, 1985.
- [56] S. K. Sul, M. H. Park, "A novel technique for optimal efficiency control of a currentsource inverter-fed induction motor", IEEE Trans. Power. Elect. Vol. 3, no. 2, pp. 192-199, 1988.
- [57] J. R. Pottebaum, "Optimal characteristics of a variable frequency centrifugal pump motor drive", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-20, no. 1, pp. 23-31, 1984.
- [58] S. Sen, S. N. Yeh, "Optimal efficiency analysis of induction motors fed by variablevoltage and variable-frequency source," IEEE. Trans. Energy Conv., vol. 7, no. 3, pp. 537-543, 1992.
- [59] F. Abrahamsen, et al., "Efficiency-optimized control of medium size induction motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 37, no. 4, pp. 1761-1767, 2001.
- [60] D. Xu, D. Zhu, BinWu, "High performance induction motor drive with optimized excitation current control", in Proc. IEEE Conf. pp. 1673-1678, 2001.
- [61] F. Abrahamsen, et al., "On the efficiency optimized control of standard and high efficiency induction motor in CT and HVAC applications", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 34, no. 4, pp. 822-831, 1998.
- [62] D. S. kirschen et al., "Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 1A-20, no. 5, pp. 1244-1250, 1984.
- [63] M. H. Park, S. K. Sul, "Microprocessor based optimal efficiency drive of an induction motor", IEEE Trans. Ind. Elec. vol. IE-31, no. 1, pp. 69-73, 1984.
- [64] S. I. Seleme Jr, et al., "Experimental validation of the minimum energy approach for induction motor control, Proc. IEEE Conf. Systems, Man and Cybernatics, vol. 5, pp. 78-83, 1993.
- [65] T. W. Jian, N. L. Schmitz, and D. W. Novotny, "Characteristic induction motor slip valuesfor variable voltage part load performance optimization", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. PAS-102, no. 1, pp. 38-46, 1984.
- [66] F. G. G. Buck, P. Gistelinck, and D. Backer, "A simple but reliable loss model for inverter supplied induction motors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA 20, no. 1, pp. 190-201, 1984.
- [67] A. Nabae, et al., "An approach to flux control of induction motors operated with variable frequency power supply", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-16, pp. 342-349, 1980.
- [68] Y. Geng et al., "A novel control strategy of induction motors for the optimization of both efficiency and torque response", in Proc. IEEE Conf. Ind. Electron. Society, pp. 1405-1410, 2004.
- [69] C. Thanga Raj, "Improving energy efficiency in partial loaded induction motor-using power electronic controllers", J. Engineering and Technology, Vol. 1, No. 2, pp. 13-17, 2006.

- [70] Fang Wang, Yuhui Qiu, "A modified particle swarm optimizer with Roulette selection operator", IEEE conference proceedings of NLP-KE, pp. 765-768, 2005.
- [71] S. Sujitjorn, K. L. Areerak, "Numerical approach to loss minimization in an induction motor", Applied Energy, Vol. 79, pp. 87-96, 2004.
- [72] Bogdan Pryymak, Juan M. Moreno-Eguilaz, Juan Peracaula, "Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives", Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 71, pp. 290-298, 2006.
- [73] K. Sundareswaran and S.Palani "Artificial neural network based voltage controller for energy efficient induction motor drives", IEEE Int. Conf., pp 410-413, 1998.
- [74] R. H. A. Hamid, A. M. A. Amin, R. S. Ahmed, A. El-Gammal, "New technique for maximum efficiency of induction motors based on PSO", IEEE conference proceedings, pp. 2176-2181, 2006.
- [75] R. H. A. Hamid, A. M. A. Amin, R. S. Ahmed, A. El-Gammal, "Optimal opearation of induction motors using artificial neural network based PSO", IEEE conference proceedings, pp. 2408-2413, 2006.
- [76] O.S. El-Laben, "Particle Swarm Optimized direct torque control of Induction Motor", IEEE Conf. Proc. IECON, pp. 1586-1591, 2006.
- [77] C.Cao, B. Zhou et al, "Digital implementation of DTC based on PSO for induction Motors", IEEE Conf. Proc. Intelligent Control and Automation, pp. 6349-6352, 2006.
- [78] F. F. Bernal, A. G. Cerrada, "Model-based minimization for DC and AC vectorcontrolled motors including core saturation", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 36, No.3, pp. 755-763, 2000.
- [79] S. Vaez-Zadeh, F. Hendi, "A continuous efficiency optimization controller for induction motor drives", Energy Conversion and Management, Vol. 46, pp. 701-713, 2005.
- [80] G.O.Garcia, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive", IEEE Trans. Ind. Elect. Vol. 41, No. 5, pp. 533-539, 1994.
- [81] C. C. De wit, S. I. Seleme, "Robust torque control design for induction motors: the minimum energy approach", Automatica, vol. 33, no. 1, pp. 63-79, 1997.
- [82] S. Lim, K. Nam., "Loss minimization control scheme for induction motors", IEE proc. Electr. Power appl., Vol. 151, No. 4, pp. 385-397, 2004.
- [83] N. Tsouvalas, I. Xydis, I. Tsakirakis και Z. Papazacharopoulos, "Asynchronous motor drive loss optimization", Material Processing and Technology, vol. 181, pp. 301-306, 2007.
- [84] J. H. Chang, B. K. Kim, "Minimum-time and minimum-loss speed control of induction motors under field oriented control", IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 44, no. 6, pp. 809-815, 1997.
- [85] S. N. Vulosavic, E. Levi, "A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives", IEEE Trans. Energy Conv., vol. 18, no. 4, pp. 484-493, 2003.

- [86] D. H. Kim, "GA-PSO based vector control of indirect three phase induction motor", Applied Soft Computing, DOI:10.1016/j.asoc. 04.001, 2006.
- [87] Eric Poirer, Mohsen Ghribi and A. Kaddouri, "Loss minimization control of induction motor drives based on genetic algorithm", IEEE Conf. Proc. Electrical machines and Drives, IEMDC, pp. 475-478, 2001.
- [88] Abdin, E.S. Ghoneem, G.A. Diab, H.M.M. Deraz, S.A., "Efficiency optimization of a vector controlled induction motor drive using an artificial neural network", Proc. Of IEEE conf. IECON, pp. 2543-2548, 2003.
- [89] M. Perron, H. L. Huy, "Full load range neural network efficiency optimization of an induction motor with vector control using discontinuous PWM", in Proc. IEEE Symp. Ind. Electron., vol.1, pp. 166-170, 2006.
- [90] J. Li, L. Xu, Z, Zhang, "A new efficiency optimization method on vector control of induction motor", in Proc. IEEE Conf. Electrical Machines and Drives, pp. 1995-2001, 2005.
- [91] B. K. Bose, N. R. Patel, K. Rajashekra, "A neuro-fuzzy base on-line efficiency optimization control of a stator flux oriented direct vector controlled induction motor drive", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 2, pp. 270-273, 1997.
- [92] Kirschen, N.W. Novotny, T. A. Lipo, "optimal efficiency control of an induction motor drive", IEEE Trans. Energy Conv. Vol. EC-2, no.1, pp. 561-570, 1983.
- [93] J.C. Marino, T.A. Lipo, V. B. Blasco, "Simple efficiency maximize for an adjustable frequency induction motor drive", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 27, no. 5, pp. 940-946, 1991.
- [94] D. Galler, "Energy efficient control of ac induction motor driven vehicles", in Proc. IEEE IAS Annual Meetin, pp. 301-308, 1980.
- [95] J. M. D. Murphy, V. B. Honsinger, "Efficiency optimization of inverter-fed induction motor drives", in Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 544-552, 1982.
- [96] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 21, pp. 610–615, May/June 1985.
- [97] Kioskesidis, N. Margaris, "Loss minimization in scalar controlled induction motor drives with search controller", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No. 2, pp. 213-220, 1996.
- [98] J. G. Cleland, "Design of an optimization controller for inverter fed AC induction motors", Proc. of IEEE Conference, pp. 16- 21, 1995.
- [99] G. S. Kim, et al., "Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 39, pp. 323-333, 1992.
- [100] O. Ojo, I. Bhat, G. Sugita, "Steady-state optimization of induction motor drives operating in the field weakening region", Proc. Power electronics Specialist Conf., vol. 2, pp. 979-985, 1993.

- [101] J. M. Eguilaz, et al., "Induction motor optimum flux search algorithms with transient state loss minimization using fuzzy logic based supervisor", IEEE Conf. Proc. pp. 1302-1308, 1997.
- [102] K. Sundareswaran, S. Palani, "Fuzzy logic approach for energy efficient voltage controlled induction motor drive", IEEE Power Electronics and Drives Conf. Proc. PEDS, pp. 552-554, 1999.
- [103] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive", IEEE Trans. Ind. Elec. Vol. 42, No. 2, pp. 192-198, 1995.
- [104] J. Moreno, et al., "Fuzzy logic based improvements in efficiency optimization of induction motor drives", Proc. Of IEEE Fuzzy Systems, pp. 219-224, 1997.
- [105] Chandan Chakraborty, Minh C. Ta, Toshiyuki Uchida and Yoichi Hori, "Fast search controllers for efficiency maximization of induction motor drives based on DC link power measurement", in Proc. IEEE conf. PCC-Osaka, pp. 402-408, 2002.
- [106] S. Geppert, "PWM Inverter Control and the Application thereof within Electric Vehicles", U.S. Patent 4 316 132, Feb. 16, 1982.
- [107] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, T. A. Lipo, "On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. App., Vol. IA-21, No. 4, May/Jun 1985, pp. 610-616, 1985.
- [108] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, T. A. Lipo, "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", IEEE Trans. Energy Conv., Vol. EC-2, No. 1, Mar 1987, pp. 70-76, 1987.
- [109] S. K. Sul, M. H. Park, "A Novel Technique for Optimal Efficiency Control of a Current-Source Inverter-Fed Induction Motor", IEEE Trans. Power Elec., Vol. 3, No. 2, April 1988, pp. 192-19, 1987.
- [110] J.C. Moreira, V. Blasko, T. A. Lipo, "Low Cost Efficiency Maximizer for an Induction Motor Drive", IEEE Proceed. of IAS '89, pp. 426-431, 1989.
- [111] [83] J.-S. Kim, "Circuit and Method for Power Efficiency Improvement of Induction Motors", U.S. Patent 4 954 764, Sep. 4, 1990.
- [112] J. C. Moreira, T. A. Lipo, "Simple Efficiency Maximizer for an Adjustable Frequency Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 27, No. 5, Sep/Oct 1991, pp. 940-946, 1991.
- [113] Wisconsin Alumni Research Foundation, T. A. Lipo, J. C. Moreira, "Air gap flux measurement using stator third harmonic Voltage and uses", Patent No. 5 272 429, Dec. 21 1993.
- [114] Wisconsin Alumni Research Foundation, R. D. Lorenz, K. T. Hung, T. A. Lipo, J. C. Moreira, "Motor torque control method and apparatus" Patent No. 5 334 923, Aug. 2 1994.
- [115] S. Chen, S. N. Yeh, "Efficiency Control of Field Oriented Operation Based on the Open-Loop VVVF Drivers", IEEE Proceed. of IAS'91, pp. 58-64, 1991.

- [116] F. Blåbjerg, J. K. Pedersen, "An Integrated High Power Factor Three -phase AC-DCAC Converter for AC-machines Implemented in one Microcontroller", Proceed. Of PESC '93, pp. 285-292, 1993.
- [117] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy Logic Based On-line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive", Proceed. of IECON, Vol. 2, Nov. 1993, pp. 1168-1174, 1993.
- [118] J. G. Cleland, V. E. McCormick, M. W. Turner, "A Fuzzy Logic-Based Energy Optimizer for AC Motors", Proceed. of FUZZ-IEEE '95, Yokohama, March 1995, pp. 1777-1784, 1985.
- [119] I. Choy, S. H. Kwon, J. Y. Choi, J. W. Kim, K. B. Kim, "On-Line Efficiency Optimization Control of a Slip Angular Frequency Controlled Induction Motor Drive Using Neural Netword", Proceed. of IECON'96, pp. 1216-1221, 1996.
- [120] J. B. Wang, C. M. Liaw, "Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive with Fuzzy Detuning Correction and Efficiency Optimisation Controls", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, No. 1, Jan. 1997, pp. 37-45, 1997.
- [121] B. K. Bose, N. R. Patel, K. Rajashekara, "A Neuro-Fuzzy-Based On-Line Efficiency Optimization Control of a Stator Flux-Oriented Direct Vector-Controlled Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 44, No. 2, Arp 1997, pp. 270-273, 1997.
- [122] J. Moreno-Eguílaz, M. Cipolla, J. Peracaula, "Induction Motor Drives Energy Optimization in Steady State and Transient States: A New Approach", Proceed. Of EPE'97, Trondheim, pp. 3.705-3.710, 1997.
- [123] B. K. Bose, N. R. Patel, "A Sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive with Neuro-Fuzzy Based Performance Enhancement", IAS annual Record, New Orleans, Oct. pp. 393-400, 1997.
- [124] K. M. Hasan, L. Zhang, B. Singh, "Neural Network Control of Motor Drives for Energy Efficiency and High Dynamic Performance", Proceed. Of IECON '97, New Orleans, Nov. 1997, pp. 488-492, 1997.
- [125] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, U. Jaeger, P. Thoegersen, "Single Current Sensor Technique in the DC Link of Three-Phase PWM-VSI Inverters: A Review and a Novel Solution", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 33, No. 5, Sep./Oct. 1997, pp. 1241-1253, 1997.
- [126] D. Xu, D. Zhu, BinWu, "High performance induction motor drive with optimized excitation current control", in Proc. IEEE Conf. 2001, pp. 1673-1678, 2001.
- [127] J. Moreno-Eguílaz, M. Cipolla, J. Peracaula, "Induction Motor Drives Energy Optimization in Steady State and Transient States: A New Approach", Proceed. Of EPE'97, Trondheim, pp. 3.705-3.710, 1997.
- [128] Moreno-Equitaz, J. Cipolla, M. and Paracaula, J. Fuzzy Logic Based Improvements in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives. Proceedings of FUZZ-IEEE. 219-224, 1997.
- [129] I. Choy, S. H. Kwon, J. Y. Choi, J. W. Kim, K. B. Kim, "On-Line Efficiency Optimization Control of a Slip Angular Frequency Controlled Induction Motor Drive Using Neural Netword", Proceed. of IECON'96, pp. 1216-1221, 1996.

- [130] K. M. Hasan, L. Zhang, B. Singh, "Neural Network Control of Motor Drives for Energy Efficiency and High Dynamic Performance", Proceed. Of IECON '97, New Orleans, Nov. pp. 488-492, 1997.
- [131] Pryymak, B. Moreno-Eguilaz, J. M. Peracaula, J., IECON -PROCEEDINGS-2002, VOL 1, pages 146-151, 2002.
- [132] Pryymak, B.; Moreno-Eguilaz, J.M. and Petracaula, J., "An Efficient Energy Controller for Induction Motor Drive With Compensation of Temperature Using Neural Networks", Proceedings of EPE. 1-10, 2005.
- [133] P. Pillay, R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 5, pp. 986-996, 1991.
- [134] Millie Pant, Radha Thangaraj, V. P. Singh, "Efficiency optimization of electric motors: a comparative study of stochastic algorithms", World Journal of Modelling and Simulation Vol. 4, No. 2, pp. 140-148, 2008.
- [135] C. Thanga Raj, S. P. Srivastava and P. Agarwal, "Differential evolution based optimal control of induction motor serving to textile industry", Int. J. of Computer Science, Vol. 35, No. 2, 2008.
- [136] S. K. Sul, M. H. Park, "A novel technique for optimal efficiency control of a currentsource inverter-fed induction motor", IEEE Trans. Power. Elect. Vol. 3, no. 2, pp. 192-199, 1988.
- [137] Slobodan N. Vukosavic, and Emil Levi, "Robust DSP-Based Efficiency Optimization of a Variable Speed Induction Motor Drive", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 50, NO. 3, JUNE 2003, pp. 560-570, 2003.
- [138] Eleftheria S. Sergaki, Pavlos S. Georgilakis, Antonios G. Kladas, and George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Based On-Line Electromagnetic Loss Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, to be held at the Vilamoura, Portugal, on 6-9 September 2008, IEEExplorer, 2008.

# Κεφάλαιο 3

Ελαχιστοποίηση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων γνωστού κύκλου εργασιών με Βέλτιστο Έλεγχο

Το περιεχόμενο αυτού του κεφαλαίου έχει δημοσιευτεί σε δύο εργασίες:

- E. Sergaki, Prof. G.Stavrakakis, Prof. A. Pouliezos, "Optimal robot speed trajectory by minimization of the actuator motor electromechanical losses. Journal of Intelligent and Robotic Systems", Journal of Intelligent and Robotic Systems, 33: 187-207, 2002, [1].
- E. Sergaki, Prof. G.Stavrakakis, "Optimal Speed Trajectory Tracking Of An AC Motor Drive System By Minimization Of Its Electromagnetic Losses And Fuzzy Logic Efficiency Optimization In Steady And Transient States", XVII International Conference on electrical Machines, ICEM-06, Greece, Sept. 2-5, 2006, [2].

(Η 1<sup>η</sup> έχει 1 αναφορά σε βιβλίο το 2008 και 8 αναφορές σε διεθνείς δημοσιεύσεις από το 2006 έως 2009).

#### 3.1. Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο περιγράφεται ένα σύστημα ελέγχου κινητήριων ηλεκτρομηχανικών συστημάτων μεταβλητής ταχύτητας, στην περίπτωση εφαρμογών που είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών, δηλαδή η διαδρομή κίνησης και ο χρόνος κίνησης. Για την βελτίωση της απόδοσης ελέγχω το προφίλ της ταχύτητας του συστήματος, με κριτήριο την ελαχιστοποίηση των απωλειών του. Η συγκεκριμένη έρευνα βρίσκει σημαντική εφαρμογή σε σερβομηχανισμούς κλπ. Οι ρομποτικοί βραχίονες (manipulators) χρησιμοποιούνται σε μηχανικές επεξεργασίες. Τα ρομποτικά οχήματα σε σύγκριση με τους ρομποτικούς βραχίονες έχουν την δυνατότητα να κινήσουν όλο τους το «σώμα» στον χώρο και να αλληλεπιδράσουν με αυτόν. Παραδείγματα ρομποτικών οχημάτων είναι τα τροχήλατα (Wheeled Mobil Robots) που λειτουργούν στην επιφάνεια του εδάφους, τα ιπτάμενα οχήματα, τα υποβρύχια οχήματα.

Παρόλο που το ερευνητικό πεδίο του βέλτιστου σχεδιασμού του προφίλ της κίνησης για την βελτίωση της απόδοσης ενός κινητήριου συστήματος έχει αρχίσει να μελετάται από το 1994 από τους Neil C. Rowe, Yutaka Kanayama [26], οι δημοσιεύσεις σε αυτό το πεδίο ξεκινούν μόλις το 2002 και 2006 με την δική μου εργασία, ενώ μέχρι και το 2008 οι δημοσιεύσεις εξακολουθούν να είναι περιορισμένες. Τα δύο τελευταία χρόνια έχουν δημοσιευτεί αρκετές εργασίες σε αυτό το πεδίο που χρησιμοποιούν κυρίως μεθόδους ασαφούς λογικής, γενετικούς αλγόριθμους, νευρωνικά δίκτυα.

Σε την παρούσα ερευνητική εργασία, για πρώτη φορά διαπιστώνεται η εξάρτηση του προφίλ της βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας κίνησης από τον λόγο των τιμών της σταθεράς χρόνου του κινητήρα προς τον χρόνο κίνησης ενός κύκλου εργασιών του κινητήρα. Την εκτίμηση βελτίωσης απόδοσης με εφαρμογή βέλτιστου προφίλ ταχύτητας που μειώνει τις ηλεκτρομαγνητικές απώλειες πραγματοποιώ με προσομοιώσεις σε περιβάλλον Matlab®. Η πειραματική επιβεβαίωση έλαβε χώρα το 2007 όταν κατασκευάσθηκε ρομποτικό όχημα που εφάρμοσε το συγκεκριμένο είδος ελέγχου<sup>1</sup>.

Επίσης για πρώτη φορά ο χρόνος κίνησης μοιράζεται στις περιοχές επιτάχυνσης και επιβράδυνσης και ο συνολικός σχεδιασμός της βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας αποτελείται από τον ανεξάρτητο υπολογισμό της τροχιάς βέλτιστης ταχύτητας στην κάθε περιοχή. Τα αποτελέσματα αυτής της εργασίας αποτελούν σημαντικές δημοσιεύσεις, το 2002 [1] και το 2006 [2], ενώ έχουν ήδη 8 αναφορές σε διεθνείς δημοσιεύσεις, μία αναφορά σε βιβλίο του διεθνούς τύπου και μια αναφορά σε τεχνική μελέτη.

Στην ενότητα 3.2 παρουσιάζω ανασκόπηση της σχετικής βιβλιογραφίας μέχρι την δημοσίευση της παρούσας ερευνητικής εργασίας (2006). Στην ενότητα 3.2 εισάγω στο θέμα του βέλτιστου σχεδιασμού κίνησης και ελέγχου ρομποτικών συστημάτων και στις ενότητες 3.3 και 3.4 εισάγω τους όρους απόδοσης και βελτίωσης απόδοσης των ρομποτικών οχημάτων.

Στην ενότητα 3.5 προτείνεται βέλτιστος έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών με σχεδιασμό βέλτιστου προφίλ ταχύτητας του κινητήρα. Αυτός αφορά στην περίπτωση που γνωρίζουμε τον κύκλο εργασιών του κινητήριου συστήματος. Επιλύω το πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου με μια συνάρτηση κόστους που περιγράφει συνολικά τον χρόνο κίνησης T (την κίνηση από την έναρξη μέχρι την λήξη της κίνησης). Το βέλτιστο προφίλ ταχύτητας είναι συμμετρικής παραβολικής μορφής, αντί της συνηθισμένης τραπεζοειδούς μορφής. Η απόδοση της προτεινόμενης βέλτιστης τροχιάς δοκιμάζεται με προσομοιώσεις και με πειραματικές μετρήσεις.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> August, 2007, *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Volume 49, Number 4, p. 367-383, "Minimum-Energy Translational Trajectory Generation for Differential-Driven Wheeled Mobile Robots", <u>Chong Hui Kim</u>, <u>Byung Kook Kim</u>.

Στην ενότητα 3.6 επιλύω το πρόβλημα σχεδιασμού βέλτιστου προφίλ ταχύτητας κινητήρα ελαχιστοποίησης απωλειών κινητήρα στην περίπτωση που γνωρίζουμε τον κύκλο εργασιών του κινητήριου συστήματος και που επιλύω το πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου χωριστά για την περιοχή επιτάχυνσης και χωριστά για την περιοχή επιβράδυνσης (ορίζω ότι η κίνηση αποτελείται από την διαδοχή δύο περιοχών κίνησης, επιταχυνόμενης και επιβραδυνόμενης και χρησιμοποιώ δύο συναρτήσεις κόστους). Το βέλτιστο ενεργειακά προφίλ ταχύτητας είναι ασύμμετρης παραβολικής μορφής, αντί της συμμετρικής παραβολικής μορφής της προηγούμενης ενότητας. Η απόδοση της προτεινόμενης βέλτιστης τροχιάς δοκιμάζεται με προσομοιώσεις.

Στην ενότητα 3.7 αναλύω τα συμπεράσματα που προκύπτουν από τον προτεινόμενο έλεγχο των παραπάνω ενοτήτων.

Τέλος, στοιχεία βασικής γνώσης για τον έλεγχο σερβομηχανισμών και τις μεθόδους βελτίωσης της απόδοσης των ρομποτικών τροχήλατων οχημάτων περιέχονται στα Παραρτήματα 1 και 7. Επίσης στο Παράρτημα 1 περιέχεται αναλυτικότερα η επίλυση του βέλτιστου προβλήματος ελαχιστοποίησης απωλειών.

#### 3.2. Βιβλιογραφική ανασκόπηση για τον βέλτιστο σχεδιασμό κίνησης ρομποτικού συστήματος

Γενικά είναι δεκτό ότι ο βέλτιστος σχεδιασμός της κίνησης μπορεί να γίνει με τον βέλτιστο σχεδιασμό του προφίλ της ταχύτητας (velocity planning) και με τον βέλτιστο σχεδιασμό της τροχιάς διαδρομής (path planning) του ρομποτικού συστήματος.

To 1997 ο Divelbiss [3] αναφέρει ότι ο έλεγχος ενός ρομποτικού οχήματος (Wheeled Mobil Robot -WMR) γενικά ομαδοποιείται σε τρία βήματα:

- (i) Σχεδιασμό διαδρομής (Path–Planning) : αφορά τον προσδιορισμό της καμπύλης που συνδέει τα σημεία (θέσεις) από όπου περνά το WMR.
- (ii) Δημιουργία τροχιάς (Trajectory–Generation): αφορά την παραγωγή του προφίλ της ταχύτητας κατά μήκος της διαδρομής.
- (iii) Παρακολούθηση τροχιάς (Trajectory–Tracking): αφορά την εφαρμογή κατάλληλου ελέγχου για να ακολουθήσει το WMR την τροχιά.

Μέχρι το 2002 οι εργασίες για τον σχεδιασμό της διαδρομής της κίνησης είχαν για κριτήριο: (i.a) την ελάχιστη διαδρομή (Shortest-Path) [4], [5].

(ii.β) Τον ελάχιστο χρόνο (Time – Optimal Control ή minimum – time position control).

Συνήθως, ο βέλτιστος έλεγχος των κινητήριων ηλεκτρικών συστημάτων αφορά την (ii.β) περίπτωση, τον Βέλτιστο Έλεγχο Χρόνου (Time – Optimal Control) [6], [7], [8], ώστε να μεγιστοποιηθεί η παραγωγικότητα των μηχανών με περιορισμό στην μέση κατανάλωση ισχύος. Όμως η αύξηση της παραγωγικότητας με την μείωση του χρόνου κίνησης απαιτεί μεγαλύτερες δυνάμεις και κατ' επέκταση μεγαλύτερη κατανάλωση ενέργειας για την οδήγηση από σημείο σε σημείο κατά μήκος μιας διαδρομής. Επίσης λόγω υπερθέρμανσης των κινητήρων λόγω μεγαλύτερης κατανάλωσης, υπάρχει ένα όριο στο πόσο γρήγορα μπορεί να εκτελούνται κάποιες εργασίες χωρίς να δημιουργείται υπερθέρμανση του συστήματος.

Το 2000 οι Qin Bin, Soh Yeng Chai, Wang Dan Wei, Xie M., [9], μελετούν ένα ρομποτικό όχημα όπου η κίνηση του οχήματος εκφράζεται σε συντεταγμένες x, y. Η θέση του οχήματος εκφράζεται με την γωνία  $\varphi$  που στρίβει το τιμόνι του οχήματος. Οι [9] χρησιμοποιούν την  $\dot{\varphi}$ 

για μεταβλητή ελέγχου του οχήματος. Η συνάρτηση κόστους είναι η  $J = \int_{t_0}^{t_f} |a| dt$  και η λύση

γίνεται με την μέθοδο Bang-Bang.

To 2001, οι I. Duleba and J. Sasiadek [10], μελετούν με Νευτώνεια Μηχανική την απόδοση ενός ρομπότ με μη-ολόνομους δεσμούς, χρησιμοποιώντας υψηλού επιπέδου μαθηματικά.

Μετά το 2002, ένα ερευνητικό ενδιαφέρον Βέλτιστου Ελέγχου Σερβομηχανισμών, που αρχίζει να αποκτά ενδιαφέρον, αφορά τον βέλτιστο σχεδιασμό της μεταγωγής (optimal commutation) των κινητήρων των κινητήριων συστημάτων, ώστε να παρέχεται μέγιστη ισχύς με ελάχιστες απώλειες χαλκού (maximum force control and minimum copper-loss force control [11]). Αυτό το είδος Βέλτιστου Ελέγχου διατυπώνεται με τους εξής τρόπους:

- (1) Έλεγχος μέγιστης ροπής κίνησης για τον συνεχή ορισμό των ορίων της ροπής του κινητήρα ενώ συγχρόνως ικανοποιούνται τα όρια λειτουργίας του κινητήρα, πχ ρεύματος, τάσης, [11].
- (2) Έλεγχος ελάχιστων απωλειών (πχ χαλκού και σιδήρου) του κινητήρα για τον προσδιορισμό των ρευμάτων διέγερσης του κινητήρα ώστε να ελαχιστοποιείται η κατανάλωση ισχύος με ή χωρίς περιορισμούς ρεύματος, [11].
- (3) Έλεγχος της DC ηλεκτρικής ισχύος εισόδου του κινητήρα ώστε να ελαχιστοποιείται η κατανάλωση ισχύος.

#### 3.3. Βέλτιστος έλεγχος σερβομηχανισμών με συναρτήσεις κόστους (Cost Indexes)

Η χρησιμοποίηση μιας συνάρτησης κόστους (cost index ή performance index) για τον σχεδιασμό της βέλτιστης τροχιάς μεταξύ ενός πλήθους δυνατών λύσεων δεν είναι μια νέα ιδέα. Ήδη, από το 1991 στο βιβλίο [12] αφιερώνεται ένα κεφάλαιο σε αυτό το πεδίο έρευνας.

Για να είναι η βέλτιστη λύση εφικτή πρέπει να λαμβάνονται υπόψη τα κινητικά και τα δυναμικά χαρακτηριστικά όρια του ρομποτικού συστήματος κίνησης καθώς και οι περιορισμοί που σχετίζονται με το είδος της εφαρμογής, πχ τα χαρακτηριστικά εργασιών, οι περιορισμοί του περιβάλλοντος, κλπ. Συνήθως τα όρια της ταχύτητας και επιτάχυνσης είναι μέγιστες τιμές (πάνω όρια). Σύμφωνα με την βιβλιογραφική μου έρευνα, η πρώτη αναφορά για κινητικούς και δυναμικούς περιορισμούς στον σχεδιασμό βέλτιστης ταχύτητας σε WMR τίθενται το 1987 από τους O' Dunlaing [13], οι οποίοι δεν σχετίζονται με τα μηχανικά χαρακτηριστικά του συστήματος.

Σε ποιο πρόσφατες εργασίες, πχ το 1999 οι Weiguo et al [14] χρησιμοποιούν περισσότερο αποδοτικούς περιορισμούς που σχετίζονται με την δυναμική του ρομπότ και την κατάσταση ολίσθησης του οχήματος στο επίπεδο κίνησης καθώς και τις εξωτερικές ροπές που δέχονται οι κινητήρες. Το 2001, οι Choi, Kim [15] συνδέουν τους περιορισμούς ταχύτητας και επιτάχυνσης με τους ηλεκτρικούς κινητήρες και την πηγή ισχύος του ρομπότ.

Για εφαρμογές που αφορούν εξερεύνηση χώρου υπάρχουν περισσότερο πολύπλοκοι περιορισμοί που σχετίζονται με την δυναμική συμπεριφορά του ρομποτικού οχήματος σε σχέση με τον χώρο που κινείται. Επειδή όμως αυτό δεν είναι αντικείμενο της παρούσας μελέτης αναφέρω μόνο ενδεικτικές δημοσιεύσεις που αναλύουν αυτό το θέμα. Το 1999 ο Shiller [16], και Cheriff [17], το 2003 οι Lepetic et al [18], το 2006 οι Krishna et al [19].

Στις αναφορές [14], [20], [21], [22], [23], [24], [25], λαμβάνονται υπόψη οι δυναμικοί περιορισμοί λειτουργίας του ρομποτικού οχήματος, του οποίου ελέγχεται η κίνησή του.

#### 3.4. Βελτίωση απόδοσης ρομποτικών οχημάτων (WMR)

Το μέλλον των ρομποτικών οχημάτων απαιτεί ανεξάρτητη πηγή ηλεκτρικής ισχύος, για αυτό χρησιμοποιούνται κυρίως οι επαναφορτιζόμενες μπαταρίες για πηγή ισχύος. Η ενέργεια των μπαταριών είναι ορισμένη και εξαρτάται από την κατανάλωση. Το κόστος της συντήρησης και επαναφόρτισης των μπαταριών είναι σημαντικό μέρος της συνολικής κατασκευής ενός WMR για αυτό η βελτίωση της απόδοσής τους έχει μεγάλη σημασία. Για να έχουμε μια σαφή εικόνα της απόδοσης ενός WMR, ορίζουμε την απόδοση του WMR το πηλίκο της «εργασίας» του ρομπότ προς την ενέργεια που καταναλώνει,

$$Aπόδοση = \frac{Εργασία}{Ενέργεια Κατανάλωσης}$$
(3.1)

Η βελτίωση της απόδοσης του ρομποτικού οχήματος σημαίνει την πραγματοποίηση της μέγιστης «εργασίας» με την ελάχιστη κατανάλωση ενέργειας.

Σε ένα WMR οι συσκευές που καταναλώνουν ενέργεια είναι οι κινητήρες ενεργοποίησης του, τα εξαρτήματα που κάνουν τις μετρήσεις (αισθητήρες) και το υπολογιστικό σύστημα του ρομπότ (μικροεπεξεργαστές, Η/Υ πάνω στο όχημα).

Οι αισθητήρες που παρουσιάζουν σημαντική κατανάλωση είναι αυτοί που χρησιμοποιούν λέιζερ, υπέρηχους, υπέρυθρο φως, καθώς και οι κάμερες για το σύστημα παρατήρησης. Η μείωση της ενέργειας μπορεί να εξασφαλισθεί με μικρότερο ρυθμό δειγματοληψίας.

Το υπολογιστικό σύστημα θεωρούμε ότι έχει σταθερή ενέργεια κατανάλωσης, παρόλο που θα μπορούσε να βελτιωθεί μειώνοντας τον χρόνο εκτέλεσης του αλγόριθμου.

#### 3.4.1. Μείωση της ενέργειας κατανάλωσης των ρομποτικών οχημάτων (WMR)

Η εμπειρία δείχνει ότι η απόδοση βελτιώνεται από τον τρόπο που καταναλώνεται η ενέργεια στους κινητήρες των WMR ως εξής:

(i) Από τον σχεδιασμό της κίνησης (Motion planning)

- (ii) Από τους κινητήρες κίνησης (Robot actuators)
- (iii) Από τον συνδυασμό του σχεδιασμού κίνησης και της λειτουργίας των κινητήρων
- (iv) Από τις βοηθητικές πηγές κατανάλωσης ενέργειας

Τα μικρά ρομποτικά οχήματα συνήθως χρησιμοποιούν DC κινητήρες προκειμένου να κινηθεί το ρομπότ με τους ενσωματωμένους τροχούς του. Επειδή η κίνηση των τροχών εξαρτάται άμεσα από τον έλεγχο των DC κινητήρων, η κατανάλωση της μπαταρίας εξαρτάται από την κατανάλωση του ηλεκτρονικού κυκλώματος που οδηγεί τους κινητήρες.

Η ενέργεια κατανάλωσης έχει αποδειχθεί από την Φυσική ότι είναι ανάλογη της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα. Για να διαχειριστούμε την ενέργεια πρέπει να φτιάξουμε ένα μοντέλο που να συνδέει τις μεταβλητές του κινητήρα, όπως την ταχύτητα, επιτάχυνση, την ισχύ εισόδου. Το μοντέλο αυτό εξαρτάται από την δομή του κάθε κινητήρα. Για κάποιους κινητήρες η κατανάλωση αυξάνει γραμμικά με την ταχύτητα και σε άλλους αυξάνει εκθετικά στις υψηλές ταχύτητες.

Για να λυθεί το πρόβλημα των ενεργειακών απωλειών του κινητήρα, ο έλεγχός του πρέπει να σχεδιασθεί με βέλτιστο τρόπο. Αυτό το πρόβλημα ονομάζεται Ελαχιστοποίηση Απωλειών (Loss-Minimization). Η περιστροφή του κινητήρα (ταχύτητα και επιτάχυνση) προσδιορίζεται

σύμφωνα με το πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου με συνάρτηση κόστους που περιλαμβάνει τις απώλειες του κινητήρα.

#### 3.4.2. Βέλτιστος σχεδιασμός κίνησης ρομποτικού οχήματος (WMR)

Η συνηθισμένη στρατηγική της βελτίωσης της απόδοσης με ελαχιστοποίηση της διανυόμενης απόστασης δεν εξασφαλίζει ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης ενέργειας. Για παράδειγμα όταν στην ελάχιστη απόσταση απαιτούνται απότομες στροφές, υπάρχουν αλλαγές στην επιβράδυνση και επιτάχυνση οι οποίες αυξάνουν την κατανάλωση ενέργειας. Στην περίπτωση της στρατηγικής της βελτίωσης της απόδοσης με ελαχιστοποίηση του χρόνου κίνησης επίσης δεν εξασφαλίζεται η ελαχιστοποίηση της ενέργειας κατανάλωσης. Ο μικρότερος χρόνος κίνησης απαιτεί μεγαλύτερη ταχύτητα και υψηλότερη κατανάλωση ενέργειας. Μια καλύτερη ιδέα για την βελτίωση της απόδοσης του WMR είναι ο συνδυασμός ασύμβατων μεταξύ τους κριτηρίων.

#### 3.4.3. Ανάλυση φυσικών παραμέτρων ρομποτικού οχήματος (WMR)

Θεωρώ ένα σύστημα κίνησης σε ένα άξονα, όπου ο έλεγχος θέσης από σημείο σε σημείο (Point to Point Positioning) είναι χωρίς τριβές και ότι ο κινητήρας είναι ένας σύγχρονος κινητήρας κατασκευασμένος από γραμμικά μαγνητικά υλικά. Σε αυτή την περίπτωση η ροπή κίνησης που παράγει ο κινητήρας συσχετίζει τις μηχανικές με τις ηλεκτρικές παραμέτρους του κινητήρα με τις σχέσεις (3.2) και (3.4),

$$T_{em}(i_{q},i_{d}) = T_{L_{1}} + J \frac{d\omega_{rm}}{dt} + T_{Loss}(\omega_{rm})$$
(3.2)

$$T_{Loss}(\omega_{rm}) = k_{visc}\omega_{rm}$$
(3.3)

όπου  $J\frac{d\omega_{rm}}{dt}$ η ροπή επιτάχυνσης,  $T_{em}$ είναι η ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας,  $T_{Loss}(\omega_{rm})$ είναι η ροπή απόσβεσης αντίθετη στην κίνηση που εξαρτάται από την ιξώδη τριβή κατά την περιστορφή,  $T_{L1}$  το εξωτερικό φορτίο,  $\omega_{rm} = \dot{\theta}$ είναι η γωνιακή ταχύτητα του άξονα του κινητήρα, J η ροπή αδράνειας του κινητήρα,  $k_{visc}$  σταθερή ιξώδους τριβής. Η ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας  $T_{em}$ εξαρτάται από τον τύπο του σύγχρονου κινητήρα και υπολογίζεται για διαφορετικού τύπου κινητήρα από τις σχέσεις

$$T_{em}(i_{q}, i_{d}) = \begin{cases} k_{m}i_{a} & \text{DC Motor} \\ k_{m}i_{qs} & \text{PMSM} \\ k_{r}i_{qs}i_{ds} & \text{VRSM} \\ k_{m}i_{qs} + k_{r}i_{qs}i_{ds} & \text{Hybrid Motor} \end{cases}$$
(3.4)

όπου  $k_m$  (radV<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup>) είναι η σταθερά κέρδους του κινητήρα,  $k_r$  η σταθερά κέρδους της μαγνητικής αντίστασης (Reluctance resistance),  $i_q$  και  $i_d$  είναι οι συνιστώσες του ρεύματος διέγερσης του στάτη στο ορθοκανονικό σύγχρονα περιστρεφόμενο σύστημα συντεταγμένων q-d,  $i_a$  το ρεύμα διέγερσης του DC κινητήρα.

Η σχέση που συσχετίζει τις μηχανικές με τις ηλεκτρικές παραμέτρους του κινητήρα, όταν αυτός λειτουργεί σε καταστάσεις ισορροπίας (σταθερή ταχύτητα και ροπή), προκύπτει από τον συνδυασμό των σχέσεων (3.2) και (3.4) ως εξής

$$T_{L_{1}} + J \frac{d\omega_{rm}}{dt} + T_{Loss}(\omega_{rm}) = \begin{cases} k_{m}i_{a} & \text{DC Motor} \\ k_{m}i_{q} & \text{PMSM} \\ k_{r}i_{q}i_{d} & \text{VRSM} \\ k_{m}i_{q} + k_{r}i_{q}i_{d} & \text{Hybrid Motor} \end{cases}$$
(3.5)



Σχήμα 3.1: Δομή ενός συμμετρικού ρομποτικού οχήματος (Wheeled Mobile Robot- WMR) με δύο ανεξάρτητους DC κινητήρες. Πηγή:[27].

Η σχέση που συνδέει την γωνιακή ταχύτητα ω, την μεταφορική ταχύτητα ν και το DC ρεύμα που δίνει η πηγή ηλεκτρικής ισχύος στην DC-Bus (σύζευξη) του μετατροπέα ισχύος που συνδέεται με τους κινητήρες, εξαρτάται από την συνολική ροπή αδράνειας των κινητήρων και φορτίου και τον συντελεστή ιξώδους τριβής του φορτίου. Το διάνυσμα θέσης του οχήματος πάω στο επίπεδο XY ορίζεται από τις συντεταγμένες x, y, και την κατεύθυνση θ.

Η μεταφορική κίνηση ενός WMR ή ενός ρομποτικού βραχίονα μπορεί να ορισθεί ως εξής:

Αρχική θέση του WMR (ή του βραχίωνα) 
$$x(0)$$
,  $y(0)$  σε m  
Τελική θέση του WMR (ή του βραχίωνα)  $x(T)$ ,  $y(T)$ σε m  
Συνολική κίνηση σε  $\sqrt{x^2 + y^2}$  σε m (3.6)  
Διάρκεια κίνησης T σε s  
Μεταφορική ταχύτητα v σε m/s

Οι εξισώσεις που συνδυάζουν την περιστροφική με την μεταφορική κίνηση αν το γρανάζι μετάδοσης είναι ακτίνας *r*, με αναλογία μετάδοσης κίνησης *N*:1, ορίζονται από τις σχέσεις

ταχύτητα γραναζιού (rpm) = 
$$\frac{\mu \epsilon \tau \alpha \varphi ορική ταχύτητα (m/s) 60}{\pi \epsilon \rho i \mu \epsilon \tau \rho o \varsigma γ \rho a v a ζιού (m)}$$
  
ταχύτητα συστήματος οδήγησης (rpm) = 
$$\frac{\mu \epsilon \tau a \varphi ορική ταχύτητα (m/s) 60 N}{\pi \epsilon \rho i \mu \epsilon \tau \rho o \varsigma γ \rho a v a ζιού (m)}$$
(3.7)

Η κινηματική του ρομποτικού οχήματος που φέρει δύο τροχούς (δεξιό και αριστερό), ακτίνας r και που απέχουν απόσταση b μεταξύ τους περιγράφεται από τις σχέσεις

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & 0 \\ \sin \theta(t) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix}, \quad T_{p} = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & 0 \\ \sin \theta(t) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(3.8)

$$\omega = \begin{bmatrix} \omega_{rm}^{R} \\ \omega_{rm}^{L} \end{bmatrix}$$
(3.9)

$$Z = \begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} = B_{q} \omega$$
 (3.10)

$$\mathbf{B}_{q} = \begin{bmatrix} r/2 & r/2\\ r/2b & -r/2b \end{bmatrix}$$
(3.11)

Σε εφαρμογή όπου οι δύο κινητήρες είναι DC κινητήρες όμοιοι, όταν δεν εφαρμόζεται εξωτερικό φορτίο, η σχέση (3.5) παίρνει την μορφή

$$J \frac{d \omega_{rm}^{R}}{dt} + T_{Loss(\omega_{rm}^{R})} = k_{m} i_{a}^{R}$$

$$J \frac{d \omega_{rm}^{L}}{dt} + T_{Loss(\omega_{rm}^{L})} = k_{m} i_{a}^{L}$$
(3.12)

όπου  $i_{\alpha}$  το ρεύμα διέγερσης και  $k_m$  η σταθερά του κέρδους του κινητήρα (radV<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup>).

Η σχέση (3.12) για τις καταστάσεις ισορροπίας με εξωτερικό φορτίο  $T_{L1}$  γράφεται με την χρήση πινάκων ως εξής:

$$J\frac{d\omega}{dt} + k_{visc}\omega = k_m i_a - T_{L1}$$
(3.13)

όπου

 $J = S^T M S$ , 2x2 συμμετρικός πίνακας

$$\omega = \begin{bmatrix} \omega_{rm}^{R} & \omega_{rm}^{L} \end{bmatrix}^{I}, \ \mathbf{i}_{a} = \begin{bmatrix} i_{a}^{R} & i_{a}^{L} \end{bmatrix}$$

k<sub>visc</sub> συντελεστής ιξώδους τριβής

#### 3.4.4. Δυναμικές εξισώσεις DC κινητήρα

Οι παρακάτω γνωστές από την βιβλιογραφία μη γραμμικές σχέσεις περιγράφουν και τις μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα λόγω αλλαγής ταχύτητας ή ροπής. Οι κανονικοποιημένες τιμές συμβολίζονται με μια παύλα πάνω. Η κανονικοποιημένη<sup>2</sup> έκφραση της ροπής που αναπτύσσει ο κινητήρας είναι η  $\overline{T}_{L}$  (pu) δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$\overline{T}_{L} = \overline{T}_{L_{1}} + \overline{k}_{visc}\overline{\omega} \tag{3.14}$$

Η βασική τιμή της ροπής του κινητήρα 
$$T_b$$
 είναι  $T_b(Nm) = \frac{9549P(KW)}{\omega_b(rpm)}$  ή  $T_b(Nm) = \frac{3 \text{phases} * S(VA)}{\omega_b(rad/s)}$   
Η βασική τιμή της ροπής αδράνειας  $J_b(s)$  είναι  $J_b(s) = \frac{J(\text{kgm}^2)\omega_b(rpm)}{9.55 * T_{rated}(Nm)}$ 

Η σταθερά της βασικής τιμής της ροπής που σταματά τον κινητήρα είναι

 $k_{k} = \frac{\text{motor stall torque (rated voltage) (Nm)}}{2}$ 

<sup>o</sup> no-load speed (rateds peed) (rad/s)

Η κανονικοποιημένη (normalized) τιμή ενός μεγέθους, per unit (pu), είναι η τιμή που σχετίζεται με την βασική τιμή. Κανονικοποιημένη τιμή (pu)= $\frac{$ τιμή μεγέθους(SI)}{βασική τιμή(SI) . Πχ:  $\overline{\omega}$ (pu) =  $\frac{\omega}{\omega_b}$ ,

$$\overline{T_L}(\text{pu}) = \frac{T_L}{T_{\text{rated}}} = \frac{T_L \omega_b(\text{rpm})}{9549P(\text{KW})}$$

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Βασικές τιμές (base quantities) είναι οι τιμές των παραμέτρων του κινητήρα που σχετίζονται με την ονομαστική τιμή της γωνιακής του συχνότητας  $f_{rated}$ , ή γωνιακής ταχύτητας  $\omega_b(\text{rad/s})=2\pi f_{rated}$ .

όπου  $\overline{T}_{L_1} = T_{L_1} / T_b$  η κανονικοποιημένη τιμή του εξωτερικού φορτίου,

 $\overline{k}_{\!_{visc}}/T_{\!_{b}}$ ο κανονικοποιημένος συντελεστής ιξώδους τριβής,

 $T_b$  η βασική (ονομαστική) ροπή του κινητήρα και  $\omega_b$  η βασική ταχύτητα του.

Το σύστημα των κανονικοποιημένων διαφορικών εξισώσεων που περιγράφει έναν DC κινητήρα [31], [12], δίνεται παρακάτω. Από την σχέση (3.13) και (3.14) η κανονικοποιημένη μορφή της (3.13) δίνεται από την σχέση

$$T_{mn}\frac{d}{dt}(\bar{\omega}) = \bar{k}_{m}\bar{i}_{a} - (\bar{T}_{L_{1}} + \bar{k}_{visc}\bar{\omega}), \quad T_{mn} = \frac{J\omega_{b}}{T_{b}}$$
μηχανική σταθερά χρόνου (s) (3.15)

$$T_{a}\frac{d}{dt}\left(\overline{i_{a}}\right) = \overline{u}_{a} - \overline{i_{a}} - \overline{k}_{p}N\overline{\omega} + \overline{u}_{brush}, \quad T_{a} = \frac{L_{a}}{R_{a}}$$
 σταθερά χρόνου του δρομέα (3.16)

$$T_{\theta} \frac{d}{dt} \left( \frac{\theta}{\theta_b} \right) = \frac{\omega}{\omega_b}, \quad T_{\theta} = \frac{\theta_b}{\omega_b}$$
(3.17)

$$\overline{\phi}_{e} = \frac{A\overline{i_{e}}}{1+B\overline{i_{e}}} \quad A = \frac{\alpha i_{be}}{\varphi_{be}} \quad \mathbf{B} = \beta i_{be}$$
(3.18)

$$T_{be} \frac{d}{dt} \left( \overline{\phi}_{e} \right) = \overline{u}_{e} - \overline{i}_{e}, \quad T_{be} = \frac{N_{e} \phi_{be}}{u_{b}} \text{ staberá cróvou tou státh}$$
(3.19)

όπου  $k_m$  (radV<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup>) είναι η σταθερά κέρδους του κινητήρα,  $T_{be}$  (radV<sup>-1</sup>s<sup>-1</sup>) είναι η σταθερά χρόνου μετατόπισης του DC κινητήρα και  $k_p$  ( $k_pN=\phi_e$ ) είναι σταθερά κέρδους ηλεκτρεργετικής δύναμης (Back-emf) του κινητήρα, N αναλογία μετάδοσης κίνησης του γραναζιού σύζευξης του γραναζιού κίνησης με τον κινητήρα.

Οι σταθερές χρόνου ενός συστήματος δείχνουν τον χρόνο που χρειάζεται ένα σύστημα για να αλλάξει από μια κατάσταση ισορροπίας σε μια άλλη. Οι σχέσεις (3.15) έως (3.19) αποτελούν ένα μη γραμμικό δυναμικό σύστημα. Η μη γραμμικότητα οφείλεται στο γεγονός ότι η μαγνητική ροή θεωρείται μεταβλητή. Το σύστημα αυτό μπορεί να γίνει γραμμικό αν γίνει η παραδοχή ότι η μαγνητική ροή είναι παράμετρος του συστήματος και παραληφθεί η σχέση (3.19).

Τα όρια των κανονικοποιημένων μεταβλητών ενός DC κινητήρα είναι :

$$0 < \overline{i_e} < 1 \quad 0 < \overline{\phi_e} < \frac{A}{1+B} \quad 0 < \overline{u_e} < 1 \quad 0 < \overline{u_a} < 1 \quad 0 < \overline{\omega} < 3, \quad 0 < \overline{i_a} < 0.2 \quad (3.20)$$

Οι σχέσεις (3.18) ισχύουν κάτω από τους ακόλουθους περιορισμούς:

- Παραλείπονται τα φαινόμενα: Αντίδρασης του δρομέα (Armature reaction), απωλειών σιδήρου (iron losses) και επιδερμικού φαινόμενου (skin effect).
- Οι ωμικές και επαγωγικές αντιστάσεις είναι ανεξάρτητες της θερμοκρασίας.
- Οι τάσεις u<sub>a</sub>, u<sub>e</sub> ελέγχονται ανεξάρτητα.

#### 3.4.5. Απώλειες DC κινητήρων

Η ηλεκτρική ισχύς που καταναλώνεται από ένα DC κινητήριο σύστημα αφορά την κίνησή του και την κίνηση του φορτίου του, καθώς και στις απώλειες των ηλεκτρικών κινητήρων που το κινούν (actuators), πχ τις ηλεκτρομαγνητικές και τις απώλειες ιξώδους τριβής.

Πολλαπλασιάζοντας την τάση του στάτη της σχέσης (3.16) επί το ρεύμα  $i_{\alpha}$  και την σχέση των ροπών (3.15) επί το  $\omega$  προκύπτουν οι σχέσεις

$$\frac{d\left(L_a i_a^2/2\right)}{dt} = u_a i_a - R_a i_a^2 - \omega k_p N i_a + u_{brush} i_a \quad (W)$$
(3.21)

$$\frac{d(J\omega^2/2)}{dt} = k_m i_a \,\omega - (T_{L_1}\omega + k_{visc}\omega^2) \quad (W)$$
(3.22)

Ισοδυναμώντας την  $P_{em} = i_a \phi_e \omega = u_a i_a$  (βλέπε Κεφ. 8, DC Machines, [41]) προκύπτει η σχέση που δίνει την ροή της ισχύος στον κινητήρα:

$$u_{a}i_{a} - \omega k_{p}Ni_{a} = \frac{d\left(L_{a}i_{a}^{2}/2 + J\omega^{2}/2\right)}{dt} + R_{a}i_{a}^{2} + u_{brush}i_{a} + k_{visc}\omega^{2} \quad (W) \quad (3.23)$$

όπου ισχύς εισόδου:  $P_{in} = u_a i_a - \omega k_p N i_a$ , ισχύς απωλειών:  $P_{Loss} = R_a i_a^2 + u_{brush} i_a + k_{visc} \omega^2$ κινητική ενέργεια που αποθηκεύεται στον κινητήρα:  $\frac{d(L_a i_a^2 / 2 + J \omega^2 / 2)}{dt}$ 

Η κινητική ενέργεια που αποθηκεύεται στον κινητήρα έχει μηδενική μέση τιμή κατά την λειτουργία του κινητήρα σε ισορροπία ή όταν η αρχική και τελική ταχύτητα είναι ίσες.

Η συνολική ισχύς των ελέγξιμων απωλειών ενός DC κινητήρα περιέχει επιπλέον και τις απώλειες των δινορευμάτων και υστέρησης και δίνεται από την σχέση:

$$P_{loss} = R_a i_a^2 + u_{brush} i_a + k_{visc} \omega^2 + p_{1/50} ((p\omega/2\pi)/50)^2 i_a^2$$
(3.24)

όπου

$$\begin{split} P_{cu_a} &= R_a i^2_{\ a} \, \mathrm{apdiles} \, \chi \mathrm{alkov} \, \mathrm{stov} \, \mathrm{dorm} \, \mathrm{dorm}$$

#### 3.5. Προτεινόμενος σχεδιασμός προφίλ ταχύτητας ελαχιστοποίησης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών (Minimum Loss Velocity Control) για σταθερό χρόνο κίνησης του WMR

Σε ένα ρομποτικό όχημα με δύο τροχούς, DC σερβομηχανισμού που χρησιμοποιεί δύο όμοιους DC κινητήρες, για τις δοσμένες τιμές των παραμέτρων του κινητήρα υπολογίζεται ένας ελάχιστος επιτρεπτός χρόνος κίνησης,  $T_{min}$ . Κάθε  $T > T_{min}$  είναι ένας αποδεκτός χρόνος κίνησης. Στην παρούσα μελέτη, από το πλήθος των λύσεων  $T > T_{min}$ , ο επιθυμητός σταθερός

χρόνος κίνησης είναι δεδομένος από τον χρήστη και ο έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών υπολογίζει το βέλτιστο προφίλ της μεταφορικής ταχύτητας κίνησης που ελαχιστοποιεί τις απώλειες του κινητήριου συστήματος και συγχρόνως ικανοποιεί μια σειρά συνθηκών (ανισώσεων και εξισώσεων) που είναι οι σχέσεις που περιγράφουν το δυναμικό κινητήριο σύστημα, τις συνθήκες λειτουργίας του, πχ των ρευμάτων του κινητήρα και τα όρια λειτουργίας και κίνησης.

Στην παρούσα μελέτη, εξετάζω την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών του κινητήρα μέσω της εύρεσης του βέλτιστου προφίλ ταχύτητας. Ο τύπος του ηλεκτρικού κινητήρα του ρομποτικού οχήματος δεν είναι κρίσιμος, για αυτό επιλέγω έναν DC κινητήρα που περιγράφεται από απλό σύστημα διαφορικών εξισώσεων και ελέγχεται με απλό τρόπο σε σύγκριση με άλλα είδη κινητήρων. Άλλωστε, οι κινητήρες συνεχούς τάσης είναι και οι πλέον συνηθισμένοι να χρησιμοποιούνται για την μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος σε μηχανική στην κίνηση των ρομποτικών οχημάτων. Η μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική γίνεται κατά την διάρκεια της επιτάχυνσης και της ομαλής κίνησης. Κατά την διάρκεια της επιβράδυνσης η μηχανική ενέργεια μπορεί να μετατραπεί σε ηλεκτρική [29]. Βέβαια, λόγω των πολλών απωλειών, πχ ιξώδους τριβής, ωμικής αντίστασης οπλισμών κλπ, δεν είναι ο ιδανικός τρόπος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας.

Στην παρούσα μελέτη για απλοποίηση του προβλήματος θεωρώ ότι η κίνηση γίνεται σε ευθεία γραμμή (πχ στον ΧΧ΄ άξονα) και παραλείπω την περίπτωση της στροφής. Αυτή η παράλειψη δεν θα επηρεάσει την μορφή του βέλτιστου προφίλ ταχύτητας γιατί οι αλλαγές στην περιστροφική κίνηση δεν προκαλούν μεγάλη κατανάλωση ενέργειας όσο οι αλλαγές στην μεταφορική ταχύτητα.

Για τον υπολογισμό του βέλτιστου προφίλ της μεταφορικής ταχύτητας ν εφαρμόζω βελτιστοποίηση του συστήματος διαφορικών εξισώσεων (ελαχιστοποίηση αντικειμενικής συνάρτησης) υπό καθεστώς περιορισμών (περιορισμών των παραμέτρων κατάστασης, ελέγχου και των ορίων τους). Το βέλτιστο προφίλ ταχύτητας ελαχιστοποίησης απωλειών υπολογίζεται σε μη πραγματικό χρόνο (off-line) και αποθηκεύεται σε πίνακες αναφοράς (look-up tables).

### 3.5.1. Ορισμός και επίλυση του προβλήματος βέλτιστου σχεδιασμού προφίλ ταχύτητας WMR

Για την κίνηση του WMR σε ευθεία, αντί σε επίπεδο, το διάνυσμα θέσης του είναι

$$\mathbf{P}(t) = \begin{bmatrix} x(t) & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$
(3.25)

και η σχέση (3.10) που περιγράφει την μεταφορική ταχύτητα ν γίνεται

$$Z = \begin{bmatrix} v \\ 0 \end{bmatrix} = B_{q}\omega \qquad B_{q} = \begin{bmatrix} r/2 & r/2 \\ r/2b & -r/2b \end{bmatrix} \qquad \omega = \begin{bmatrix} \omega_{rm}^{R} \\ \omega_{rm}^{L} \end{bmatrix}$$
(3.26)

όπου v,  $\omega$  είναι παράμετροι κατάστασης (state variables) του οχήματος. Η περιστροφική ταχύτητα  $\omega$  του άξονα του κινητήρα συνδέεται γραμμικά με την μεταφορική ταχύτητα v του κινητήριου συστήματος. Το πρόβλημα είναι για δοσμένο χρόνο κίνησης T, αρχική και τελική θέση του WMR, να υπολογισθούν το βέλτιστο προφίλ ταχύτητας v(t) και τις μεταβλητές ελέγχου u(t) που ελαχιστοποιούν την αντικειμενική συνάρτηση, τις απώλειες W.

$$W = \int_{0}^{T} P_{loss}(i_{a}, v, p_{i}) dt$$
 (3.27)

όπου T είναι ο χρόνος που διαρκεί η μετακίνηση,  $P_{loss}(i_{a}, v, p_{i})$  είναι συνάρτηση των ελεγχόμενων απωλειών που υπολογίζονται από την σχέση (3.24) και  $p_{i}$  συμβολίζει τις

παραμέτρους του κινητήρα, πχ  $k_{visc}$  τον συντελεστή ιξώδους τριβής του φορτίου, J η ολική ροπή αδράνειας του κινητήρα και του φορτίου, κλπ. για το σύστημα που περιγράφεται από τις σχέσεις (3.15) έως (3.18) υπό τις συνθήκες η τάση διέγερσης u να μην ξεπερνά την τάση της μπαταρίας  $u_{max}$ , η αρχική ταχύτητα  $v(0)=v_o$  στην αρχική θέση  $x(0)=x_o$  να ισούται με την τελική ταχύτητα  $v(T)=v_T$  στην τελική θέση  $x(T)=x_T$ .

Από τον συνδυασμό των σχέσεων (3.15), (3.16) και (3.26) προκύπτει η εξίσωση του γραμμικού μοντέλου ενός ρομποτικού οχήματος με δύο όμοιους DC κινητήρες ως εξής

$$\dot{z}+\overline{A}Z=\overline{B}u$$
 (3.28)

όπου

z οι μεταβλητές κατάστασης (state variables) του DC κινητήρα  $\mathbf{x}(t)$  ορίζονται ως εξής

$$z(t) = \begin{bmatrix} z_1(t) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v(t) \\ 0 \end{bmatrix} = B_q \begin{bmatrix} \omega_{rm}^{R} \\ \omega_{rm}^{L} \end{bmatrix} \text{ órow } B_q = \begin{bmatrix} r/2 & r/2 \\ r/2b & -r/2b \end{bmatrix}$$
(3.29)

u(t) οι μεταβλητές ελέγχου (control variables) ορίζονται ως εξής

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a^{\ R}(t) \\ u_a^{\ L}(t) \end{bmatrix}$$
(3.30)

$$\overline{\mathbf{A}} = \mathbf{B}_{q} \mathbf{A} \mathbf{B}_{q}^{-1} = \begin{bmatrix} a_{1} + a_{2} & 0\\ 0 & a_{1} - a_{2} \end{bmatrix}$$
(3.31)

$$\overline{\mathbf{B}} = \mathbf{B}_{q} \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \beta_{1} & \beta_{1} \\ \beta_{2} & -\beta_{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r(b_{1} + b_{2})/2 & r(b_{1} + b_{2})/2 \\ r(b_{1} - b_{2})/2b & -r(b_{1} - b_{2})/2b \end{bmatrix}$$
(3.32)

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_2 & a_1 \end{bmatrix} = \mathbf{J}^{-1} \left( k_L + k_p k_m N^2 R_a^{-1} \right) \text{ or ou } \mathbf{J} = \mathbf{S}^{\mathrm{T}} \mathbf{M} \mathbf{S} \ 2\mathbf{x} \mathbf{2} \quad \pi \text{ invariance}$$
(3.33)

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 \\ b_2 & b_1 \end{bmatrix} = \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} k_m N u_{\max} R_a^{-1} \end{pmatrix} \text{ órow } \mathbf{J} = \mathbf{S}^{\mathrm{T}} \mathbf{M} \mathbf{S} \ 2\mathbf{x} \mathbf{2} \ \pi \text{ivakag}$$
(3.34)

Το διάγραμμα ελέγχου του μοντέλου του WMR της σχέσης (3.28) δίνεται στο Παράρτημα 1. Το παραπάνω πρόβλημα βελτιστοποίησης διατυπώνεται ως εξής:

Ελαχιστοποίηση:

$$w = \int_{0}^{T} (R_a i_a^2 + u_{brush} i_a + k_{visc} \omega^2 + p_{1/50} ((p\omega/2\pi)/50)^2 i_a^2) dt$$

Υπό τις συνθήκες μεταβλητών κατάστασης:  $\dot{z} {+} \overline{A} Z {=} \overline{B} u$ 

Υπό τις συνθήκες μεταβλητής ελέγχου:

$$0 \le v(t) \le v_{\max}$$

Υπό τις συνθήκες ορίων:

όρια μετατόπισης:  $x(0) = x_0$   $x(T) = x_T$ όρια γραμμικής ταχύτητας: v(0) = v(T) = 0όρια τάσης διέγερσης:  $-u_{max} \le u \le -u_{max}$ 

Ο υπολογισμός της βέλτιστης ταχύτητας γίνεται με την επίλυση του παραπάνω βέλτιστου γραμμικού προβλήματος με περιορισμούς, με την χρήση της αρχής μεγίστου του Pontryagin "Pontryagin's Maximum Principle". Η λύση περιγράφεται αναλυτικά στο Παράρτημα 1.

Επειδή η κίνηση γίνεται σε μια διάσταση χωρίς στροφή, η μεταφορική βέλτιστη ταχύτητα υπολογίζεται ως

$$z^{*}(t) = \begin{bmatrix} v^{*}(t) \\ \omega^{*}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1}e^{t/T_{mn}} + C_{2}e^{-t/T_{mn}} + C_{3} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(3.35)

όπου

 $a^{-T/T_{mn}} = 1$ 

$$\begin{split} C_{1} &= \frac{e}{e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}}} C_{3} \\ C_{2} &= \frac{1 - e^{-T/T_{mn}}}{e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}}} C_{3} \\ C_{1} &= \frac{x_{T} (e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}})}{2T_{v} (2 - e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}}) + T (e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}})} \\ T_{\omega} &= (J_{1} - J_{2}) (k_{visc}^{2} R_{a}^{-1} + k_{visc} k_{m} k_{b} N^{2} R_{a}^{-1})^{-1/2} \quad \mu\eta\chi$$
aνική σταθερά χρόνου περιστροφικής κίνησης

 $T_{T_{mn}} = (J_1 + J_2)(k_{visc}^{-2}R_a^{-1} + k_{visc}k_mk_bN^2R_a^{-1})^{-1/2}$ μηχανική σταθερά χρόνου μεταφορικής κίνησης

Το βέλτιστο προφίλ μεταφορικής ταχύτητας δίνεται από την σχέση (3.36)

$$v^{*}(t) = \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})(e^{-t_{T}/T_{mn}} - 1)}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T_{mn} + (e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})^{2}T}\right)e^{t/T_{mn}} + \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})(1 - e^{t_{T}/T_{mn}})}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T_{mn} + (e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})^{2}T}\right)e^{-t/T_{mn}} + \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})(1 - e^{t_{T}/T_{mn}})}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T_{mn} + (e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})^{2}T}\right)e^{-t/T_{mn}} + \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T_{mn} + (e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T}\right)e^{-t/T_{mn}} + \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T_{mn} + (e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T}\right)e^{-t/T_{mn}} + \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T_{mn} + (e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})T}\right)e^{-t/T_{mn}} + \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}}}\right)e^{-t/T_{mn}} + \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})}\right)e^{-t/T_{mn}} + \left(\frac{x_{T}(e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})}{2(2 - e^{t_{T}/T_{mn}} - e^{-t_{T}/T_{mn}})}\right)e^{-t/T_{mn}}}e^{-t_{T}/T_{mn}}}e$$

Στο Σχήμα 3.2: και Σχήμα 3.3: , φαίνονται τα προφίλ της βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας, «ταχύτητα ελάχιστων-απωλειών» για διάφορες τιμές του λόγου της σταθεράς χρόνου του κινητήρα προς τον χρόνο μετατόπισης ( $k=T_{mn}/T$ ). Οι τιμές της ταχύτητας και χρόνου είναι κανονικοποιημένες (per unit). Σαν ταχύτητα αναφοράς χρησιμοποιώ την ταχύτητα  $x_T/T$  και σαν χρόνο αναφοράς το t/T.

Η διάρκεια μετατόπισης T, συγκρίνεται με την μηχανική σταθερά χρόνου του κινητήρα  $T_{mn}$ . Χρησιμοποιώντας διαφορετικές τιμές για τον χρόνο μετατόπισης, βρέθηκε ότι οι τροχιές των ταχύτητας ελάχιστων απωλειών εξαρτώνται από τον λόγο k της σταθεράς χρόνου του κινητήρα  $T_{mn}$  προς τον χρόνο μετατόπισης T. Όταν ο χρόνος μετατόπισης T είναι πολύ μεγαλύτερος από τον χρόνο  $T_{mn}$  η τιμή του λόγου k τείνει στο μηδέν και η μορφή της τροχιάς της ταχύτητας είναι η γνωστή τραπεζοειδής τροχιά. Όταν η τιμή του χρόνου μετατόπισης είναι 10 φορές μεγαλύτερη του  $T_{mn}$ , k>0.1, η βέλτιστη τροχιά της ταχύτητας πλησιάζει περισσότερο την παραβολική μορφή.



Σχήμα 3.2: Εξάρτηση του προφίλ της βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας κίνησης συστήματος από τον λόγο, k, της σταθεράς χρόνου του κινητήρα προς τον χρόνο κίνησης ενός κύκλου εργασιών του κινητήρα. Δείχνονται τα προφίλ για k≥0.1.



Σχήμα 3.3: Εξάρτηση του προφίλ της βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας κίνησης συστήματος από τον λόγο, k, της σταθεράς χρόνου του κινητήρα προς τον χρόνο κίνησης ενός κύκλου εργασιών του κινητήρα. Δείχνονται τα προφίλ για k<0.01. Για τιμές του k κοντά στο μηδέν, η παραβολική μορφή τείνει να ταυτισθεί με τραπεζοειδή.</p>

#### 3.5.2. Εκτίμηση της μείωσης απωλειών του WMR με την εφαρμογή του βέλτιστου προφίλ ταχύτητας

Η πειραματική επαλήθευση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων της προτεινόμενης μεθόδου έγινε από τους [28] το 2007, μετά από την δημοσίευση της παρούσας έρευνας.

#### 3.5.2.1. Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Για να εκτιμήσω τα αποτελέσματα της ενεργειακής αποταμίευσης του προτεινόμενου βέλτιστου προφίλ ταχύτητας ελαχιστοποίησης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών υπολογίζω την ενεργειακή κατανάλωση από την σχέση (3.24) για διαφορετικούς χρόνους κίνησης *T* και συγκρίνω τα αποτελέσματα για δύο διαφορετικές περιπτώσεις:

- (i) Την περίπτωση εφαρμογής όπου το κινητήριο σύστημα ακολουθεί σαν ταχύτητα αναφοράς το βέλτιστο προφίλ ταχύτητας από την σχέση (3.36).
- (ii) Την περίπτωση εφαρμογής όπου το κινητήριο σύστημα ακολουθεί την συμβατική ταχύτητα αναφοράς που έχει συμβατική τραπεζοειδή μορφή.

Ο Πίνακας 3.1: παρουσιάζει τα αποτελέσματα των υπολογισμών για την κατανάλωση ενέργειας, όπως προκύπτουν από την σύγκριση της εφαρμογής της προτεινόμενης συμμετρικής παραβολικής μορφής τροχιάς ταχύτητας σε σχέση με τραπεζοειδή.

Το ρομποτικό όχημα που χρησιμοποιώ στις προσομοιώσεις έχει τις εξής μηχανικές παραμέτρους:

απόσταση τροχών b=0.2 m, ακτίνα τροχού r=0.1 m, ροπή αδράνειας τροχού 0.002 kgm<sup>2</sup>, ροπή αδράνειας οχήματος 0.271 kgm<sup>2</sup>, η μέγιστη ταχύτητα του οχήματος 1.2 ms<sup>-1</sup>, N=38.3

Ο κινητήρας που χρησιμοποιώ στις προσομοιώσεις είναι ένας DC κινητήρας με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

80 W, 24 V, μάζας M=13.64 kg, αντίσταση δρομέα  $R_{a}=0.2957$  Ω, επαγωγή δρομέα (Rotor Inductance) =0.82 mH, είναι η σταθερή ροπής κίνησης  $k_{m}=1.4882$  Nm/A, η σταθερή ροπής της μαγνητικής αντίστασης  $k_{p}=1.685$  V/(rad/s),  $p_{1/50}=2.5$ .

Χρόνος	Διάστημα	Κατανάλωση	Κατανάλωση	Σύγκριση	Ελάττωση
κίνησης		ενέργειας	ενέργειας	κατανάλωσης	κατανάλωσης
$T(\mathbf{s})$	$x_T(\mathbf{m})$	με βέλτιστο	με συμβατικό	(J)	(%)
		παραβολικό	τραπεζοειδές		
		προφίλ	προφίλ		
		ταχύτητας (J)	ταχύτητας (J)		
1.5	0.5	6.30	6.85	+0.55	9.16
2.0	1.0	7.26	7.70	+0.44	6.06
5.0	3.0	19.07	19.57	+0.50	2.62
10.0	5.0	24.26	24.57	+0.31	1.27
20.0	10.0	46.56	46.85	+0.29	0.62
30.0	15.0	68.92	69.20	+0.28	0.41

Πίνακας 3.1:Πίνακας αποτελεσμάτων προσομοιώσεων.

#### 3.5.2.2. Αποτελέσματα πειραματικής υλοποίησης

Το 2007, οι Chong Hui Kim & Byung Kook Kim εφάρμοσαν την προτεινόμενη βέλτιστη τροχιά ταχύτητας που ελαχιστοποιεί τις απώλειες σε πραγματική υλοποίηση τροχήλατου ρομποτικού οχήματος και την σύγκριναν με δική τους προτεινόμενη βέλτιστη τροχιά ταχύτητας που βασίζεται σε συνάρτηση κόστους που αντί της ελαχιστοποίησης των απωλειών (Loss minimization) βασίζεται στην ελαχιστοποίηση της ενέργειας εισόδου στους κινητήρες (Energy minimization). Η πειραματική υλοποίηση του ρομποτικού οχήματος, βλέπε Σχήμα 3.4: , περιλαμβάνει δύο DC κινητήρες 40 W και μια πηγή ισχύος μια μπαταρία 12 V. Από την σύγκριση των δύο βέλτιστων τροχιών ταχύτητας διαπιστώνουν ότι:

(i) Στην πειραματική εφαρμογή η βέλτιστη τροχιά ταχύτητας που βασίζεται σε ελαχιστοποίηση απωλειών (Loss minimization) σε σύγκριση με την συμβατική τραπεζοειδή μορφή τροχιάς όταν ο χρόνος μετατόπισης είναι μικρότερος από την μηχανική σταθερή χρόνου του κινητήρα (μικρότερος από 2 s) εξοικονομεί από 11.12% έως 2.75%.

- (ii) Στην πειραματική εφαρμογή η βέλτιστη τροχιά ταχύτητας που βασίζεται σε ελαχιστοποίηση ενέργειας εισόδου (Minimum energy velocity) εξασφαλίζει ενεργειακό κέρδος της μπαταρίας του αυτοκινήτου 10% περισσότερο σε σχέση με την βέλτιστη τροχιά ταχύτητας που βασίζεται σε ελαχιστοποίηση απωλειών (Loss minimization), όταν ο χρόνος μετατόπισης είναι αρκετά μεγαλύτερος από την μηχανική σταθερή χρόνου του κινητήρα (μεγαλύτερος από 2 s).
- (iii) Από την σύγκριση των προσομοιώσεων της παρούσας προτεινόμενης βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας με ελαχιστοποίηση των απωλειών σε σχέση με την κλασσική τροχιά ταχύτητας τραπεζοειδούς μορφής διαπίστωσαν ότι η βέλτιστη τροχιά απωλειών (Loss minimization velocity) εξασφαλίζει ενεργειακό κέρδος 10%.





- Σχήμα 3.4: Φωτογραφία του ρομποτικού οχήματος των Chong Hui Kim & Byung Kook Kim [28] που υλοποιεί το βέλτιστο προφίλ ταχύτητας που προτείνω. Η μέγιστη ταχύτητα του οχήματος είναι 1.2 m/s και η μπαταρία του οχήματος 12 V.
- Σχήμα 3.5: Η πειραματική διάταξη των Chong Hui Kim & Byung Kook Kim [28], για την υλοποίηση του ελέγχου που προτείνω.

Ο Πίνακας 3.2: παρουσιάζει τα πειραματικά αποτελέσματα της εφαρμογής της προτεινόμενης βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας με ελαχιστοποίηση απωλειών υλοποίησης σε σύγκριση με την εφαρμογή της τροχιάς ταχύτητας κλασσικής τραπεζοειδούς μορφής, από τους Chong Hui Kim & Byung Kook Kim:

Χρόνος	Διάστημα	Κατανάλωση ενέργειας	Κατανάλωση	Ελάττωση
κίνησης	κίνησης	με βέλτιστη παραβολικό	ενέργειας	κατανάλωσης
$T(\mathbf{s})$	$x_T(\mathbf{m})$	προφίλ ταχύτητας	με τραπεζοειδές	(%)
		(Δημοσίευση:	προφίλ ταχύτητας (J)	
		Σεργάκη, Σταυρακάκης,		
		Πουλιέζος, 2002 [1]) (J)		
2.0	1.0	8.73	8.97	+2.75
5.0	3.0	20.42	22.63	+10.82
10.0	5.0	23.93	26.59	+11.12
20.0	10.0	45.27	50.16	+10.80
30.0	15.0	66.61	69.95	+5.01

Πίνακας 3.2:Πίνακας Αποτελεσμάτων Πειραματικών Μετρήσεων των Chong Hui Kim & Byung Kook Kim [28] για τον έλεγχο της παρούσας εργασίας μας



80



Σχήμα 3.6: Πειραματικά αποτελέσματα ελέγχου με το βέλτιστο προφίλ ταχύτητας ελάχιστων απωλειών (Loss Minimization). Ο χρόνος μετακίνησης είναι T=10 s και x(T)=5 m. Το πείραμα έγινε από τους Chong Hui Kim & Byung Kook Kim [28].

## 3.6. Προτεινόμενο προφίλ ταχύτητας ελάχιστων απωλειών (Minimum Energy velocity control), σε σταθερό χρόνο κίνησης WMR, όταν η βέλτιστη ταχύτητα υπολογίζεται ανεξάρτητα για την περιοχή επιτάχυνσης από την περιοχή επιβράδυνσης

#### 3.6.1. Παρουσίαση του προβλήματος

Στις εφαρμογές κινητήριων συστημάτων η δύναμη για την κίνηση του φορτίου καταβάλλεται μόνο κατά την διάρκεια της αυξητικής (forward) κίνησης. Για μια κίνηση με δεδομένη διαδρομή, το μοντέλο της βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας μπορεί να βασιστεί στην παραδοχή ότι η κίνηση που διαρκεί *T* αποτελείται από τρεις περιοχές:

(i) Την περιοχή επιτάχυνσης από t=0 σε  $t_1$ ,  $\theta_r=0$  σε  $\theta_l$  και  $\omega_{rm}=0$  σε  $\omega_{rm}^{ref}$ 

(ii) Την περιοχή σταθερής ταχύτητας από  $t=t_1$  σε  $t_2$ ,  $\theta_r=\theta_1$  σε  $\theta_2$  και  $\omega_{rm}=\omega_{rm}^{ref}=$ σταθ.

(iii) Την περιοχή επιβράδυνσης από  $t=t_2$  σε  $t_3$ ,  $\theta_r=\theta_2$  σε  $\theta_3$  και  $\omega_{rm}=\omega_{rm}^{ref}$  σε  $\omega_{rm}=0$ 

Επίσης μπορεί να αποδειχτεί ότι η απόδοση του κινητήρα είναι μεγαλύτερη όσο η ταχύτητα του δρομέα είναι μεγαλύτερη γιατί ισχύει από την Φυσική ότι η κινητική ενέργεια που αποταμιεύεται στο φορτίο είναι ανάλογη του τετραγώνου της ταχύτητας ενώ οι απώλειες ισχύος αυξάνουν με σχεδόν γραμμικό τρόπο με την ταχύτητα.

Λαμβάνοντας υπόψη ότι:

- για μια δεδομένη διαδρομή κίνησης τα χαρακτηριστικά της κίνησης στην περιοχή επιτάχυνσης είναι ανεξάρτητα από αυτά της επιβραδυνόμενης περιοχής,
- η τροχιά κίνησης πρέπει να ικανοποιεί τα όρια της μέγιστης επιτάχυνσης και ταχύτητας,
- οι μεγαλύτερες απώλειες παρατηρούνται στην περιοχή της επιτάχυνσης όπως αναφέρουν οι Lorenz, Yang, 1992, [32],
- κατά την επιβραδυνόμενη κίνηση, η κινητική ενέργεια που έχει αποθηκευθεί στο φορτίο μετατρέπεται σε ενέργεια άλλης μορφής και η ροπή του εξωτερικού φορτίου δεν είναι μηδέν,

υπολογίζω το βέλτιστο προφίλ της ταχύτητας χωριστά για την περιοχή επιτάχυνσης και την περιοχή επιβράδυνσης. Χρησιμοποιώ δύο διαφορετικές συναρτήσεις κόστους που η κάθε μια ελαχιστοποιεί τις απώλειες ισχύος του κινητήρα αντίστοιχα για την κάθε μια από τις δύο περιοχές. Το πρόβλημα του βέλτιστου ελέγχου διαμορφώνεται ως εξής:

Eλαχιστοποίηση:  $w = w_{a(x_a, T_a, v_a)} + w_{d(x_T - x_a - T - T_a, v_d)}$ , σχέσεις (3.37)

Υπό τις συνθήκες μεταβλητών κατάστασης:

διαφορικές εξισώσεις του κινητήρα, σχέσεις (3.57) έως (3.64) διαφορικές εξισώσεις του ρομποτικού οχήματος, σχέση (3.38) λειτουργικά όρια του κινητήριου συστήματος, (σχέσεις ενότητας 3.6.3),

Υπό τις συνθήκες μεταβλητής ελέγχου:

 $0 \le v_a(t) \le V_{\max} \kappa \alpha i \ 0 \le v_d(t) \le V_{\max}$ 

Υπό τις συνθήκες ορίων:

όρια μετατόπισης:  $\theta_{(0)} = 0$   $\theta_{(T_a)} = \theta_a$   $\theta_{(T_d)} = \theta_d$ όρια γραμμικής ταχύτητας:  $v_{a(0)} = v_{d(T)} = 0$   $v_{a(T_a)} = v_{d(T_a)} = v_{max}$ όρια γωνιακής ταχύτητας:  $\omega_{rm}(0) = \omega_{rm}(T) = 0$   $\omega_{rm}(T_a) = \omega_{rm}$  max όρια χρόνου κίνησης:  $T_a + (T - T_a) = T$ 

όπου

$$w_{a} = \int_{0}^{T_{a}} P_{loss_{a}} dt = \int_{\theta_{r}(0)}^{\theta_{r}(T_{a})} P_{loss}(i_{q,s}, v_{a}, p_{i}) \frac{1}{\dot{\theta}} d\theta_{r},$$

$$w_{d} = \int_{T_{a}}^{T} P_{loss_{d}} dt = \int_{\theta_{r}(T_{a})}^{\theta_{r}(T)} P_{loss}(i_{q,s}, v_{d}, p_{i}) \frac{1}{\dot{\theta}} d\theta_{r}$$
(3.37)

- *w<sub>a</sub>*, *w<sub>d</sub>*, οι ηλεκτρομαγνητικές απώλειες στην περιοχή επιτάχυνσης και στην περιοχή επιβράδυνσης αντίστοιχα,
- *Τ<sub>α</sub>*, *Τ Τ<sub>α</sub>* οι χρόνοι κίνησης για την περιοχή επιτάχυνσης και επιβράδυνσης αντίστοιχα,

Το συνολικός χρόνος κίνησης,

 $P_{Loss}$ , οι ηλεκτρομαγνητικές απώλειες της σχέσης (3.39),

ν<sub>a</sub>, ν<sub>d</sub>, οι ταχύτητες στις περιοχές επιτάχυνσης και επιβράδυνσης αντίστοιχα.

 $\theta_r(0)=0, \theta_r(T_a)=\theta_a$ είναι τα όρια για την μετατόπιση για την περιοχή επιτάχυνσης,

 $\theta_r(0) = T_a$ ,  $\theta_r(T) = \theta_T$  είναι τα όρια για την μετατόπιση για την περιοχή επιβράδυνσης.

#### 3.6.2. Εξίσωση συσχέτισης ηλεκτρικών και μηχανικών παραμέτρων κινητήρα

Την σχέση (3.5) που συσχετίζει τις μηχανικές με τις ηλεκτρικές παραμέτρους του κινητήρα, λόγω της σχέσης  $\omega_{rm} = \frac{d\theta_r}{dt}$ , την εκφράζω σε συνάρτηση με την γωνία  $\theta$  περιστροφής του κινητήρα ως εξής:

$$T_{L} + J\ddot{\theta}_{r} + k_{visc}\dot{\theta}_{r} = \begin{cases} k_{m}i_{q} & \text{PMSM} \\ k_{r}i_{q}i_{d} & \text{VRSM} \\ k_{m}i_{q} + K_{r}i_{q}i_{d} & \text{HybridMotor} \end{cases}$$
(3.38)

#### 3.6.3. Λειτουργικά όρια του κινητήρα

Περιορισμοί μεταβλητών κατάστασης (State variables):

- ταχύτητα δρομέα  $ω_{min} < \omega_{rm}(t) < \omega_{max}$
- ροή δρομέα  $\lambda_{min} < \lambda(t) < \lambda_{max}$  όπως στην [33]

Περιορισμοί μεταβλητών ελέγχου (Control variables):

• ρεύμα στάτη  $0 < i_s(t) < I_{smax}$  ( $I_{smax}$  =1.5xpeak rated stator current)

• τάση στάτη  $0 < V_s(t) < V_{smax}$ 

Όρια ροής στάτη λόγω κίνησης :

• 
$$\lambda(0) = \lambda(t_2) = \text{free}$$

#### 3.6.4. Εξισώσεις απωλειών κινητήριου συστήματος επαγωγικού κινητήρα

Οι απώλειες *P*<sub>losses</sub> των σχέσεων (3.37) περιλαμβάνουν τις ολικές απώλειες του κινητήριου συστήματος. Η σχέση (3.39) περιλαμβάνει τις απώλειες του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα ως εξής:

$$P_{loss} = P_{conv} + P_{st} + P_{Fe,s} + P_{cu,s,r}$$
(3.39)

Σύμφωνα με τους [34], [35], [36]:

$$P_{conv} = c_1 (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + c_2 (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)^{1/2}$$
(3.40)

Οι κατανεμημένες απώλειες (Stray load motor loss) δίνονται από [37]:

$$P_{st} = (c_3 f_e + c_4 f_e^2) i_{ds}^2 = R_{st} i_{ds}^2$$
(3.41)

Οι απώλειες σιδήρου του στάτη (Core stator motor loss) δίνονται από [38]:

$$P_{Fe,s} = (\mathbf{c}_{5}f_{e} + \mathbf{c}_{6}f_{e}^{2}) i_{ds}^{2} = R_{Fe,s} i_{ds}^{2}$$
(3.42)

Οι απώλειες χαλκού στάτη και δρομέα (Stator and rotor copper motor loss):

$$P_{cu,s,r} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2)$$
(3.43)

$$i_{ds}^{2} + i_{qs}^{2} = i_{s}^{2}, \quad v_{ds}^{2} + v_{qs}^{2} = v_{s}^{2}$$
 (3.44)

#### 3.6.5. Μεταβατικό μοντέλο (transient model) ισοδύναμου κυκλώματος απωλειών επαγωγικού κινητήρα

Το μοντέλο μεταβατικών καταστάσεων επαγωγικού κινητήρα (σε αντίθεση με το στατικό μοντέλο) παίρνει υπόψη του και τα φορτία του κινητήρα και χρησιμοποιείται κυρίως σε μελέτες της σταθερής λειτουργίας του κινητήρα (stability). Η σταθερά χρόνου της μαγνητικής ροής διασύνδεσης των πηνίων δρομέα (flux linkage), λ<sub>r</sub> (Wb turn), είναι πολύ μεγάλη στους κινητήρες μεγάλης ισχύος και στους κινητήρες υψηλής απόδοσης. Για μεταβατικές καταστάσεων θεωρώντας ότι η ροή του δρομέα διατηρείται σταθερή. Οι διαφορικές εξισώσεις του ισοδύναμου κυκλώματος επαγωγικού κινητήρα που περιλαμβάνει και απώλειες στο σύγχρονο περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων dq (οι στατικές παραμέτροι συμβολίζονται με τους δείκτες <sub>dsq</sub>) σύμφωνα με τους [39], [40], και που περιγράφει και τις μεταβατικές καταστάσεις, [41], δίνονται στην συνέχεια.

Οι εξισώσεις της τάσης του στάτη  $v_s^{e^3}$ στο dq ορθογώνιο περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς είναι οι σχέσεις:

$$\frac{d\lambda_{qs}^{e}}{dt} = v_{qs}^{e} - r_{s} - \omega_{e}\lambda_{qs}^{e}$$
(3.45)

$$\frac{d\lambda_{ds}^{e}}{dt} = v_{ds}^{e} - r_{s} + \omega_{e}\lambda_{ds}^{e}$$
(3.46)

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup> Ο εκθέτης <sup>e</sup> δηλώνει σχέσεις που περιγράφουν μεταβατικά μοντέλα (transient model).

Οι εξισώσεις της τάσης του δρομέα  $v_r^e$  στο dq ορθογώνιο περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς είναι οι σχέσεις:

$$v_{qr}^{e} = 0 = \frac{d\lambda_{qr}^{e}}{dt} + (\omega_{e} - \omega_{rm})\lambda_{dr}^{e} + r_{s}i_{qr}^{e}$$
(3.47)

$$v_{dr}^{e} = 0 = \frac{d\lambda_{dr}^{e}}{dt} - (\omega_{e} - \omega_{rm})\lambda_{qr}^{e} + r_{s}i_{dr}^{e}$$
(3.48)

Η εξίσωση της ροπής που αναπτύσσει ο κινητήρας δίνεται από τη σχέση

$$T_{em} = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} \left( \lambda_{dr}^e \dot{i}_{qs}^e - \lambda_{qr}^e \dot{i}_{ds}^e \right) \qquad \text{N m}$$
(3.49)

Η εξίσωση κίνησης του δρομέα προκύπτει από την εξίσωση της ροπής επιτάχυνσης  $J \frac{d\omega_{rm}}{dt}$ με τις ροπές αδράνειας  $T_{em}, T_L, T_{damp}$ , βλέπε σχέσεις (3.2) και (3.5). Από τις σχέσεις (3.5) και (3.49) προκύπτει η εξίσωση κίνησης

$$J\frac{d\omega_{rm}(t)}{dt} = \frac{3P}{2}\frac{L_m}{L_r} \left(\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e\right) - T_L(\theta) - k_{visc}\omega_{rm}(t) \qquad \text{Nm}$$
(3.50)

Οι εξισώσεις των μαγνητικής ροής διασύνδεσης (flux linkage),  $\lambda_r^e$  (Wb turn), των πηνίων στάτη και δρομέα είναι

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \tag{3.51}$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \tag{3.52}$$

$$\lambda_{qr}^e = L_r i_{qr}^e + L_m i_{qs}^e \tag{3.53}$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r i_{dr}^e + L_m i_{ds}^e \tag{3.54}$$

όπου  $L_m$  η αμοιβαία αυτεπαγωγή μαγνήτισης από την μεριά του στάτη, και  $L_s$ ,  $L_r$  οι αυτεπαγωγές του στάτη και του δρομέα.

Κατά τον διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμένο πεδίο ως προς τον δρομέα (field oriented control to rotor flux) [39], οι σχέσεις που περιγράφουν το κινητήριο σύστημα παίρνουν την παρακάτω μορφή

$$J\frac{d\omega_{rm}(t)}{dt} = \frac{3P}{2}\frac{L_m}{L_r}\lambda_{dr}^e(t)i_{qs}^e(t) - T_L(\theta_r) - k_{visc}\omega_{rm}(t) \quad \text{Nm}$$
(3.55)

$$\frac{d\lambda_{dr}^{e}(t)}{dt} = \left[-\frac{R_{r}}{L_{r}}\lambda_{dr}^{e}(t) + \frac{R_{r}L_{m}}{L_{r}}i_{ds}^{e}(t)\right]$$
(3.56)

Στην σχέση (3.56) θέτω  $\frac{1}{\tau_r} = \frac{R_r}{L_r}$ , όπου  $\tau_r$  είναι η σταθερά χρόνου του δρομέα.

Επειδή στη σχέση (3.55) η ροπή του φορτίου  $T_L$  εκφράζεται σε συνάρτηση με την θέση του δρομέα  $\theta_r$  οι σχέσεις (3.55) και (3.56) εκφράζονται σαν συνάρτηση της  $\theta_r$ . Η αλλαγή γίνεται αντικαθιστώντας το  $\omega_{rm(t)}$  από την σχέση  $\omega_{rm}(t) = \frac{d\theta_r}{dt}$ .

$$J\frac{d\omega_{rm}(\theta_r)}{d\theta_r}\omega_{rm}(\theta_r) = \frac{3PL_m}{2L_r}\lambda_{dr}^e(\theta_r)i_{qs}^e(\theta_r) - k_{visc}\omega_{rm}(\theta_r) - T_L(\theta_r) \quad \text{Nm}$$
(3.57)

$$\frac{d\lambda_{dr}^{e}(\theta_{r})}{d\theta_{r}} = \frac{-\frac{1}{\tau_{r}}\lambda_{dr}^{e}(\theta_{r}) + \frac{L_{m}}{\tau_{r}}i_{ds}^{e}(\theta_{r})}{\omega_{rm}(\theta_{r})}$$
(3.58)

Η σχέση (3.57) είναι σε Nm και προκειμένου να πάρει κανονικοποιημένη μορφή (pu) λαμβάνοντας υπόψη ότι η σταθερά χρόνου του κινητήρα  $\tau_{mn}$  ορίζεται από την σχέση  $\tau_{mn} = \frac{J\omega_b}{T_b}$ , όπου  $\omega_b$  η base ή rated speed και  $T_b$  base ή rated torque, ακολουθούν οι

παρακάτω αλλαγές:

$$J\omega_{b} \frac{d(\omega_{rm}(\theta_{r})/\omega_{b})}{d\theta_{r}} \omega_{rm}(\theta_{r}) = T_{em}(\theta_{r}) - T_{Loss}(\theta_{r}) - T_{L}(\theta_{r}) \quad \text{Nm}$$
(3.59)

$$\tau_{mn} \frac{d(\omega_{rm}(\theta_r)/\omega_b)}{d\theta_r} \overline{\omega}_{rm}(\theta_r) = \overline{T}_{em}(\theta_r) - \overline{T}_{Loss}(\theta_r) - \overline{T}_L(\theta_r) \quad \text{pu}$$
(3.60)

όπου  $\tau_{mn}$  η σταθερά χρόνου του κινητήρα, και  $\overline{\varpi}_{rm}(\theta_r), \overline{T}_{em}(\theta_r), \overline{T}_{Loss}(\theta_r), \overline{T}_{L}(\theta_r)$  συμβολίζουν κανονικοποιημένες τιμές (pu).

$$\omega_{sl} = \omega_e - P\omega_{rm} = \frac{L_m}{\tau_r \lambda_{dr}^e} i_{qs}^e$$
(3.61)

$$v_{qs}^{e} = \left(R_{s} + R_{st} + \frac{\sigma_{r}}{1 + \sigma_{r}}R_{Fe,s}\right)i_{qs}^{e} + \sigma L_{s}\frac{\mathrm{d}\,i_{qs}}{\mathrm{d}\,t} + \sigma L_{s}\omega_{sl}i_{ds}^{e} + (1 - \sigma)\frac{L_{s}}{L_{m}}\omega_{sl}\lambda_{dr}^{e} \quad (3.62)$$

$$v_{ds}^{e} = \left(R_{s} + R_{st} + \frac{\sigma_{r}}{1 + \sigma_{r}}R_{Fe,s}\right) \tilde{l}_{ds}^{e} + \sigma L_{s} \frac{\mathrm{d}\tilde{l}_{ds}^{e}}{\mathrm{d}t} - \sigma L_{s} \omega_{sl} \tilde{l}_{qs}^{e} + (1 - \sigma) \frac{L_{s}}{L_{m}} \frac{\mathrm{d}\lambda_{ds}^{e}}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{1 + \sigma_{r}} \frac{R_{Fe,s}}{L_{m}} \lambda_{ds}^{e} \qquad (3.63)$$

$$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r \quad \sigma_s = l_s / L_m \quad \sigma_r = l_r / L_m \quad (3.64)$$

$$v_s^e = \sqrt{v_{qs}^{e^2} + v_{ds}^{e^2}}$$
(3.65)

$$i_s = \sqrt{i_{qs}^{e^2} + i_{ds}^{e^2}} \tag{3.66}$$

Οι όροι και τα σύμβολα των παραπάνω σχέσεων:

 $^{e}$  σαν εκθέτης χρησιμοποιείται στις σχέσεις που περιγράφουν μεταβατικά μοντέλα

<sub>a, d</sub> σαν δείκτες δηλώνουν συνιστώσες στο στατικό ορθογώνιο σύστημα αναφοράς

- $_{s,r}$  σαν δείκτες δηλώνουν μεγέθη που αφορούν τον στάτη και τον δρομέα αντίστοιχα
- Ρ αριθμός ζευγών πόλων του κινητήρα

ω<sub>e</sub> σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα (synchronous angular velocity)

 $f_e$ = κύρια συχνότητα στάτη ή συχνότητα διέγερσης (excitation frequency)

 $ω_{sl}$ ταχύτητα ολίσθησης του κινητήρα

 $ω_{rm}$  ταχύτητα του κινητήρα

 $\theta_{e}^{*}$  position between the stationary frame and the synchronous

Τ<sub>L</sub> εξωτερικό φορτίο κινητήρα

Tem ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας

 $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$ ,  $(v_{qs}, v_{ds})$ , συνιστώσες ρεύματος (τάσης ) στάτη

 $i_s$ ,  $(v_s)$  συνισταμένη ρεύματος (τάσης) στάτη

 $\lambda_{dr}$  ( $\lambda_{ds}$ ), ροή δρομέα (στάτη)

λ ροή στο διάκενο του κινητήρα

 $L_m αυτεπαγωγή μαγνήτισης (magnetizing ή mutual inductance)$  $L_r (L_s), αυτεπαγωγή δρομέα (στάτη)$ σ ((σ<sub>st</sub>) σ<sub>r</sub>), ολικές ((κατανεμημένες) δρομέα) σταθερές ροής διαρροής $R_r (R_s), ωμική αντίσταση δρομέα (στάτη)$  $R_{Fe,s} (R_{st}), ισοδύναμη ωμική αντίσταση στάτη (κατανεμημένων απωλειών)$  $c_1=0.863, c_2=5.69 σταθερές που ορίζονται από τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των$ διακοπτικών στοιχείων $c_3=0.00413, c_4=0,00273, σταθερές κατανεμημένου φορτίου που προσδιορίζονται από$ την πειραματική εφαρμογή φορτίων [37] $c_5=0.012W s<sup>2</sup>/wb<sup>2</sup>, c_6=0.012W s/wb<sup>2</sup> σταθερές απωλειών υστέρησης και δινορευμάτων$  $αντίστοιχα , c_5 εξαρτάται από τις μαγνητικές ιδιότητες του σιδήρου και το μέγεθος$  $του κινητήρα, c_6 εξαρτάται από την γεωμετρία και το μέγεθος του κινητήρα,$ J ροπής αδράνειας του κινητήραB δύναμη ιξώδους τριβής

*p*<sub>i</sub> οι παράμετροι του ηλεκτρονικού κυκλώματος του κινητήρα.

Η συνάρτηση κόστους και οι διαφορικές εξισώσεις περιγράφονται σε κανονικοποιημένη μορφή και σαν συνάρτηση της θέσης  $\theta_r$ , ενώ οι περιορισμοί και τα όρια ορίζονται σαν συνάρτηση του χρόνου.

#### 3.6.6. Επίλυση του προβλήματος βέλτιστου ελέγχου και αποτελέσματα προσομοιώσεων

Για την επίλυση του παραπάνω μη γραμμικού προβλήματος βέλτιστου ελέγχου με περιορισμούς, χρησιμοποιώ το λογισμικό Optimization ToolBox του MATLAB<sup>(R)</sup> με την μέθοδο SQP. Τα αποτελέσματα που ακολουθούν έχουν παρουσιασθεί στην [2]. Το προφίλ της βέλτιστης τροχιάς της ταχύτητας έχει ασύμμετρη μορφή όπως δείχνεται στο Σχήμα 3.7:. Μετά από μια σειρά προσομοιώσεων, ο βέλτιστος χρόνος που διαρκεί η επιταχυνόμενη κίνηση υπολογίστηκε στο 54% του συνολικού χρόνου κίνησης, στην περίπτωση που η σταθερή χρόνου του κινητήρα είναι ίση με το 1/10 της διάρκειας της κίνησης Τ.



Σχήμα 3.7: Αποτέλεσμα προσομοίωσης. Η ασύμμετρη παραβολική τροχιά της βέλτιστης ταχύτητας ελάχιστης ενέργειας για επαγωγικό κινητήρα 1 kW. Η σταθερή χρόνου του κινητήρα είναι μεγαλύτερη από το 1/10 της διάρκειας της κίνησης Τ. Η τροχιά της ταχύτητας υπολογίζεται από την επίλυση του προβλήματος του μη – γραμμικού βέλτιστου ελέγχου, όπου ελαχιστοποιούνται οι απώλειες του επαγωγικού κινητήρα. Πηγή: Ε. Σεργάκη, Γ. Σταυρακάκης, 2006, [2].

Για να εκτιμήσω την μείωση των απωλειών λόγω του προτεινόμενου ασύμμετρου προφίλ ταχύτητας εκτελώ τρεις διαφορετικούς υπολογισμούς των απωλειών. Στους δύο από αυτούς συγκρίνω τα δύο διαφορετικά προφίλ ταχυτήτων (το βέλτιστο παραβολικό και το τραπεζοειδές) κάνοντας ταυτόχρονα και βέλτιστη ρύθμιση της μαγνητικής ροής του κινητήρα (μέσω της βέλτιστης διέγερσής του [24]), ενώ στον τρίτο υπολογίζω τις απώλειες διεγείροντας τον κινητήρα με την ονομαστική του διέγερση ενώ ακολουθεί συμβατική τραπεζοειδή ταχύτητα αναφοράς. Για φορτίο 0.1 μαη βελτίωση της απόδοσης είναι 30% για την ταχύτητα συμμετρικού παραβολικού προφίλ και 33% για το ασύμμετρο παραβολικό προφίλ ταχύτητας. Για φορτίο 0.3 μα η βελτίωση της απόδοσης είναι 11% για την ταχύτητας. Για φορτίο 0.5 μα η βελτίωση της απόδοσης είναι 8% αντίστοιχα. Οι τιμές από τους υπολογισμούς της βελτίωσης της απόδοσης δείχνονται στο Σχήμα 3.8:





#### 3.7. Συμπεράσματα

Σε αυτό το Κεφάλαιο προχώρησα στην εξαγωγή της βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας ελάχιστων απωλειών ενός ρομποτικού κινητήριου συστήματος στο οποίο η διαδρομή και ο χρόνος κίνησης είναι προκαθορισμένα. Προκειμένου να μην υπάρχει μαθηματική και υπολογιστική πολυπλοκότητα, και χωρίς να χάνεται η πρωτότυπη ιδέα ορισμού και ανάλυσης αυτού του προβλήματος, η κίνηση του ρομποτικού οχήματος απλοποιήθηκε ως προς τα εξής σημεία:
- το όχημα κινείται σε ευθεία (παραλήφθηκε η περιστροφική κίνηση του οχήματος στροφές),
- υπάρχει μια μόνο εναλλαγή περιοχής επιταχυνόμενης και επιβραδυνόμενης κίνησης,
- κάνω την παραδοχή ότι δεν υπάρχουν απώλειες ενέργειας που σχετίζονται με την ιξώδη τριβή του οχήματος με το έδαφος.

Πρώτα εξετάζω την περίπτωση του υπολογισμού του βέλτιστου προφίλ της τροχιάς της μεταφορικής ταχύτητας ελαχιστοποιώντας το ολοκλήρωμα των απωλειών στο σύνολο του χρόνου κίνησης *T*. Το γραμμικό πρόβλημα βέλτιστου ελέγχου με περιορισμούς λύθηκε με την αρχή μεγίστου του Pontryagin. Η μορφή της τροχιάς ταχύτητας ελάχιστων απωλειών είναι συμμετρικής μορφής και εξαρτάται από τον λόγο της μηχανικής σταθερής χρόνου του κινητήρα προς τον χρόνο κίνησης. Όταν η τιμή της σταθεράς χρόνου είναι μεγαλύτερη του 1/10 του χρόνου κίνησης τότε η ταχύτητα τραπεζοειδούς μορφή γίνεται καθαρά παραβολική. Για μεγάλους χρόνους κίνησης η παραβολική μορφή τροχιάς της ταχύτητας ταυτίζεται με την τραπεζοειδή μορφή. Σε εφαρμογές όπου η διαδρομή παρουσιάζει πολλά εμπόδια, οι χρόνου κίνησης μεταξύ των εμποδίων είναι μικροί και συγκρίσιμοι με την μηχανική σταθερά χρόνου του κινητού. Τότε, η χρήση της βέλτιστης τροχιάς ταχύτητας παραβολικής μορφής εξοικονομεί σημαντικά ποσά ενέργειας. Οι προσομοιώσεις και τα πειραματικά αποτελέσματα για DC κινητήρες 40 W, για μικρά διαστήματα μετακίνησης (πχ 15 m και 30 s) η βελτίωση της απόδοσης είναι 0.5%.

Επειδή η κίνηση ενός κινητήριου συστήματος μπορεί να μοιρασθεί στην περιοχή επιτάχυνσης και στην περιοχή επιβράδυνσης, εξετάσθηκε η περίπτωση υπολογισμού του βέλτιστου προφίλ μεταφορικής ταχύτητας ανεξάρτητα στην κάθε μια από τις δύο αυτές περιοχές. Επειδή η διάρκεια της επιταχυνόμενης κίνησης σε σχέση με αυτήν της επιβραδυνόμενης δεν είναι προκαθορισμένη και δεν είναι γνωστή, χρειάζεται μια σειρά επαναλαμβανόμενων προσομοιώσεων για τον προσδιορισμό της βέλτιστης διάρκειας του χρόνου της επιταχυνόμενης κίνησης, δηλαδή της χρονικής στιγμής που μηδενίζεται η επιτάχυνση. Η συγκεκριμένη σειρά προσομοιώσεων εντοπίζει ότι ο βέλτιστος χρόνος που διαρκεί η περιοχή επιτάχυνσης, για την περίπτωση που η σταθερά χρόνου του κινητήρα είναι το 1/10 του χρόνου κίνησης, είναι το 54% του συνολικού χρόνου κίνησης. Το πρόβλημα του βέλτιστου ελέγχου περιγράφεται από ένα μη γραμμικό σύστημα διαφορικών εξισώσεων και για την επίλυσή του χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό Optimization ToolBox του MATLAB<sup>(R)</sup> και η μέθοδος SQP. Το αποτέλεσμα του βέλτιστου προφίλ μεταφορικής ταχύτητας είναι μια ασύμμετρη παραβολική τροχιά. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων δείχνουν εξοικονόμηση ενέργειας επιπλέον αυξημένη έως και 3% για την ασύμμετρη παραβολική μορφή τροχιάς ταχύτητας αναφοράς, σε εφαρμογή φορτίου 0.1 pu, σε επαγωγικό κινητήρα 1 kW, όπου η σταθερά χρόνου του κινητήρα είναι το 1/10 του χρόνου κίνησης (σε σύγκριση με την συμμετρική παραβολική τρογιά). Οι προσομοιώσεις δείγνουν ότι η εφαρμογή της βέλτιστης τροχιάς ελάγιστων απωλειών συμβάλει σημαντικά στην εξοικονόμηση ενέργειας, πχ σε επαγωγικό κινητήρα 1kW, για φορτίο 0.5 pu, η βελτίωση απόδοσης κυμαίνεται από 6% έως 9% σε σύγκριση με την τροχιά ταχύτητας της κλασσικής τραπεζοειδούς μορφής. Για ρομποτικό όχημα DC κινητήρων 40 W, τα αποτελέσματα προσομοίωσης και τα πειραματικά για φορτίο 0.5 pu έδειξαν μεγαλύτερη εξοικονόμηση ενέργειας έως και 11% σε σύγκριση με την τροχιά ταχύτητας κλασικής τραπεζοειδούς μορφής.

Η ερευνητική εργασία αυτού του κεφαλαίου αποτελεί την πρώτη στο πεδίο έρευνας που αφορά στον σχεδιασμό βέλτιστης ενεργειακά προφίλ ταχύτητας και διεκπεραιώθηκε το 2006. Από τότε μέχρι σήμερα υπήρξαν συγκριτικά με άλλα πεδία έρευνας λίγες δημοσιεύσεις που να αφορούν περαιτέρω μελέτη και ανάπτυξη βέλτιστου ελέγχου του προφίλ ταχύτητας ελάχιστης ενέργειας. Το θέμα παραμένει επίκαιρο δεδομένου ότι η τεχνολογία πλέον έχει ιδιαίτερη ανάγκη από βέλτιστες λύσεις ελέγχου που εξασφαλίζουν σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας.

#### 3.8. Βιβλιογραφία

- [1] E. Sergaki, Prof. G.Stavrakakis, Prof. A. Pouliezos, Optimal robot speed trajectory by minimization of the actuator motor electromechanical losses. Journal of Intelligent and Robotic Systems, Journal of Intelligent and Robotic Systems, 33: 187-207, 2002.
- [2] E. Sergaki, Prof. G.Stavrakakis, "Optimal Speed Trajectory Tracking Of An AC Motor Drive System By Minimization Of Its Electromagnetic Losses And Fuzzy Logic Efficiency Optimization In Steady And Transient States", XVII International Conference on electrical Machines, ICEM-06, Greece, Sept. 2-5, 2006.
- [3] Divelbiss, A. W. and Wen, J. T.: A path space approach to nonholonomic motion planning in the presence of obstacles, IEEE Transactions on Robotics and Automation 13(3), 443-451, 1997.
- [4] La Valle, S.M., Kuffner, J.J.: Randomized kinodynamic planning. Int. J. Rob. Res. 20, (5), 378–400, 2001.
- [5] Jiang, K., Seneviratne, L.D., Earles, S.W.E.: A shortest path based path planning algorithm for non-holonomic mobile robots. J. Intell. Robot. Syst. 24, 347–366, 1999.
- [6] Y. O. Kim and and I. J. Ha, \Time-optimal control of a single-DOF mechanical system considering actuator dynamics," IEEE Transaction on Control Systems Technology, vol. 11, no. 6, pp. 919 {932, 2003.
- [7] S. Ma, \Time-optimal control of robotic manipulators with limit heat character-istics of the actuator," Advanced Robotics, vol. 16, no. 4, pp. 309{324, 2002.
- [8] T. Teramoto, K. Ono and O. Turhan, \High-speed motion control of mechanisms under average heat generation restriction," JSME International Journal {Series C, Dynamics, Control, Robotics, Design and Manufacturing, vol. 37, no. 2, pp. 315 {321, 1994.
- [9] Qin Bin, Soh Yeng Chai, Wang Dan Wei, Xie M., Optimal Trajectory Generation for Wheeled Mobile Robot, 5th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, Singapore, pp. 434-444, 2000.
- [10] I. Duleba and J. Sasiadek, "Energy-efficient newton-based nonholonomic motion planning," in Proc. IEEE American Control Conf. Arlington, VA, pp. 1859-1863, 2001.
- [11] D. G. Taylor and R. Ahmed, \Current limited optimal excitation of magnetically coupled linear variable reluctance motors," Proceedings of International Electric Machines and Drives Conference, Madison, WI, pp. 857{860, June 2003.
- [12] Latombe, J.-C.: Robot Motion Planning. Kluwer, Boston Chapter 7, 1991.
- [13] O'Dunlaing, C. Motion Planning with Inertial constraints, Algorithmica, Vol. 2, No.1, 431-475, ISSN 0178-4617, 1987.
- [14] Weiguo, W.; Huitang, C. & Peng-Yung, W., Optimal Motion Planning for a Wheeled Mobile Robot, Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 41-46, ISBN 0-7803-5180-0, Michigan, USA, June 1999, IEEE, New York, USA, 1999.
- [15] Choi, J.S & Kim, B.K., Near-time-optimal trajectory planning for wheeled mobile robots with translational and rotational sections, IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol. 17, No. 1, 85-90, ISSN 0882-4967, 2001.
- [16] Shiller, Z., Motion Planning for Mars Rover, Proceedings of I Workshop Robot Motion and Control, pp. 257-262, ISBN 0780356551, Kiekrz, Poland, June 1999, IEEE, New York, USA, 1999.

- [17] Cherif, M., Motion planning for all-terrain vehicles: a physical modelling approach for coping with dynamic and contact interaction constraints, IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol. 15, No. 2, 202-218, ISSN 0882-4967, 1999.
- [18] Lepetic, M.; Klancar, G.; Skrjanc, I.; Matko, D. & Potocnik, B., Time optimal planning considering acceleration limits. Robotics and Autonomous Systems, Vol. 45, NO. 3-4, 199-210, 2003, ISSN 0921-8890, 2003.
- [19] Krishna, K.M., Alami, R. & Simeon, T., Safe proactive plans and their execution. Robotics and Autonomous Systems, Vol. 54, No. 3, 244-255, ISSN 0921-8890, 2006.
- [20] La Valle, S.M., Kuffner, J.J.: Randomized kinodynamic planning. Int. J. Rob. Res. 20, (5), 378–400, 2001.
- [21] Jiang, K., Seneviratne, L.D., Earles, S.W.E.: A shortest path based path planning algorithm for non-holonomic mobile robots. J. Intell. Robot. Syst. 24, 347–366, 1999.
- [22] Jiang, K., Seneviratne, L.D., Earles,: A discrete method for time-optimal motion planning of a class of mobile robots. J. Intell. Robot. Syst. 32, 75–92, 2001.
- [23] Kim, C.H., Kim, B.K.: Minimum-energy translational trajectory generation for differential-driven wheeled mobile robots. J. Intell. Rob Syst. 49, 367–383, 2007.
- [24] Sergaki, E.S., Stavrakakis, G.S., Pouliezos A., Optimal robot speed trajectory by minimization of the actuator motor electromechanical losses. J. Intell. Robot. Syst. 33, 187–207, 2002.
- [25] Deefort, M., Palos, J., Kokosy, A., Floquet, T., Perruquetti, W., Boulinguez, D. (eds.): Experimental motion planning and control for an autonomous nonholonomic mobile robot. In: Proceedings of the IEEE Int. C
- [26] Neil C. Rowe, Yutaka Kanayama, "Near –minmum energy paths on a vertical axis cone with anisotropic friction and gravity effects", Int. Journal of Robotics Research, 13(5): 408-433, 1994.
- [27] Yun, X., Yamamoto, Y.: Internal dynamics of a wheeled mobile robot. In: Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Yokohama, vol. 2, pp. 1288–1294, July, 1993.
- [28] Chong Hui Kim, Byung Kook Kim, "Minimum-Energy Translational Trajectory Generation for Differential-Driven Wheeled Mobile Robots", Journal of Intelligent and Robotic Systems, Volume 49, Number 4, p. 367-383, August, 2007.
- [29] Electro-Craft Corporation, DC motors, speed control, servo systems: "An engineering handbook", Pergamon Press, ISBN 0-0802-1715-x, New York, 1977.
- [30] Cathey J.J., "Reduction of DC Traction Motor Armature Cooper Losses Through Optimal Control", Elec. Mach. Electromech., p.p. 269-283, 1979.
- [31] Leonard W., Control of Electrical Drives, Springer-Verlag 1985.
- [32] R. Lorenz et al, "Efficiency-Optimized Flux Trajectories for closed-cycle operation of field-orientation IM drives", IEEE Trans. on Ind. Applic., p. 574-580, vol. 28, no. 3, May/June 1992.
- [33] K.S. Rasmussen et al, "Model based energy optimiser for vector controlled induction motor drives", PROC. EPE 97, vol.3, no Sept., p. 3.711-716, 1997.
- [34] V. B. Honsinger, "Induction motors operating from inverters", IEE IAS Annual Meeting Conf. Rec., p.1276-1285, 1980.
- [35] K. Kawagishi, et al, "Frequency dependency of induction motor parameters and their measuring method", Int. Power Electronics Conf. Rec., Tokyo, p. 202-213, 1983.

- [36] H. Baush et al, "Experimental investigation of losses in a PWM-inverter/induction machine drive system", Proc. Of the International Conf. On Electrical Machines, p. 195-201, 1990.
- [37] "IEEE Standard test procedure fo polyphase induction motors and generators", IEEE Std 112, 1996.
- [38] F. Abrahamsen, et al, "Efficiency-Optimized Control of Medium-Size IM drives", IEEE Trans. on Ind. Applic., p. 1761-1767, vol. 37, no. 6, Nov/Dec 2001.
- [39] B. K. Bose "Modern Power Electronics and AC Drives", Delhi, India: Pearson Education, 2003.
- [40] E. Mendes et al, "Losses Minimization of a Field Oriented Controlled IM", Proc. Of the Conf. On Electrical Machines and Drives, p. 310-314, 1995.
- [41] Chee Mun Ong, Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab(R)/ Simulink, Prentice Hall Inc., 1998.

# Μέρος Β

## Κεφάλαιο 4

Ελαχιστοποίηση απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων με ελεγκτές ασαφούς λογικής κατά τις μεταβατικές καταστάσεις τους

Το προτεινόμενο σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών κινητήρων που αναπτύσσεται σε αυτό το Κεφάλαιο έχει κατοχυρωθεί ως ευρεσιτεχνία, με τα στοιχεία:

Σεργάκη Ελευθερία, Δίπλωμα Ευρεσιτεχνίας Αριθμ. 1006612, Διεθνής ταξινόμηση (INT.CL) ΗΟ2Ρ 21/08, «ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΔΟΚΙΜΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ», 5-9-2008 μέχρι 6-9-2028, [9].

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και μέρους της πειραματικής υλοποίησης του προτεινόμενου ασαφή ελεγκτή έχουν παρουσιαστεί και δημοσιευτεί με τα στοιχεία:

Eleftheria S. Sergaki, Najib Essounbouli, Kostas C. Kalaitzakis, George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Control for Motor Flux Reduction during Steady states and for Flux Recovery in Transient states of Indirect FOC AC Drives", ICEM-2010. (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο IEEExplorer 2010 Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".) [11]

#### 4.1. Εισαγωγή

Ο σκοπός μου σε αυτό το Κεφάλαιο είναι να περιγράψω και να αναπτύξω το σύστημα του προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) βασισμένο σε ασαφείς ελεγκτές. Την εφαρμογή του και την αποδοτικότητα αυτού του συστήματος την μελετώ μέσω προσομοιώσεων στο παρόν και στο Κεφάλαιο 5.

Η προτεινόμενη μέθοδος ελέγχου ΕΕΑ ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος (ΗΚΣ) αυτού του Κεφαλαίου έχει ως χαρακτηριστικό της ότι μειώνει τις ηλεκτρομαγνητικές απώλειες ενός ΗΚΣ σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του. Ο έλεγχος βασίζεται στην γνωστή στην βιβλιογραφία μέθοδο της μείωσης της μαγνητικής ροής στο διάκενο του κινητήρα ανάλογα με το φορτίο του ΗΚΣ. Σαν μεταβλητή ελέγχου χρησιμοποιώ την συνιστώσα του ρεύματος διέγερσης του στάτη στο περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα αναφοράς και κατά συνέπεια το σύστημα ΕΕΑ συνδυάζεται με τον συμβατικό έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC). Το κύριο χαρακτηριστικό της προτεινόμενης μεθόδου ΕΕΑ είναι ότι αναγνωρίζει πέντε καταστάσεις λειτουργίας σε ένα ΗΚΣ:

- 1. Την κατάσταση ισορροπίας,
- Την μεταβατική κατάσταση που αυξάνεται η απαίτηση ταχύτητας του ηλεκτρικού κινητήρα,
- 3. Την μεταβατική κατάσταση που μειώνεται η απαίτηση ταχύτητας του ηλεκτρικού. κινητήρα,
- 4. Την μεταβατική κατάσταση που αυξάνεται η απαίτηση ροπής φορτίου του ηλεκτρικού κινητήρα,
- 5. Την μεταβατική κατάσταση που μειώνεται η απαίτηση ροπής του ηλεκτρικού κινητήρα.

Σαν κατάσταση ισορροπίας ορίζεται όταν δεν αλλάζει η ροπή του φορτίου ή η ταχύτητα του κινητήρα, ενώ σαν μεταβατική κατάσταση λειτουργίας χαρακτηρίζεται όταν αλλάζει είτε η ροπή φορτίου είτε η ταχύτητα.

Η προτεινόμενη μέθοδος έχει χαρακτηριστικό ότι υπολογίζει το βέλτιστο ρεύμα διέγερσης του στάτη του ηλεκτρικού κινητήρα σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του ΗΚΣ, προκειμένου να ελαττώνονται οι απώλειες και να βελτιώνεται η απόδοση του ΗΚΣ. Η μέθοδος ενεργοποιεί ανάλογα με την περίπτωση λειτουργίας του ΗΚΣ διαφορετικό έλεγχο του ρεύματος διέγερσης του στάτη. Ανάλογα την κατάσταση λειτουργίας του ΗΚΣ χρησιμοποιεί έναν από τους πέντε διαφορετικούς ασαφείς ελεγκτές που διαθέτει. Επιπλέον προτείνεται πειραματική μεθοδολογία ρύθμισης των ασαφών ελεγκτών. Η μεθοδολογία αυτή έχει χαρακτηριστικό ότι ρυθμίζει με πειραματικό τρόπο τους ασαφείς ελεγκτές, με την χρήση ενός μετρητή ισχύος και ενός ροπόμετρου.

Αναλυτικά ο ασαφής ελεγκτής για την περίπτωση ελέγχου της κατάσταση λειτουργίας σε ισορροπία δέχεται για είσοδο τα σήματα:

- τη μεταβολή της απώλειας της ηλεκτρικής ισχύος του κινητήριου συστήματος και
- το μέτρο και το πρόσημο της τελευταίας βηματικής μεταβολής του ρεύματος διέγερσης και έχει έξοδο το ρεύμα διέγερσης του στάτη του κινητήρα.

Οι ασαφείς ελεγκτές που χρησιμοποιούνται για έλεγχο στην λειτουργία μεταβατικών καταστάσεων λόγω αύξησης και μείωσης της ταχύτητας του ηλεκτρικού κινητήρα δέχονται τις ίδιες εισόδους αλλά έχουν διαφορετικούς κανόνες. Οι είσοδοι είναι:

- το σφάλμα της ταχύτητας και
- την μεταβολή του σφάλματος της ταχύτητας.

Οι ασαφείς ελεγκτές που χρησιμοποιούνται για έλεγχο στην λειτουργία μεταβατικών καταστάσεων λόγω αύξησης και μείωσης της ροπής φορτίου του ηλεκτρικού κινητήρα δέχονται τις ίδιες εισόδους αλλά έχουν διαφορετικούς κανόνες. Οι είσοδοι είναι:

- το σφάλμα ταχύτητας και
- το σφάλμα της ροπής του κινητήρα.

Επιπλέον η προτεινόμενη μέθοδος έχει χαρακτηριστικό ότι βελτιώνει την ταλάντωση ροπής του κινητήρα χρησιμοποιώντας μια κλασσική μονάδα αντιστάθμισης ροπής.

Σε αυτό το Κεφάλαιο περιγράφω την ανάπτυξη ενός πρωτότυπου συστήματος ΕΕΑ ελέγχου ΗΚΣ σε πραγματικό χρόνο, βασισμένο σε προσαρμοστικό έλεγχο αναζήτησης ασαφούς λογικής, που συνδυάζεται με συμβατική τεχνική ελέγχου ταχύτητας (Variable Speed Drives -VSD) που ρυθμίζει και την συχνότητα και την τάση/ρεύμα του αντιστροφέα ισχύος.

Αρχικά, στην ενότητα 4.1.1 έως 4.1.5, παραθέτω μια σύντομη αναφορά στον ορισμό της θεωρίας της ασαφούς λογικής και ελεγκτών, προκειμένου να κατανοηθεί η υπάρχουσα σχετική γνώση για τους ασαφείς ελεγκτές.

Στην ενότητα 4.1.6 και 4.1.7 περιγράφω τι αναμένεται από τον προσαρμοστικό έλεγχο ασαφούς λογικής σε μια μέθοδο βελτιστοποίησης της απόδοσης με την βέλτιστη μείωση της μαγνητικής ροής και ποια είναι τα βήματα λειτουργίας της μεθόδου.

Στην ενότητα 4.2 περιγράφω το προτεινόμενο σύστημα ελεγκτών ασαφούς λογικής

Στην ενότητα 4.3 έως 4.6 παρουσιάζω την ανάπτυξη του αλγόριθμου σε περιβάλλον Simulink και ενδεικτικά το αποτέλεσμα μιας προσομοίωσης που έχει ήδη δημοσιευθεί. Περισσότερες προσομοιώσεις και συγκριτικές μελέτες παραθέτω στο Κεφάλαιο 5, ενώ η πειραματική υλοποίηση περιγράφεται στο Κεφάλαιο 10.

Στην ενότητα 4.7 κάνω συγκριτική ανάλυση των καινοτόμων σημείων του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου με τις ποιο σχετικές με αυτό δημοσιευμένες μεθόδους.

Τέλος, στοιχεία βασικής γνώσης για την συναρτησιακή συλλογιστικής της ασαφούς λογικής περιέχονται στο Παράρτημα 10.

#### 4.1.1. Ασαφής λογική

Η θεωρία των ασαφών συνόλων θεμελιώθηκε στην παρούσα της μορφή περίπου το 1965 από τον Καθηγητή αυτομάτου ελέγχου Lotfi Zadeh στο UC-Bercley. O Zadeh διατύπωσε ότι η βεβαιότητα και η ακρίβεια είναι σχεδόν ασυμβίβαστες έννοιες [1]:

«Καθώς η πολυπλοκότητα ενός συστήματος αυξάνει, η ικανότητα μας να προβαίνουμε σε ακριβείς και σημαντικές δηλώσεις για τη συμπεριφορά του μειώνεται μέχρι που να φθάσουμε σε ένα όριο πέρα του οποίου ακρίβεια και σημαντικότητα καθίστανται σχεδόν αμοιβαίως αποκλειόμενα χαρακτηριστικά».

Η αρχή αυτή μας θυμίζει την κβαντική αρχή της απροσδιοριστίας του Heisenberg, χωρίς όμως να έχει την ίδια σημασία και τις ίδιες φιλοσοφικές προεκτάσεις.

Η λέξη *fuzzy*, στην αγγλική γλώσσα, δηλώνει αυτό που είναι θαμπό, ασαφές, αβέβαιο. Στην ορολογία της τεχνητής νοημοσύνης, όμως, συναντάται στην περιγραφή της ικανότητας μιας οντότητας να ανήκει σε πολλαπλά σύνολα αντί για ένα. Η θεωρία αυτή είναι γνωστή ως *Fuzzy Logic* και μας δίνει τη δυνατότητα να χαρακτηρίσουμε καταστάσεις των οποίων τα όρια δεν είναι σαφή.

Η ασαφής λογική (FL) αντίθετα από την κλασσική Αριστοτέλεια λογική δέχεται ότι μια πρόταση μπορεί να είναι αληθής με κάποιο βαθμό αληθείας και όχι απλά αληθής ή ψευδής. Έτσι, επέκτεινε την κλασσική (Αριστοτελική-Boolean) λογική από το διακριτό σύνολο {0,1} στο συνεχές σύνολο [0,1] εισάγοντας μια ομαλή μετάβαση από το "ανήκει" στο "δεν ανήκει". Στόχος του Zadeh ήταν να παραστήσει τη συγκεχυμένη, μη ακριβή γνώση του ανθρώπου χωρίς τη μεσολάβηση κάποιου μαθηματικού μοντέλου.

Παρόλο που οι θεωρητικές της βάσεις της ασαφούς λογικής τέθηκαν στον δυτικό πολιτισμό, μέχρι τώρα γνώρισε μεγάλη εφαρμογή κυρίως στη Ιαπωνία. Η εξήγηση που δίνεται παραπέμπει στην εκπαίδευση που έχει ο Ιαπωνικός λαός και που του επιτρέπει να εφαρμόζει στην παραγωγή καινοτόμες ιδέες με ταχύτητα και αποτελεσματικότητα και επιπλέον για το συγκεκριμένο θέμα της ασαφούς λογικής βοηθά η Ιαπωνική γλώσσα και κουλτούρα. Η Δυτική κουλτούρα είναι στενά συνυφασμένη έως εγκλωβισμένη στην Αριστοτέλεια λογική δεκτό - μη αποδεκτό, κατάλληλο – ακατάλληλο κλπ σε αντιδιαστολή με την ανατολική κουλτούρα που μπορεί εύκολα να δεχτεί και «αποχρώσεις του γκρίζου». Χαρακτηριστικό είναι ότι ενώ στον δυτικό πολιτισμό ο όρος Fuzzy μεταφράζεται σαν «ασαφής» δημιουργώντας μάλλον μια αρνητική έννοια στον έλεγγο συστημάτων, ο όρος Fuzzy στα Γιαπωνέζικα, στην «kanji» γραφή γράφεται ως ファジー, έχει την έννοια της σταδιακής κατάταξης αντικειμένων σε ολοένα και ποιο αυστηρά καθορισμένες κατηγορίες. Ένας πολίτης με δυτική κουλτούρα που αγοράζει ένα αυτοκίνητο που ελέγχεται με ασαφή έλεγχο, πχ στο άκουσμα φρενάρει «ασαφώς», του δημιουργείται μια εντύπωση ανασφάλειας, ενώ ένας πολίτης με ασιατική κουλτούρα ακούγοντας 775-, καταλαβαίνει ότι το αυτοκίνητο φρενάρει με ένα τρόπο που γίνεται προοδευτικά, αυστηρότερα και ακριβέστερα. Στην πραγματικότητα ο ασαφής ελεγκτής σε σύγκριση με τους PID ελεγκτές, είναι ακριβέστερος στον έλεγχο μη γραμμικών συστημάτων.

### 4.1.2. Ασαφείς ελεγκτές - ファジー コントローラ

Η χρήση των ασαφών ελεγκτών (FLC) είναι πολύ δημοφιλείς τα τελευταία χρόνια γιατί υπερέχουν από τους κλασσικούς ελεγκτές στην ευκολία περιγραφής μη γραμμικών συστημάτων. Αυτή η ευκολία οφείλεται στο γεγονός ότι ο ασαφής ελεγκτής βασίζεται σε κανόνες. Οι ασαφείς ελεγκτές δεν απαιτούν γνώση του μαθηματικού μοντέλου που ελέγχουν παρά μόνο την εμπειρία της λειτουργίας του συστήματος που ελέγχεται. Η

θεωρία της ασαφούς λογικής χρησιμοποιείται μόνο σαν ένα μέσο για την μετατροπή των κανόνων ελέγχου σε μια μαθηματική μορφή και για να συμπεράνουμε αποφάσεις από αυτούς. Από την φύση της λειτουργίας τους έχουν το σημαντικό πλεονέκτημα ότι μπορούν να δεχτούν σήματα χωρίς ακρίβεια μέτρησης και με πολύ θόρυβο

Η γενική δομή των ελεγκτών ασαφούς λογικής βασίζεται σε στρατηγική ελέγχου που περιγράφεται με γλωσσικούς κανόνες. Οι κανόνες αυτοί διασυνδέουν, χωρίς ακρίβεια, διάφορες συνθήκες του συστήματος που ελέγχεται με τις απαιτούμενες ενέργειες που πρέπει να κάνει ο ρυθμιστής. Οι κανόνες εκφράζονται ως ΕΑΝ ... ΤΟΤΕ ...εξαρτημένες σχέσεις και μπορούν να πραγματοποιηθούν σαν λογικές συνεπαγωγές χρησιμοποιώντας τεχνικές της θεωρίας ασαφών συνόλων.

Ένας ελεγκτής ασαφούς λογικής αποτελείται από τρία υποσυστήματα που κάνουν διακριτές εργασίες και αλληλεπιδρούν μεταξύ τους.

- 1) Το σύστημα διασύνδεσης εισόδου,
- 2) Τον μηχανισμό συμπερασμάτων (απόκτηση γνώσης από τους κανόνες) και
- 3) Το σύστημα διασύνδεσης εξόδου.



Σχήμα 4.1: Δομή ασαφούς ελεγκτή.

Το σύστημα διασύνδεσης εισόδου συλλέγει αιτιοκρατικές (ντετερμινιστικές) πληροφορίες περί της διαδικασίας και τις μεταφράζει στη γλώσσα των ασαφών συνόλων. Αυτό το σύστημα διασύνδεσης μπορεί να περιέχει αναλογικούς / ψηφιακούς μετατροπείς, συντελεστές κλιμάκωσης και κβαντιστές, υπολογιστές σφάλματος και του ρυθμού μεταβολής των ελεγχόμενων μεταβλητών, εξομαλυντές των τιμών των μεταβλητών, κλπ. Εδώ επίσης υπεισέρχονται και οι διάφορες ονομαστικές τιμές που πρέπει να ακολουθήσει ο ασαφής ελεγκτής.

Το σύστημα διασύνδεσης εξόδου μετατρέπει την ασαφή έξοδο του ασαφή ελεγκτή σε μια πραγματική τιμή για να εφαρμοσθεί στην πραγματική διαδικασία. Περιέχει απόσαφοποιητές, συντελεστές κλιμάκωσης, ολοκληρωτές, ψηφιακούς/αναλογικούς μετατροπείς, κλπ.

Ο μηχανισμός συμπερασμάτων συνεργάζεται με υποσύστημα που περιέχει τους κανόνες και υποσύστημα που περιέχει τον ορισμό των ασαφών συνόλων που χρησιμοποιούνται στην απεικόνιση των κανόνων στους υπολογισμούς του ελεγκτή και επίσης των υπερσυνόλων αναφοράς των γλωσσικών μεταβλητών εισόδου και εξόδου του ελεγκτή. Ο μηχανισμός συμπερασμάτων χρησιμοποιεί τους διαθέσιμους κανόνες και δίδει για την τρέχουσα κατάσταση της διαδικασίας την απόφαση για το επόμενο σήμα εισόδου στην διαδικασία.

Ένας ασαφής ελεγκτής ισοδυναμεί με ένα νευρωνικό δύο κρυμμένων επιπέδων, όπως δείχνεται στο Σχήμα 4.2: .



Σχήμα 4.2: Νευρωνικό ισοδύναμο ενός ασαφή ελεγκτή.

Οι ασαφείς ελεγκτές PI τύπου διαθέτουν έναν εξωτερικό αθροιστή (ολοκληρωτή) για να μετατρέπει σε κανονικές τιμές την βηματική τιμή της εξόδου του. Δηλαδή η έξοδος ελέγχου για τους PI τύπου ελεγκτές παράγεται από την εξίσωση της μορφής:

νέα τιμή μεταβλητής (k) = τελευταία τιμή μεταβλητής (k-1) + νέα τιμή βηματικής μεταβολής της μεταβλητής (k).

Οι κανόνες ασαφούς λογικής που χρησιμοποιούνται μπορεί να είναι της μορφής πχ

«AN η τελευταία μεταβολή απώλειας ισχύος είναι πολύ μικρή KAI η τελευταία μεταβολής της μαγνητικής ροής είναι αρνητική TOTE το βήμα της νέας μεταβολής της μαγνητικής ροής είναι πολύ μεγάλο.»

Δηλαδή η ηλεκτρική διέγερση του κινητήρα μεταβάλλεται με βήματα μέχρι να επιτευχθεί πχ η ελάχιστη απώλεια ισχύος. Οι τιμές μεταβλητών εισόδου στους ελεγκτές ασαφούς λογικής μπορεί να είναι σήματα που μετρούνται με αισθητήρες ή που υπολογίζονται από μαθηματικά μοντέλα.

#### 4.1.3. Ασαφής συλλογισμός τύπου 'Takagi-Sugeno' και τύπου 'Mamdani'

Οι δύο πιο πετυχημένοι μηχανισμοί ασαφούς συλλογισμού είναι:

• Η μέθοδος Mamdani [1]

• Η μέθοδος Takagi-Sugeno [3] - [4]

Η μέθοδος Takagi-Sugeno ονομάζεται αλλιώς και "συναρτησιακή συλλογιστική" αφού το συμπέρασμα των κανόνων δίνεται με τη μορφή γραμμικών συναρτήσεων:

R<sup>1</sup>: IF 
$$x_1$$
 is  $A_1^l$  AND ... AND  $x_n$  is  $A_n^l$  THEN  $y$  is  $c_0^l + c_1^l x_1 + ... + c_{nn}$  (4.1)

Στην ειδική περίπτωση όπου χρησιμοποιούμε μόνο το σταθερό όρο  $c_0^1$  (singleton) στην έξοδο των κανόνων λέμε ότι έχουμε την "απλοποιημένη συναρτησιακή συλλογιστική Takagi-Sugeno μηδενικού βαθμού" ή αλλιώς "Takagi-Sugeno zero-order" :

R<sup>1</sup>: IF 
$$x_1$$
 is  $A_1^l$  AND ... AND  $x_n$  is  $A_n^l$  THEN  $y$  is  $c_0^l$  (4.2)

Οι ασαφείς ελεγκτές που σχεδιάζονται στο περιβάλλον MATLAB® Simulink είναι τύπου Takagi-Sugeno μηδενικού βαθμού. Η μέθοδος αυτή είναι απλούστερη της Mamdani και συγχρόνως αποτελεσματική. Στο MATLAB®, στο Fuzzy ToolBox χρησιμοποιείται η μέθοδος Mamdani. Το σύστημα Mamdani είναι ένα σύστημα ασαφούς λογικής που όπως και το Sugeno υπάρχει έτοιμο στη MATLAB®.

Από τις συγκρίσεις των διαφορετικών "συναρτησιακών συλλογιστικών" μεθόδων Mamdani, Lusing Larson και Sugeno zero-order σε εφαρμογές, (J. O. P. Pinto and L. Galotto, 2008, [7]), είναι γνωστό ότι η υλοποίηση του συστήματος Mamdani στη γλώσσα C απαιτεί αρκετά περισσότερη προσωρινή μνήμη (SRAM) και τα αποτελέσματα των δοκιμών προσομοιώσεων με τα τρία συστήματα παρουσιάζουν μικρές διαφορές. Το γεγονός αυτό καθώς και το ότι η Simulink εφαρμόζει την λογική Seguno, επιλέγω να αναπτύξω τους ασαφείς ελεγκτές στην Simulink. Ο αναγνώστης μπορεί να δει τις διαφορετικές συναρτησιακές συλλογιστικές στο Παράρτημα 10.

#### 4.1.4. Συνηθισμένες εφαρμογές ασαφούς ελέγχου

Οι εφαρμογές ασαφούς ελέγχου που είναι οικείες στο ευρύ κοινό, είναι τα πλυντήρια ρούχων με Fuzzy Control όπου το πλυντήριο ρυθμίζει τις στροφές, τον τύπο και την ποσότητα του απορρυπαντικού καθώς και τη θερμοκρασία του νερού, ανάλογα με την αντοχή τον τύπο και την ποιότητα των ρούχων, που μετράει με κατάλληλα αισθητήρια. Η πρώτη πρακτική εφαρμογή του ασαφή ελέγχου έγινε από τον Mamdani το 1974 στο Queen Mary College στον έλεγχο της λειτουργίας μιας ατμομηχανής. Ακολούθησε η πρώτη βιομηχανική εφαρμογή του ασαφούς ελεγκτή το 1982 στην Κοπενχάγη, από τον Δανό κατασκευαστή τσιμέντου F.L. Smidth στον έλεγχο της ποιότητας παραγωγής. Το 1986 η Hitachi χρησιμοποίησε ασαφή έλεγχο στα αυτόματα τρένα της Sendai (Japan) με αποτέλεσμα να μειωθεί η κατανάλωση ενέργειας κατά 10% και να αυξηθεί η ακρίβεια στο σταμάτημα κατά 10 cm. Το 1989 ιδρύεται το Laboratory for International Fuzzy Engineering (LIFE), μια συνεργασία 48 εταιριών για την προώθηση της έρευνας στον τομέα των ασαφών συστημάτων. Στην Αμερική ο ασαφής έλεγχος αρχικά περιορίστηκε στη μείωση της κατανάλωσης των μηχανών. Η έρευνα και οι εφαρμογές του ασαφούς ελέγχου συνεχίζονται μέχρι και σήμερα. Η ασαφής λογική ταξινομείται πλέον ως ένα από τα τρία βασικά δομικά πεδία της υπολογιστικής νοημοσύνης. Τα άλλα δύο είναι τα νευρωνικά δίκτυα και οι εξελικτικοί αλγόριθμοι που αναπτύχθηκαν μετέπειτα. Έτσι, εμφανίστηκαν υβριδικά συστήματα που συνδυάζουν τα τρία πεδία (πχ "Νευρο-Ασαφής Ελεγκτής"), αξιοποιώντας τις δυνατότητες του καθενός.

#### 4.1.5. Αρχιτεκτονική ασαφών ελεγκτών

Ένα ασαφές σύστημα ελεγκτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για έλεγχο ενός συστήματος με πολλούς τρόπους:

 Σαν κύρια μονάδα του κλειστού συστήματος (Fuzzy Logic Controller – FLC), βλέπε Σχήμα 4.3:



Σχήμα 4.3: Το ασαφές σύστημα αποτελεί κομμάτι του κλειστού συστήματος. Πηγή: [10]



Σχήμα 4.4: Το ασαφές σύστημα επιτηρεί/ρυθμίζει ένα συμβατικό ελεγκτή. Πηγή:[10]

Σαν επιτηρητής ενός συμβατικού μη-ασαφούς ελεγκτή (Fuzzy Supervisor), Σχήμα 4.4:

 Σαν προσαρμοστικός ελεγκτής (Fuzzy Adaptation) αποτελούμενος από ένα βασικό ασαφές σύστημα, κατευθυνόμενο/προσαρμοζόμενο από έναν ασαφή επιτηρητή/επόπτη (πχ control rule modifier), βλέπε Σχήμα 4.5:







Σχήμα 4.6: Ο FLC μπορεί να είναι τύπου PI ή PID και να αποτελεί μέρος του κλειστού συστήματος ελέγχου (βλέπε Σχήμα 4.3: ), πχ ενός ΗΚΣ. Πηγή: [6]



Σχήμα 4.7: Δομή ενός FLC τύπου PI. Πηγή: [6]

Η δομή ενός ασαφή ελεγκτή ΡΙ σε ένα σύστημα ελέγχου ανάδρασης δείχνεται στο Σχήμα 4.7: . Το σήμα αναφοράς (R) και η έξοδος (C) συγκρίνονται και υπολογίζονται τα σήματα (E) και (CE). Τα σήματα αυτά διαιρούνται με τους αντίστοιχους συντελεστές

κλιμάκωσης και μετατρέπονται σε κανονικοποιημένα σήματα, πχ  $e = \frac{E}{CE}$  και

 $ce = \frac{CE}{GE}$ . Το σύστημα περιγράφεται από τους ασαφείς κανόνες και τη βάση

δεδομένων. Το σήμα εξόδου du εξάγεται σε κανονικοποιημένη τιμή  $\Delta U$  που αποκλιμακώνεται με τον πολλαπλασιασμό της με τον συντελεστή κλιμάκωσης GU ώστε DU = du \* GU. Οι συντελεστές κλιμάκωσης μπορεί να είναι σταθεροί ή συνάρτηση μεταβλητών. Η χρήση των κανονικοποιημένων τιμών επιτρέπει να χρησιμοποιούμε τους ίδιους ασαφείς ελεγκτές σε διαφορετικές εφαρμογές του ίδιου τύπου προβλήματος ελέγχου. Επίσης για καλύτερη συμπεριφορά του συστήματος, οι τιμές των συντελεστών κλιμάκωσης μπορεί να προσαρμόζονται στις συνθήκες ελέγχου. Η βάση δεδομένων χρησιμοποιεί συναρτήσεις συμμετοχής (MF) οι οποίες χρησιμεύουν στην διαδικασία ασαφοποίησης και αποσαφιοποίησης του ελέγχου (βλέπε Παράρτημα 10).

Για την ανάπτυξη του FL ελέγχου χρειάζονται δύο βασικά πράγματα: η περιγραφή των συναρτήσεων συμμετοχής (MF) των ασαφών μεταβλητών, πχ Σχήμα 4.18:, και ο σχεδιασμός του πίνακα των ασαφών κανόνων, πχ Πίνακας 4.1:. Στην εφαρμογή της FL στα προβλήματα ελέγχου ηλεκτρονικών ισχύος και ελέγχου ΗΚΣ, χρησιμοποιούνται ΜΕ τριγωνικής μορφής γιατί προσφέρουν μεγαλύτερο πλήθος τιμών κοντά στην αρχή των αξόνων (κατάσταση ισορροπίας – steady state) και συνεπώς δίνουν μεγαλύτερη ακρίβεια. Το υπερσύνολο αναφοράς (Universe of discourse) για τις ασαφείς μεταβλητές e(pu), ce(pu) και du(pu) είναι η περιοχή από -1 έως +1 και οι MF είναι συνήθως συμμετρικές στην αριστερή και αρνητική πλευρά των αξόνων. Η επιλογή των MF και η περιγραφή τους είναι τόσο καλύτερη όσο μεγαλύτερη είναι η εμπειρία, η επιστημονική διαίσθηση και οι γνώσεις του μελετητή. Ο πίνακας που περιγράφει τους ασαφείς κανόνες είναι τρισδιάστατος. Τα κελιά της πάνω γραμμής και της αριστερής στήλης περιγράφουν τις ομάδες τιμών των ασαφών μεταβλητών εισόδου του FLC, ενώ τα εσωτερικά κελιά του πίνακα είναι η 3<sup>η</sup> διάσταση του πίνακα που περιγράφει τα πεδία τιμών της μεταβλητής εξόδου. Το σύνολο των ασαφών κανόνων είναι το γινόμενο του αριθμού των στηλών επί του αριθμού των σειρών του πίνακα. Ένας τυπικός ασαφής κανόνας, πχ Πίνακας 4.2:, μπορεί να διαβαστεί ως:

IF:e(pu) = PS and ce(pu) = Z, THEN: du(pu) = PB

όπου

PS: Positive Small kat Z: Zero, PB: Positive Big

Παρόλο που η εφαρμογή της FL στον έλεγχο δίνει εξαιρετικά αποτελέσματα, για τον σχεδιασμό των FLC δεν γνωρίζουμε ακριβώς πώς να επιλέγουμε τις ομάδες τιμών των ασαφών μεταβλητών, την μορφή και την κλίση των MF, την ασυμμετρία και την αλληλοεπικάλυψη τους. Το ίδιο ισχύει και για τον σχεδιασμό του πίνακα των ασαφών κανόνων. Ο σχεδιασμός είναι τόσο καλύτερος όσο μεγαλύτερη είναι η εμπειρία του μελετητή. Για τον σχεδιασμό των FLC διατίθεται στην αγορά λογισμικό, πχ το MATLAB Fuzzy Logic Toolbox, που επιτρέπουν πολύ εύκολα και γρήγορα την σύνθεση των MF και του πίνακα των κανόνων. Εφόσον υπάρχει ένα γνωστό μαθηματικό μοντέλο του συστήματος που ελέγχεται, πχ του διανυσματικού ελέγχου ενός HKΣ, το μοντέλο του συστήματος μπορεί να σχεδιαστεί με κατάλληλο λογισμικό, πχ δελτιωθεί ο σχεδιασμός των ασαφών ελεγκτών.

#### 4.1.6. Αρχή λειτουργίας ελεγκτή αναζήτησης ασαφούς λογικής (FLSC) για την βελτιστοποίηση της απόδοσης ΗΚΣ

Ένας ελεγκτής αναζήτησης ασαφούς λογικής έχει την ίδια αρχή λειτουργίας με έναν κοινό ελεγκτή αναζήτησης που χρησιμοποιεί κάποιο αναλυτικό μαθηματικό μοντέλο βελτιστοποίησης. Το Σχήμα 4.8: δείχνει την αρχή λειτουργίας ενός ελεγκτή αναζήτησης και το Σχήμα 4.9: δείχνει την αρχιτεκτονική ενός ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης. Στον έλεγχο κινητήριων συστημάτων, οι ελεγκτές αναζήτησης όπως και κάθε ελεγκτής εντοπισμού βέλτιστης κατάστασης, μπορούν να ελέγχουν μόνο σε καταστάσεις ισορροπίας. Οι καταστάσεις ισορροπίας στους ηλεκτροκινητήρες ορίζονται όταν η ηλεκτρομαγνητική ροπή  $T_e$  και η ταχύτητα του κινητήρα  $ω_r$  είναι σταθερά.



Efficiency optimization of induction motor vector drive with on-line search-based flux ( $\psi_r$ ) programming.

Σχήμα 4.8: Αρχή λειτουργίας ελεγκτή τύπου αναζήτησης, για την ρύθμιση της μαγνητικής ροής του πεδίου του στάτη ενός ΗΚΣ. Πηγή Bose [6].

Το Σχήμα 4.8: εξηγεί την μέθοδο αναζήτησης σε πραγματικό χρόνο, της βέλτιστης απόδοσης με την βέλτιστη μείωση της μαγνητικής ροής σε ένα ΗΚΣ που ελέγχεται με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο. Η μαγνητική ροή του δρομέα μειώνεται σταδιακά με την ελάττωση της συνιστώσας του ρεύματος μαγνήτισης του στάτη, isd. Αυτή η διαδικασία απαιτεί την αντισταθμιστική αύξηση της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που ελέγχει την ροπή  $(i_{sa})$ , ώστε η ροπή να παραμένει σταθερή. Αυτή η αύξηση γίνεται συνήθως με τον έλεγχο της ταχύτητας με κλειστό βρόγχο. Καθώς η μείωση της ροής μειώνει τις απώλειες σιδήρου, συγχρόνως οι απώλειες χαλκού αυξάνουν, ενώ το σύνολο των απωλειών του μετατροπέα ισχύος και του κινητήρα μειώνονται με αποτέλεσμα την βελτίωση της απόδοσης του κινητήριου συστήματος και την μείωση της ισχύος  $P_d$ , στην DC σύζευξη του μετατροπές ισχύος. Η αναζήτηση συνεχίζεται μέχρι το σύστημα να φθάσει στην ελάχιστη τιμή ισχύος εισόδου, στο σημείο Ο στο Σχήμα 4.8: (a). Κάθε περαιτέρω παρέκκλιση από το σημείο Ο, ελαττώνει την απόδοση. Σε μια πρακτική εφαρμογή, η λειτουργία θα ταλαντώνεται γύρω από το σημείο Ο. Αυτός ο αλγόριθμος αναζήτησης σε πραγματικό χρόνο δεν εξαρτάται από τις παραμέτρους του συστήματος και η αναζήτηση είναι εφικτή μόνο σε συνθήκες ισορροπίας του κινητήρα (steady states). Όταν δηλαδή η ροπή και η ταχύτητα του κινητήρα είναι σταθερές.

Το λειτουργικό διάγραμμα του ασαφή ελεγκτή αναζήτησης που εφαρμόζεται για βέλτιστο έλεγχο απόδοσης κινητήριου συστήματος από τον G. C. D. Sousa, B. K. Bose, and J. G. Cleland, 1995, [5], περιγράφεται στο Σχήμα 4.9: (a). Η μέση τιμή της ισχύος στην DC σύζευξη P<sub>d</sub>, μετρείται και συγκρίνεται με την προηγούμενη τιμή για να

υπολογιστεί η τελευταία αλλαγή ισχύος  $\Delta P_d(\mathbf{k})$ . Η τιμή της  $\Delta P_d(\mathbf{k})$  και του πρόσημου της τελευταίας μεταβολής του ρεύματος διέγερσης  $L\Delta i_{sd}^*$  (pu) είναι οι είσοδοι στον ασαφή ελεγκτή, ενώ η νέα μεταβολή του ρεύματος διέγερσης  $L\Delta i_{sd}^*$ (pu) είναι η μεταβλητή ελέγχου.

Τα  $P_b$  και  $I_b$  είναι οι συντελεστές κλιμάκωσης για την κανονικοποίηση των τιμών των  $\Delta P_d(\mathbf{k})$  και  $L\Delta i_{sd}^*$ . Οι συντελεστές αυτοί μπορεί να προγραμματιστούν να υπολογίζονται από τις εξισώσεις (1) και (2) που δείχνονται στο Σχήμα 4.9: (b).

Οι παράμετροι  $\Delta P_d(\mathbf{k})$  και  $\Delta i_{sd}^*$  περιγράφονται από επτά συμμετρικές τριγωνικές συναρτήσεις συμμετοχής (δεν δείχνονται στο Σχήμα 4.9: ). Οι συναρτήσεις συμμετοχής  $\mu$  της παραμέτρου εισόδου  $L\Delta i_{sd}^*$  δείχνονται στο Σχήμα 4.9: (b). Η μικρή επικάλυψη τους κοντά στο μηδέν εξασφαλίζει ότι το  $\mu$  δεν θα μηδενιστεί.



(a) Fuzzy efficiency optimizer block diagram and (b) MFs for  $L\Delta I_{ds}^*$ .

Σχήμα 4.9: (a) Δομή ενός ασαφή ελεγκτή αναζήτησης σε πραγματικό χρόνο για την μείωση της ροής " Efficiency Optimization"ενός ΗΚΣ. (b) Συνάρτηση συμμετοχής της μια από τις δύο εισόδους (μεταβλητές κατάστασης) του ασαφή ελεγκτή αναζήτησης. Πηγή: Bose, 2006, [6].

Το Σχήμα 4.10: εξηγεί την σειρά ενεργοποίησης και απενεργοποίησης του ελεγκτή αναζήτησης. Όταν συμβαίνει μεταβατική κατάσταση (transient state), δηλαδή αλλάζει η ροπή ή η ταχύτητα του κινητήρα, σταματά να εφαρμόζεται ο ελεγκτής αναζήτησης και αποκαθίσταται στον κινητήρα η ονομαστική μαγνητική ροή του στο διάκενο. Μόλις ο κινητήρας βρεθεί ξανά σε κατάσταση ισορροπίας, ξεκινά πάλι ο έλεγχος αναζήτησης.

Το κινητήριο σύστημα ξεκινά πάντα με τον κινητήρα στην ονομαστική τιμή της ροής. Οι τιμές της μεταβολής της ταχύτητας  $\Delta \omega_r$  ορίζουν την κατάσταση λειτουργίας.





#### 4.1.7. Βήματα λειτουργίας ελεγκτή αναζήτησης για την μείωση της ροής ΗΚΣ

Μπορούμε να συνοψίσουμε ότι η λειτουργία ενός ελεγκτή αναζήτησης (ασαφούς λογικής ή όχι) για την μείωση της μαγνητικής ροής και την βελτιστοποίηση της απόδοσης "Efficiency Optimization" κινητήριων συστημάτων μπορεί να περιγραφτεί σε πέντε βήματα:

- Ανιχνεύεται η κατάσταση λειτουργίας του κινητήριου συστήματος και αν χαρακτηρισθεί σαν κατάσταση ισορροπίας ενεργοποιείται ο ελεγκτής αναζήτησης.
- Μετριέται η τρέχουσα τιμή μιας μεταβλητής y (πχ της ισχύος εισόδου P<sub>d</sub>(k)), η οποία μπορεί να ρυθμίζεται και επιδρά στην τρέχουσα τιμή της μεταβλητής ελέγχου u (πχ μαγνητικής ροής του διάκενου ή ρεύματος μαγνήτισης).
- 3. Μεταβάλλεται κατά Δu η μεταβλητή ελέγχου u, δηλ. u(k)=u(k-1)+Δu(k) και αυτό ανακλά σε μεταβολή της μεταβλητής ελέγχου του συστήματος (πχ της παροχής ισχύος στο κινητήριο σύστημα).
- 4. Μετριέται η τρέχουσα τιμή (k) της μεταβλητής y+Δy. Η τιμή αυτή συγκρίνεται με την προηγούμενη y(k-1). Υπολογίζεται η μεταβολή Δy(k). Υπολογίζεται μια μείωση της u κατά Δu. Η μείωση Δu βασίζεται στην μείωση Δy(k). Αν Δy<0 τότε γίνεται και νέα αλλαγή στην μεταβλητή ελέγχου με νέο βήμα αλλαγής, κατά Δu, ενώ αν Δy>0 η αλλαγή είναι Δu.
- 5. Μεταβάλλεται κατά Δu η μεταβλητή ελέγχου u, δηλ. u(k)=u(k-1)+Δu(k) και αυτό ανακλά σε μείωση της παροχής ισχύος στο σύστημα.

Η παραπάνω διαδικασία μπορεί να περιγραφτεί με το παράδειγμα:

$$\Delta P_L(k) = P_L(k) - P_L(k-1)$$
(4.3)

αν

$$\Delta P_L(k) > 0 \quad \rightarrow i_{sd}(k) = i_{sd}(k-1) - \Delta i_{sd}(k) \tag{4.4}$$

Δηλαδή κατά την χρονική στιγμή (k) το  $i_{sd}$ , μεταβάλλεται κατά  $\Delta i_{sd}(k)$  με φορά αντίθετη από την προηγούμενη μεταβολή της χρονικής στιγμής (k-1),

αν

$$\Delta P_L(k) < 0 \rightarrow i_{sd}(k) = i_{sd}(k-1) + \Delta i_{sd}(k)$$

$$(4.5)$$

Δηλαδή κατά την χρονική στιγμή (k) το  $i_{sd}$ , μεταβάλλεται κατά  $\Delta i_{sd}(k)$  με φορά ίδια με την προηγούμενη μεταβολή της χρονικής στιγμής (k-1).

#### 4.1.8. Τα όρια των προσαρμοστικών (adaptive) ελεγκτών αναζήτησης ασαφούς λογικής για την μείωση της μαγνητικής ροής ΗΚΣ

Οι ελεγκτές αναζήτησης ασαφούς λογικής που είναι προσαρμοστικού τύπου (adaptive), στην αναζήτηση του σημείου βέλτιστης απόδοσης ενός κινητήριου συστήματος μειώνουν την μαγνητική ροή βηματικά με μεταβλητό βήμα, παρουσιάζουν τα όρια λειτουργίας των συνηθισμένων προσαρμοστικών ελεγκτών, που μπορεί να συνοψιστούν στα παρακάτω σημεία:

- Η τιμή της μεταβλητής που ρυθμίζεται μετριέται μόνο μετά την αποκατάσταση της σταθερής λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία. Όταν ο αλγόριθμος πλησιάζει το σημείο βέλτιστης λειτουργίας λόγω του μειωμένου μαγνητικού πεδίου ο χρόνος αποκατάστασης της ισορροπίας αυξάνει και αυτό ανακλά και στην αύξηση του χρόνου της περιόδου δειγματοληψίας των μετρήσεων και συνολικά επιβαρύνεται ο συνολικός χρόνος σύγκλισης του αλγόριθμου.
- 2. Όταν συμβαίνουν μεγάλες διαταραχές φορτίου στον κινητήρα, είναι αποδεκτά τα μεγάλα θετικά βήματα μεταβολών (μεγάλη αύξηση) ενώ τα μεγάλα αρνητικά βήματα έχουν όρια. Αυτό εξηγείται γιατί στις μεγάλες αλλαγές φορτίου πρέπει να αυξηθεί κατά πολύ η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή.
- Η μείωση του βήματος αλλαγών στην μεταβλητή Δy, έχει δύο αρνητικές επιπτώσεις στην εύρεση του βέλτιστου σημείου λειτουργίας:
  - οι αλλαγές της Δy δεν μετρούνται σωστά,
  - το επίπεδο του θορύβου των μετρήσεων καθορίζει το ελάχιστο όριο της αλλαγής της διάρκειας του βήματος αλλαγών της μεταβλητής ελέγχου Δu.

#### 4.1.9. Τα πλεονεκτήματα των προσαρμοστικών ελεγκτών αναζήτησης για την μείωση της μαγνητικής ροής ΗΚΣ

- Ο ελεγκτής δεν χρειάζεται την γνώση των παραμέτρων του συστήματος και μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιαδήποτε κινητήρα και μετατροπέα ισχύος. Ο έλεγχος παρουσιάζει σταθερότητα όσο αφορά τις μεταβολές της θερμοκρασίας και του κορεσμού του κινητήρα.
- 2. Οι ελεγκτές μπορούν χρησιμοποιήσουν για είσοδο οποιοδήποτε μέγεθος μπορεί να επηρεάσει την μαγνητική ροή του κινητήρα. Όταν οι μετρήσεις της ρυθμιζόμενης μεταβλητής γίνεται στην είσοδο του μετατροπέα ισχύος (πχ στην DC σύζευξη) στην μείωση των απωλειών περιλαμβάνονται οι απώλειες του κινητήρα και οι απώλειες του μετατροπέα ισχύος. Επίσης οι αρμονικές που περιλαμβάνονται στις κυματομορφές της τάσης εισόδου στην DC σύζευξη είναι χαμηλότερες από αυτές που περιλαμβάνονται στις κυματομορφές της τάσης στην DC σύζευξη να μετρούνται ευκολότερα και να είναι ακριβέστερες.
- Ένας μη προσαρμοστικός ελεγκτής μείωσης της μαγνητικής ροής χρειάζεται σχετικά πολύ χρόνο για να εντοπίσει το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του κινητήριου

συστήματος (βέλτιστη μαγνητική ροή). Ο προσαρμοστικός έλεγχος μπορεί να βελτιώσει τον χρόνο αναζήτησης με την δυνατότητα αλλαγής του βήματος των μεταβολών. Το κύριο πλεονέκτημα του ασαφή ελεγκτή αναζήτησης είναι η γρήγορη σύγκλιση στην εύρεση του βέλτιστου σημείου αναζήτησης λόγω της δυνατότητά του να έχει προσαρμοστικό βήμα στις μεταβολές της μεταβλητής ελέγχου. Αυτό σημαίνει ότι η μείωση της μεταβλητής ξεκινά με ένα μεγάλο βήμα το οποίο βαθμιαία μειώνεται.

4. Άλλο σημαντικό πλεονέκτημα των ασαφών ελεγκτών είναι ότι μπορούν να δεχτούν σήματα χωρίς ακρίβεια μέτρησης και με πολύ θόρυβο.

#### 4.1.10. Παραγωγή κώδικα αλγόριθμου ασαφή ελεγκτή στην Simulink

Τους ασαφείς ελεγκτές της παρούσας διατριβής τους αναπτύσσω στην Simulink. Στο περιβάλλον προσομοίωσης της Simulink τους ρυθμίζω με την μέθοδο δοκιμής και λάθους. Μόλις ολοκληρωθεί αυτή η διαδικασία, με χρήση κατάλληλων Toolbox της Simulink επιτυγχάνεται η αυτόματη παραγωγή κώδικα σε C για να εκτελείται από την Simulink ή από μικροεπεξεργαστές (DSPs). Η Simulink δίνει την δυνατότητα αυτόματης παραγωγής κώδικα που εκτελείται από DSP σε πραγματικό χρόνο. Ο αναλυτικός τρόπος γρήγορης ανάπτυξης αλγόριθμων και αυτόματης παραγωγής κώδικα για DSP περιγράφεται στα Κεφάλαια 8 και 9.

#### 4.2. Προτεινόμενο σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών (ΕΕΑ) βασισμένη σε ελεγκτές ασαφούς λογικής

Για να ικανοποιηθούν οι στόχοι που έχουν τεθεί στην παρούσα διατριβή, που αφορούν τον έλεγχο μείωσης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος, σε πραγματικό χρόνο, στις περιπτώσεις που δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών του κινητήριου συστήματος, αναπτύσσω μια σειρά διαφορετικών συστημάτων ελέγχου ΕΕΑ με σκοπό την μείωση της μαγνητικής ροής κινητήρων και την βελτίωση της απόδοσης, βασισμένα σε ένα σύνολο ελεγκτών ασαφούς λογικής (FLC) αναλογικού - ολοκληρωτικού (PI) τύπου και συμβατικών ελεγκτών.

Στα περισσότερα συστήματα ελέγχου βελτιστοποίησης της απόδοσης με μείωση των απωλειών του ΗΚΣ της βιβλιογραφίας, όπως το χαρακτηριστικό παράδειγμα του ασαφή ελεγκτή αναζήτησης της [5], βλέπε 0, στις περιπτώσεις που συμβαίνει αλλαγή στην κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα, το ρεύμα διέγερσης αποκαθίσταται στην ονομαστική του τιμή και στη συνέχεια όταν διαπιστωθεί νέα κατάσταση ισορροπίας, με μικρά βήματα αλλαγών αναζητείται η νέα βέλτιστη τιμή διέγερσης του κινητήρα. Το προτεινόμενο σύστημα ΕΕΑ ασαφή ελέγχου αυτού του Κεφαλαίου καθώς και όλοι οι προτεινόμενοι έλεγχοι αυτής της διατριβής, έχουν το κοινό χαρακτηριστικό ότι αποτελούνται από ένα υποσύστημα ελέγχου ασαφούς λογικής για την μείωση της μαγνητικής ροής του κινητήρα με συνέπεια την μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών, που συνδέεται λειτουργικά σαν εξωτερικός βρόχος με το υποσύστημα ελέγχου που εκτελεί μια συμβατική τεχνική ελέγχου λειτουργίας του κινητήριου συστήματος, πχ διανυσματικό έλεγχο.

Το σήμα εξόδου που παράγεται από το ασαφές υποσύστημα μείωσης των απωλειών αποτελεί επιπλέον καθοριστική πληροφορία εισόδου (input) για το υποσύστημα του συμβατικού διανυσματικού ελεγκτή του ηλεκτρικού κινητήρα και κατά συνέπεια και στον ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος, με σκοπό την βέλτιστη απόδοση και λειτουργία του κινητήριου συστήματος. Συγκεκριμένα το υποσύστημα ελέγχου ασαφούς λογικής στον προτεινόμενο ελεγκτή αυτού του Κεφαλαίου παράγει:

- (i) σήμα ελέγχου από ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης που μειώνει την μαγνητική ροή του διάκενου του στάτη του κινητήρα μέχρι να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες ισχύος του κινητήριου συστήματος στις καταστάσεις ισορροπίας,
- (ii) σήμα ελέγχου από ασαφή ελεγκτή που αυξάνει την τρέχουσα μαγνητική ροή του διάκενου του στάτη του κινητήρα σε νέα τιμή μαγνητικής ροής διάκενου μικρότερης της ονομαστικής, όταν συμβαίνουν μεταβατικές καταστάσεις λόγω αλλαγών ταχύτητας ή ροπής αναφοράς,
- (iii) σήμα ελέγχου από συμβατικό ελεγκτή PI ή εναλλακτικά από ασαφή ελεγκτή, για τον προσδιορισμό της αντιστάθμισης της συνιστώσας του ρεύματος ροπής του στάτη για να εξαλειφθεί το φαινόμενο της ταλάντωσης της ροπής φορτίου που οφείλεται στις μεταβατικές καταστάσεις λόγω των απότομων αλλαγών φορτίου αναφοράς και την κυμάτωση της ροπής που οφείλεται στις αλλαγές της μαγνητικής ροής λόγω του ασαφή ελέγχου στην κατάσταση ισορροπίας.

#### 4.2.1. Παράδειγμα εφαρμογής του προτεινόμενου ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών

Το Σχήμα 4.11: δείχνει σε λειτουργικό διάγραμμα την ενσωμάτωση του προτεινόμενου συστήματος ασαφούς ελέγχου ΕΕΑ (6), σε ένα ήδη εγκατεστημένο σύστημα ελέγχου ταχύτητας (7), ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος, για την υποδειγματική εφαρμογή κίνησης κυλιόμενης σκάλας (5).



Σχήμα 4.11: Πηγή: Σεργάκη Ελευθερία, Δίπλωμα Ευρεσιτεχνίας Αριθμ. 1006612, Διεθνής ταξ/ση (INT.CL) HO2P 21/08, 5-9-2008 μέχρι 6-9-2028, [9].

Παρόλο που η εφαρμογή αναφέρεται σε έλεγχο κίνησης κυλιόμενης σκάλας (5) θα μπορούσε να αναφέρεται σε οποιοδήποτε τύπο συσκευής που χρησιμοποιεί ένα ή περισσότερους ηλεκτρικούς κινητήρες. Για παράδειγμα η ηλεκτρονική διάταξη του ελεγκτή του σχήματος Σχήμα 4.11: θα μπορούσε να ενσωματωθεί σε ηλεκτρικό αυτοκίνητο, σε σκαπτικό μηχάνημα, σε ρομποτικό μηχανισμό και σε πολλούς άλλους τύπους μηχανών. Στο υπόδειγμα εφαρμογής ο έλεγχος της ταχύτητας της κυλιόμενης σκάλας (5) γίνεται με την τεχνική της ρυθμιζόμενης μαγνητικής ροής με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (7). Η μονάδα ελέγχου (7) είναι σύστημα συμβατικού διανυσματικού ελέγχου, όπως δείχνει το Σχήμα 4.12: , περιλαμβάνει υποσυστήματα τα οποία συνεργάζονται και αλληλεπιδρούν για να ανταπεξέλθουν στην εκάστοτε απαίτηση χρήσης (ροπής φορτίου και ταχύτητας αναφοράς) του ηλεκτρικού κινητήρα (4). Στη μονάδα ελέγχου (7) ενσωματώνονται οι λειτουργίες ομαλής εκκίνησης και στάσης του κινητήρα, πρόσθετες διαδικασίες ασφαλούς λειτουργίας του κινητήρα (που δεν δείχνονται στα σχήματα) και αλγόριθμοι για τη ακριβή μέτρηση των κρίσιμων λειτουργικών παραμέτρων, όπως η ταχύτητα, η ροπή, τα φασικά ρεύματα.

Όπως δείχνει το Σχήμα 4.11: η συσκευή περιλαμβάνει μια πηγή ισχύος (1) (πχ μηχανή εσωτερικής καύσης, πετρελαιοκινητήρα) που δίνει κινητική ενέργεια στο ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα (που αποτελείται από τα υποσυστήματα 2,3,4,6,7) μέσω μηχανικής

σύζευξης. Το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα με τη σειρά του συνδέεται με μηχανικό τρόπο με κυλιόμενη σκάλα (5). Η πηγή ισχύος (1) μπορεί να είναι μια πηγή ανανεώσιμης πηγής ενέργειας όπως κυψέλη καυσίμου (fuell cell). Το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα αποτελείται από μια πηγή ηλεκτρικής ισχύος (γεννήτρια) (2) που δίνει ηλεκτρική ενέργεια στον μετατροπέα (3). Η μονάδα ελέγχου (6-7) ελέγχει τον μετατροπέα ισχύος προκειμένου να ελέγχεται η λειτουργία του ηλεκτρικού κινητήρα (4). Ο ηλεκτρικός κινητήρας (4) μπορεί να είναι: (i) επαγωγικός κινητήρας, (ii) σύγχρονος κινητήρας, (iii) κινητήρας μόνιμου μαγνήτη, (iv) σύγχρονος κινητήρας μαγνητικής αντίστασης και (v) DC κινητήρας. Σε όλες αυτές τις περιπτώσεις ο στάτης του κινητήρα χωρίζεται από τον δρομέα του κινητήρα με ένα διάκενο. Η πηγή ηλεκτρικής ισχύος (2) μπορεί να είναι μια οποιουδήποτε τύπου τριφασική γεννήτρια (πχ μόνιμου μαγνήτη), διαμορφωμένη ώστε να παράγει εναλλασσόμενη ηλεκτρική ισχύ. Η πηγή ισχύος (2) τίθεται σε λειτουργία παίρνοντας περιστροφική κινητική ενέργεια από πηγή ισχύος (1) μέσω μηχανικής σύζευξης (πχ στροφαλοφόρου άξονα ή κάποιου υδραυλικού συστήματος). Η πηγή (2) εκτός από γεννήτρια μπορεί να είναι οποιοσδήποτε τύπος πηγής ηλεκτρικής ενέργειας, όπως πχ μπαταρία. Η πηγή ισχύος (2) συνδέεται λειτουργικά με τον μετατροπέα (inverter) (3) μέσω της γραμμής ισχύος (power line) (8) ή κάποιου άλλου μέσου μεταφοράς ηλεκτρικού ρεύματος. Ο μετατροπέας ισχύος (3) μπορεί να διαχειρίζεται το ρεύμα ή την τάση που παίρνει σαν είσοδο από την πηγή (2) και να εφαρμόζει στη συνέχεια ρεύμα ή τάση στον ηλεκτρικό κινητήρα (4) μέσω της γραμμής ισχύος (9). Οι γραμμές ηλεκτρικής ισχύος (8 – 9) μπορεί να περιλαμβάνουν όσες γραμμές απαιτούνται για την μεταφορά ηλεκτρικού ρεύματος. Ο μετατροπέας (3) είναι ένας συνηθισμένος κοινός μετατροπέας. Η διάταξη του μετατροπέα ισχύος (3) περιλαμβάνει διακόπτες τύπου IGBT και διόδους επειδή μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ηλεκτρικούς κινητήρες μικρής και μεσαίας ισχύος επίσης. Μπορεί να περιλαμβάνει περισσότερα στοιχεία από αυτά που φαίνονται στο σχήμα, όπως πυκνωτές, μικροεπεξεργαστές (microprocessors), μονάδα αποθήκευσης αποφάσεων.

Ο μετατροπέας ισχύος (3), βλέπε Σχήμα 4.11: Σχήμα 4.12: και Σχήμα 4.13:, ελέγχεται με σήματα έναυσης, πχ ημιτονοειδούς μορφής, με δυνατότητα ελέγχου του πλάτους και της συχνότητας της εξόδου του. Τα σήματα ελέγχου για τον μετατροπέα ισχύος παράγονται από μια τεχνική συμβατικού διανυσματικού ελέγχου, από μια μονάδα οδήγησης λογισμικού (software).



Σχήμα 4.12: Το σήμα εξόδου του "Ασαφούς Συστήματος Βέλτιστου Ελέγχου", block '6', αποτελεί επιπλέον καθοριστική πληροφορία εισόδου (input) για τον συμβατικό διανυσματικό ελεγκτή, block '7'. Πηγή: Σεργάκη Ελευθερία, [9].





Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.13: , στην περίπτωση της παρούσας υποδειγματικής εφαρμογής χρησιμοποιείται η μέθοδος PWM (Pulse Width Modulator) ρεύματος (73), έτσι ώστε να παράγονται από το ηλεκτρονικό κύκλωμα (hardware) οδήγησης PWM τα ρεύματα φάσης του στάτη (004) για τον ηλεκτρικό κινητήρα (4). Το ηλεκτρονικό κύκλωμα οδήγησης PWM δεν δείχνεται στα σχήματα και υλοποιείται με διακριτά αναλογικά και ψηφιακά στοιχεία. Ο ελεγκτής τάσης (73) στο Σχήμα 4.12: 2 (που περιλαμβάνεται στο υποσύστημα διανυσματικού ελέγχου (7)) περιέχει αποθηκευμένο στη μνήμη του το λογισμικό για να μπορεί να συγκρίνει τις τιμές της τάσης και της συχνότητας του στάτη που υπολογίστηκαν από τον διανυσματικό ελεγκτή (72) με τιμές από πίνακες αναφοράς ή από γραφήματα ή από εξισώσεις που έχει υποθηκευμένα στην μνήμη του για να δημιουργήσει τα κατάλληλα σήματα που πρέπει να αποσταλούν στην μονάδα υλικού της οδήγησης PWM του μετατροπέα (που δεν φαίνεται στα σχήματα) για να παράγει ο μετατροπέας (3) την τάση που διεγείρει τον στάτη του κινητήρα (4). Στην περίπτωση που ο κινητήρας (4) του κινητήριου συστήματος είναι επαγωγικός χρειάζεται να ενεργοποιηθεί και το υποσύστημα του ελεγκτή ολίσθησης (74) (slip controller) στο Σχήμα 4.12: , για να υπολογιστεί και η ολίσθηση που χρειάζεται για τον υπολογισμό της συχνότητα της τάσης διέγερσης του στάτη.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.13: , ένας κοινός διανυσματικός ελεγκτής (7) περιλαμβάνει το υποσύστημα ελέγχου μαγνητικής ροής (802) στο διάκενο του κινητήρα, το υποσύστημα ελέγχου της ταχύτητας (804) και ελέγχου της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (803). Αυτά τα υποσυστήματα επεξεργάζονται τα δεδομένα που λαμβάνονται από τους αισθητήρες του κινητήρα και τις μετρήσεις στα φασικά ρεύματα εξόδου του μετατροπέα ισχύος. Στην παρούσα υποδειγματική εφαρμογή η προτεινόμενη μέθοδος για την μέτρηση της ταχύτητας είναι η εξής: το σήμα που παράγεται με την μέθοδο μέτρησης της ταχύτητας περιστροφής του ηλεκτρικού κινητήρα, αν δεν είναι περιοδικό ημιτονοειδές, οδηγείται σε ένα ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση για να παραχθεί σήμα με γωνιακή συχνότητα ανάλογη της περιστροφής του ηλεκτρικού κινητήρα. Η μέθοδος που μετρά την ταχύτητα περιστροφής του ηλεκτρικού κινητήρα μπορεί να μετρηθεί μέσω μιας ταχογεννήτριας συνδεδεμένης με τον άξονα του κινητήρα ή με οποιοδήποτε άλλο άμεσο ή έμμεσο τρόπο μέτρησης της ταχύτητας περιστροφής. Τα σήματα (unit vector) (005) και (006) που παράγονται από την μονάδα παραγωγής διανυσμάτων (unit vector generator) (801) χρησιμοποιούνται από τον διανυσματικό μετατροπέα (vector rotator) (800) για την αλλαγή συντεταγμένων από φασικά σήματα σε σήματα περιστρεφόμενου συστήματος αναφοράς προσανατολισμένου πεδίου με άξονες d και q. Τα σήματα (005) και (006) παράγονται από τον συνδυασμό του σήματος της ανάδρασης (feedback) ταχύτητας του κινητήρα (4) που παράγεται τις μετρήσεις της ταχύτητας 008 και του σήματος feedforward της συχνότητας ολίσθησης (007). Ο σύγχρονος έλεγχος του ρεύματος (711), (712) και ο μετασχηματισμός του διανυσματικού ελεγκτή (72) μετατρέπουν τον έλεγχο ρεύματος σε έλεγχο τάσης. Τα στιγμιαία ρεύματα φάσης μετά τον μετασχηματισμό τους σε ρεύματα d και q συντεταγμένων (001) και (002) αντίστοιχα, μέσω του αντίστροφου διανυσματικού μετασχηματισμού (800), συγκρίνονται με τα στιγμιαία σήματα αναφοράς (ελέγχου) (013) και (012) και μέσω αναλογικών ελεγκτών PI (710) και (711) παράγονται τα σήματα των d και q συνιστωσών τάσεων, (713) και (71) αντίστοιχα, με σκοπό να ελεγχθεί η μονάδα οδήγησης PWM (73) του μετατροπέα ισχύος (3).

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12: και Σχήμα 4.13: φαίνεται πώς ενσωματώνεται το υποσύστημα ελέγχου ενεργειακών απωλειών που τιτλοδοτείται ως «Ασαφές Σύστημα Βέλτιστου Ελέγχου» (6) ως εξωτερικός βρόχος στον συμβατικό διανυσματικό ελεγκτή (7) του κινητήριου συστήματος. Ο ασαφής ελεγκτής (61) και ο ελεγκτής ρεύματος ροπής (62) του «Ασαφούς Συστήματος Βέλτιστου Ελέγχου» (6) επεξεργάζονται τα δεδομένα των μετρήσεων των αισθητήρων αφού αυτά έχουν επεξεργαστεί από τα υποσυστήματα υπολογισμού μαγνητικής ροής (64), ηλεκτρομαγνητικής ροπής (63), απόκλισης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα (62), ισχύος εισόδου (65) (της συνεχούς τάσης εισόδου του μετατροπέα 3). Η μονάδα (62) επειδή μειώνει την ταλάντωση της ροπής του κινητήρα μπορεί να ονομαστεί αντισταθμιστής ροπής.

Το σύστημα του «Ασαφούς Συστήματος Βέλτιστου Ελέγχου» (6) και του συμβατικού διανυσματικού ελεγκτή υλοποιείται μέσω ενός ειδικού 32 bit ισχυρού μικροεπεξεργαστή DSP, (πχ του TMS320F2812 DSP). Στον ίδιο μικροεπεξεργαστή ενσωματώνονται υπολογισμοί που αφορούν την ακριβή μέτρηση των κρίσιμων λειτουργικών παραμέτρων, όπως της ταχύτητας και της ροπής. Ο συνδυασμός των ασαφών ελεγκτών (61) και του ελεγκτή ρεύματος ροπής (62) εξασφαλίζει κέρδος 2% - 30% στην κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος για την λειτουργία του κινητήριου συστήματος, ανάλογα με τις απαιτήσεις χρήσης (ροπής φορτίου και ταχύτητας) και αντιμετωπίζονται τα προβλήματα της ταλάντωσης της ροπής λόγω των αυξομειώσεων του μαγνητικού πεδίου του στάτη (αντισταθμίζεται η ταλάντωση της ροπής). Μεγαλύτερο κέρδος επιτυγχάνεται όταν το φορτίο στον κινητήρα (4) είναι πολύ χαμηλό.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12: και στο Σχήμα 4.13: ο συμβατικός διανυσματικός ελεγκτής (72) χρησιμοποιεί τις βέλτιστες τιμές των συνιστωσών d και q του ρεύματος

του στάτη που προέρχονται από τον «Ασαφές Σύστημα Βέλτιστου Ελέγχου» (6) και τις μετρήσεις από ανατροφοδότηση (feedback) των ίδιων συνιστωσών από την έξοδο του μετατροπέα για να υπολογίσει τις επιθυμητές συνιστώσες d και q της τάσης του στάτη. Το υποσύστημα που υπολογίζει τις απώλειες ισχύος (65) του κινητήριου συστήματος βρίσκεται στην μονάδα ελέγχου (61). Οι απώλειες αυτές αντιπροσωπεύουν τις απώλειες ολόκληρου του κινητήριου συστήματος (μετατροπέα ισχύος (3) και ηλεκτρικού κινητήρα (4)) γιατί ο αλγόριθμος που τις υπολογίζει συγκρίνει την μέτρηση ισχύος της συνεχούς τάσης εισόδου (DC link) του μετατροπέα (3) με την ισχύ εξόδου του κινητήρα (4).

#### 4.2.2. Αλγόριθμος για τον υπολογισμό των απωλειών

Ο αλγόριθμος υπολογισμού των απωλειών που χρησιμοποιώ βασίζεται στη σχέση  $P_{\text{Loss}}(k) = P_{\text{in}}(k)_{\text{DC-Bus}} - P_{\text{outmotor}}(k)$ (4.6)

όπου

P<sub>Loss</sub>: Ισχύς απωλειών κινητήριου συστήματος,

P<sub>inDC Bus</sub>:Ισχύς εισόδου μετατροπέα

Poutmotor: Ισχύ εξόδου κινητήρα, ο δείκτης k συμβολίζει υπολογισμό τιμής που αφορά την τρέχουσα χρονική στιγμή λειτουργίας και προκύπτει από τις τελευταίες τιμές μέτρησης.

Η ισχύς εξόδου  $P_{outmotor}(k)$  του κινητήρα υπολογίζεται περιοδικά (προκαθορισμένη περίοδο δειγματοληψίας) από την ταχύτητα που μετρείται στον άξονα του κινητήρα και την ροπή του φορτίου του κινητήρα. Η ισχύς εισόδου  $P_{in}(k)$  DC υπολογίζεται από την μονάδα υπολογισμού ισχύος εισόδου (65). Η μονάδα ελεγκτή ρεύματος ροπής (62) υπολογίζει την βέλτιστη τιμή του ρεύματος ροπής του στάτη  $i_{gs}^*$  (q συνιστώσα) σύμφωνα με το μαθηματικό μοντέλο του διανυσματικού ελέγχου (από το γινόμενο της τιμής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής αναφοράς  $T_e^*$  και της τελευταίας μέτρησης του ρεύματος διέγερσης στάτη  $i_{ds}^*$ , επί ένα συντελεστή που εξαρτάται από τα στοιχεία του κινητήρα (πόλους, επαγωγικότητα δρομέα, αμοιβαία επαγωγικότητα δρομέα στάτη)). Επιπλέον η μονάδα ελεγκτή ρεύματος ροπής (62) υπολογίζει την απόκλιση  $\Delta T_{max}$  της τελευταίας ροπής που μετρήθηκε στον κινητήρα (σχετίζεται με την τελευταία τιμή αναφοράς του ρεύματος διέγερσης ο κινητήρας.

#### 4.2.3. Αλγόριθμος για τον υπολογισμό της απόκλισης της ροπής

Ο αλγόριθμος υπολογισμού της απόκλισης της ροπής δίνεται από τη σχέση

$$\Delta T_{\max}(k) = K i_{\rm ds}(k) \left( I_{\rm s\,max}^2 - i_{\rm ds}^2(k) \right)^{1/2} \tag{4.7}$$

όπου

ο δείκτης k συμβολίζει την τρέχουσα χρονικά τιμή μέτρησης

το  $I_{s max}$  την ονομαστική τιμή διέγερσης του κινητήρα και K σταθερά του κινητήρα.

Η τιμή της απόκλισης  $\Delta T_{max}$  χρησιμοποιείται στους υπολογισμούς που εκτελούνται στο σύστημα των ασαφών ελεγκτών (61).

#### 4.2.4. Περιγραφή των ασαφών ελεγκτών που αποτελούν τον προτεινόμενο ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών

Στο Σχήμα 4.13: δείχνεται ο συνδυασμός του ελεγκτή ρεύματος ροπής (62) με τους πέντε διαφορετικούς ελεγκτές ασαφούς λογικής, τους (610, 620, 630,640, 650,) που ονομάζονται αντίστοιχα FLC-10, FLC-20, FLC-30, FLC-40, FLC-50 και αναφέρονται σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα (4) και που υπολογίζουν σε κάθε περίπτωση το ρεύμα διέγερσης του στάτη και του ρεύματος ροπής. Οι πέντε διαφορετικοί ασαφείς ελεγκτές διεκπεραιώνουν ξεχωριστές αλλά συντονισμένες εργασίες. Για να ξεκινήσει ο κινητήρας (4) διεγείρεται το μαγνητικό πεδίο του στάτη στην ονομαστική του τιμή. Αυτή η δυνατότητα είναι ιδιαίτερα σημαντική όταν ο κινητήρας (4) χρειάζεται μεγάλη ηλεκτρομαγνητική ροπή για να ξεκινήσει. Όταν επιτευχθεί μια ταχύτητα περιστροφής του άξονα του κινητήρα προαποφασισμένη ο ελεγκτής FLC-10 (610) επιτυγχάνει βελτιστοποίηση της απόδοσης (μείωση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών) του κινητήρα μέσω ελέγχου (σταδιακής μείωσης) του μαγνητικού πεδίου του στάτη. Για να σταματήσει ο κινητήρας (πέδηση) αποκαθίσταται το πλήρες μαγνητικό πεδίο του στάτη και στη συνέχεια τίθεται σε κατάσταση πέδησης. Όταν συμβαίνουν αλλαγές στις απαιτήσεις χρήσης του φορτίου και της ταχύτητας του κινητήρα ο ελεγκτή FLC-10 αναγνωρίζει ποια κατάσταση λειτουργίας υπάρχει και ενεργοποιεί τον σχετικό ασαφή ελεγκτή (FLC-10, -20, -30, -40, -50) για να ρυθμίσει βηματικά τη μαγνητική ροή του στάτη όσο χρειάζεται για να διατηρηθεί σταθερή η ταχύτητα και η ροπή του κινητήρα.

Στο Σχήμα 4.14: δείχνεται η ροή των σημάτων του «Βέλτιστου Ελεγκτή» (61). Στη ροή λειτουργίας του «Ασαφούς Συστήματος Βέλτιστου Ελέγχου» (6) η μονάδα υπολογισμού των απωλειών ισχύος (65) του κινητήριου συστήματος ενεργοποιείται (βήμα 6001) σε προκαθορισμένα τακτά διαστήματα και το σήμα εξόδου της λαμβάνεται στη συνέχεια από τον ασαφή ελεγκτή FLC-10 (610). Ο ασαφής ελεγκτής FLC-10 (610) αφενός αναγνωρίζει την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα (πχ μεταβατική ή ισορροπίας (βήμα 6002), μεταβατική με αυξημένη απαίτηση ροπής φορτίου, μεταβατική με μειωμένη απαίτηση ροπής φορτίου, κλπ) και ενεργοποιεί τον ασαφή ελεγκτή που ελέγχει την αντίστοιχη περίπτωση κατάστασης λειτουργίας (βήμα 6003 ή 6005) και αφετέρου είναι ο ασαφής ελεγκτής που αποφασίζει την βέλτιστη ρύθμιση της διέγερσης του κινητήρα όταν αυτός λειτουργεί σε κατάσταση ισορροπίας (βήμα 6003) με κριτήριο την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος του κινητήριου συστήματος. Μετά από βηματικές μεταβολές της μεταβλητής ελέγχου, όταν βεβαιωθεί ο ελεγκτής ότι εντοπίσθηκε η βέλτιστη τιμή διέγερσης (βήμα 6004), ξεκινά νέος κύκλος εργασιών (βήμα 6001) του ελεγκτής FLC-10 (610). Στο βήμα 6005 ο ασαφής ελεγκτής FLC-10 (610) έχει ενεργοποιήσει έναν από τους υπόλοιπους τέσσερεις άλλους ασαφείς ελεγκτές:

- τον ασαφή ελεγκτή FLC-20 (620) για την ρύθμιση της διέγερσης του κινητήρα όταν αυτός λειτουργεί στην μεταβατική κατάσταση όπου αυξάνεται η απαίτηση ταχύτητας περιστροφής αναφοράς με κριτήριο το σφάλμα πραγματικής ταχύτητας από την ταχύτητα αναφοράς και της μεταβολής του σφάλματος της πραγματικής ταχύτητας,
- τον ασαφή ελεγκτή FLC-30 (630) για την ρύθμιση της διέγερσης του κινητήρα όταν αυτός λειτουργεί στην μεταβατική κατάσταση όπου μειώνεται η απαίτηση ταχύτητας αναφοράς με κριτήριο το σφάλμα πραγματικής ταχύτητας και της μεταβολής του σφάλματος της πραγματικής ταχύτητας,
- τον ασαφή ελεγκτή FLC-40 (640) για την ρύθμιση της διέγερσης του κινητήρα όταν αυτός λειτουργεί στην μεταβατική κατάσταση όπου αυξάνεται η απαίτηση ροπής φορτίου αναφοράς με κριτήριο το σφάλμα πραγματικής ταχύτητας και του σφάλματος ροπής φορτίου αναφοράς του κινητήρα,

- τον ασαφή ελεγκτή FLC-50 (650) για την ρύθμιση της διέγερσης του κινητήρα όταν αυτός λειτουργεί στην μεταβατική κατάσταση όπου μειώνεται η απαίτηση ροπής φορτίου αναφοράς με κριτήριο το σφάλμα πραγματικής ταχύτητας και του σφάλματος πραγματικής ροπής του κινητήρα,
- οι ασαφείς ελεγκτές (620-650) όταν ενεργοποιούνται μεταβάλουν βηματικά την μεταβλητή ελέγχου (βήμα 60060 και όταν βεβαιωθούν ότι εντοπίσθηκε η βέλτιστη τιμή διέγερσης (βήμα 6007 ενεργοποιείται ξανά ο ασαφής ελεγκτής 1 (βήμα 6001).

Το Σχήμα 4.14: δείχνει σε λειτουργικό διάγραμμα τα βήματα ελέγχου της υποδειγματικής εφαρμογής του προτεινόμενου συστήματος βέλτιστου ασαφούς ελέγχου.



Σχήμα 4.14: Βήματα ελέγχου του προτεινόμενου συστήματος ασαφούς ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών. Πηγή: Σεργάκη Ελευθερία, [9].



Στο Σχήμα 4.15: φαίνεται η λειτουργία ελεγκτή FLC-10 (610) του του συστήματος ασαφών ελεγκτών (61) που ελέγχει το ρεύμα διέγερσης αναφοράς  $i^*_{ds}(k)$  στις καταστάσεις ισορροπίας έχει δύο εισόδους: τις απώλειες ισγύος ολόκληρου του κινητήριου συστήματος  $P_{Total Loss}(k)$  και την τελευταία βέλτιστη βηματική μεταβολή του ρεύματος διέγερσης του στάτη  $L\Delta i_{ds}^*$ . Το πεδίο ορισμού των κανονικοποιημένων τιμών των γλωσσικών μεταβλητών εισόδου και εξόδου του ελεγκτή (610) είναι το υπερσύνολο αναφοράς [-1,1]. Τα  $G\Delta$ ,  $G\Delta P$ είναι συντελεστές κλιμάκωσης για να μετατραπούν οι πραγματικές τιμές των μεταβλητών εξόδου και εισόδου αντίστοιχα σε κανονικοποιημένες (pu).

Σχήμα 4.15: Ασαφής ελεγκτής τύπου αναζήτησης για τον έλεγχο ΕΕΑ σε καταστάσεις ισορροπίας (Steady-State) του ΗΚΣ.



Στο Σχήμα 4.16: φαίνεται η λειτουργία των ελεγκτών FLC-20 και FLC-30 (620-630) του συστήματος ασαφών ελεγκτών (61) που ρυθμίζουν το ρεύμα  $i^*_{ds}(k)$  που παράγει την μαγνητική ροή διάκενου. Ο FLC-20 αυξάνει και ο FLC-30 μειώνει την μαγνητική ροή του διάκενου του στάτη του κινητήρα που έχει δημιουργηθεί από το σήμα ελέγχου ελεγκτή (610) σε νέα τιμή μεγαλύτερης ή μικρότερης της μέχρι ονομαστικής αντίστοιχα, να ανταποκριθεί το κινητήριο σύστημα σε απαιτήσεις μεγαλύτερης ή μικρότερης ταχύτητας αναφοράς σε μεταβατική κατάσταση που ακολουθεί μια κατάσταση ισορροπίας, έχουν μεταβλητές εισόδου τους το σφάλμα την μέτρησης της πραγματικής ταχύτητας του κινητήρα από την τιμή αναφοράς της ταχύτητας  $\Delta \omega_r$ , E ρι, και η μεταβολή αυτού του σφάλματος ταχύτητας, CE pu. Το πεδίο ορισμού των κανονικοποιημένων τιμών των γλωσσικών μεταβλητών εισόδου και εξόδου του ελεγκτή (620) είναι το υπερσύνολο αναφοράς [0,1] και του ασαφή ελεγκτή 630 το υπερσύνολο αναφοράς [-1,0]. Τα GE,  $G\Delta$ , GCEείναι συντελεστές κλιμάκωσης για να μετατραπούν οι πραγματικές τιμές των μεταβλητών εξόδου και εισόδου σε κανονικοποιημένες τιμές (pu).

Σχήμα 4.16: Ασαφής ελεγκτής ΕΕΑ για τις μεταβατικές καταστάσεις (Transient State) λόγω αλλαγής ταχύτητας του ΗΚΣ.



Στο Σχήμα 4.17: φαίνεται η λειτουργία των ελεγκτών FLC-40 και FLC-50 (640-650) του συστήματος ασαφών ελεγκτών (61) που ρυθμίζουν την παράμετρο ρύθμισης της μαγνητικής ροής διάκενου  $i_{ds}^{*}(k)$ . Ο FLC-40 αυξάνει και ο FLC-50 μειώνει την μαγνητική ροή του διάκενου του στάτη του κινητήρα που έγει δημιουργηθεί από το σήμα ελέγχου ελεγκτή (610) σε νέα τιμή μαγνητικής ροής διάκενου μεγαλύτερης ή μικρότερης της ονομαστικής αντίστοιχα, μέχρι να ανταποκριθεί το κινητήριο σύστημα σε απαιτήσεις μεγαλύτερης ή μικρότερης αναφοράς μεταβατική ροπής σε κατάσταση που ακολουθεί μια κατάσταση ισορροπίας, έχουν μεταβλητές εισόδου τους το σφάλμα της μέτρησης της πραγματικής ταχύτητας του κινητήρα από την τιμή αναφοράς της ταχύτητας  $\Delta \omega_r$  και την απόκλιση της ροπής αναφοράς  $\Delta T^*_{max}$ του κινητήρα που αναπτύσσεται από τον κινητήρα σε κάθε παρούσα χρονική στιγμή λόγω της μειωμένης μαγνητικής ροής από την μέγιστη ροπή που μπορεί να αναπτύξει κινητήρας όταν λειτουργεί uε 0 ονομαστική τιμή μαγνητικής ροής. Το πεδίο ορισμού των κανονικοποιημένων γλωσσικών τιμών των μεταβλητών εισόδου και εξόδου του ελεγκτή (640) είναι το υπερσύνολο αναφοράς [0,1] και του ασαφή ελεγκτή (650) το υπερσύνολο αναφοράς [-1,0]. Τα GΔ, GE, GDT είναι κλιμάκωσης συντελεστές για να μετατραπούν οι πραγματικές τιμές των μεταβλητών εξόδου και εισόδου σε κανονικοποιημένες τιμές (pu).

Σχήμα 4.17: Ασαφής ελεγκτής ΕΕΑ για τις μεταβατικές καταστάσεις (Transient State) λόγω αλλαγής της ροπής. Οι ασαφείς κανόνες των ασαφών μεταβλητών εισόδου και εξόδου του κάθε ασαφή ελεγκτή ταξινομούνται στα κελιά πινάκων, οι δύο είσοδοι στην πάνω σειρά και στην αριστερή στήλη, και η έξοδος στο εσωτερικό του πίνακα. Τα διαφορετικά πεδία τιμών των ασαφών μεταβλητών ορίζονται με συνδυασμό των γραμμάτων: N (Negative), P (Positive), B (Big), S (Small), M Medium), Z (Zero), πχ: PB σημαίνει Positive Big.

Οι πίνακες ασαφών κανόνων που χρησιμοποιώ είναι οι παρακάτω:

$\Delta P_L[K] \setminus L \Delta i^*_{sd}[k-1]$	$N \in [-1, -0.1]$	$P \in [0.1,1]$
NB= -1	NB	PB
NM= -0.7	NM	PM
NS=-0.4	NS	PS
0.00	Z	Z
PS= 0.4	PS	NS
PM= 0.7	PS	NS
PB= 1	PM	NM

Πίνακας 4.1: Ασαφείς κανόνες του FLC-10 (FLSC) για τις καταστάσεις ισορροπίας.

Πίνακας 4.2: Ασαφείς κανόνες του FLC-20 για τις μεταβατικές καταστάσεις λόγω
αύξησης ταχύτητας.

$E_{\omega} \backslash CE_{\omega}$	NB= -0.85	NM= -0.60	NS= -0.30	0.00
0.00	Z	Z	Z	Z
PS= 0.75	Z	Z	PS	PB
PM= 1.4	PS	PS	PM	PB
PB= 2.1	PS	PM	PM	PB

Πίνακας 4.3: Ασαφείς κανόνες του FLC-30 για τις μεταβατικές καταστάσεις λόγω
μείωσης ταχύτητας.

$E_{\omega} \backslash CE_{\omega}$	0.00	PS= 0.75	PM= 1.10	PB=1.40
0.00	Z	Z	Z	Z
NS=-0.30	NB	NS	Z	Z
NM= -0.60	NB	NS	NS	NS
NB= -0.85	NB	NM	NM	NS

$E_{\omega} E_T$	0.00	PS= 0.75	PM=1.10	PB= 1.40
0.00	Z	Z	PS	PB
PS= 0.30	Z	PS	PM	PB
PM= 0.60	PS	РМ	PM	PB
PB= 0.85	PS	PM	PM	PB

Πίνακας 4.4: Ασαφείς κανόνες του FLC-40 για τις μεταβατικές καταστάσεις λόγω αύξησης ροπής.

<b>Πίνακας 4.5:</b> Ασαφείς κανόνες του FLC-50 για τις μεταβατικές καταστάσεις λόγα	D
μείωσης ροπής.	

$E_{\omega} E_T$	NB= -0.85	NM= -0.60	NS= -0.30	0.00
0.00	PS	PM	PB	Z
NS= -0.30	PS	РМ	РВ	PB
NM= -0.60	PS	РМ	РВ	PB
NB= - 0.85	PS	PM	PB	PB

#### 4.2.5. Χαρακτηριστικά των ασαφών ελεγκτών που χρησιμοποιώ

Οι ασαφείς ελεγκτές του προτεινόμενου συστήματος είναι τύπου αναλογικού ολοκληρωτή (PI) ασαφείς ελεγκτές. Τα ασαφή σύνολα ορίζονται μέσω διακριτών συνόλων υποστήριξης τριγωνικής μορφής, η επιλεχθείσα συνάρτηση συνεπαγωγής είναι η MAX-MIN και στη διαδικασία διερεύνησης για τους συνεισφέροντες κανόνες επιλέγεται η κεντροειδής μέθοδος από-σαφοποίησης (ή Κέντρου Βάρους) που χρησιμοποιεί όλους τους διαθέσιμους κανόνες στα κανονικοποιημένα υπερσύνολα αναφοράς. Η υλοποίηση γίνεται σε γλώσσα C σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP – Digital Signal Processor).

Κατά την διάρκεια της σχεδίασης του ασαφούς υποσυστήματος στο παράθυρο Rule Viewer του «εργαλείου» λογισμικού Fuzzy Toolbox του MATLAB<sup>(R)</sup> μπορούμε πολύ εύκολα να δούμε τη συμπεριφορά του συστήματος και να έχουμε καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας των κανόνων.

Τα βήματα και το μέγεθος των βημάτων αναζήτησης των ασαφών ελεγκτών αναζήτησης στον εντοπισμό του σημείου λειτουργίας του κινητήρα όπου παρουσιάζει ελάχιστες απώλειες επηρεάζουν την αποδοτικότητά τους. Για την καλή επιλογή αυτών των μεγεθών, μπορεί ο μελετητής είτε να βασιστεί στην διαίσθησή του και να δοκιμάσει διάφορες τιμές με την μέθοδο δοκιμής και λάθους ή μπορεί να τα υπολογίσει μέσω της βελτιστοποίησης μιας συνάρτησης κριτηρίου. Η συνάρτηση κριτηρίου πρέπει να εκφράζει και να ποσοτικοποιεί την ποιότητα ελέγχου του ελεγκτή και να μετατρέπει το πρόβλημα εντοπισμού του σημείου ελάχιστης τιμής απωλειών ισχύος  $P_L$  σε συνάρτηση με την ροή, σε μεγιστοποίηση της συνάρτησης κοι κριτηρίου του ελεγκτή. Τα κριτήρια που μπορούμε να θέσουμε στην συνάρτηση κριτηρίου των ασαφών ελεγκτών αναζήτησης είναι τα εξής:

 Η ταχύτητα σύγκλισης του αλγόριθμου, που μπορεί να ορισθεί από τον αριθμό των βημάτων αναζήτησης.

- Το επιθυμητό μέγιστο μέγεθος των μεταβολών του ρεύματος σε κάθε μεταβολή, Δi<sub>sd min</sub>, (θεωρητικά Δi<sub>sd\_min</sub> =0).
- Το επιθυμητό μέγεθος της απόκλισης του βέλτιστου ρεύματος i<sub>sd</sub>\* από το πραγματικό βέλτιστο ρεύμα.

Ο αναγνώστης μπορεί να δει αναλυτικότερα την ανάπτυξη μιας τέτοιας συνάρτησης κριτηρίου στο Παράρτημα 10.

#### 4.3. Υλοποίηση του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών ασαφούς λογικής στην Simulink

Η μοντελοποίηση του αλγόριθμου βέλτιστου ελέγχου στην Simulink, που αναπτύσσω σε αυτήν την ενότητα υλοποιεί μια τροποποιημένη παραλλαγή του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου που περιγράφτηκε στην ενότητα 4.2 αυτού του Κεφαλαίου. Στην προσομοίωση η μέτρηση της ισχύος απωλειών που προβλέπει ο αλγόριθμος γίνεται θεωρητικά από την προσεγγιστική σχέση

$$P_{L} = P_{cu} + P_{Fe} = (R_{s} + R_{a})i_{q}^{2} + R_{s}i_{d}^{2}$$
(4.8)

όπου

- *i<sub>q</sub>*, *i<sub>d</sub>*, είναι οι συνιστώσες του ρεύματος του στάτη στο ορθογώνιο περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς και υπολογίζονται από τον IFOC έλεγχο.
- $R_s$ ,  $R_a$ , είναι οι αντιστάσεις του στάτη και του δρομέα του επαγωγικού κινητήρα.

Η τροποποίηση του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου που περιγράφτηκε στην ενότητα 4.2 αφορά στην χρήση δύο ασαφών ελεγκτών αντί τεσσάρων διαφορετικών ασαφών ελεγκτών. Δηλαδή για τον έλεγχο των διαφορετικών μεταβατικών καταστάσεων χρησιμοποιώ μόνο δύο ασαφείς ελεγκτές, τον FLC2 για έλεγχο στις περιπτώσεις μεταβατικών καταστάσεων λόγω αύξησης ή ελάττωσης της ταχύτητας και τον FLC3 για έλεγχο στις περιπτώσεις λόγω αύξησης ή ελάττωσης της ροπής, όπως παρουσιάζεται στην [11].

Για την εύρεση της καλύτερης λύσης απόδοσης των ασαφών ελεγκτών δοκιμάζω διαφορετικούς συνδυασμούς κανόνων, συναρτήσεων συμμετοχής και ελάχιστου βήματος στο ρεύμα διέγερσης, βασισμένη στην εμπειρία και την διαίσθησή μου. Ορίζω οι τιμές όλων των κανονικοποιημένων (pu) μεταβλητών κατάστασης να ανήκουν στο πεδίο τιμών [-1,1], ενώ οι τιμές της βηματικής μεταβολής του ρεύματος διέγερσης του στάτη (μεταβλητής ελέγχου) να ανήκει στο [-0.65,0.65].

Από την συνάρτηση κριτηρίου, για διαφορετικές δοκιμές τιμών της ελάχιστης τιμής του βήματος του ρεύματος διέγερσης του στάτη, υπολογίστηκε ότι για  $\Delta i_{sd}$ =2% της ονομαστικής τιμής του ρεύματος διέγερσης  $i_{sdnom.}$ , η συνάρτηση κριτηρίου (βλέπε Παράρτημα 10) παίρνει μέγιστη τιμή (για  $\Delta i_{sd}$ =2% $i_{sdnom.}$  υπολογίζεται ότι C=0.8475).

Για την υλοποίηση του αλγόριθμου του ασαφή ελεγκτή αναζήτησης FLSC1 και τις προσομοιώσεις που ακολουθούν:

Ορίζω το βήμα του ρεύματος διέγερσης να μεταβάλλεται σύμφωνα με την συνθήκη:

$$0.01i_{sdn}(pu) \le \Delta i_{sd} \le 0.1i_{sdn}(pu)$$
(4.9)

όπου *i<sub>sdn</sub>* (pu) είναι η κανονικοποιημένη τιμή της ονομαστικής τιμής συνιστώσας του ρεύματος διέγερσης του στάτη. Η αρχική τιμή του ρεύματος διέγερσης να είναι η ονομαστική του τιμή.

Ορίζω η τιμή του ρεύματος διέγερσης να κυμαίνεται στα παρακάτω όρια:

$$0.3i_{sdn}(pu) \le i_{sd} \le 1.2i_{sdn}(pu) \tag{4.10}$$

 Ορίζω το πλάτος της ταλάντωσης του ρεύματος διέγερσης από την βέλτιστη θέση να είναι <u>+</u>Δi<sub>sdmin</sub>=2% της ονομαστικής τιμής του ρεύματος διέγερσης i<sub>sdnom</sub> όπου Δi<sub>sdmin</sub> είναι η ελάχιστη τιμή της μεταβολής του βήματος του ρεύματος διέγερσης i<sub>sd</sub>.

Στις προσομοιώσεις δοκιμάζω το προτεινόμενο σύστημα βέλτιστου ελέγχου για την λειτουργία του κινητήρα αρχικά με φορτίο που είναι το 0.1 του ονομαστικού, στη συνέχεια με φορτίο 0.7 του ονομαστικού και τέλος με επαναφορά του φορτίου στο 0.1 του ονομαστικού, δηλαδή

$$T_{L} = \begin{cases} 0.1T_{L} & 0 \le t \le 20s \\ 0.7T_{L} & 20 & \le t \le 40s \\ 0.1T_{L} & 40 & \le t \le 60s \end{cases}$$
(4.11)

όπου Τ<sub>L</sub> είναι η τιμή της ονομαστικής ροπής του κινητήρα.

Οι ασαφείς κανόνες για τον ασαφή βέλτιστο ελεγκτή αναζήτησης FLSC1 είναι οι ίδιοι με αυτούς του Πίνακας 4.1:.

Οι ασαφείς κανόνες του FLC2 περιέχουν τους κανόνες του Πίνακας 4.2: και του Πίνακας 4.3: και περιγράφονται στον Πίνακας 4.6: Οι ασαφείς κανόνες του FLC3 περιέχουν τους κανόνες του Πίνακας 4.4: και του Πίνακας 4.5: και περιγράφονται στον Πίνακας 4.7:

Πίνακας 4.6: Ασαφείς κανόνες του FLC2 για την μεταβατικής κατάστασης λόγω

			011 10	1.12			
$E_{\omega} \setminus CE_{\omega}$	NB= -0.85	NM=-0.60	NS=-0.30	0.00	PS= 0.75	PM= 1.10	PB= 1.45
NB= - 0.85				NB	NS	Z	Z
NM= -0.60				NB	NS	NS	NS
NS= -0.30				NB	NM	NM	NS
0.00	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
PS=0.75	Z	Z	PS	РВ			
PM= 1.40	PS	PS	PM	РВ			
PB= 2.10	PS	PM	PM	PB			

αλλαγής ταχύτητας.

Πίνακας 4.7: Ασαφείς κανόνες του FLC3 για την μεταβατικής κατάστασης λόγω αλλαγής ροπής.

$E_{\omega} \setminus E_T$	NB= -0.85	NM= -0.60	NS= -0.30	0.00	PS= 0.75	PM= 1.10	PB= 1.45
NB= -0.85	PS	PM	PB	PB			
NM= -0.60	PS	РМ	PB	PB			
NS= -0.30	PS	РМ	РВ	PB			
0.00	PS	РМ	РВ	Z	Z	PS	PB
PS=0.75					PS	PM	PB
PM= 1.45					PM	PM	РВ


Σχήμα 4.18: Συναρτήσεις συμμετοχής του σφάλματος της ταχύτητας  $E_{\omega}$ , ίδιες και για τους δύο ασαφείς ελεγκτές FLC2, FLC3 των μεταβατικών καταστάσεων.





Σχήμα 4.20: Συναρτήσεις συμμετοχής του σφάλματος ροπής *E*<sub>T</sub>, για τον ασαφή ελεγκτή FLC3 της μεταβατικής κατάστασης λόγω αλλαγών ροπής.



Σχήμα 4.21: Διάγραμμα Simulink αλγόριθμου του προτεινόμενου ασαφούς συστήματος βέλτιστου ελέγχου. Το Block 'Vector Control' περιλαμβάνει το ασαφές κομμάτι ελαχιστοποίησης απωλειών και το συμβατικό κομμάτι έμμεσου διανυσματικού ελέγχου.



Σχήμα 4.22: Διάγραμμα Simulink. Αποτελεί μέρος του αλγόριθμου και δείχνει τον συνδυασμό του ασαφούς υποσυστήματος ελέγχου (block "*I*<sup>\*</sup><sub>d</sub>(k) Fuzzy Calculation") με τα blocks του συμβατικού έμμεσου διανυσματικού ελέγχου.



Σχήμα 4.23: Διάγραμμα Simulink. Αναλυτικά τα blocks που αποτελούν το υποσύστημα block " $I_{d}^{*}(k)$  Fuzzy Calculation" από το Σχήμα 4.22: Περιλαμβάνει τα blocks υπολογισμού των απωλειών και το ασαφές υποσύστημα ελέγχου.



Σχήμα 4.24: Αναλυτικά το περιεχόμενο του block 'I<sup>\*</sup><sub>d</sub>(k) Fuzzy Calculation" από το Σχήμα 4.23: (ασαφές υποσύστημα ελέγχου). Περιλαμβάνει τον ελεγκτή ασαφούς λογικής αναζήτησης FLSC1 για τον έλεγχο σε καταστάσεις ισορροπίας, τον FLC2 για τον έλεγχο στις μεταβατικές καταστάσεις λόγω αλλαγής ροπής και τον FLC3 για τον έλεγχο σε μεταβατικές καταστάσεις λόγω αλλαγής ταχύτητας. Όλα τα αναλυτικά διαγράμματα Simulink του αλγόριθμου περιλαμβάνονται στο Παράρτημα 5. Τις προσομοιώσεις του αλγόριθμου του προτεινόμενου ελέγχου τις εκτελώ σε περιβάλλον Simulink® εγκατεστημένο σε HY με εικονικό σύστημα οδήγησης και κινητήρα (δεν έχω συνδέσει το υλικό (h/w) του πειράματος) και σε DSP έχοντας συνδεμένο το υλικό του πραγματικού κινητήρα (h/w). Η επικοινωνία του χρήστη με τον DSP γίνεται μέσα από το περιβάλλον Code Composer Studio που είναι εγκατεστημένο σε HY. Η μόνη διαφορά αυτών των προσομοιώσεων, που είναι όμως πολύ σημαντική, είναι ότι ο χρόνος προσομοίωσης στο περιβάλλον Simulink® με HY είναι μεγαλύτερος από 4 min και αυτό αποκλείει την δυνατότητα ελέγχου σε πραγματικό χρόνο.



Σχήμα 4.25: Η δομή του λογισμικού του ελέγχου ΗΚΣ που περιλαμβάνει το προτεινόμενο σύστημα ελαχιστοποίησης απωλειών με ασαφείς ελεγκτές για την ρύθμιση της βέλτιστης μαγνητικής ροής του κινητήρα, σε συνδυασμό με συμβατικό διανυσματικό έλεγχο (πχ IFOC ή DTC) για να βελτιωθεί η απόδοση του κινητήριου συστήματος.

Κατά την υλοποίηση του ελέγχου σε πραγματική εφαρμογή από την στιγμή μετατροπής των μετρήσεων από αναλογικές σε ψηφιακές (A/D) μέχρι την στιγμή που εφαρμόζεται η τάση εξόδου, υπάρχει μια καθυστέρηση  $2T_s$ , όπου  $T_s$  είναι η περίοδος δειγματοληψίας. Στο Simulink<sup>(R)</sup>, ο χρόνος δειγματοληψίας εκτέλεσης των προσομοιώσεων που δίνει καλά αποτελέσματα για τον DTC βρέθηκε με δοκιμές ότι είναι 2 μs. Η περίοδος δειγματοληψίας της ταχύτητας τίθεται στα 10 ms και ο υπολογισμός των απωλειών του συστήματος γίνεται κάθε 50 ms. Παρόλο που ο χρόνος εκτέλεσης των ασαφών υπολογισμών είναι πολύ μικρός, της τάξης των μs, επειδή ο κινητήρας δεν μπορεί να παρακολουθήσει τόσο γρήγορες εναλλαγές διέγερσης, για αυτό η επιλογή της περιόδου ενεργοποίησης του ασαφούς συστήματος βασίζεται στις χαρακτηριστικές παραμέτρους του κινητήρα. Το ασαφές σύστημα ελέγχου ενεργοποιείται με δειγματοληψία το ελάχιστο κάθε 0.5 s έως και κάθε 5 s, ανάλογα με την τιμή της επιτάχυνσης της ταχύτητας του κινητήρα (σε μικρές επιταχύνσεις χρειάζεται περισσότερος χρόνος για να συγκλίνει ο αλγόριθμος. Στο Σχήμα 4.25: δείχνεται η σειρά και ο χρόνος εκτέλεσης των διάφορων εργασιών που αποτελούν τον προτεινόμενο έλεγχο.

#### 4.4. Προσομοίωση της βηματικής ρύθμισης των συνιστωσών των ρευμάτων του στάτη με τον ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών

Η προσομοίωση του προτεινόμενου αλγόριθμου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών γίνεται στην Simulink. Τα αποτελέσματα που περιγράφουν την ρύθμιση του ρεύματος διέγερσης του στάτη και του ρεύματος δημιουργίας της ροπής του κινητήρα (στο περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς dq), στο χρόνο λειτουργίας του κινητήρα καθώς αλλάζουν οι συνθήκες λειτουργίας του δείχνονται στο Σχήμα 4.26: Ο κινητήρας ξεκινά από την ηρεμία στο t=0 s με σταθερή ονομαστική ταχύτητα (1 pu) με φορτίο 0.1 pu. Στο t=20 s αλλάζει η ροπή από 0.1 pu σε 0.7 pu και στο t=40 s αλλάζει ξανά η ροπή από 0.7 pu σε 0.1 pu. Από την συνάρτηση κριτηρίου ορίζω για τον ασαφή ελεγκτή αναζήτησης το ελάχιστο βήμα μεταβολής τους ρεύματος να είναι το 3% της ονομαστικής τιμής (Δ $i_{sd}$ min =3%  $i_{sdnominal}$ ).

Οι προσομοιώσεις αφορούν εικονικό τριφασικό επαγωγικό κινητήρα 0.25 Hp, ίδιων χαρακτηριστικών με αυτόν του πειράματος του Κεφαλαίου 10. Τα χαρακτηριστικά του κινητήρα περιγράφονται στον παρακάτω Πίνακα.

Πίνακας 4.8: Ονομαστικές τιμές χαρακτηριστικών επαγωγικού κινητήρα

προσομοιωσης.							
$P_{in}$ =180 W $U_n$ =3x380 V $\cos(\alpha)$ =0.66	$R_s = 10.98 \Omega$ $R_a = 5.572 \Omega$	<i>I<sub>dn</sub></i> =1.37 A <i>I<sub>qn</sub></i> =1.59 A	$T_{mn}$ =0.2678 s $T_{a}$ =0.0838 s				
$n_n=0.72$ $\omega=1390 \text{ rpm}$ P=2	$L_s$ =311.9 mH $L_a$ =311.9 mH $L_m$ =297 mH						

Στο Σχήμα 4.27: δείχνεται η αλλαγή των απωλειών του κινητήριου συστήματος (περιλαμβάνει τις απώλειες κινητήρα και του αντιστροφέα ισχύος) καθώς ελέγχεται με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση απωλειών με τον προτεινόμενο αλγόριθμο ΕΕΑ που χρησιμοποιεί ασαφείς ελεγκτές. Τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα μέτρησης της ισχύος δείχνονται στο Κεφάλαιο 10.

**Πίνακας 4.9:** Αποτελέσματα προσομοίωσης: Έλεγχος ΕΕΑ σε συνδυασμό με IFOC για ACIM 3-phase 0.25 Hp, 1350 rpm σε λειτουργία σταθερής ταχύτητας 1

		$pu otav \mu ctapassetat to \varphi optio T_L$
$T_L(pu)$	$P_{Loss}(W)$	Mε ενεργοποίηση του FLC2: $P_{Loss(t=20 s)} = 40.0$ (W)
0.1	3.8	<i>Χωρίς ενεργοποίηση του FLC2:</i> $P_{Loss(t=20 s)} = 62.5$ (W)
0.7	32.0	

Κατά την χρονική στιγμή t=20 s που συμβαίνει η μεταβατική κατάσταση λόγω αλλαγής ροπής από 0.1 σε 0.7 pu, αν δεν εφαρμοστεί ο ασαφής ελεγκτής FLC2 που μειώνει τις απώλειες κατά τις μεταβατικές καταστάσεις, οι συνιστώσες των ρευμάτων του στάτη παίρνουν την ονομαστική τους τιμή και οι απώλειες παρουσιάζουν μέγιστο (peak). Η τιμή αυτού του μέγιστου υπολογίζεται από τις τιμές του Πίνακα 4.8 και την σχέση (4.8)  $P_{Loss(t=20 s)}$ = 62. 5 W. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης από το Σχήμα 4.27: δείχνουν ότι με την χρήση του FLC2,  $P_{Loss(t=20 s)}$ = 40.0 W.



Σχήμα 4.26: Αποτελέσματα προσομοιώσεων όταν το ελάχιστο βήμα αλλαγής του ρεύματος διέγερσης του στάτη στον ασαφή ελεγκτή αναζήτησης είναι το 3% της ονομαστικής του τιμής (Δi<sub>sd</sub>min =3% i<sub>sdnominal</sub>). Η αλλαγή του ρεύματος ροής του στάτη (αριστερά) και η αλλαγή του ρεύματος της ροπής (δεξιά). Το ΗΚΣ έχει σταθερή ονομαστική ταχύτητα (1 pu) ενώ το φορτίο αλλάζει από 0.1 pu σε 0.7 pu [11].



#### 4.4.2. Αξιολόγηση της μείωσης των απωλειών ενέργειας λόγω του ελεγκτή FLC2 στις μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας

Η επίδραση της εφαρμογής του ασαφή ελεγκτή FLC2 κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων είναι η μείωση του χρόνου σύγκλισης κατά την επόμενη κατάσταση αποδοτικού ελέγχου σε λειτουργία ισορροπίας καθώς και η μείωση των απωλειών κατά την διάρκεια μείωσης του χρόνου σύγκλισης του αλγόριθμου. Για να αξιολογήσω την επίδραση του ελεγκτή FLC2 κάνω προσομοιώσεις με και χωρίς αυτόν. Στον Πίνακας 4.10: συνοψίζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Ο αναλυτικός αλγόριθμος παρουσιάζεται στο Παράρτημα 5. Το κινητήριο σύστημα που προσομοιώνεται αφορά PMSM, 3 phase, 1.5 kW, 220V, 50Hz, 7A, 209.3 rad/s.



- Σχήμα 4.28: Αποτελέσματα προσομοιώσεων για την αξιολόγηση της επίδρασης του FLC2 κατά την εφαρμογή του στις μεταβατικές καταστάσεις. Αλλάζει ο χρόνος σύγκλισης του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου και βελτιώνεται η μείωση των απωλειών [12].
- Πίνακας 4.10: Αποτελέσματα προσομοιώσεων (Σχήμα 4.28: ) για την αξιολόγηση της επίδρασης του FLC2 στην μείωση των απωλειών ενέργειας (Joule) κατά την διάρκεια σύγκλισης Δt του αλγόριθμου και τον χρόνο σύγκλισης του αλγόριθμου. Οι απώλειες του κινητήριου συστήματος PMSM (3 phase, 1.5 kW, 220V, 50Hz, 7A, 209.3 rad/s).

Συνθήκες λειτουργίας κινητήρα $\omega_r=1$ pu	Απώλειες (Joule) στο $\Delta t$ =2.4 s προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου	Απώλειες (Joule)         στο $\Delta t$ =2.6 s) του         βέλτιστου ελέγχου         χωρίς FLC2	Σύγκριση ελέγχων	Μείωση (%)
Αλλαγή	168.00 J	210.60 J	42.60 J	19.90 %
$T_L: 0.05 \rightarrow 0.7 \text{ pu}$				
Αλλαγή	64.8 J	91.6 J	28.8 J	29.20 %
$T_L:0.7 \rightarrow 0.05 \text{ pu}$				
<i>t</i> =100 s	86.80 W	106.50 W		
$(T_L: 0.05 \rightarrow 0.7 \text{ pu})$				
<i>T<sub>L</sub></i> : 0.7 pu	79.10+6.70 W	80.10+6.70 W	1.00 W	1.20%
Χρόνος	2.4 s	2.6 s	$\Delta t = 0.2 \text{ s}$	8.33%
σύγκλισης Δt				

#### 4.4.3. Αξιολόγηση της μείωσης των απωλειών ενέργειας λόγω του ελεγκτή FLC1 στις καταστάσεις λειτουργίας σε ισορροπία

Στις προσομοιώσεις στο Σχήμα 4.29: συγκρίνονται οι απώλειες του ΗΚΣ με και χωρίς την ενεργοποίηση του υποσυστήματος ελέγχου της ελαχιστοποίησης των απωλειών όταν το ΗΚΣ ελέγχεται με συμβατικό έμμεσο διανυσματικό έλεγχο IFOC.

Στο χρονικό διάστημα από t=0 s έως t=100 s ο κινητήρας λειτουργεί με σταθερό φορτίο 0.05 pu και σταθερή ονομαστική ταχύτητα. Η μπλε γραμμή δείχνει τις απώλειες όταν εφαρμόζεται ελαχιστοποίηση απωλειών και η κόκκινη γραμμή δείχνει τις απώλειες όταν

το ΗΚΣ ελέγχεται με τον συμβατικό IFOC έλεγχο. Η απόδοσή του βελτιώνεται κατά 36.5%.

Στο χρονικό διάστημα από t=100 s έως t=200 s ο κινητήρας λειτουργεί με σταθερό φορτίο 0.7 pu και σταθερή ονομαστική ταχύτητα. Η μπλε γραμμή δείχνει τις απώλειες όταν εφαρμόζεται ελαχιστοποίηση απωλειών και η κόκκινη γραμμή δείχνει τις απώλειες όταν το ΗΚΣ ελέγχεται με τον συμβατικό IFOC έλεγχο. Η απόδοσή του βελτιώνεται κατά 1.2%.



- Σχήμα 4.29: Αποτελέσματα προσομοιώσεων συμβατικού ελέγχου IFOC με ελαχιστοποίηση απωλειών (μπλε γραμμή) και χωρίς ελαχιστοποίηση απωλειών (κόκκινη γραμμή). Ο κινητήρας λειτουργεί σταθερά στην ονομαστική του τιμή, 209.3 rad/s. Όταν το εφαρμοζόμενο φορτίο είναι 0.05 pu η απόδοσή του βελτιώνεται κατά 36.5%, όταν το φορτίο είναι 0.7 pu η απόδοσή του βελτιώνεται κατά 1.2%. Η μαύρη γραμμή δείχνει την τροχιά των απωλειών (W) όταν ο κινητήρας ελέγχεται με τον νέο γρήγορο βέλτιστο έλεγχο που περιγράφεται στο Κεφ. 5 [12].
- Πίνακας 4.11:Αποτελέσματα προσομοιώσεων (Σχήμα 4.29: ) για την αξιολόγηση της επίδρασης του FLC1 στην μείωση των απωλειών ισχύος (Watt). Οι απώλειες του κινητήριου συστήματος PMSM (3 phase, 1.5 kW, 220V, 50Hz, 7A, 209.3 rad/s) στις καταστάσεις ισορροπίας.

Συνθήκες λειτουργίας κινητήρα ω <sub>r</sub> =1 pu	Απώλειες με ελαχιστοποίηση απωλειών -με FLC1 (Watt)	Απώλειες χωρίς ελαχιστοποίηση απωλειών (Watt)	Σύγκριση ελέγχων (Watt)	Μείωση απωλειών Μείωση (%)
0.05	27.5 <u>+</u> 3.9	43.3 <u>+</u> 5.5	15.8	36.5
0.7	79.1 <u>+</u> 6.7	80.1 <u>+</u> 6.7	1.0	1.2

## 4.5. Αυτόματη παραγωγή κώδικα του ασαφή ελεγκτή στην Simulink για υλοποίηση σε DSP

Προκειμένου να υλοποιηθεί ο αλγόριθμος σε μικροεπεξεργαστή, στην περίπτωσή μας τον 32 bit σταθερής υποδιαστολής DSP TMS320F2812 της TI, ο κώδικας μετατρέπεται σε C μέσω της δυνατότητας που παρέχει το Simulink® σε συνεργασία με το Code Composer Studio. Στο Κεφάλαιο 7 αναλύεται η μέθοδος γρήγορης ανάπτυξης του αλγόριθμου και η γρήγορη παραγωγή εκτελεστέου κώδικα για DSP (Digital Signal Processor) χωρίς να γραφτεί κώδικας σε Assembly ή σε C, αλλά χρησιμοποιώντας πλήρως τις δυνατότητες της τεχνικής Computer Automated (Aided) Control System Design (CACSD) του Real Time Workshop (RTW) και του Embedded Real Time workshop (ERT) της Simulink του Matlab<sup>(R)</sup>.

#### 4.6. Πειραματική υλοποίηση του προτεινόμενου αλγόριθμου

Η υλοποίηση της πειραματικής διάταξης περιγράφεται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 10, ενότητα 10.18. Μια απλοποιημένη εκδοχή του προτεινόμενου αλγόριθμου βέλτιστου ασαφούς ελέγχου υλοποιείται σε μικροεπεξεργαστή της Texas Instruments τον TMS320F2812 DSP. Οι τέσσερεις ασαφείς ελεγκτές ελέγχου των μεταβατικών καταστάσεων αντικαθίστανται από δύο ασαφείς ελεγκτές. Ο ένας ελέγχει τις μεταβάσεις αλλαγής (αύξησης ή μείωσης) ροπής και ο άλλος τις αλλαγές (αύξησης ή μείωσης) ταχύτητας. Η μέτρηση των απωλειών γίνεται έμμεσα μέσω της μέτρησης της ισχύος εισόδου του κινητήρα (από τις μετρήσεις των ρευμάτων και τάσης στην DC\_Bus του αντιστροφέα ισχύος) και τον υπολογισμό της ισχύος εξόδου του κινητήρα από τις μετρήσεις των ρευμάτων και τάσεων στον αντιστροφέα ισχύος DMC 1500 γίνονται με την μέθοδο η τεχνική μέτρησης ρευμάτων με «παρατήρηση τάσεων» στις ωμικές αντιστάσεις που απαιτεί τον συγχρονισμό του αναλογικού/ψηφιακού μετατροπέα (ADC) του DSP όταν όλα τα πάνω IGBTs είναι ON (βλέπε Κεφάλαιο 10, ενότητα 10.16).

#### 4.7. Παρουσίαση και συγκριτική ανάλυση των καινοτόμων σημείων του προτεινόμενου ελέγχου με τις υπάρχουσες πιο σχετικές δημοσιεύσεις

#### 4.7.1. Δημοσίευση XPO10109179, (Sousa, G.C.D. Bose, B.K. Cleland, J.G. Dept. of Electr. Eng., Tennessee Univ., Knoxville, TN, Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 15/11/1993, Proceedings of the IECON '93., International Conference on, 15-19 Nov 1993, pp. 1168 – 1174, vol.2.

Η δημοσίευση αυτή στη συνέχεια, για συντομία θα αναφέρεται σαν έγγραφο (1). Το έγγραφο (1) περιγράφει μια μέθοδο που αναγνωρίζει μόνο δύο καταστάσεις λειτουργίας ενός ηλεκτρικού κινητήρα:

- Την κατάσταση λειτουργίας σε ισορροπία
- Την μεταβατική κατάσταση λειτουργίας. (Στην κατάσταση ισορροπίας δεν αλλάζει η ροπή του φορτίου ή η ταχύτητα του κινητήρα, ενώ στην κατάσταση μεταβολής αλλάζει είτε η ροπή φορτίου είτε η ταχύτητα).

Η μέθοδος του εγγράφου (1) ρυθμίζει το ρεύμα διέγερσης του ηλεκτρικού κινητήρα προκειμένου να ελαττώνει την κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος του μετατροπέα ισχύος του ηλεκτρικού κινητήρα μόνο όταν αναγνωρίζει κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία χρησιμοποιώντας έναν ασαφή ελεγκτή (βλέπε το σχήμα "Fig. 1", σελ. 1169, του εγγράφου (1)). Ο ασαφής ελεγκτής που χρησιμοποιείται δέχεται δύο σήματα εισόδου:

- την μετρούμενη ηλεκτρική ισχύ στην συνεχή σύζευξη του μετατροπέα ηλεκτρικής ισχύος και
- την τελευταία τιμή του ηλεκτρικού ρεύματος διέγερσης του ηλεκτρικού κινητήρα (βλέπε "Fig. 3", σελ. 1169 στο έγγραφο (1)).

Για έξοδο έχει την ελάττωση της συνιστώσας του ηλεκτρικού ρεύματος διέγερσης του ηλεκτρικού κινητήρα. Επιπλέον το προτεινόμενο σύστημα βελτιώνει την ταλάντωση

ροπής του κινητήρα με μια κλασσική μονάδα αντιστάθμισης ροπής (βλέπε παρ. 2.2, σχέση (8), σελ. 1171 του εγγράφου (1)).

#### 4.7.1.1. Συγκριτική ανάλυση των καινοτόμων σημείων του προτεινόμενου ελέγχου με με το έγγραφο (1)

Σε σχέση με το έγγραφο (1) που χαρακτηρίζεται ότι προβλέπει μόνο μία μέθοδο ελέγχου για τον βέλτιστο έλεγχο για τις καταστάσεις ισορροπίας, η δική μέθοδος διαθέτει κύριο και 1° καινοτόμο σημείο που χαρακτηρίζεται:

με ενεργοποίηση ανεξάρτητων αλλά συντονισμένων μεταξύ τους μεθόδων βέλτιστου ελέγχου προκειμένου να υπολογισθεί το ρεύμα διέγερσης του στάτη του ηλεκτρικού κινητήρα σε κάθε μια από τις καταστάσεις λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητήρα, (σειρά 12-13, σελ.1 Αξιώσεων, [9]). Αντίθετα στο έγγραφο (1) ενεργοποιείται μόνο μια μέθοδος ελέγχου προκειμένου να υπολογισθεί το ρεύμα διέγερσης του στάτη του κινητήρα στην κατάσταση λειτουργίας του σε ισορροπία.

Επίσης η καινοτομία της δικής μου μεθόδου χαρακτηρίζεται και με πειραματική ρύθμιση των συντελεστών κλιμάκωσης των μεθόδων ελέγχου που χρησιμοποιεί (σειρά 14-15, σελ.1, [9]), κάτι που δεν υπάρχει το έγγραφο (1)

Σε σχέση με το έγγραφο (1) η δική μου μέθοδος διαθέτει και 2° καινοτόμο σημείο που αναφέρεται στην μέθοδο της Αξίωσης 1, [9], και χαρακτηρίζεται:

με ενεργοποίηση μεθόδου ελέγχου προκειμένου να υπολογισθεί το ρεύμα διέγερσης του στάτη του κινητήρα στην κατάσταση λειτουργίας του σε ισορροπία, με κριτήριο την μεταβολή των απωλειών ηλεκτρικής ισχύος που υπολογίζονται από την διαφορά της μετρούμενης ηλεκτρικής ισχύος στην συνεχή σύζευξη του μετατροπέα ηλεκτρικής ισχύος του κινητήρα και της μηχανικής ωφέλιμης ισχύος που υπολογίζεται από την ταχύτητα του άξονα του κινητήρα και της ροπής φορτίου (σειρά 28-35, σελ. 1 Αξιώσεων, [9]). Στο έγγραφο (1), παρ. 2.1, σελ. 1169, χρησιμοποιείται η ίδια μέθοδος, με ασαφή ελεγκτή που έχει ίδια δομή με τον δικό μου αλλά που έχει διαφορετικό κριτήριο και διαφορετική είσοδο. Το κριτήριο στο έγγραφο (1) είναι η μεταβολή της μετρούμενης ηλεκτρικής ισχύος στην συνεχή σύζευξη του μετατροπέα ισχύος του κινητήρα (αντί της μεταβολής των απωλειών ηλεκτρική ισχύος της δικής μου μεθόδου).

Σε σχέση με το έγγραφο (1), η δική μέθοδος μου διαθέτει και 3° καινοτόμο σημείο (αναφέρεται στην αξίωση 2 [9]) και χαρακτηρίζεται:

στο ότι η μέθοδος μου μόνο ελαττώνει την τιμή του ρεύματος διέγερσης του στάτη μέχρι να επιτευχθεί η ελάχιστη τιμή απωλειών ηλεκτρικής ισχύος του συστήματος (σειρά 1-3, σελ. 2 Αξιώσεων, [9]). Η μέθοδος που περιγράφεται στο έγγραφο (1) και δείχνεται στο σχήμα 2. σελ. 1169 του εγγράφου (1), επιτρέπει είτε ελάττωση είτε αύξηση της τιμής της συνιστώσας του ρεύματος διέγερσης του στάτη.

Σε σχέση με το έγγραφο (1), η δική μου μέθοδος διαθέτει ακόμα έξι καινοτόμα σημεία (είναι οι αξιώσεις 4 έως και 9 [9]) και χαρακτηρίζονται:

με διαφορετικό αλγόριθμο βέλτιστου υπολογισμού του ρεύματος διέγερσης για τις διαφορετικές μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα, ενώ στην μέθοδο στο έγγραφο (1) το ρεύμα διέγερσης σε αυτές τις περιπτώσεις λειτουργίας του κινητήρα παίρνει την ονομαστική του τιμή.

Σε σχέση με το έγγραφο (1), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 10° καινοτόμο σημείο (η Αξίωση 10 που αναφέρεται στις αξιώσεις 2, 4, 7 της [9]) χαρακτηρίζει:

ότι οι μέθοδοι που χρησιμοποιώ βασίζονται σε ελεγκτές ασαφούς λογικής. Η ασαφής λογική χρησιμοποιείται επίσης για την υλοποίηση της μεθόδου ελέγχου του έγγραφου (1)

Σε σχέση με το έγγραφο (1), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 11° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 11 που αναφέρεται στην μέθοδο της αξίωσης 1 της [9]) χαρακτηρίζεται:

ότι περιέχει μια μονάδα που υλοποιεί μια μαθηματική μέθοδο για να πετύχει την εξασθένιση της κύμανσης της ροπής του κινητήρα ώστε να επιτυγχάνεται μείωση της κόπωσης της αξιοπιστίας και της μακροβιότητας του κινητήρα (σειρά 16-19, σελ. 1 Αξιώσεων, [9]). Η μονάδα που υλοποιεί την μέθοδο (βλέπε μονάδα (62) στο Σχήμα 4.13: ) δίνει για έξοδο την συνιστώσα του ρεύματος ροπής του στάτη που είναι είσοδος για τον ασαφή ελεγκτή (610) στο Σχήμα 4.13: . Ο (610) εκτός που αναγνωρίζει την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα επιπλέον υπολογίζει το ρεύμα διέγερσης του στάτη κατά την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία. Το μαθηματικό μοντέλο που χρησιμοποιώ στην 11<sup>η</sup> καινοτομία (Αξίωση 11 της [9]) είναι το ίδιο με αυτό που δείχνεται στο "Fig.1" σελ. 1169, παρ. 2., σαν "Torque Compensator" στο έγγραφο (1.) αλλά το χρησιμοποιείται με διαφορετικό τρόπο. Η διαφορά μας εστιάζεται στο ότι αυτή η μονάδα στο έγγραφο (1.) ενεργοποιείται με διαφορετικό τρόπο και με διαφορετική σειρά. Συγκεκριμένα ενεργοποιείται μετά τους υπολογισμούς του ασαφή ελεγκτή που ελέγχει την κατάσταση ισορροπίας και δέχεται σαν είσοδό της την έξοδο του ασαφή ελεγκτή που ελέγχει το ρεύμα διέγερσης στην κατάσταση ισορροπίας του κινητήρα. Στην δική μου μέθοδο ενεργοποιείται πριν τον αντίστοιχο ασαφή ελεγκτή και η έξοδός της αποτελεί είσοδο για τον ασαφή ελεγκτή. Αυτή η διαφορά έχει σημαντική ποιοτική επίπτωση για το τελικό αποτέλεσμα.

Σε σχέση με το έγγραφο (1.), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 12° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 12 που αναφέρεται στην μέθοδο της αξίωσης 1 της [9]) χαρακτηρίζεται:

ότι κάνει πειραματική ρύθμιση των συντελεστών κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών για τον έλεγχο του ρεύματος διέγερσης για τις διαφορετικές μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας ενός κινητήρα. Στο έγγραφο (1) δεν προτείνεται μέθοδος πειραματικής ρύθμισης των συντελεστών κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών.

Σε σχέση με το έγγραφο (1), η δική μέθοδος διαθέτει και 13° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 13 της [9]) και χαρακτηρίζει το λογισμικό του 1<sup>ου</sup> καινοτόμου σημείου. Ο χαρακτηρισμός αναφέρεται:

στο ότι περιλαμβάνει 5 ασαφείς ελεγκτές, ενώ στη μέθοδο του εγγράφου (1) υπάρχει μόνο ένας ασαφής ελεγκτής.

Σε σχέση με το έγγραφο (1), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 14° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 14 της [9]) χαρακτηρίζει:

τις ιδιότητες του ασαφή ελεγκτή που ελέγχει την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία, δηλ. του (610) στο Σχήμα 4.13: . Η διαφορετικότητα του από τον αντίστοιχο της μεθόδου του εγγράφου (1) έγκειται στο ότι ο δικός μου ασαφής ελεγκτής που ελέγχει την κατάσταση ισορροπίας υπολογίζει τις απώλειες του κινητήριου συστήματος και αναγνωρίζει την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα.

#### 4.7.2. Το έγγραφο XPO1010521304/ (Sousa, G.C.D. Simonetti, D.S.L. Norena, E.E.C. Dept. of Electr. Eng., Fed. Univ. of Espirito Santo, Vitoria, Industry Applications Conference, Rome 2000. Conference of the 2000 IEEE, 2000, Vol.: 3, pp. 1424 – 1430, 08/10/2000,

Η δημοσίευση αυτή στη συνέχεια, για συντομία θα αναφέρεται σαν έγγραφο (2). Το έγγραφο (2) εφαρμόζει την ίδια μέθοδο με αυτή του εγγράφου (1) σε έναν ηλεκτρικό κινητήρα επαγωγικού τύπου, 220 V, που τροφοδοτείται με ηλεκτρική ενέργεια μέσω ενός μετατροπέα ισχύος από ένα φωτοβολταϊκό 48V.

Για τα καινοτόμα σημεία της δικής μου μεθόδου σε σχέση με την μέθοδο του εγγράφου (2) ισχύουν τα ίδια που προαναφέρθηκαν στην συγκριτική ανάλυση για το έγγραφο (1) σε σχέση με την δική μου μέθοδο βέλτιστου ελέγχου [9], στην παράγραφο 14.7.1.1.

## 4.7.3. Το έγγραφο XPO108050199/ (Liao, J.C.; Yeh, S.N.; Hwang, J.C.; Huang, T.M.; Electr. Eng., Oriental Inst. of Technol., Taiwan, Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005, Proceedings of the IEEE International Symposium on, 20-23 June 2005, pp. 871 – 876, vol. 3, 20/06/2005.

Η δημοσίευση αυτή στη συνέχεια, για συντομία θα αναφέρεται σαν έγγραφο (3). Περιγράφει μια μέθοδο που αναγνωρίζει μόνο δύο καταστάσεις λειτουργίας στον ηλεκτρικό κινητήρα:

- την κατάσταση ισορροπίας
- και μια γενικά μεταβατική κατάσταση. (Στην κατάσταση ισορροπίας δεν αλλάζει η ροπή του φορτίου ή η ταχύτητα του κινητήρα, ενώ στην μεταβατική κατάσταση αλλάζει είτε η ροπή φορτίου είτε η ταχύτητα). Χρησιμοποιούνται δύο διαφορετικές μέθοδοι βέλτιστου ελέγχου για να υπολογίζεται το ρεύμα διέγερσης του κινητήρα προκειμένου να ελαττώνεται κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος του μετατροπέα ισχύος και στις δύο καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα που μπορεί να αναγνωρίζει αυτή η μέθοδος, χρησιμοποιώντας δύο διαφορετικούς ασαφείς ελεγκτές. Ο βέλτιστος ασαφής ελεγκτής που χρησιμοποιείται στην κατάσταση ισορροπίας του κινητήρα (βλέπε FLC1, "Fig.5", σελ. 873 του εγγράφου (3)) είναι τύπου αναζήτησης και είναι ο ίδιος με αυτόν που προτείνεται και στα προηγούμενα έγγραφα (1) και (2).

Ο ασαφής ελεγκτής που χρησιμοποιείται στην μεταβατική κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα του εγγράφου (3) (βλέπε FLC2, "Fig.7-8," σελ. 874, του εγγράφου (3)), χρησιμοποιεί τον ίδιο ασαφή ελεγκτή με αυτόν της δικής μου μεθόδου που ελέγχει την περίπτωση μεταβατικής κατάστασης που αφορά μόνο την αλλαγή στην ταχύτητα του κινητήρα.

Ο ασαφής ελεγκτής FLC2 του εγγράφου (3) δέχεται για είσοδο:

i) το σφάλμα ταχύτητας του ηλεκτρικό κινητήρα (speed error) και

 ii) την απόλυτη τιμή της συνιστώσας του ρεύματος ροπής του στάτη (torque current), παρ. IV, σελ. 874 του εγγράφου (3).

Στο έγγραφο (3) χρησιμοποιείται ο ίδιος ασαφής ελεγκτής για να υπολογίζει το ρεύμα διέγερσης τόσο στην περίπτωση αύξησης όσο και στην περίπτωση ελάττωσης της ταχύτητας του κινητήρα. Επίσης το έγγραφο (3) δεν βελτιώνεται η ταλάντωση ροπής του κινητήρα. Επιπλέον το έγγραφο (3.) υπολογίζει θεωρητικά (βλέπε σχέση (8-9) στη σελ. 873 του εγγράφου (3)) τους συντελεστές κλιμάκωσης του ασαφή ελεγκτή που ελέγχει το ρεύμα διέγερσης στην κατάσταση ισορροπίας.

## 4.7.3.1. Συγκριτική ανάλυση των καινοτόμων σημείων του προτεινόμενου ελέγχου με το έγγραφο (3).

Σε σχέση με το έγγραφο (3), η δική μου μέθοδος διαθέτει 1° καινοτόμο σημείο (Αξίωση 1, [9]) που χαρακτηρίζεται:

με ενεργοποίηση ανεξάρτητων αλλά συντονισμένων μεταξύ τους μεθόδων βέλτιστου ελέγχου για να υπολογισθεί το ρεύμα διέγερσης του στάτη προκειμένου να ελαττωθεί η ηλεκτρική ισχύς που καταναλώνεται σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα, ενώ στο έγγραφο (3) ενεργοποιούνται μόνο δύο μέθοδοι βέλτιστου ελέγχου που υπολογίζουν το ρεύμα διέγερσης προκειμένου να ελαττώνουν την ηλεκτρική ισχύ που καταναλώνεται είτε στην κατάσταση λειτουργίας ισορροπίας του κινητήρα είτε σε μια γενική μεταβατική κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα, η οποία δεν ξεχωρίζει αν η μεταβατική κατάσταση αφορά αλλαγή στην ροπή φορτίου ή στην ταχύτητα του κινητήρα,

επίσης το παραπάνω 1° καινοτόμο σημείο χαρακτηρίζεται

με πειραματική ρύθμιση των συντελεστών κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών ελέγχου που χρησιμοποιεί, ενώ στο έγγραφο (3) υπάρχει θεωρητικό μοντέλο για τον υπολογισμό των αντίστοιχων συντελεστών κλιμάκωσης του ασαφή ελεγκτή της κατάστασης ισορροπίας, βλέπε σχέση (9), σελ. 873, παρ. 3.3, του εγγράφου (3).

Σε σχέση με το έγγραφο (3) και το 2° καινοτόμο σημείο της μεθόδου μου [9] (την Αξίωση 2 που αναφέρεται στην μέθοδο της αξίωσης 1 της [9]) ισχύει η ίδια ανάλυση που περιγράφεται στην περίπτωση του έγγραφου (1) στην παράγραφο 14.7.1.1.

Σε σχέση με το έγγραφο (3), η δική μου μέθοδος έχει 3° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 3 που αναφέρεται στην μέθοδο της αξίωσης 2 της [9]), ισχύει ότι προανέφερα και στην περίπτωση του έγγραφου (1) και του εγγράφου (2) στην παράγραφο 14.7.1.1.

Σε σχέση με το έγγραφο (3), η δική μου μέθοδος διαθέτει έξι ακόμα καινοτόμα σημεία (αξιώσεις 4 - 9 που αναφέρονται στην μέθοδο της αξίωσης 1 της [9]) χαρακτηρίζονται

από διαφορετικές μεθόδους ελέγχου για τον υπολογισμό του ρεύματος διέγερσης του στάτη προκειμένου την ελάττωση της ηλεκτρική ισχύος που καταναλώνει ο κινητήρας στην περίπτωση μεταβολής της ροπής φορτίου του (αξιώσεις 7, 8, 9 στην [9]), είτε στην περίπτωση μεταβολής της ταχύτητας του κινητήρα (αξιώσεις 4, 5, 6, στην [9]). Στο έγγραφο (3) αναγνωρίζεται μόνο μια γενική μεταβατική κατάστασης λειτουργίας και χρησιμοποιείται μια μέθοδος βέλτιστου ελέγχου που ενεργοποιεί έναν μόνο βέλτιστο ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης. Αυτός ο ασαφής ελεγκτής δέχεται διαφορετικά σήματα για είσοδο από αυτά που δέχονται οι τέσσερεις αντίστοιχοι ασαφείς βέλτιστοι ελεγκτές των μεταβατικών καταστάσεων που χρησιμοποιώ στην δική μου μέθοδο για τις τέσσερεις διαφορετικές μεταβατικές καταστάσεις που αναγνωρίζει.

Σε σχέση με το έγγραφο (3), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 10° καινοτόμο σημείο (Αξίωση 10 που αναφέρεται στις Αξιώσεις 2, 4, 7 της [9]) χαρακτηρίζεται

ότι οι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται βασίζονται σε ελεγκτές ασαφούς λογικής. Η ασαφής λογική χρησιμοποιείται επίσης και για την υλοποίηση του μοντέλου ελέγχου στο έγγραφο (3)

Σε σχέση με το έγγραφο (3), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 11° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 11 που αναφέρεται στην μέθοδο της Αξίωσης 1 της [9]) χαρακτηρίζεται

ότι περιέχει μια μαθηματική μέθοδο για την εξασθένιση της κύμανσης της ροπής του κινητήρα. Στο έγγραφο (3) δεν υπάρχει τέτοιος υπολογισμός.

Σε σχέση με το έγγραφο (3), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 12° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 12 που αναφέρεται στην μέθοδο της Αξίωσης 1 της [9]) χαρακτηρίζεται

ότι επιτρέπει την πειραματική ρύθμιση των συντελεστών κλιμάκωσης για τον έλεγχο για τις διαφορετικές μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα. Στο έγγραφο (3), για το ίδιο θέμα χρησιμοποιείται διαφορετική θεωρητική μέθοδος (βλέπε σχέση (8-9) στη σελ. 873 του εγγράφου (3)).

Σε σχέση με το έγγραφο (3), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 13° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 13 της [9], που αφορά το λογισμικό της μεθόδου της Αξίωσης 1, και χαρακτηρίζεται

ότι περιλαμβάνει πέντε ασαφείς ελεγκτές, ενώ στη μέθοδο του εγγράφου (3) υπάρχουν μόνο δύο ασαφείς ελεγκτές για τον υπολογισμό του ρεύματος διέγερσης του στάτη.

Σε σχέση με το έγγραφο (3), η δική μου μέθοδος διαθέτει και 14° καινοτόμο σημείο (την Αξίωση 14 της [9]) που χαρακτηρίζει

τις ιδιότητες του ασαφή ελεγκτή που ελέγχει την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία, δηλ. του (610) στο Σχήμα 4.13: , και η διαφορετικότητά του από τον αντίστοιχο της μεθόδου του εγγράφου (3) είναι ότι ο δικός μου ασαφής ελεγκτής για την κατάσταση ισορροπίας, επιπλέον αναγνωρίζει την κατάσταση λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητήρα.

#### 4.7.4. Το έγγραφο XPO10241911/ (Moreno, J. Cipolla, M. Peracaula, J. Da Costa Branco, P.J. Power Electron. Div., Poly. Univ. of Catalonia, Barcelona, Fuzzy Systems, 1997., Proceedings of the Sixth IEEE International Conference on, 1-5 Jul 1997, Vol. 1, pp. 219 – 224, Barcelona, 01/071997.

Η δημοσίευση αυτή στη συνέχεια, για συντομία θα αναφέρεται σαν έγγραφο (4). Το έγγραφο (4) προτείνει μια μέθοδο που αναγνωρίζει, όπως και στο έγγραφο (3) μόνο δύο καταστάσεις λειτουργίας ενός κινητήρα:

- Την κατάσταση ισορροπίας
- Την μεταβατική κατάσταση. (Στην κατάσταση ισορροπίας δεν αλλάζει η ροπή του φορτίου ή η ταχύτητα του κινητήρα, ενώ στην κατάσταση μεταβολής αλλάζει είτε η ροπή φορτίου είτε η ταχύτητα).

Χρησιμοποιούνται δύο διαφορετικές μέθοδοι για να υπολογίζεται το ρεύμα διέγερσης του κινητήρα προκειμένου να ελαττώνεται η κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύος του μετατροπέα ισχύος και στις δύο καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα, χρησιμοποιώντας δύο διαφορετικούς ασαφείς ελεγκτές. Ο ασαφής ελεγκτής που χρησιμοποιείται στην κατάσταση ισορροπίας (βλέπε σελ. 221, παρ. 4. του εγγράφου (4)) είναι ο ίδιος με αυτόν των εγγράφων (1), (2) και (3) Ο ασαφής ελεγκτής που χρησιμοποιείται στην μεταβατική κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα, όπως και στο έγγραφο (3), χρησιμοποιεί έναν ασαφή ελεγκτή για την γενική περίπτωση μεταβατικής λειτουργίας (αλλαγής στην ροπή φορτίου ή στην ταχύτητα του κινητήρα). Ο ασαφής ελεγκτής του εγγράφου (4) που ονομάζεται "supervisor" (βλέπε "Fig.4.", σελ.222, του εγγράφου (4)) δέχεται διαφορετικές εισόδους από αυτές του αντίστοιχου ασαφή ελεγκτή για τον έλεγχο των μεταβατικών του εγγράφου (3). Δέχεται για είσοδο: i) το σφάλμα ταχύτητας του κινητήρα (speed error) και

ii) την μεταβολή του σφάλματος της ταχύτητας του κινητήρα. Επίσης το προτεινόμενο σύστημα στο έγγραφο (4) δεν βελτιώνει την ταλάντωση ροπής του κινητήρα και δεν υπολογίζει πειραματικά τους συντελεστές κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών.

Τα έγγραφα (3) και (4) χρησιμοποιούν την ίδια μέθοδο για να υπολογιστεί το ρεύμα διέγερσης στην περίπτωση της μεταβατικής λειτουργίας του κινητήρα προκειμένου να ελαττωθεί η κατανάλωση ηλεκτρικής ισχύς από τον κινητήρα, με μόνη διαφορά στα σήματα που δέχονται για είσοδο οι ασαφείς ελεγκτές. Η συγκριτική ανάλυση της παραγράφου 4.7.3.1 που γράφτηκε για το έγγραφο (3) και αφορά τα καινοτόμα σημεία 1, 2, 3, 10, 11, 12, 13, 14 της δικής μου μεθόδου ισχύει και για το έγγραφο (4). Για τα υπόλοιπα καινοτόμα σημεία 4, 5, 6, 7, 8, 9 η συγκριτική μελέτη είναι η παρακάτω:

## 4.7.4.1. Συγκριτική ανάλυση των καινοτόμων σημείων του προτεινόμενου ελέγχου με το έγγραφο (4).

Σε σχέση με το έγγραφο (4), η δική μου μέθοδος διαθέτει έξι ακόμα καινοτόμα σημεία (τις αξιώσεις 4 έως 9 που αναφέρονται στην μέθοδο της αξίωσης 1 της [9]) και χαρακτηρίζονται από διαφορετικές μεθόδους βέλτιστου ελέγχου, ανάλογα με το είδος της μεταβατικής κατάστασης που συμβαίνει στον κινητήρα, για τον υπολογισμό του ρεύματος διέγερσης του προκειμένου να ελαττωθεί η ηλεκτρική ισχύος που καταναλώνει. Από τα καινοτόμα σημεία χαρακτηρίζονται ως εξής:

τα καινοτόμα σημεία 4°, 5°, 6° (οι αξιώσεις 4, 5, 6) είναι μέθοδοι ελέγχου που βασίζονται σε ασαφή ελεγκτή με ίδιες εισόδους και έξοδο αλλά διαφορετικούς κανόνες, για την περίπτωση μεταβατικής κατάστασης μεταβολής της ταχύτητας του κινητήρα. Τα καινοτόμα σημεία 7°, 8°, και 9°, (Αξιώσεις 7, 8, 9) είναι μέθοδοι ελέγχου που βασίζονται σε ασαφή ελεγκτή με ίδιες εισόδους και έξοδο αλλά διαφορετικούς κανόνες για την περίπτωση της μεταβατικής κατάστασης για την μεταβολή της ροπής φορτίου του κινητήρα.

Στο έγγραφο (4) σε όλες τις περιπτώσεις των μεταβατικών καταστάσεων χρησιμοποιείται η ίδια μέθοδος που ενεργοποιεί έναν μόνο ασαφή ελεγκτή. Αυτός ο ασαφής ελεγκτής του εγγράφου (4) δέχεται ίδια σήματα για είσοδο του με αυτά των αντίστοιχων ασαφών ελεγκτών που χρησιμοποιεί η δική μου μέθοδος για τις διαφορετικές μεταβατικές καταστάσεις στις οποίες αυξάνεται είτε μειώνεται η ταχύτητα του κινητήρα (βλέπε Αξίωση 4, στην [9]). Η δική μου μέθοδος χρησιμοποιεί διαφορετικό ασαφή ελεγκτή όταν απαιτείται αύξηση της ταχύτητας από όταν χρειάζεται μείωσή της (βλέπε Αξίωση 6 στην [9]). Η δική μου μέθοδος στην περίπτωση της μεταβατικής κατάστασης που μειώνεται είτε αυξάνεται η ροπή φορτίου του κινητήρα αντίστοιχα χρησιμοποιεί διαφορετικούς ασαφείς ελεγκτές που δέχονται διαφορετικά σήματα για είσοδο από αυτά του αντίστοιχου ασαφή ελεγκτή της μεταβατικής κατάστασης του εγγράφου (4) (βλέπε Αξιώση 7, στην [9]). Στη δική μου μέθοδο οι δύο ασαφείς ελεγκτές του 7°, 8°, και 9° καινοτόμου σημείου, για την περίπτωση της μεταβολής της ροπής φορτίου του κινητήρα δέχονται για είσοδο διαφορετικά σήματα από αυτά του ασαφή ελεγκτή για τις αντίστοιχες μεταβατικές καταστάσεις του εγγράφου (4).

4.7.5. Το έγγραφο XPO10150586/ (Marcelo Godoy Simoes, Member, IEEE, Bimal K. Bose, Life Fellow, IEEE, and Ronald J. Spiegel, Member, IEEE, «Fuzzy Logic Based Intelligent Control of a Variable Speed Cage Machine Wind Generation System», IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 12, NO. 1, JAN. 1997, 18/06/1995. Η δημοσίευση αυτή στη συνέχεια, για συντομία θα αναφέρεται σαν έγγραφο (5). Το έγγραφο (5) προτείνει μια μέθοδο για την βελτίωση της απόδοσης ενός συστήματος μιας ανεμογεννήτριας και μιας ηλεκτρικής γεννήτριας. Η ηλεκτρική γεννήτρια ελέγχεται για να έχει καλύτερη κατανάλωση ισχύος με έναν βέλτιστο ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης που υπολογίζει το βέλτιστο ρεύμα διέγερσης της γεννήτριας μόνο σε καταστάσεις λειτουργίας ισορροπίας. Αυτός ο ασαφής ελεγκτής του εγγράφου (5) (βλέπε FLC-2, σχήμα 9, σελ. 393, του εγγράφου (5)) δέχεται για είσοδο:

- την ηλεκτρική ισχύ που μετρείται στην συνεχή ζεύξη του μετατροπέα ισχύος
- το σφάλμα της ταχύτητας της γεννήτριας

Αυτός ο βέλτιστος ασαφής ελεγκτής έχει παρόμοια αρχή λειτουργίας με τον βέλτιστο ασαφή ελεγκτή που χρησιμοποιείται στο έγγραφο (1) και (2). Η διαφορά του FLC-2 με αυτόν του εγγράφου (1)-(2) βρίσκεται στα διαφορετικά σήματα εισόδου του. Η διαφορά του ασαφή FLC-2 με τον αντίστοιχο της δικής μου μεθόδου είναι ότι δέχεται άλλες εισόδους. Η συγκριτική ανάλυση της παραγράφου 4.7.1.1, που αφορά τα έγγραφα (1) και (2), ισχύει και για το έγγραφο (5).

#### 4.8. Συμπεράσματα

Στο παρόν Κεφάλαιο, το προτεινόμενο σύστημα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων άγνωστου κύκλου εργασιών περιλαμβάνει ένα υποσύστημα που αφορά την ελαχιστοποίηση των απωλειών και ένα υποσύστημα που εκτελεί τον συμβατικό έμμεσο διανυσματικό (IFOC) έλεγχο λειτουργίας. Το υποσύστημα ελέγχου μείωσης των απωλειών ρυθμίζει το ρεύμα διέγερσης του στάτη προκειμένου να μειώσει την μαγνητική ροή στο διάκενο του κινητήρα σε τιμές μικρότερες της ονομαστικής ανάλογα με τις συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα. Αποτελείται από έναν ελεγκτή τύπου αναζήτησης ασαφούς λογικής για τις καταστάσεις ισορροπίας και μια σειρά ασαφών ελεγκτών για τον έλεγχο των διαφορετικών μεταβατικών καταστάσεων του κινητήρα. Ο επιμερισμός του ελέγχου σε πολλούς ασαφείς ελεγκτές έχει σαν αποτέλεσμα ο κάθε ένας να περιλαμβάνει λιγότερους κανόνες και να μπορεί να ρυθμιστεί ευκολότερα από τον χρήστη.

Επιπλέον προτείνεται μια πρωτότυπη πειραματική μέθοδο ρύθμισης των ασαφών ελεγκτών. Ο απαραίτητος εξοπλισμός για την πειραματική ρύθμιση είναι ένα ροπόμετρο και ένας μετρητής ισχύος.

Στο παρόν Κεφάλαιο, η αξιολόγηση του προτεινόμενου συστήματος γίνεται με προσομοιώσεις με ΗΥ. Η βελτίωση της απόδοσης στις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία, στην ευνοϊκή περίπτωση των πολύ μικρών φορτίων (πχ 0.05 pu) είναι πολύ μεγάλη (πχ 37%) ενώ στα σχετικά μεγάλα φορτία (πχ 0.7 pu) είναι πολύ μικρή (πχ 1%). Η επίδραση του ελεγκτή ελαχιστοποίησης των απωλειών κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων του κινητήρα έχει σαν αποτέλεσμα την μείωση του χρόνου σύγκλισης του αλγόριθμου ελαχιστοποίησης. Η πειραματική υλοποίηση μιας παραλλαγής του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών ηλεκτρικών κινητήρων παρουσιάζεται στο Κεφάλαιο 10, ενότητα 10.18. Σε αυτήν την παραλλαγή οι τέσσερεις ασαφείς ελεγκτές ελέγχου των μεταβατικών καταστάσεων που αφορούν αντίστοιχα την μείωση της ροπής, την αύξηση της ροπής, την μείωση της ταχύτητας, και την αύξηση της ταχύτητας, αντικαθίστανται από δύο ασαφείς ελεγκτές. Ο ένας ελέγχει τις μεταβατικές καταστάσεις αλλαγής (αύξησης ή μείωσης) ροπής και ο άλλος τις αλλαγές (αύξησης ή μείωσης) ταχύτητας.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων δείχνουν ότι η εφαρμογή ελέγχου ΕΕΑ κατά την διάρκεια μεταβατικών καταστάσεων λόγω αλλαγής ροπής δίνει μια ομαλή μεταβολή

των ρευμάτων διέγερσης του στάτη και του ρεύματος παραγωγής της ροπής. Οι απώλειες ομαλή την απόδοση του συστήματος. Η πειραματική υλοποίηση επηρεάζει αρνητικά την δυναμική συμπεριφορά της ταχύτητας, αλλά βελτιώνει τον χρόνο σταθεροποίησης της ταχύτητας (πετυχαίνεται γρηγορότερη σύγκληση του αλγόριθμου αναζήτησης).

#### 4.9. Βιβλιογραφία

- [1] http://www.livepedia.gr/index.php
- [2] Mamdani E. H. "Application of Fuzzy Logic to Approximate Reasoning using Linguistic Synthesis", IEEE Trans. On Computers, Vol.C-26, No.12, 1977
- [3] T. Takagi & M. Sugeno, "Derivation of Fuzzy Control Rules from Human Operator's Control Actions", Proc. of the IFAC Symp. on Fuzzy Information, Knowledge Representation and Decision analysis, pp.55-60, July 1983
- [4] T. Takagi & M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and Its Application to Modeling and Control", IEEE Trans. Syst. Man & Cybern,, Vol.20, No.2, pp.116-132, 1985
- [5] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, and J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive," IEEE Trans. f Ind. Elec., vol. 42, pp. 192–198, April 1995.
- [6] B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives", ElSevier Inc., 2006, ISBN 13: 978-0-12-088405-6.
- [7] J. O. P. Pinto and L. Galotto, "Fuzzy logic demo—fuzzy controller for induction motor indirect vector, control," Memo, January 2005.
- [8] Math Works, Fuzzy Logic Toolbox User's Guide, 2008.
- [9] Σεργάκη Ελευθερία, Δίπλωμα Ευρεσιτεχνίας Αριθμ. 1006612, Διεθνής ταξινόμηση (INT.CL) HO2P 21/08, «ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΔΟΚΙΜΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ», 5-9-2008 μέχρι 6-9-2028.
- [10] Φ. Νενεδάκης, Διπλωματική: "Αρχιτεκτονική Σχεδίαση Ασαφούς Ελεγκτή σε VHDL και Υλοποίηση σε FPGA προσαρμοστικό μηχανισμό", EMP, Αθήνα, Ιούλιος 2005.
- [11] Eleftheria S. Sergaki, Najib Essounbouli, Kostas C. Kalaitzakis, George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Control for Motor Flux Reduction during Steady states and for Flux Recovery in Transient states of Indirect FOC AC Drives", ICEM-2010. (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο IEEExplorer 2010 Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".)
- [12] E. Sergaki, G.Stavrakakis, "On-Line Search Based Fuzzy Optimum Efficiency Operation in Steady and Transient States for DC and AC Vector Controlled Motors", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, IEEExplorer, 2008. (έχει 1 αναφορά, βλέπε Citation:8).)

# Κεφάλαιο 5

Νέα γρήγορη μέθοδος ελαχιστοποίησης απωλειών, ανεξάρτητη παραμέτρων κινητήρα, για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του

Το περιεχόμενο αυτού του Κεφαλαίου έχει δημοσιευτεί στο *IEEExplorer Data Base 2008* και έχει παρουσιαστεί στο Συνέδριο *icem-08*, με τα στοιχεία:

E. Sergaki, G. Stavrakakis, "On-Line Search Based Fuzzy Optimum Efficiency Operation in Steady and Transient States for DC and AC Vector Controlled Motors", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, *IEEExplorer*, 2008, [1].

(έχει 1 αναφορά: 2009, "Efficiency Optimization Control of SynRM Drive using Multi-AFLC", Mi-Geum Jang, Jae-Sun Ko, Jung-Sik Choi, Sung-Jun Kang, Jeong-Woo Baek, Soon-Young Kim, Dong-Hwa Chung, pp. 359~362 (4 pages), UCI <u>G300-cX1272393.vn0p359</u>)

#### 5.1. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό προτείνεται μέθοδος ελαχιστοποίησης των απωλειών κινητήριου συστήματος με γρήγορο βέλτιστο έλεγχο της μαγνητικής ροής του κινητήρα που συγχρόνως ικανοποιεί τις εκάστοτε συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα (ροπής και ταχύτητας), ενώ επιπλέον πετυχαίνει να είναι ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του κινητήρα, να έχει γρήγορη σύγκλιση, να μπορεί να εφαρμοστεί σε πολλούς τύπους και μεγέθη AC και DC κινητήρων και να ελέγχει αποδοτικά από ενεργειακή άποψη τόσο κατά την διάρκεια ισορροπίας (steady state) όσο και των μεταβατικών καταστάσεων (transient states) λειτουργίας του κινητήρα.

Στην παρούσα εργασία, ο έλεγχος της μαγνητικής ροής του στάτη του κινητήρα γίνεται μέσω της βέλτιστης ρύθμισης των συνιστωσών του ρεύματος του στάτη, στο σύγχρονα περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων αναφοράς  $-d^e q^e$ , χρησιμοποιώντας διανυσματικό έλεγχο, ώστε η ροπή και η ταχύτητα να ελέγχονται ανεξάρτητα. Συγκεκριμένα συνδυάζω ένα σύστημα γρήγορου βέλτιστου ελέγχου με την τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (Indirect Vector Control ή Indirect Field Oriented Control, IFOC). Ο υπολογισμός των βέλτιστων συνιστωσών  $-d^e q^e$  του ρεύματος του στάτη παράγεται από το βέλτιστο σύστημα ελέγχου που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα δύο διαφορετικών γνωστών μεθόδων βέλτιστου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών. Ο IFOC έλεγχος συνθέτει αυτές τις στατικές από-συζευγμένες συνιστώσες προκειμένου να υπολογίσει με αντίστροφους μετασχηματισμούς τα φασικά ρεύματα αναφοράς *a*, *b*, *c*, και παράγει τους κατάλληλους παλμούς PWM για τον αντιστροφέα πηγής ρεύματος, ώστε αυτός να παράγει το ρεύμα διέγερσης του στάτη.

Το νέο γρήγορο βέλτιστο προτεινόμενο σύστημα ελέγχου είναι βασισμένο σε δύο διαφορετικού τύπου ελεγκτές. Ο ένας βασίζεται στο μαθηματικό μοντέλο των απωλειών (Loss Model Control, LMC) και έχει το πλεονέκτημα του γρήγορου υπολογισμού της βέλτιστης διέγερσης του ρεύματος του στάτη και το μεγάλο μειονέκτημα ότι εξαρτάται πολύ από την αλλαγή των παραμέτρων του κινητήρα λόγω θέρμανσης, μαγνητικού κορεσμού και επιδερμικού φαινόμενου. Ο άλλος ελεγκτής βασίζεται στην μέθοδο αναζήτησης σε πραγματικό χρόνο (Search Control, SC) βασισμένη σε ασαφή λογική (Fuzzy Search Control, FSC) και έχει το πλεονέκτημα ότι είναι ανεξάρτητος από τις παραμέτρους του κινητήρα ενώ έχει το μειονέκτημα του μεγάλου χρόνου σύγκλισης του αλγόριθμου.

Το μαθηματικό μοντέλο απωλειών του κινητήρα που χρησιμοποιώ στον ελεγκτή τύπου LMC είναι το γενικευμένο μοντέλο απωλειών που έχει προταθεί το 2000 από τους F.F. Bernal, A.G. Cerrada, R. Faure [1] αλλά δεν έχει χρησιμοποιηθεί μέχρι σήμερα για να επιταχύνει τον βέλτιστο έλεγχο. Αυτό το μαθηματικό μοντέλο, επιλέγοντας τις κατάλληλες τιμές των παραμέτρων του μπορεί να εφαρμοστεί σε διαφορετικούς τύπους DC και AC κινητήρων (IM, Interior & Surface PM, Synchronous RM, DC motors).

Αρχικά ο βέλτιστος ελεγκτής τύπου LMC υπολογίζει μια προσεγγιστική βέλτιστη τιμή του ρεύματος διέγερσης του στάτη η οποία χρησιμοποιείται στη συνέχεια από έναν βέλτιστο ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης, εντελώς ανεξάρτητου από τις παραμέτρους του κινητήρα, για τον ακριβή προσδιορισμό της βέλτιστης διέγερσης του στάτη. Μετά αυτόν τον υπολογισμό ενεργοποιείται ο ελεγκτής αντιστάθμισης της ροπής, βασισμένος σε ασαφή λογική, για να ρυθμίσει μια αντισταθμιστική μεταβολή στη συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή, ώστε να διατηρήσει ο κινητήρας την δυνατότητα παραγωγής σταθερής ροπής.

Τον προτεινόμενο έλεγχο των δοκιμάζω και τον αξιολογώ με προσομοιώσεις τόσο στην Simulink® και όσο και στο Code Composer Studio (CCS<sup>TM</sup>). Τον κώδικα τον αναπτύσσω χρησιμοποιώντας τις γνωστές υπορουτίνες κώδικα (.mdl files) από το Power Sys Toolbox της Simulink® και τις νέες πρωτότυπες ρουτίνες που αναπτύσσω στο Matlab® (.m files), για τις ειδικές ανάγκες του προτεινόμενου αλγόριθμου. Τον νέο αλγόριθμο ελέγχου τον εφαρμόζω

σε εικονικό τριφασικό κινητήρα τύπου μόνιμου μαγνήτη (PMSM) και σε τριφασικό επαγωγικό κινητήρα (ACIM), για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας τους.

Από όσο γνωρίζω, πριν την παρούσα εργασία οι μόνες δημοσιεύσεις που εφαρμόζουν ελαχιστοποίηση απωλειών κατά τις μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα είναι: το 2006 από τους M. Cipolla, J. Moreno, J. Paracaula [3] - [4], το 2006 από τους E. Sergaki, G. Stavrakakis [5].

Όταν συμβαίνει αλλαγή στην κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα (μεταβατική κατάσταση), συνηθίζεται η διέγερση του κινητήρα να αποκαθίσταται στην ονομαστική της τιμή μέχρις ότου να βρεθεί ο κινητήρας εκ νέου σε κατάσταση ισορροπίας και να υπολογισθεί εκ νέου η ελάχιστη τιμή διέγερσης του στάτη. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να καθυστερεί ο χρόνος σύγκλισης κατά την κατάσταση ισορροπίας και επιπλέον να έχουμε περισσότερες απώλειες. Ο μη αποδοτικός έλεγχος στις καταστάσεις μετάβασης πιθανόν να εξηγείται από το γεγονός ότι λόγω της αρχής λειτουργίας τους οι βέλτιστοι ελεγκτές μπορεί να εφαρμοστούν μόνο όταν η ροπή και η ταχύτητα του κινητήρα είναι σταθερές. Οπότε για τις μεταβατικές καταστάσεις χρειάζεται να αναπτυχθούν νέες μέθοδοι μείωσης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών.

Επίσης από την ανασκόπηση στην βιβλιογραφία φαίνεται ότι η επιτάχυνση της διαδικασίας σύγκλισης του αλγόριθμου ελαχιστοποίησης των απωλειών, όταν ο κινητήρας λειτουργεί στην κατάσταση ισορροπίας, έγινε για πρώτη φορά το 2003 από τους C. Chakraborty, Y. Hori [23] και το 2003 από τους Slobodan N. Vukosavic, Emil Levi [6] με τον συνδυασμό βέλτιστου ελεγκτή τύπου LMC με βέλτιστο ελεγκτή τύπου αναζήτησης SC.

#### 5.2. Νέο προτεινόμενο γρήγορο σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών με συνδυασμό IFOC ελέγχου

Το προτεινόμενο σύστημα γρήγορου βέλτιστου αλγόριθμου ελαχιστοποίησης των απωλειών ρυθμίζει το βέλτιστο ρεύμα διέγερσης του στάτη. Υπολογίζει τη συνιστώσα του ρεύματος που παράγει την ροή,  $i_{ds}$ , στο περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα αναφοράς  $-d^e q^e$  και σε συνδυασμό με την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου IFOC (Indirect Field Oriented Control) παράγει τα φασικά ρεύματα αναφοράς για την διέγερση του κινητήρα. Ο γρήγορος αλγόριθμος συνδυάζει έναν ελεγκτή βασισμένο σε μοντέλο απωλειών (LMC) με έναν ασαφή ελεγκτή αναζήτησης (FLSC). Επιπλέον πετυχαίνει μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών και κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων λειτουργίας του κινητήρα με την χρήση ενός ασαφή ελεγκτή που μειώνει το ρεύμα διέγερσης του στάτη ανάλογα με το είδος της μεταβατικής λειτουργίας.

Αρχικά ο αλγόριθμος μόλις ανιχνεύσει κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία, ο ελεγκτής τύπου LMC στον οποίο χρησιμοποιώ το γνωστό γενικευμένο μοντέλο απωλειών, υπολογίζει πολύ γρήγορα μια προσεγγιστική βέλτιστη τιμή για το  $i_{ds}$ . Επειδή οι τιμές των παραμέτρων του κινητήρα αλλάζουν με την θέρμανση και τον κορεσμό του κινητήρα έως και 50%, το μαθηματικό μοντέλο του LMC δεν μπορεί να υπολογίσει την πραγματική βέλτιστη τιμή που υπολογίζει είναι προσεγγιστική, αρκετά κοντά στην πραγματική βέλτιστη τιμή.

Στην συνέχεια, για την εύρεση της πλησιέστερης στην πραγματική βέλτιστης τιμής, χρησιμοποιώ έναν βέλτιστο ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης (FLSC), ο οποίος είναι εντελώς ανεξάρτητος των παραμέτρων του κινητήρα. Ο FLSC ξεκινά την αναζήτηση από την προσεγγιστική βέλτιστη τιμή που έχει ήδη υπολογιστεί από τον ελεγκτή τύπου LMC. Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται ο χρόνος σύγκλισης του αλγόριθμου, που είναι το κύριο μειονέκτημα των SC.



Σχήμα 5.1: Νέο προτεινόμενο γρήγορο σύστημα ελαχιστοποίησης απωλειών, τόσο κατά την λειτουργία σε ισορροπία, όσο και κατά τις μεταβατικές καταστάσεις. Ο ελεγκτής LMC υπολογίζει αρχικά μια προσεγγιστική τιμή της βέλτιστης τιμής του ρεύματος διέγερσης του στάτη και στη συνέχεια το σύστημα των ασαφών ελεγκτών FLCS1 και FLC2 αναλαμβάνει την ακριβή ρύθμιση ης βέλτιστης τιμής του ρεύματος διέγερσης του στάτη. Ο ασαφής ελεγκτής αντιστάθμισης της ροπής FLC3 ρυθμίζει την μεταβολή της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή.





System PM<sub>p</sub>LC2: 2 inputs, 1 outputs, 10 rules

Σχήμα 5.2: Οι ασαφείς ελεγκτές FLSC1 και FLC2 που περιλαμβάνει το νέο γρήγορο σύστημα ελέγχου στο Σχήμα 5.1: . Ο FLSC1 ενεργοποιείται για τον υπολογισμό του βέλτιστου ρεύματος διέγερσης του στάτη στην κατάσταση ισορροπίας, ο FLC2 για την απαιτούμενη αύξηση του ρεύματος διέγερσης του στάτη στις μεταβατικές καταστάσεις.

Όταν το σύστημα ελέγχου ανιχνεύσει μεταβατική κατάσταση λόγω αλλαγής στην ροπή ή την ταχύτητα του κινητήρα, σύμφωνα με τα όρια των κριτηρίων που έχω προγραμματίσει (βλέπε Κεφ. 5.), χαρακτηρίζει την κατάσταση λειτουργίας μεταβατική, οπότε ενεργοποιείται ο ασαφής ελεγκτής FLC2 που έχει σχεδιαστεί για να υπολογίζει την αύξηση του  $i_{ds}$  (αντί της συνηθισμένης τακτικής να αποκαθίσταται η ονομαστική τιμής του ρεύματος διέγερσης του στάτη). Επειδή στις μεταβατικές καταστάσεις η ισχύς εξόδου του κινητήρα δεν είναι σταθερή, ο ασαφής ελεγκτής FLC2 δεν μπορεί να είναι τύπου αναζήτησης. Ο FLC2 είναι ένας συνηθισμένος ασαφής ελεγκτής FLC2 δεν μπορεί να είναι τύπου αναζήτησης. Ο FLC2 είναι ένας συνηθισμένος ασαφής ελεγκτής που δέχεται στην είσοδό του το σφάλμα της ταχύτητας του άξονα του κινητήρα και την μεταβολή του σφάλματος της ταχύτητας. Η μεταβλητή ελέγχου είναι η αύξηση του ρεύματος διέγερσης του στάτη  $\Delta i_{ds}$ . Επιλέγω αυτές τις εισόδους επειδή το κινητήριο σύστημα κάνει έλεγχο ταχύτητας με μεταβαλλόμενη ροπή, ο ασαφής ελεγκτής που βίεγερο ταχύτητας με μεταβαλλόμενη ροπή, ο ασαφής ελεγκτής που μειώνει τις απώλειες κατά την διάρκεια μετάβασης δέχεται για εισόδους το σφάλμα της ταχύτητας και το σφάλμα της ροπής.

Για την διατήρηση της καλής δυναμικής συμπεριφοράς του κινητήρα, η μείωση της συνιστώσας του ρεύματος διέγερσης του στάτη πρέπει να συνοδεύεται από αύξηση της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή, *i*<sub>qs</sub>. Αυτό επιτυγχάνεται με τον σχεδιασμό μια ακόμα βαθμίδας ασαφή ελέγχου, που καλείται "ασαφής αντισταθμιστής

ροπής" (Fuzzy Torque Compensation). Αυτός ο τρίτος ασαφής ελεγκτής ενεργοποιείται πάντα μετά τον ασαφή έλεγχο του ρεύματος διέγερσης. Δέχεται για είσοδο το σφάλμα της ταχύτητας και το σφάλμα της ροπής. Έχει για έξοδο (μεταβλητή ελέγχου) την μεταβολή της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή, Δi<sub>qs</sub>, στο περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων αναφοράς –d<sup>e</sup>q<sup>e</sup>.

#### 5.2.1. Ο ελεγκτής LMC που χρησιμοποιώ

Ο ελεγκτής LMC που χρησιμοποιώ (βλέπε Σχήμα 5.1: ) βασίζεται σε ένα γενικευμένο μοντέλο απωλειών, που επεξηγώ στην συνέχεια.



Σχήμα 5.3: Εξάρτηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών κινητήρα σε συνάρτηση με την μαγνητική ροή στο διάκενο του κινητήρα [29].

Όπως δείχνει και το Σχήμα 5.3: οι ηλεκτρομαγνητικές απώλειες  $P_L$  του κινητήρα είναι το άθροισμα των απωλειών σιδήρου  $P_{Fe}$  και χαλκού  $P_{cu}$ . Το ελάχιστο αυτού του αθροίσματος είναι μοναδικό και εξαρτάται από το βάρος  $p_1 \in [0,1]$ , το οποίο ορίζεται διαφορετικά ανάλογα το είδος του κινητήρα.



Σχήμα 5.4: Το διάγραμμα του αλγόριθμου του γενικευμένου μοντέλου απωλειών [2] που χρησιμοποιώ.

Το γενικευμένο μοντέλο απωλειών, όπως προτάθηκε από τους [1], είναι εκφρασμένο στο ορθογώνιο περιστρεφόμενο σύστημα συντεταγμένων  $-d^eq^e$ ως εξής:

$$i_{F-Fd}^{*} = p_{1}i_{F-Fd1} + (1-p_{1})i_{F-Fd2}i_{F-Fd1}$$
(5.2)

$$i_{F-Fd1} = (1 + S_{Te}R_r / R_s) \left[ (L_{ds} - L_q) / T_{em}S_{Te} \right] i_{F-Fq}^{*3}$$
(5.3)

$$i_{F-Fd2} = (-\varphi/L_d) + \left[ (L_{ds} - L_q) L_q L_{qs} / (T_{em} S_{Te} L_d L_{ds}) \right] i^*_{F-Fq}^{3}$$
(5.4)

$$p_{1} = 1 / \left[ 1 + \left( L_{d} L_{ds} / R_{s} R_{c} \right) \omega^{*}{}_{r}^{2} \right]$$
(5.5)

όπου

$$S_{Te} = (JT_{em} / Ji^{*}_{F-Fq}) (i^{*}_{F-Fq} / T_{em})$$
(5.6)

 $και p_1 ∈ [0,1].$ 

Αν ο κορεσμός του μαγνητικού πεδίου παραληφθεί, τότε  $S_{Te}=1$ .

Τα σύμβολα των παραπάνω εξισώσεων συμβολίζουν ως εξής:

r = r + r + r + r + r + r + r + r + r +
s σαν δεικτης δηλωνει μεγεθος που αφορα τον στατη
<sub>d q</sub> , σαν δείκτες δηλώνουν συνιστώσες στο στατικό ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων
(d-axis, q-axis)
F-F σαν δείκτης δηλώνει τιμή ανάδρασης (feed –forward)
ρι κανονικοποιημένη τιμή
$T_{em}$ είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας, pu
$L_d$ , $L_q$ είναι οι d-axis, q-axis επαγωγές (inductances), pu
$L_{ds}$ , $L_{qs}$ είναι επίσης or d-axis, q-axis επαγωγές (including sensitivity for optimum
calculation), pu
$L_m$ είναι η αυτεπαγωγή μαγνήτησης in pu
φ είναι η μαγνητική ροή του στάτη in pu
ρ είναι ο αριθμός των ζευγών των πόλων
$R_s$ είναι η ισοδύναμη αντίσταση απωλειών χαλκού του στάτη, p.u
$R_c$ είναι η ισοδύναμη αντίσταση απωλειών σιδήρου του στάτη, pu
$R_r$ είναι η ισοδύναμη αντίσταση απωλειών σιδήρου και χαλκού του δρομέα, pu
$S_d$ είναι η σχετική ευαισθησία των $L_d$ ως προς το $i_d$ (relative sensitivity of $L_d$ to $i_d$ )

Οι εξισώσεις (5.2) έως (5.6) μπορεί να εφαρμοστούν σε διαφορετικά είδη DC και AC κινητήρων (IM, Interior and Surface PM, Synchronous RM and DC motors), επιλέγοντας τις κατάλληλες τιμές των παραμέτρων από τον Πίνακας 5.1:

Παράμετροι	IMSM	SPM	SRM	IM	DC
arphi	arphi	φ	0	0	0
$R_s$	$R_s$	$R_s$	$R_s$	$R_s$	$R_{f}$
$R_r$	0	0	0	$R_r$	$R_a$ - $R_r$
R <sub>c</sub>	R <sub>c</sub>	R <sub>c</sub>	$R_c$	$R_c$	$R_c$
$L_d$	$L_d$	Lm	$L_d$	$L_m$	$L_{f}$
L <sub>a</sub>	$L_q$	$L_m$	L <sub>a</sub>	0	0

Πίνακας 5.1:Προσδιορισμός των παραμέτρων του γενικευμένου μοντέλου ηλεκτρομαγνητικών απωλειών [1]

#### 5.2.2. Μέριμνα για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα μέσω ασαφούς συστήματος ελαχιστοποίησης απωλειών

Όπως ανάφερα και προηγουμένως και όπως δείχνω και στο Σχήμα 5.1: , προτείνω όταν ανιχνεύεται κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία να ενεργοποιείται ο ασαφής ελεγκτής τύπου αναζήτησης, ενώ όταν ανιχνεύεται μεταβατική κατάσταση να ενεργοποιείται ο ασαφής ελεγκτής FLC2.

#### 5.2.2.1. Ο ασαφής ελεγκτής FLSC1 που χρησιμοποιώ για την κατάσταση ισορροπίας

Ο ασαφής ελεγκτής FLSC1 περιγράφεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 5.5: Ασαφής ελεγκτής τύπου αναζήτησης (FLSC) για τον βέλτιστο έλεγχο στην κατάσταση ισορροπίας.



Σχήμα 5.6: Συναρτήσεις συμμετοχής του FLSC1. Ο FLSC1 μπορεί να αυξάνει και να μειώνει το ρεύμα διέγερσης του στάτη.

#### 5.2.2.2. Ο ασαφής ελεγκτής FLC2 που χρησιμοποιώ για την μεταβατική κατάσταση

Ο ασαφής ελεγκτής FLC2 περιγράφεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 5.7: Ασαφής ελεγκτής (FLC2) για την αύξηση του ρεύματος διέγερσης στις μεταβατικές καταστάσεις.



Σχήμα 5.8: Συναρτήσεις συμμετοχής του FLC2. Ο FLC2 μπορεί μόνο να αυξάνει το ρεύμα διέγερσης του στάτη.

#### 5.2.2.3. Ο ασαφής ελεγκτής FLC3 που χρησιμοποιώ για την αντιστάθμιση της ροπής

Μετά τον υπολογισμό του βέλτιστου ρεύματος διέγερσης του στάτη, το προτεινόμενο σύστημα ενεργοποιεί τον ασαφή ελεγκτή FLC3 για τον υπολογισμό της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή, ώστε ο κινητήρας να μπορεί να διατηρήσει σταθερή την τιμή της ροπής που παράγει. Ο ασαφής ελεγκτής FLC3 δείχνεται στο Σχήμα 5.9: και στο Σχήμα 5.10:.



Σχήμα 5.9: Ασαφής ελεγκτής FLC3. Ενεργοποιείται σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας, μετά τον έλεγχο ελαχιστοποίησης απωλειών, για τον υπολογισμό της τιμής της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή.



Σχήμα 5.10: Συναρτήσεις συμμετοχής του ασαφή ελεγκτή FLC3. Μπορεί να αυξάνει ή να μειώνει την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή.

#### 5.2.3. Ο νέος γρήγορος έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών σε συνδυασμό με IFOC έλεγχο

Το προτεινόμενο υποσύστημα ελέγχου για την ελαχιστοποίησης των απωλειών συνδέεται σαν εξωτερικός βρόγχος στο υποσύστημα ελέγχου με την συμβατική τεχνική έμμεσου διανυσματικού ελέγχου, ή αλλιώς ονομαζόμενου έμμεσου ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου (IFOC). Στο Σχήμα 5.13: δείχνεται το διάγραμμα ροής των σημάτων του συνολικού συστήματος του προτεινόμενου ελέγχου.

Η βαθμίδα που τιτλοφορείται ως Power Processing Unit εκτελεί τις παρακάτω εργασίες:

 υπολογίζει περιοδικά τις απώλειες P<sub>L(k)</sub> και τις συγκρίνει με την προηγούμενη τιμή τους για να υπολογίσει την μεταβολή τους ΔP<sub>L</sub>

$$\Delta P_{L(k)} = P_{L(k)} - P_{L(k-1)} \tag{5.7}$$

- συγκρίνει περιοδικά τις τιμές της ταχύτητας, του ρεύματος του στάτη και των μεταβολών της ισχύος και τις συγκρίνει με τα όρια που έχουμε προγραμματίσει ανάλογα με το είδος της εφαρμογής, προκειμένου να χαρακτηρίσει την τρέχουσα κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα ως ισορροπίας ή ως μεταβατική.
- αποφασίζει την ενεργοποίηση των ασαφών ελεγκτών FLSC1 και FLC2.

#### 5.2.3.1. Πως υπολογίζω τις απώλειες

Η βαθμίδα Power Processing Unit υπολογίζει τις συνολικές απώλειες του κινητήριου συστήματος, δηλαδή του κινητήρα, του αντιστροφέα και των λοιπών ηλεκτρονικών

διατάξεων. Οι απώλειες υπολογίζονται από την διαφορά της άμεσης μέτρησης της ισχύος εισόδου στην DC σύζευξη του αντιστροφέα ισχύος και της έμμεσης μέτρησης της ισχύος εξόδου του κινητήρα. Η ισχύς εξόδου του κινητήρα υπολογίζεται από την άμεση μέτρηση της ταχύτητας στον άξονα του κινητήρα και την άμεση μέτρηση της ροπής φορτίου με ροπόμετρο ή τον υπολογισμό της ροπής που παράγει ο κινητήρας από τον ελεγκτή βαθμίδα ελέγχου της ταχύτητας του διανυσματικού ελέγχου.

$$P_{L} = P_{in} - P_{out} = V_{DC}I_{DC} - P_{out}$$
(5.8)

$$P_{out} = \omega_r T_{em} \tag{5.9}$$

όπου

- $V_{DC}$  και  $I_{DC}$  είναι η τάση και το ρεύμα στο DC link του αντιστροφέα ισχύος που μετρείται άμεσα κατά τακτά διαστήματα,
- $ω_r$ είναι η ταχύτητα του κινητήρα και μετρείται άμεσα ή υπολογίζεται από τον ελεγκτή,
- $T_{em}$ είναι η ροπή του φορτίου του κινητήρα που μετρείται άμεσα με ροπόμετρο ή υπολογίζεται από τον ελεγκτή.

#### 5.2.4. Κριτήρια που θέτω για τον χαρακτηρισμό της κατάστασης λειτουργίας του κινητήρα

Η κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα χαρακτηρίζεται ως κατάσταση ισορροπίας (steady state) αν η ταχύτητα και η ροπή του κινητήρα είναι σταθερά. Αν η ταχύτητα ή η ροπή μεταβάλλονται ο κινητήρας βρίσκεται σε κατάσταση μετάβασης (transient state). Στην εργασία μου του 2010, [28], στο Κεφάλαιο 6, σχέση (6.33), χρησιμοποιώ επιπλέον ένα κριτήριο που χαρακτηρίζει αν η λειτουργία του κινητήρα είναι σε λειτουργία χαμηλού ή υψηλού φορτίου. Με αυτό τον τρόπο μπορεί να απενεργοποιηθεί ο αποδοτικός έλεγχος σε περιπτώσεις υψηλών φορτίων, ανάλογα με την επιθυμία του χρήστη.

Τα κριτήρια που χαρακτηρίζουν την τρέχουσα κατάσταση λειτουργίας ως ισορροπίας ή ως μεταβατική είναι οι παρακάτω:

If for three samples 
$$|\Delta\omega[k]| \ge a$$
 or  $|\Delta P_L[k]| \ge \beta$  then transient state  
If for three samples  $|\Delta\omega[k]| \le a$  and  $|\Delta P_L[k]| \le \beta$  then steady state (5.10)

Τα όρια των κριτηρίων (5.10), α, β, που επιλέγονται από τον χρήστη ανάλογα το είδος της εφαρμογής.

Το α, εκφράζει το όριο του σφάλματος της ταχύτητας και επιλέγεται με κριτήριο την ακρίβεια της μέτρησης της ταχύτητας και το είδος της ακρίβειας που απαιτεί η εφαρμογή.

Το β, εκφράζει την τιμή της μεταβολής των απωλειών που επιλέγεται από την εμπειρία του χρήστη προκειμένου να δείχνει ότι ο κινητήρας βρίσκεται σε κατάσταση μετάβασης. Η τιμή του  $\beta$  πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το πλάτος του θορύβου των μετρήσεων και μεγαλύτερη από τις μεταβολές των απωλειών κατά την διάρκεια της αναζήτησης της βέλτιστης τιμής.

#### 5.3. Τεχνική έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (IFOC) που χρησιμοποιώ

Είναι γνωστό ότι τα τριφασικά ρεύματα και τάσεις του κινητήρα είναι χρονικά μεταβαλλόμενα μεγέθη που μπορούμε να τα ανάγουμε σε χρονικά αμετάβλητα και δισδιάστατα με μετασχηματισμούς σε κατάλληλα συστήματα αναφοράς, βλέπε Σχήμα 5.12:.

Για να γίνει κατανοητή η περιγραφή του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου, υπενθυμίζω ότι υπάρχει το ορθογώνιο περιστρεφόμενο με σύγχρονη ταχύτητα  $\omega_e$  σύστημα συντεταγμένων, - d<sup>e</sup>q<sup>e</sup>, και το στατικό (ακίνητο) ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων –dq. Στα προηγούμενα Κεφάλαια, το στατικό ορθογώνιο σύστημα συμβολίζεται με αβ, αντί dq. Αυτά τα δύο συστήματα αναφοράς σχηματίζουν γωνία  $\theta_e$  (βλέπε Σχήμα 5.11: ). Το ρεύμα του στάτη  $\vec{i}_s$  και το πεδίο του δρομέα  $\vec{\varphi}_r$  στρέφονται με σύγχρονη ταχύτητα  $\omega_e$ , για αυτό είναι ακίνητα ως προς το -d<sup>e</sup>q<sup>e</sup> και χρονικά μεταβαλλόμενα ως προς το -dq. Το πεδίο του δρομέα στρέφεται με γωνία  $\theta_r$  ως προς το ακίνητο σύστημα –dq.



Σχήμα 5.11: Τα τρία ορθογώνια συστήματα αναφοράς: στατικό –dq, περιστρεφόμενο με σύγχρονη ταχύτητα –d<sup>e</sup>q<sup>e</sup>, περιστρεφόμενο –d<sup>r</sup>q<sup>r</sup>. Ο εκθέτης <sup>r</sup> δηλώνει ότι ο *d* άξονας ταυτίζεται με την διεύθυνση του πεδίου του δρομέα, ενώ ο <sup>s</sup> με του στάτη. Πηγή: [9], [11].



Σχήμα 5.12: Μετασχηματισμός των συντεταγμένων των χρονικά μεταβαλλόμενων παραμέτρων του κινητήρα κατά τον διανυσματικό έλεγχο. Πηγή: B. Bose [29].

Υπάρχουν δύο τεχνικές διανυσματικού ελέγχου, ανάλογα με τη μέθοδο υπολογισμού της γωνίας του πεδίου του δρομέα  $\theta_e$ . Ο άμεσος ανυσματικός έλεγχος ή άμεσος έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου, όταν η γωνία του πεδίου  $\theta_e$  προσδιορίζεται από τα ρεύματα και εναλλακτικά τις τάσεις στους ακροδέκτες του κινητήρα ή την ηλεκτρεγερτική δύναμη ή την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Αν η γωνία του πεδίου  $\theta_e$  προσδιορίζεται μόνο από το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα και τη μέτρηση της ταχύτητας περιστροφής, χωρίς να απαιτούνται μετρήσεις των τάσεων και ρευμάτων του κινητήρα, τότε έχουμε τον έμμεσο ανυσματικό έλεγχο ή έμμεσο έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου [10].

Τα βήματα ενεργειών που ακολουθούνται στον ανυσματικό έλεγχο του επαγωγικού κινητήρα είναι συνοπτικά τα παρακάτω [9], [11]:

- Υπολογίζεται η γωνία του πεδίου του δρομέα θ<sub>e</sub> (άμεσα ή έμμεσα, ανάλογα με την τεχνική ελέγχου).
- 2. Προσδιορίζεται το ρεύμα πεδίου, διέγερσης του στάτη, με την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη i<sup>\*e</sup><sub>ds</sub> στο περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα αναφοράς -d<sup>e</sup>q<sup>e</sup>, για τη παραγωγή της απαιτούμενης ροής του δρομέα φ<sup>\*e</sup><sub>r</sub>'.
- 3. Από τη ροή δρομέα φ<sup>\*e</sup><sub>r</sub>' που προσδιορίστηκε από το προηγούμενο βήμα και την απαιτούμενη ροπή T<sup>\*</sup><sub>em</sub> προσδιορίζεται η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη στο περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα αναφοράς, i<sup>\*e</sup><sub>qs</sub>, για τη παραγωγή της απαιτούμενης ροπής. Αν η ροή του δρομέα είναι σταθερή, ο έλεγχος ροπής γίνεται αποκλειστικά από το ρεύμα i<sup>\*e</sup><sub>qs</sub>.
- 4. Εφαρμόζεται ο αντίστροφος μετασχηματισμός από  $-d^e_q^e$  στο  $-dq^s$ , ώστε από τα ρεύματα  $i^{*e}_{\ ds}$  και  $i^{*e}_{\ qs}$ , να προσδιοριστούν τα ρεύματα  $i^{*}_{\ ds}$  και  $i^{*e}_{\ qs}$ .
- 5. Εφαρμόζεται ο αντίστροφος μετασχηματισμός (από –dq στο τριφασικό σύστημα abc, ώστε από τα ρεύματα  $i^*_{\ ds}$  και  $i^*_{\ qs}$  να προσδιοριστούν τα τριφασικά ρεύματα αναφοράς  $i^*_{\ a}$ ,  $i^*_{\ b}$ ,  $i^*_{\ c}$ .
- 6. Ο αντιστροφέας ισχύος τροφοδοτεί τον επαγωγικό κινητήρα με τριφασικό σύστημα ρευμάτων, που καθορίζεται από τα φασικά ρεύματα αναφοράς i<sup>\*</sup><sub>a</sub>, i<sup>\*</sup><sub>b</sub>, i<sup>\*</sup><sub>c</sub>. Τα τριφασικά ρεύματα αναφοράς i<sup>\*</sup><sub>a</sub>, i<sup>\*</sup><sub>b</sub>, i<sup>\*</sup><sub>c</sub>, ta τριφασικά ρεύματα αναφοράς i<sup>\*</sup><sub>a</sub>, i<sup>\*</sup><sub>b</sub>, i<sup>\*</sup><sub>c</sub>, ta τριφασικά ρεύματα αναφοράς i<sup>\*</sup><sub>a</sub>, i<sup>\*</sup><sub>b</sub>, i<sup>\*</sup><sub>c</sub>, θα μπορούσαν να προσδιοριστούν απ' ευθείας από το περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα αξόνων -d<sup>e</sup>q<sup>e</sup>. Στη περίπτωση αυτή, τα βήματα 4 και 5 γίνονται ένα.
- 4. Προσδιορίζεται το μέτρο του πλάτος του διανύσματος του ρεύματος του στάτη  $i_s^*$  από τις δύο συνιστώσες του  $i^{*e}_{ds}$  και  $i^{*e}_{qs}$ , σύμφωνα με την εξίσωση  $i_s^* = \sqrt{i_{qs}^{e^2} + i_{ds}^{e^2}}$ . Από την εξίσωση  $\gamma_r = \tan^{-1}(i_{qs}^e/i_{ds}^e)$  προσδιορίζεται η φάση του ρεύματος του στάτη  $\gamma_r$  στο σύγχρονα στρεφόμενο σύστημα αξόνων αναφοράς και από την εξίσωση  $\theta_s = \theta_e + \gamma_r$  στο ακίνητο σύστημα αξόνων αναφοράς.
- 5. Από το πλάτος  $i_s^*$  και τη φάση  $\theta_s$  του ρεύματος, προσδιορίζονται οι κυματομορφές των τριφασικών ρευμάτων αναφοράς

#### 5.4. Μεθοδολογία του πλήρους νέου γρήγορου προτεινόμενου ελέγχου

Στο προτεινόμενο σύστημα αποδοτικού ελέγχου συνδυάζω το γρήγορο βέλτιστο ασαφές σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών με την τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (IFOC). Είναι κατανοητό ότι κατά την εκτέλεση των εργασιών του αλγόριθμου, οι ελεγκτές ρεύματος έχουν την μεγαλύτερη προτεραιότητα, στη συνέχεια οι ελεγκτές ταχύτητας και τελευταίοι οι ασαφείς ελεγκτές. Η ιεράρχηση των εργασιών των διαφορετικών ελεγκτών γίνεται με διακοπή του προγράμματος με χρονόμετρα (timers και interrupts).

Για να αντιμετωπίσω το πρόβλημα της ταλάντωσης της ροπής στις χαμηλές ταχύτητες, χρησιμοποιώ σύμφωνα με την βιβλιογραφία [15], [29], ένα χαμηλοπερατό φίλτρο πρώτης τάξης. Το φίλτρο το επιλέγω να φθάνει στο 99% της τιμής αναφοράς του μετά από χρονικό διάστημα που είναι ίσο με τον χρόνο που χρειάζεται να ενεργοποιηθεί το ασαφές σύστημα ελέγχου μετά που το DC link του αντιστροφέα ισχύος έχει ανταποκριθεί στην αλλαγή του ρεύματος διέγερσης του στάτη,  $\Delta i^*_{ds}$ . Με αυτό τον τρόπο δεν επηρεάζεται η ταχύτητα σύγκλισης του βέλτιστου ασαφή ελέγχου.

Όταν κατά την λειτουργία του κινητήρα συμβαίνει μια αλλαγή στην ροπή του φορτίου, επειδή η ροή του στάτη δεν είναι δυνατό να αλλάξει αρκετά γρήγορα, για να ανταποκριθεί ο κινητήρας στην αυξημένη ανάγκη ροπής, θέτω ένα κατώτατο όριο  $i^*_{dsmin}$  στην τιμή που μπορεί να πάρει το βέλτιστο ρεύμα  $i^*_{ds}$ , ώστε το επίπεδο της ροπής να διατηρείται σε κάποιο ασφαλές επίπεδο. Αυτός ο περιορισμός εκφράζεται στην σχέση

$$i_{ds}^{*} > i_{ds\,\min}^{*} \tag{5.11}$$

Όταν κατά την λειτουργία του κινητήρα σε κατάσταση ισορροπίας με ελαττωμένη ροή συμβεί μια υψηλή αλλαγή στην ροπή, τότε μπορεί το σύστημα διανυσματικού ελέγχου να παράγει πολύ υψηλό ρεύμα διέγερσης, μεγαλύτερο από το επιτρεπτό όριο προστασίας του κινητήρα. Προκειμένου να προστατευθεί ο κινητήρας από υπερθέρμανση, θέτω επιπλέον στον βέλτιστο ελεγκτή απωλειών ένα ανώτατο όριο στο ρεύμα διέγερσης, όπως εκφράζεται με την σχέση (5.12)

$$\sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} < 1.5 Is_{rated}$$
(5.12)

Το ρεύμα ροπής του στάτη υπολογίζεται από τον βρόγχο ανάδρασης της ταχύτητας από την μαθηματική σχέση σύνθεσης του κινητήρα [29]

$$i_q^* = T_{em} L_q / \varphi p L_m \tag{5.13}$$

Στην τεχνική IFOC, ο ελεγκτής αποσύζευξης ρεύματος δέχεται για είσοδο τις τρέχουσες τιμές των  $i_{ds}^*$  και  $i_{qs}^*$  προκειμένου να υπολογίσει τις τιμές των τάσεων αναφορών (Feed – Forward commands)  $v_d$  και  $v_q^*$  σύμφωνα με τις ακόλουθες εξισώσεις

$$v_d^* = v_{F-F d}^* + v_{PI d}$$
(5.14)

$$v_{PId} = R_{s} \left( i_{F-Fd}^{*} + v_{F-Fd}^{*} / R_{c} \right)$$
(5.15)

$$v_{F-Fd}^{*} = -\omega_{r}L_{q}i_{F-Fq}^{*} + L_{d}\left(di_{F-Fd}^{*} / dt\right)$$
(5.16)

$$v_q^* = v_{F-Fq}^* + v_{PIq}$$
(5.17)

$$v_{PIq} = R_s \left( i^*_{F-Fq} + v^*_{F-Fq} / R_c \right)$$
(5.18)

$$v *_{F-F q} = \omega_r (L_d i^*_{F-F d} + \varphi) + L_q (d i^*_{F-F q} / dt)$$
(5.19)

όπου

\* σαν εκθέτης δηλώνει τιμές αναφοράς

 $_{F-F}$  σαν δείκτης δηλώνει τιμή ανάδρασης (feed –forward)

PI σαν δείκτης δηλώνει τιμή που προκύπτει από ελεγκτή τύπου PI

G σαν πρώτο κεφαλαίο γράμμα δηλώνει συντελεστή κέρδους (gain factor)

d/dt δηλώνει παράγωγο ως προς τον χρόνο

 $T_{em}$ είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας, pu

<sub>d</sub>, <sub>q</sub>, σαν δείκτες δηλώνουν συνιστώσες στο στατικό ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων (d-axis, q-axis)

 $L_d$ ,  $L_q$  είναι οι d-axis, q-axis επαγωγές (inductances), pu

 $L_m$  είναι η αυτεπαγωγή μαγνήτησης in pu

 $\varphi$ είναι η μαγνητική ροή του στάτη, pu

*p* είναι ο αριθμός των ζευγών των πόλων

 $R_s$  είναι η ισοδύναμη αντίσταση απωλειών χαλκού του στάτη, p.u

 $R_c$  είναι η ισοδύναμη αντίσταση απωλειών σιδήρου του στάτη, pu

Οι εξισώσεις (5.14) έως (5.19) αφορούν τον έλεγχο κινητήρα μόνιμου μαγνήτη [29] και είναι εκφρασμένες στο σύγχρονο σύστημα αναφοράς  $-d^eq^e$  (περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα συντεταγμένων).

Οι συνιστώσες των ρευμάτων του στάτη στο περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς,  $i_{F-F d}^*$  και  $i_{F-F q}^*$ , υπολογίζονται από τους ασαφείς ελεγκτές του συστήματος βέλτιστου ελέγχου και στη συνέχεια με τον διανυσματικό έλεγχο υπολογίζονται οι αντίστοιχες τάσεις  $v_d$  και  $v_q$ . Οι τιμές των τάσεων του στάτη αφού μετατραπούν σε φασικές συντεταγμένες abc, διαφοράς φάσης 120<sup>0</sup>, εισάγονται στην βαθμίδα PWM προκειμένου να παραχθούν οι παλμοί με διαμορφωμένο εύρος και ο αντιστροφέας ισχύος να παράγει το τριφασικό ρεύμα διέγερσης του κινητήρα.



Σχήμα 5.13: Διάγραμμα ροής των σημάτων του νέου γρήγορου προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου, για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας, που μπορεί να εφαρμοστεί σε διαφορετικούς τύπους και μεγέθη κινητήρα [1].

## 5.5. Προσομοιώσεις του νέου προτεινόμενου γρήγορου συστήματος ελαχιστοποίησης απωλειών για PMSM drive

Ο αναλυτικός Simulink αλγόριθμος δίνεται στο Παράρτημα 5. Τις προσομοιώσεις του προτεινόμενου ελέγχου της εκτελώ με HY στην Simulink με τις εξής συνθήκες:

- Περίοδος δειγματοληψίας φασικών ρευμάτων κινητήρα  $T_{s-\text{current}} = 0.1 \text{ ms}$
- Περίοδος δειγματοληψίας ταχύτητας κινητήρα  $T_{s-speed} = 1 \text{ ms}$
- Περίοδος ενεργοποίησης ασαφούς συστήματος ελέγχου T<sub>s</sub>-FuzzyController = 200 ms
- Ο χρόνος ενεργοποίησης 200 ms επιλέγεται με κριτήριο ότι ο χρόνος απόκρισης του κινητήρα σε βηματικές αλλαγές της ροής του είναι μικρότερος των 200 ms.

Στην προσομοίωση που ακολουθεί, επειδή δεν έχω συμπεριλάβει στο μοντέλο του εικονικού αντιστροφέα ισχύος, υπολογίζω την ισχύ εισόδου του κινητήρα από την είσοδο του κινητήρα σύμφωνα με την σχέση:

$$P_{in} = 3 \left( v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \right) / 2$$
 (5.20)

Οι παράμετροι τις εξίσωσης του γενικευμένου μοντέλου απωλειών σύμφωνα με τον Πίνακας 5.1:, δίνονται από τον παρακάτω Πίνακας 5.2: και τον Πίνακας 5.3:

Πίνακας 5.2: Παράμ	ετροι γενικευμένου	μοντέλου απωλ	λειών για PMSN	Ι κινητήρα.

Parameter values in pu for simulation of an I-PMSM							
3 pol	e pairs, 220	V three phase	e 50 Hz, 1.5 k	W, 7 A; 209.3 rad/s			
φ	$\varphi$ $L_d^*$ $L_q^*$ $R_s$ $R_c = R_{co}\omega_r(1+\omega_r)$						
0.857	0.35	0.6	0.104	<i>R<sub>co</sub></i> =52			
* πειραμα του 0.5 pu [	$0.837$ $0.837$ $0.837$ $0.104$ $K_{co}-32$ * πειραματικές τιμές αυτεπαγωγών (inductances) για ρεύματα μικρότερα του 0.5 pu [2] $0.576$ $0.104$ $0.104$						

Πίνακας 5.3: Παράμετροι γενικευμένου μοντέλου απωλειών για ACIM κινητήρα.

Parameter values in pu for simulation of an AC Induction Motor Drive (ACIM)							
4 pole	pairs, 220 V thr	ee phase 50 Hz	z, 3.7 kW, 7 A; 1	178.9 rad/s			
$\varphi$ $L_d^*$ $L_a^*$ $R_s$ $R_c = R_{co}\omega_r(1+\omega_r)$							
0.857	0.35	0.6	0.406	$R_{co}=52$			
<ul> <li>* πειραματικές τιμές αυτεπαγωγών (inductances) για ρεύματα μικρότερα του 0.5 pu [2]</li> </ul>							

Προκειμένου να αξιολογήσω την προτεινόμενη μέθοδο ελέγχου, εκτελώ προσομοιώσεις που έχουν για σκοπό να δείξουν:

- την βελτίωση του χρόνου σύγκλισης του αλγόριθμου λόγω της χρήσης του LMC,
- την δυνατότητα βελτίωσης της ενεργειακής απόδοσης του κινητήριου συστήματος.
- την επίδραση του ελέγχου FLC2 στις μεταβατικές καταστάσεις στην συνολική ενεργειακή μείωση των απωλειών και στον χρόνο σύγκλισης του αλγόριθμου.

Για να αξιολογήσω τη συνεισφορά του ελεγκτή LMC στο χρόνο σύγκλησης του αλγόριθμου και την συνεισφορά του ελεγκτή FLC2 στη μείωση των απωλειών κατά τις μεταβατικές καταστάσεις, εκτελώ προσομοιώσεις με και χωρίς την ενεργοποίηση τους.

Οι συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα που προσομοιώνω είναι:

- Σε t = 0 s, ο κινητήρας ξεκινά από την ηρεμία στην ονομαστική του ταχύτητα με σταθερό φορτίο 0.05 pu.
- Ενώ ο κινητήρας λειτουργεί στην ονομαστική του ταχύτητα, με σταθερό φορτίο 0.05 pu, την χρονική στιγμή t = 100 ms εφαρμόζω φορτίο, 0.7 pu, και στο t = 200 ms εφαρμόζω ξανά φορτίο 0.05 pu.

#### 5.5.2. Αξιολόγηση της επίδρασης του LMC στο χρόνο σύγκλισης του ελέγχου

Στο Σχήμα 5.14: δείχνεται η τροχιά που ακολουθούν οι συνιστώσες διέγερσης και παραγωγής ροπής του ρεύματος του στάτη κατά την διάρκεια σύγκλισης του αλγόριθμου.



Σχήμα 5.14: Αποτελέσματα προσομοιώσεων [1]. Η τροχιά ρύθμισης του βέλτιστου ρεύματος διέγερσης του στάτη  $i_{qs}^*$  και της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη  $i_{qs}^*$  που παράγει την ροπή. Ο χρόνος σύγκλισης του γρήγορου αλγόριθμου ελαχιστοποίησης απωλειών είναι κατά 33.3% γρηγορότερος ( $\Delta t=0.8$  s). Η μπλε γραμμή δείχνει την τροχιά υπολογισμού του βέλτιστο ρεύματος  $i_{ds}^*$  όταν δεν χρησιμοποιείται ο LMC,  $t_{συγκλισης}=2.4$  s. Η κόκκινη γραμμή αντιστοιχεί στον γρήγορο αλγόριθμο που χρησιμοποιεί αρχικά τον βέλτιστο ελεγκτή LMC και στη συνέχεια τον βέλτιστο ελεγκτή ασαφούς λογικής,  $t_{συγκλισης}=1.6$  s.

Μετά την εκκίνηση του κινητήρα, την χρονική στιγμή *t*=0.197 s αποκαθίσταται η ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα και το ονομαστικό του πεδίο. Τότε ανιχνεύεται η πρώτη κατάσταση

ισορροπίας του κινητήρα και ξεκινά η διαδικασία της 1<sup>ης</sup> ενεργοποίησης του βέλτιστου αλγόριθμου μείωσης των απωλειών. Ο αλγόριθμος εντοπίζει την βέλτιστη τιμή ρεύματος διέγερσης την χρονική στιγμή *t*=1.6 s, και ο ασαφής αλγόριθμος χρειάζεται 7 βήματα για την σύγκλισή του.

Επαναλαμβάνω την προσομοίωση στις ίδιες συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα χωρίς ο αλγόριθμος να ενεργοποιήσει τον βέλτιστο ελεγκτή LMC. Αυτή τη φορά ο βέλτιστος έλεγχος υλοποιείται από τον βέλτιστο ελεγκτή αναζήτησης ασαφούς λογικής FLSC1 και συγκλίνει την χρονική στιγμή *t*=2.4 s. Ο ασαφής ελεγκτής χρειάζεται 12 βήματα για την σύγκλισή του.

Συγκρίνοντας τις δύο παραπάνω προσομοιώσεις υπολογίζω ότι ο χρόνος σύγκλισης του γρήγορου συστήματος αποδοτικού ελέγχου είναι το 66% του αντίστοιχου χρόνου του βέλτιστου ασαφή ελέγχου χωρίς την υποστήριξη του ελεγκτή LMC. Ο χρόνος που ελαττώνεται ο χρόνος σύγκλισης είναι Δ*t*=0.8 s, και αντιστοιχεί σε μείωση χρόνο κατά 33.3%. Τα αποτελέσματα αυτών των προσομοιώσεων περιγράφονται συνοπτικά στον Πίνακας 5.4:.

## Πίνακας 5.4: Αποτελέσματα προσομοιώσεων για την αξιολόγηση της επίδρασης του ελεγκτή LMC στο χρόνο σύγκλισης του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου (βλέπε Σχήμα 5.14: ).

Συνθήκες λειτουργίας	Αριθμός	Χρόνος	Μείωση	Μείωση χρόνου
κινητήρα	βημάτων	σύγκλισης	χρόνου	σύγκλισης
$T_L=0.05 \text{ pu}$	σύγκλισης	αλγόριθμου	σύγκλισης	(%)
$\omega_r = 1 \text{ p.u}$	αλγόριθμου			
Γρήγορος βέλτιστος	7	1.6 s	0.8 s	33.3
έλεγχος				
(LMC +Fuzzy)				
Αργός βέλτιστος	12	2.4 s		
έλεγχος (χωρίς LMC)				

## 5.5.3. Αξιολόγηση της μείωσης των απωλειών ενέργειας λόγω της γρήγορη σύγκλισης του αλγόριθμου

Το Σχήμα 5.15: συγκρίνονται οι απώλειες του κινητήρα όταν ελέγχεται με τον γρήγορο βέλτιστο αλγόριθμο (μαύρη γραμμή) σε σχέση με την περίπτωση που ελέγχεται με την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου IFOC χωρίς βέλτιστο έλεγχο (κόκκινη γραμμή).

Στις προσομοιώσεις ο κινητήρας λειτουργεί με την ονομαστική του τιμή, 209.3 rad/s και με πολύ χαμηλό φορτίο, 0.05 pu. Όταν εφαρμόζω τον προτεινόμενο βέλτιστο έλεγχο η ισχύς των απωλειών υπολογίζεται ότι έχει μέση τιμή και απόκλιση από την μέση τιμή: 27.5±3.9 W.

Για την ίδια περίπτωση συνθηκών λειτουργίας του κινητήρα, εφαρμόζοντας τον συμβατικό διανυσματικό έλεγχο IFOC (χωρίς την εφαρμογή του βέλτιστου ελέγχου), ο κινητήρας έχει την ονομαστική τιμή διέγερσης/ροής, και η ισχύς των απωλειών υπολογίζεται ότι είναι 43.3±5.5 W.

Τα αποτελέσματα των δύο παραπάνω διαφορετικών ελέγχων καταγράφονται στον Πίνακας 5.5:. Οι απώλειες ισχύος (W) για τον βέλτιστο έλεγχο υπολογίζονται στο 63.5% των αντίστοιχων όταν εφαρμόζεται ο συμβατικός διανυσματικός έλεγχος IFOC. Οι απώλειες υπολογίζεται ότι μειώνονται κατά  $\Delta P$ =15.8 W, δηλαδή κατά 36.5%.


- Σχήμα 5.15: Αποτελέσματα προσομοιώσεων [1] του συμβατικού IFOC ελέγχου χωρίς ελαχιστοποίηση απωλειών (κόκκινη γραμμή) και με τον γρήγορο έλεγχο ελαχιστοποίησης απωλειών (μαύρη γραμμή). Για χαμηλό φορτίο, 0.05 pu, η απόδοση βελτιώνεται κατά 36.5%. Για υψηλό φορτίο, 0.7 pu, η απόδοσή βελτιώνεται κατά 13.6%.
  - Πίνακας 5.5: Αποτελέσματα προσομοιώσεων (βλέπε Σχήμα 5.15: ) για την αξιολόγηση της μείωσης των απωλειών ισχύος (W) του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου, όταν εφαρμόζεται σε κινητήριο σύστημα PMSM (3 phase, 1.5 kW, 220 V, 50 Hz, 7 A, 209.3 rad/s) για τον βέλτιστο έλεγχο σε σύγκριση με τον συμβατικό IFOC έλεγχο.

Συνθήκες λειτουργίας κινητήρα ω.=1 pu	Απώλειες στον γρήγορο βέλτιστο ασαφή έλενγο (W)	Απώλειες στον συμβατικό IFOC έλεγχο (W)	Σύγκριση ελέγχων ΔΡ (W)	Μείωση απωλειών (%)
$T_L = 0.05 \text{ pu}$	43.3 <u>+</u> 5.5	27.5 <u>+</u> 3.9	15.8	36.5
$T_L = 0.7 \text{ pu}$	91.6 <u>+</u> 6.3	79.1 <u>+</u> 6.2	12.5	13.6

Το Σχήμα 5.16: δείχνει την τροχιά μεταβολής των απωλειών του κινητήριου συστήματος καθώς ο κινητήρας αλλάζει κατάσταση λειτουργίας, όταν:

- εφαρμόζεται ο γρήγορος αποδοτικός έλεγχος (μαύρη γραμμή),
- εφαρμόζεται αποδοτικός έλεγχος χωρίς τον LMC ελεγκτή (μπλε γραμμή),
- εφαρμόζεται μόνο διανυσματικός έλεγχος IFOC, (κόκκινη γραμμή).

Την χρονική στιγμή t=100 ms εφαρμόζεται βηματικό φορτίο από 0.05 pu σε 0.7 pu.

Τα αποτελέσματα των διαφορετικών προσομοιώσεων για τις απώλειες (Joule) ενέργειας που υπολογίζονται όταν το φορτίο του κινητήρα αλλάζει από 0.05 pu σε 0.3 pu και σε 0.7 pu όταν παρουσιάζονται στον Πίνακας 5.6:.



- Σχήμα 5.16: Αποτελέσματα προσομοιώσεων [1] των απωλειών ισχύος: γρήγορου βέλτιστου ελέγχου IFOC ελέγχου σε σύγκριση με συμβατικού ελέγχου IFOC (κόκκινη γραμμή), με τον συνδυασμό FLSC και LMC (μαύρη γραμμή), και μόνο με FLC χωρίς την του βέλτιστου ελεγκτή LMC (μπλε γραμμή). Ο κινητήρας λειτουργεί σταθερά στην ονομαστική του τιμή, 209.3 rad/s.
- Πίνακας 5.6: Αποτελέσματα προσομοιώσεων (βλέπε Σχήμα 5.16: ) για την αξιολόγηση της επίδρασης του LMC στην μείωση των απωλειών ενέργειας (Joule) για το κινητήριο σύστημα PMSM (3 phase, 1.5 kW, 220V, 50Hz, 7A, 209.3 rad/s).

Συνθήκες	Απώλειες	Απώλειες	Σύγκριση	Μείωση
λειτουργίας	στον γρήγορο ασαφή	στον ασαφή	ελέγχων	απωλειών
κινητήρα	αποδοτικό έλεγχο -	αποδοτικό έλεγχο -	(Joule)	(%)
$\omega_r = 1 \text{ pu}$	LMC +Fuzzy (Joule)	χωρίς LMC (Joule)		
Αλλαγή Τ <sub>L</sub> :	120.00 J	153.25 J	33.25 J	21.69 %
0.05→0.7 pu				
Αλλαγή Τ <sub>L</sub> :	64.8 J	91.6 J	28.8 J	29.20 %
0.7 →0.05 pu				
Χρόνος σύγκλισης	1.6 s	2.4 s	0.8 s	33.33 %

# 5.6. Προσομοιώσεις του νέου προτεινόμενου γρήγορου συστήματος ελαχιστοποίησης απωλειών για AC Induction Motor Drive (ACIM)

Ο προτεινόμενος γρήγορος βέλτιστος έλεγχος χρησιμοποιεί στον ελεγκτή LMC το γενικευμένο μοντέλο απωλειών. Αλλάζοντας τις τιμές των παραμέτρων του μοντέλου σύμφωνα με τον Πίνακας 5.2: και τον Πίνακας 5.3: μπορώ να εφαρμόσω τον αλγόριθμο για επαγωγικό κινητήρα. Στην παρακάτω προσομοίωση χρησιμοποιώ τον επαγωγικό κινητήρα ACIM, 3 phase, 3.7 kW, 220V, 50Hz, 7A, 179 rad/s-1710 rpm.

## 5.6.1. Αξιολόγηση της επίδρασης του LMC στο χρόνο σύγκλισης του γρήγορου βέλτιστου ελέγχου για ACIM Drive

Οι συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα που προσομοιώνω είναι:

• Στο t = 0 s, ο κινητήρας λειτουργεί στην ονομαστική του ταχύτητα 1 pu με σταθερό φορτίο 0.4 pu

•  $\Sigma \tau o t = 100 \text{ ms}$  διατηρώ το φορτίο, 0.4 pu, και αλλάζω την ταχύτητα σε 0.6 pu

Εφαρμόζεται σταθερό φορτίο από 0.4 pu και την χρονική στιγμή *t*=100 ms η ταχύτητα αλλάζει από 1pu σε 0.6 pu. Τα αποτελέσματα που δείχνονται στο Σχήμα 5.19: και Σχήμα 5.20: παρουσιάζονται στον Πίνακας 5.7:



Σχήμα 5.19: Αποτελέσματα προσομοιώσεων [31] αργού ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών IFOC έλεγχο για ACIM 3 phase, 3.7 kW, 220V, 50Hz, 7A, 179 rad/s-1710 rpm, χωρίς τον ελεγκτή LMC. Χρόνος σύγκλισης 3.6 s.



Σχήμα 5.20: Αποτελέσματα προσομοιώσεων [31] γρήγορου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών IFOC ελέγχου σε ACIM 3 phase, 3.7 kW, 220V, 50Hz, 7A, 179 rad/s-1710 rpm. Χρόνος σύγκλισης 2.4 s.

			unite 3,7 mm.	
Συνθήκες	Απώλειες (W)	Απώλειες (W)	Σύγκριση	Μείωση
λειτουργίας	γρήγορου βέλτιστου	αργού βέλτιστου	ελέγχων	(%)
κινητήρα	ελέγχου (LMC	ελέγχου (χωρίς		
$T_L = 0.4 \text{ pu}$	+Fuzzy)	LMC)		
$\omega_r = 1.0 \text{ pu}$	95.00 <u>+</u> 1.00 W			
$\omega_r = 0.6 \text{ p.u}$	60.00 <u>+</u> 1.00 W			
Αλλαγή	104.02 J	122.40 J	18.20 J	14.80 %
$\omega_r$ : 1.0 $\rightarrow$ 0.6 pu				
Χρόνος	2.6 s	3.5 s	0.9 s	26.00%
σύγκλισης				

Πίνακας 5.7: Αποτελέσματα προσομοιώσεων (Σχήμα 5.19: και Σχήμα 5.20: ) αλλαγής ταχύτητας για σταθερό φορτίο, για τον γρήγορο βέλτιστο έλεγχο σε σύγκριση με αργό βέλτιστο έλεγχο για ACIM drive 3.7 kW.

#### 5.6.2. Αξιολόγηση προσομοίωσης δυναμικής συμπεριφοράς του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου για ACIM

Είναι γνωστό ότι η μεταβολή της ροπής συνήθως δημιουργεί μια διαταραχή στην ταχύτητα του κινητήρα. Όταν η ροπή του φορτίου του κινητήρα αυξάνεται τότε η ταχύτητα μειώνεται, ενώ όταν η ροπή του φορτίου μειώνεται η ταχύτητα αυξάνεται. Η διαταραχή αυτή διαρκεί λίγη ώρα. Ο χρόνος αποκατάστασης της ταχύτητας και το πλάτος της διαταραχής της εξαρτάται από την ποιότητα του ελέγχου. Στην περίπτωση του βέλτιστου ελέγχου με έλεγχο ασαφή ελεγκτή FLC2 για τις μεταβατικές καταστάσεις ο χρόνος εκτέλεσης κώδικα είναι λιγότερος από 5 μs (ενώ ο διανυσματικός έλεγχος έχει χρόνο εκτέλεσης μικρότερο από 0.14 ms.



Σχήμα 5.21: Αποτελέσματα προσομοίωσης Error! Reference source not found. γρήγορου βέλτιστου IFOC ελέγχου σε PMSM στην επίδραση της αλλαγής του φορτίου στην ταχύτητα.

Πίνακας 5.8: Αποτελέσματα προσομοιώσεων της επίδρασης της αλλαγής του φορτίου στην ταχύτητα για τον γρήγορο βέλτιστο έλεγχο σε σύγκριση με αργό βέλτιστο έλεγχο για ACIM drive 3.7 kW, (βλέπε Σχήμα 5.21: ).

73	eyzo yiu AChvi u	IVE 5.7 KW, (PAE)	ιε Δχημά 5.21. ).
Συνθήκες λειτουργίας	Νέα τιμή	Μεταβολή	Μεταβολή ταχύτητας
κινητήρα	ταχύτητας	ταχύτητας	(%)
<i>ω<sub>r</sub></i> =1.0 pu (2000 rpm)	(rpm)	(rpm)	
Αλλαγή	1920	-80	-0.040
$T_L: 0.5 \rightarrow 0.7 \text{ pu}$			
Αλλαγή	2065	65	+0.032
$T_L: 0.7 \rightarrow 0.5 \text{ pu}$			

Το Σχήμα 5.21: δείχνει την διαταραχή της ταχύτητας καθώς συμβαίνει αλλαγή στο φορτίο του κινητήρα. Ενόσω ο κινητήρας λειτουργεί στην ονομαστική του ταχύτητα  $\omega_r$ =2000 rpm, την χρονική στιγμή t=100 s μέχρι t=150 s εφαρμόζεται απότομα βηματικό φορτίο από 0.5 pu σε 0.7 pu Η ταχύτητα πέφτει στις 1920 rpm, εμφανίζει μείωση 80 rpm (-0.040%). Την στιγμή t=150 s που συμβαίνει η επόμενη μεταβατική κατάσταση, η ταχύτητα αυξάνεται στις 2065 rpm, εμφανίζει αύξηση 65 rpm, (+0.032%).

# 5.7. Συμπεράσματα

προτεινόμενη γρήγορη μέθοδος βέλτιστου ελέγχου ελαχιστοποίησης Η των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών κινητήριου συστήματος συνδυάζει το πλεονέκτημα του γρήγορου προσεγγιστικού υπολογισμού της βέλτιστης διέγερσης του κινητήρα με ένα γενικευμένο μαθηματικό μοντέλο απωλειών και το πλεονέκτημα των βέλτιστων ασαφών ελεγκτών αναζήτησης να υπολογίζουν με ακρίβεια χωρίς εξάρτηση από τις παραμέτρους του κινητήρα την βέλτιστη διέγερση του στάτη του κινητήρα. Επιπλέον εκτός της εφαρμογή βέλτιστου έλεγχου κατά την λειτουργία του κινητήρα σε κατάσταση ισορροπίας, για τις μεταβατικές καταστάσεις του κινητήρα εφαρμόζω ασαφή έλεγχο για την αποκατάσταση του ρεύματος διέγερσης του στάτη σε τιμή μικρότερη της ονομαστικής. Η εφαρμογή του γενικευμένου μοντέλου απωλειών στον βέλτιστο ελεγκτή LMC του επιτρέπει να εφαρμοστεί για διαφορετικούς τύπους και μεγέθη κινητήρα, αλλάζοντας μόνο μερικές παραμέτρους. Η μέθοδος δοκιμάστηκε με προσομοιώσεις μέσω περιβάλλοντος Simulink® σε επαγωγικό κινητήρα και μέσω περιβάλλοντος Code Composer Studio<sup>TM</sup> σε κινητήρα μόνιμου μαγνήτη για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας και έδειξαν:

- (a) την βελτίωση του χρόνου σύγκλισης του αλγόριθμου λόγω της χρήσης του LMC κατά 33.33% στον PMSM και 26.00% στον ACIM.
- (β) την δυνατότητα βελτίωσης της ενεργειακής απόδοσης του κινητήριου συστήματος με μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών: στην τάξη του 35% στα χαμηλά φορτία και 13.6% στα μεσαία προς υψηλά φορτία.
- (γ) την επίδραση του βέλτιστου ελεγκτή FLC2 στις μεταβατικές καταστάσεις προκαλεί μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών (Joule) κατά την διάρκεια σύγκλισης του αλγόριθμου κατά 20% και επιπλέον επιδρά και στον χρόνο σύγκλισης του αλγόριθμου στην κατάσταση ισορροπίας κατά 8% περίπου.

Για την αξιολόγηση της συνεισφοράς του ελεγκτή LMC και του ελεγκτή FLC2 εκτέλεσα προσομοιώσεις με και χωρίς την ενεργοποίηση του ελεγκτή LMC και του FLC2 για διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας, σε χαμηλά φορτία και σε μεσαία προς υψηλά φορτία.

# 5.8. Βιβλιογραφία

[1] E. Sergaki, G.Stavrakakis, "On-Line Search Based Fuzzy Optimum Efficiency Operation in Steady and Transient States for DC and AC Vector Controlled Motors", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, IEEExplorer, 2008. (έχει 1 αναφορά, βλέπε Citation:8)

- [2] F. F. Bernal, A.G. Cerrada, R. Faure, "Model-Based Loss Minimization for DC and AC Vector-Controlled Motors Including Core Saturation", IEEE Transactions on industry Applications, vol. 362, No 3, p. 755-763, May/June 2000.
- [3] M. Cipolla, et al, "Fuzzy control of an induction motor with compensation of system dead-time", IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC'96, Baveno, Italy, p. 677-681, 24-27 June 1996.
- [4] J.Moreno, M.Cipolla, J.Peracaula, "Induction motor drives energy optimization in steady and transient states: A new approach", *EPE* 97, p. 3.705-3.710, Trodheim, 1997.
- [5] E. S. Sergaki, G. S. Stavrakakis, "Optimal speed trajectory tracking of an AC motor drive system with simultaneous minimization of its electromagnetic losses and fuzzy logic efficiency optimization in steady and transient states", *XVII International Conference on Electrical Machines (ICEM 2006)*, Chania, Greece, Sep. 2006.
- [6] Eleftheria S. Sergaki, Pavlos S. Georgilakis, Antonios G. Kladas, and George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Based On-Line Electromagnetic Loss Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, to be held at the Vilamoura, Portugal, on 6-9 September 2008, *IEEExplorer*, 2008.
- [7] Slobodan N. Vukosavic, and Emil Levi, "Robust DSP-Based Efficiency Optimization of a Variable Speed Induction Motor Drive", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 50, NO. 3, JUNE 2003, pp. 560-570.
- [8] Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications", 1997.
- [9] Μπαλντούμης, Ηλίας και Νταρλαδήμας, Δημήτριος, Διπλωματική: "Κατασκευή μοντέλου προσομοίωσης αναλογικού ελεγκτή για σύστημα κλειστού βρόχου βαθμωτού επαγωγικού κινητήρα", επιβλέπων Μαδεμλής Χρήστος, ΗΜΜΥ, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο, Θεσσαλονίκη, 2009.
- [10] Κραβαρίτης, Ευάγγελος, Διπλωματική: "Σχεδίαση και υλοποίηση ψηφιακού ελεγκτή με κάρτα ελέγχου DSPACE για βαθμωτό και ανυσματικό έλεγχο επαγωγικού κινητήρα", επιβλέπων Μαδεμλής Χρήστος, ΗΜΜΥ, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο, Θεσσαλονίκη, 2008.
- [11] Σωτηριάδης, Μιχαήλ, Διπλωματική: "Αυτόματη ρύθμιση των παραμέτρων των ελεγκτών σε σύστημα ανυσματικού ελέγχου επαγωγικού κινητήρα", επιβλέπων Μαδεμλής Χρήστος, ΗΜΜΥ, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο, Θεσσαλονίκη, 2009.
- [12] Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, "An Hybrid Loss Minimization Controller incorporated into ACIM speed FOC motor drive, based on a General Loss Model and on a Fuzzy Logic Search Controller, for Transient and Steady States", The Online Journal on Power and Energy Engineering (OJPEE), Ref. No 0013, Vol. (1), No. (1), 2009.
- [13] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, and W. Suwanwissot, "Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 5, pp. 1244–1250, Sep./Oct. 1984.

- [14] D.S. Kirschen, D.W. Novotny, and T. Lipo, "On-line efficiency optimization of a variable frequency Induction motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 610–616, May/June 1985.
- [15] G. D. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, pp. 192-198, 1995.
- [16] V. Sadegh, M.Rahman, "An on-line loss minimization controller for the Interior Magnet motor drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, p. 1435-1440, vol. 14, no. 4 Dec. 1999.
- [17] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, "Interior permanent-magnet synchronous motor for adjustable-speed drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 22, pp. 738-747, 1986.
- [18] B. Sneyers, D. W. Novotny, T. A. Lipo, "Field weakening in buried magnet ac motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 21, pp. 398-407, 1985.
- [19] T. M. Jahns, "Field-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 23, pp. 681-689, 1987.
- [20] P. Pillay, R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 5, pp. 986-996, 1991.
- [21] E. S. Sergaki, G. S. Stavrakakis, A. D. Pouliezos, "Optimal robot speed trajectory by minimization of the actuator motor electromechanical losses", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, No 33, p. 187-207, 2002.
- [22] Z. Zhu, Y.Chen, ,D.Howe, "Online optimal flux-weakening control of Permanent-Magnet brushless AC drives", ", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1661–1667 Nov./Dec.2000.
- [23] Ch. Chakraborty, Yoichi Hori, "Fast Efficiency Optimization Techniques for the Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Applic., p. 1070-1076, vol. 39, no. 4, July/Aug. 2003.
- [24] S. A. Nasar, I. Boldea, and L. E. Unnewehr, Permanent Magnet, Reluctance and Self-Synchronous Motors. Boca Raton, FL: CRC Press, 1993.
- [25] D.S. Kirschen, D.W. Novotny, and T. Lipo, "On-line efficiency optimization of a variable frequency Induction motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 610–616, May/June 1985.
- [26] M. Cipolla, et al, "Fuzzy control of an induction motor with compensation of system dead-time", IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC'96, Baveno, Italy, p. 677-681, 24-27 June 1996.
- [27] J.Moreno, M.Cipolla, J.Peracaula, "Induction motor drives energy optimization in steady and transient states: A new approach", *EPE* 97, p. 3.705-3.710, Trodheim, 1997.
- [28] Eleftheria S. Sergaki, "Motor Flux Minimization Controller based on Fuzzy Logic Control for DTC AC Drives", ICEM-2010. (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο

IEEExplorer 2010 Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".)

- [29] B.K. Bose, Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 1986.
- [30] Eleftheria S. Sergaki, George S. Stavrakakis, Kostas C. Kalaitzakis, Dimitris Piromalis, "Algorithm Implementation of an hybrid Efficiency controller incorporated to a PMSM standard FOC variable speed motor drives", IECON 2009, 3-5 Nov. 2009, Porto, Portugal, *IEEExplorer*, 2009.
- [31] Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, Dimitris Piromalis, "Methodology of Algorithm Implementation of a ACIM standard variable Speed FOC Motor Drive incorporating an Efficiency Controller", *The Online Journal* on Power and Energy Engineering (OJPEE), Ref. No 0012, Vol. (1), No. (1), 2009.
- [32] Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, "An Hybrid Loss Minimization Controller incorporated into ACIM speed FOC motor drive, based on a General Loss Model and on a Fuzzy Logic Search Controller, for Transient and Steady States", *The Online Journal on Power and Energy Engineering (OJPEE)*, Ref. No 0013, Vol. (1), No. (1), 2009.

<sup>1</sup> Η ίδια εργασία περιλαμβάνεται επίσης στα Proceedings of The World 2009 Congress on Power and Energy Engineering, (WCPEE'09), Cairo, Egypt, Oct.5-8,

# Κεφάλαιο 6

Προτεινόμενος έλεγχος λειτουργίας ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων με άμεσο έλεγχο ροπής (DTC) και ελαχιστοποίηση απωλειών με ελεγκτές ασαφούς λογικής

Το περιεχόμενο αυτού του κεφαλαίου αποτελεί το περιεχόμενο εργασίας που έγινε δεκτή για δημοσίευση στο IEEExplorer 2010 Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics", με τα στοιχεία:

Eleftheria S. Sergaki, "Motor Flux Minimization Controller based on Fuzzy Logic Control for DTC AC Drives", ICEM-2010, [39].

# 6.1. Εισαγωγή

Στο παρόν Κεφάλαιο αυτής της διατριβής, προτείνω σύστημα ελαχιστοποίησης απωλειών σε συνδυασμό με την συμβατική τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής (Direct Torque Control DTC), που εκτελείται σε πραγματικό χρόνο, είναι βασισμένο σε ασαφή ελεγκτή αναζήτησης για την βέλτιστη ρύθμιση της μαγνητικής ροής κατά την λειτουργία ενός τριφασικού κινητήρα σε ισορροπία και σε ασαφή ελεγκτή για την ρύθμιση της μαγνητικής ροής σε μεταβατικές καταστάσεις βάσει των σφαλμάτων ταχύτητας και ροπής κατά την λειτουργία του κινητήρα. Ο προτεινόμενος έλεγχος μείωσης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών συνδυάζεται με την συμβατική τεχνική DTC που σε αντίθεση με τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο είναι ανεξάρτητη των παραμέτρων του κινητήρα, και πρέπει να εκτελείται σε τακτικότερα χρονικά διαστήματα. Επειδή ο DTC από την αρχή λειτουργίας του ελέγχει άμεσα την μαγνητική ροή, επιλέγω η παράμετρος ελέγχου έξοδος) του προτεινόμενου συστήματος βέλτιστου ελέγχου να είναι η μαγνητική ροή του πεδίου του στάτη (αντί του συνηθισμένου ρεύματος διέγερσης του στάτη). Αυτή η έξοδος αποτελεί την είσοδο αναφοράς στο σύστημα του DTC. Ο προτεινόμενος βέλτιστος έλεγχος ρυθμίζει την τιμή αναφοράς της μαγνητικής ροή του DTC σε τιμές μικρότερες της ονομαστικής τιμής τόσο κατά την λειτουργία του κινητήρα σε ισορροπία, όσο και σε μεταβατικές καταστάσεις. Η αποκατάσταση της ροής σε τιμές μικρότερες της ονομαστικής κατά την διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων έχει σαν αποτέλεσμα εκτός από την επιπλέον μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών, να ελαττώνει και τον χρόνο σύγκλησης του αλγόριθμου βέλτιστου ελέγχου κατά την κατάσταση ισορροπίας.

Το προτεινόμενο σύστημα ελέγχου αποτελείται από ένα υποσύστημα ελαχιστοποίησης απωλειών ασαφούς λογικής, έναν ελεγκτή ταχύτητας και το συμβατικό υποσύστημα ελέγχου με την τεχνική DTC. Το υποσύστημα ελαχιστοποίησης απωλειών αποτελείται από έναν ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης, για τον εντοπισμό της βέλτιστης τιμής της μαγνητικής ροής του κινητήρα, κατά την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία και από έναν απλό ασαφή ελεγκτή για την ρύθμιση της μαγνητικής ροής σε τιμή μικρότερης της ονομαστικής κατά την λειτουργία του κινητήρα σε μεταβατικές καταστάσεις. Ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα ενεργοποιείται ο αρμόδιος ασαφής ελεγκτής. Κατά την λειτουργία του κινητήρα σε μεταβατική κατάσταση, η μαγνητική ροή αυξάνεται όσο χρειάζεται για να ανταποκριθεί ο κινητήρας στις υψηλότερες απαιτήσεις ταχύτητας και φορτίου. Τον προτεινόμενο έλεγχο τον αξιολογώ με προσομοιώσεις που έχω ήδη δημοσιεύσει [39].

Είναι γνωστό ότι στις περιπτώσεις που το φορτίο των κινητήρων είναι μικρότερο του ονομαστικού τους, η μείωση της μαγνητικής ροής του κινητήρα πετυχαίνει μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών χωρίς να μειώνει το μηχανικό έργο που παράγει ο κινητήρας. Σε πολλές εφαρμογές, όπως ασανσέρ, γερανούς, κλπ, η βελτίωση της απόδοσης με ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών, είναι σημαντικό να γίνεται εκτός από την λειτουργία του κινητήρα σε ισορροπία και στα διαστήματα λειτουργίας του κινητήρα σε μεταβατικές καταστάσεις λόγω μεταβολής ταχύτητας ή ροπής, γιατί αυτές συμβαίνουν συχνά στο σύνολο της λειτουργίας του ΗΚΣ. Θεωρητικά ισχύει ότι οι βέλτιστοι ελεγκτές ελαχιστοποίησης απωλειών μπορεί να συνδυασθούν με όλες τις τεχνικές ελέγχου ταχύτητας, πχ διανυσματικό έλεγχο. Στην βιβλιογραφία [1] αναφέρεται ότι ο μόνος προβληματικός συνδυασμός είναι αυτός με βαθμωτό έλεγχο.

Μέχρι σήμερα δεν έχει προταθεί σύστημα ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών σε συνδυασμό με την τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής (Direct Torque Control - DTC). Μέχρι σήμερα ο βέλτιστος έλεγχος συνδυάζεται μόνο με την τεχνική του βαθμωτού ελέγχου και την τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου. Επίσης από την αρχή λειτουργίας τους οι βέλτιστοι ελεγκτές μπορεί να εφαρμοστούν μόνο σε καταστάσεις ισορροπίας του κινητήρα, για αυτό συνηθίζεται κατά την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε μετάβαση να αποκαθίσταται η

ονομαστική τιμή της διέγερσης του κινητήρα και η νέα αναζήτηση της βέλτιστης τιμής του μεγέθους που ελέγχεται να γίνεται ξανά κατά την επόμενη κατάσταση ισορροπίας.

Η προτεινόμενη μέθοδος ελέγχου αυτού του Κεφαλαίου, μπορεί να εφαρμοστεί σε ασύγχρονους κινητήρες και σε σύγχρονους κινητήρες μόνιμου μαγνήτη. Στην παρούσα εφαρμογή επιλέγω να εφαρμόσω την μέθοδο σε τριφασικό επαγωγικό κινητήρα. Οι τριφασικοί κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα βρίσκουν μεγάλες εφαρμογές εξαιτίας των πλεονεκτημάτων τους που είναι η απλή κατασκευή, η αξιοπιστία, το χαμηλό κόστος, η χαμηλή συντήρηση. Σε αντίθεση με τους κινητήρες συνεχούς ρεύματος δεν παρουσιάζουν προβλήματα σπινθήρων και διάβρωσης για αυτό μπορούν να χρησιμοποιηθούν και σε επικίνδυνο περιβάλλον στη βιομηχανία. Παράδειγμα εφαρμογής τους είναι η ηλεκτρική έλξη, όπου συνήθως χρησιμοποιούνται συστήματα ηλεκτρικής κίνησης των οποίων οι κινητήρες είναι τριφασικοί κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα.

Στις ενότητες 6.1.1 έως 6.1.5 αυτού του Κεφαλαίου κάνω εισαγωγή στις εξειδικευμένες γνώσεις που αφορούν τις μεθόδους ελέγχου της μαγνητικής ροής προκειμένου να μειωθούν οι απώλειες ενός κινητήρα.

Στιςν ενότητες 6.1.6 έως 6.1.8 αναλύω την τεχνική ελέγχου DTC δίνοντας μια σύντομη ανασκόπηση των υπαρχόντων DTC τεχνικών.

Στην ενότητα 6.1.9 περιγράφω την βασική γνώση του τρόπου παραγωγή των σημάτων PWM του αντιστροφέα ισχύος

Στην ενότητα 6.2 αναπτύσσω την προτεινόμενη μέθοδο ελέγχου και στην ενότητα 6.3 δείχνω τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

# 6.1.1. Μέθοδοι ελέγχου μαγνητικής ροής κινητήρων

Η μέθοδος ελέγχου της μαγνητικής ροής του κινητήρα για διαφορετικές συνθήκες φορτίου και ταχύτητας του κινητήρα, είναι μια γνωστή τεχνική προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν οι ηλεκτρομαγνητικές απώλειες του κινητήρα. Μπορεί να εφαρμοστεί σε διαφορετικά είδη κινητήρων, αρκεί να διαθέτουν μαγνητικό διάκενο (air-gap). Κατηγοριοποιούνται σε τρεις μεθόδους ελέγχου:

(i) έλεγχο της ροής από τον υπολογισμό της από την ροπή [2],

(ii) βέλτιστο έλεγχο της ροής βασισμένο στο μαθηματικό μοντέλο των απωλειών [3],

(iii) προσαρμοστικό βέλτιστο έλεγχο της ροής βασισμένο σε ελεγκτή αναζήτησης [4].

Η μέθοδος (i) έχει το μειονέκτημα ότι βελτιώνει εν μέρει την απόδοση του κινητήριου συστήματος.

Η μέθοδος (ii) έχει το μειονέκτημα ότι εξαρτάται πάρα πολύ από τις παραμέτρους του κινητήρα.

Στην μέθοδο (iii), όσο η ισχύς εξόδου του συστήματος διατηρείται σταθερή (κατάσταση ισορροπίας –steady state), η ροή ρυθμίζεται με επαναλαμβανόμενα προσαρμοστικά βήματα για να μειωθεί η ισχύς εισόδου. Η μέθοδος αυτή είναι ενδιαφέρουσα γιατί είναι εντελώς ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του κινητήρα και εντοπίζει πραγματικά την βέλτιστη τιμή της μαγνητικής ροής. Η μέθοδος αναζήτησης μπορεί να βασίζεται είτε σε κλασσικά μοντέλα βελτιστοποίησης (πχ μέθοδος Golden section, Fibonacci, κλπ) είτε σε τεχνητή νοημοσύνη (πχ ασαφή λογική, νευρωνικά δίκτυα, κλπ). Στην μέχρι τώρα βιβλιογραφία, κυρίως στον έλεγχο των επαγωγικών κινητήρων, έχουν χρησιμοποιηθεί διάφορες παραλλαγές ελεγκτών αναζήτησης για την ρύθμιση της μαγνητικής ροής σε συνδυασμό με την τεχνική βαθμωτού ελέγχου (scalar control) και την τεχνική έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (indirect vector control). [4], με καλά αποτελέσματα. Το μειονέκτημά των ελεγκτών αναζήτησης είναι ότι χρειάζονται πολύ χρόνο για να συγκλίνουν στην βέλτιστη τιμή αναζήτησης και για αυτό περιορίζεται η χρήση τους σε εφαρμογές με μικρή συχνότητα αλλαγών φορτίου. Επιπλέον πλεονέκτημα στον προσαρμοστικό έλεγχο είναι ότι το βήμα των διαδοχικών ρυθμίσεων της μαγνητικής ροής επιλέγεται πειραματικά. Υπάρχουν αρκετοί αλγόριθμοι που έχουν προταθεί για την βελτίωση του χρόνου σύγκλισης των ελεγκτών αναζήτησης. Για παράδειγμα οι αναφορές [14] και [9] χρησιμοποιούν ασαφή λογική και οι [5] - [8] νευρωνικά δίκτυα για την βελτίωση του ελεγκτή αναζήτησης της ελάχιστης ροής και την καλύτερη συμπεριφορά κατά την λειτουργία σε κατάσταση ισορροπίας. Στην [12] οι C. M. Vega, J. R. Arribas, D. Ramirez, βελτιώνουν την απόδοση του κινητήρα κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων επιτάχυνσης και επιβράδυνσης χρησιμοποιώντας την αρχή μεγίστου του Pontryagin. Το πρόβλημα σε όλες τις σχετικές εργασίες είναι ότι χρησιμοποιούν τις παραμέτρους του κινητήρα για τον προσδιορισμό του ελάγιστου βήματος μεταβολής της παραμέτρου ελέγγου του βέλτιστου ελεγκτή.

## 6.1.2. Έλεγχος της μαγνητικής ροής κινητήρων σαν συνάρτηση της ροπής τους

Αυτή η κατηγορία ελέγχου έχει προταθεί από το 1986 από τους ερευνητές J. Takahashi, T. Noguchi [16].

Η ποιο εύκολη μέθοδος που είναι γνωστή στην βιομηχανία λόγω της απλότητάς της, βασίζεται στην σχέση (6.1),

$$|\varphi_s| = |\varphi_{sn}| \sqrt{\frac{T_e}{T_{en}}} \tag{6.1}$$

όπου η βέλτιστη ροή υπολογίζεται κατευθείαν από την ροπή. Αυτή μπορεί να εφαρμοστεί εύκολα στον υπολογισμό του μέτρου της μαγνητικής ροής στην τεχνική DTC αλλά δίνει μερική βελτίωση της απόδοσης του κινητήρα.

Παρόμοιες μέθοδοι προτάθηκαν το 1989 από τους [28], το 1995 από τους [29], το 1997 από [30], [31] και [32].

Άλλοι ερευνητές υπολογίζουν την βέλτιστη μαγνητική ροή από τον λόγο των ρευμάτων διέγερσης και ροπής, όπως προτείνουν το 1994 οι [33].

#### 6.1.3. Έλεγχος της μαγνητικής ροής κινητήρων βασισμένος σε μοντέλο απωλειών

Η μέθοδος αυτή, για τον υπολογισμό της βέλτιστης ροής είναι πολύ γρήγορη και δίνει το βέλτιστο σημείο λειτουργίας. Προτάθηκε με ιδιαίτερη επιτυχία το 1996 από τους Ι. Kioskeridis, N. Margaris [34] και το 2000 από τους F. F. Bernal, A. G. Cerrada [35].

Όμως η μέθοδος αυτή εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τις παραμέτρους του κινητήρα και την μεταβολή τους κατά την λειτουργία (πχ λόγω θέρμανσης, μαγνητικού κορεσμού και επιδερμικού φαινομένου),

# 6.1.4. Έλεγχος μαγνητικής ροής κινητήρων βασισμένος σε προσαρμοστικό έλεγχο τύπου αναζήτησης

Σε αυτή την κατηγορία ελέγχου μειώνεται η διέγερση του κινητήρα (και η μαγνητική ροή του κινητήρα) με κριτήριο την ελαχιστοποίηση μιας μεταβλητής του κινητήριου συστήματος συνήθως της ισχύς εισόδου. Αυτή η μέθοδος είναι ιδιαίτερα αργή, διαρκεί περίπου 10 s (C.

Chakrabotry, Y. Hori, 2003, [36]) αλλά είναι ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του κινητήρα. Το 1996, μια καλή εργασία προτάθηκε από τους Ι. Kioskeridis, N. Margaris, [37]. Η μέθοδος αυτή σε σύγκριση με τις δύο προηγούμενες κατηγορίες είναι ιδανική για να συνδυαστεί με την τεχνική Direct Torque Control DTC, γιατί διατηρεί το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό της DTC να είναι ανεξάρτητη από τις παραμέτρους του κινητήρα.

# 6.1.5. Βέλτιστος έλεγχος βασισμένος σε ελεγκτές αναζήτησης για την ρύθμιση της μαγνητικής ροής

Η αρχή λειτουργίας των βέλτιστων ελεγκτών τύπου αναζήτησης περιγράφεται στο Κεφάλαιο 3. Σε αυτή την κατηγορία ελεγκτών, μια παράμετρος του κινητήριου συστήματος που είναι συνάρτηση της μαγνητικής ροής, ελαχιστοποιείται με την ρύθμιση της ροής σε διαδοχικά βήματα. Η τιμή της ροής του στάτη ξεκινά από την ονομαστική της τιμή,  $|\varphi_{snom}|$ , και βηματικά αλλάζει προς την βέλτιστη τιμή  $|\varphi_{sopt}|$  που ελαχιστοποιεί την παράμετρο που έχει επιλεγεί ως κριτήριο. Η αρχή του ελέγχου αναζήτησης για την ελαχιστοποίηση της ροής δείχνεται στο Σχήμα 4.8, Κεφάλαιο 4, [22]. Ο αλγόριθμος περιγράφεται ως εξής:

$$\left|\vec{\varphi}_{s}(k)\right| = \left|\vec{\varphi}_{s}(k-1)\right| + \Delta\varphi(k) \tag{6.2}$$

$$A\nu \quad \Delta \varphi < 0 \qquad \tau \acute{o}\tau \varepsilon \quad \left| \vec{\varphi}_s \right|(k) > \left| \vec{\varphi}_s(k-1) \right| \tag{6.3}$$

Κατά τη διάρκεια των βηματικών αλλαγών της μαγνητικής ροής, μέχρι να βρεθεί το σημείο λειτουργίας του κινητήρα που ελαχιστοποιεί τις απώλειες του κινητήρα, εναλλάσσονται καταστάσεις μεταβατικές και ισορροπίας του κινητήρα. Κάθε βηματική αλλαγή συμβαίνει μετά την αποκατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία. Ο χρόνος σύγκλισης του αλγόριθμου περιορίζεται από τον περιορισμό του κινητήρα να ανταποκριθεί στις γρήγορες αλλαγές διέγερση και φαίνεται ότι η επιλογή ενός μεγάλου βήματος αλλαγής της ροής μπορεί να επιταχύνει τον χρόνο σύγκλισης. Όμως τα μεγάλα βήματα αυξάνουν την κυμάτωση της ροπής του κινητήρα και μπορεί να οδηγήσουν σε αστάθεια της λειτουργίας του κινητήρα. Επίσης υπάρχει ο περιορισμός ότι το βήμα αλλαγής της ροής πρέπει να είναι μεγαλύτερο από την τιμή του θορύβου των μετρήσεων. Για να βελτιωθεί ο χρόνος σύγκλισης του αλγόριθμου χρειάζεται ο προσδιορισμός του μέγιστου βήματος μεταβολής της ροής σε κάθε βήμα, κάτι που είναι εφικτό με τον προσαρμοστικό έλεγχο.

# 6.1.6. Τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής (Direct Torque Control - DTC)

Η τεχνική ελέγχου DTC για τον έλεγχο ενός κινητήριου προτάθηκε ταυτόχρονα σε δημοσιεύσεις το 1984 από τους M. Depenbrock [14], [15], και I. Takahashi and T. Noguchi [16]. Ο DTC κατά τους [16] ονομάζεται άμεσος έλεγχος ροπής και ροής (Direct Torque and Flux Control-DTFC), ή εναλλακτικά καλείται και άμεσος αυτοέλεγχος (Direct Self-Control -DSC). Η ελβετική εταιρεία ABB κατείχε τα δικαιώματα της ευρεσιτεχνίας από το 1984 έως και το 2004. Παρά τις προφανείς δυνατότητες του DTC στην καλή δυναμική συμπεριφορά των κινητήριων συστημάτων, η πρώτη εφαρμογή σε σερβομηχανισμό γίνεται μόλις το 2007 από την εταιρεία ABB [18] στο προϊόν ελέγχου ACSM1. Η εταιρεία ABB το 1995 έκανε την πρώτη εμπορική εφαρμογή σε συστήματα έλξης με το συστήματα οδήγησης μεταβλητής ταχύτητας ασύγχρονου κινητήρα με το προϊόν ACS600. Η εφαρμογή του DTC σε σύγχρονους κινητήρες μόνιμου μαγνήτη (PMSM) έγινε πρώτη φορά το 2000. Με την λήξη των δικαιωμάτων της ευρεσιτεχνίας αναμένεται στα επόμενα χρόνια ευρεία εφαρμογή της τεχνικής DTC. Σήμερα, οι τεχνικές του FOC και του DTC ελέγχου χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων, (Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, Angelo Tani, 2002, [41]). Όπως στην διεθνή βιβλιογραφία, έτσι και στην Ελληνική βιβλιογραφία έχουν γίνει αρκετές μελέτες και συγκρίσεις του DTC με FOC σε επίπεδο τόσο Διπλωματικών όσο και μεταπτυχιακών εργασιών, [19], [20], [21], [24], [25]. Κατατοπιστική συγκριτική ανάλυση μεταξύ της DTC και του FOC γίνεται από τον Ζ. Κουτσογιάννη 2007,

[24]. Ο DSC έλεγχος, προς το παρόν μελετάται και βελτιώνεται κυρίως από το τμήμα Ηλεκτρονικών Ισχύος του Ruhr University, στο Bochum της Γερμανίας, με την καθοδήγηση του δημιουργού της Depenbrock.



Σχήμα 6.1: Ταξινόμηση των μεθόδων ελέγχου ενός επαγωγικού κινητήρα (ACI). Πηγή: Giuseppe S. Buja, Marian P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter –Fed AC Motors A Survey", IEEE Trans. On Ind. Electronics, Vol. 51, No. 4, Aug. 2004.

Η τεχνική DTC ξεχωρίζει από τις υπόλοιπες τεχνικές διανυσματικού ελέγχου γιατί ξεφεύγει από την ιδέα του μετασχηματισμού των συντεταγμένων των εξισώσεων του κινητήρα και την αναλογία τους με τον έλεγχο του κινητήρα συνεχούς ρεύματος, βλέπε και Παράρτημα 3.

Στον DTC προτείνεται να αντικατασταθεί ο έλεγχος αποσύζευξης του ρεύματος σε ρεύμα διέγερσης και ρεύμα ροπής με τον απευθείας έλεγχο (bang-bang control), ο οποίος ταιριάζει πολύ καλά με τη λειτουργία αγωγής και σβέσης των ημιαγώγιμων στοιχείων του αντιστροφέα. Η κατανόηση του ελέγχου με την τεχνική αυτή βασίζεται στην κατανόηση της λειτουργίας του αντιστροφέα τάσης και στην κατανόηση του τρόπου που ελέγχεται (βαθμοί ελευθερίας). Η τρέχουσα κατάσταση λειτουργίας του ηλεκτρικού κινητήρα εκτιμάται κατά τακτά διαστήματα προκειμένου να ελέγχεται η μαγνητική ροή και η αναπτυσσόμενη ροπή. Ανάλογα με το πόσο οι τιμές αυτές αποκλίνουν από τις επιθυμητές τιμές αλλά και ανάλογα με τον κυκλικό τομέα στον οποίο βρίσκεται το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη, επιλέγεται από έναν πίνακα διακοπτικών καταστάσεων εκείνη η διακοπτική κατάσταση, η οποία θα οδηγήσει το σύστημα ηλεκτρικής κίνησης στην επιθυμητή απόκριση. Ο πίνακας διακοπτικών καταστάσεων είναι δεδομένος και έχει προκύψει από την ανάλυση της επίδρασης του κάθε επιτρεπτού διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα (της τιμής της τάσης που προβλέπει ο πίνακας σε κάθε διαφορετικό συνδυασμό διακοπτικής ) επί της ροπής και της μαγνητικής ροής της μηγανής. Ανάλογα με το είδος του γρησιμοποιούμενου αντιστροφέα και το πλήθος των σταθμών κβάντισης των σφαλμάτων ροής και ροπής προκύπτει και το πλήθος των στοιχείων του πίνακα διακοπτικών καταστάσεων. Η λειτουργία ενός συστήματος που χρησιμοποιεί τον άμεσο έλεγχο ροπής και ροής DTC είναι αυτορρυθμιζόμενη και μπορεί χωρίς πρόβλημα να επεκταθεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια για την μείωση του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο του κινητήρα. Ένα μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι ο έλεγγος εντός ζώνης υστέρησης προκαλεί διακύμανση της ροής και της ροπής, ενώ η διακοπτική συγνότητα δεν είναι σταθερή. Επειδή η τεγνική DTC δεν περιλαμβάνει έλεγχο με ανατροφοδότηση ρεύματος, δεν χρειάζεται την τεχνική PWM για την διαμόρφωση του εύρους των παλμών τάσης και δεν απαιτεί τους πολύπλοκους μετασχηματισμούς μεταξύ διαφορετικών συστημάτων αναφοράς, αποτελεί συγκριτικό πλεονέκτημα της τεχνικής του άμεσου ελέγχου ροπής.

Η τεχνική ελέγχου DTC έχει την δυνατότητα να συνδυάζεται με βέλτιστο ελεγκτή μαγνητικής ροής γιατί από την αρχή λειτουργίας του δέχεται για είσοδο την τιμή αναφοράς της μαγνητικής ροής (που έχει υπολογίσει ο ελεγκτής ταχύτητας) προκειμένου να ελεγχθεί η διέγερση του κινητήρα. Αν η τιμή αναφοράς της μαγνητικής ροής που δέχεται ο DTC από τον

ελεγκτή ταχύτητας αντικατασταθεί με την τιμή αναφοράς που υπολογίζει ο βέλτιστος ελεγκτής ροής, τότε ο κινητήρας θα διεγείρεται με την βέλτιστη διέγερση και θα έχουμε εξοικονόμηση ενέργειας. Η μείωση της ηλεκτρικής ισχύος που διεγείρει τον κινητήρα, μειώνει σημαντικά τις μαγνητικές απώλειες που οφείλονται σε φαινόμενα υστέρησης, με αποτέλεσμα ο κινητήρας να εμφανίζει μικρότερη κατανάλωση με το ίδιο μηχανικό αποτέλεσμα. Η μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα σε συνδυασμό με την ιδιαίτερα καλή επίδοση της τεχνικής αυτής δίνει ένα ευρύ πεδίο πρακτικών εφαρμογών για συστήματα που απαιτούν ακριβή έλεγχο ταχύτητας, με ικανοποιητική μεταβατική συμπεριφορά.

Στον προτεινόμενο έλεγχο αυτού του Κεφαλαίου της διατριβής, με το όρο Άμεσο Έλεγχο Ροπής DTC εννοώ τον έλεγχο κλειστού βρόγχου της ροπής και της ροής χωρίς ρυθμιστές ρεύματος. Όπως δείχνω στο Σχήμα 6.2:, συνδυάζω τον DTC ελεγκτή με έναν ελεγκτή ταχύτητας (speed controller) και το σύστημα βέλτιστου ασαφή ελεγκτή.



Σχήμα 6.2: Το προτεινόμενο σύστημα βέλτιστου ελέγχου περιλαμβάνει ένα ελεγκτή ταχύτητας (speed controller) που παράγει την ροπή, ένα σύστημα βέλτιστου ασαφή ελεγκτή που παράγει την τιμή αναφοράς της μαγνητικής ροής για τον DTC και ένα DTC ελεγκτή που επιλέγει την τάση διέγερσης για τον αντιστροφέα ισχύος.

Στο Σχήμα 6.2: , η ανορθωμένη τάση από την πηγή ισχύος, αφού εξομαλυνθεί από φίλτρα εξομάλυνσης, τροφοδοτεί έναν τριφασικό αντιστροφέα τεσσάρων τεταρτημορίων, ο οποίος μετατρέπει την συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη με μεταβλητή συχνότητα και μεταβλητό πλάτος τάσεως σύμφωνα με τις απαιτήσεις του φορτίου.

Όπως δείχνει το Σχήμα 6.3:, ο DTC δεν χρησιμοποιεί PI ελεγκτές αλλά ελεγκτές δύο και τριών σημείων. Περιλαμβάνει δύο ανεξάρτητους ελεγκτές υστέρησης: τον ελεγκτή για την μαγνητική ροή (Flux hysteresis) και τον ελεγκτή για την ροπή (Torque hysterisis). Έτσι, η ροή και η ροπή ελέγχονται άμεσα αφού το μόνο που χρειάζεται γι' αυτά τα μεγέθη είναι να γνωρίζουμε αν οι τρέχουσες τιμές τους είναι μεγαλύτερες ή μικρότερες από τις επιθυμητές τιμές τους. Το μόνο που χρειάζεται ο τιμές τους.



Σχήμα 6.3: Ο ελεγκτής DTC αποτελείται από έναν ελεγκτή υστέρησης για τον έλεγχο της μαγνητικής ροής και τον ελεγκτή υστέρησης για τον έλεγχο της ροπής. Πηγή: SimPowerSystems<sup>™</sup> Reference, © COPYRIGHT 1998–2008 by The MathWorks, Inc.

Ο ελεγκτής υστέρησης μαγνητικής ροής καθορίζει τη διάρκεια του χρόνου εφαρμογής των ενεργών διανυσμάτων τάσης, τα οποία μετακινούν το διάνυσμα της ροής του στάτη κατά μήκος της επιθυμητής τροχιάς με βάσει τα όρια ανοχής που έχουμε ορίσει.

Ο ελεγκτής υστέρησης ροπής καθορίζει τη διάρκεια του χρόνου εφαρμογής των ενεργών και των μηδενικών διανυσμάτων τάσης, τα οποία διατηρούν τη ροπή του κινητήρα μέσα στα όρια ανοχής τα οποία ορίζονται από τον ελεγκτή υστέρησης της ροπής.

Η μονάδα υπολογισμού της ροπής και της ροής, Torque & Flux calculator, υπολογίζει την ροή και την ροπή στο ορθογώνιο στατικό σύστημα αναφοράς αβ, βασισμένες σε εξισώσεις σύνθεσης του κινητήρα. Τα διανύσματα του ρεύματος, και της τάσης του στάτη του κινητήρα είναι τριφασικά αποτελούνται από τις συνιστώσες των φάσεων a, b και c, βλέπε Σχήμα 6.5: . Στον έλεγχο DTC χρησιμοιποιείται ο μετασχηματισμός Clarke που μετασχηματίζει το σύστημα abc σε αβ.

Η μονάδα αβ vector εντοπίζει τον τομέα πάνω στο επίπεδο αβ, στο οποίο ανήκει η ροή. Το επίπεδο αβ έχει μοιρασθεί σε έξι διαφορετικούς τομείς ανά 60 μοίρες (εξάγωνο).

Ο πίνακας παλμοδότησης, Switching table, περιέχει δύο πίνακες με τιμές τάσεων του στάτη, που αντιστοιχούν στις εξόδους των ελεγκτών υστέρησης ροής και ροπής. Η μονάδα διακοπτικού ελέγχου Swhitching control επιτρέπει στον χρήστη να βάλει μέγιστο όριο στην διακοπτική λειτουργία του αντιστροφέα ισχύος.

Ο ελεγκτής ταχύτητας του κινητήρα, επιπλέον δίνει το μέτρο της επιθυμητής ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην οποία θα πρέπει να μεταβεί ο κινητήρας, ώστε να περιστραφεί με τον επιθυμητό αριθμό στροφών. Η είσοδος του ελεγκτή στροφών είναι το σφάλμα των στροφών του κινητήρα και η έξοδός του είναι η τιμή της επιθυμητής ηλεροκτρομαγνητικής ροπής. Η ταχύτητα είτε μετράται με ένα στροφόμετρο, είτε υπολογίζεται από τις εξισώσεις κατάστασης του κινητήρα. Ο συμβατικός αναλογικός ολοκληρωτικός PI (Proportional Integral) ελεγκτής, είναι κατάλληλος για να ρυθμίζει την τιμή της επιθυμητής ροπής λαμβάνοντας υπόψη το σφάλμα των στροφών του κινητήρα. Εάν ορίσουμε κατάλληλα τα κέρδη  $K_p$  και  $K_i$  του PI ελεγκτή, τα οποία είναι αντίστοιχα υπεύθυνα για την ευαισθησία του σφάλματος και για το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση, ο ελεγκτής παχύτητες δειγματοληψίας: Την περίοδο δειγματοληψίας ταχύτητας που πρέπει να είναι πολλαπλάσιο του βήματος χρόνου της προσομοίωσης.



Σχήμα 6.4: Στο προτεινόμενο σύστημα ελέγχου ο ελεγκτής ταχύτητας παράγει μόνο την ροπή αναφοράς. Την τιμή αναφοράς της μαγνητικής ροής την υπολογίζει το σύστημα βέλτιστου ελέγχου (στον συμβατικό DTC η ροή αναφοράς υπολογίζεται από τον ελεγκτή ταχύτητας).

#### 6.1.7. Βασικές εξισώσεις του άμεσου ελέγχου ροπής (DTC)

Συνήθως στην μέθοδο άμεσου έλεγχου ροπής χρησιμοποιείται για την περιγραφή των εξισώσεων του κινητήρα το στατικό ορθογώνιο σύστημα αναφοράς αβ και χρησιμοποιείται μόνο ο μετασχηματισμός Clarke ,  $abc \rightarrow \alpha\beta$ , που είναι απλούστερος από τον μετασχηματισμό Park, ( $abc \rightarrow dq$ ). Παρόλα αυτά, η υλοποίηση του DTC στο Power Sim Toolbox του Simulink, χρησιμοποιεί μετασχηματισμούς Park ( $abc \rightarrow dq$ ) αντί του μετασχηματισμού Clarke.





Οι εξισώσεις του επαγωγικού κινητήρα εκφρασμένες στο σύστημα αναφοράς αβ, με τις οποίες θα εκτιμάται το διάνυσμα της ροής του στάτη  $\vec{\varphi}_s$  και το μέτρο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής  $T_e$  του κινητήρα είναι οι σχέσεις (6.4) έως (6.6),

$$\vec{\varphi}_s = \int (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \tag{6.4}$$

και

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left( \varphi_{as} i_{\beta s} - \varphi_{\beta s} i_{\alpha s} \right) \tag{6.6}$$

όπου pείναι ο αριθμός των πόλων του κινητήρα,  $R_s$  η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη.

Αν είναι  $\theta_{\varphi}$  η γωνία που σχηματίζει το διάνυσμα της ροής του στάτη  $\vec{\varphi}_s$  ως προς τον άξονα αναφοράς της *a* φάσης, τότε ισχύουν οι σχέσεις (6.7),

$$\vec{\varphi}_{s} = (\varphi_{as}^{2} + \varphi_{\beta s}^{2})^{1/2} \angle \theta_{\varphi_{s}}$$

$$\theta_{\varphi_{s}} = \sin^{-1} \frac{\varphi_{\beta s}}{|\vec{\varphi}_{s}|}$$
(6.7)

Σύμφωνα με τις (6.7), υπολογίζοντας την γωνία  $\theta_{\varphi}$  προσδιορίζεται στη συνέχεια η θέση του διανύσματος της ροής του στάτη  $\vec{\varphi}_s$  ως προς τον άξονα α και προσδιορίζεται σε ποιον τομέα του επιπέδου αβ βρίσκεται. Η γωνία  $\theta_{\varphi}$  αντιστοιχεί στη σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα.

Για να αναπτύξω τον προτεινόμενο αλγόριθμου χρησιμοποιώ το Power Sim Toolbox του Simulink®, το οποίο εκφράζει τις μαθηματικές σχέσεις του DTC σε συντεταγμένες dq του περιστρεφόμενου ορθογώνιου συστήματος αναφοράς, δηλαδή εφαρμόζει μετασχηματισμό  $Park (abc \rightarrow dq)$  αντί Clarke ,  $abc \rightarrow \alpha\beta$ . Για αυτό στη συνέχεια παραθέτω και τις εξισώσεις που περιγράφουν τον DTC έλεγχο σε dq συντεταγμένες.

$$\varphi_{ds} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds}) dt \qquad \varphi_{qs} = \int (v_{qs} - R_s i_{qs}) dt \tag{6.8}$$

$$\vec{\varphi}_{s} = (\varphi_{ds}^{2} + \varphi_{qs}^{2})^{1/2} \angle \theta_{\varphi_{s}}$$
(6.9)

$$\theta_{\varphi_s} = \operatorname{arc} \tan(-\varphi_{ds} / \varphi_{qs}) \tag{6.10}$$

$$\left|\vec{T}_{e}\right| = 1.5p(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \tag{6.11}$$

Σύμφωνα με τον B. Bose [22], ο DTC εκφρασμένος σε dq συντεταγμένες, περιγράφεται στο Σχήμα 6.6: .



$$T_{e} = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2}\right) \frac{L_{m}}{L_{r} (L_{s} L_{r} - L_{m}^{2})} \psi_{r} \psi_{s} \sin \delta_{\varphi} \quad \dots \dots (1)$$

Σχήμα 6.6: Ο έλεγχος DTC εκφρασμένος σε dq συντεταγμένες. Το σύμβολο του σχήματος Ψ αντιστοιχεί στο σύμβολο της ροής φ των εξισώσεων (6.8) έως (6.11). Πηγή: Β. Bose, "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends", 2006, [22].



Σχήμα 6.7: Τομείς του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη  $\vec{\varphi}_s$ . Πηγή: B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends", 2006, [22].

Οι εξισώσεις που υπολογίζουν την τιμή της τάσης του στάτη σε συνδυασμό με τον πίνακα παλμοδότησης (Switching table), Πίνακας 6.1:, οδηγούν τον κινητήρα έτσι ώστε να παράγει την επιθυμητή ροπή και ροή. Από την εξίσωση (6.4) προκύπτει ότι

$$\vec{V}_s = \frac{d}{dt}\vec{\varphi}_s + R_s\vec{I}_s \tag{6.12}$$

Επειδή η πτώση τάσης στην αντίσταση του στάτη είναι πολύ μικρή μπορεί να παραληφθεί και η σχέση (6.12) γράφεται σαν

$$\Delta \vec{\varphi}_s = \vec{V}_s \Delta t \tag{6.13}$$

Από την εξίσωση (6.13) φαίνεται ότι το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του στάτη  $\vec{\varphi}_s$  μπορεί να μεταβάλλεται σταδιακά, με τη σταδιακή εφαρμογή κατάλληλου διανύσματος τάσης  $\vec{V}_s$  από τον αντιστροφέα ισχύος. Όταν  $\vec{V}_s = 0$  τότε η μεταβολή της μαγνητικής ροής είναι μηδέν και επομένως σ' αυτό το χρονικό διάστημα το διάνυσμα της μαγνητικής ροής παραμένει σταθερό σε μέτρο και γωνία. Η μαγνητική ροή του στάτη του κινητήρα συνδέεται άμεσα και με την ηλεκτρομαγνητική του ροπή.

Από την σχέση (6.6) η ηλεκτρομαγνητική ροπή μπορεί να διατυπωθεί σαν

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \vec{\varphi}_s \times \vec{I}_s \tag{6.14}$$

Με την βοήθεια των σχέσεων των διανυσματικών εκφράσεων των μαγνητικών ροών του στάτη  $\vec{\varphi}_s$  και του δρομέα  $\vec{\varphi}_r$  από τις σχέσεις

$$\vec{\varphi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r \tag{6.15}$$

$$\vec{\varphi}_r = L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s \tag{6.16}$$

η σχέση (6.14) παίρνει την μορφή

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r L_s} \left| \vec{\varphi}_s \right| \left| \vec{\varphi}_r \left| \sin \delta_{\varphi} \right|$$
(6.17)

όπου

 $\dot{L_s} = L_s L_r - L_m^2$ , και δφ η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων των μαγνητικών ροών  $\vec{\varphi}_s$  και  $\vec{\varphi}_r$ .

Η σχέση (6.17) δείχνει ότι η ροπή του κινητήρα εξαρτάται από την αλληλεπίδραση ροής του στάτη και της ροής του δρομέα.



Σχήμα 6.8: Η αλληλεπίδραση της ροής δρομέα και στάτη παράγει ροπή στον κινητήρα, σχέση (6.17).

Από την σχέση (6.17) φαίνεται θεωρητικά ότι η ροπή του κινητήρα μπορεί να ρυθμιστεί αλλάζοντας μόνο τη γωνία δφ. Πρακτικά η γωνία δφ δεν μπορεί να αλλάξει άμεσα αλλά μπορεί να μεταβληθεί μόνο έμμεσα αλλάζοντας απότομα τη γωνία του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη, εφαρμόζοντας ένα κατάλληλο διάνυσμα τάσης στο στάτη. Αυτό συμβαίνει γιατί η σταθερά χρόνου του διανύσματος της ροής του στάτη είναι πολύ πιο γρήγορη από τη σταθερά χρόνου του διανύσματος της ροής του δρομέα. Το  $\vec{\varphi}_s$  αλλάζει πολύ γρήγορα με την εφαρμογή ενός διανύσματος τάσης  $\vec{V}_s$  ενώ το  $\vec{\varphi}_r$  είναι σχεδόν στατικό λόγω της μεγάλης σταθεράς χρόνου  $T_r = L_r/R_r$ . Με αυτό τον τρόπο, εάν η γωνία του διανύσματος της μαγνητικής ροής του στάτη αλλάξει γρήγορα, η γωνία του διανύσματος της ροής του δρομέα θα αργήσει να αλλάξει και έτσι το αποτέλεσμα είναι να μεταβληθεί η μεταξύ τους γωνία  $\delta_{\varphi}$ , δηλαδή η ροπή  $T_e$ .

Oi evtolég twv epibuhytώv timώv thς ροής tou státh  $|\vec{\varphi}_s^*|$  και thς ροπής tou κινητήρα  $T_{e}^*$ , suykrívovtai me tig ektimúmeveg timég και oi apoklíseig toug  $E_{\varphi}$  και  $E_{Te}$ ,  $E_{\varphi} = \vec{\varphi}_s - \vec{\varphi}_s^*$ ,  $E_{Te} = T_e - T_e^*$  epegeryáζovtai mésw eleyktώv ustérhsho súo και triúv shieúw avtístoixa, ópwg φαίνεται sto Scha 6.3:.

Ο ελεγκτής του βρόγχου της ροής του στάτη  $\vec{\varphi}_s$  έχει δυο επίπεδα εξόδου,  $H_{\varphi}$ , σύμφωνα με τις παρακάτω σχέσεις:

$$H_{\varphi} = 1 \qquad \gamma \alpha \qquad E_{\varphi} > + HB_{\varphi} \tag{6.18}$$

$$H_{\varphi} = -1 \qquad \gamma \iota \alpha \qquad E_{\varphi} < -HB_{\varphi} \tag{6.19}$$

Όπου  $2HB_{\varphi}$  είναι το συνολικό διάστημα ανοχής του ελεγκτή του μέτρου της ροής του στάτη  $\vec{\varphi}_s$  που τείνει να ακολουθεί την τιμή αναφοράς  $\left|\vec{\varphi}_s^*\right|$ .

Ο ελεγκτής του βρόγχου της ροπής  $T_e$ , έχει τρία επίπεδα εξόδου  $H_{Te}$  σύμφωνα με τις παρακάτω σχέσεις:

$$H_{Te} = 1 \quad \gamma t \alpha \quad E_{Te} > + HB_{Te} \tag{6.20}$$

$$H_{Te} = -1 \quad \gamma t \alpha \quad E_{Te} < -HB_{Te} \tag{6.21}$$

$$H_{Te} = 0 \quad \gamma t \alpha \quad -HB_{Te} < E_{Te} < +HB_{Te} \tag{6.22}$$

Γνωρίζοντας την γωνία  $\theta_{\varphi}$  αναγνωρίζεται σε ποιο τομέα του εξαμορίου βρίσκεται η τάση του στάτη. Από τον υπολογισμό της μαγνητικής ροής και ροπής, σε κάθε χρονική στιγμή, υπολογίζονται τα επίπεδα των τιμών των  $H_{\varphi}$  και  $H_{Te}$ . Από τις τιμές των  $\theta_{\varphi}$ ,  $H_{\varphi}$  και  $H_{Te}$ , με βάσει τον δεδομένο Πίνακα παλμοδότησης επιλέγεται το κατάλληλο διάνυσμα τάσης που πρέπει να παράγει ο αντιστροφέας. Στο Σχήμα 6.9: δείχνονται οι μεταβολές της ροής του στάτη στα διαστήματα AB, BΓ, ΓΔ και ΕΔ.



Σχήμα 6.9: Μετακίνηση του διανύσματος της ροής του στάτη Ψs ως αποτέλεσμα της σταδιακής εφαρμογής των διανυσμάτων τάσης του αντιστροφέα. Πηγή: B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends", 2006, [22] - G. Buja et al., "Direct torque control of induction motor drives," IEEE ISIE Conf. Rec., pp. TU2–TU8, 1997.



$H_{\psi}$	H <sub>Te</sub>	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
	1	$V_2$	V <sub>3</sub>	$V_4$	$V_5$	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
1	0	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>
	-1	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>
	1	$(V_3)$	$(V_4)$	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V1	V <sub>2</sub>
1	0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>o</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>
	-1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>

Voltage vector	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	$V_5$	V <sub>6</sub>	V <sub>0</sub> or V <sub>7</sub>
Ψε	1	1	¥	Ļ	Ļ	t	0
Те	¥	Ť	1	t	Ļ	Ļ	¥

Σχήμα 6.10: Η σταδιακή εφαρμογή των διανυσμάτων της τάσης του στάτη για τον έλεγχο της ροής του στάτη. Πηγή:B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends",2006, [22].

**Πίνακας 6.1:** Πίνακας παλμοδότησης στην τεχνική ελέγχου DTC. Πηγή:B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends", 2006, [22].

**Πίνακας 6.2:** Στην τεχνική ελέγχου DTC, ανάλογα σε ποιον τομέα βρίσκεται το διάνυσμα της τάσης του στάτη, αυξάνεται ή μειώνεται η ροπή και η ροή. Πηγή:B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends", 2006.

Στον DTC έλεγχο η παλμοδότηση γίνεται χρησιμοποιώντας τον τυποποιημένο πίνακα παλμοδότησης, Πίνακας 6.1:. Αυτό σημαίνει ότι στον DTC έλεγχο η παλμοδότηση θα έχει μεταβλητή συχνότητα αφού οι μεταβάσεις στον αντιστροφέα θα γίνονται μόνο όταν απαιτείται να αυξηθούν ή να μειωθούν οι τιμές της ροής ή της ροπής, δηλαδή, ο αντιστροφέας θα δίνει κάθε φορά ένα διακριτό διάνυσμα τάσης στην έξοδό του, το οποίο θα αλλάζει μόνο όταν ένα από τα μεγέθη της ροής ή της ροπής βρεθεί έξω από τα όρια ανοχής του. Η συχνότητα παλμοδότησης του αντιστροφέα μπορεί να ρυθμιστεί, ρυθμίζοντας τα όρια ανοχής των ελεγκτών της ροής και της ροπής. Δηλαδή, αν τα όρια είναι πολύ μικρά η συχνότητα παλμοδότησης του αντιστροφέα θα είναι πολύ μεγάλη. Το αντίθετο θα συμβαίνει αν τα όρια ανοχής των ελεγκτών είναι μεγάλα.

# 6.1.8. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της τεχνικής DTC

Σύμφωνα με την παραπάνω ανάλυση, τα μειονεκτήματά του DTC μπορεί να εστιαστούν στα παρακάτω σημεία:

- Μεταβλητή συχνότητα παλμοδότησης.
- Έλλειψη άμεσου ελέγχου του ρεύματος.
- Υψηλός βαθμός κυμάτωσης του ρεύματος και της ροπής.
- Ανάγκη μεγάλης συχνότητας δειγματοληψίας κατά την ψηφιακή υλοποίηση των ελεγκτών υστέρησης.

Τα πλεονεκτήματα της DTC τεχνικής σε σύγκριση με την τεχνική Direct -FOC μέθοδο που η ποιό όμοια με τον DTC, είναι τα εξής:

- Άριστη δυναμική της ροπής του κινητήρα.
- Απουσία ΡΙ ελεγκτών.
- Δεν υπάρχουν βρόγχοι ελέγχου του ρεύματος.
- Δεν απαιτείται μετασχηματισμός συντεταγμένων των εξισώσεων του κινητήρα.
- Δεν υπάρχει ξεχωριστός διαμορφωτής εύρους παλμών για την τάση.

Τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα του DTC ελέγχου μπορούν να συνοψισθούν ως εξής:

- Ο DTC έλεγχος λόγω της αρχής λειτουργίας του μπορεί να συνδυασθεί με βέλτιστο ελεγκτή ρύθμισης μαγνητικής ροής. Ο βέλτιστος υπολογισμός του βέλτιστου πλάτους της μαγνητικής ροής του στάτη του κινητήρα ανάλογα με την ταχύτητα ή το φορτίο της, δίνει την δυνατότητα μείωσης της διέγερσης του κινητήρα, δηλαδή εξοικονόμησης ενέργειας.
- Ο DTC λειτουργεί με κλειστό βρόγχο ελέγχου ροπής και ροής αλλά χωρίς ελεγκτές ρεύματος.
- Στον DTC είναι απαραίτητη η εκτίμηση της ροής του στάτη και της ροπής, και επομένως, δεν είναι ευαίσθητος στις παραμέτρους του δρομέα.
- Ο DTC είναι από την φύση του δεν χρειάζεται αισθητήρες μέτρησης (sensorless).
- Ο DTC έχει απλή δομή ελέγχου, που η λειτουργικότητά του εξαρτάται πάρα πολύ από την ακρίβεια εκτίμησης της ροής του στάτη και της ροπής του κινητήρα.

# 6.1.9. PWM αντιστροφέας πηγής τάσης

Ο αντιστροφέας με έλεγχο τάσης είναι κατάλληλος για την παραγωγή της ροπής στον DTC, γιατί όπως δείχνει και η σχέση (6.17), στην τεχνική ελέγχου ροπής η μεταβλητή ελέγχου της ροπής μπορεί να είναι η μαγνητική ροή του στάτη. Η μαγνητική ροή του στάτη είναι μια μεταβλητή κατάστασης που μπορεί να ρυθμιστεί άμεσα και γρήγορα μέσω της αλλαγής της τάσης του στάτη. Όπως έχω αναλύσει στην προηγούμενη ενότητα για την σχέση που υπολογίζει την ροπή (σχέση (6.17)), πρακτικά η ροπή δεν μπορεί να ελεγχθεί με άμεσο ρύθμιση της μαγνητικής ροής του δρομέα ή της γωνίας μεταξύ των διανυσμάτων της ροής του στάτη και της ροής του δρομέα.



Σχήμα 6.11: Διανυσματικό διάγραμμα της παραγωγής ροπής κατά την DTC τεχνική. Το σύμβολο του σχήματος Ψ αντιστοιχεί στο σύμβολο της ροής φ των εξισώσεων.

Ο αντιστροφέας πηγής τάσης δύο σημείων μπορεί να παράξει 8 διακριτά διανύσματα τάσης, δύο μηδενικά και 6 ενεργά σύμφωνα με την σχέση

$$V_{n} = \begin{cases} 0 & \gamma \iota \alpha & n = 0,7 \\ \frac{2}{3} V_{DC} e^{j(n-1)\pi/3} & \gamma \iota \alpha & n = 1,6 \end{cases}$$
(6.23)

Το Σχήμα 6.12: δείχνει τα διανύσματα της ροής του στάτη και της ροής του δρομέα όπως κινούνται αριστερόστροφα σε σχέση με το ορθογώνιο στατικό σύστημα αβ συντεταγμένων. Όταν εφαρμοστεί ένα μηδενικό διάνυσμα τάσης, το διάνυσμα της ροής του στάτη σταματά να κινείται, ενώ την ίδια στιγμή το διάνυσμα της ροής του δρομέα συνεχίζει να κινείται (αριστερόστροφα) προκαλώντας μείωση της γωνίας της ροπής δψ και σύμφωνα με την σχέση (6.17) μείωση της ροπής του κινητήρα.



Ο έλεγχος ενός ασύγχρονου κινητήρα, ο οποίος τροφοδοτείται από έναν αντιστροφέα τάσεως περιγράφεται ως εξής:

- Η τάση εξόδου του αντιστροφέα μπορεί να βρίσκεται μόνο σε μία από τις δυο δυνατές καταστάσεις: είτε σε ενεργή (ένα από τα έξι μη μηδενικά διανύσματα τάσης  $V_1$  έως  $V_6$  βλέπε Σχήμα 6.7:, είτε σε μηδενική ( $V_0 = V_7 = 0$ ).
- Τα ενεργά προς αριστερόστροφη κίνηση διανύσματα τάσης προκαλούν την κίνηση του διανύσματος της ροής του στάτη Ψs αριστερόστροφα και ανταποκρίνονται σε συνθήκες

αύξησης της ροπής, ενώ τα μηδενικά διανύσματα σταματούν την κίνηση του διανύσματος του στάτη και ανταποκρίνονται σε συνθήκες μείωσης της ροπής

- Για τη λειτουργία των έξι βημάτων (χρήση μόνο των ενεργών διανυσμάτων), το διάνυσμα της ροής του στάτη κινείται κατά μήκος μιας εξαγωνικής τροχιάς με σταθερή γραμμική ταχύτητα και με μια γωνιακή ταχύτητα της οποίας η μέση τιμή είναι ανάλογη της γωνιακής ταχύτητας του διανύσματος της τάσης του στάτη.
- Για τη λειτουργία με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (sinusoidal PWM), υψηλής συχνότητας παλμοδότησης, το διάνυσμα της ροής του στάτη κινείται σε μια τροχιά που προσεγγίζει τον κύκλο με σχεδόν σταθερή γωνιακή ταχύτητα, ίση με την πραγματική σύγχρονη ταχύτητα.
- Σε κάθε περίπτωση το διάνυσμα της ροής του δρομέα κινείται συνεχώς (χωρίς επιρροή από τα μηδενικά διανύσματα) κατά μήκος μιας κυκλικής τροχιάς.

## 6.2. Προτεινόμενο σύστημα ελαχιστοποίησης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ΗΚΣ με συνδυασμό της τεχνικής DTC, σε λειτουργία μεταβατικών καταστάσεων και ισορροπίας

# 6.2.1. Ασαφές μέρος του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου

Το ασαφές μέρος του βέλτιστου ελεγκτή που συνδυάζεται με τον DTC αποτελείται από δύο επιμέρους ασαφείς ελεγκτές: έναν ελεγκτή αναζήτησης ασαφούς λογικής όταν χρειάζεται μείωση της ονομαστικής ροής κατά την λειτουργία του κινητήρα σε ισορροπία (FLSC1) και έναν ασαφή ελεγκτή όταν χρειάζεται αύξηση της τρέχουσας τιμής της ροής κατά την μεταβατική λειτουργία του κινητήρα (FLC2), βλέπε Σχήμα 6.13:



Σχήμα 6.13: Διάγραμμα στο Simulink του προτεινόμενου συστήματος ελεγκτών ελαχιστοποίησης απωλειών. Αναγνωρίζει την κατάσταση λειτουργίας του ΗΚΣ και ελέγχει με διαφορετικό ασαφή ελεγκτή κατά την διάρκεια της λειτουργίας σε ισορροπία (steady state) και κατά την λειτουργία σε μεταβατική κατάσταση (transient state). Το παρόν σύστημα περιλαμβάνεται στο block "delta\_phi Fuzzy calculation" στο Σχήμα 6.14:



Σχήμα 6.14: Διάγραμμα Simulink. Περιλαμβάνει τα block που υπολογίζουν τις απώλειες και τον προτεινόμενο ασαφή έλεγχο ροής, "delta\_phi Fuzzy calculation", που έχει για έξοδο την τρέχουσα μεταβολή της ροής "delta\_phi\*". Αποτελεί μέρος του πλήρους συστήματος ελέγχου και περιλαμβάνεται στο block "phi\* Fuzzy Calculation", που δείχνεται στο Σχήμα 6.25:

Η έξοδος του κάθε ασαφή ελεγκτή δίνει τη βέλτιστη μεταβολή της ροής του στάτη,  $\Delta \varphi_s[\mathbf{k}]$ , προκειμένου να βρεθεί η βέλτιστη τιμή αναφοράς της ροής του στάτη  $|\varphi_{sopt}[k]|$  για τον DTC.

Οι μεταβλητές εισόδου για τον FLSC1 είναι η τρέχουσα μεταβολή της ισχύος στην DC ζεύξη του αντιστροφέα ισχύος,  $\Delta PL[k]$ , και η τελευταία τιμή της εξόδου που έχει υπολογιστεί από το ασαφές σύστημα, δηλαδή η μεταβολή της ροής του στάτη  $L\Delta \varphi^*[k-1]$ . Οι μεταβλητές εισόδου για τον FLC2 είναι το σφάλμα της ταχύτητας και το σφάλμα της ροπής του κινητήρα.

# 6.2.2. Σχεδιασμός των ασαφών ελεγκτών

Γενικά οι ασαφείς ελεγκτές σχεδιάζονται με συγκεκριμένους γλωσσικούς κανόνες, που βασίζονται στην εμπειρική γνώση του σχεδιαστή. Η βασική διαφορά ενός ασαφή ελεγκτή τύπου PI από έναν συμβατικό ελεγκτή τύπου PI είναι ότι η έξοδός του υπολογίζεται σύμφωνα με εμπειρικούς γλωσσικούς κανόνες.

Ο βέλτιστος έλεγχος βασισμένος σε ελεγκτή αναζήτησης ασαφούς λογικής (Fuzzy Logic Search Controller–FLSC) από την φύση του μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο όταν η ροπή που παράγει ο κινητήρας είναι σταθερή, δηλαδή σε καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία. Για να μην διαταράσσεται η ροπή πρέπει και η ταχύτητα του κινητήρα να είναι σταθερή. Ο FLSC1 του προτεινόμενου ελέγχου επιλέγω να έχει για είσοδο την τρέχουσα μεταβολή της τιμής των απωλειών του κινητήριου συστήματος όπως αυτή υπολογίζεται μετά την τελευταία ρύθμιση της ροής του στάτη.

Ο FLSC1, σαν μεταβλητές κατάστασης (εισόδους) χρησιμοποιεί:

το πρόσημο και το βήμα της μεταβολής των απωλειών του συστήματος, ΔP<sub>L</sub>[k], σχέσεις (6.24) και (6.25)

$$\Delta P_{L}[k] = P_{L}[k] - P_{L}[k-1]$$
(6.24)

$$sign(\Delta P_{L}[k]) = \begin{cases} -1 & \Delta P_{L}[k] \le 0\\ 1 & \Delta P_{L}[k] \ge 0 \end{cases}$$
(6.25)

• την τελευταία αλλαγή του μέτρου της ροής του στάτη  $\Delta \varphi_s^*[k-1]$ .

Η μεταβλητή ελέγχου (έξοδος) του FLSC1 είναι η μεταβολή της ροής του στάτη  $\Delta \varphi_s^*[k]$ .

Οι απώλειες  $P_L[k]$ , αφορούν τις συνολικές απώλειες του συστήματος οδήγησης γιατί υπολογίζονται σαν η διαφορά μεταξύ της ισχύος εισόδου και την ισχύ που παράγει ο κινητήρας λόγω του φορτίου που οδηγεί. Οι απώλειες υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$P_{L}[k] = P_{in}[k] - P_{out}[k]$$
(6.26)

$$P_{out}[k] = \omega[k] T^*_{em}[k]$$
(6.27)

$$P_{in}[k] = V_{DC}I_{DC}[k]$$
(6.28)

όπου  $I_{DC}$  είναι το ρεύμα που ρέει στην DC ζεύξη του αντιστροφέα,  $V_{DC}$  η τάση αντίστοιχα,  $\omega$  η μηχανική ταχύτητα του κινητήρα,  $T^*_{em}$  η ροπή του φορτίου του κινητήρα. Αυτά τα μεγέθη μετρούνται από αντίστοιχους αισθητήρες. Επειδή το ροπόμετρο είναι σχετικά ακριβό, σαν ροπή του φορτίου μπορεί να θεωρείται η τιμή αναφοράς που υπολογίζεται από τον ελεγκτή ταχύτητας. Επίσης και η ταχύτητα μπορεί να μην μετρείται αλλά να υπολογίζεται από το σύστημα από τις μετρήσεις των ρευμάτων και των τάσεων των φάσεων του κινητήρα.

Στο Σχήμα 6.15: δείχνεται αναλυτικά η δομή του βέλτιστου ασαφή ελεγκτή FLSC1.



Σχήμα 6.15: Block διάγραμμα λειτουργίας του βέλτιστου ασαφούς ελεγκτή FLSC1, τύπου PI, που υπολογίζει την βέλτιστη τιμή της μαγνητικής ροής του στάτη, με κριτήριο την ελαχιστοποίηση των του κινητήρα στην κατάσταση ισορροπίας.

Για τον FLSC1 τα ασαφή σύνολα του τα ορίζω μέσω διακριτών συνόλων υποστήριξης τριγωνικής μορφής, η επιλεχθείσα συνάρτηση συνεπαγωγής είναι η MAX-MIN και στη διαδικασία διερεύνησης για τους συνεισφέροντες κανόνες επιλέγω την μέθοδο απόσαφοποίησης Κέντρου Βάρους, (Κ.Β.), (βλέπε Παράρτημα 10) που χρησιμοποιεί όλους τους διαθέσιμους κανόνες των κανονικοποιημένων τιμών των γλωσσικών μεταβλητών στα κανονικοποιημένα υπερσύνολα αναφοράς [-1,1].



Σχήμα 6.16: FLSC1: Συναρτήσεις συμμετοχής για την μεταβλητή εισόδου της μεταβολής των απωλειών ισχύος, Δ*PL*[*k*].



Σχήμα 6.17: FLSC1: Συναρτήσεις συμμετοχής για την μεταβλητή εισόδου της τελευταίας μεταβολής της ροής του στάτη,  $\Delta \varphi_s[k-1]$ .



Σχήμα 6.18: FLSC1: Συναρτήσεις συμμετοχής για την μεταβλητή ελέγχου της τρέχουσας τιμής της μεταβολή της ροής του στάτη  $\Delta \varphi_s[k]$ .



Σχήμα 6.19: Επιφάνεια ελέγχου του FLSC1.

Ο FLC2 του προτεινόμενου ελέγχου για την ρύθμιση της μαγνητικής ροής του στάτη κατά τις καταστάσεις μετάβασης, ροπής ή ταχύτητας του κινητήρα, έχει για είσοδο την τρέχουσα τιμή της ροπής και της ταχύτητας.



Σχήμα 6.20: Αναλυτικό διάγραμμα του ασαφούς ελεγκτή FLC2, τύπου PI, που ελέγχει την ροή ελάχιστων απωλειών του στάτη λόγω των μεταβολών της ταχύτητας ή των μεταβολών της ροπής του κινητήρα.



Σχήμα 6.21: FLC2: Συναρτήσεις συμμετοχής για την μεταβλητή εισόδου του σφάλματος της ροπής  $E_T[k] = T_e^* - T_m$ , όπου  $T_e^*$ υπολογίζεται από τον ελεγκτή ταχύτητας και  $T_m$  μετρείται με ροπόμετρο.



Σχήμα 6.22: FLC2: Συναρτήσεις συμμετοχής για την μεταβλητή εισόδου του σφάλματος της ταχύτητας  $E_{\omega}[\mathbf{k}] = \omega^* - \omega_m$ , όπου  $\omega^*$  είναι η ταχύτητα αναφοράς και  $\omega_m$  η ταχύτητα που μετρείται στον άξονα του κινητήρα.



Σχήμα 6.23: FLC2: Συναρτήσεις συμμετοχής για την μεταβλητή εξόδου, την τρέχουσα μεταβολή της μαγνητικής ροής του στάτη  $\Delta \varphi_s[k]$ .



Σχήμα 6.24: Επιφάνεια ελέγχου του FLC2.

Οι γλωσσικοί κανόνες για τους ασαφείς ελεγκτές FLSC1 και FLC2 εξάγονται από την εμπειρία και συνοψίζονται στον Πίνακας 6.3: και Πίνακας 6.4:. Σε αυτούς τους πίνακες η πρώτη γραμμή και η πρώτη στήλη είναι οι μεταβλητές εισόδου, ενώ το κύριο μέρος των πινάκων είναι η μεταβλητή ελέγχου (εξόδου).

$\Delta PL[k]$	[-1.00,0.10]	[-0.01,1.00]
$L\Delta \varphi_s^*[k-1]$		
-1.00	NB	PB
-0.50	NM	PM
-0.30	NS	PS
0.00	Z	Z
0.30	PS	NS
0.50	PS	NS
1.00	PB	NM

Πίνακας 6.3:Οι 14 κανόνες για τον ασαφή ελεγκτή FLSC1.

Στον Πίνακας 6.3: οι ασαφείς τιμές των γλωσσικών μεταβλητών της εξόδου  $\Delta \varphi_s^*$  είναι: NB=-1.00, NM=-0.70, NS=-0.40, Z=0.0, PB=1.00, PM=0.70, PS=0.40.

-0.85	-0.60	-0.30	0.00	0.75	1.45	2.10
L	XXL	XXXL	XXXL	XXXL	XXXL	XXXL
S	L	XXL	XXXL	XXXL	XXXL	XXXL
XS	L	XL	XXL	XXXL	XXXL	XXXL
XS	L	XL	XXL	XXL	XXXI	XXXI
XXS	S	M	I	XI	XXI	XXXI
VVS	s	S	M	I	VVI	VVVI
AAS VVS	S VS	vç	M	I	VVI	
	-0.85 L S XS XS XS XXS XXS	-0.85-0.60LXXLSLXSLXSLXSSXXSSXXSS	-0.85-0.60-0.30LXXLXXXLSLXXLXSLXLXSLXLXXSSMXXSSSXXSXSXS	-0.85-0.60-0.300.00LXXLXXXLXXXLSLXXLXXXLXSLXLXXLXSSMLXXSSSM	-0.85-0.60-0.300.000.75LXXLXXXLXXXLXXXLSLXXLXXXLXXXLXSLXLXXLXXXLXSSMLXLXXSSXSML	-0.85-0.60-0.300.000.751.45LXXLXXXLXXXLXXXLXXXLSLXXLXXXLXXXLXXXLXSLXLXXLXXXLXXXLXSSMLXXLXXLXXSSXSMLXXL

Πίνακας 6.4: Πίνακας 49 κανόνων για τον ασαφή ελεγκτή FLC2.

Στον Πίνακας 6.4:  $E_{\omega}$  είναι το σφάλμα ταχύτητας,  $E_T$  είναι το σφάλμα ροπής (είσοδοι),. Οι ασαφείς τιμές των γλωσσικών μεταβλητών της εξόδου Δ $\varphi_s$ \* είναι: XXL=0.97, XXL=0.87, XL=0.75, L=0.64, M=0.55 S=0.45, XS=0.38, XXS=0.29.

Για παράδειγμα, ένας κανόνας του Πίνακας 6.4:μπορεί να διαβαστεί ως εξής:

**AN** *E* $\omega$ =-0.85 pu **KAI** *ET*=-0.85 pu **TOTE** Δ $\varphi_s^*$  =L όπου L=0.64 pu

Σε κάθε χρονική στιγμή, οι μεταβλητές εισόδου των ασαφών ελεγκτών FLSC1 και FLC2 έχουν από μια συγκεκριμένη τιμή, η οποία μετατρέπεται σε ασαφή σύνολο σύμφωνα με τις συναρτήσεις συμμετοχής τους, βλέπε Σχήμα 6.16: Σχήμα 6.17: Σχήμα 6.21: Σχήμα 6.22: . Ο τελεστής KAI επιλέγει το ελάχιστο από τα δύο ασαφή σύνολα, το επίπεδο του οποίου ορίζει και το επίπεδο του ασαφούς συνόλου της εξόδου  $\Delta \varphi_s$ \*. Για κάθε ζεύγος τιμών των μεταβλητών εισόδου εφαρμόζονται όλοι οι κανόνες (14 για τον FLSC1 και 49 για τον FLC2). Στη συνέχεια προστίθενται γεωμετρικά τα σύνολα των εξόδων όλων των κανόνων. Κάποιοι από τους κανόνες θα δίνουν κενό σύνολο για την έξοδο  $\Delta \varphi_s$ \*. Η τελική έξοδος  $\Delta \varphi_s$ \* θα δίνεται από το κέντρο βάρους της συνολικής επιφάνειας του συνόλου που ορίζεται από την άθροιση των επιμέρους συνόλων της εξόδου της μεταβλητής  $\Delta \varphi_s$ \* για κάθε γλωσσικό κανόνα.

# 6.2.3. Ευρεσιτεχνία πειραματικού υπολογισμού των συντελεστών κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών.

Την ρύθμιση των ασαφών ελεγκτών (τύπου PI) την κάνω εύκολα μέσω πειραματικών μετρήσεων με τη μέθοδο δοκιμής και λάθους με τη χρήση Μετρητή Ισχύος (Power Analyzer), όπως προτείνω με την κατοχυρωμένη ευρεσιτεχνία μου [38], ακολουθώντας τα ακόλουθα βήματα:

- Α. Συνδέω το βατόμετρο (Power Analyser) στην είσοδο DC τάσης του μετατροπέα ισχύος ώστε να μετρείται η ισχύς εισόδου του κινητήριου συστήματος.
- B. Θέτω αρχικά τον κινητήρα σε κατάσταση λειτουργίας ισορροπίας με μία προεπιλεγμένη ροπή φορτίου (πχ 0.02 pu) και ταχύτητα (πχ 0.5 pu) που εξαρτώνται από το είδος της εφαρμογής. Σε αυτή την κατάσταση λειτουργίας ρυθμίζω οι σταθερές του FLSC1 ώστε το βατόμετρο να εντοπίζει ελάχιστο απωλειών καθώς ρυθμίζω μέσω Η/Υ τις παραμέτρους του ασαφή ελεγκτή FLSC1. Την ίδια διαδικασία την επαναλαμβάνω μετά από κάποιο χρονικό διάστημα, όταν θα έχει αποκατασταθεί η θερμική ισορροπία του ηλεκτρικού κινητήρα, μεταβάλλοντας σε επιλεγμένα βήματα τις τιμές ροπής φορτίου (πχ από 0.2 έως 0.04 pu) διατηρώντας την ίδια ταχύτητα. Η τιμή του κάθε συντελεστή προκύπτει μετά από μαθηματική επεξεργασία των διαφορετικών πειραματικών τιμών του, πχ με τη μέθοδο μέσου όρου.
- C. Στη συνέχεια μετά από κάποιο χρονικό διάστημα, επαναλαμβάνω την διαδικασία B., όταν θα έχει αποκατασταθεί η θερμική ισορροπία του ηλεκτρικού κινητήρα, διατηρώντας σταθερή την τιμή ροπής φορτίου(πχ από 0.2) μεταβάλλοντας σε επιλεγμένα βήματα την ταχύτητα (πχ από 0.5 έως 1 pu). Η τελικά βέλτιστη τιμή του κάθε συντελεστή προκύπτει μετά από την μαθηματική επεξεργασία των διαφορετικών καλύτερων πειραματικών τιμών που προέκυψαν από την επανάληψη του βήματος B., πχ με τη μέθοδο μέσου όρου.

# 6.2.4. Θεωρητικός υπολογισμός των συντελεστών κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών

Οι συντελεστές κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών, βλέπε Σχήμα 6.15: και Σχήμα 6.20: , συμβολίζονται ως GP,  $G\Delta_{\varphi}$ . Αυτοί χρησιμοποιούνται για να μετατραπούν οι πραγματικές τιμές των μεταβλητών εξόδου και εισόδου σε κανονικοποιημένες (pu) τιμές. Ο συντελεστής κλιμάκωσης  $G\Delta P$  του ασαφή ελεγκτή FLSC1, μπορεί να υπολογισθεί κατά τον G. Sousa, [39] ως συνάρτηση της ταχύτητας του κινητήρα από την σχέση

$$G\Delta P = b_1 \frac{\omega}{\omega_n} + b_2 \tag{6.29}$$

(6.30)

Η κανονικοποίηση του μεγέθους των απωλειών  $P_L$  υπολογίζεται από την σχέση  $\Delta P_I[k]p.u. = \Delta P_I[k]/G\Delta P$ 

Στην εργασία του [39] G. Sousa χρησιμοποιεί διαφορετική μεταβλητή ελέγχου, την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή. Για τον υπολογισμό του σχετικού συντελεστή κλιμάκωσης χρησιμοποιεί αναλυτική σχέση που ο συντελεστής κλιμάκωσης του ρεύματος έχει γραμμική σχέση με την ταχύτητα και την ροπή του κινητήρα. Ο συντελεστής ελέγχου του G. Sousa συνδυάζεται με PWM αντιστροφέα πηγής ρεύματος αντί για PWM αντιστροφέα πηγής τάσης του δικού μου ελέγχου. Επειδή η ροή του στάτη ελέγχει την ροπή του κινητήρα και η ροή είναι ανάλογη της τάσης του στάτη, εφαρμόζω την δοκιμασμένη σχέση του G. Sousa. Ο συντελεστής κλιμάκωσης της εξόδου, GΔ, ροής του στάτη, του δικού μου ελεγκτή, υπολογίζεται από την σχέση

$$G\Delta = c_1 \frac{\omega^*}{\omega_n} - c_2 \frac{T_{em}^*}{T_n} + c_3$$
(6.31)

όπου  $\omega^*$ η τιμή αναφοράς της ταχύτητας του κινητήρα και  $T_{em}^*$ η τιμή της ροπής αναφοράς που υπολογίζεται από τον ελεγκτή ταχύτητας.

Η κανονικοποίηση του μεγέθους της ροής του στάτη υπολογίζεται από την σχέση  $\Delta \varphi^*[k] p.u. = \Delta \varphi^*[k] G\Delta \qquad (6.32)$ 

Τα  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$ , στις σχέσεις (6.29) και (6.31) είναι σταθερές που τις υπολογίζω, με διαφορετική διαδικασία από τον G. Sousa, μέσω προσομοιώσεων ως εξής:

- Από ένα απλοποιημένο μοντέλο του κινητήρα υπολογίζω την βέλτιστη τιμή της ροής του στάτη φ<sub>s opt</sub> για επιλεγμένα σημεία λειτουργίας ταχύτητας του κινητήρα.
- Από τις τιμές των μεγεθών  $\varphi_{s \text{ opt}}/\varphi_{sn}$ ,  $\omega^{*}/\omega_N$ ,  $T_{em}^{*}/T_n$ , με την μέθοδο των ελαχίστων τετραγώνων υπολογίζω τις σταθερές της  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$  της εξίσωσης (6.31).
- Την τιμή του συντελεστή κλιμάκωσης GΔ της (6.31) την υπολογίζω στο 1/3 της τιμής μεταξύ της ονομαστικής τιμής ροής φ<sub>sn</sub> και της βέλτιστης φ<sub>s opt</sub> [42].
- Για τον υπολογισμό των σταθερών b<sub>1</sub>, b<sub>2</sub>, της εξίσωσης (6.29), εκτελώ νέες προσομοιώσεις για σταθερή ροπή φορτίου 0.1 pu και διαφορετικές τιμές ταχύτητας και υπολογίζω τις αντίστοιχες τιμές της ροής του στάτη φ<sub>s opt</sub> καθώς και την μείωση των απωλειών ΔP<sub>L</sub> που αντιστοιχεί σε μείωση της ροής GΔ. Με την μέθοδο ελαχίστων τετραγώνων υπολογίζω τους συντελεστές b<sub>1</sub>, b<sub>2</sub>, της γραμμικής σχέσης ΔP<sub>L</sub><sup>-1</sup>, ω, της σχέσης (6.31).

#### 6.2.5. Ενεργοποίηση των ασαφών ελεγκτών FLSC1 και FLC2

Στην μέθοδό μου, ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα το ασαφές σύστημα ελέγχου χρησιμοποιεί διαφορετικό ασαφή ελεγκτή. Η κατάσταση λειτουργίας αναγνωρίζεται από την μονάδα "State Detection", βλέπε Σχήμα 6.13: . Ο ασαφής ελεγκτής FLSC1 ενεργοποιείται στην κατάσταση ισορροπίας (steady state) και ο ασαφής ελεγκτής FLC2 ενεργοποιείται κατά την λειτουργία του κινητήρα σε κατάσταση μετάβασης (transient state). Η κατάσταση μετάβασης μπορεί να οφείλεται είτε σε αλλαγή της ταχύτητας του κινητήρα είτα σε αλλαγή της ροπής του φορτίου. Στην παρούσα εργασία μου σε σύγκριση με την παλιότερη εργασία μου, 2008 [39], χρησιμοποιώ επιπλέον ένα κριτήριο που χαρακτηρίζει αν η λειτουργία του κινητήρα είναι σε λειτουργία χαμηλού ή υψηλού φορτίου. Με αυτό τον τρόπο μπορεί να απενεργοποιηθεί ο αποδοτικός έλεγχος σε περιπτώσεις υψηλών φορτίων, ανάλογα με την επιθυμία του χρήστη.

Οι σχέσεις που προσδιορίζουν την τρέχουσα κατάσταση λειτουργίας είναι οι παρακάτω:

If  $|\Delta\omega[\mathbf{k}]| \ge a$  or  $|\Delta P_L[\mathbf{k}]| \ge \beta$  then transient state If  $|\Delta\omega[\mathbf{k}]| \le a$  and  $|\Delta P_L[\mathbf{k}]| \le \beta$  then steady state (6.33) If  $|\varphi_s[\mathbf{k}]| \le \gamma$  then is under light load condition

Η τρίτη ανισότητα της σχέσης (6.33), είναι ένα κριτήριο που αποφασίζει αν ο κινητήρας λειτουργεί σε υψηλό ή χαμηλό φορτίο.

Τα όρια α, β, γ, των σχέσεων (6.33) επιλέγονται από τον χρήστη. Το α, εκφράζει το όριο του σφάλματος της ταχύτητας και επιλέγεται με κριτήριο την ακρίβεια της μέτρησης της ταχύτητας και το είδος της ακρίβειας που απαιτεί η εφαρμογή. Το β, εκφράζει την τιμή της μεταβολής των απωλειών που επιλέγεται από την εμπειρία του χρήστη προκειμένου να δείχνει ότι ο κινητήρας βρίσκεται σε κατάσταση μετάβασης. Η τιμή του β πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το ύψος το πλάτος του θορύβου των μετρήσεων και μεγαλύτερη από τις μεταβολές των απωλειών κατά την διάρκεια της αναζήτησης της βέλτιστης τιμής. Το γ, αντιστοιχεί σε τιμή της ροής του στάτη, η οποία χρειάζεται για μικρά φορτία ροπής, πχ φορτίο 65% ή 70% της ονομαστικής τιμής του φορτίου.

# 6.2.6. Πλήρης αλγόριθμος του προτεινόμενου συνδυασμού βέλτιστου ελέγχου βασισμένου σε ασαφείς ελεγκτές και συμβατικού ελέγχου DTC

Το Σχήμα 6.25: δείχνω το πλήρες μοντέλο του προτεινόμενου ελέγχου. Για την ανάπτυξή του χρησιμοποιώ έτοιμα εργαλεία από το Sim Toolbox του Simulink®. Οι πρωτότυποι ασαφείς ελεγκτές τους αναπτύσσω επίσης στο περιβάλλον του Simulink®. Τα μοντέλα που χρησμοποιώ είναι διακριτά. Στην ενότητα 6.2.1, περιγράφω αναλυτικότερα το ασαφές μέρος του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου. Επίσης στο κεφάλαιο 4 δίνω αναπτύσσω διεξοδικά την ανάπτυξη ασαφών ελεγκτών. Το ασαφές μέρος ελέγχου βρίσκεται στο block που ονομάζεται "phi\* Fuzzy Calculation" στο Σχήμα 6.25: και υπολογίζει την βέλτιστη τρέχουσα τιμή της ροής του στάτη για τις τρέχουσες συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα. Η τιμή της βέλτιστης τιμής της ροής του στάτη εισάγεται στον DTC σαν τιμή αναφοράς. Ο DTC παράγει τους παλμούς παραγωγής της τάσης του στάτη που παράγει ο PWM αντιστροφέας τάσης.



Σχήμα 6.25: Μοντέλο του πλήρους προτεινόμενου αλγόριθμου για έναν τριφασικό επαγωγικό κινητήρα στο Simulink®. Αποτελείται από τον προτεινόμενο βέλτιστο έλεγχο βασισμένο σε ασαφή ελεγκτή μαγνητικής ροής σε συνδυασμό με την τεχνική DTC και τον ελεγκτή ταχύτητας. Η τιμή της ροής αναφοράς για τον DTC υπολογίζεται από τον ασαφή ελεγκτή (αντί του συμβατικού τρόπου που υπολογίζεται από τον ελεγκτή ταχύτητας).

# 6.3. Αποτελέσματα προσομοιώσεων προτεινόμενου αλγόριθμου ελέγχου

Το προτεινόμενο σύστημα ελέγχου ελέγχεται με προσομοιώσεις με σκοπό:

- Να διαπιστώσω την δυνατότητα συνεργασίας του προτεινόμενου ασαφή ελέγχου με την τεχνική ελέγχου DTC.
- 2) Να διαπιστώσω την βελτίωση της απόδοσης του κινητήριου συστήματος.
- Να μελετήσω τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Συγκεκριμένα μελετώ τη διαταραχή της ταχύτητας του κινητήρα όταν συμβαίνει απότομη αλλαγή στο φορτίο του κινητήρα.

Για να κάνω τις παραπάνω διαπιστώσεις, εφαρμόζω τις εξής συνθήκες λειτουργίας στον κινητήρα:

Αρχικά σε t=0 s, θέτω την ταχύτητα σε  $\omega_m$ =0.3 pu (500 rpm), το φορτίο ροπής  $T_L$ =0 pu και την επιτάχυνση του κινητήρα σε 1200 rpm/s. Στο t=10 s, αλλάζω το φορτίο από  $T_L$ =0 pu σε  $T_L$ =0.2 pu (1.47 Nm).

Την προσομοίωση του αλγόριθμου του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου την εκτελώ στο περιβάλλον Simulink, με HY, με εικονικό σύστημα οδήγησης και κινητήρα (δεν έχω συνδέσει το υλικό (h/w) του πειράματος). Επειδή ο χρόνος σύγκλησης του αλγόριθμου του βέλτιστου ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης περιορίζεται από την περιορισμένη δυνατότητα του κινητήρα να ανταποκριθεί στις γρήγορες μεταβολές της τάσης διέγερσης και την ανάπτυξη της μαγνητικής του ροής, στην προσομοίωση ενεργοποιώ το σύστημα του ασαφή βέλτιστου ελεγκτή ρύθμισης της μαγνητικής ροής του κινητήρα κάθε 0.5 s. Αυτός ο χρόνος είναι αρκετός για να μπορεί τα ελεγχθεί το πραγματικό σύστημα.



Σχήμα 6.26: Αποτελέσματα προσομοίωσης. Τροχιά της μεταβολής του μέτρου της μαγνητικής ροής του στάτη κατά την διαδικασία ελέγχου με τον ασαφή ελεγκτή αναζήτησης FLSC1 κατά την λειτουργία του κινητήρα σε ισορροπία. Ο χρόνος σύγκλησης του αλγόριθμου είναι 0.5 s.


Σχήμα 6.27: Αποτελέσματα προσομοίωσης. Τροχιά της μεταβολής του μέτρου των συνιστωσών d-q της μαγνητικής ροής του στάτη κατά την διαδικασία ελέγχου με τον ασαφή ελεγκτή αναζήτησης FLSC1 κατά την λειτουργία του κινητήρα σε ισορροπία.



Σχήμα 6.28: Αποτελέσματα προσομοίωσης. Τροχιά της μεταβολής του μέτρου της μαγνητικής ροής του στάτη κατά την διαδικασία ελέγχου με τον ασαφή ελεγκτή αναζήτησης FLSC1 κατά την λειτουργία του κινητήρα σε ισορροπία.

## 6.4. Πειραματικά αποτελέσματα υλοποίησης προτεινόμενου αλγόριθμου ελέγχου

Ο τρόπος υλοποίησης της πειραματικής διάταξης περιγράφεται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 10 της παρούσας Διατριβής. Ο κώδικας εκτελείται από τον TMS320F2812 DSP της ΤΙ. Οι μετρήσεις ισχύος εισόδου του αντιστροφέα ισχύος στο μετρούνται έμμεσα από τις μετρήσεις των αισθητήρων ρεύματος και τάσης του DMC1500 αντιστροφέα ισχύος, αντί με του μετρητή ισχύος (Power Analyzer) γιατί για την μέτρηση του χρόνου σύγκλησης του αλγόριθμου χρειάζομαι δυνατότητα δειγματοληψίας μεγαλύτερη από αυτήν του Power Analyzer του εργαστηρίου. Οι μετρήσεις ρευμάτων και τάσεων στον αντιστροφέα ισχύος DMC 1500 γίνονται με την μέθοδο η τεχνική μέτρησης ρευμάτων με «παρατήρηση τάσεων» στις ωμικές αντιστάσεις που απαιτεί τον συγχρονισμό του αναλογικού/ψηφιακού μετατροπέα (ADC) του DSP όταν όλα τα πάνω IGBTs είναι OFF και τα κάτω IGBTs είναι ON (βλέπε Κεφάλαιο 10, ενότητα 10.16). Τις απώλειες τις υπολογίζω σαν την διαφορά μεταξύ ισχύος εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος και εξόδου του κινητήρα. Η ισχύς εισόδου είναι το γινόμενο της DC τάσης και ρεύματος στην DC-bus του αντιστροφέα. Η ισχύς εξόδου είναι το γινόμενο της ταχύτητας επί την ροπή του φορτίου που μετρώ με το ροπόμετρο. Τα πειραματικά αποτελέσματα δείχνονται στο Κεφάλαιο 10, στο Σχήμα 10.28. Σε αυτά φαίνεται ότι ο χρόνος σύγκλησης του αλγόριθμου είναι 5 s και όταν ο κινητήρας λειτουργεί στην ονομαστική του ταχύτητα και το φορτίο του είναι το 0.5 pu του ονομαστικού του, οι απώλειες ισγύος μειώνονται στο 53% των αργικών απωλειών.

Η πειραματική μέτρηση της κυμάτωσης της ροπής (βλέπε Σχήμα 10.1, Κεφάλαιο 10) όταν συμβαίνει ξαφνική μεταβολή στο φορτίο του κινητήρα από  $T_L=0$  σε 0.2 pu, είναι ιδιαίτερα μεγάλη. Μετρείται στο 0.1 pu (ή αλλιώς 10%) της ονομαστικής ροπής του κινητήρα.

## 6.5. Συμπεράσματα

Είναι ήδη γνωστό ότι εκτός του γνωστού και διαδεδομένου διανυσματικού ελέγχου FOC υπάργει η λιγότερο διαδεδομένη τεγνική του DTC ελέγγου που από την αργή λειτουργίας της έχει χαρακτηριστικά που της επιτρέπουν να χρησιμοποιηθεί για την ανάπτυξη υψηλής απόδοσης ηλεκτρικών κινητήριων χωρίς την χρήση αισθητήρων (sensorless). Στην παρούσα εργασία αποδεικνύω ότι ο DTC έλεγχος μπορεί να συνδυαστεί με βέλτιστο ελεγκτή ελαγιστοποίησης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών. Το προτεινόμενο βέλτιστο ασαφές σύστημα ελαχιστοποίησης απωλειών υπολογίζει κάθε φορά ανάλογα με την ταχύτητα ή το φορτίο το βέλτιστο πλάτος της μαγνητικής ροής του στάτη του κινητήρα, για να χρησιμοποιηθεί από τον DTC σαν τιμή αναφοράς, προκειμένου να προσδιοριστεί η βέλτιστη τάση διέγερσης του στάτη του κινητήρα. Με αυτό τον τρόπο εξοικονομείται ενέργεια κατά την λειτουργία του κινητήρα και βελτιώνεται η απόδοσή του. Ο DTC σε σύγκριση με τον FOC έλεγχο από μαθηματικής άποψης μπορεί να ελέγχει την ροπή άμεσα μέσω της ρύθμισης της ροής του στάτη και κατ' επέκταση μέσω της τάσης του στάτη, κάτι που υλοποιείται αν χρησιμοποιούμε PWM αντιστροφέα πηγής τάσης. Αντίθετα στον FOC έλεγχο η ροπή ελέγχεται άμεσα μέσω της συνιστώσας d του ρεύματος του στάτη στο περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς dq, κάτι που απαιτεί επιπλέον μαθηματικούς ορθογώνιο μετασχηματισμούς, ελεγκτές ρεύματος, και υλοποιείται χρησιμοποιώντας PWM αντιστροφέα πηγής ρεύματος. Στην τεχνική του DTC ελέγχου δεν χρειάζονται ελεγκτές ρεύματος και έτσι έχουμε το πλεονέκτημα ότι ο έλεγχος δεν είναι ευαίσθητος στις παραμέτρους του δρομέα. Για την ρύθμιση της βέλτιστης ροής του στάτη επιλέγω τους γνωστούς στην βιβλιογραφία ασαφείς ελεγκτές τύπου αναζήτησης (Fuzzy Search Controllers) γιατί με αυτούς ο έλεγχος δεν εξαρτάται από τις παραμέτρους του κινητήρα και έχουμε το πλεονέκτημα ότι ο έλεγχος είναι ανεξάρτητος από το σημαντικό πρόβλημα της αλλαγής των τιμών των παραμέτρων του κινητήρα λόγω θέρμανσης ή μαγνητικού κορεσμού. Τέλος, για την τελική παραγωγή των παλμών που παράγουν την διέγερση του κινητήρα επιλέγω PWM αντιστροφέα πηγής τάσης, αντί πηγής ρεύματος.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε περιβάλλον Simulink®, για τριφασικό επαγωγικό κινητήρα, αποδεικνύουν την βελτίωση της απόδοσης του κινητήριου συστήματος. Είναι προφανές ότι όταν ο κινητήρας λειτουργεί χωρίς φορτίο μπορεί να επιτευχθεί η μεγαλύτερη βελτίωση απόδοσης, καθότι επιτρέπεται η χαμηλότερη δυνατή ρύθμιση της μαγνητικής ροής του στάτη και η μικρότερη τάση διέγερσης του στάτη. Οι προσομοιώσεις που εξετάζω στο παρόν Κεφάλαιο της διατριβής αφορούν αυτήν την ευνοϊκή περίπτωση λειτουργίας ώστε να αξιολογηθεί το προτεινόμενο σύστημα στην περιοχή λειτουργίας που θα έχει το μεγαλύτερο κέρδος. Η ελάττωση των απωλειών κατά την λειτουργία του κινητήρα με μηδενικό φορτίο υπολογίζονται στο 32%. Όσο αφορά την δυναμική συμπεριφορά του κινητήριου συστήματος, η κυμάτωση της ροπής του κινητήρα είναι πολύ έντονη και η διαταραχή που παρατηρώ στην ταχύτητα του κινητήρα όταν αλλάζει η ροπή του φορτίου είναι σημαντική. Η μείωση της μαγνητικής ροής του στάτη λόγω του βέλτιστου ελέγχου μείωσης των απωλειών δεν βοηθά τις αδυναμίες της δυναμικής συμπεριφοράς του DTC. Επίσης το κέρδος των απωλειών που μετρώ είναι συγκρίσιμο με αυτό που πετυχαίνω με την τεχνική FOC ελέγχου που μελετώ στις εργασίες [43], [44] του Κεφαλαίου 4 και 6 αντίστοιχα. Το σημαντικό πλεονέκτημα της υλοποίησης βέλτιστου ελέγχου απωλειών με την τεχνική DTC είναι η απλότητα και ευκολία υλοποίησης του DTC σε σχέση με τον FOC έλεγχο.

## 6.6. Βιβλιογραφία

- [1] Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. B. Thogersen, "Efficiency optimized control of medium-size induction motor drives", in Proc. 2000 IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting, pp. 1489–1490, 2000.
- [2] S. Kamboli, M. R. Zolghadri, S. Haghbin, A. Emadi, "Torque ripple minimization DTC of Induction motor based on optimized flux value determination", in Proc. IEEE Ind. Electron. Conf., pp.431-435, 2003.
- [3] F. F. Bernal, A. G. Cerrada [52] F. F. Bernal, A. G. Cerrada, "Model-based minimization for DC and AC vector-controlled motors including core satuartion," IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 36, No.3, pp. 755-763, 2000.
- [4] Kioskesidis, N. Margaris, "Loss minimization in scalar controlled induction motor drives with search controller," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, pp. 213-220, 1996.
- [5] B. Pryymak, J. M. Moreno, J. Peracaula, "Neural network based efficiencyoptimization of an induction motor drive with vector control", in Proc. IEEE Ind. Electron. Conf. 2002, pp. 146-151, 2000.
- [6] M. Perron, H. L. Huy, "Full load range neural network efficiency optimization of an induction motor with vector control using discontinuous PWM", in Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron., pp. 166-170, 2006.
- [7] G. M. Aguilar, J. M. Moreno, B. Pryymak, J. Paracaula, "A neural network based optial rotor flux estimator for efficiency optimization of an induction motor drive", in Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. pp.2528-2534, 2006.
- [8] G. Dong, O. Ojo, "Efficiency optimizing control of induction motor using natural variables", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 6, pp. 1791-1798, Dec. 2006.
- [9] G. D. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, pp. 192-198, 1995.

- [10] Dong Hwa Kim και Kaoro Hirota, "Vector control for loss minimization of induction motor using GA–PSO", Applied Soft Computing 8, pp. 1692–1702, 2008.
- [11] Bogdan Pryymak, Juan M. Moreno-Eguilaz, Juan Peracaula, "Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives", Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 71, pp. 290-298, 2006.
- [12] C. M. Vega, J. R. Arribas, D. Ramirez, "Optimal regulation of electric drives with constant load torque, "Ieee Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 6, pp. 1762-1769, Dec. 2006.
- [13] G. M. Ta, Y. Hori, "Convergence improvement of efficiency-optimization control of induction motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 6, pp. 1746-1753, Nov./Dec. 2001.
- [14] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.
- [15] Depenborck, "Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine," U.S. Patent 4 678 248, July 7, 1987.
- [16] Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction machine," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA- 22, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
- [17] M. Depenbrock and A. Steimel, "High power traction drives and convertors," in Proc. Elect. Drives Symp. '90, Capri, pp. I 1–9, 1990.
- [18] "Direct Torque Control: The World's Most Advanced AC Drive Technology", ABB Technical Guide No1, 2002.
- [19] Ι. Στ. Μανωλάς, "Συγκριτική Μελέτη Τεχνικών Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών Επαγωγής", Διπλωματική εργασία, Επιβλ. Καθ. Στ. Μανιάς, Σχολή Ηλ/γων Μηχ. και Μηχ. Υπολογιστών, ΕΜΠ, 2006.
- [20] Βαγδάτης Παρασκευάς, "Συμπεριφορά Ασύγχρονου Κινητήρα τροφοδοτούμενος από 3φασικό Αντιστροφέα οδηγούμενος με οδήγηση διανυσματικής διαμόρφωσης μαγνητικής ροής", Τομέας Ενεργειακών Συστημάτων, Πολυτεχνείο Ξάνθης.
- [21] Γ. Ζαζιάς, Γ. Πέτσιος, "Design and implementation of a DSP controller for direct torque control (DTC) of an induction motor", Διπλωματική εργασία, Επιβλ. Καθ. Χ. Μαδεμλής, Τμήμα Ηλ/γων Μηχ. και Μηχ. Υπολογιστών, Αριστοτέλειο Παν. Θεσσαλονίκης, 2008.
- [22] B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives, Advances and Trends", 2006.
- [23] G. Buja et al., "Direct torque control of induction motor drives," IEEE ISIE Conf. Rec., pp. TU2–TU8, 1997.
- [24] Ζ. Κουτσογιάννης, Γ. Αδαμίδης "Άμεσος έλεγχος επαγωγικού κινητήρα για ηλεκτρική έλξη και διερεύνηση μέσω υπολογιστή", Ηλεκτροκίνητα μέσα μεταφοράς στην Ελλάδα
   - Υφιστάμενη κατάσταση και προοπτικές, ΤΕΕ, Αθήνα, 12-13 Ιαν., 2006.
- [25] Ζήσης Κουτσογιάννης, "Μέθοδοι οδήγησης τριφασικών αντιστροφέων δύο σημείων για άμεσο έλεγχο ροπής ασύγχρονων κινητήρων", μεταπτυχιακή ερευνητική διατριβή,

Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Δημοκρίτειο Παν. Θράκης, 2007.

- [26] T. Gillespice. "Fundamentals of vehicle dynamics," Society of Automotive Engineers, ISBN 1-56091-199-9.
- [27] J. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no. 5, pp. 820-827, Sept./Oct. 1986.
- [28] S. M. Islam, C. B. Somuah, "An Efficient High Performance Voltage Decoupled Induction Motor Drive with Excitation Control", IEEE Trans. on Energy Conv., Vol. 4, No. 1, Mar 1989, pp. 09-117, 1989.
- [29] E. Mendes, A. Baba, A. Razek, "Losses Minimization of a Field Oriented Controlled Induction Machine", Proceed. of IEE Electrical Machines and Drives Conf., pp. 310-314, Sep. 1995.
- [30] Baba, E. Mendes, A. Razek, "Losses Minimisation of a Field-Oriented Controlled Induction Machine by Flux Optimisation Accounting for Magnetic Saturation", 1997 IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record, IEMDC'97, pp. MD1 2.1-2.3, May 1997.
- [31] K. Matsuse, T. Yoshizumi, S. Katsuta, "High-Response Flux Control of Direct-Field-Oriented Induction Motor with High Efficiency Taking Core Loss into Account", IAS annual Record, New Orleans, pp. 410-417, Oct. 1997.
- [32] J. H. Chang, B. K. Kim, "Minimum-Time Minimum-Loss Speed Control of Induction Motors Under Field-Oriented Control", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 44, No. 6, pp. 809-815, Dec. 1997.
- [33] G. O. Garcia, J.C. Mendes Luís, R. M. Stephan, E. H. Watanabe, "An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive", IEEE Ind. Elec., Vol. 41, No. 5, pp. 533-539, Oct 1994.
- [34] Kioskeridis, N. Margaris, "Loss Minimization Induction Motor Adjustable-Speed Drives", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 43, No. 1, pp. 226-231, Feb. 1996.
- [35] F. F. Bernal, A. G. Cerrada, "Model-based minimization for DC and AC vectorcontrolled motors including core saturation," IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 36, No.3, pp. 755-763, 2000.
- [36] C. Chakrabotry, Y. Hori, "Fast efficiency optimization techniques for the indirect vector-controlled induction motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 39, no. 4, pp. 920-926, Jul./Aug., 2003.
- [37] Kioskeridis, N. Margaris, "Loss Minimization in Scalar-Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers", IEEE Trans. Power Elect., Vol. 11, No. 2, pp. 213-220, March 1996.
- [38] Δίπλωμα Ευρεσιτεχνίας Αριθμ. 1006612, Διεθνής ταξινόμηση (INT.CL) HO2P 21/08, «ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΔΟΚΙΜΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ», 5-9-2008 μέχρι 6-9-2028, Σεργάκη Ελευθερία, 2008.

- [39] G. D. D. Sousa, B. K. Bose, J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, pp. 192-198, 1995.
- [40] Eleftheria S. Sergaki, "Motor Flux Minimization Controller based on Fuzzy Logic Control for DTC AC Drives", ICEM-2010. (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο IEEExplorer 2010 Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".)
- [41] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, Angelo Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", IEEE transactions on power electronics, VOL. 17, No. 5, September 2002.
- [42] Liao, J.C.; Yeh, S.N.; Hwang, J.C.; Huang, T.M.; Electr. Eng., Oriental Inst. of Technol., Taiwan, Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005, Proceedings of the IEEE International Symposium on, 20-23 June 2005, pp. 871 – 876, vol. 3, 20/06/2005.
- [43] Eleftheria S. Sergaki, Najib Essounbouli, Kostas C. Kalaitzakis, George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Control for Motor Flux Reduction during Steady states and for Flux Recovery in Transient states of Indirect FOC AC Drives", ICEM-2010. (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο IEEExplorer 2010 Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".)
- [44] E. Sergaki, G. Stavrakakis, "On-Line Search Based Fuzzy Optimum Efficiency Operation in Steady and Transient States for DC and AC Vector Controlled Motors", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, IEEExplorer, 2008.

# Κεφάλαιο 7

Ανάπτυξη αλγορίθμων βέλτιστου ελέγχου κινητήρων και αυτόματη παραγωγή κώδικα με Simulink για υλοποίηση σε DSP

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος βέλτιστου ελέγχου ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων, η μεθοδολογία ανάπτυξής του και αυτόματης παραγωγής κώδικα που παρουσιάζω σε αυτό το Κεφάλαιο αποτελεί το περιεχόμενο εργασίας που έγινε δεκτή για δημοσίευση στο *IEEExplorer 2010 Data Base* και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "*IEEE Transactions in Industrial Electronics*", με τα στοιχεία:

Eleftheria S. Sergaki, Najib Essounbouli, Kostas C. Kalaitzakis, George S. Stavrakakis, *"Fuzzy Logic Control for Motor Flux Reduction during Steady states and for Flux Recovery in Transient states of Indirect FOC AC Drives"*, ICEM-2010, [40].

# 7.1. Εισαγωγή

Στην παρούσα Διατριβή οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι ελέγχου λειτουργίας ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο IFOC και με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών τους βασισμένη σε ελεγκτές ασαφούς λογικής, υλοποιούνται σε μικροεπεξεργαστή της Texas Instruments τον TMS320F2812 DSP. Στο παρών Κεφάλαιο περιγράφεται η μέθοδος γρήγορης ανάπτυξης του αλγόριθμου και η γρήγορη παραγωγή εκτελεστέου κώδικα για DSP (Digital Signal Processor) χωρίς να γραφτεί κώδικας σε Assembly ή σε C, αλλά χρησιμοποιώντας πλήρως τις δυνατότητες της τεχνικής Computer Automated ή Aided Control System Design (CACSD) του Real Time Workshop (RTW) και του Embedded Real Time workshop (ERT) της Simulink του Matlab<sup>(R)</sup>.

Με τις ειδικές βιβλιοθήκες που διαθέτει η Simulink αναπτύσσω το Simulink block διάγραμμα του αλγόριθμου ελέγχου που περιλαμβάνει το εικονικό υλικό (h/w) του DSP, ADC και PWM. Τα έτοιμα blocks κώδικα (υποσυστήματα κώδικα) προέρχονται από τις ειδικές βιβλιοθήκες της Simulink: Power System Blockset και του RTW, ενώ τα νέα blocks κώδικα που χρειάζονται για τον πρωτότυπο αλγόριθμο τα αναπτύσσω από την αρχή στο περιβάλλον της Simulink. Από το Simulink block διάγραμμα του αλγόριθμου μπορεί να παραχθεί αυτόματα κώδικας C που να είναι συμβατός και να εκτελείται με διαφορετικούς DSPs. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιώ τον DSP320F2812 της σειράς C2000 της TI [1]. Ο αλγόριθμος αποτελείται από δύο ανεξάρτητα τμήματα. Το ένα κάνει την αρχικοποίηση των τιμών του υλικού και του λογισμικού και το άλλο περιέχει τον κύριο αλγόριθμο. Πριν ξεκινήσει η προσομοίωση ο χρήστης αρχικοποιεί τις τιμές του υλικού μέσα από τα κατάλληλα παράθυρα διαλόγου των παραμετροποιήσιμων blocks. Αφού τελειώσει ο έλεγχος μέσω προσομοιώσεων, στη συνέχεια το RTW εργαλείο λογισμικού παράγει τον κώδικα που φορτώνεται στον DSP.

Σήμερα τα κυριότερα περιβάλλοντα λογισμικού για γραφική μέθοδο ανάπτυξης αλγόριθμου και παραγωγής κώδικα, που επικρατούν στην βιομηχανία αυτοκίνησης και αεροδιαστημικής είναι το LabVIEW της National Instruments, το dSPACE της dSPACE GmbH, το Real Time Workshop development της Mathworks Inc. Το Code Composer Studio της Texas Instuments επίσης είναι ένα σχετικά νέο λογισμικό που υποστηρίζει με εξειδικευμένες ελεύθερες βιβλιοθήκες τον έλεγχο κινητήρων με τους μικροεπεξεργαστές της TI.

Η Mathworks Inc. έχει αναπτύξει το γνωστό λογισμικό προσομοίωσης Simulink του Matlab<sup>(R)</sup> [2]. Η Simulink [3] είναι ένα λογισμικό διαδραστικό για μοντελοποίηση, οπικοποίηση, προσομοίωση και ανάλυση δυναμικών συστημάτων. Δίνει την δυνατότητα ανάπτυξης αλγόριθμων με γραφική μέθοδο, διασυνδέοντας υπομονάδες κώδικα (blocks). Μεταξύ άλλων, διαθέτει το εργαλείο λογισμικού "Target for TI C2000" [4] για τον σχεδιασμό των μοντέλων των ελεγκτών DSPs της σειρά C2000 της Texas Instruments (TI). Το προτέρημα αυτού του λογισμικού είναι η παραγωγή αποδοτικού κώδικα για DSP. Επίσης απαραίτητο ρόλο παίζουν και τα εργαλεία λογισμικού RTW και EPT [5] της Simulink για την μεταγλώττιση του αλγόριθμου σε κώδικα συμβατό με αυτόν που εκτελούν τα DSPs της ΤΙ, τον συντονισμό του ελέγχου των διεργασιών και την εκτέλεση της προσομοίωσης σε πραγματικό χρόνο. Το λογισμικό Code Composer Studio TM (CCSTM) [9] είναι προϊόν της Texas Instruments που διατίθεται χωρίς χρέωση και είναι σχεδιασμένο για να είναι ο διαμεσολαβητής (link) μεταξύ της Simulink και του DSP, για το κατέβασμα του κώδικα C στον DSP. Επιπλέον το  $CCS^{TM}$  με κατάλληλα παράθυρα επιτρέπει την εκτέλεση και παρακολούθηση των προσομοιώσεων σε πραγματικό γρόνο καθώς και την παρακολούθηση της εκτέλεσης του αλγόριθμου σε πραγματικό περιβάλλον (Harware in the loop). Επιτρέπει την βηματική εκτέλεση του αλγόριθμου και ο χρήστης μπορεί να κάνει με ευκολία αλλαγές παραμέτρων και μεταβλητών. Για την δοκιμή του αλγόριθμου σε πραγματικό χρόνο, εναλλακτικά από την χρήση του περιβάλλοντος CCS<sup>TM</sup> μπορεί να αναπτυχθεί Simulink μοντέλο πλατφόρμας δοκιμής του αλγόριθμου σε πραγματικό χρόνο.

Η δομή αυτού του Κεφαλαίου είναι η εξής: Αρχικά περιγράφω την σχετική με το θέμα ανασκόπηση στην βιβλιογραφία. Στην συνέχεια δίνω την απαραίτητη γνώση προκειμένου να γίνει κατανοητή η μεθοδολογία της αυτόματης παραγωγής κώδικα. Μετά εφαρμόζω την μεθοδολογία ανάπτυξης αλγόριθμου και κώδικα ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένο σε ασαφείς ελεγκτές, για κινητήρα μόνιμου μαγνήτη που η λειτουργία του ελέγχεται με την τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου. Τέλος στα συμπεράσματα αξιολογώ την μεθοδολογία ανάπτυξης και παραγωγής του κώδικα και κάνω προτάσεις για μελλοντικές εργασίες.

## 7.2. Βιβλιογραφική ανασκόπηση για την ανάπτυξη αλγόριθμου και κώδικα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων

Το 1998, από την εταιρεία ABB Corporate Research in Vasteras, Sweden, προσεγγίστηκε μέθοδος γρήγορης ανάπτυξης αλγόριθμου και αυτόματης παραγωγής κώδικα με το λογισμικό Simulink της Matlab® και την πλατφόρμα εργασίας dSPACE. Το αποτέλεσμα αυτής της προσπάθειας απέδειξε ότι το λογισμικό της dSPACE δεν ήταν τόσο ευέλικτο όσο υποσχόταν και αυτό σε συνδυασμό με το μεγάλο κόστος της άδειας χρήσης αυτού του λογισμικού το κατέστησε ακατάλληλο για τέτοια χρήση.

Η υπάρχουσα βιβλιογραφία δείχνει ότι δεν υπάρχουν πολλές δημοσιεύσεις για μεθοδολογίες ανάπτυξης αλγόριθμων και αυτόματης παραγωγής κώδικα στο πεδίο του ελέγχου κινητήρων. Ο λόγος είναι ότι είναι νέο πεδίο γνώσης καθότι παλιότερα δεν υπήρχαν τα κατάλληλα εργαλεία λογισμικού. Ένας ακόμα πιθανός λόγος είναι ότι η αυτόματη παραγωγή κώδικα χρησιμοποιείται περισσότερο στην βιομηχανία γιατί στην ακαδημαϊκή έρευνα συνηθίζεται να γράφεται ο κώδικας με τον παραδοσιακό τρόπο στο χέρι. Επίσης δεν υπάρχουν δημοσιεύσεις που να αξιολογούν την απόδοση κώδικα ελέγχου κινητήρων που έχει παραχθεί με αυτόματο τρόπο σε σύγκριση με αυτόν που έχει γραφτεί στο χέρι. Για την απόδοση αυτού του κώδικα, εκτός από τις δημοσιεύσεις που έχουν κάνει οι ίδιες οι εταιρείες που αναπτύσσουν κατάλληλο λογισμικό για αυτόματη παραγωγή κώδικα, οι μόνες αξιόπιστες δημοσιεύσεις πουέρχονται από το πεδίο της αυτοκινητοβιομηχανίας όπου χρησιμοποιείται ευρέως η αυτόματη παραγωγή κώδικα.

To 1997, οι Ecker et al [10] αποδεικνύουν την ανάγκη της προσομοίωσης των αλγορίθμων ελέγχου ενόσω είναι συνδεμένα με τα πραγματικά συστήματα που ελέγχουν σε πραγματικό χρόνο. Αυτό έχει βοηθήσει και στη σωστή σχεδίαση συστημάτων ελέγχου που λαμβάνουν υπόψη τους χρονικούς περιορισμούς κάνοντας χρήση διαφόρων πολιτικών χρονικού προγραμματισμού.

To 2000, οι W. S. Gan et al [23], δημοσιεύουν μια σύντομη αλλά κατατοπιστική περιγραφή της δυνατότητας αυτόματης παραγωγής κώδικα στην Simulink.

Το 2002, οι Anton Cervin [11], δημοσιεύουν μια από τις πρώτες εργασίες όπου ο έλεγχος σε πραγματικό χρόνο έχει συζητηθεί είναι εκείνη που αναφέρεται στην ανάπτυξη ενός πρωτότυπου εργαλείου για τον σχεδιασμό ενός συστήματος ελέγχου πραγματικού χρόνου ανεπτυγμένο σε Matlab®. Η βασική ιδέα είναι να προσομοιώσεις σε πραγματικό χρόνο ένα πυρήνα διεργασιών παράλληλα με συνεχή δυναμική αλληλεπίδραση επιμέρους στοιχείων. Το Toolbox RTW και ERT του Matlab<sup>(R)</sup> επιτρέπει στο χρήστη να εξερευνήσει την συμπεριφορά ενός αλγορίθμου στον χρόνο και να μελετήσει την αλληλεπίδραση μεταξύ των διεργασιών ελέγχου και του προγραμματισμού τους. Αυτό το εργαλείο λογισμικού είναι χρήσιμο για την προσομοίωση ελέγχου σε πραγματικό χρόνο παρόλο που στην πραγματικότητα δεν μπορεί να προσομοιώσει με ακρίβεια ταυτόχρονες διαδικασίες επειδή το Matlab<sup>(R)</sup> δεν το επιτρέπει.

To 2003, οι Quaranta, P. Mantegazza [12], δημοσιεύουν μια άλλη υλοποίηση χρησιμοποιώντας περιβάλλον Linux και Simulink που δεν είναι ολοκληρωμένη.

To 2003, ot D. Herzog et al [24], παρουσιάζουν αυτόματη παραγωγή κώδικα με Simulink.

To 2006, οι P. K. Gujarathi et al [22], υλοποιούν έλεγχο DTC ενός επαγωγικού κινητήρα χρησιμοποιώντας Simulink και DSP της TI.

To 2007, οι R. Duma, et al [21], παράγουν αυτόματα κώδικα για να υλοποιήσουν έλεγχο που ρυθμίζει τον ελεγκτή ενός DC drive, χρησιμοποιώντας Simulink και DSP της TI.

Το 1999 και το 2006, οι Η. Hanselmann et al [25] και οι J. J. Kang et al [26] αντίστοιχα, δημοσιεύουν αξιολόγηση της απόδοσης του κώδικα προερχόμενου από αυτόματη παραγωγή με τον αντίστοιχο κώδικα γραμμένο στο χέρι. Συγκρίνουν Simulink μοντέλα και το λογισμικό Target Link της dSPACE. Και στις δύο περιπτώσεις αποδεικνύουν ότι ο κώδικας που παράγεται αυτόματα είναι αποδοτικότερος, αλλά αυτό αποδεικνύεται για έλεγχο που δεν αφορά εφαρμογές ελέγχου κινητήρων.

To 1999, οι D. Wybo et al [27], κάνουν σύγκριση διαφορετικών εργαλείων λογισμικού για την αυτόματη παραγωγή κώδικα στο πεδίο της αυτοκινητοβιομηχανίας. Παρόλο που η μελέτη τους είναι παλιά σε σχέση με την εξέλιξη των εργαλείων λογισμικού, είναι πολύ ποιοτική.

# 7.3. Εργαλεία της Simulink για τον αλγόριθμο ελέγχου ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων

## 7.3.1. Δημιουργία νέων επαναχρησιμοποιήσιμων υπομονάδων κώδικα Simulink

Η Simulink είναι ένα λογισμικό εργαλείο του Matlab® που μπορεί να αναλύσει πολύπλοκα δυναμικά μοντέλα. Μπορεί να επιλύσει γραμμικές και μη γραμμικές διαδικασίες και μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τις προσομοιώσεις των ηλεκτρικών κινητήρων. Το πρώτο βήμα για να σχεδιαστεί ένας ελεγκτής είναι να αναπτυχθεί το block διάγραμμα του αλγόριθμου ελέγχου. Αυτό μπορεί να παραχθεί με συνδυασμό έτοιμων υποσυστημάτων κώδικα (blocks) από τις βιβλιοθήκες της Simulink με νέα υποσυστήματα κώδικα που αναπτύσσει ο χρήστης. Η Simulink δίνει την δυνατότητα με την συνάρτηση που ονομάζεται S-function να γραφτεί νέος κώδικας σε γλώσσα προγραμματισμού C (C-MEX S-functions). Για ένα νέο block, η Sfunction ορίζει τον αριθμό των εισόδων και εξόδων, τον αλγόριθμο που υπολογίζει τις τιμές των εξόδων, τον χρόνο δειγματοληψίας, κλπ. Μετά την ανάπτυξη της νέας S-function, από τον κώδικα της S-function δημιουργείται μια δυναμική βιβλιοθήκη και μετά από αυτό το βήμα μπορεί να εισαχθεί στην Simulink σαν ένα block [13]. Κατά την διάρκεια της προσομοίωσης, σε κάθε βήμα της προσομοίωσης, η Simulink καλεί τις συναρτήσεις που περιλαμβάνει η δυναμική βιβλιοθήκη και βασισμένη στις τιμές των παραμέτρων που ορίζονται από τον χρήστη μέσω των παραθύρων που διαθέτει το block υπολογίζει τις νέες μεταβλητές των καταστάσεων και των εξόδων.

## 7.3.2. Αριθμητικές μέθοδοι επίλυσης των αλγόριθμων ελέγχου στην Simulink

Αφού ολοκληρωθεί η ανάπτυξη του block διαγράμματος ενός αλγόριθμου ελέγχου, αυτός προσομοιώνεται δοκιμάζοντας διαφορετικές μεθόδους επίλυσης. Η επιλογή της κατάλληλης μεθόδου μαθηματικής επίλυσης βελτιώνει τον χρόνο και την ακρίβεια της προσομοίωσης. Η επιλογή του κατάλληλου λύτη εξαρτάται από το αν το μοντέλο του ελεγκτή έχει αναπτυχθεί σε διακριτό χρόνο με χρήση των z μεταβλητών είτε σε συνεχή χρόνο με την χρήση των μεταβλητών είναι συντέλων διακριτού χρόνου και συνεχή χρόνου είναι ότι τα μοντέλα (block) του διακριτού χρόνου ανταποκρίνονται στις αλλαγές εισόδου με σταθερή περίοδο και διατηρούν την έξοδο τους σταθερή μεταξύ των διαδοχικών δειγματοληψιών. Τα διακριτού χρόνου μοντέλα μπορεί να επιλυθούν από όλους τους λύτες που διαθέται η Simulink και συνήθως γρηγορότεροι είναι αυτοί που χρησιμοποιούν σταθερό βήμα. Στο διακριτό μοντέλο κάθε μεταβλητή του υπολογίζεται την ίδια χρονική στιγμή. Στα

συνεχούς χρόνου μοντέλα, οι μεταβλητές των καταστάσεων μπορεί να υπολογισθούν σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή. Αυτό σημαίνει ότι η μέθοδος επίλυσης πρέπει να μπορεί να έχει ένα ρυθμό που να ακολουθεί την δυναμική συμπεριφορά του μοντέλου. Για να πετυχαίνεται αυτό πρέπει η μέθοδος επίλυσης να έχει μεταβλητό βήμα επίλυσης και εκτός από τους υπολογισμούς να ορίζει το βήμα πόσο συχνά θα γίνονται οι υπολογισμοί. Αν το μοντέλο του ελεγκτή περιλαμβάνει συνδυασμό από υποσυστήματα κώδικα (blocks) που είναι άλλα αναλογικά και άλλα διακριτά, τότε το μοντέλο επιλύεται με την μέθοδο Runge–Kutta, όπως οι ODE23 ή ODE45.

## 7.3.3. Βιβλιοθήκη c2000lib του λογισμικού "Target for TI C2000" της Simulink

Στην περίπτωση της παρούσας διατριβής δεν ανέπτυξα νέες S-functions γιατί η Simulink διαθέτει βιβλιοθήκη υποσυστημάτων κώδικα συμβατών με τον DSP που χρησιμοποιώ. Το συμβατό λογισμικό για τον DSP TMS320F2812 ονομάζεται "Target for TI C2000" και διαθέτει την βιβλιοθήκη που καλείται c2000lib. Με τα υποσυστήματα κώδικα αυτής της βιβλιοθήκης και τα υπόλοιπα έτοιμα υποσυστήματα της Simulink® μπορεί να "χτιστεί" με απλή διασύνδεση blocks οποιοσδήποτε μικρο-ελεγκτής της σειράς C2000 της ΤΙ και να αναπτυχθεί οποιοσδήποτε αλγόριθμος ελέγχου και να προσομοιωθεί στην Simulink. Όλα τα block του "Target for TI C2000" είναι γειωμένα γιατί η Simulink δεν μπορεί να επικοινωνήσει με τα περιφερειακά Ι/Ο του DSP κατά την διάρκεια των προσομοιώσεων. Το block "eZdsp F2812" είναι το εικονικό μοντέλο του πραγματικού eZdspF2812 της Digital Spectrum (βασισμένου στον TMS320F2812 DSP της TI), που το χρησιμοποιώ στην πειραματική υλοποίηση της παρούσας διατριβής. Το block του "eZdsp" διενεργεί τις διαδικασίες «γράψιμο» και «διάβασμα» από και προς τα περιφερειακά της πλακέττας DSP TMS320F2812 σύμφωνα με το μοντέλο που έχει σχεδιαστεί στην Simulink, αφού φορτωθεί από την Simulink στον DSP. Το τερματικό χρησιμοποιείται για το κατέβασμα του εκτελεστέου κώδικα στο DSP, για την εν λειτουργία παρακολούθηση και αλλαγή επιλεγμένων μεταβλητών του DSP και για την ακριβή ρύθμιση των βαθμωτών παραμέτρων των blocks της Simulink. Ένα γραφικό περιβάλλον (GUI) στο τερματικό block eZdspF2812, παράγεται αυτόματα μετά το κατέβασμα του εκτελεστέου κώδικα στον DSP. Από αυτό επιτρέπεται η αλλαγή μεταβλητών στο τερματικό block eZdspF2812 ενόσω ο παραγόμενος κώδικας εκτελείται στο DSP και παρακολουθούνται οι παράμετροι. Υπάρχουν επιλογές ενεργοποίησης, τιμή και μονάδες στο πάνω τμήμα της οθόνης του τερματικού block eZdspF2812. Όταν ενεργοποιούμε το σχετικό block η μεταβλητή επιπλέον σχεδιάζεται στο γράφημα στο κάτω τμήμα του παραθύρου του τερματικού. Η αυτόματη παραγωγή κώδικα από το σγεδιασμένο μοντέλο και η διαδικασία κατεβάσματος στον DSP μέσα από το περιβάλλον Simulink συνήθως διαρκεί περίπου 20 s.



Σχήμα 7.1: Το τερματικό eZdspF2812 block της βιβλιοθήκης c2000tgtpreflib που περιλαμβάνεται στο εργαλείο λογισμικού Target Support Package<sup>™</sup> TC2 software για τον eZdspF2812 της Digital Spectrum [4]



Σχήμα 7.2: Παράδειγμα αλγόριθμου που χρησιμοποιεί το block C2812 ADC για να γίνει δειγματοληψία αναλογικής τάσης και το block C2812 PWM για να παραχθεί η κυματομορφή παλμών PWM.



Σχήμα 7.3: Η δυναμική βιβλιοθήκη c2000lib Blockset της Simulink για την υποστήριξη του TMS320F2812 DSP [4]

Προκειμένου να παραχθεί αυτόματα ο εκτελεστέος κώδικας σε C κατά την διάρκεια σχεδίασης του αλγόριθμου το μοντέλο της Simulink περιλαμβάνει μόνο διακριτά blocks της Simulink ή blocks που υποστηρίζουν το πρότυπο ERT (Embedded Real Time workshop) [20]. Τέτοια blocks διατίθενται και σε άλλα εργαλεία λογισμικού (toolbox) του Matlab<sup>(R)</sup>, όπως ενδεικτικά στα Fixed-Point Blockset, Fuzzy Logic Blockset, Neural Networks Toolbox.

Η πλειοψηφία των ελεγκτών κινητήρων βασίζεται σε επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής, όπως τον TMS320F2812, που ενσωματώνουν όλα τα απαραίτητα περιφερειακά για τον έλεγχο τριφασικού κινητήρα σε ένα ολοκληρωμένο (chip). Οι ελεγκτές σταθερής υποδιαστολής είναι κατά πολύ φθηνότεροι από τους επεξεργαστές κινητής υποδιαστολής και για αυτό τον λόγο προτιμώνται για την βιομηχανική παραγωγή ελεγκτών κινητήρων. Ακόμα και οι DSPs κινητής υποδιαστολής, μπορεί να χρησιμοποιηθούν για το τρέξιμο αλγορίθμων που προορίζονται για επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής. Το Matlab® περιέχει ένα ισχυρό εργαλείο για υπολογισμούς με σταθερή υποδιαστολή που ονομάζεται "Fixed–point Blockset" και το οποίο περιέχεται σε Toolbox της Simulink. Χρησιμοποιώντας το παραπάνω blockset και την βιβλιοθήκη c2000lib μπορούμε να μειώσουμε δραματικά το χρόνο ανάπτυξης αλγορίθμων σταθερής υποδιαστολής. Είναι σημαντικό να τονισθεί ότι για την προσθήκη νέων βιβλιοθηκών που δημιουργεί ο χρήστης, η εταιρεία Mathworks έχει επιμεληθεί το πρόγραμμα εγκατάστασης της c2000lib, το οποίο αντιγράφει όλα τα απαραίτητα αρχεία των νέων blocks και δημιουργεί τις απαραίτητες μεταβλητές συστήματος. Προϋπόθεση είναι να έχουν ήδη εγκατασταθεί το Matlab<sup>(R)</sup> και το CCS<sup>TM</sup>. Σημαντική βοήθεια μπορεί να λάβει ο αρχάριος χρήστης του συστήματος από τα εισαγωγικά βοηθητικά video που παρέχει η εγκατάσταση για την χρήση της βιβλιοθήκης c2000lib [4].

# 7.3.4. Οι βιβλιοθήκες IQmath και Digital Motor Control (DMC)

Το εργαλείο λογισμικού ΤΙ C2000 της Simulink διαθέτει τις βιβλιοθήκες IQmath και DMC. Αυτές είναι συμβατές μόνο με την οικογένεια επεξεργαστών σήματος της οικογένειας C2000 της ΤΙ. Ο κώδικας αυτών των βιβλιοθηκών είναι assembly και ο κώδικας που παράγεται από αυτά τα blocks είναι πολύ αποδοτικός. Τα αποτελέσματα των πράξεων από αυτά τα blocks είναι σταθερής υποδιαστολής. Συνεργάζονται με άλλα blocks της Simulink, όπως τα blocks μετατροπής συντεταγμένων σε διαφορετικά συστήματα αναφοράς, πχ Clark και Park transformations, τα blocks PID και Space Vector Generator, τριγωνομετρικές συναρτήσεις, και πολλαπλασιασμούς σταθερής υποδιαστολής.

# 7.3.5. Αυτόματη παραγωγή κώδικα (CACSD) με Simulink - RTW Toolbox

Προκειμένου να γίνει κατανοητή η διαδικασία αυτόματης παραγωγής κώδικα παραθέτω μια σύντομη περιγραφή της κεντρικής ιδέας της διαδικασίας, όπως αυτή προκύπτει από την ογκώδη βιβλιογραφία [4] έως [8], που δίνει η εταιρεία Mathworks Inc.

Μετά την ολοκλήρωση της ανάπτυξης του Simulink block μοντέλου του αλγόριθμου, το μοντέλο αποθηκεύεται σαν αρχείο τύπου .mdl, πχ model.mdl. Οι εργασίες που ακολουθούν για να παραχθεί από αυτό το μοντέλο C κώδικας είναι πολύπλοκες και εμπλέκονται πολλά λογισμικά εργαλεία του Matlab®. Στο Σχήμα 7.4: δείχνεται η διαδικασία παραγωγής κώδικα. Στο πρώτο βήμα, το Real Time workshop (RTW) είναι το εργαλείο λογισμικού της Simulink για την παραγωγή του κώδικα από το μοντέλο της Simulink [20]. Το RTW ελέγχεται με την εντολή "make\_rtw" (είναι ένα m-file). Αυτή η εντολή συμπεριλαμβάνει και την ενεργοποίηση του Target Language Compiler (TLC). Τα βήματα που ακολουθούνται με την ενεργοποίηση της εντολής make\_rtw είναι τα εξής:

- 1. Μεταγλώττιση του Block διαγράμματος του αλγόριθμου, πχ model.mdl και παραγωγή ενός αρχείου που περιγράφει το μοντέλο, model.rtw. Το αρχείο model.rtw είναι σε ASCII μορφή.
- 2. Παραγωγή από τον Target Language Compiler (TLC) του κώδικα C που να αντιστοιχεί στον κώδικα του αρχείου model.rtw. Η παραγωγή γίνεται με την βοήθεια ενός αρχείου τύπου.tlc, που καθορίζει λεπτομερώς τους κανόνες παραγωγής του κώδικα, πχ κινητής ή σταθερής υποδιαστολής. Στον αλγόριθμο με μορφή block, αυτές οι ιδιότητες καθορίζονται από αρχεία που συνδέονται με τα blocks (υποσυστήματα κώδικα).
- 3. Από το model.rtw. σε συνδυασμό με το επιλεγμένο πρότυπο makefile, .tmf, δημιουργείται το αρχείο model.mk. Το πρότυπο makefile δίνει τις πληροφορίες για το σύστημα ανάπτυξης, πχ compiler που θα χρησιμοποιηθεί, τρόπος μεταγλώττισης, κλπ. Για την δημιουργία του model.mk το RTW αντιγράφει το περιεχόμενο του αρχείου model.rtw στο πρότυπο makefile.
- 4. Μετά την παραγωγή του C κώδικα από το Matlab®, για να γίνει ο κώδικας εκτελεστέος από έναν DSP πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα Make πρόγραμμα, πχ το Code Composer Studio<sup>TM</sup> (CCS<sup>TM</sup>) που να επικοινωνεί με το Matlab® μέσω του IDE link. Ο C κώδικας μαζί με το makefile model.mk, που παρήγαγε το RTW στο προηγούμενο βήμα,

εισάγονται στο Make πρόγραμμα. Το CCS<sup>TM</sup> χρησιμοποιεί το makefile για να μεταγλωττίσει τον C κώδικα και να διασυνδέσει τα αρχεία αντικειμενικού κώδικα (object files) με τα αρχεία βιβλιοθηκών (library files) μέσα στο έργο (project). Στο επόμενο βήμα παράγεται εκτελεστέος κώδικας με την μορφή ενός model.exe ή ενός model.out, που μπορεί να κατέβει στον DSP.

Η παραπάνω διαδικασία αυτόματης παραγωγής κώδικα δεν εξηγεί πως ο κώδικας παράγεται για τα ειδικευμένα περιφερειακά του DSP. Αυτό μπορεί να γίνει με έναν εύκολο και με έναν δυσκολότερο τρόπο.

Ο εύκολος τρόπος είναι αυτός που δεν χρειάζεται ο μηχανικός/προγραμματιστής να φτιάξει νέα blocks στην Simulink. Χρησιμοποιώντας τα υποσυστήματα λογισμικού που υποστηρίζουν την συγκεκριμένη εφαρμογή, στην παρούσα διατριβή η βιβλιοθήκη c2000lib για τον TMS320F2812 (ανήκει στην σειρά C2000 της TI). Τα blocks αυτά προστίθενται στην Simulink στα blocks της βιβλιοθήκης της TLC προκειμένου να θέτουν τις αρχικές τιμές στις Ι/Ο συναρτήσεις, πχ AD μετατροπές και παραγωγή PWM, να θέτουν διαφορετικά πρωτόκολλα επικοινωνίας, πχ SCI και CAN μεταξύ του HY και του DSP.

Στον δύσκολότερο τρόπο ο μηχανικός/προγραμματιστής χρειάζεται να φτιάξει νέα blocks (Sfunctions) στην Simulink και τα αντίστοιχα αρχεία να προστεθούν στην βιβλιοθήκη TLC. Οι S-functions για την Simulink μπορεί να αναπτυχθούν σαν m-files ή να γραφτούν με Fortran, C/C++, ή με ADA.

Επειδή οι κανόνες για την αυτόματη παραγωγή του κώδικας τίθενται από τις βιβλιοθήκες της TLC, ο μηχανικός/προγραμματιστής έχει την ευελιξία αλλάζοντας αυτές τις βιβλιοθήκες να αλλάζει τον κώδικα.



Σχήμα 7.4: Διαδοχική διαδικασία παραγωγής κώδικα για DSP.

## 7.3.6. Ανάπτυξη Simulink Block αλγόριθμου και παραγωγή κώδικα του προτεινόμενου αλγόριθμου IFOC ελέγχου λειτουργίας ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων PMSM drive με ταυτόχρονη ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένη σε ελεγκτές ασαφούς λογικής

Η εφαρμογή ελέγχου που παρουσιάζω σε αυτήν την ενότητα αφορά την ανάπτυξη προτεινόμενου αλγόριθμου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών για τον έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC) ενός τριφασικού κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM). Για την προσομοίωση του αλγόριθμου ελέγχου σε πραγματικό χρόνο, χρησιμοποιώ τον κώδικα που παράγεται αυτόματα από το Simulink μοντέλο μέσω των δυνατοτήτων που δίνει η Simulink CACSD και εκτελείται από επεξεργαστή σήματος TMS320F2812 DSP της σειράς C2000 της TI. Τα αποτελέσματα αυτού του ελέγχου έχουν δημοσιευτεί στην εργασία El. Sergaki et al, [40].

## 7.3.6.1. Λογισμικό που χρησιμοποιώ

Αρχικά σχεδιάζω τον αλγόριθμο σε ΗΥ που τρέχει το Matlab R2007b και την Simulink version 7.0.

Το επιπλέον λογισμικό που χρησιμοποιώ από το περιβάλλον της MATLAB® είναι το:

- Real Time Workshop® v7.0
- Real Time Workshop® Embedded Coder v5.0
- SimPowerSystems<sup>(R)</sup> toolbox
- FuzzyLogic<sup>(R)</sup> toolbox
- Link to Code Composer StudioTM v3.1
- Target for TI C2000TM
- το λογισμικό της Texas Instruments Code Composer Studio v3.3 για την παραγωγή του εκτελεστέου κώδικα στον DSP TMS320F2812

## 7.3.6.2. Υλικό ΗΨ που χρησιμοποιώ

Κατά την ανάπτυξη και δοκιμή του αλγόριθμου και την παραγωγή κώδικα εκτός από τον ΗΥ και το λογισμικό χρησιμοποιώ το παρακάτω υλικό:

- Πλατφόρμα εργασίας eZdspF2812 της Spectrum Digital και τον TMS320F2812 DSP
- Αντιστροφέα ισχύος DM550 Digital Motor Controller της Spectrum Digital
- Τριφασικό κινητήρα Permanent Magnet Synchronous Motor με ενσωματωμένο Quadrature Encoder, της Applied Motion.

Τα κριτήρια αξιολόγησης και επιλογής του υλικού που χρησιμοποιώ περιγράφω αναλυτικά στο Κεφάλαιο 9.

## 7.3.6.3. Ανάπτυζη του Simulink block του προτεινόμενου αλγόριθμου ελέγχου

Σε αυτήν την ενότητα περιγράφω τον τρόπο που σχεδιάζω το Simulink block μοντέλο του ελέγχου και μερικές από τις πρακτικές ρυθμίσεις που χρειάζεται να κάνει ο χρήστης στο υλικό που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο (πχ στον αντιστροφέα ισχύος).

Επειδή ο TMS320F2812 DSP είναι 32-bit σταθερής υποδιαστολής, το Simulink block μοντέλο είναι fixdt(1,32,17), δηλαδή fixed-point data type. Το νούμερο 1 μέσα στην παρένθεση δηλώνει ότι τα δεδομένα έχουν πρόσημο. Το νούμερο 32 δηλώνει το μήκος των λέξεων και το νούμερο 17 δηλώνει το μήκος του δεκαδικού μέρους της λέξης. Η περιοχή των τιμών που ορίζεται με τον παραπάνω τρόπο είναι από -16383 έως 16384 με ακρίβεια (precision) 2<sup>-17</sup>=0.0000076294. Αυτή η ακρίβεια είναι αρκετή για την εφαρμογή αφού η

μεγαλύτερη τιμή που μπορεί να μετατρέψει ο ADC είναι το 4095, δεδομένου ότι ο ADC είναι 12 bit.

Στην αρχή μερικές σημαντικές ιδιότητες του μοντέλου ελέγχου ορίζονται από το menu της Simulink. Πχ ο τρόπος προσομοίωσης, παραγωγής κώδικα, διαγνωστικά, κλπ. Από το περιβάλλον του εργαλείου λογισμικού RTW ορίζω τις ιδιότητες που αφορούν τα αρχεία που θα χρησιμοποιηθούν για την παραγωγή του κώδικα. Οι ιδιότητες των υπομονάδων κώδικα (blocks) που δίνει η βιβλιοθήκη C281xDSP chip Support του εργαλείου λογισμικού TI C2000 της RTW της Simulink, όπως τα blocks ADC, ePWM, eQEP, Hardware Interrupt (IRCN), κλπ. ορίζονται από το menu που διαθέτουν. Μετά την ολοκλήρωση του Simulink block μοντέλου ο γρήστης μπορεί να ενεργοποιήσει την επιλογή 'incremental build', στο παράθυρο εργασίας της Simulink, ώστε αυτόματα να παράγει τον κώδικα, να τον μεταγλωττίσει και μέσω του συνεργαζόμενου λογισμικού CCS<sup>TM</sup> να τον μεταφέρει στον DSP. Πριν από αυτήν την διαδικασία, η Simulink ελέγχει για τυχόν ασυνέπειες στην μορφή των δεδομένων, όπως λανθασμένες δηλώσεις τύπων μεταβλητών, δηλώσεις εκτός ορίων μεταβλητών, κλπ. Αν δεν βρεθούν τέτοια σφάλματα το μοντέλο μεταγλωττίζεται σε αρχείο της μορφής \*.rtw. Αφού ολοκληρωθεί αυτό το στάδιο ελέγχου από την Simulink, το παράθυρο εργασίας του CCS<sup>TM</sup> ανοίγει αυτόματα και ο χρήστης μπορεί να παρακολουθεί την διαδικασία παραγωγής του κώδικα.

Αρχικά σχεδιάζω το διάγραμμα ροής του προτεινόμενου ασαφή βέλτιστου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών, βλέπε Σχήμα 7.11: Στην συνέχεια αφού αναπτύξω τα blocks των νέων ασαφών ελεγκτών, διασυνδέω κατάλληλα τα έτοιμα blocks από την βιβλιοθήκη c2000lib με τα έτοιμα ειδικά blocks ηλεκτρονικών ισχύος από το εργαλείο λογισμικού PowerSystem Blockset της Simulink, και τέλος διασυνδέω τα νέα Blocks των ασαφών ελεγκτών, που έχω αναπτύξει για την εφαρμογή ώστε να συνθέσω το τελικό Simulink block διάγραμμα του αλγόριθμου, βλέπε Σχήμα 7.13: .Το πλήρες block διάγραμμα του αλγόριθμου είναι εύκολο να ελεγχθεί με προσομοιώσεις στην Simulink, αλλά είναι δύσκολο να παραχθεί αυτόματα όλος ο κώδικας του αλγόριθμου από το λογισμικό RTW της Simulink, για αυτό ο αλγόριθμος ελέγχου διαιρείται σε επί μέρους υποσυστήματα ώστε να γίνει σταδιακά η παραγωγή του κώδικα για τον DSP.

#### 7.3.6.4. Interrupt Service Routines (ISR) και βρόχοι ελέγχου

Το μοντέλο του προτεινόμενου βέλτιστου ασαφή ελέγχου κινητήρα με ελαχιστοποίηση απωλειών και έμμεσο διανυσματικό έλεγχο, για να εκτελείται σε πραγματικό χρόνο από τον DSP TMS320F2812, χρειάζεται τρεις ISR:

- 1. Μια ISR που εκτελεί την αρχικοποίηση των τιμών του υλικού και του λογισμικού.
- 2. ΜιαΙSR που επιτρέπει την δειγματοληψία της ταχύτητας.
- 3. Μια ISR που επιτρέπει τις δειγματοληψίες των ρευμάτων φάσεων, της συνεχούς τάσης στην ζεύξη του αντιστροφέα ισχύος (DC-link) και της ροπής του φορτίου.

Οι βρόχοι ελέγχου που περιέχει το κύριο πρόγραμμα είναι τρεις:

- Ο βρόχος που υλοποιεί τον έλεγχο του ρεύματος του IFOC αλγόριθμο
- Ο βρόχος υλοποιεί τον περιοδικό υπολογισμό της ταχύτητας
- Ο βρόχος που υλοποιεί τον περιοδικό υπολογισμό των απωλειών ισχύος του κινητήριου συστήματος (υπολογίζονται σαν η διαφορά της ισχύος εισόδου στο DClink και της ισχύος εξόδου),

Ο βρόχος που υλοποιεί περιοδικά τον προτεινόμενο βέλτιστο ασαφή έλεγχο ελαχιστοποίησης απωλειών (ελαχιστοποίηση απωλειών βασισμένη στον ασαφή έλεγχο σε συνδυασμό με μοντέλο απωλειών, για την ρύθμιση της διέγερσης του στάτη μέσω του υπολογισμού της βέλτιστης συνιστώσας του ρεύματος που παράγει το πεδίο του στάτη, i<sub>D</sub>, και τον υπολογισμό της συνιστώσας του ρεύματος που παράγει την ροπή, i<sub>Q</sub>, που ονομάζεται αντισταθμισμένο ρεύμα).

Όταν υλοποιούνται παραπάνω από μια ISR σε εφαρμογές πραγματικού χρόνου, ο έλεγχος χρονισμού είναι εξαιρετικής σημασίας. Αν ο χρονισμός μεταξύ των ISR δεν γίνει σωστά η συμπεριφορά του συστήματος θα είναι κατά το πιθανότερο εντελώς ασταθής και μη προβλέψιμη. Είναι σημαντικό τα δύο interrupts που χρησιμοποιώ να συγχρονίζονται εφόσον μοιράζονται μεταξύ τους διάφορες πληροφορίες.

Φυσικά κατά την σχεδίαση του συστήματος πρέπει πάντα να επιλέγονται χρόνοι δειγματοληψίας μεγαλύτεροι από τους χρόνους που είναι απαραίτητοι για την εκτέλεση των ISR. Επιπλέον, στο παρών σύστημα η περίοδος χρόνου για το ISR του ελέγχου ταχύτητας θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από εκείνη του ISR που ελέγχει τον βρόχο ρεύματος. Επίσης θα πρέπει οι περίοδοι των ISR να είναι ακέραια πολλαπλάσια μεταξύ τους. Αν δεν συμβαίνει το τελευταίο θα υπάρχουν πολλά σοβαρά προβλήματα, για παράδειγμα ο υπολογισμός της ταχύτητας του άξονα του κινητήρα θα είναι συχνά πλασματικός εφόσον δεν θα υπάρχει πάντοτε σταθερό πλήθος από ISR που ελέγχουν το ρεύμα μεταξύ δύο συνεχόμενων ISR που ελέγχουν την ταχύτητα.

# 7.3.6.5. Το υποσύστημα κώδικα 'Measurment and Scaling' συγχρονίζει την έναρξη ADC σύμφωνα με το υποσύστημα 'ePWM1'

Η παραγωγή του βασικού interrupt (ISR) ρεύματος ορίζεται από το menu ρυθμίσεων αυτού του Block με χρήση των ιδιοτήτων των υποσυστημάτων ADC(Analog to Digital Conversion) και ePWM. Μπορεί να ορισθεί εύκολα από τον χρήστη να αρχίζει η μετατροπή ADC σύμφωνα με τον σκανδαλισμό των ePWM events. Με αυτό τον τρόπο αποφασίζει ο γρήστης σε ποιο σημείο του κύκλου του PWM θα γίνει η δειγματοληψία, κάτι που είναι σημαντικό για την δειγματοληψία των ρευμάτων φάσεων του κινητήρα. Η δειγματοληψία για να γίνει σωστά δεν πρέπει να είναι κοντά σε μεταβάσεις των PWM παλμών από χαμηλό σε υψηλό επίπεδο (ή το αντίστροφο) και επίσης να μην γίνεται κοντά στην στιγμή που ανοιγοκλείνουν οι διακόπτες του αντιστροφέα ισχύος. Η δειγματοληψία των ρευμάτων φάσεων είναι καλό να γίνεται ακριβώς στην μέση του παλμού PWM1 (σημείο που έχει και την μέγιστη τιμή του αυτός ο παλμός). Έτσι, το πρώτο υποσύστημα ePWM, το ePWM1 συγχρονίζει την μετατροπή ADC ώστε να λαμβάνει χώρα στη μέση της περιόδου ePWM, καθώς στέλνει ένα παλμό ελέγχου στο υποσύστημα ADC το οποίο και ξεκινάει την μετατροπή. Αυτό επιτυγχάνεται θέτοντας τις ρυθμίσεις του C281xePWM: (i) στην ρύθμιση για το ADC control, (ii) στην ρύθμιση του ePWMA. Όταν περατωθεί η μετατροπή ADC εργασία, τότε εκτελείται το υποσύστημα κώδικα FOC.

## 7.3.6.6. Κανονικοποίηση τιμών (pu) και τυποποίηση τιμών

Ο επεξεργαστής σήματος TMS320F2812 είναι ένας επεξεργαστής σταθερής υποδιαστολής, κάτι που σημαίνει ότι χρειάζεται μεγάλη προσοχή πως παριστάνονται οι αριθμοί, πως είναι τα πρόσημα των μεταβλητών και πώς να μην ξεπερνιούνται τα αριθμητικά όρια στις διάφορες αριθμητικές πράξεις, όπως πχ στον πολλαπλασιασμό. Στον έλεγχο των κινητήρων βοηθά να χρησιμοποιείται κανονικοποιημένο (pu) μοντέλο και οι τιμές των μεταβλητών να είναι κανονικοποιημένες [37], [38]. Έτσι δεν μπορεί να γίνει υπερχείλιση της τιμής όταν πολλαπλασιάζονται δύο κανονικοποιημένοι αριθμοί. Για την μετατροπή των μεταβλητών σε κανονικοποιημένες τιμές χρειάζονται οι ονομαστικές τιμές (base values) των μεγεθών και το ίδιο μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για κινητήρες διαφορετικών παραμέτρων. Το pu μοντέλο ενός επαγωγικού κινητήρα θέτει το ρεύμα του στάτη και την ροή του στάτη ίσα με

μονάδα όταν το κινητήριο σύστημα έχει φθάσει την ονομαστική του ταχύτητα με το ονομαστικό του φορτίο και το ονομαστικό του ρεύμα μαγνήτισης. Στα DSP σταθερής υποδιαστολής οι pu τιμές αποθηκεύονται σε 16 bit για αριθμούς με πρόσημο μεταξύ -1 και 0.99999 (Q15). Δηλαδή ένα bit αποθηκεύει το πρόσημο και τα υπόλοιπα 15 τα νούμερα. Η ακρίβεια των τιμών είναι 2<sup>-15</sup>=0.000030518. Η ακρίβεια αυτή είναι περισσότερη από την απαιτούμενη.

Επειδή κατά την εκκίνηση του κινητήρα οι τιμές του ρεύματος ξεπερνούν τις ονομαστικές, και επίσης η ταχύτητα μπορεί να παίρνει τιμές μεγαλύτερες της ονομαστικής (field weakening control), πρέπει η τυποποίηση των αριθμών να παριστά τιμές μεγαλύτερες του 1 pu. Στην παρούσα εφαρμογή χρησιμοποιώ την τυποποίηση αριθμών 4.12 f ή Q12. Αυτή αποθηκεύει σε ένα bit το πρόσημο, σε τρία bits το ακέραιο μέρος και σε 12 bits για το δεκαδικό μέρος. Με αυτό τον τρόπο μπορώ να παραστήσω αριθμούς μεταξύ -8 και 8 με ακρίβεια 2<sup>-12</sup>=0.00024414, που είναι επίσης ικανοποιητική ακρίβεια στον έλεγχο των κινητήρων. Αυτή η τυποποίηση είναι γνωστή στην βιβλιογραφία των DSP σαν Q0 τυποποίηση και παριστά αριθμούς μεταξύ του -32768 έως 32767.



Σχήμα 7.5: Τυποποίηση Q0 (ή αλλιώς 4.12), για την παράσταση των αριθμών στα DSPs.

### 7.3.6.7. Μέτρηση του ρεύματος/τάσης και κλιμάκωση της τιμής τους

Στον διανυσματικό έλεγχο τα φασικά ρεύματα του κινητήρα μετασχηματίζονται σε δύο συνιστώσες (d, q) σε στατικό σύστημα αναφοράς και αυτά τα ρεύματα ελέγχονται από PI ελεγκτές. Η τιμή αναφοράς για την q συνιστώσα ρεύματος είναι η έξοδος του ελεγκτή PI της ταχύτητας και είναι κανονικοποιημένη τιμή, δηλαδή έχει τεθεί στην περιοχή [-1,1]. Επίσης η αρχική τιμή αναφοράς για την d συνιστώσα ρεύματος συνήθως τίθεται στο μηδέν. Για αυτό οι τιμές εισόδων στους PI ελεγκτές, πχ οι τιμές των αναδράσεων από τις μετρήσεις πρέπει να είναι στην ίδια περιοχή για να λειτουργούν σωστά οι ελεγκτές. Αρχικά οι τιμές των ρευμάτων από την δειγματοληψία ολισθαίνουν στο επίπεδο της τιμής της μηδενικής τάσης αναφοράς (offset). Στο επόμενο βήμα οι τιμές ολισθαίνουν έξι αριθμητικά ψηφία αριστερά, με διαίρεση δια του  $2^6$ =64. Για να γίνει αυτή η διαδικασία υπολογίζω το κέρδος (gain) και το offset των PI. Για την περίπτωση του DSPF2812 της εφαρμογής μου πρέπει οι τιμές των μετρήσεων να ανήκουν στην περιοχή [0,3] V και επίσης η μέγιστη τιμή των φασικών ρευμάτων των κινητήρων ελέγχου της παρούσας εφαρμογής είναι ±2.5 Α. Για να έχω διπολικές μετρήσεις αντιστοιχώ την μέτρηση των -2.5 Α στα 1.5 V, όπως δείχνει και το Σχήμα 7.6:

Στην παρούσα εφαρμογή υπολογίζω την τιμή του αναλογικού offset έτσι ώστε να επιτρέπει διπολικές μετρήσεις (από -2.5 έως +2.5 A), ως εξής:

Η μέγιστη τάση στα άκρα της ωμικής αντίστασης (R=0.05 Ω) που γίνεται η μέτρηση είναι η *Vin*max:

$$V_{in\,\text{max}} = I_{\text{max}}R = 5A \times 0.05\Omega = 0.25V$$
(7.1)

Για να μην μπορεί να κορεστεί το ADC χρειάζεται να υπολογίσω το κατάλληλο κέρδος (Gain). Επειδή η μέγιστη επιτρεπτή τάση εισόδου στον DSP είναι +3 V, τότε το κέρδος υπολογίζεται ως

$$Gain = \frac{V_{DSP\max}}{V_{inmax}} = \frac{3}{0.25} = 12$$
(7.2)

Για να έχω θετικές και αρνητικές τιμές μέτρησης, στην τάση 1.5 V αντιστοιχώ το ρεύμα μηδέν.

$$\frac{V_{\text{max}}}{2} = V_{\text{offset}} * Gain \Longrightarrow$$

$$V_{\text{offset}} = \frac{\frac{V_{\text{max}}}{2}}{Gain} = \frac{1.5V}{12} = 0.125V$$
(7.3)

Όταν μετρείται το μέγιστο ρεύμα των 2.5 Α, η τάση εξόδου θα είναι 3 V

$$V_{output} = (V_{offset} + V_{input}) * Gain =$$
  
= (0.125 + 2.5 \* 0.05) \* 12 = 3V (7.4)



Σχήμα 7.6: Διαμεσολάβηση (interface) στην μέτρηση του ρεύματος. Οι τιμές του ρεύματος μπορεί να είναι θετικές και αρνητικές τιμές. Το ρεύμα Imax παριστά την μέγιστη τιμή του ρεύματος φάσης. Ο DSP F2812 δέχεται τάσεις στον ADC μέχρι 3 V. Το ρεύμα μετρείται στο κάτω πόδι της αντίστασης R=0.05 Ω του αντιστροφέα ισχύος DMC 550 (ή στην R=0.04 Ω του DMC 1500).



Σχήμα 7.7: Αριστερά: Αντιστοίχηση του μηδενικού φασικού ρεύματος στα 1.5 V και των +2.5 A στα 3 V. Δεξιά: Για τον PMSM κινητήρα, αντιστοίχηση της μηδενικής φασικής τάσης στα 0 V και της μέγιστης τάσης 24 V στα 3.2 V.

Η μέτρηση της DC-link τάσης γίνεται στην κορφή του τρανζίστορ στη θέση Bus-, του αντιστροφέα ισχύος DMC 550. Επειδή στην εφαρμογή μου η μέγιστη τάση είναι 24 V το κέρδος υπολογίζεται ως

$$Vsense \max = \frac{24}{Gain} \Longrightarrow$$

$$Gain = \frac{24V}{3.2V} = 7.5$$
(7.5)

Επειδή το κέρδος είναι 7.5, στον DMC 550 η κάθε φάση φέρει ένα διαιρέτη τάσης από 6.49 Κ και 1 Κ και δίνουν σύνολο έναν υποβιβασμό τάσης κατά 7.5 φορές.

Στη συνέχεια οι τιμές που μετρούνται πρέπει να κανονικοποιηθούν χωρίς να χρειάζεται να αλλάξει η τυποποίηση των νούμερων. Οι τιμές των ρευμάτων που αποκτούνται από το υλικό των μετρήσεων έχουν την τυποποίηση Q12, δηλαδή η μέγιστη τιμή του ρεύματος αντιστοιχεί στο νούμερο 4096. Ο συντελεστής *K*<sub>current</sub> υπολογίζεται ως εξής

$$K_{current} = \frac{I_{\max}}{I_{b}}$$
(7.6)

Η τιμή του κανονικοποιημένου μέγιστου ρεύματος αντιστοιχεί στο νούμερο 4096 στην τυποποίηση Q12 και είναι ο συντελεστής K<sub>current</sub>.

Η τιμή του κανονικοποιημένου ονομαστικού ρεύματος του κινητήρα είναι 1 και υπολογίζεται από το πηλίκο

$$I_b = \sqrt{2}I_n \tag{7.7}$$

Στην παρούσα εργασία το ονομαστικό ρεύμα των κινητήρων είναι  $I_n$ =2.5 A, το μέγιστο ρεύμα είναι  $I_{max}$ =5 A, και το  $I_b$ =3.53 A. Ο συντελεστής  $K_{current}$  είναι η κανονικοποιημένη μέγιστη τιμή ρεύματος





#### 7.3.6.8. Μέτρηση της ταχύτητας και κλιμάκωση της τιμής της

Ο κινητήρας μόνιμου μαγνήτη της εφαρμογής έχει ονομαστική ταχύτητα 1500 rpm και φέρει ενσωματωμένο αισθητήρα ταχύτητας τύπου encoder, με 1000 οπές και δύο κανάλια εξόδου (τα A και B). Για περισσότερα βλέπε Παράρτημα 8. Επειδή ανιχνεύονται και οι άνοδοι και οι κάθοδοι των παλμών, η ακρίβεια της ταχύτητας βασίζεται σε 4000 παλμούς ανά περιστροφή. Οι τιμές εγγράφονται στον DSP από τον T3CNT counter timer. Σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας η τιμή αποθηκεύεται στην μεταβλητή με το όνομα encincr. Η ενεργοποίηση του βρόχου ελέγχου της ταχύτητας γίνεται με το λογισμικό (software counter). Ο μετρητής χρόνου δέχεται τους παλμούς των PWM. Η περίοδος εκτέλεσης του βρόχου της ταχύτητας είναι η μεταβλητή του λογισμικού ονομάζεται SPEEDSTEP. Η μεταβλητή του μετρητή ονομάζεται speedstep. Όταν η τιμή της speedstep είναι ίση με της SPEEDSTEP, ο αριθμός των παλμών αποθηκεύεται σε μια άλλη μεταβλητή που ονομάζεται speedtmp. Στο Σχήμα 7.10: περιγράφεται σε Block διάγραμμα ο βρόχος ανάδρασης για τον υπολογισμό της ταχύτητας.



Σχήμα 7.9: Διάγραμμα ροής αλγόριθμου υπολογισμού της ταχύτητας με αισθητήρα τύπου encoder.

Όταν η ταχύτητα έχει την ονομαστική της τιμή  $\omega_n$ , τότε ορίζεται ο συντελεστή  $K_{speed}$  ώστε ο αριθμός των παλμών  $\omega_p$  που μετρούνται επί τον συντελεστή της ταχύτητας  $K_{speed}$  να δίνει την τιμή h 01000.

$$K_{speed} * \omega_p = h01000 \tag{7.9}$$

$$\omega_p = \frac{\omega_n 4000}{f_n} SPEEDSTEP * T = \frac{1500 * 4000}{60} 30 * 10^{-4} = 300$$
(7.10)

Ο μετρητής ταχύτητας του κινητήρα μόνιμου μαγνήτη είναι τύπου encoder με χαρακτηριστικά SPEEDSTEP =30, T=10<sup>-4</sup> s,  $f_n$ =60 Hz. Ο συντελεστής  $K_{speed}$  υπολογίζεται ως εξής

$$Kspeed = \frac{4096}{\omega_p} = \frac{4096}{300} = 13.653 \tag{7.11}$$



Σχήμα 7.10: Block διάγραμμα της ανάδρασης για την μέτρηση της ταχύτητας.

## 7.3.7. Τα υποσυστήματα αλγόριθμου που συνθέτουν τον προτεινόμενο αλγόριθμο ελέγχου για ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος μόνιμου μαγνήτη (PMSM Drive)

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος περιλαμβάνει τα υποσυστήματα που συνθέτουν τον κλασσικό έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC) και επιπλέον το νέο υποσύστημα βέλτιστου ασαφούς ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών. Η θεωρία του διανυσματικού ελέγχου αναπτύσσεται εκτενώς σε άρθρα [14]. Η "εργαλειοθήκη" της Simulink περιλαμβάνει στις βιβλιοθήκες της το λογισμικό PowerSym έτοιμα blocks για την σύνθεσή του διανυσματικού ελέγχου. Το ασαφές κομμάτι του αλγορίθμου είναι εντελώς πρωτότυπο και επένδυσα κομμάτι του χρόνου ανάπτυξης για την σωστή σχεδίαση και λειτουργία του. Αναλυτική περιγραφή που το αφορά θα βρει ο αναγνώστης στο Κεφάλαιο 4.



Σχήμα 7.11: Διάγραμμα ροής σημάτων του αλγόριθμου βέλτιστου ελέγχου σε συνδυασμό με έμεσο διανυσματικό έλεγχο για PMSM Drive. Το υποσύστημα που τιτλοδοτείται ως  $SV_PWM$ , περιέχει δύο υποσυστήματα που δεν φαίνονται στο σχήμα: το SV που έχει έξοδο τα  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  = Phase-a, -b, -c duty cycle ratio of PWM signal, και το PWM που παράγει τους παλμών PWM1 έως PWM6.

όπου:

 $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ , = Phase-a, -b, stator currents,  $i_{sa}$  και  $i_{s\beta}$  = Stationary α-axis και β-axis stator currents,  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  = Synchronously rotating d-axis, q-axis, stator currents,  $v_{saref}$ ,  $v_{s\beta ref}$  = Stationary α-axis, β-axis stator voltage,  $v_{sdref}$  = Synchronously rotating d-axis stator voltage,  $v_{sqref}$  = Synchronously rotating q-axis stator voltage,  $V_{dc}$  = DC-bus voltage,  $\theta_e$  = Rotor flux angle,  $w_r$  = Rotor speed



Σχήμα 7.12: Διάγραμμα ροής του αλγόριθμου βέλτιστου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο, για τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM Drive).



Σχήμα 7.13: Διάγραμμα Simulink του πλήρους αλγόριθμου του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένο σε ασαφείς ελεγκτές για IFOC Έλεγχο PMSM Drive. Το υποσύστημα Fuzzy Efficiency –FOC Motor Control Algorithm, ελαχιστοποεί τις απώλειες με ελεγκτές ασαφούς λογικής.

## 7.3.8. Το υποσύστημα αλγόριθμου του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου IFOC για PMSM Drive (Optimal sensored IFOC control)

Ο έμμεσος διανυσματικός έλεγχος περιλαμβάνει ένα εσωτερικό βρόχο ελέγχου ρεύματος μέσω των συνιστωσών –dq των ρευμάτων του στάτη στο ορθογώνιο περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς και έναν εξωτερικό βρόχο ελέγχου της ταχύτητας και ροπής που ονομάζεται βρόχος ελέγχου ταχύτητας. Πρακτικά η συχνότητα ελέγχου του εξωτερικού βρόχου ταχύτητας πρέπει να είναι περίπου 5 με 10 φορές μεγαλύτερη από αυτήν του ελέγχου των ρευμάτων γιατί οι μηχανικές σταθερές των κινητήρων είναι πολύ μεγαλύτερες από τις ηλεκτρικές σταθερές χρόνου τους. Συνηθισμένες συχνότητες ελέγχου των ρευμάτων είναι 4 έως 8 kHz, (250 ms έως 125 ms).



Σχήμα 7.14: Είσοδοι και έξοδοι του προτεινόμενου υποσυστήματος ασαφή ελεγκτή απωλειών που περιλαμβάνεται στον πλήρη αλγόριθμο στο Σχήμα 7.13: μέσα στο block που τιτλοδοτείται ως '*Fuzzy Efficiency – FOC Motor Control Algorithm*'.



Σχήμα 7.15: Ο προτεινόμενος έλεγχος απωλειών ασαφούς λογικής συνδέεται σαν εξωτερικός βρόχος στα blocks που συνθέτουν τον IFOC έλεγχο. Τα blocks αυτού του σχήματος περιλαμβάνονται στο block που τιτλοδοτείται ως '*Generating Raw Space Vectors*' στο Σχήμα 7.14: .

## 7.3.9. Το υποσύστημα αλγόριθμου ελέγχου ελαχιστοποίησης των απωλειών ασαφούς λογικής

Στο Σχήμα 7.16: περιέχεται το υποσύστημα του προτεινόμενου βέλτιστου ασαφή ελεγκτή. Το ασαφές μέρος του αλγορίθμου είναι εντελώς πρωτότυπο. Αναλυτική περιγραφή που το αφορά θα βρει ο αναγνώστης στο Κεφάλαιο 4. Στο Σχήμα 7.16: δείχνονται τα μέρη που τον αποτελούν.



Σχήμα 7.16: Simulink block διάγραμμα του πρωτότυπου ασαφούς ελέγχου απωλειών. Η αναλυτική περιγραφή των block που συνθέτουν το προτεινόμενο σύστημα ασαφών ελεγκτών περιγράφεται στο Κεφάλαιο 4.

## 7.3.10. Το υποσύστημα αλγόριθμου για τις πειραματικές μετρήσεις φασικών ρευμάτων, της θέσης και της ταχύτητας

Για την πειραματική υλοποίηση του προτεινόμενου αλγόριθμου χρειάζεται να μετρηθούν τα δύο από τα τρία συμμετρικά ρεύματα φάσεων του κινητήρα, η θέση και η ταχύτητα του άξονα, και η ροπή του κινητήρα. Οι μετρήσεις θέσης μπορεί να γίνουν με resolvers, με quadrature encoder και με absolute encoder, για περισσότερα βλέπε Παράρτημα 8.

Το τερματικό υποσύστημα κώδικα (block) που αντιστοιχεί στο υλικό (h/w) eZdspF2812 της Digital Spectrum προστίθεται στο μοντέλο της Simulink (βλέπε Σχήμα 7.13: ) χωρίς να χρειάζεται διασύνδεση του με άλλα blocks. Αυτό επιτρέπει στον χρήστη να ελέγχει όλες τις παραμέτρους που αφορούν τον μεταγλωττιστή τον Assembler και τον Linker για να παραχθεί ο εκτελεστέος κώδικας που θα φορτωθεί στον DSP. Το υποσύστημα ανάδρασης ταχύτητας παρουσιάζεται λειτουργεί με περίοδο δειγματοληψίας 1ms.

Για την μέτρηση της ταχύτητας του PMSM κινητήρα χρησιμοποιώ την μονάδα Capture Unit (CU) του Event Manager. Οι μεταβολές στις τιμές του CU ανιχνεύονται στο pin του CU καταγράφοντας τους χρόνους σε μια λίστα FIFO δύο επιπέδων. Για καλύτερη ακρίβεια (resolution) το ρολόι εισόδου 75 MHz που σχετίζεται με την CU διαιρείται με τον συντελεστή 1/128. Με αυτόν τον συντελεστή το χρονόμετρο general Purpose (GP) ρυθμίζεται σε ρυθμό μέτρησης 1,70752. Ο μετρητής αυτής της μονάδας είναι 16 bits. Όταν φθάσει στην τιμή  $2^{16}$ -1 τότε μηδενίζει στο 0. Όταν η ταχύτητα κυμαίνεται από 0 έως 4000 rpm το σήμα που μετρείται κυμαίνεται στην περιοχή 80-360 Hz.

# 7.3.11. Το υποσύστημα αλγόριθμου για την διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM Space Vector Modulation)

Για την παραγωγή των PWM χρησιμοποιώ την τεχνική SVM PWM γιατί συγκριτικά με τις άλλες σχετικές μεθόδους, έχουμε μικρότερο θόρυβο λόγω αρμονικών στα ρεύματα που παράγει ο αντιστροφέας ισχύος [17]. Περισσότερες πληροφορίες μπορεί να βρει ο αναγνώστης στην βιβλιογραφία [18]-[19].

## 7.4. Αυτόματη παραγωγή κώδικα του προτεινόμενου αλγόριθμου για υλοποίηση σε DSP

Για την ανάπτυξη του αλγόριθμου και την παραγωγή του εκτελεστέου κώδικα χρησιμοποιώ το περιβάλλον της Simulink, ενώ για την αποθήκευσή του στον DSP της eZdspF2812 χρησιμοποιώ το λογισμικό CCS<sup>TM</sup>. Αναλυτική περιγραφή του Simulink αλγόριθμου υπάρχει στο Παράρτημα 5. Τον προτεινόμενο αλγόριθμο τον εφαρμόζω σε ένα τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη PMSM και για πηγή ισχύος χρησιμοποιώ τον αντιστροφέα ισχύος DMC1500 της Digital Spectrum που είναι συμβατός με την eZdspF2812. Η αναλυτική περιγραφή της επιλογής αυτών των υλικών, ο λειτουργικός τρόπος διασύνδεσης της πλατφόρμας εργασίας eZdsp και του κινητήρα περιγράφονται στο Κεφάλαιο 10. Για να μειώσω τον θόρυβο ή την κυμάτωση του πλάτους της ταχύτητας χρησιμοποιώ ένα φίλτρο 0.3s. Η έξοδος του φίλτρου εφαρμόζεται στην είσοδο ανάδρασης του PID ελεγκτή της βιβλιοθήκης DMC (Digital Motor control).

Στην είσοδο αναφοράς του ελεγκτή εφαρμόζεται η ταχύτητα από το τερματικό eZdsp με το block RTDX. Το κινητήριο σύστημα ελέγχεται από το γραφικό περιβάλλον διαμεσολάβησης (GUI). Αυτό δημιουργείται από το GUIDE (Graphical User Interface Development Enviroment) του Matlab® (βλέπε Σχήμα 7.13: Ο ελεγκτής υπολογίζει το duty ratio του σήματος του PWM από το σχετικό block της βιβλιοθήκης c2000lib. Η συχνότητα του PWM σήματος είναι σταθερή στα 5 KHz.

## 7.5. Συμπεράσματα

Στο Κεφάλαιο αυτό παρουσίασα ένα παράδειγμα ανάπτυξης αλγόριθμου και παραγωγής κώδικα για έλεγχο ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένου σε ασαφείς ελεγκτές, ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος μόνιμου μαγνήτη σε συνεργασία με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο IFOC. Ο αλγόριθμος ελαχιστοποίησης των απωλειών βασίζεται σε ασαφείς ελεγκτές και ο έλεγχος της ταχύτητας και ροπής σε έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC), προκειμένου να εκτελείται στην πλατφόρμα εργασίας eZdspF2812 που χρησιμοποιεί τον μικροεπεξεργαστή της Texas Instruments TMS320F2812. Χρησιμοποιώ τις δυνατότητες σχεδιασμού αλγόριθμου της Simulink με την διασύνδεση υποσυστημάτων κώδικα. Χρησιμοποιώ το "εργαλείο" λογισμικού RTW της Simulink για την αυτόματη παραγωγή κώδικα ώστε να μην χρειάζεται να γραφτεί κώδικας και να ελαχιστοποιηθεί ο χρόνος ανάπτυξης και απασφαλμάτωσης του κώδικα. Για να γίνει η αποθήκευση του κώδικα στον πραγματικό DSP, χρησιμοποιώ ένα περιβάλλον Integrated Development Enviroment (IDE), πχ του CCS<sup>TM</sup>.

Ο αλγόριθμος της μεθόδου καθώς και η διαμεσολάβηση (interface) με το πραγματικό υλικό του κινητήριου συστήματος, πχ A/D converter, PWM, motor, κλπ, έχει την μορφή ενός Simulink block διαγράμματος. Τα blocks που διασυνδέονται προέρχονται από τις έτοιμες εξειδικευμένες βιβλιοθήκες της Simulink, τις βιβλιοθήκες του RTW, και τα νέα blocks των ασαφών ελεγκτών που αναπτύχθηκαν ειδικά για αυτή την εφαρμογή. Από το Simulink block διάγραμμα του αλγόριθμου το Matlab® μπορεί να παράγει αυτόματα κώδικα C για διαφορετικές εφαρμογές μικροεπεξεργαστών, στην περίπτωσή μας τον TMS320F2812.

Η πλατφόρμα της δοκιμής του αλγόριθμου σε πραγματικό χρόνο είναι επίσης ένα μοντέλο της Simulink, διαφορετικό από το μοντέλο του αλγόριθμου, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην θέση του περιβάλλοντος του λογισμικού CCS<sup>TM</sup>. Με αυτή την πλατφόρμα δοκιμής, όταν δίνω την εντολή έναρξης της προσομοίωσης φορτώνεται ένα παράθυρο διαμεσολάβησης GUI (Graphical User Interface) που επιτρέπει στον χρήστη να ορίσει με ακρίβεια τις παραμέτρους του κινητήρα και να ρυθμίσει παραμέτρους του αλγόριθμου. Μετά την τελική επιλογή των παραμέτρων το RTW παράγει από το μοντέλο του αλγόριθμου τον κώδικα, τον φορτώνει στον DSP και τρέχει το πρόγραμμα. Από το μοντέλο την πλατφόρμας δοκιμής μπορώ σε πραγματικό χρόνο να δίνω την ταχύτητα αναφοράς και να παρακολουθώ τις παραμέτρους του κινητήρα (πχ ταχύτητα κινητήρα, ρεύματα στάτη, κλπ).

Το Real Time Workshop (RTW) είναι ένα ισχυρό εργαλείο που επιτρέπει την αυτόματη παραγωγή κώδικα C από ένα μοντέλο της Simulink. Ο παραγόμενος κώδικας είναι κατά πολύ βελτιστοποιημένος και στην παρούσα έκδοση του Matlab® 7.7 μπορεί να συγκριθεί με κώδικα που γράφεται από προγραμματιστή. Κύριο προσόν του εργαλείου λογισμικού RTW της Simulink και των υπόλοιπων εργαλείων της Simulink παραμένει η ανοικτή τους αρχιτεκτονική, γεγονός που επιτρέπει την υλοποίηση των εξειδικευμένων blocks όπως τα fuzzy blocks του προτεινόμενου έλεγχου.

Η βιβλιοθήκη c2000lib σε συνδυασμό με την πλατφόρμα εργασίας eZdspF2812 της Digital Spectrum αποτελούν ένα πολύ χρήσιμο διδακτικό και ερευνητικό βοήθημα στον τομέα των δυναμικών συστημάτων. Με την βοήθειά τους μπορεί να παραχθεί και να δοκιμαστεί σχεδόν οποιαδήποτε μορφή αλγόριθμου ελέγχου, εύκολα, γρήγορα και αξιόπιστα. Παρόλο που η πλατφόρμα εργασίας eZdsp χρησιμοποιείται στην έρευνα του ελέγχου έχει μια θψηλή παιδαγωγική δεδομένου ότι για την χρήση της δεν απαιτείται βαθειά γνώση προγραμματισμού DSP ελεγκτών. Σε κάθε περίπτωση σημαντικό είναι ότι αυτό το σύστημα δίνει την δυνατότητα όχι μόνο να σχεδιάζουμε αλγορίθμους ελέγχου και να τους δοκιμάζουμε σε περιβάλλον Simulink αλλά και να τους εφαρμόζουμε σε πραγματικά συστήματα βιομηχανικών προδιαγραφών. Με αυτό τον τρόπο αποκτάμε εμπειρία σε κάποια προβλήματα που δεν εμφανίζονται στις προσομοιώσεις αλλά μόνο στον πραγματικό κόσμο, όπως όρια του υλικού, μη γραμμικότητα, κορεσμού, κλπ.

Κύριο μειονέκτημα της πλατφόρμας εργασίας eZdsp είναι η σειριακή (RS-232) σύνδεσή της με τον HY. Στο μέλλον θα μπορούσε να υπάρχουν υλοποιήσεις που να επικοινωνούν μέσω USB καθώς και να υπάρχει η δυνατότητα δικτυακής επικοινωνίας μέσω TCP/IP.

Κύριο πλεονέκτημα της ανάπτυξης ελέγχου στο περιβάλλον της Simulink και του RTW είναι ότι ένας μηχανικός χωρίς μεγάλη γνώση σε εφαρμοσμένο υλικό (h/w) και προγραμματισμό χαμηλού επιπέδου μπορεί να αναπτύξει και να υλοποιήσει αλγόριθμους ελέγχου κινητήρων. Ο μηχανικός μπορεί κυριολεκτικά από το μοντέλο του αλγόριθμου να παράγει λειτουργικό κώδικα σε λίγα λεπτά.

Καθώς δεν έγραψα κώδικα χαμηλού επιπέδου δεν ήταν εφικτό να κάνω αξιολόγηση της απόδοσης του κώδικα που παράχθηκε αυτόματα. Ένα μειονέκτημα της αυτόματης παραγωγής κώδικα φαίνεται να είναι ότι ο μηχανικός δεν μπορεί να έχει αντίληψη αν στην τελική έκδοση του κώδικα αξιοποιούνται όλες οι δυνατότητες του μικροεπεξεργαστή DSP. Επίσης φαίνεται ότι ο χρόνος που κερδίζει ο προγραμματιστής μπορεί να δαπανηθεί στο να βρει εναλλακτικές λύσεις όταν δεν λειτουργεί κάτι. Επίσης ο μηχανικός/προγραμματιστής εξαρτάται αποκλειστικά από την υποστήριξη που δίνει σε εργαλεία λογισμικού. Για παράδειγμα στην παρούσα εφαρμογή οι βιβλιοθήκες DMC και IQmath που χρησιμοποιώ αφορούν μόνο την σειρά C2000 DSPs της TI.

Επιπρόσθετα μπορούμε να επιλέγουμε οποιοδήποτε συνδυασμό βαθμωτών παραμέτρων των υποσυστημάτων κώδικα (blocks) της Simulink μέσα από το παράθυρο του τερματικού DSP.

Αυτό μπορεί να γίνει σε πραγματικό χρόνο, συνεπώς είναι εφικτή η ακριβής ρύθμιση του ελεγκτή κατά την διάρκεια εκτέλεσης του κώδικα στον DSP.

### 7.6. Βιβλιογραφία

- [1] The MathWorks, Inc, www.mathworks.com
- [2] Matlab User's Guide. The Matworks Inc., Third printing Revised for Version 6.1 (Release 14SP1), October 2004.
- [3] Simulink User's Guide. The Matworks Inc., Third printing Revised for Version 6.1 (Release 14SP1), October 2004.
- [4] Target Support Package<sup>™</sup> TC2 User's Guide, © 2003–2008 by The MathWorks, Inc.
- [5] "Embedded IDE LinkTM CC 3 User, s guide", The MathWorks, March 2008
- [6] "Real-Time WorkshopR7 User's guide", The MathWorks, March 2008
- [7] "Real-Time WorkshopR7 Target Language Compiler", The MathWorks, March 2008
- [8] "Real-Time WorkshopR Embedded Coder TM 5 User's Guide", The MathWorks, March 2008
- [9] Texas Instrument, Inc.: Code Composer User's Guide (SPRU296A.pdf), October 1999, www.ti.com.
- [10] Johan Eker: "A Matllab Toolbox for Real-Time and Control Systems Co-Desing". Proceedings of 6 ht International Conference on Real-Time Computing Systems and Applications, Hong Kong, , December 1999.
- [11] Anton Cervin, Dan Henriksson, Bo Lincoln.: "Jitterbug and True Time: Analysis Tools for Real-Time Control Systems ". Proceeding of the 2 nd Workshop on Real-Time Tools, Copenhagen, Denmark, August, 2002.
- [12] Quaranta, P. Mantegazza. : Using Matlab/Simulink RTW to build Real Time Control Applications in user space with RTIA-LXRT . Dipartimento di Ingegneria Aerospaziale et Control, Politecnico di Milano, Italy, 2003.
- [13] The MathWorks, Inc.: Writing S-Functions (sfunctions.pdf), version 3, October 1998, R. Poley, "Blocks bring benefits", http://www.neon.co.uk/ campus/ articles/texas/ ti\_articles\_autumn05.cfm.
- [14] J. Ziegler and N. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," Trans. ASME, pp. 759–768, 1942.
- [15] Erwan Simon, "Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240", Application Report SPRA588, Texas Instruments, 1999.
- [16] "Field Oriented Control of 3-Phase AC-Motors", Literature Number: BPRA 073 Texas Instruments Europe, February 1998.

- [17] K. Yamamoto and K. Shinohara, "Comparison between space vector modulation and subharmonic methods for current harmonics of DSP-based permanent-magnet AV servo motor drive system", IEE Proc.-Electr Power Appl. Vol 143, No 2, March 1996.
- [18] Xiyou Chen and Mehrdad Kazerani, "Space Vector Modulation Control of an AC-DC-AC Converter With a Front-End Diode Rectifier and Reduced DC-link Capacitor" in IEEE Transactions on power electronics, Vol. 21, No 5, September 2006.
- [19] Bin Wu,"High-Power Converters and AC Drives", John Wiley & Sons Inc.2006, ISBN: 0-471-73171-4, 2006.
- [20] www.mathworks.it/matlabcentral/.../2972-code-generation-technology?
- [21] R.Duma, P.Dobra, M Abrudean, M. Dobra, "Rapid Prototyping of Control Systems using Embedded Target for TI C2000 DSP", Mediterranean Conference on Control and Automation, Athens – Greece, July 2007.
- [22] P.K Gujarathi, M.V Aware, "Hardware-in-Loop Simulation of Direct of Direct Torque Controlled Induction Motor", Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006, PEDES '06. International Conference on, December 2006.
- [23] W.S Gan, Y.K Chong, W Gong, W. T. Tan, "Rapid Prototyping System for Teaching Real-Time Digital Processing", IEEE Transactions on Education, Vol. 43, No 1, February 2000.
- [24] D. Hercog, M. Curkovic, G. Edelbaher, E Urlep, "Programming of the DSP2 board with the Matlab/Simulink", Industrial Technology, 2003 IEEE Conference on, December 2003.
- [25] H. Hanselmann, U. Kiffmeier, L. Köster, M. Meyer, A. Rükgauer, "Production Quality Code Generation from Simulink Block Diagrams", Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Computer Aided Control System Design, August 1999.
- [26] J.J. Kang, S. Jin, W. Lee, "Developing Software of Electronic Throttle Controller using Automatic Code Generation Technique", SICE-ICASE International Joint Conference 2006, Busan Korea, October 2006.
- [27] D. Wybo, P. Putti, "A Qualative Analysis of Automatic Code Generation Tools for Automotive Powertrain Applications", Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Computer Aided Control System Design, August 1999.
- [28] Chandur Sadarangani, "Electrical Machines Design and Analysis of Induction and Permanent Magnet Motors, Division of Electrical Machines and Power Electronics" School of Electrical Engineering Royal Institute of Technology Stockholm February 2006, ISBN: 91-7170-627-5, 2006.
- [29] Gordon R. Slemon, "Elecric Machines and Drives", Addison-Wesley Publishing Company Inc 1992, ISBN 0-201-57885-9, 1992.
- [30] Miller, Timothy John Eastham, "Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives", Monographs in electrical and electronic engineering; 21, Oxford University Press ISBN 0-19-859369-4, 1993.
- [31] "TMS320F2828 DSP Data Manual", Literature Number: SPRS230J, Texas Instruments, October 2003 Revised September 2007.

- [32] "Product Specification XC9572XL High Performance CPLD", XILINX, DS057 (v 2.0), April 3007.
- [33] "Mitsubishi <Intelligent Power Modules> PM50CLA120", Mitsubishi Electric, May 2005.
- [34] "TMS320x280x, 2801x, 2804x DSP System Control and Interrupts Reference Guide", Literature Number: SPRU712F, Texas Instruments, March 2008.
- [35] "Digital Motor Control Software Library Digital Control Systems (DCS) Group", Literature Number: SPRU485A, Texas Instruments, October 2003.
- [36] "TMS320F2828 DSP Data Manual", Literature Number: SPRS230J, Texas Instruments, October 2003 – Revised September 2007
- [37] "Per Unit, Technical Conventions (SimPowerSystems<sup>™</sup>)", The Mathworks Inc., http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/physmod/
- [38] "Per-Normal or Normalized Units in Control Systems", APPLIED INDUSTRIAL CONTROL SOLUTIONS LLC, http://www.apicsllc.com/apics/Misc/PN.html
- [39] "TMS320x"28xx, 28xxx Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module Reference Guide", Literature Number: SPRU791D, November 2004.
- [40] Eleftheria S. Sergaki, Najib Essounbouli, Kostas C. Kalaitzakis, George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Control for Motor Flux Reduction during Steady states and for Flux Recovery in Transient states of Indirect FOC AC Drives", ICEM-2010.
- [41] Eleftheria S. Sergaki, Pavlos S. Georgilakis, Antonios G. Kladas, and George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Based On-Line Electromagnetic Loss Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, to be held at the Vilamoura, Portugal, on 6-9 September 2008, IEEExplorer, 2008.

228

# Κεφάλαιο 8

Ανάπτυξη αλγορίθμων ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων και αυτόματη παραγωγή κώδικα για DSP με το λογισμικό CCS<sup>™</sup>

Η εργασία αυτού του Κεφαλαίου έχει παρουσιαστεί σε Συνέδριο και περιλαμβάνεται στα Proceedings of The World 2009 Congress on Power and Energy Engineering, (WCPEE'09), Cairo, Egypt, Oct.5-8, 2009.

Η ίδια εργασία έχει επιπλέον δημοσιευτεί ως:

Eleftheria S. Sergaki, George S. Stavrakakis, Kostas C. Kalaitzakis, Dimitris Piromalis, "Algorithm Implementation of an hybrid Efficiency controller incorporated to a PMSM standard FOC variable speed motor drives", IECON 2009, 3-5 Nov. 2009, Porto, Portugal, IEEExplorer, 2009, [7].

Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, Dimitris Piromalis, "Methodology of Algorithm Implementation of a ACIM standard variable Speed FOC Motor Drive incorporating an Efficiency Controller", *The Online Journal on Power and Energy Engineering (OJPEE)*, Ref. No 0012, Vol. (1), No. (1), 2009, [6].

# 8.1. Εισαγωγή

Σκοπός μου σε αυτό το Κεφάλαιο είναι να εμβαθύνω στην μεθοδολογία ανάπτυξης ενός αλγορίθμου ελέγχου κινητήρα που εκτελείται από DSP ελεγκτή της Texas Instruments (ΠΙ<sup>ΤΜ</sup>), ο οποίος διαθέτει τόσο τυποποιημένα όσο και πρωτότυπα σχήματα ελέγχου, προκειμένου να μειωθεί η πολυπλοκότητα και ο χρόνος ανάπτυξης του αλγορίθμου αυτού. Η μεθοδολογία βασίζεται στη διαίρεση των εργασιών του αλγορίθμου σε μικρές ομάδες εργασιών και στη δόμηση της ροής του με βηματικό/αυξητικό τρόπο (Incremental System Build) χρησιμοποιώντας έτοιμες επαναχρησιμοποιήσιμες υπομονάδες κώδικα από τις: (α) βιβλιοθήκη DMC της  $TI^{TM}$  για το λογισμικό Code Composer Studio<sup>TM</sup> (CCS<sup>TM</sup>) που είναι αρχεία της μορφής \*.h, (β) νέες υπομονάδες κώδικα που αναπτύσσω ειδικά για την εφαρμογή, αρχικά σε περιβάλλον της Simulink και οι οποίες μετατράπονται με αυτόματο τρόπο σε αρχεία \*. h μέσω του εργαλείου λογισμικό Real Time Workshop της Simulink. Ο αλγόριθμος αναπτύσσεται διασυνδέοντας με γραφικό τρόπο, στο "GDE" του CCS<sup>TM</sup>, τις διάφορες υπομονάδες κώδικα. Στη συνέχεια μέσα από το περιβάλλον του CCS<sup>TM</sup> ο κώδικας μεταφράζεται και εγκαθίσταται στον DSP TMS320F2812 μέσα από τον προσομοιωτή JTAG της Digital Spectrum eZdspF2812<sup>TM</sup>. Η άμεση επικοινωνία του λογισμικού CCS<sup>TM</sup> με το πραγματικό υλικό του eZdsp επιτρέπει στον κώδικα να αποασφαλματωθεί σε πραγματικό χρόνο σε συνθήκες πραγματικής λειτουργίας του κινητήρα. Καθώς ο αλγόριθμος αναπτύσσεται με βηματικό τρόπο, μέσα από παράθυρα μπορεί να παρακολουθούνται οι αλλαγές των παραμέτρων με μορφή γραφημάτων.

Την παραπάνω μεθοδολογία την εφαρμόζω προκειμένου να υλοποιήσω ένα πρωτότυπο σύστημα βέλτιστου ασαφή ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (IFOC), για διαφορετικούς τύπους κινητήρων, πχ τριφασικού επαγωγικού (ACI) και μόνιμου μαγνήτη (PMSM), τόσο για την λειτουργία των κινητήρων σε καταστάσεις ισορροπίας όσο και σε μεταβατικές καταστάσεις φορτίου και ταχύτητας.

Σήμερα οι μικροεπεξεργαστές DSPs έχουν ποικίλες εφαρμογές στον έλεγχο κινητήρων παρέχοντας τις υπηρεσίες τους με χαμηλό κόστος και πολλές δυνατότητες. Η μεγάλη υπολογιστική τους ικανότητα τους επιτρέπει ακριβή έλεγχο με λιγότερους αισθητήρες.

Η απουσία κατάλληλων μεταφραστών C για DSPs αναγκάζουν τους ερευνητές/ προγραμματιστές να γράφουν κώδικα αλγόριθμων χρησιμοποιώντας χαμηλού επιπέδου γλώσσα assembly, χωρίς την βοήθεια αυτοματισμών, κάτι που είναι επίπονο και χρονοβόρο. Τα τελευταία χρόνια ο τρόπος ανάπτυξης αλγόριθμων για DSPs έχει αλλάξει. Όροι οικονομίας υπαγορεύουν επιτακτικά στην βιομηχανία να παράγει όλα τα νέα προϊόντα και να παρέχει τις καθημερινές υπηρεσίες όσο ποιο αποδοτικά γίνεται. Σήμερα υπάρχουν διαθέσιμοι ισχυροί μεταφραστές C, C++, που επιτρέπουν την μεταγλώττιση κώδικα υψηλού επιπέδου σε κώδικα εκτελεστέο από τα DSPs. Υπάρχουν προϊόντα υλικού (h/w) και λογισμικού (s/w) που αναλαμβάνουν σε πραγματικό χρόνο, γρήγορα (rapid control protoyping) τον υπολογισμό ελέγγων και προσομοιώσεων [1]-[2], γραμμένα σε γλώσσες υψηλού επιπέδου (HLL) όπως η C, C<sup>++</sup>. Ο σχεδιαστής μηχανικός μπορεί να κατεβάσει εκτελεστέο κώδικα από τέτοιους αλγορίθμους σε DSPs της επιλογής του με εύκολο και γρήγορο τρόπο. Εργαλεία (όπως SIMsystem, dSPACE, ARTS, Night Hawk, Inc. MATRIXX/RealSim, LabVIEW, MATLAB<sup>(R)</sup>/SIMULINK, MATLAB<sup>(R)</sup>/Embedded Target, ACSL/ ACSLrt, Visual Solutions VisSim, CCS TI®, XANALOG/RT, PICS Simulation for Windows), προσφέρουν περιβάλλοντα που επιτρέπουν την διασύνδεση ειδικών έτοιμων επαναγρησιμοποιούμενων μονάδων κώδικα (blocks) έναντι της παλαιότερης και λιγότερης αποδοτικής μεθόδου συγγραφής του σχετικού κώδικα «από πάνω προς τα κάτω» (Top-down). Επιπλέον, ανάμεσα στα άλλα προσφέρουν πλούσια οπτικά βοηθήματα, έτοιμες βιβλιοθήκες για πλήθος διαφορετικά συστήματα, εξαιρετική ταχύτητα χρόνου απόκρισης, συνεπή προτυποποίηση (standardization) και δυνατότητα ανάπτυξης σε διάφορες πλατφόρμες λογισμικού.

Προκειμένου να αναπτύξουμε αλγόριθμο για τις ανάγκες νέων ειδικευμένων υπομονάδων που δεν υπάρχουν ήδη σε έτοιμες βιβλιοθήκες, πχ ασαφών ελεγκτών (Fuzzy Logic Controllers - FLC), μπορούμε αρχικά κάνουμε χρήση κάποιου λογισμικού IDE όπως: Fuzzy ToolBox του Matlab, FIDE, FuzzyTECH, rFLASH, Xfuzzy 3, MicroFPL. Στη συνέχεια ο αλγόριθμος αυτών των νέων υπομονάδων μεταφράζεται σε κώδικα ANSI® C, C<sup>++</sup> ή κώδικα μηχανής (assembly) προκειμένου να εκτελεστεί σε πραγματικό περιβάλλον από επεξεργαστή DSP [3]. Για παράδειγμα ο εκτελεστέος κώδικας C μπορεί να παράγεται αυτόματα βασισμένος στο γραφικό μοντέλο που δημιουργούμε με την Simulink, με την βοήθεια του εργαλείου λογισμικού Real-Time Workshop της Simulink.

Στην εργασία αυτή κάνω χρήση του προγραμματιστικού περιβάλλοντος CCS<sup>TM</sup> που χαρακτηρίζεται ως ελεύθερο λογισμικό (open source), συμβατό με το λογισμικό Embedded Target for TI C2000 Toolbox<sup>TM</sup> της Simulink<sup>®</sup>. To CCS<sup>TM</sup>, για τους επεξεργαστές της σειράς C2000 της TI, είναι ένα ολοκληρωμένο σύστημα ανάπτυξης λογισμικού (IDE) που υποστηρίζει εναλλαγή δεδομένων σε πραγματικό χρόνο Real-Time Data Exchange (RTDX) μεταξύ ελεγχόμενων μηχανών, αισθητήρων, πηγών ενέργειας, προσομοιώνοντας την λειτουργία τους. Με την βοήθεια του CCS<sup>TM</sup> δημιουργώ, παρακολουθώ και ελέγχω την διαμεταγωγή δεδομένων από προγράμματα όπως το MATLAB, Excel, LabVIEW, από και προς επιλεγμένα περιφερειακά DSPs που επίσης μπορώ να παρακολουθώ και να ελέγχω σε πραγματικό χρόνο. To CCS<sup>TM</sup> χρησιμοποιεί header files, που τυποποίηση "vectors.asm" και "\*.cmd". Τα vector files δείχνουν στον compiler που να βρουν τα υποσυστήματα κώδικα (subroutines) για κάθε vector interrupt. Τα αρχεία τύπου \*.cmd files ορίζουν στον compiler που να αποθηκεύει στην αρχιτεκτονική μνήμης του DSP τα διάφορα δεδομένα. Ο cmpiler/linker παράγει ένα output file "\*.out" που αποθηκεύεται στον DSP.

Για την ανάπτυξη του κώδικα της παρούσας εργασίας διασυνδέω τα έτοιμα blocks από τις βιβλιοθήκες DMC της  $TI^{TM}$  με τα νέα blocks των ασαφών ελεγκτών που ανάπτυξα. Την διασύνδεση των blocks την κάνω στο περιβάλλον του  $CCS^{TM}$  με γραφικό τρόπο, GDE level (θα μπορούσα να τα συνδέσω και σε επίπεδο C, γράφοντας απλές εντολές). Επειδή το  $CCS^{TM}$  επικοινωνεί άμεσα με το υλικό eZdspF2812 της Digital Spectrum, κάνω βηματικά την αποσφαλμάτωση σε πραγματικό χρόνο.

## 8.2. Διάγραμμα ροής σημάτων προτεινόμενου αλγορίθμου βέλτιστου ελέγχου βασισμένου σε ασαφείς ελεγκτές για ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα που ελέγχεται με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο

Στο Σχήμα 8.1: παρουσιάζω τον αλγόριθμο του νέου προτεινόμενου συστήματος ελαχιστοποίησης απωλειών, βασισμένο σε ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης, ελεγκτή που χρησιμοποιεί το μαθηματικό μοντέλο απωλειών και ελεγκτή που αντισταθμίζει την ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας, συνδυασμένο με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο εφαρμοσμένο σε τριφασικό επαγωγικό κινητήρα (ACIM). Στο Σχήμα 8.2: , εφαρμόζω τον ίδιο προτεινόμενο έλεγχο σε τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM). Ο αναγνώστης μπορεί να βρει χρήσιμες πληροφορίες για τον συμβατικό έλεγχο έμμεσο διανυσματικού ελέγχου (IFOC) σε τριφασικό ΑCIM ή σε PMSM, σε πολλές πηγές στην βιβλιογραφία, εκ των οποίων οι πηγές [11] και [12] επιπλέον της θεωρητικής μελέτης περιλαμβάνουν και μελέτη πρακτικών προβλημάτων σε μια πραγματική υλοποίηση. Το Σχήμα 8.3: δείχνει το διάγραμμα ροής του προτεινόμενου αλγόριθμου βέλτιστου ελέγχου σε τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη το Σχήμα 8.3: δείχνει το διάγραμμα ροής του αροτεινόμενου αλγόριθμου βέλτιστου ελέγχου το τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη το Σχήμα 8.3: δείχνει το διάγραμμα σύης του αροτεινόμενου αλοσισμό με έμμεσο διανυσματικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη το χρησιο του αλούσιθμου βέλτιστου ελέγχου σε τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη του αλοσιδηση. Το χήμα 8.3: δείχνει το διάγραμμα στο προτεινόμενου αλούσιθμου βέλτιστου ελέγχου σε τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM) σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC). Περιλαμβάνει την εκτέλεση του κύριου προγράμματος, χωρίς να περιλαμβάνει το κομμάτι του αλγόριθμου που αρχικοποιεί τις τιμές s/w και h/w.



Σχήμα 8.1: Προτεινόμενος έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών τριφασικού επαγωγικού κινητήρα (ACIM) βασισμένου σε ασαφείς ελεγκτές και σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC).


Σχήμα 8.2: (ίδιο με Σχήμα 7.11, σελ. 218) Προτεινόμενος ς έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένος σε ασαφείς ελεγκτές για τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM) σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC). Το υποσύστημα που τιτλοδοτείται ως SV\_PWM, περιέχει δύο blocks: το SV και έχει έξοδο τα  $T_a$  = Phase-a duty cycle ratio of PWM signal,  $T_b$  = Phase-b duty cycle ratio of PWM signal,  $T_c$  = Phase-c duty cycle ratio of PWM signal και η έξοδος του PWM είναι το διαμορφωμένο εύρος παλμών PWM1 έως PWM6. όπου:

 $i_{sa}$ ,  $i_{sb} = \alpha$ , b φασικά ρεύματα στάτη

- $i_{sa}$ ,  $i_{s\beta} = a$ ,  $\beta$  συνιστώσες ρεύματος στάτη στο στατικό ορθογώνιο σύστημα
- $i_{sd}$ ,  $i_{sq} = d$ , q συνιστώσες ρεύματος στάτη στο σύγχρονα στρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα
- $v_{saref}$ ,  $v_{s\beta ref} = a$ , β συνιστώσες τάσης του στάτη στο στατικό ορθογώνιο σύστημα
- $v_{sdref}$ ,  $v_{sqref} = d$ , q συνιστώσες ρεύματος τάσης του στάτη στο σύγχρονα στρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα

 $V_{dc}$  = τάση στην DC ζεύξη του αντιστροφέα ισχύος (DC-bus)

- $θ_e = γωνία της ροής του δρομέα (Rotor flux angle)$
- $w_r =$  ταχύτητα κινητήρα



Σχήμα 8.3: (ίδιο με Σχήμα 7.12, σελ. 219) Προτεινόμενος αλγόριθμος ελαχιστοποίησης απωλειών τριφασικού κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM) βασισμένου σε ασαφείς ελεγκτές και σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC).

#### 8.3. Πρακτικά προβλήματα οργάνωσης και υλοποίησης του προτεινόμενου αλγόριθμου

Γενικά ο έλεγχος κινητήριων συστημάτων χρειάζεται σωστό συντονισμό εκτέλεσης του κώδικα και της χρονικής δειγματοληψίας. Για να το πετύχω αυτό χωρίζω το λογισμικό σε δύο βασικά μέρη κώδικα που δείχνονται στο Σχήμα 8.4: .

Το κύριο μέρος του κώδικα "Hardware Initialization" και "SW Variables Iniatilization" δημιουργεί τα αρχεία objects για τους ελεγκτές, αρχικοποιεί τις τιμές των περιφερειακών του DSP και ορίζει τους απαιτούμενους χρονομέτρες και interrupts. Η αρχικοποίηση τιμών εφαρμόζεται μόνο στην αρχή της εκτέλεσης του προγράμματος και περιμένει σε ένα βρόχο αναμονής που διακόπτεται περιοδικά σύμφωνα με την συχνότητα παραγωγής των σημάτων PWM.

Το μέρος του κώδικα που εκτελεί το πρόγραμμα βασίζεται σε ένα βρόχο αναμονής 'Waiting Loop' που συγχρονίζεται με την υπερχείλιση του PWM (PWM ISR - Interrupt Service Routine). Η εκτέλεση του υποσυστήματος κώδικα που αφορά τον αλγόριθμο γίνεται με την ίδια συχνότητα που ανοιγοκλείνουν οι διακόπτες για την παραγωγή των τάσεων διέγερσης. Στο Σχήμα 8.5: περιγράφεται ο χρονισμός εκτέλεσης του κώδικα.

Η πρώτη εργασία του κώδικα του προγράμματος είναι να ορίσει τους ελεγκτές εγγραφής (register controllers) που χρειάζονται στον έλεγχο κινητήρων. Στην υλοποίησή μου εγκαθιστώ το Serial Programming Interface και τον Event Manager A (EVA) (ο Event Manager B δεν χρειάζεται σε αυτή την εφαρμογή). Επίσης απενεργοποιώ τον Watch Dog του DSP για να μην εκτελεί ο DSP από μόνος του το reset.



Σχήμα 8.4: Οργάνωση εκτέλεσης της ροής του κώδικα ελέγχου κινητήρα.

Η ρύθμιση των Interrupts και των αποφάσεων που αφορούν τα περιφερειακά (πχ σύγκριση των παλμών PWM) γίνονται με τον Event Manager A. Η διακοπτική λειτουργία παραγωγής PWM και η περίοδος δειγματοληψίας ορίζεται από την τιμή υπερχείλισης (underflow) του General Purpose Timer 1 (GP1). Αυτό σημαίνει ότι το GP1 μετρά προς τα πίσω από μια δεδομένη τιμή και σκανδαλίζει μια διακοπή (interrupt) όταν η τιμή μηδενίζεται. Μετά την ολοκλήρωση της εκτέλεση μιας interrupt ρουτίνας το χρονόμετρο ξαναπαίρνει την αρχική του τιμή και ξεκινά νέα αντίστροφη μέτρηση.



Σχήμα 8.5: Αρχικοποίηση των τιμών του λογισμικού (sw) και λειτουργία του κώδικα.

Στο παράδειγμα του σχήματος Σχήμα 8.5: έχω προγραμματίσει τον DSP να παράγει τα σήματα PWM με περίοδο T=60 μs ή 16,6 kHz (θέτω την περίοδο PWMPRD=6000). O timer 1 count register (T1CNT) συγκρίνεται με τον timer 1 period register (T1PR) που έχω θέσει στο μισό του χρόνου παραγωγής PWM σημάτων. Ο χρόνος δειγματοληψίας των αναλογικών σημάτων (ρευμάτων φάσεων, τάσης, ροπής) είναι ίσος με την διακοπτική συχνότητα του PWM. Η αρχικοποίηση τιμών της διαδικασίας γίνεται εγκαθιστώντας τον General Purpose Timer Configuration Register (GPTCONA) για να επιτρέπει όλους τους General Purpose timers και να δηλώνει ότι με την υπερχείλιση του GP1 αυτόματα ξεκινά η μετατροπή ADC. Στην αρχή θέτω την τιμή στον timer 1 period register (T1PR) ίση με την μέγιστη μπορεί να είναι ίση με την δυνατότητα διακοπτικής παραγωγής του PWM που είναι η μέγιστη συχνότητα του ρολογιού του DSP). Ο χρονομέτρης timer 1 count register (T1CNT) και ο compare register (T1CMPR) τίθενται στην τιμή 0 όταν ο GP1 υπερχειλίζει και γίνεται interrupt. Τέλος οι registers timer 1 configuration (T1CON) και ο event manger A (EVA) εγκαθίστανται για να επιτρέπουν διακοπτικές διακοπές.

Ο χρονισμός των διαφορετικών δειγματοληψιών γίνεται σε πολλαπλάσια μεταξύ τους περιόδων με τον εξής τρόπο: Η μικρότερη περίοδος δειγματοληψίας αφορά την μέτρηση των φασικών ρευμάτων, της συνεχούς τάσης στην σύζευξη του αντιστροφέα ισχύος και η μέτρηση της ροπής του φορτίου. Η αμέσως μεγαλύτερη περίοδος αφορά την μέτρηση της ταχύτητας στον άξονα του κινητήρα.

Με δεδομένο ότι χρειάζεται κάποιο χρονικό διάστημα από την στιγμή που παράγονται οι τάσεις διέγερσης του στάτη του κινητήρα μέχρι ο κινητήρας να ανταποκριθεί σε αυτή την διέγερση, είναι απαραίτητο οι διαφορετικές εργασίες του αλγόριθμου να ομαδοποιηθούν με την παρακάτω σειρά προτεραιότητας στην εκτέλεση τους:

- την μετατροπή των αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά,
- τους υπολογισμούς που αφορούν τον έλεγχο ρεύματος,
- τους υπολογισμούς που αφορούν τον έλεγχο ταχύτητας,
- τους υπολογισμούς των απωλειών του συστήματος,
- τους υπολογισμούς που αφορούν την ελαχιστοποίηση των απωλειών και την αντιστάθμιση της ροπής.

Η ροή εκτέλεσης του κώδικα προσαρμόστηκε σύμφωνα με τις τεχνικές προδιαγραφές του DSP που χρησιμοποιώ. Για τον TMS320F2812 που χρησιμοποιώ για την παρούσα εργασία χρησιμοποιώ τρία κομμάτια κώδικα, όπως περιγράφεται στο Σχήμα 8.6:



Σχήμα 8.6: Διάγραμμα ροής εκτέλεσης του κώδικα βέλτιστου ελέγχου κινητήρα για τον TMS320F2812. Το τμήμα 'c\_int0' αρχικοποιεί τις τιμές του υλικού και του λογισμικού και τα τμήματα 'INT2 interrupt' και 'INT3 interrupt' εκτελούν τον κώδικα. Το τμήμα 'INT3interrupt' εκτελεί τον κώδικα για τις μετρήσεις της ταχύτητας. Το block που τιτλοδοτείται ως 'Execute the selected incremental build' αφορά κάθε φορά την συγκεκριμένη εφαρμογή που εκτελείται, είτε για τον πλήρη κώδικα είτε για ένα υποσύνολο του κώδικα. Για να μην εκτελεί ο DSP από μόνος του το reset, ο Watch Dog του DSP απενεργοποιείται.

#### 8.4. Υλικό και λογισμικό που χρησιμοποιώ για την ανάπτυξη του αλγόριθμου

Το υλικό (h/w) και που χρησιμοποιώ για την ανάπτυξη του αλγόριθμου είναι:

- Την πλατφόρμα Digital Spectrum eZdspF2812<sup>TM</sup> (ένας JTAG emulator υπάρχει πάνω στην πλατφόρμα).
- Τον μετατροπέα ισχύος Digital Spectrum DMC1500 (1.75 kW power (350 V, 7,5 A), κατάλληλος για 1 & 3 phase AC Induction/DC Brushless or Switched Reluctance motor control.
- Ένα Laptop.

Το Η/W που χρησιμοποιώ για την ανάπτυξη του αλγόριθμου περιγράφεται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 10.

Το S/W που χρησιμοποιώ για την ανάπτυξη του αλγόριθμου είναι:

- Το «εργαλείο» λογισμικού Fuzzy Logic Toolbox™ του Matlab® για τον σχεδιασμό των ειδικών υπομονάδων κώδικα των ασαφών ελεγκτών (m-files).
- Το «εργαλείο» λογισμικού EmpeddedTarget Support Package TM TC2000 DSP<sup>TM</sup> της Simulink (by The MathWorks) που διαθέτει επαναχρησιμοποιήσιμες υπομονάδες συμβατικού κώδικα ελέγχου κινητήρων με DSP βασισμένων στη σειρά C2000.

- Τις βιβλιοθήκες λογισμικού DMC library της Texas Instruments<sup>TM</sup> (Texas Instr. είναι third-party vendors της MathWorks)που διαθέτει επαναχρησιμοποιήσιμες υπομονάδες κλασσικού κώδικα.
- Το λογισμικό της Simulink για τον σχεδιασμό των ειδικών υπομονάδων κώδικα των ασαφών ελεγκτών (mdl-files).
- Το «εργαλείο» λογισμικού Real-Time Workshop για την παραγωγή ANSI®/ C code από τις πρωτότυπες υπομονάδες s/w ή τις τυποποιημένες από την The MathWorks και τους third-party vendors.
- Το λογισμικό Code Composer StudioTM IDE για την βηματική ανάπτυξη του αλγόριθμου, την βηματική αποσφαλμάτωση, τον μεταγλωττισμό και την διαβίβαση του κώδικα C στον ελεγκτή DSP.

# 8.4.1. Βιβλιοθήκη DMC library της ΤΙ<sup>TM</sup>

H TI<sup>TM</sup> προσφέρει μαζί με το CCS<sup>TM</sup> ελεύθερα ειδικευμένες βιβλιοθήκες υπομονάδων κώδικα (blocks), στις γλώσσες assembly και C, για τον έλεγχο των επεξεργαστών σήματος της σειράς C2000 της TI<sup>TM</sup>. Για παράδειγμα, η βιβλιοθήκη DMC [4] της TI<sup>TM</sup> που αφορά τον TMS320F2812 DSP και TMS320LF2406A συμπεριλαμβάνεται στο CCS<sup>TM</sup>, στα αρχεία CLIB\_010.LIB, F2812\_010.LIB και F2407\_019.LIB αντίστοιχα. Διασυνδέοντας τις υπομονάδες κώδικα με γραφικό τρόπο [4], μέσα από το περιβάλλον CCS<sup>TM</sup> δίνεται η δυνατότητα ανάπτυξης των γνωστών τεχνικών ελέγχου διαφορετικών τύπου κινητήρων. Στον κώδικα, τα blocks υποδεικνύεται με το σύμβολο # συνοδευόμενο από το σχετικό header file που δημιουργεί ένα αντίστοιχο object αρχείο στον κύριο κώδικα. Το πλεονέκτημα αυτών των έτοιμων υπομονάδων κώδικα είναι ότι έχουν διαμορφωθεί κατάλληλα με σωστή τυποποίηση (format) στα νούμερα των εισόδων και εξόδων τους.

Οι επαναχρησιμοποιήσιμες συμβατικές υπομονάδες κώδικα αφορούν κώδικα για να καλύψουν ότι αφορά τον έλεγχο κινητήρων: πχ διανυσματικό έλεγχο (Vector Control) επαγωγικών κινητήρων (ACIM drives), κινητήρων μόνιμου μαγνήτη (PMSM drives) καθώς και για DC κινητήρες (BLDC drives), μαθηματικών μετατροπών σε συστήματα συντεταγμένων όπως Clarke/Park transforms, extended-precision PID Controllers, leg current measurement drivers, BLDC-Specific PWM Drivers BLDC Commutation Triggers up ACI και PMSM, εκτιμητές ταχύτητας και θέσης του δρομέα. Κάνοντας χρήση τέτοιων υπομονάδων κώδικα ο σχεδιαστής μπορεί να πετύχει συνεπή έλεγχο των κινητήρων, στην ανάπτυξη νέων τεχνικών πολύ γρηγορότερα από ότι παλαιότερα (κώδικας γραμμένος σε standard ANSI<sup>®</sup> C). Αυτές οι υπομονάδες λογισμικού μπορεί να κατηγοριοποιηθούν ως προς την χρησιμότητά τους ως εξής:

- Υπομονάδες s/w Test Bench (STB) όπως: η 4 channel DAC driver (for EVM) χρήσιμη για την απεικόνιση μεταβλητών σε πραγματικό χρόνο σε εικονικό παλμογράφο "realtime" variables on scope, η Space Vector generator function with Quadrature control, και άλλες.
- Υπομονάδες s/w Application frameworks όπως: η «sensored /Tacho/ VHz/ SinePWM/ closed Loop Speed PID», ή «Sensor less / Direct Flux+Speed Estimator / FOC / SinePWM / closed Loop Current PID for D Q/closed Loop Speed PID» και άλλες.

Ένας άλλος τρόπος κατηγοριοποίησης των επαναχρησιμοποιήσιμων υπομονάδων κατά την  $TI^{TM}$  είναι ως προς την παραμετροποίησή τους και την εξάρτησής τους από την εφαρμογή και είναι ως εξής:

- 1. Υπομονάδες s/w ανεξάρτητου στόχου και εφαρμογής (Target Independent and Application Independent, -TI/AI). Οι υπομονάδες τύπου ΤΙ/AI είναι «μαθηματικού τύπου» συναρτήσεις, πχ τριγωνομετρικές σχέσεις, πράξεις πινάκων, μετατροπές, κλπ.
- Υπομονάδες s/w ανεξάρτητου στόχου και παραμετροποιήσιμης εφαρμογής (Target Independent and Application Configurable -TI/AC). Οι υπομονάδες τύπου TI/AC απαιτούν ρύθμιση που εξαρτάται από την περίπτωση της εφαρμογής, πχ ελεγκτές τύπου PID, εκτιμητές ταχύτητας, κλπ.
- Driver (Drv): Target Dependent and Application Configurable. Οι υπομονάδες τύπου Drv/AC είναι οι διαμεσολαβητές μεταξύ του λογισμικού και υλικού, για παράδειγμα "QEP\_THETA\_DRV" Quadrature Encoder Pulse interface driver with position (theta) as output, "ILEG2\_DRV" Leg shunt resistor based 3 phase current measurement driver, κλπ.
- 4. Βοηθητικές υπομονάδες και υπομονάδες αποσφαλμάτωσης (debugging). Οι βοηθητικές υπομονάδες και υπομονάδες αποσφαλμάτωσης (debugging) χρησιμοποιούνται στην διάρκεια ανάπτυξης και αποσφαλμάτωσης του αναπτυσσόμενου συστήματος και μπορούν να παραμείνουν για να παρέχουν διαγνωστικές υπηρεσίες στο σύστημα Για παράδειγμα οι υπομονάδες "DLOG\_VIEW", "DAC\_VIEW \_DRV" επιτρέπουν παρακολούθηση του σήματος σε εικονικό παλμογράφο, σε πραγματικό χρόνο.

Η δυνατότητα εύκολης διασύνδεσης όλων των υπομονάδων προσφέρει στον σχεδιαστή του συστήματος την δυνατότητα βηματικής ανάπτυξης του λογισμικού "incremental build levels" (ISB levels) [4]. Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να εκτελούμε γρήγορα και εύκολα σε όλα τα επίπεδα σχεδίασης. Η ανάπτυξη του αλγόριθμου κατά βήματα επιτρέπει και στον επί μέρους έλεγχο του κάθε βήματος ξεχωριστά για να σιγουρέψουμε την σωστή του λειτουργία. Ο αριθμός των βημάτων σχεδίασης ποικίλει ανάλογα με την πολυπλοκότητα του τελικού συστήματος που απαρτίζουν καθώς και ανάλογα με τον τύπο της στρατηγικής ελέγχου που ακολουθείται. Αξίζει να σημειωθεί ότι το συγκεκριμένο σύστημα σχεδίασης έχει αναπτυχθεί από την ΤΙ ως σύστημα αναφοράς και σε κάθε επικοινωνία με την εταιρεία για παροχή υποστήριξης, πληροφορίας, κλπ, κάθε συνεννόηση γίνεται μέσα στα πλαίσια που ορίζονται από αυτό το σύστημα (ορολογία, διαθέσιμα blocks, διασύνδεση, αποσφαλμάτωση, κλπ).

#### 8.4.2. Νέες υπομονάδες κώδικα για τον προτεινόμενο κώδικα βέλτιστου ελέγχου

Ο προτεινόμενος βέλτιστος αλγόριθμος που δείχνεται στο Σχήμα 8.8: , περιλαμβάνει το πρωτότυπο τμήμα που ελαγιστοποιεί βέλτιστα τις απώλειες του κινητήρα με ασαφή λογική (στις δημοσιεύσεις [5-6] τιτλοφορείται ως "Fuzzy & LMC control system") και το τμήμα που εκτελεί έμμεσο διανυσματικό έλεγγο. Η ανάπτυξη γίνεται με την διασύνδεση από ένα πλήθος κλασσικών επαναχρησιμοποιήσιμων υπομονάδων κώδικα που διατίθενται από την βιβλιοθήκη DMC library της TI. Το νέο, πρωτότυπο τμήμα του βέλτιστου ασαφή ελεέγχου αποτελείται από πρωτότυπους ασαφείς και κλασσικούς ελεγκτές που ανάπτυξα για τις ανάγκες της μεθόδου. Αργικά σχεδίασα τους νέους ασαφείς ελεγκτές ξεγωριστά με τη βοήθεια του Fuzzy Logic Toolbox του MATLAB®, σαν αρχεία τύπου m-files. Η προσομοίωση τους σε περιβάλλον MATLAB® μου επιτρέπει να μοντελοποιήσω τους ασαφείς ελεγκτές, να τους ρυθμίσω καθώς και να προσεγγίσω καταρχήν γρήγορα τους συντελεστές κλιμάκωσης προκειμένου να κανονικοποιηθούν οι τιμές των σημάτων των ελεγκτών. Στη συνέχεια ανάπτυξα τους ίδιους ασαφείς ελεγκτές στο περιβάλλον του Fuzzy Logic Blockset της Simulink, σε αρχεία της μορφής mdl-files, συντονίζοντας τους ελεγκτές αυτούς με τον ίδιο τρόπο, όπως στο Matlab. Το πρωτότυπο τμήμα κώδικα "Fuzzy & LMC" είναι αργικά ένα αργείο τύπου \*.mdl που μεταφράζεται αυτόματα μέσω του «εργαλείου» λογισμικού Real Time Workshop Toolbox του Matlab® σε αρχείο της μορφής \*.h, ώστε να δημιουργηθούν τα νέα ειδικά blocks που θα διασυνδεθούν με τα συμβατικά blocks της βιβλιοθήκης DMC library της  $TI^{TM}$ .

Σύμφωνα με την στρατηγική βηματικής ανάπτυξης του αλγόριθμου, ολοκληρώνω τμηματικά την μοντελοποίηση του αναγκαίου πλαισίου του συστήματος IFOC ελέγχου και το νέο πρωτότυπο τμήμα κώδικα "Fuzzy – LMC –Compensation Torque", βλέπε No '7' στο Σχήμα 8.8: , το προσθέτω τελευταίο για τον σχηματισμό του πλήρους αλγόριθμου του προτεινόμενου ελέγχου.

#### 8.4.3. Επαναχρησιμοποιούμενες υπομονάδες συμβατικού κώδικα για τις συνήθεις εργασίες ελέγχου κινητήρων που χρησιμοποιώ

Η σχεδίαση του διαγράμματος ελέγχου, γίνεται μέσα από το περιβάλλον  $CCS^{TM}$ . Ξεκινώ μεταποιώντας το έτοιμο υποσύστημα του "ACI3-3" της βιβλιοθήκης, σύμφωνα με τις ανάγκες της δικού μου υλικού και ελέγχου. Αυτή περιλαμβάνει ποικίλες επαναχρησιμοποιούμενες υπομονάδες κώδικα που μπορούν να διασυνδεθούν σταδιακά σε βήματα, με τρόπο που να αντιστοιχούν σε φυσικές μονάδες IFOC ελέγχου, σύμφωνα με τις επιταγές των διαγραμμάτων ροής της  $TI^{TM}$ . Η μέτρηση της ταχύτητα στον IFOC έλεγχο γίνεται με ηλεκτρονικό ταχόμετρο "tacho". Το τελικό διάγραμμα ροής του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα 8.7: . Οι επαναχρησιμοποιούμενες διασυνδεόμενες μονάδες κώδικα που περιλαμβάνονται είναι:

Blocks Υλικού που περιέχονται στην βιβλιοθήκη F2812\_010:

• QEP\_THETA\_DRV (F2812QEP.h) (Quadrature Encoder Pulse interface driver with position (theta) as output)

• "CAP\_EVT\_DRV" (F12LVD.h) (Capture input event driver with 16 time stamps & pre-scaler selection)

• "ILEG2\_DRV" (F2812QEP.h) (Leg shunt resistor based 3 phase current measurement driver)

Blocks Ελέγχου που περιέχονται στην βιβλιοθήκη CLIB\_010LIB:

- "FC\_PWM\_DRV" (Full Compare PWM driver),
- "SPEED\_PRD" (Speed calculator based on period measurement between events)
- "FLUX\_ANGLE" (Flux angle model for 3 phase ACIM vector control)
- "CLARK" (Clark transform 3 phase to 2 phase (quadrature) conversion)
- "PARK" (Park Transform Stationary to Rotating reference frame conversion)
- "PARK\_I" (Inverse Park Transform Rotating to Stationary reference frame conversion)
- "PID\_REG" (Proportional/ Integral/ Derivative controller with 32 bit Integration)
- "SVGEN\_DQ" (Space vector generator function with Quadrature control).

#### Blocks Βοηθητικά

- "RAMP\_GEN" (RAMP\_CNTL.h)
- "DAC\_VIEW"(DAC\_CNTL.h)

Οι υπομονάδες QEP\_THETA\_DRV και CAP\_EVT\_DRV αντιστοιχούν σε αισθητήρες ταχύτητας τύπου "Quadrature Encoder" και τον "Tacho" αντίστοιχα. Στην περίπτωση της παρούσας εφαρμογής χρησιμοποιώ τον Quadrature Encoder για την μέτρηση της ταχύτητας στον κινητήρα μόνιμου μαγνήτη και ο Tacho στον επαγωγικό αντίστοιχα. Τα blocks λογισμικού παίρνουν τις τιμές εισόδου τους κατευθείαν από το υλικό (h/w) των αισθητήρων ταχύτητας. Το block QEP επιπλέον της μηχανικής ταχύτητας υπολογίζει και την ηλεκτρική ταχύτητα από τον πολλαπλασιασμό της μηχανικής με τον αριθμό των πόλων του κινητήρα. Ο αριθμός των πόλων έχει δηλωθεί κατά τον ορισμό των αρχικών τιμών. Η τιμή της ηλεκτρικής ταχύτητας χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της γωνίας της ροής του δρομέα.

To Block ILEG2\_DRV ορίζει τις αρχικές τιμές των ADC του DSP. Κάνει δειγματοληψία των δύο φασικών ρευμάτων και της τάσης Vdc στην DC σύζευξη του αντιστροφέα ισχύος. Οι μετατροπές A/D σκανδαλίζονται αυτόματα από το GP1 χρονόμετρο ώστε οι τιμές να είναι έτοιμες στην interrupt service routine. Ο ποιο εύκολος τρόπος για να οριστεί η κατάσταση του block (block configuration) σε μια εφαρμογή είναι να χρησιμοποιηθούν οι έτοιμες τιμές που υπάρχουν στο F2812QEP.h. Η μόνη μεταποίηση που χρειάζεται αφορά είναι του offset της τάσης Hall που μετρά τα φασικά ρεύματα. Αυτή την ορίζω για την εφαρμογή του υλικού του eZdsp στην τιμή 1.65 V, που αντιστοιχεί στο 0x3FFF (τυποποίηση Q15). Είναι σημαντικό ότι δεν χρειάζεται ορισμός συντελεστών κλιμάκωσης (scaling factors) καθότι το μοντέλο του ελεγκτή είναι σε κανονικοποιημένη μορφή (per unit model).

Τα blocks CLARK, PARK, PARKI, επειδή είναι συναρτήσεις σε Assembly (ASM) δεν χρειάζονται τα header files και τα object files για να ορισθούν. Το block CLARK χρειάζεται δύο παραμέτρους εισόδου, τον pointer για την θέση που υπάρχουν οι τιμές των τριών ρευμάτων φάσεων και έναν pointer για την θέση που θα αποθηκεύσει τις τιμές εξόδου. Το block PARK δέχεται για είσοδο τις τιμές εξόδου του CLARK και την κανονικοποιημένη τιμή της γωνίας του ροής του δρομέα. Τις τιμές εξόδου τις αποθηκεύει με προκαθορισμένο τρόπο.

To block PARKI λειτουργεί παρόμοια με τα CLARK και PARK. Μετατρέπει τις τιμές των συνιστωσών της τάσης στο στατικό σύστημα συντεταγμένων αβ μπορεί να διασυνδεθεί κατευθείαν με το block SVGEN\_DQ.

To block PID\_REG1 είναι ένας κλασσικός ελεγκτής τύπου PID που έχει για είσοδο την τιμή αναφοράς και της ανάδρασης ενός σήματος και χρησιμοποιεί την διαφορά της τιμής τους (σφάλμα μεταξύ αυτών) για να παράγει το ρυθμισμένο σήμα εξόδου. Οι τιμές του αναλογικού και διαφορικού συντελεστή κέρδους ορίζεται από τον χρήστη ανάλογα την εφαρμογή. Σαν γενικός κανόνας είναι ότι ο αναλογικού [10]. Για να υπολογίσω τους συντελεστές κέρδους του PID, αρχικά σχεδίασα τους PID σην Simulink. Για να αποφευχθεί ο κορεσμός της τάσης αναφοράς θέτω μέγιστο όριο τάσης για τον τριφασικό αντιστροφέα.

To block SVGEN\_DQ υπολογίζει τα συντελεστές χρησιμοποίησης Ta, Tb, Tc, (duty ratio), για την διαμόρφωση του εύρους παλμού PWM, ώστε να παραχθούν οι τάσεις αναφοράς από τον αντιστροφέα ισχύος.

Το βοηθητικό block RAMP\_GEN του αλγόριθμου είναι απαραίτητο μόνο για τον έλεγχο της ταχύτητας κατά την βηματική ανάπτυξη του αλγόριθμου, όταν δοκιμάζεται σαν έλεγχος ταχύτητας ανοιχτού βρόχου, open loop control. Αυτό το block μου επιτρέπει να ελέγξω ότι η ταχύτητα που έχει ορισθεί σαν επιθυμητή δεν αλλάζει γρήγορα προκαλώντας μεταβολή στα ρεύματα του κινητήρα μεγαλύτερη από την επιτρεπτή. Η είσοδος του Block είναι η τιμή αναφοράς της ταχύτητας. Οι τιμές εξόδου περιορίζονται σε ορισμένη περιοχή. Οι ενδιάμεσες τιμές υπολογίζονται από τους υπολογισμούς της συνάρτησης ramp.calc. Το block ράμπας βάζει όριο στην αλλαγή της ταχύτητας μέσα σε προκαθορισμένη περίοδο. Όταν επιτευχθεί ο στόχος, η έξοδος του Block ορίζεται το status flag στην έξοδο του block.

#### 8.5. Εφαρμογή μεθοδολογίας βηματικής ανάπτυξης του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος (Motor Drive Control) στο περιβάλλον CCS<sup>TM</sup>

Την προτεινόμενη μεθοδολογία βηματικής ανάπτυξης αλγόριθμου με νέες και επαναχρησιμοποιούμενες μονάδες κώδικα, την εφαρμόζω για τον πρωτότυπο βέλτιστο ασαφή έλεγχο με ελαχιστοποίηση απωλειών σε δύο διαφορετικούς τύπους τριφασικών κινητήρων: τον τριφασικό επαγωγικό κινητήρα (ACIM drive) [6], και τον τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM drive) [7]. Και στις δύο περιπτώσεις συνδυάζω τον βέλτιστο ασαφή έλεγχο με τον συμβατικό έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (IFOC). Το προτεινόμενο σύστημα ελέγχου πετυχαίνει την βέλτιστη μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών κατά την λειτουργία του κινητήρα σε κατάσταση ισορροπίας και την μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών κατά τις μεταβατικέ ςκαταστάσεις.

Στο Σχήμα 8.1: και Σχήμα 8.2: . περιγράφονται οι αλγόριθμοι με την μορφή των κλασσικών block ροής των σημάτων. Χρησιμοποιώντας τα επαναχρησιμοποιήσιμα υποσυστήματα κώδικα της Texas Intruments για το λογισμικό CCS<sup>TM</sup> και τα νέα ειδικά block που έχω αναπτύξει, μετατρέπω αυτά τα κλασσικά Block διαγράμματα αλγόριθμου από το Σχήμα 8.1: και Σχήμα 8.2: στα αντίστοιχα Block διαγράμματα των σχημάτων Σχήμα 8.7: και Σχήμα 8.1: . Αυτά απεικονίζουν την φυσική διαδικασία ελέγχου των σημάτων (απεικόνιση κώδικα «ένα προς ένα»).

Συνοψίζοντας, ο αλγόριθμος ελέγχου μου περιλαμβάνει τμήματα επαναχρησιμοποιούμενου κώδικα όσο και τμήματα που έχω αναπτύξει ειδικά για τις ανάγκες της εφαρμογής και είναι πρωτότυπα. Επιμερίζω κάθε ενέργεια που λαμβάνει χώρα σε μικρότερες επί μέρους ενέργειες που εκτελούνται σε κάθε κύκλο ελέγχου (interrupt). Το διάγραμμα ροής ελέγχου το συνθέτω στα πλαίσια της λογικής ISB (Incremental System Build) χρησιμοποιούντας τόσο επαναχρησιμοποιούμενες υπομονάδες κώδικα της βιβλιοθήκης της  $TI^{TM}$  για το  $CCS^{TM}$  όσο και πρωτότυπα μέρη κώδικα. Τα πρωτότυπα μέρη τα ανάπτυξα ειδικά για την εφαρμογή σε περιβάλλον Simulink και στη συνέχεια με το «εργαλείο» λογισμικού Real-Time Workshop μεταφράστηκαν αυτόματα από αρχεία τύπου m-files MATLAB® σε κώδικα ANSI C. Ο κώδικας C στη συνέχεια μεταγλωττίζεται για αποθήκευση στον DSP ελεγκτή με την βοήθεια του λογισμικού  $CCS^{TM}$ . Η διασύνδεση των έτοιμων και των νέων blocks που συνθέτουν τον αλγόριθμο έγινε στο "GDE" περιβάλλον του  $CCS^{TM}$  με απλή διασύνδεση των blocks.



Σχήμα 8.7: Διάγραμμα σε CCS<sup>™</sup> του προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών. Απεικονίζει την φυσική διαδικασία ελέγχου των σημάτων. Αφορά τον πρωτότυπο έλεγχο Sergaki et al [6] ενός κινητήριου συστήματος επαγωγικού τριφασικού κινητήρα που ελέγχεται αποδοτικά με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο. Η πρωτότυπη υπομονάδα κώδικα '7', περιέχει τα νέα blocks που αφορούν τον αποδοτικό έλεγχο βασισμένο σε ασαφή λογική και μοντέλο απωλειών, διασυνδέεται με τις επαναχρησιμοποιήσιμες υπομονάδες "ACI3-3" Framework Module of the TI<sup>TM</sup> DMC library [4].

(Τα χρώματα στις υπομονάδες συμβολίζουν:Κίτρινο - ΤΙ/ΑΙ, Κόκκινο - ΤΙ/ΑC, Μπλε – Drv, Πράσινο – Βοηθητικές υπομονάδες Οι αριθμοί στις υπομονάδες δηλώνουν το βήμα στο οποίο εισάγονται οι

υπομονάδες, πχ 4 σημαίνει ότι εισάγεται για πρώτη φορά στο 4° βήμα.)

#### 8.5.2. Βήματα ανάπτυξης-αποσφαλμάτωσης του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου για επαγωγικό κινητήρα σε συνδυασμό με έλεγχο IFOC (ACI IFOC drive)

Η αρίθμηση των blocks στο Σχήμα 8.7: , δείχνει την σειρά με την οποία συνθέτω τη βηματική ανάπτυξη του αλγόριθμου. Τα στάδια που ακολουθώ τα περιγράφω αναλυτικά παρακάτω:

 Η ΤΙ<sup>TM</sup> προτείνει πάντα το 1° βήμα ανάπτυξης να είναι απλό και να εστιάζει στον έλεγχο της λειτουργικότητας και επικοινωνίας του υλικού h/w (πλατφόρμα εργαδσίας eZdsp και τον αντιστροφέα ισχύος) με το λογισμικό s/w (CCS<sup>TM</sup>). Η διαδικασία αποσφαλμάτωσης γίνεται σε κάθε βήμα ανάπτυξης του αλγόριθμου. Οι υπομονάδες που ονομάζονται "PARKI", "SVGEN DQ" αποτελούν το 1° βήμα (ISB level 1). Σε αυτό το επίπεδο δοκιμάζω την καλή λειτουργία του μικρότερου δυνατόν συστήματος ελέγχου και ελέγχω την καλή λειτουργία των Interrupt των ανεξάρτητων blocks. Το block διάγραμμα του λογισμικού του 1<sup>ου</sup> επίπεδου δείχνεται αναλυτικά στο Σχήμα 8.8:.



- Σχήμα 8.8: 1° επίπεδο ανάπτυξης block διαγράμματος λογισμικού για τον αποδοτικό ασαφή έλεγχο FOC ACI drive. Το block RAMP\_CNTL θέτει τα όρια των ρευμάτων που πιθανόν να προκαλέσει ξαφνική αύξηση της ταχύτητας. Το block SVGEN\_MF παράγει τρία σήματα παρόμοια με αυτά που παράγει η τεχνική PWM και περιέχουν την βασική συχνότητα και τρεις αρμονικές. Τα σήματα αυτά παρακολουθούνται σε α παράθυρο του λογισμικού CCS<sup>TM</sup>.
- 2. Τις επαναχρησιμοποιούμενες υπομονάδες κώδικα που ονομάζονται "FC\_PWM DRV" τις προσθέτω στο 1° βήμα για να συνθέσω το 2° βήμα (ISB level 2). Σε αυτό το βήμα, στο επίπεδο, βλέπε Σχήμα 8.9:, αφού προσθέσω το block FC\_PWM.DRV που παράγει τις παλμοσειρές PWM, προσθέτω και το πραγματικό υλικό του αντιστροφέα ισχύος και του κινητήρα, βλέπε Κεφάλαιο 10, και ελέγχω την επίδραση των σημάτων T<sub>a</sub>, T<sub>b</sub>, T<sub>c</sub>, στα σήματα PWM.



Σχήμα 8.9: 2° επίπεδο ανάπτυξης block διαγράμματος λογισμικού για τον αποδοτικό ασαφή έλεγχο FOC ACI drive. Η αλλαγή φοράς περιστροφής μπορεί να επιλεχθεί θέτοντας "0" ή "1". Στο "1" οι φάσεις τίθενται με την σειρά a-b-c. Στο "0" οι φάσεις τίθενται αντίθετα. Σε αυτό το επίπεδο ο κινητήρας ελέγχεται με ανοιχτό βρόχο.

Στη συνέχεια του 2<sup>ου</sup> επιπέδου ανάπτυξης του αλγόριθμου, ελέγχω την επικοινωνία με το υλικό της πραγματικής διάταξης. Συνδέω τον κινητήρα με την πλατφόρμα εργασίας eZdspF2812 και με τον συμβατό αντιστροφέα ισχύος DMC1500. Το υλικό και η

συνδεσμολογία περιγράφονται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 10. Τα βήματα συνδεσμολογίας και δοκιμής του υλικού είναι τα εξής:

Χωρίς να είναι σε λειτουργία (power on) κάποια συσκευή, συνδέω την κάθε φάση του κινητήρα κατάλληλα με τις εξόδους του αντιστροφέα ισχύος και συνδέω την πλατφόρμα εργασίας eZdsp με τον αντιστροφέα ισχύος DMC1500 και τον HY. Μεταξύ του αντιστροφέα ισχύος και της τάσης του δικτύου παρεμβάλλω ένα variac, ώστε να μπορεί να πετυχαίνω σταδιακή μεταβολή στην τροφοδοσία του αντιστροφέα ισχύος.

- Το variac ρυθμίζεται να δίνει μηδενική τάση εξόδου και μετά συνδέεται με την τάση του δικτύου, 220V.
- Ανοίγω την τροφοδοσία του αντιστροφέα ισχύος και από αυτήν τροφοδοτείται και η πλατφόρμα eZdsp.
- Ξεκινώ το πρόγραμμα CCS<sup>TM</sup> και εκτελώ το λογισμικό που αφορά το επίπεδο 2.
- Με αργό ρυθμό τροφοδοτώ τον αντιστροφέα ισχύος με 220 V. Όταν δοθεί η απαιτούμενη τάση στην DC σύζευξη του αντιστροφέα και παραχθούν οι απαιτούμενες τιμές των ημιτονοειδών τάσεων, ο κινητήρας θα λειτουργήσει.
- Δοκιμάζω αλλαγές στην ταχύτητα του κινητήρα, ορίζοντας την μεταβλητή που αφορά την ταχύτητα στο κατάλληλο παράθυρο του CCS<sup>TM</sup>. Σε αυτό το επίπεδο ο έλεγχος της ταχύτητας γίνεται με αλλαγή της συχνότητας και είναι ανοικτού βρόχου.
- 3. Τις επαναχρησιμοποιούμενες υπομονάδες κώδικα που ονομάζονται "SPEED PRD", "CAP EVT DRV" τις προσθέτω στο 1° βήμα για να συνθέσω το 3° βήμα (ISB level 3). Σε αυτό το επίπεδο, βλέπε Σχήμα 8.10: , με τα νέα blocks ελέγχω την καλή λειτουργία του υλικού μέτρησης της ταχύτητας με αισθητήρα τύπου Hall, στην είσοδο CAP της eZdsp. Η έξοδος του αισθητήρα ταχύτητας συνδέεται κατάλληλα στην έξοδο P30 του DMC1500, σύμφωνα με τις οδηγίες του κατασκευαστή. Τα τρία pin της P30, αφορούν γείωση, ισχύ λειτουργίας και σήμα εισόδου. Η ισχύς μπορεί να ρυθμιστεί ανάλογα τις προδιαγραφές του αισθητήρα. Η έξοδος της μέτρησης είναι η μηχανική και η ηλεκτρική γωνία. Η ηλεκτρική ταχύτητα μπορεί να παρατηρηθεί σε εικονικό παλμογράφο, στο κατάλληλο παράθυρο του λογισμικού CCS<sup>TM</sup> και να συγκριθεί με την θεωρητική που παράγει το block RAMP\_GEN. Αλλάζοντας αργά την συχνότητας. Σε αυτό το επίπεδο, ο έλεγχος της ταχύτητας είναι ανοιχτού βρόχου και εξαρτάται μόνο από την αλλαγή της συχνότητας.



Σχήμα 8.10: 3° επίπεδο ανάπτυξης block διαγράμματος λογισμικού για τον αποδοτικό ασαφή έλεγχο FOC ACI drive.

 Τις επαναχρησιμοποιούμενες υπομονάδες κώδικα που ονομάζονται "FLUX ANGLE", "PARK", "CLARK", "ILEG2 DRV" τις προσθέτω στο 3° βήμα για να συνθέσω το 4° βήμα (ISB level 4). Σε αυτό το επίπεδο επιτρέπεται η ρύθμιση της ανάδρασης του ανοιχτού βρόχου ρεύματος. Η ταχύτητα ελέγχεται με την ρύθμιση του ρεύματος ipark\_D του block PARKI, μέσα από το κατάλληλο παράθυρο του CCS<sup>TM</sup>. Η ταχύτητα εξαρτάται από το πραγματικό φορτίο του κινητήρα και την τιμή της τάσης του στάτη του κινητήρα. Έχοντας τον κινητήρα να δουλεύει μπορώ να ελέγξω τη σωστή μέτρηση των ρευμάτων στις φάσεις του κινητήρα και την μετατροπή τους σε ψηφιακό σήμα (ADC). Το περιφερειακό block ILEG2 DRV αρχικά το ρυθμίζω να μετρά τα δύο από τα τρία φασικά ρεύματα, και αφού διαπιστώσω την καλή λειτουργία των μετρήσεων ρεύματος, ρυθμίζω να μετρά την DC τάση του αντιστροφέα και την ροπή του φορτίου του κινητήρα. Τα φασικά ρεύματα,  $i_a$  και  $i_b$ , που έχουν διαφορά φάσης 120° μετατρέπονται μέσω του μετασχηματισμού Clark σε σύγχρονα περιστρεφόμενα ρεύματα στο στατικό ορθογώνιο σύστημα αναφοράς. Η καλή ποιότητα αυτών των ρευμάτων παρατηρείται μέσα από τον εικονικό παλμογράφο του block DAC\_VIEW. Για την βελτίωση της εικόνας τους κάνω κατάλληλες ρυθμίσεις, όπως περιγράφονται αναλυτικά στο configuration παράθυρο του βlock ILEG2.DRV (ρύθμιση gain και offset).

- 5. Τις επαναχρησιμοποιούμενες υπομονάδες κώδικα που ονομάζονται PID\_REG1 τις προσέτω στο 4° βήμα για να συνθέσω το 5° βήμα (ISB level 5). Αυτό το επίπεδο ελέγχου έχει σκοπό να κλειστούν οι βρόχοι ανάδρασης ελέγχου ρεύματος ipark\_D και ipark\_Q και να κάνω την ρύθμιση των PID ελεγκτών. Τα κέρδη των σταθερών αναλογίας, ολοκλήρωσης και διαφόρισης (k<sub>p</sub>, k<sub>i</sub>, k<sub>d</sub>) τα ρυθμίζω σε πραγματικό χρόνο καθώς τρέχει ο κινητήρας. Η ροπή του φορτίου διατηρείται σταθερή (ipark\_D σταθερό) για διάφορες ταχύτητες. Η τιμή της ροπής μπορεί να αλλάξει θέτοντας άλλη τιμή από το παράθυρο "watch window".
- 6. Για την περίπτωση ελέγχου σταθερής ταχύτητας και μεταβαλλόμενης ροπής, προσθέτω έναν ακόμα ελεγκτή PID που να ελέγχει συνέχεια την ταχύτητα (ISB level 6).
- 7. Το πρωτότυπο υποσύστημα του βέλτιστου ασαφή ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών που ανάπτυξα ειδικά για τον έλεγχο, περιλαμβάνει έναν ασαφή βέλτιστο ελεγκτή τύπου αναζήτησης, τον βέλτιστο ελεγκτή βασισμένο στο μοντέλο των απωλειών και την μονάδα αντιστάθμισης ροπής, "Fuzzy - LMC Control System –Τορ" Αυτό το τμήμα το προσθέτω στο τελευταίο, 7° βήμα (ISB level 7).

Την προσομοίωση των διαφορετικών επιπέδων ανάπτυξης την επιτυγχάνω με την χρήση των "διακοπτών" που ονομάζονται "stop-mode debugging" στον κώδικα. Όταν ένας διακόπτης τίθεται στο '0' ο assembler δεν εκτελεί τον κώδικα που βρίσκεται μεταξύ των ".if" και ".endif". Για τον αλγόριθμο που περιγράφεται στο Σχήμα 8.7: , η επιλογή των επιπέδων προσομοίωσης ελέγχονται ως εξής:

#### 8.5.3. Βήματα ανάπτυξης-αποσφαλμάτωσης του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου για κινητήρα μόνιμου μαγνήτη σε συνδυασμό μεΙFOC (PMSM IFOC drive)

Τα ίδια βήματα που εφαρμόζω για την ανάπτυξη του αλγόριθμου βέλτιστου ασαφή ελέγχου για επαγωγικό κινητήρα, τα εφαρμόζω για να συνθέσω τον αλγόριθμο για τον έλεγχο τριφασικού κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM). Μια διαφορά στο υλικό που χρησιμοποιώ είναι ότι για την μέτρηση της ταχύτητας χρησιμοποιώ τον ενσωματωμένο quadrature encoder του κινητήρα.



Σχήμα 8.11: Διάγραμμα σε CCS<sup>™</sup> του προτεινόμενου αλγόριθμου βέλτιστου ελέγχου. Απεικονίζει την φυσική διαδικασία ελέγχου των σημάτων. Αφορά τον πρωτότυπο έλεγχο Sergaki et al [10] ενός κινητήριου συστήματος τριφασικού κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM) που ελέγχεται αποδοτικά με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο. Η πρωτότυπη υπομονάδα κώδικα, block '7', περιέχει τα νέα blocks που αφορούν τον βέλτιστο έλεγχο βασισμένο σε ασαφή λογική και μοντέλο απωλειών, διασυνδέεται με τις επαναχρησιμοποιήσιμες υπομονάδες της TI<sup>™</sup> DMC library [8]. Τα χρώματα στις υπομονάδες συμβολίζουν:*Κίτρινο* -*TI/AI, Κόκκινο* - *TI/AC, Μπλε* – Drv, Πράσινο – Βοηθητικές υπομονάδες Οι αριθμοί στις υπομονάδες δηλώνουν το βήμα στο οποίο εισάγονται οι υπομονάδες, πχ 4 σημαίνει ότι εισάγεται για πρώτη φορά στο 4<sup>ο</sup> βήμα. Στο Παράρτημα 4, περιγράφω αναλυτικά την βηματική ανάπτυξη και αποσφαλμάτωση του προτεινόμενου αλγόριθμου. Τα βήματα σύνθεσης είναι παρόμοια με αυτά που προτείνονται από την TI<sup>TM</sup> [8]. Περιλαμβάνει 6 επίπεδα ανάπτυξης. Στον δικό μου αλγόριθμο χρησιμοποιώ ένα επιπλέον βήμα σύνθεσης, το 7°, στο οποίο προσθέτω το προτεινόμενο τμήμα του βέλτιστου συστήματος ελέγχου ασαφούς λογικής. Το τελικό block διάγραμμα του αλγόριθμου παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.11:.

#### 8.6. Συμπεράσματα

Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιώ την μέθοδο ανάπτυξης αλγόριθμου και αποσφαλμάτωσης με βηματικό τρόπο, σε περιβάλλον Code Composer Studio (CCS<sup>TM</sup>) χρησιμοποιώντας τόσο νέες πρωτότυπες όσο και κλασσικές επαναχρησιμοποιούμενες υποομάδες κώδικα, όπως προτείνεται από την TI' Digital Control Systems Group, 2000, [8]. Αυτή η μέθοδος ανάπτυξης αλγόριθμου σε σύγκριση με την παλιότερη «από πάνω προς τα κάτω» (Top-down) προσφέρει ανάμεσα στα άλλα, πλούσια οπτικά βοηθήματα, εξαιρετική ταχύτητα χρόνου απόκρισης, συνεπή προτυποποίηση (standardization). Εκτός του ότι μειώνεται η πολυπλοκότητα του αλγόριθμου και μειώνεται ο χρόνος ανάπτυξης, επιπλέον πετυχαίνω χωρίς την χρήση επιπλέον υλικού, να μπορώ να ρυθμίσω σε πραγματικό χρόνο τους συντελεστές των PID ελεγκτών. Με την χρήση επί πλέον υλικού, ενός ροπόμετρου και ενός μετρητή ισχύος, ρυθμίζω τους ασαφείς ελεγκτές σύμφωνα με τα βήματα που προτείνω με την σχετική κατοχυρωμένη ευρεσιτεχνία [9].

#### 8.7. Βιβλιογραφία

- [1] A.Rubaai, A. R. Ofoli, Design and Implementation of Parallel Fuzzy PID Controller for High-Performance Brushless Motor Drives: An Integrated Environment for Rapid Control Prototyping, IEEE Trans. on Industry Appl., Vol. 44, No. 4, pp. 1090-1098, 2008.
- [2] Darko Hercog, Bojan Gergic, Suzana Uran, Karel Jezernik, A DSP Based Remote Control Laboratory, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, no 6, pp. 3057-3068, Dec. 2007.
- [3] F. Betin, A. Sivert, A. Yazidi, G. A. Capolino, Determination of scaling factors for fuzzy logic control using the sliding-mode approach: Application to control of a DC machine drive, IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol.54, no.1, pp. 296-309, Feb. 2007.
- [4] TI Digital Motor Control Solutions, Technology for Innovators, SPRB167A Texas Instruments, 2005.
- [5] Eleftheria S. Sergaki, George S. Stavrakakis, Online Search Based Fuzzy Optimum Efficiency Operation in Steady State and Transient States for DC and AC Vector Controlled Motors, Proceedings of the 2008 Int. Conference on Electrical Machines, ICEM 2008, Vilamoura, Portugal, Sep. 2008.
- [6] Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, An Hybrid Loss Minimization Controller incorporated into ACIM speed FOC motor drive, based on a General Loss Model and on a Fuzzy Logic Search Controller, for Transient and Steady States, Proceedings of The World 2009 Congress on Power and Energy Engineering, (WCPEE'09), Cairo, Egypt, Oct.5-8, 2009.
- [7] Eleftheria S. Sergaki, George S. Stavrakakis, Kostas C. Kalaitzakis, Dimitris Piromalis, "Algorithm Implementation of an hybrid Efficiency controller incorporated to a PMSM standard FOC variable speed motor drives", IECON 2009, 3-5 Nov. 2009, Porto, Portugal, IEEExplorer, 2009.

- [8] Digital Control Systems (DCS) Group, Digital Motor Control Software Library, SPRU485A, August 2001, Revised October 2003.
- [9] Δίπλωμα Ευρεσιτεχνίας Αριθμ. 1006612, Διεθνής ταξινόμηση (INT.CL) HO2P 21/08, «ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΔΟΚΙΜΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ», 5-9-2008 μέχρι 6-9-2028, Σεργάκη Ελευθερία.
- [10] TI Document ACI32 "Volts per Hertz Control Using a MRAS approach" downloaded from http://www.ti.com
- [11] "Implementation of a Speed Field Orientated Control of Three Phase AC Induction Motor using TMS320F240", Literature Number: BPRA076, Texas Instruments, 1998,
- [12] "Implementation of Vector Control for PMSM Using the TMS320F240 DSP", Literature Number: SPRA494, Michel Platnic, Texas Instruments, 1999.

# Κεφάλαιο 9

Ψηφιακή υλοποίηση προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων με ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP)

# 9.1. Εισαγωγή

Παλαιότερα ο έλεγχος της ταχύτητας και της ροπής των ηλεκτρικών κινητήρων γινόταν με αναλογική τεχνολογία. Σήμερα η εξέλιξη της τεχνολογίας των μικροεπεξεργαστών, των επεξεργαστών σήματος DSP και των FPGA με την αυξημένη υπολογιστική τους δυνατότητα επιτρέπουν να υλοποιούνται πολύπλοκοι αλγόριθμοι ελέγχου κινητήρων σε δοσμένο χρονικό διάστημα. Επειδή τα σήματα εξόδου του ψηφιακού επεξεργαστή προς τον μετατροπέα ισχύος παράγονται συνήθως με την μορφή παλμών διαμόρφωσης εύρους (PWM), είναι οικονομικότερο αν οι μικροεπεξεργαστές διαθέτουν ενσωματωμένη μονάδα παραγωγής αυτών των σημάτων. Επίσης, για τον έλεγχο των κινητήρων γίνονται μετρήσεις ρεύματος, τάσεων και ταχύτητας, χρειάζονται μετατροπείς αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά (ADC), καθώς και μονάδα για την αποκωδικοποίηση της μέτρησης της ταχύτητας ή θέσης (πχ Quadrature Encoder ή QEP).

Σε αυτό το Κεφάλαιο, ο σκοπός μου δεν είναι να δώσω μια σε βάθος μελέτη του ελέγχου των ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων αλλά να δώσω αίσθηση τι χρειάζεται να διαθέτει ένας ψηφιακός επεξεργαστής για να χρησιμοποιηθεί στον έλεγχο ενός κινητήρα. Επίσης ο σκοπός μου δεν είναι να ξαναγράψω ίδιες πληροφορίες που υπάρχουν στην βιβλιογραφία, αλλά να παρουσιάσω στον αναγνώστη τις σημερινές δυνατότητες του υλικού πληροφορικής που υπάρχει στην αγορά, καθώς και τις κύριες λειτουργίες του DSP που χρειάζονται για την υλοποίηση ενός συμβατικού ή βέλτιστου ελέγχου κινητήρα.

Στην ενότητα 9.2 παρουσιάζω την διαδικασία μετατροπής του μοντέλου βέλτιστου ελέγχου από συνεχή χρόνο σε διακριτό.

Στην ενότητα 9.3 κάνω μια σύντομη αναφορά στις διαφορετικές επιλογές ψηφιακών επεξεργαστών που υπάρχουν στην αγορά.

Στην ενότητα 9.4 συγκρίνω τους επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής (fixed-point) με της κινητής υποδιαστολής. (floating-point).

Στην ενότητα 9.5 και ενότητα 9.7 εξηγώ την επιλογή του DSP που χρησιμοποιώ και περιγράφω τις κυριότητες δυνατότητες του επεξεργαστή σήματος TMS320F2812 και της πλατφόρμας eZdsp2812 που τελικά επιλέγω για την υλοποίηση του προτεινόμενου συστήματος βέλτιστου ελέγχου.

Στην ενότητα 9.6 περιγράφω την δυνατότητα ψηφιοποίησης αλγόριθμων ελέγχου ασαφούς λογικής.

Στην ενότητα 9.8 συνοψίζω τα συμπεράσματα των παραπάνω αναλύσεων και στην ενότητα 9.9 αναφέρω την σχετική Βιβλιογραφία.

#### 9.2. Ψηφιακή ανάπτυξη του προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένου σε ασαφείς ελεγκτές με ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP)

Στο αρχικό στάδιο σχεδιασμού του ένας αλγόριθμος ελέγχου κινητήρων περιγράφεται σε συνεχές πεδίο χρόνο (continous-time domain ή s-domain) και στη συνέχεια ψηφιοποιείται σε ψηφιακό επεξεργαστή, επιλέγοντας τον κατάλληλο ψηφιακό επεξεργαστή. Για την μετατροπή ενός αλγόριθμου από συνεχή μορφή σε ψηφιακή μορφή (discrete-time domain ή z-domain) υπάρχουν διάφορες τεχνικές που οι κυριότερες είναι οι παρακάτω επτά.

Στην εργασία [1] του L. D. Paarmanna, το 2005, γίνεται μια σύγκριση των πέντε από τις συνολικές επτά:

 $1^{\eta}$  backward difference

 $2^{\eta}$  forward difference  $3^{\eta}$  matched z  $4^{\eta}$  impulse-invariance method  $5^{\eta}$  step-invariance method  $6^{\eta}$  ramp-invariance method και  $7^{\eta}$  bilinear transform.

Οι παραπάνω μέθοδοι ψηφιοποίησης μπορεί να ταξινομηθούν σε τρεις κατηγορίες:

- Μετατροπή σε ψηφιακό σύστημα μέσω αριθμητικής ολοκλήρωσης (numerical integration), πχ η μέθοδος Euler (forward integration), η μέθοδος Tustin και bilinear (backword, bilinear) και bilinear approximation με frequency prewarping.
- (2) Μετατροπή σε ψηφιακό σύστημα μέσω Zero-pole ισοδύναμου.
- (3) Μετατροπή σε ψηφιακό σύστημα με Hold equivalent, πχ zero-order-hold (ZOH), noncausal first-order hold (FOH) or triangle hold.

Λεπτομέρειες για τις παραπάνω μεθόδους μπορείτε να βρείτε στις αναφορές [2]-[5].

Το MATLAB® και η Simulink υποστηρίζουν τις μεθόδους: impulse-invariance method, ZOH, FOH, Tustin και Zero-pole. Οι δύο συνηθέστερες μέθοδοι μετατροπής αλγόριθμου από συνεχή μορφή σε ψηφιακή μορφή είναι η 4<sup>η</sup>, impulse-invariance method και η 7<sup>η</sup>, bilinear transform. Αυτές ανήκουν στην (1) κατηγορία τεχνικών ψηφιοποίησης γιατί μπορεί να εφαρμοστεί σε αρκετά συστήματα συνεχούς χρόνου, όπως σε διαφορικές εξισώσεις, σε μετασχηματισμό Laplace και σε state-space εξισώσεις. Αν χρησιμοποιηθεί αρκετά μεγάλη συχνότητα δειγματοληψίας η απλή προσέγγιση forward ή backword μπορεί να δώσει ένα ικανοποιητικό διακριτό μοντέλο και επειδή είναι μια εύκολη προσέγγιση χρησιμοποιείται συχνά. Πρακτικά η συχνότητα δειγματοληψίας επιλέγεται στην περιοχή 20 με 40 φορές το εύρος φάσματος ενός συστήματος κλειστού βρόχου [6].

Η καλή συμπεριφορά ενός ψηφιακού ελεγκτή εξαρτάται από την γρήγορη ταχύτητα δειγματοληψίας. Η δυνατότητα μεγάλης ταχύτητας δειγματοληψίας σε έναν επεξεργαστή αυξάνει το κόστος του γιατί ο μετατροπέας ADC απαιτεί λιγότερο χρόνο για την μετατροπή A-D και επίσης απαιτεί μεγαλύτερη δυνατότητα μήκους ψηφιακών λέξεων (word-length) για την απεικόνιση των τιμών. Στους επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής (fixed-point) αν η συχνότητα δειγματοληψίας μικραίνει τότε χρειάζεται το μέγεθος του μήκους της ψηφιακής λέξης (word-length) να μεγαλώνει ώστε να μην χάνεται η ακρίβεια των αριθμητικών τιμών.



Σχήμα 9.1: Τυπική διαδικασία ψηφιοποίησης αναλογικών τιμών ενός συστήματος ελέγχου κινητήρα. Πηγή: [7]

Στο Σχήμα 9.1: δείχνεται μια τυπική διαδικασία ψηφιοποίησης αναλογικών τιμών ενός συστήματος ελέγχου κινητήρα. Τα αναλογικά σήματα που μετρούνται είναι τα φασικά ρεύματα, η τάση στην DC σύζευξη. Αυτές οι τιμές ψηφιοποιούνται με την ακρίβεια που παρέχει ο ADC του DSP (12-bit για τον TMS320F2812) πριν τροφοδοτήσουν την μονάδα

του υπολογιστή για να γίνουν οι πράξεις του αλγόριθμου για να υπολογιστούν τα ψηφιακά σήματα PWM που θα ανοιγοκλείσουν τα IGBTs του μετατροπέα ισχύος. Το ρολόι που διαθέτει ο ψηφιακός επεξεργαστής συγχρονίζει την διαδικασία ADC και το χρονοδιάγραμμα του αλγόριθμου με μια περίοδο Τ. Η συνηθισμένη συχνότητα δειγματοληψίας στον έλεγχο κινητήρων κυμαίνεται στην περιοχή 10 έως 20 kHz. Συνεπώς οι δύο κύριες πηγές σφαλμάτων κβάντωσης στο σύστημα οφείλονται στον μετατροπέα ADC και στο πεπερασμένο μέγεθος του μήκους της λέξης (word length) [7].

Καθώς τα νούμερα στον επεξεργαστή πρέπει να προσαρμοστούν σε ψηφιακές λέξεις με περιορισμένο αριθμό bits, τα σφάλματα κβάντωσης οφείλονται σε "truncation errors" (βλέπε Σχήμα 9.4: και στα σφάλματα στρογγυλοποίησης [9] (βλέπε Σχήμα 9.3: και Σχήμα 9.5: ). Στο Σχήμα 9.2: δείχνεται ένα απλό παράδειγμα ψηφιοποίησης συνεχούς σήματος σε διακριτό με την απλή μέθοδο zero order hold (ZOH) και τα σφάλματα κβάντωσης που προκαλούνται από το πεπερασμένο μήκος της ψηφιακής λέξης. Τα σφάλματα κβάντωσης πάντα συναντούνται στα ψηφιακά συστήματα ελέγχου κινητήρων και επηρεάζουν την συμπεριφορά του ελέγχου.



Σχήμα 9.2: Το κβαντωμένο σήμα από ένα ιδανικό μετατροπέα ADC



Σχήμα 9.3: Κβάντωση με σφάλμα "rounding error". Το συνεχές σήμα  $x_Q$  κβαντώνεται σε σήμα Q[x]. Το σφάλμα είναι  $\Delta=Q[x]$ - $x_Q$ . Όταν το Q[x] βρίσκεται μεταξύ δύο επιπέδων τιμών, η τιμή του ορίζεται στην κοντινότερη τιμή επιπέδου.



Σχήμα 9.4: Κβάντωση με σφάλμα "truncation error". Το σήμα Q[x] όταν βρίσκεται μεταξύ δύο επιπέδων τιμών, ορίζεται στην χαμηλότερη τιμή επιπέδου.



Σχήμα 9.5: (α) Σφάλμα κβάντωσης λόγω στρογγυλοποίησης τύπου "truncation". (β) Σφάλμα κβάντωσης λόγω στρογγυλοποίησης τύπου "round-off".

Σύμφωνα με την [14] τα φαινόμενα κβάντωσης κατηγοριοποιούνται σε δύο κατηγορίες: (i) κβάντωση σταθερών και (ii) κβάντωση σημάτων.

Στην περίπτωση (i) κβάντωσης σταθερών, τα σφάλματα κβάντωσης μπορεί να προκαλέσουν σημαντική αλλαγή στις θέσης των πόλων της συνάρτησης μεταφοράς, δηλαδή να προκαλέσει αστάθεια στο σύστημα. Αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί με αύξηση του μήκους της ψηφιακής λέξης.

Στην περίπτωση (ii), τα φαινόμενα κβάντωσης των σημάτων περιέχουν τρεις διαφορετικές περιπτώσεις:

- Μετατροπές ADC και DAC. Τα σφάλματα από τους υπολογισμούς (truncation error, ή round-off error) μπορεί να ερμηνευτούν σαν χαμηλή ανάλυση των σημάτων εισόδου/εξόδου. Για παράδειγμα σε ένα σύστημα ελέγχου σερβοκινητήρα αν το σήμα αναφοράς έχει υψηλότερη ανάλυση από το σήμα ανάδρασης που προέρχεται από τον μετατροπέα ADC, τότε το σφάλμα δεν θα γίνει ποτέ μηδέν και αυτό θα προκαλέσει ένα φαινόμενο ταλάντωσης του σήματος (Limit cycle) [8].
- Ενδιάμεσες πράξεις στρογγυλοποιήσεων. Στους ενδιάμεσους αριθμητικούς υπολογισμούς του αλγόριθμου, χρειάζεται μια υψηλή ακρίβεια (precision). Ένας πολλαπλασιασμός 16x16 bit απαιτεί 32-bit αρχείο αποθήκευσης. Αν ο επεξεργαστής διαθέτει μόνο 16-bit τότε θα απορρίψει τα μικρότερα 16 bits, δηλαδή θα κάνει στρογγυλοποίηση. Αν αυτά τα σφάλματα επαναλαμβάνονται περιοδικά, τότε αυτά αυξάνονται. Αυτά τα σφάλματα τελικά προκαλούν θόρυβο στο σύστημα. Επίσης λόγω της μη γραμμικότητας του συστήματος μπορεί να προκαλέσουν limit cycle.
- Σφάλματα overflow και underflow. Αυτά μπορεί να αντιμετωπιστούν με κατάλληλη επιλογή συντελεστών κλιμάκωσης (scalling factors) και αφήνοντας έξτρα bits ασφάλειας.

Από τα παραπάνω σφάλματα που οφείλονται στην κβάντωση, αυτά που είναι σοβαρότερα και δυσκολότερο να τα διαχειριστούμε σε υλοποιήσεις πολύπλοκων αλγόριθμων ψηφιακού ελέγχου είναι τα σφάλματα των δύο πρώτων περιπτώσεων και αφορούν την ευστάθεια του συστήματος και την ταλάντωση των σημάτων (limit cycle).

# 9.3. Σύγκριση μεταξύ DSP, FPGA και μC

Στην αγορά υπάρχουν οι κλασσικοί μικροεπεξεργαστές μC, οι κλασσικοί επεξεργαστές σήματος DSP, οι νεώτερης γενιάς DSP, οι FPGA. Επίσης ανάλογα με την τεχνική υπολογισμών κατηγοριοποιούνται σε επεξεργαστές σταθερού δεκαδικού ψηφίου ή σταθερής υποδιαστολής (fixed-point) και σε κινητού δεκαδικού ψηφίου (floating-oint). Οι επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής έχουν λιγότερα πολύπλοκα κυκλώματα σε σύγκριση με τους επεξεργαστές μεταβλητής υποδιαστολής και για αυτό είναι φθηνότεροι. Μια σύντομη και κατατοπιστική ανασκόπηση του ελέγχου των κινητήρων παρουσιάζεται στην δημοσίευση του S. Vucosavic [10]. Αυτή η αναφορά παρόλο που έγινε το 1998 εξακολουθεί να είναι

επίκαιρη. Ο Πίνακας 9.1:της αναφοράς τους, συγκρίνει την απόδοση ενός κλασσικού DSP σε σχέση με ένα μC (μικροεπεξεργαστή) και δείχνει την πεπερασμένη δυνατότητα των κλασσικών μικροεπεξεργαστών για την υλοποίηση ελέγχου κινητήρων.

Operation: controller:	Digital	TMS320C25	80C196MC-20		
Multiply and	accumulate	0.5 µs	4 μs		
Speed derivation from the	ie encoder pulse width	777 μs (*)	382 µs		
Speed derivation from the	ne encoder pulse count	2356 µs (*)	25 µs		
(3 x 3) matrix 1	nultiplication	14,7 μs	225.9 μs		
PID with D-action low pass filtering		0.9 µs	13.5 µs		
Band-stop filter	– Notch filter	2.3 µs	87 μs		
(*) TMS320C25 has no peripherals needed for the pulse width and pulse count measurement.					
Instead, it is assumed that the DSP emulates the said functions in software.					

Πίνακας	9.1:	Σύγκοιση	DSP - uC	2
TTC: Outon	· • • •		DOI MC	_

TABLE I: Typical operations encountered in a control routine: DSP versus  $\mu C$ 

 $\Pi\eta\gamma\eta$ : S. N. Vucosavic, " Controlled Electrical Drives - Status of Technology", Univ. of Belgrade.

Μέχρι και σήμερα εξακολουθεί η γρηγορότερη δυνατότητα επεξεργασίας σημάτων να γίνεται από τα FPGA chips. Στο Σχήμα 9.6: δείχνεται πως εξελίσσεται μέχρι σήμερα η υλοποίηση ελέγχου.

Οι μικροεπεξεργαστές μC (microControllers) είναι πολύ φθηνοί (περίπου \$1), αλλά παρόλο που διαθέτουν I/O μονάδες, όπως CAN (Controller Area Network), αναλογικές λειτουργίες όπως A/D και D/A μετατροπείς και χρονομέτρες watchdog, δεν διαθέτουν ακόμα υψηλή χωρητικότητα ανά μονάδα EEPROM και Flash μνήμης, άρα δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε υλοποιήσεις υψηλών απαιτήσεων ελέγχου κινητήρων. Για παράδειγμα ο διανυσματικός έλεγχος (Vector Control) της ταχύτητας των κινητήρων απαιτεί μετασχηματισμούς των διανυσμάτων των φασικών ρευμάτων και τάσεων από τρεις συντεταγμένες σε δύο και από το α-β στατικό ορθογώνιο σύστημα αναφοράς σε d-q σύγχρονο ορθογώνιο σύστημα αναφοράς, καθώς και υπολογισμό πολλών παραμέτρων. Αυτοί οι υπολογισμοί είναι περισσότεροι από 10<sup>7</sup> το δευτερόλεπτο, με αποτέλεσμα να ξεπερνούν τις δυνατότητες της CPU των μC [11].





Σχήμα 9.6: Μετεξέλιξη της υλοποίησης ελέγχου από αναλογικό σε πλήρη ψηφιακό.

Ο χρονισμός των μC είναι στην περιοχή των 10 έως 50 MHz, θέτει όρια στην ταχύτητα με την οποία μπορούν να ελέγξουν την διαμόρφωση εύρους παλμών PWM. Η περιορισμένη τους υποστήριξη στη επικοινωνία με αναλογικά σήματα επιτρέπει τον έλεγχο μόνο για ένα κινητήρα και περιορίζει την εφαρμογή τους για διαγνωστικούς σκοπούς. Αν για παράδειγμα έχουμε μια ρομποτική εφαρμογή που περιέχει περισσότερους κινητήρες, χρειαζόμαστε ίδιο αριθμό μικροεπεξεργαστών και πιθανόν κάποιους ακόμα που να διαχειρίζονται τους υπόλοιπους, αυξάνοντας έτσι το κόστος και την πολυπλοκότητα του συστήματος.

Οι επεξεργαστές σήματος DSP, όπως και οι μC, χρησιμοποιούνται πολλά χρόνια στην υλοποίηση ελέγχου. Οι DSP είναι ακριβότεροι από τους μC (κοστίζουν \$13 έως \$20) Η μεγάλη διαφορά τους είναι η τεράστια υπολογιστική δύναμη των DSP. Τα σημαντικά πλεονεκτήματα των DSP μπορούν να συνοψιστούν στα εξής σημεία [12]:

- 1. Έχουν μεγάλη υπολογιστική και μαθηματική απόδοση
- 2. Έχουν υψηλή απόδοση σε C προγραμματισμό
- Συνήθως διατίθενται από τους κατασκευαστές τους ελεύθερες βιβλιοθήκες λογισμικού
- 4. Οι DSP χρησιμοποιούν αρχιτεκτονική τύπου Harvard αντί για την αρχιτεκτονική von Neumann που εφαρμόζεται στους μC.

Η υψηλή υπολογιστική και μαθηματική ικανότητά των DSP οφείλεται στην αρχιτεκτονική τους. Το ποιο σημαντικό σημείο της αρχιτεκτονικής τους που ενδιαφέρει τον έλεγχο κινητήρων είναι η δυνατότητα τους να διεκπεραιώνουν σε έναν κύκλο πολλαπλές λειτουργίες of one-cycle multiply και accumulate operation.

Σε σύγκριση με τους μικροεπεξεργαστές, ένας επεξεργαστής μικτού σήματος (mixed-signal) FPGA κοστίζει περισσότερο (περίπου \$5), περιέχει περισσότερες εισόδους αναλογικών σημάτων και διαθέτει μεγαλύτερη υπολογιστική δύναμη που μπορεί να ελέγξει συγχρόνως δύο κινητήρες. Επί πλέον ο χρονισμός του στα 250 έως 300 MHz, του επιτρέπει να κάνει

παράλληλους υπολογισμούς. Η μεγάλη υπολογιστική δύναμη των FPGA επιτρέπει τον έλεγχο κινητήρων χωρίς αισθητήρες (sensor-less control) με συνέπεια να μην χρειάζονται αισθητήρες και να μειώνεται το κόστος σε ηλεκτρονικό εξοπλισμό. Η δυνατότητα που έχουν παράλληλα με τον έλεγχο να κάνουν και διάγνωση τυχόν προβλημάτων σε πραγματικό χρόνο, μειώνει επιπλέον το κόστος συντήρησης.

Οι νέοι DSP της αγοράς με την παράλληλη αρχιτεκτονική (Harwand) μπορούν να εκτελούν περισσότερους από 10° κύκλους υπολογισμών σε 1 δευτερόπλεπτο [13]. Οι συνηθισμένοι DSP που έχουν σχεδιαστεί για να υποστηρίζουν αλγόριθμους εφαρμογών όπως πχ τα φίλτρα, δεν μπορούν να χειρίζονται καλά τις διακοπτικές λειτουργίες (interrupt) που χρειάζονται στον έλεγγο κινητήρων. Για παράδειγμα στην εφαρμογή των φίλτρων παρόμοια δεδομένα επεξεργάζονται παράλληλα, ενώ στον έλεγχο κινητήρων για κάθε ξεχωριστή δειγματοληψία μετρήσεων εκτελούνται διαδοχικοί υπολογισμοί από βήμα σε βήμα του αλγόριθμου, έτσι η δυνατότητα παράλληλων υπολογισμών δεν διευκολύνει ιδιαίτερα. Στην αρχιτεκτονική τύπου von Neumann, τα δεδομένα μαζί με τις οδηγίες του προγράμματος χρησιμοποιούν τον ίδιο φορέα μεταφοράς δεδομένων (bus). Στους DSP (χρησιμοποιείται η αρχιτεκτονική τύπου Harvard) υπάργει διπλός φορέας μεταγωγής (dual bus): ο ένας για τα δεδομένα και ο άλλος για τις οδηγίες του προγράμματος. Επίσης ο δίαυλος για τις οδηγίες μπορεί να γρησιμοποιηθεί και για την μεταφορά δεδομένων. Η δυνατότητα αλλαγής διαύλων επικοινωνίας (pipelining) δίνει την δυνατότητα στους DSP να μην χρειάζονται ξεχωριστοί κύκλοι εργασιών για όλες τις λειτουργίες. Η κεντρική μονάδα επεξεργασίας (CPU) των DSP της σειράς C28xx της ΤΙ διαθέτει επιπλέον την δυνατότητα του R-M-W (Read, Modify, Write). Αυτή η δυνατότητα επιτρέπει την ανάγνωση διαφορετικών θέσεων μνήμης ή αρχείων εγγραφών ενόσω εκτελούνται μαθηματικοί υπολογισμοί. Καθώς η ALU εκτελεί τις μαθηματικές πράξεις, η μονάδα R-M-W χρησιμοποιείται για να διεκπεραιώσει τις λογικές (boolean) λειτουργίες για τις διεκπεραιώσει των θέσεων μνήμης. Για παράδειγμα για να γίνει ο ίδιος υπολογισμός για μια ομάδα νούμερων, αρχικά χρειάζεται τρεις κύκλους εργασιών για την ολοκλήρωση του πρώτου υπολογισμού του πρώτου νούμερου και στη συνέχεια από έναν κύκλο για κάθε ένα από τα υπόλοιπα νούμερα. Για δέκα νούμερα ο DSP χρειάζεται τρεις κύκλους για το πρώτο νούμερο και 9 για τα υπόλοιπα εννέα, δηλαδή χρειάζεται συνολικά δώδεκα κύκλους για δέκα νούμερα. Σε σύγκριση ένας συνηθισμένος μC που δεν έχει το πλεονέκτημα της R-M-W χρειάζεται πέντε κύκλους για το ένα νούμερο και συνολικά 50 κύκλους για 10 νούμερα.

# 9.4. Σύγκριση δυνατοτήτων DSP 16 bit και 32 bit, σταθερής και κινητής υποδιαστολής (Fixed-point/Floating-point) σε εφαρμογές ελέγχου κινητήρων

Η αριθμητική ακρίβεια (precision) είναι απαραίτητη για την ακριβή (accurate) υλοποίηση των αλγορίθμων ελέγχου στον διανυσματικό έλεγχο. Η στρογγυλοποίηση το σφαλμάτων είναι ενυπάρχων στοιχείο σε κάθε συσκευή σταθερής υποδιαστολής (fixed-point). Αυτό το χαρακτηριστικό βάζει όρια στην δυναμική ενός επεξεργαστή 16-bit σταθερού δεκαδικού ψηφίου όταν εφαρμόζεται στον έλεγχο κινητήρων [14].

Η παράσταση ενός νούμερου σε 16-bit ή 32-bit fixed-point επεξεργαστή, ή σε 32-bit floating-point είναι διαφορετική, (βλέπε Σχήμα 9.7: ).



Figure 3.6: Formats of 16-bit fixed-point, 32-bit fixed-point, and 32-bit floating-point number representation

Σχήμα 9.7: Πηγή: Mathwoks Inc., http://www.mathworks.com/

Σε επεξεργαστές μεταβλητής υποδιαστολής οι αριθμητικές τιμές υπολογίζονται με την μορφή  $T\iota\mu\dot{\eta} = mantissa*2^{εκθέτης}$ (9.1)

Το μέγεθος ενός νούμερου (mantissa ή m) εκφράζει την ακρίβεια (accuracy), ενώ ο εκθέτης (e) ο εύρος της περιοχής του.





Σχήμα 9.8: Πηγή: Mathwoks Inc., http://www.mathworks.com/

Η τυποποίηση για την παράσταση των νούμερων σε 16-bit σταθερής υποδιαστολής ονομάζεται τυποποίηση Q15, ενώ το αντίστοιχο για 32-bit ονομάζεται τυποποίηση Q31. Σε 16-bit επεξεργαστή, ένα νούμερο μπορεί να κυμανθεί από 1 έως την μικρότερη τιμή 2<sup>-15</sup>. Αντίστοιχα σε 32-bit επεξεργαστή κυμαίνεται από την μέγιστη τιμή 1 έως την μικρότερη τιμή 2<sup>-31</sup>. Επειδή η υποδιαστολή μπορεί να τοποθετηθεί σε οποιαδήποτε θέση μέσα στην ψηφιακή λέξη, αυτό συνεπάγει ότι η τυποποίηση μπορεί να αλλάξει και για παράδειγμα για έναν επεξεργαστή 32-bit να κυμανθεί από Q30 έως Q0. Τα νούμερα με τυποποίηση Q0 είναι ακέραιοι (δεν έχουν δεκαδικά ψηφία). Στον ψηφιακό έλεγχο τυποποίηση των νούμερων επιλέγεται ανάλογα με το εύρος των τιμών που υπολογίζονται στους αλγόριθμους. Επειδή στον έλεγχο κινητήρων της παρούσας εφαρμογής, όπως και γενικότερα συνήθως συμβαίνει, οι τιμές όλων των μεγεθών είναι κοινωνικοποιημένες pu (per unit) ώστε να κυμαίνονται στο ίδιο εύρος αριθμητικών τιμών. Οι επεξεργαστές κινητής υποδιαστολής δίνουν μια πολλή μεγαλύτερη περιοχή απεικόνισης των αριθμητικών τιμών σε σύγκριση με τους επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής. Η δυναμική αυτής της περιοχής υπολογίζεται από το πηλίκο του μεγαλύτερου προς τον μικρότερο αριθμό που μπορεί να απεικονισθεί [15]. Η δυναμική αυτή υπολογίζεται σε *dB* από την σχέση (9.2)

DynamicRange = 
$$20 \log \left( \frac{\mu εγαλύτερος αριθμός}{\mu ικρότερος αριθμός} \right) db$$
 (9.2)

Στον Πίνακας 9.2: συνοψίζονται οι διαφορές των επεξεργαστών με αριθμητική και δυναμική περιοχή 16-bit σταθερής υποδιαστολής, 32-bit σταθερής υποδιαστολής, 32-bit κινητής υποδιαστολής. Όπως φαίνεται στον Πίνακας 9.2: η δυναμική περιοχή των επεξεργαστών κινητής υποδιαστολής είναι εξαιρετικά υψηλή και τα σφάλματα κβάντωσης λόγω του πεπερασμένου μήκους της ψηφιακής λέξης είναι αμελητέα όταν οι αλγόριθμοι εκτελούνται με επεξεργαστές κινητής υποδιαστολής. Άρα οι επεξεργαστές κινητής υποδιαστολής εύναι στις εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων. Από την άλλη, επειδή οι επεξεργαστές σταθερής υποδιαστολής είναι πολύ φθηνότεροι σε σύγκριση με αυτούς της κινητής υποδιαστολής.

Πίνακας 9.2: Σύγκριση με	ιαξύ επεξεργαστών	<sup>16-bit, 32-bit</sup>	σταθερής ι	οποδιαστολής μ	caι 32-
	bit ĸıvn	ιτής υποδιαστα	ολής [14].		

	Smallest	Least	Largest	Dynamic
	number	negative	positive	range
	(resolution)	number	number	(dB)
16-bit fixed-point (Q15)	2-15	-1	1-2-15	90
32-bit fixed-point (Q31)	2-31	-1	1-2-31	187
32-bit floating-point*	≈2 <sup>-127</sup>	≈-2 <sup>128</sup>	≈2 <sup>128</sup>	1535

<sup>\*</sup> IEEE-754 single -precision standard (23 -bit mantissa, 8 -bit exponent, 1 -bit sign)

Χαρακτηριστικό παράδειγμα των σφαλμάτων κβάντωσης δείχνονται στα αποτελέσματα σύγκρισης ελέγχου Direct FOC επαγωγικού κινητήρα [16], όταν ο έλεγχος υλοποιείται είτε με 16 bit είτε με 32 bit. Στο Σχήμα 9.9: δείχνεται η υλοποίηση με διαφορετικούς επεξεργαστές.





FOC.  $ω_r^*$  είναι η πειραματική τιμή,  $\hat{\omega}_r$  η θεωρητική τιμή και i<sup>e\*</sup><sub>qs</sub> το ρεύμα αναφοράς [16].

Στην αναφορά [16] διαπιστώνεται ότι τα προβλήματα ευστάθειας και ταλάντωσης σήματος μπορεί να αντιμετωπιστούν με ένα επεξεργαστή 32-bit.

Για παράδειγμα σε ένα σύστημα ελέγχου κινητήρων, η έξοδος ενός PI ελεγκτή είναι η ολοκλήρωση του αποτελέσματος του πολλαπλασιασμού ενός σφάλματος και ενός συντελεστή κέρδους ολοκλήρωσης. Συνήθως για ένα τυπικό σύστημα οδήγησης κινητήρα με συχνότητα δειγματοληψίας 20 kHz, ο συντελεστής ολοκλήρωσης  $k_i$  είναι της τάξης του 10<sup>-5</sup>. Για ένα επεξεργαστή 16-bit σταθερής υποδιαστολής, η ελάχιστη διακριτική ικανότητα είναι 2<sup>-15</sup> =3.05x10<sup>-5</sup>, δηλαδή ίδιας τάξης μεγέθους με την τιμή του συντελεστή ολοκλήρωσης του PID. Ο πολλαπλασιασμός μεταξύ του σφάλματος και του  $k_i$  χρειάζεται 32-bit μήκος ψηφιακής λέξης για να παρασταθεί η αριθμητική του τιμή.

Ένα άλλο παράδειγμα που καταδεικνύει την ανεπάρκεια του 16-bit επεξεργαστή σήματος σταθερής υποδιαστολής σε σύγκριση με τον αντίστοιχο 32-bit, είναι ο υπολογισμός των πόλων μιας συνάρτησης μεταφοράς  $2^{\eta\varsigma}$  τάξης, όταν αυτή υπολογίζεται σε συνεχή χρόνο και όταν υπολογίζεται σε διακριτό χρόνο. Στον Πίνακας 9.3: δείχνονται οι τιμές των πόλων καθώς αυξάνεται η συχνότητα δειγματοληψίας, για υπολογισμούς με 16-bit και 32-bit επεξεργαστή σταθερής υποδιαστολής. Οι θεωρητικοί υπολογισμοί σε συνεχή χρόνο και οι υπολογισμοί σε διακριτό χρόνο γίνονται με τις σταθερές χρόνου τ<sub>1</sub>=10 και τ<sub>2</sub>=0.01. Η σταθερά χρόνου ορίζεται σαν τ<sub>α</sub>=1/2πf<sub>c</sub>, όπου f<sub>c</sub> είναι η cut-off frequency.

Continuous-time: 
$$H(s) = \frac{1}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$$
 (3.9)

Discrete-time: 
$$H(z) = \frac{K_{d}}{(1 - p_{1}z^{-1})(1 - p_{2}z^{-1})}$$
(3.10)

where  $K_{d} = \frac{T^{2}}{(\tau_{1} + T)(\tau_{2} + T)}$  and  $p_{i} = \frac{\tau_{i}}{\tau_{i} + T}$  (using backward approximation).

Poles in continuous domain are located at  $p_1 = -1/\tau_1$  and  $p_2 = -1/\tau_2$ . And poles in discrete

domain calculated according to the sampling period T are  $p_1 = \frac{\tau_1}{\tau_1 + T}$  and  $p_2 = \frac{\tau_2}{\tau_2 + T}$ .

Πίνακας 9.3: Υπολογισμός πόλων σε συνεχή χρόνο και σε διακριτό χρόνο σε σύστημα 2<sup>ης</sup> τάξης, με υλοποίηση σε 16\_bit και 32-bit επεξεργαστή σταθερής υποδιαστολής.

Case	T (sec)	Theoretical discrete poles		16-bit word-length		32-bit word-length	
		<b>p</b> 1	<b>p</b> <sub>2</sub>	<b>p</b> 1	<b>p</b> <sub>2</sub>	<b>p</b> 1	<b>P</b> 2
1	0.5	0.9523810	0.0196078	0.9523926	0.0195923	0.9523810	0.0196078
2	0.005	0.999500	0.6666667	0.9995117	0.666687	0.999500	0.6666667
3	0.00005	0.999995	0.9950249	1	0.9949951	0.999995	0.9950249

Όπως φαίνεται σε στον Πίνακας 9.3:, στην 3<sup>η</sup> περίπτωση, για πολλή μεγάλη συχνότητα δειγματοληψίας η τιμή του ενός πόλου είναι 1, άρα για να είναι σταθερό το σύστημα θα πρέπει να υλοποιηθεί σε επεξεργαστή με περισσότερα από 16 bits.

Στις οικονομικές βιομηχανικές εφαρμογές επιλέγονται fixed-point DSP γιατί είναι πολύ φθηνότεροι από τους floating-point DSP. Συνήθως οι fixed-point DSP προγραμματίζονται σε γλώσσα χαμηλού επιπέδου, πχ assemply, ώστε ο κώδικας να μπορεί να εκτελεσθεί σε περιορισμένο αριθμό κύκλων. Ωστόσο, τα πρακτικά προβλήματα που σχετίζονται με την υλοποίηση σε επεξεργαστή σταθερής υποδιαστολής πρέπει να λαμβάνονται σοβαρά υπόψη, πχ τα προβλήματα που σχετίζονται με σφάλματα κβάντωσης και τους συντελεστές κλιμάκωσης των φυσικών μεταβλητών. Στις εφαρμογές που υλοποιούνται με floating-point DSP δεν απαντώνται τέτοια προβλήματα γιατί χρησιμοποιούνται γλώσσες προγραμματισμού υψηλού επιπέδου, πχ C, C++. Οι fixed-point DSP μπορεί να αντιμετωπίσουν τα παραπάνω προβλήματα και να ανταγωνισθούν τους floating-point DSP με διάφορους τρόπους. Για παράδειγμα αν αυξηθεί ο αριθμός των bits αυξάνει και η δυναμική τους, αν αυξηθεί η ταχύτητα του ρολογιού τους (clock) μειώνεται ο χρόνος εκτέλεσης του κώδικα και με την υποστήριξη της κατάλληλης βιβλιοθήκης C (κώδικας που διατίθεται ελεύθερα από τους κατασκευαστές) ο προγραμματισμός γίνεται ποιο εύκολος.

Αρχικά όταν σχεδιάζουμε ένα σύστημα ελέγχου, χρησιμοποιούμε μαθηματικές εξισώσεις με κινητή υποδιαστολή. Όταν φθάσουμε το στάδιο της υλοποίησης του ελέγχου σε ψηφιακό επεξεργαστή πρέπει να μετατραπούν οι εξισώσεις κινητής υποδιαστολής σε ακέραια μαθηματικά, ώστε να μπορεί να υπολογιστούν από τον επεξεργαστή. Η χρήση ειδικών ρουτινών που παρέχονται από πολλούς κατασκευαστές επεξεργαστών μπορεί να κάνει εύκολα αυτή την μετατροπή, με πολλή καλή απόδοση στον χρόνο εκτέλεσης των αλγόριθμων. Ένα καλό παράδειγμα είναι η IQMath<sup>TM</sup> βιβλιοθήκη της Texas Instrument Inc., η οποία μετατρέπει floating-point κώδικα C σε fixed-point και υποστηρίζει την σειρά C2000 των DSP της TI.



# 9.5. Επιλογή του DSP που χρησιμοποιώ

Σχήμα 9.10: Η υλοποίηση ελέγχου κινητήρων απαιτεί εκτός του DSP επιπλέον ηλεκτρονικό εξοπλισμό.

Όπως δείχνεται στο Σχήμα 9.10:, για την υλοποίηση του ελέγχου ενός κινητήρα εκτός τους DSP χρειάζεται επιπλέον εξοπλισμός ηλεκτρονικών ισχύος (power electronics) γιατί οι DSP δεν μπορούν να εφαρμοστούν μεγάλες τάσεις και ρεύματα που χρειάζονται οι κινητήρες. Αυτό διεκπεραιώνεται από τους μετατροπείς συχνότητας ισχύος που έχουν τρανζίστορ ικανά να διαχειριστούν υψηλά ρεύματα και μεγάλες διακοπτικές συχνότητες. Οι μετατροπείς

συχνότητας ισχύος διακρίνονται σε μια μεγάλη ποικιλία μοντέλων που διαχειρίζονται κατανάλωση ισχύος από 750 W έως και περισσότερο από 40 kW. Ο τυποποιημένος τρόπος ελέγχου των τρανζίστορ είναι με CMOS (Circuit from metal oxide semiconductor family), με σήματα τάσης 0 έως 15 V ενώ στα DSP η έξοδος είναι [0,3.3 V] ή [0,5 V]. Κατά συνέπεια χρειάζεται κατάλληλη διασύνδεση (interface) μεταξύ του DSP και του μετατροπέα ισχύος.

Αν σε μια εφαρμογή ελέγχου κινητήρα οι DSP δεν χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμό με την συμβατή με αυτούς πλατφόρμα εργασίας (evaluation card) τότε χρειάζεται η λεπτομερής γνώση των εσωτερικών σημάτων τους, λεπτομερής μελέτη των δεδομένων των DSP, καθώς και ανάπτυξη εξωτερικής διάταξης που κάνει την διασύνδεση (interface) μεταξύ του DSP και του μετατροπέα ισχύος. Η διάταξη αυτή είναι ένας μετατροπέας (adapter card) και σε μια γενική περίπτωση θα έχει την δυνατότητα να επικοινωνεί με 12 κανάλια PWM και 16 ADC κανάλια.

Οι πλατφόρμες εργασίας είναι λύσεις που διαθέτουν όλα τα απαραίτητα ηλεκτρονικά που χρειάζεται ο ψηφιακός έλεγχος των κινητήρων. Περιλαμβάνουν υπολογιστική μονάδα, μετατροπείς των αναλογικών σε ψηφιακά σήματα, pins εισόδου /εξόδου για να επικοινωνούν εύκολα με άλλες εξωτερικές μονάδες. Διαθέτουν ανεξάρτητες υπομονάδες PWM για να παράγουν τους παλμούς έναυσης των αντιστροφέων ισχύος.

Από την παραπάνω ανάλυση συμπεραίνουμε ότι για την εφαρμογή ελέγχου κνητήρα δεν μπορώ να χρησιμοποιήσω κλασσικό μC και πρέπει να επιλέξω μεταξύ DSP νέας γενιάς και FPGA. Ο FPGA έχει υπολογιστικές δυνατότητες περισσότερες από αυτές που χρειάζονται για τις ανάγκες του ελέγχου κινητήρων, χωρίς να διαθέτει τα εργαλεία που διευκολύνουν την υλοποίηση, ενώ οι δυνατότητες των DSP γενιάς είναι ικανοποιητικές και προσφέρουν περισσότερα εργαλεία λογισμικού υλικού.

Παρόλο που η πλατφόρμα εργασίας που ονομάζεται dSPACE (digital processing and control engineering, της GmbH, Germany) είναι μια πολλή συνηθισμένη επιλογή στον ακαδημαϊκό χώρο, κυρίως γιατί δίνει την δυνατότητα πολύ καλής οπτικοποίησης της ανταπόκρισης των σημάτων και εύκολη υλοποίηση ενός ψηφιακού ελεγκτή, οι περιορισμοί της υπερτερούν τις δυνατότητές της και την αποκλείουν από προτεινόμενη λύση σε βιομηγανικές εφαρμογές. Ο τρόπος που χρησιμοποιείται η dSpace είναι ο εξής: ο κώδικας από το Simulink αποθηκεύεται στην dSPACE και η μετατροπή του σε κώδικα μηγανής καθώς και η εκτέλεση του αλγόριθμου γίνεται από την dSPACE. Η dSPACE συνδυάζεται με την κάρτα Control desk που επικοινωνεί με Η/Υ και επιτρέπει στον χειριστή να ρυθμίζει πολύ εύκολα τις παραμέτρους του ελεγκτή, να δίνει εντολές αλλαγής ταχύτητας και επιτάχυνσης και να παρατηρεί τις μετρήσεις. Οι κυριότεροι περιορισμοί της dSPACE είναι ο περιορισμένος αριθμός εισόδων/εξόδων σημάτων που διαθέτει, με αποτέλεσμα η αδυναμία της να επεκταθεί και να συνδυασθεί με άλλα συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος. (Πχ η κάρτα DS1102 της dSPACE διαθέτει : τον TMS3200C31 floatting-point DSP με βοηθητική μονάδα τον TMS320P14, τέσσερεις 12-bit Digital to Analogue Converter (DAC), - δύο 16-bit Analogue to Digital Converter (ADC), - δύο 12-bit ADC, - είκοσι έξι digital input-output (I/O)).



Σχήμα 9.11: Σύγκριση της υλοποίησης ελέγχου ηλεκτρικού κινητήρα με dSPACE και DSP.

Για τις απαιτήσεις του προτεινόμενου βέλτιστου ελεγκτή σε συνάρτηση με το κόστος, καταλήγω να επιλέξω έναν επεξεργαστή σήματος νέας γενιάς και μια συμβατή με αυτόν πλατφόρμα εργασίας που να υποστηρίζεται από το λογισμικό της Simulink® και να διαθέτει όσο γίνεται περισσότερα εργαλεία, τόσο σε υλικό (h/w) όσο και σε λογισμικό προγραμματισμού (s/w). Σήμερα στην αγορά υπάρχουν αρκετές εταιρείες που ικανοποιούν μια τέτοια επιλογή. Συγκεκριμένα οι εταιρείες που κατασκευάζουν επεξεργαστές σήματος που υποστηρίζονται από την Simulink® είναι οι παρακάτω:

- Η Freescale Semiconductor, Ιnc.,θυγατρική της Motorola, Inc. με την οικογένεια μικροεπεξεργαστών της σειράς MPC5xx, (σχετικές πλατφόρμες εργασίας είναι η Phytec phyCORE-MPC555 board, η Phytec MPC565, η Axiom MPC555, και η Axiom MPC564, [26]
  - Η Infineon® διαθέτει τις πλατφόρμες εργασίας XC167CI Starter Kit και XC164CM U CAN start kit, βασισμένες στους μικροεπεξεργαστές C166®, στους μικροεπεξεργαστές C167 και XC16x. Η εταιρεία Phytec κατασκευάζει τους phyCORE-167 C167CS. Η εταιρεία Phytec χρησιμοποιεί τους μικροεπεξεργαστές της Infineon για τις πλατφόρμες εργασίας phyCORE-167 ST10F269 και Phytec kitCON-167 C167CR, [27].
  - Η ST Microelectronics διαθέτει την πλατφόρμα εργασίας MB449 ST10F25x EVA Board βασισμένη στον μικροεπεξεργαστή ST10, [28].
  - Η Texas Instruments<sup>™</sup> κατασκευάζει την οικογένεια επεξεργαστών της σειράς C2000<sup>™</sup> [18] και C6000<sup>™</sup> [17]. Το λογισμικό Target Support Package TC2 της Simulink υποστηρίζει τις πλατφόρμες εργασίας DSP Starter Kits (DSK) της Spectrum Digital, Inc.
    - TMS320F2812 eZdsp DSK The F2812eZdsp DSP Starter Kit
    - TMS320F2808 eZdsp DSK The F2808eZdsp DSP Starter Kit
    - TMS320F28335 eZdsp DSK The F28335eZdsp DSP Starter Kit

Το Target Support Package TC2 software [18] συνενώνει το περιβάλλον της Simulink και MATLAB® με το λογισμικό της Texas Instruments eXpressDSP<sup>TM</sup>. Με αυτόν τον συνδυασμό μπορούμε να μεταγλωττίσουμε και να μεταφέρουμε αλγόριθμους που αναπτύσσονται στο περιβάλλον της Simulink ώστε να γίνουν εκτελέσιμοι στις πλατφόρμες εργασίας: eZdsp<sup>TM</sup> F2808, F2812, ή F28335 της Spectrum Digital, Inc. ή σε μια κατά παραγγελία πλατφόρμα βασισμένη στους μικροεπεξεργαστές TI c280x, C2833x ή C281x chip.

Από τα παραπάνω προϊόντα της αγοράς, η επιλογή μου είναι η πλατφόρμα εργασίας eZdsp<sup>TM</sup> της Spectrum Digital βασισμένη στον 32-bit fixed-point TMS320F2812 DSP, που ανήκει στη σειρά C2000 της της Texas Instruments. Ο σκοπός αυτής της πλατφόρμας είναι η εύκολη και γρήγορη δυνατότητα διαχείρισης των δυνατοτήτων του DSP. Πάνω στην κάρτα υπάρχουν I/O ακίδες (pins) σε αποστάσεις 2.54 mm, σύμφωνα με τα βιομηχανικά πρότυπα.

Ο fixed-point, 32 bit, επεξεργαστής σήματος TMS320F2812 DSP της Texas Instruments είναι ιδανικός για την υλοποίηση ασαφών ελεγκτών και υλοποίηση ελέγχου κινητήρων. Αυτό το chip μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων και χαμηλού κόστους σε σχέση με τους PID ελεγκτές. Ο TMS320F2812 DSP που είναι fixed-point, μπορεί να προγραμματιστεί σε fixed-point C με το λογισμικό «IQmath» της Texas Instruments. Η βιβλιοθήκη "IQmath" μετατρέπει floating-point κώδικα C σε fixed-point C, C++ γλώσσα προγραμματισμού. Έτσι διευκολύνεται η εύκολη μετατροπή C κώδικα από floating-point σε 32-bit fixed-point με ρυθμιζόμενη Q τυποποίηση (καλείται GLOBAL\_Q). Η βιβλιοθήκη "IOmath" υποστηρίζει όλες τις συνηθισμένες μαθηματικές συναρτήσεις, πχ πολλαπλασιασμό, διαίρεση, τετραγωνική ρίζα, τριγωνομετρικές συναρτήσεις κλπ.

Ο TMS320F2812 DSP είναι highly integrated System On a Chip (SOC) και διαθέτει όλες τις απαραίτητες μονάδες για πολύπλοκες εφαρμογές. Ο TMS320F2812 διαθέτει πολλά κανάλια A/D, D/A, PWM, χρονομέτρες πραγματικού χρόνου (real time clocks), εισόδους I/O πολλών χρήσεων, SRAM και NVFlash μνήμη. Επιπλέον διαθέτει αρκετά πρωτόκολλα επικοινωνίας. Για παράδειγμα υποστηρίζει παράλληλη, RS-232, SPI (Serial Peripheral Interface), JTAG και CAN (Controller Area Network). Ο DSP320F2812 περιλαμβάνει όλες αυτές τις δυνατότητες ενσωματωμένες σε ένα DSP που τρέχει σε 150 εκατομμύρια εντολές το δευτερόλεπτο (Million Instructions Per second, MIPs).

Το συγκεκριμένο DSP έχει πολλή καλή υποστήριξη σε υλικό λογισμικού (hardware) και λογισμικό (software). Το eZdsp<sup>TM</sup> F2812 της Spectrum Digital είναι μια πλατφόρμα ανάπτυξης κατάλληλη για την ανάπτυξη και το τελικό προϊόν ενός ελεγκτή. Η TI παρέχει το λογισμικό Code Composer Studio (CCS<sup>TM</sup>), το IDE που είναι ενσωματωμένος assembler, compiler, editor, linker, και προσομοιωτή (simulator). Επιπλέον ο προσομοιωτής ασαφούς λογικής της "Publications TeachFuzz" βοηθά στην εύκολη προσομοίωση και στην ρύθμιση των ασαφών ελεγκτών.

# 9.6. Ψηφιακή υλοποίηση των ασαφών ελεγκτών που χρησιμοποιώ με DSP.

Η ψηφιακή υλοποίηση ασαφών εφαρμογών ελέγχου πετυχαίνεται εύκολα με τον συνδυασμό του λογισμικού CCS και της πλατφόρμας εργασίας eZdsp<sup>TM</sup>. Το πρώτο βήμα είναι να αναπτυχθεί το μοντέλο του επιθυμητού συστήματος σε ένα περιβάλλον προσομοίωσης, πχ στην Simulink. Οι είσοδοι, οι έξοδοι και η συμπεριφορά των ασαφών ελεγκτών ορίζονται με λεκτικές εξισώσεις, αντί μαθηματικών εξισώσεων. Μετά την ολοκλήρωση αυτού του βήματος παράγονται από το σύστημα αποτελέσματα σε κατάλληλη τυποποίηση που μπορεί να διαχειριστεί ο ασαφής προσομοιωτής, πχ ο Fuzzy Logic Toolbox της Simulink, TeachFuzz®. Στην συνέχεια το ασαφές σύστημα είναι έτοιμο να προσομοιωθεί και να ρυθμιστεί. Για να ρυθμιστεί το ασαφές σύστημα ελέγχου πρέπει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης να εξετασθούν αν ικανοποιούν την επιθυμητή έξοδο για δεδομένη είσοδο. Στην παρούσα εργασία η ψηφιοποίηση και ο αρχικός σχεδιασμός του συστήματος βέλτιστου ασαφούς ελέγχου του κινητήριου συστήματος έγινε στο Matlab και στην Simulink.

Σε όλες τις περιπτώσεις προτεινόμενων συστημάτων βέλτιστου ασαφούς ελέγχου της παρούσας διατριβήας, ο σχεδιασμός και η ρύθμιση των ασαφών ελεγκτών γίνεται σε αρχεία μορφής \*.*mdl*, στο περιβάλλον Simulink. Στην συνέχεια τα αρχεία αυτά μετατρέπονται μέσω της Simulink σε block αυτόνομα υποσυστήματα κώδικα, ίδιας μορφής με τα υπόλοιπα αρχεία των βιβλιοθηκών της Simulink. Μετά που εξακριβώνεται η καλή ρύθμιση, των ασαφών συνόλων (memberships), τα αρχεία μεταγλωττίζονται αυτόματα σε γλώσσα C. Βλέπε

Κεφάλαιο 7, ενότητα 7.5. Η μεταγλώττιση γίνεται μέσω του λογισμικού CCS<sup>TM</sup> και ο κώδικας που παράγεται αποθηκεύεται στον eZdsp<sup>TM</sup>. Αν ο eZdsp<sup>TM</sup> συνδεθεί με το σύστημα που ελέγχεται μπορούμε να παρατηρήσουμε την πραγματική του λειτουργία. Στη συνέχεια, στο παρακάτω Σχήμα 9.12: , δείχνεται συνοπτικά η μεθοδολογία ανάπτυξης ασαφούς λογικής.



Σχήμα 9.12: Υλοποίηση ασαφούς λογικής σε DSP [19].

#### 9.7. Κύρια χαρακτηριστικά του TMS320F2812 DSP

Ο σκοπός αυτής της ενότητας δεν είναι να ξαναγραφτούν ίδιες πληροφορίες αλλά να παρουσιαστούν στον αναγνώστη οι κύριες λειτουργίες του DSP που χρειάζονται για την υλοποίηση ενός ελέγχου κινητήρα. Η σύντομη παρουσίαση του DSP αφορά μόνο τις δυνατότητές του που χρησιμοποιώ στην παρούσα εφαρμογή προτεινόμενου ελέγχου. Ο αναγνώστης μπορεί να βρει περισσότερες πληροφορίες στις αναφορές [20], [21], [22], [23], [24].

Ο TMS320F2812, όπως όλοι οι DSP, είναι ικανός να εκτελεί έξι βασικές λειτουργίες μέσα σε ένα κύκλο επεξεργασίας. Η ψηφιακή τιμή αποθηκεύεται σε ένα ειδικό αρχείο εγγραφών 12 MSB.



Σχήμα 9.13: Αρχιτεκτονική του TMS320F2812 DSP [25].
TMS320F2812	Manufacturer: Texas Instruments
DSP Core:	32 bit, fixed-point
Clock speed:	150 MHz (6.67 ns)
Memory:	Expandable up to 1Mb
Analog to digital-conversion:	16 Channels, 12-Bit resolution, 25 MHz
	(80ns) sample rate
Pulse Width Modulation signals:	16-channels, space vector capability
Input/0utput1-pins:	Up to 56
Signal levels:	[0, 3.3] V, (0-3 V on ADC-pins)

Πίνακας 9.4:. Περιγραφή κύριων χαρακτηριστικών του TMS320F2812 DSP

- Συχνότητα λειτουργίας μικροεπεξεργαστή: 150 [MHz] (cycle time of 6.67 [ns]).

- CPU 32-Bit, architecture of Harvard, 16 x 16 and 32 x 32 MAC operations.

- Μνήμη on-chip: 128K words x 16 Flash, 1K x 16 OTP ROM, 2 SRAM 4K x 16, 1 SRAM 8K x 16, 2 SRAM 1K x 16.

- Boot ROM: 4K x 16. με δυνατότητα επέκτασης σε 1Mb μνήμης.
- Μέχρι 45 interruptions of peripherals supported.
- 32-Bit resolution CPU-Timers.
- 12-Bit resolution ADC, 16 channels, 25 MHz sample rate (80ns).
- 56 programmable digital inputs/outputs.
- Peripherals of serial management of port.
- Peripherals of motor control.

Στην παρούσα εφαρμογή χρησιμοποιώ τα περιφερειακά Event Manager A/B, το GPIO Mux και τους μετατροπείς A/D. Όλες οι λειτουργικότητες που χρειάστηκα συνοψίζονται στα παρακάτω σημεία:

- generation of signals PWM using the Event Manager A.
- management of the interlocking or the shutdown using an exit digital of the Event Manager B.
- management of the interruptions with the PIE controller.
- reading of the signals of the Hall effect sensors using the digital entries of the Event Manager B.
- reading of the voltage of branch and the currents of phase using converters A/D.
- reading of the signals of the digital coder with unit QEP of the Event Manager A/B.

Το GPIO Mux μου δίνει την δυνατότητα να προδιαγραφτούν τα pins του επεξεργαστή να λειτουργούν σε ψηφιακή λειτουργία Ι/Ο με ψηφιακές εισόδους ή σε περιφερειακή λειτουργία.

# 9.7.1. Η πλατφόρμα εργασίας eZdspF2812 έχει τα παρακάτω κύρια χαρακτηριστικά:

- 1 Processor of signal TMX320F2812 (λεπτομέρειες δίνονται παραπάνω)
- Frequency of the clock: 150 [MHz]
- Memory RAM interns with the DSP: 18 Kwords
- Memory Flash ROM interns with the DSP: 128 Kwords
- Memory RAM on the chart: 64 Kwords.
- Total external Storage: 1.5 Mword
- 3 Connectors of extension: data bus and of address Interface I/O
- Analogical Interface
- Operation in 5 Volt or 3.3 Volt (consumption of the chart: 500 (mA))

# 9.7.2. Ο ρόλος και οι λειτουργίες των αρχείων εγγραφής (register) των Input/Output του DSP

Σε αυτή την ενότητα θα γίνει μια σύντομη ανασκόπηση του ρόλου των διάφορων αρχείων εγγραφής (register) που διαχειρίζονται τις εισόδους εξόδους (I/O). Κύριοι register είναι οι "Event B" και "Event A" διαχειριστές (βλέπε Σχήμα 9.14: ). Είναι μονάδες με χρονοδιακόπτες (timers).



Figure 4-3. Event Manager A Functional Block Diagram (See Note A)

April 2001 – Revised December 2004

SPRS174L 61

Σχήμα 9.14: Το διάγραμμα λειτουργίας του "Event Manager" του TMS320F2812.

Στην παρούσα υλοποίηση χρειάζονται κυρίως για την δημιουργία των PWMs.

- Event Manager A (EMA): generation of signals PWM
- Event Manager B (EMB): Reading Hall effect sensor Management of the interlocking of the engine
- -Reading of voltage of branch and the currents of phase (A/D)
- Reading of the signals of the digital encoder
- Management of the interruptions

Ο Event Manager διαθέτει αρκετά registers. Παρακάτω παραθέτω την σημασία αυτών που χρησιμοποιώ στην εφαρμογή μου:

- T1CONx EMMA: Timer 1 Control Register (mode continues growing/decreasing, carrying period
- COMCONx EMMA: activate the comparing units as well as the exits PWM 1/2/3/4/5/6.
- DBTCONx EMMA: activation and definition bandage dead (" `deadtime" ')
- ACTRx EMMA: choice of the polarity of the signal on the pine that us let us activate. GPIOMUX: configuration I(O) processor: activation of the engine sensors Hall pine
- GPIOMUX: configuration I/O) processor: activation of the engine, sensors Hall, pine for evaluation of the computing time.
- GPxDIR: definition of the direction of the I/O.
- GPxQUAL: mask to remove the noise on the I/O digital.
- GPxSET: setting with 1.
- GPcCLEAR: setting with 0.
- GPxTOGGLE: commutation of the signal
- GPxDAT: reading or writing of an individual signal

# 9.7.3. Ι/Ο σήματα του TMS320F2812 DSP

Ο αριθμός των ακίδων Ι/Ο που διαθέτει ο TMS320F2812 DSP είναι 56. Οι περισσότερες από αυτές τις ακίδες είναι πολλαπλών λειτουργιών, που μπορεί να ορισθούν μέσω των flag των register. Κάθε ακίδα (pin) μπορεί να ορισθεί σαν Ι/Ο ακίδα ανάγνωσης ή εγγραφής ψηφιακών δεδομένων. Ειδικές λειτουργίες όπως οι διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) και η μετατροπή από αναλογικά σε ψηφιακά (A/D) σήματα μπορεί να ορισθούν σε συγκεκριμένα pins.

# 9.7.4. Event Managers tov TMS320F2812 DSP

Στον DSP ειδικές λειτουργίες μοιράζονται σε δύο διαφορετικούς αλλά ακριβώς ίδιους τδιαχειριστές καταστάσεων (event managers) που ονομάζονται EVA και EVB. Περιέχουν μια ευρεία περιοχή ειδικών λειτουργιών χρήσιμων για τον έλεγχο κινητήρων και κίνησης, (πχ χρονομέτρες, PWM, ADC).

# 9.7.5. Χρονομέτρες (Timer module) του TMS320F2812 DSP

Ο TMS320F2812 DSP διαθέτει τέσσερεις ανεξάρτητους χρονομέτρες (δύο για κάθε Event Manager). Είναι απαραίτητοι για τις εφαρμογές ελέγχου κινητήρων. Λειτουργούν με μέτρηση προς τα πάνω ή προς τα κάτω με τιμή ακρίβειας 16-bit και παράγουν διακοπή λειτουργιών σε μια προκαθορισμένη τιμή, με την ένδειξη "Time is up".

# 9.7.6. Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) στον TMS320F2812 DSP

Ο TMS320F2812 DSP διαθέτει 16 ισοδύναμα κανάλια για την διαμόρφωση του εύρους παλμών. Κάθε κανάλι μπορεί να προγραμματιστεί ανεξάρτητα, ή μπορεί να προγραμματιστεί ανεξάρτητα, ή μπορεί να προγραμματισθούν σε ζευγάρια. Στην πλατφόρμα εργασίας eZdsp που χρησιμοποιώ υπάρχει μονάδα PWM που δέχεται τα σήματα που παράγει ο αλγόριθμος. Η μονάδα PWM χρησιμοποιεί τους χρονομέτρες για την παραγωγή των PWM παλμών. Επιπλέον η μονάδα PWM διαθέτει μια γεννήτρια σειράς παλμών για την δημιουργία συμμετρικών ή ασύμμετρων

παλμών. Σαν PWM ορίζεται ένα σήμα με σταθερό πλάτος, που το εύρος του μπορεί να μεταβάλλεται. Το εύρος μπορεί να κυμαίνεται μεταξύ 0 και 1 (0 έως 100%). Σαν Duty cycle ορίζεται ο χρόνος που μια καθορισμένη έξοδος χρησιμοποιείται.

# 9.7.7. Μετατροπείς ADC του TMS320F2812 DSP

Ο TMS320F2812 DSP διαθέτει 16 κανάλια μετατροπής αναλογικού σήματος σε ψηφιακό μοιρασμένα σε δύο ομάδες των οκτώ. Κάθε κανάλι έχει ακρίβεια (resolution) 12-bit και περίοδο δειγματοληψίας 25 MHz. Η είσοδος κάθε αναλογικού σήματος πρέπει να κυμαίνεται στην περιοχή [0,3] V. Η τιμή της εξόδου από το ADC (Analog to Digital Convertion) υπολογίζεται από την σχέση

$$Ψηφιακή Τιμή = 4095 \frac{Tιμή Εισόδου Αναλογικής Τάσης - ADCLO}{3}$$
(9.3)

όπου:

το νούμερο 4095 προ<br/>έρχεται από την ακρίβεια των 12-bit μείον ένα LSB, δηλαδ<br/>ή $2^{12}$ -1=4095,

ADCLO είναι η τάση στο pin που έχει συνδεθεί με την αναλογική γείωση (έχει τιμή τάσης μηδέν).

# 9.8. Συμπεράσματα

Σήμερα η αγορά παρέχει φθηνά και δυνατής υπολογιστικής ισχύος, νέα DSP (Digital Signal Processors), που δεν παρουσιάζουν τους περιορισμούς των παλιότερων DSP της αγοράς που χρειαζόταν πολλά επιπλέον κυκλώματα για να λειτουργήσουν, όπως πχ γρήγορους μετατροπείς ADC και επιπλέον έχουν περισσότερη υπολογιστική δύναμη ώστε να μην χρειάζονται βοηθητικές εξωτερικές μονάδες. Οι DSP μπορούν να εκτελούν τους απαιτούμενους υπολογισμούς ελέγχου κινητήρων σε πραγματικό χρόνο. Οι DSP υποστηρίζονται από πλατφόρμες εργασίας και από ελεύθερο λογισμικό για την εύκολη υλοποίηση αλγορίθμων ελέγχου κινητήρων.

Μεταξύ των πολλών λύσεων υλικού πληροφορικής που προσφέρει η αγορά επιλέγω τη σειρά TMS320x28x, 32-bit, fixed-point, με ρολόι στα 300 MHz, της TI. Η δυνατότητα των 32-bit επιτρέπει την εύκολη ανάπτυξη πολύπλοκων αλγόριθμων ψηφιακού ελέγχου με γλώσσα προγραμματισμού υψηλού επιπέδου (πχ C, C++), χωρίς να ενδιαφέρει η υπολογιστική δυνατότητα και τα αριθμητικά προβλήματα ακρίβειας, (σε σύγκριση με τους 16-bit, fixed-point DSP).

Συγκεκριμένα επιλέγω την πλατφόρμα εργασίας eZdsp της Spectrum Digital βασισμένη στον ψηφιακό επεξεργαστή σήματος TMS320F2812 DSP της Texas Instruments. Αυτή η πλατφόρμα εργασίας επιτρέπει την κατευθείαν επικοινωνία με συμβατούς μετατροπείς ισχύος της Digital Spectrum (χωρίς την ανάπτυξη σχετικού interface).

Η επιλογή μου να χρησιμοποιήσω DSP της Texas Instruments Inc. ενισχύθηκε επιπλέον από το γεγονός ότι υποστηρίζεται από ελεύθερες ειδικές Βιβλιοθήκες για έλεγχο κινητήρων της Simulink και του λογισμικού CCS<sup>TM</sup>. Η Simulink υποστηρίζει την αυτόματη παραγωγή και μεταφορά κώδικα από το περιβάλλον Simulink στον DSP. Η πλούσια ελεύθερη βιβλιοθήκη λογισμικού, DMC library της Simulink και η βιβλιοθήκη DMC library της TI, περιλαμβάνουν όλες τις ρουτίνες για συνηθισμένες εργασίες που χρειάζονται για την ανάπτυξη αλγόριθμων ελέγχου κινητήρων, αφήνοντας τον μηχανικό να εστιάσει όχι στο προγραμματιστικό κομμάτι αλλά στην ανάλυση, σύνθεση και έλεγχο του προβλήματος.

Παρόλο που η Spectrum Digital διαθέτει ένα πλήρες σύστημα ανάπτυξης ασαφούς λογικής για έλεγχο κινητήρων και κίνησης, λόγω περιορισμένου προϋπολογισμού δεν ήταν δυνατόν να κάνω χρήση του σχετικού λογισμικού της Spectrum Digital για ασαφή προσομοίωση, επομένως η επόμενη καλύτερη επιλογή ήταν να χρησιμοποιήσω το προσομοιωτή Fuzzy Logic Toolbox της Simulink, που έχει τις ίδιες δυνατότητες αλλά που είναι δυσκολότερο στην εφαρμογή του γιατί είναι ένα γενικότερο εργαλείο που πρέπει να προσαρμοστεί ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή που θέλουμε να υλοποιήσουμε.

#### 9.9. Βιβλιογραφία

- [1] L.D. Paarmann, Mapping from the s-domain to the z- domain via the magnitudeinvariance method, Signal Processing 69 (1998), pp. 219–228.
- [2] G.F. Franklin, J.D. Powell, and M. Workman, Digital Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, California, 1998.
- [3] C.H. Houpis and G.B. Lamont, Digital Control Systems: Theory, Hardware, Software, McGraw-Hill, New York, 1992.
- [4] R.J. Vaccaro, Digital Control: A State-Space Approach, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [5] P. Katz, Digital Control Using Microprocessors, Prentice-Hall International, London, 1981.
- [6] G.F. Franklin, J.D. Powell, and M. Workman, Digital Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, California, 1998.
- [7] Mongkol Konghirun, "FAST-TRANSIENT CURRENT CONTROL STRATEGY AND OTHER ISSUES FOR VECTOR CONTROLLED AC DRIVES", The Ohio State University, 2003.
- [8] K.J. Åström and B. Wittenmark, Computer-Controlled Systems: Theory and Design, Prentice Hall, New Jersey, 1997.
- [9] http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/control/manipmod/f2-3161.html
- [10] S.N.Vukosavic," Controlled electrical drives Status of technology" Proceedings of XLII ETRAN Conference, No. 1, pp. 3-16, June 1998.
- [11] Gabriel,R.; Leonhard,W.; Nordby,C.J.: "Field Oriented Control of a standard AC motor using Microprocessors", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. IA 16, No 2, March/April 1980, pp. 186-192, 1980.
- [12] Todd Solak, Texas Instruments, Inc., "Motor Control Design with DSP Performance and MCU Convenience".
- [13] Digital signal processing solution: TMS320C62XX Technical brief, Texas Instruments, January 1997.
- [14] Konghirun, M. Longya Xu Jennifer Skinner-Gray Dept. of Electr. Eng., King Mongkut's Univ. of Technol., Bangkok, Thailand, Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004, 4th International Issue Date: 14-16 Aug. 2004, Volume: 3, On page(s): 1421 - 1426 Vol.3, Print ISBN: 7-5605-1869-9, 2004.

- [15] P. Lapsley, J. Bier, A. Shoham, and E.A. Lee, DSP Processor Fundamentals: Architectures and Features, IEEE Press, New Jersey, 1997.
- [16] G.F. Franklin, J.D. Powell, and M. Workman, Digital Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, California, 1998.
- [17] Target Support Package<sup>™</sup> TC6 User's Guide, © COPYRIGHT 2002–2008 by The MathWorks<sup>™</sup>, Inc.
- [18] Target Support Package<sup>™</sup> TC2 User's Guide, © COPYRIGHT 2003–2008 by The MathWorks, Inc., 2003.
- [19] Impatiens Publications, «Fuzzy Logic Meets DSP", www.impatpub.com.
- [20] Texas Instrument (www.ti.com) TMS320F2810, TMS320F2812 Digital Signal Processor, SPRS174F. Texas Instrument, 2002.
- [21] Texas Instrument (www.ti.com) TMS320F28x, Analog-to-Digital Converter (ADC) Peripheral Reference Guide, SPRU060 Texas Instrument, 2002.
- [22] Texas Instrument (www.ti.com) TMS320F28x, Event Manager (EV) Peripheral Reference Guide, SPRU065. Texas Instrument, 2003.
- [23] Texas Instrument (www.ti.com) TMS320F28x System Control and Interrupts Peripheral Reference Guide, SPRU078 Texas Instrument, 2003.
- [24] Texas Instrument (www.ti.com) TMS320F28x Boot ROM Peripheral Reference Guide, SPRU095 Texas Instrument, 2003.
- [25] eZdspTM F2812, Technical Reference, 506265-0001 Rev. F September 2003.
- [26] Target Support Package<sup>™</sup> FM5 User's Guide, © COPYRIGHT 2002–2008 by The MathWorks, Inc.]
- [27] Target Support Package<sup>™</sup> IC1 User's Guide, © COPYRIGHT 2002–2008 by The MathWorks, Inc.]
- [28] Target Support Package<sup>™</sup> IC1 User's Guide, © COPYRIGHT 2002–2008 by The MathWorks, Inc.]

# κεφάλαιο 10

Πειραματική υλοποίηση προτεινόμενου ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων με ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP)

# 10.1. Εισαγωγή

Σε αυτό το Κεφάλαιο περιγράφω τα κριτήρια αξιολόγησης της ποιότητας ενός κινητήριου συστήματος, τον σχεδιασμό και την υλοποίηση της πειραματικής διάταξης, την μεθοδολογία μετρήσεων και τις πειραματικές μετρήσεις που έκανα, προκειμένου να υλοποιήσω μερικούς από τους προτεινόμενους ελέγχους ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένους σε ελεγκτές αναζήτησης ασαφούς λογικής αυτής της διατριβής όταν δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών του κινητήριου συστήματος.

Η πειραματική υλοποίηση ελέγχου ΗΚΣ είναι ένα σύνθετο θέμα γιατί περιλαμβάνει το μηχανολογικό κομμάτι που διασυνδέει τα μηχανικά μέρη του κινητήριου συστήματος, το κομμάτι που αποτελείται από τα Ηλεκτρονικά Ισχύος (αντιστροφέας ισχύος), το ηλεκτρονικό μέρος που αφορά τον μικροεπεξεργαστή όπου ψηφιοποιείται το λογισμικό, το ηλεκτρονικό μέρος που κάνει την διασύνδεση μεταξύ των ηλεκτρονικών ισχύος και του ψηφιακού επεξεργαστή σήματος, και τέλος τον εξοπλισμό των μετρητικών συσκευών (αισθητήρες μετρήσεων ρεύματος, ταχύτητας, ροπής).

Στις πειραματικές δοκιμές μετρώ την απόδοση του προτεινόμενου ελέγχου σε διαφορετικούς τύπου κινητήρων (επαγωγικό και μόνιμου μαγνήτη) για διάφορες συνθήκες λειτουργίας τους, με και χωρίς την εφαρμογή του υποσυστήματος που ελαχιστοποιεί τις απώλειες. Οι μετρήσεις ισχύος του πειραματικού μέρους βασίζονται στο Power Quality Analyzer, Fluke 43B.

Εκτός από την εκτίμηση του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου ως προς την βελτίωση της απόδοσης του κινητήρα, μελετώ και την επίδραση του προτεινόμενου ελέγχου στην δυναμική συμπεριφορά του κινητήρα γιατί όλα τα προτεινόμενα συστήματα ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών μειώνουν την μαγνητική ροή του κινητήρα με σοβαρή πιθανότητα να επηρεάζουν την ευστάθεια του κινητήρα, τον χρόνο απόκρισης και την κυμάτωση στην ροπή του κινητήρα (troque ripples).

Στις ενότητες 10.2 και 10.8 αναφέρω τον ισχύοντα μέχρι σήμερα τρόπο εκτίμησης της συμπεριφοράς ενός συμβατικού συστήματος ελέγχου για ΗΚΣ όσον αφορά την απόδοσή του και την δυναμική του συμπεριφορά. Στην ενότητα 10.9 αναφέρω τον προτεινόμενο τρόπο εκτίμησης της απόδοσης σε αυτή την διατριβή.

Στην ενότητα 10.10 περιγράφω την μελέτη των μηχανολογικών κατασκευών, τι χρειάζεται να γίνει και τι έγινε για την δικιά μου κατασκευή. Στις ενότητες 10.11 έως και 10.18 περιγράφω τις επιλογές υλικού που έκανα για την πειραματική υλοποίηση.

Στην ενότητα 10.1 περιγράφω την καινοτόμο πειραματική ρύθμιση των ασαφών ελεγκτών. Στην ενότητα 10.20 αναλύω τις πειραματικές μετρήσεις που κάνω για να συγκρίνω την εφαρμογή ενός από τους προτεινόμενους ελέγχους ελαχιστοποίησης απωλειών της διατριβής σε συνδυασμό με ένα συμβατικό έμμεσο διανυσματικό έλεγχο, σε μια εφαρμογή τριφασικού κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM drive IFOC) και σε μια εφαρμογή τριφασικού επαγωγικού κινητήρα βραχυκυκλωμένου δρομέα (ACIM drive IFOC).

# 10.2. Διαδικασία δοκιμής κινητήριων συστημάτων

Μέχρι σήμερα δεν υπάρχει ένα κοινώς αποδεκτό πρωτόκολλο δοκιμής που να επιτρέπει την σύγκριση απόδοσης μεταξύ διαφορετικών ελεγκτών κινητήρων μεταβλητής συχνότητας (Variable Frequency Drives – VFD) και εφαρμογών αυτών των ελεγκτών, από τους κατασκευαστές. Απλή απόδειξη αυτού είναι ότι οι κατάλογοι πώλησης κινητήρων αναφέρουν μόνο την περιγραφή των τεχνικών χαρακτηριστικών του κινητήρα και την απόδοση του κινητήρα στο 100% της ονομαστικής του ταχύτητας και φορτίου και μερικές φορές η απόδοση του στο 75% και στο 50% του φορτίου του. Η απόδοση του κινητήρα σε αυτά τα

σημεία λειτουργίας του υπολογίζεται από πιστοποιημένες διαδικασίες δοκιμής, όπως την IEC 60034-2-1 [6], την CSA390 [4], την IEEE 112 [5]. Παρόλο που οι περισσότεροι κατασκευαστές εκτιμούν την ποιότητα ενός κινητήριου συστήματος μελετώντας μόνο την απόδοσή του, είναι εξαιρετικά σημαντικό να συνεκτιμάται η επίδραση του ελεγκτή στα εξής θέματα:

- 1. στον χρόνο απόκρισης του κινητήρα,
- 2. στην ευστάθεια του κινητήρα και
- 3. στην κυμάτωση της ροπής του κινητήρα σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας,

αλλιώς αναπόφευκτα οδηγούμαστε αργά ή γρήγορα σε μη αποδοτική λειτουργία. Δηλαδή μπορεί να κερδίζουμε σε ενέργεια κατανάλωσης και να χάνουμε σε ποιότητας λειτουργίας. Η παρούσα εργασία προτείνει και υλοποιεί μια μεθοδολογία δοκιμών κινητήριων συστημάτων που καλύπτει αυτό το κενό.

# 10.3. Εκτίμηση της απόδοσης κινητήριου συστήματος

Αντίθετα με την εκτίμηση της απόδοσης των κινητήρων σε τρία σημεία λειτουργίας τους, στο 100% στο 75% και στο 50% του ονομαστικού τους φορτίου, τα VFD μπορούν να μεταβάλλουν την ταχύτητα του κινητήρα από 100% έως 0%. Η απόδοση ενός VFD μπορεί να επηρεαστεί από τον αλγόριθμο ελέγχου (βελτιστοποίηση τάσης και άνοιγμα/κλείσιμο των ηλεκτρονικών) για τις ίδιες συνθήκες ταχύτητας και ροπής του κινητήρα. Η συνδυασμένη απόδοση του VFD επηρεάζεται επίσης από τις κατασκευαστικές παραμέτρους του κινητήρα. Συνεπώς απαιτείται ο κατάλληλος συνδυασμός και χαρακτηρισμός του VFD με μια συγκεκριμένη οικογένεια καμπυλών απόδοσης για δεδομένες συνθήκες ταχύτητας και ροπής. Με τον τρόπο αυτό υλοποιείται καταρχήν ο στόχος επίτευξης ενός αποτελεσματικού πρωτοκόλλου δοκιμής της απόδοσης που μπορεί να είναι πρακτικό, ακριβές και αξιόπιστο.

Επειδή το αντικείμενο της παρούσας μελέτης είναι η ανάπτυξη ενός πρωτότυπου συστήματος βέλτιστου ελέγχου ηλεκτρικού κινητήρα, η ποιότητα του εκτιμάται από την σύγκριση των παραπάνω κριτηρίων με και χωρίς την εφαρμογή του προτεινόμενου βέλτιστου ελέγχου.

# 10.4. Πειραματική μέτρηση απόδοσης κινητήριου συστήματος

Στις πειραματικές μου μετρήσεις αξιολογώ την βελτίωση της απόδοσης με άμεσες μετρήσεις της ισχύος που καταναλώνει το κινητήριο σύστημα με ένα Power Quality Analyzer της Fluke, είτε στην είσοδο του κινητήρα είτε στην είσοδο του αντιστροφέα ισχύος. Οι μετρήσεις στην είσοδο του αντιστροφέα δεν περιέχουν τόσες αρμονικές όσες στην έξοδο του αντιστροφέα ισχύος. Στις προσομοιώσεις των προηγούμενων Κεφαλαίων, την απόδοση του κινητήρα την υπολογίζω από τη σχέση (2.1) του Κεφαλαίου 2. Σε αυτήν την σχέση, η ισχύς εξόδου υπολογίζεται από την εξίσωση (5.27) σαν το γινόμενο της ροπής που αναπτύσσει ο κινητήρας και της ταχύτητας του και η ισχύς εισόδου υπολογίζεται από την εξίσωση (5.28) του Κεφαλαίου 5, σαν το γινόμενο της τάσης και ρεύματος στην DC-Bus του αντιστροφέα ισχύος.

# 10.5. Εκτίμηση της κυμάτωση της ροπής

Ιδιαίτερα στις ρομποτικές εφαρμογές, καθώς και σε μια μεγάλη περιοχή εφαρμογών ελέγχου κίνησης όπου χρειάζεται μεγάλη ακρίβεια, καθώς και σε εφαρμογές με χαμηλό θόρυβο όπως στα υποβρύχια, η κυμάτωση της ροπής είναι ανεπιθύμητη. Η κυμάτωση ροπής είναι βασικά μια κύμανση στην ροπή εξόδου του κινητήρα που οφείλεται στο άνοιγμα/κλείσιμο (switching) των ηλεκτρονικών ισχύος. Είναι συνάρτηση της ταχύτητας του ρεύματος και της θερμοκρασίας του κινητήρα. Αναλυτικότερα μπορούμε να πούμε ότι η στιγμιαία ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας αποτελείται από δύο συνιστώσες: (i) μια σταθερή (ή μέση) συνιστώσα και (ii) μια περιοδική συνιστώσα. Η περιοδική συνιστώσα είναι συνάρτηση του χρόνου ή της θέσης του δρομέα και καλείται κυμάτωση ροπής (torque ripple). Οφείλεται στην κατασκευή του κινητήρα και στην τροφοδοσία ισχύος.

Η κυμάτωση ροπής που προέρχεται από την πηγή τροφοδοσίας οφείλεται στην κυμάτωση του ρεύματος σαν αποτέλεσμα της διαμόρφωσης του εύρους παλμών (PWM) και στην μετατροπή των φάσεων των ρευμάτων (current commutation).

Υπάρχουν τρεις πηγές προέλευσης της ροπής κυμάτωσης που οφείλονται στην κατασκευή των μαγνητικών και ηλεκτρικών κυκλωμάτων του κινητήρα:

- Στην αλληλεπίδραση μεταξύ της μαγνητικής ροής του δρομέα και της μεταβαλλόμενης ροής στο διάκενο του κινητήρα, που οφείλεται στην γεωμετρία των σχισμών του στάτη. Το φαινόμενο καλείται cogging effect και η αντίστοιχη κυμάτωση cogging ripple.
- 2. Στην παραμόρφωση της ημιτονοειδούς ή τραπεζοειδούς μορφής κατανομής της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο.
- 3. Στις διαφορές μεταξύ των επαγωγών στους d- και q- άξονες του διάκενου.

# 10.6. Πειραματική μέτρηση της κυμάτωσης ροπής του κινητήρα

Στην παρούσα πειραματική διαδικασία δοκιμών, η εκτίμηση της κυμάτωσης της ροπής λόγω της εφαρμογής του προτεινόμενου ασαφή βέλτιστου ελέγχου, προκύπτει από την σύγκριση της καταγραφής των τιμών της ροπής με το ροπόμετρο με και χωρίς την εφαρμογή του προτεινόμενου ελέγχου. Μετρήθηκε στην περίπτωση του προτεινόμενου ελέγχου ελέγχους ελαχιστοποίησης απωλειών του Κεφαλαίου 5, όπου το υποσύστημα ελέγχου ασαφούς λογικής συνδυάζεται με συμβατικό έλεγχο αμέσου ροπής (DTC). Η κυμάτωση ροπής που οφείλεται στην μείωση της μαγνητικής ροής εκτιμήθηκε από τις μετρήσεις της κυμάτωσης της ροπής με και χωρίς το προτεινόμενο υποσύστημα ελέγχου.



Σχήμα 10.1: Αποτελέσματα πειράματος. Απόκριση της ροπής του κινητήρα όταν συμβαίνει ξαφνική μεταβολή στο φορτίο του κινητήρα από T<sub>L</sub>=0 pu σε 0.2 pu.

Όπως δείχνει το Σχήμα 10.1: Σχήμα 10.1: η κυμάτωση της ροπής είναι ιδιαίτερα μεγάλη, 0.1 pu (ή αλλιώς 10%) της ονομαστικής ροπής του κινητήρα. Η μεταβολή της ροπής που εξετάζω είναι σχετικά μικρή, πχ 0.2 pu, γιατί ο έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών με μείωση της μαγνητικής ροής έχει μεγαλύτερη απόδοση και εφαρμόζεται κυρίως σε λειτουργία των ΗΚΣ σε μικρά φορτία.

# 10.7. Εκτίμηση της ευστάθειας του κινητήρα (stability)

Η ευστάθεια του κινητήρα σχετίζεται με την σταθερότητα λειτουργίας του όταν εφαρμοστεί απότομα κάποιο εξωτερικό φορτίο. Καθώς ο προτεινόμενος ελεγκτής μειώνει την μαγνητική

ροή του διάκενου, φαίνεται ότι αυξάνεται ο κίνδυνος να μην μπορεί ο κινητήρας να ανταποκριθεί σε μεγάλα εξωτερικά φορτία (pull-out). Όμως επειδή η ταχύτητα του κινητήρα ελέγχεται με την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου, υπάρχει ένας κλειστός βρόχος ταχύτητας που εξασφαλίζει να αυξάνει η συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή, ώστε να μην υπάρχει κίνδυνος για pull-out και ο κινητήρας να είναι σταθερός στην λειτουργία του.

Η σταθερότητα του κινητήρα που σχετίζεται με την διαταραχή του φορτίου (όταν το φορτίο περιέχει περιοδικές συνιστώσες) ή που σχετίζεται με την κατασκευή του κινητήρα ή με την μη γραμμική συμπεριφορά του μετατροπέα ισχύος, επειδή δεν επηρεάζεται από τον ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών δεν την εξετάζω στις πειραματικές μου μετρήσεις.

# 10.8. Εκτίμηση του χρόνου απόκρισης του κινητήρα

Ο χρόνος απόκρισης εκφράζει τον χρόνο που χρειάζεται το κινητήριο σύστημα για να αλλάξει την δυναμική του κατάσταση για ένα δοσμένο φορτίο και ταχύτητα. Θα μπορούσε να ορισθεί και σαν ο χρόνος αποκατάστασης μεταξύ δύο διαδοχικών καταστάσεων ισορροπίας του κινητήρα. Ο χρόνος απόκρισης εξαρτάται εκτός από την μηχανική αδράνεια του συστήματος και από την συμπεριφορά του ελεγκτή. Υπολογίζεται σαν τον χρόνο μεταξύ δύο διαδοχικών διαφορετικών καταστάσεων ισορροπίας του κινητήρα. Διακρίνεται στον χρόνο απόκρισης φορτίου και στον χρόνο απόκρισης ταχύτητας.

Ο χρόνος απόκρισης φορτίου υπολογίζεται σαν ο χρόνος για να μεταβεί ο κινητήρας από μια κατάσταση ισορροπίας σε δοσμένη ταχύτητα με σταθερό φορτίο σε μια διαδοχική κατάσταση ισορροπίας στην ίδια ταχύτητα εφαρμόζοντας διαφορετικό φορτίο πέδησης στον κινητήρα που ελέγχουμε.

Ο χρόνος απόκρισης ταχύτητας υπολογίζεται με παρόμοιο τρόπο με τον προηγούμενο. Στην πρώτη κατάσταση ισορροπίας ο κινητήρας λειτουργεί σε δοσμένη ταχύτητα και σταθερό φορτίο ενώ στην δεύτερη κατάσταση ισορροπίας έχει διαφορετική επιθυμητή ταχύτητα διατηρώντας σταθερό το φορτίο πέδησης.

Η πειραματική μέθοδος μέτρησης του χρόνου απόκρισης βασίζεται σε μια απλή αρχή της Φυσικής: Η ροπή που εφαρμόζεται σε μια περιστρεφόμενη μάζα γνωστής ροπής αδράνειας μπορεί να μετρηθεί από την αλλαγή της ταχύτητας μέσα σε ένα γνωστό χρονικό διάστημα, από την σχέση:

Αυτή η σχέση χρησιμοποιείται για να υπολογίζει τον χρόνο επιτάχυνσης ενός κινητήρα για το αδρανειακό του φορτίο από την κατάσταση ηρεμίας του στην μέγιστη ταχύτητά του και έχει την μορφή:

$$\Delta t = \frac{I\omega}{\text{Poptidoption}} \tag{10.2}$$

όπου

η ροπή φορτίου,  $T_{L_{,}}$  μετρείται σε (N-m ή lb-ft) και είναι η ροπή που εφαρμόζεται σε δοσμένη ταχύτητα  $\omega$  (rad/s)

Iείναι η ολική ροπή αδράνειας (N-m-s<sup>2</sup> ή lb-ft-s<sup>2</sup>) του φορτίου που επιταχύνεται.

Στην περίπτωση της απόκρισης ταχύτητας, η  $\omega$  (rad/s) μετριέται σαν η μεταβολή της ταχύτητας από την αρχική στην επιθυμητή.

Στην περίπτωση της απόκρισης ροπής, η ροπή  $T_L$  (N-m ή lb-ft) μετριέται σαν η μεταβολή της ροπής από την αρχική στην επιθυμητή.

# 10.9. Σημεία δοκιμής για την εκτίμηση της απόδοσης του προτεινόμενου ελέγχου κινητήριων συστημάτων

Όπως είδαμε υπάρχουν ελάχιστα αξιόπιστα πειραματικά δεδομένα που να επιτρέπουν την εκτίμηση της απόδοσης ενός κινητήριου συστήματος που περιέχει έναν ελεγκτή VFD και ένα κινητήρα. Ένας VFD μπορεί να λειτουργεί με πολλούς τρόπους και κάθε ένας από αυτούς μπορεί να επηρεάζει την λειτουργική απόδοση του κινητήριου συστήματος. Οι κατασκευαστές δημοσιεύουν στους καταλόγους τους για τον κινητήρα χωριστά, την απόδοσή του στην ονομαστική τιμή της ταχύτητας και του φορτίου του και μόνο σε μερικές περιπτώσεις την απόδοση στα <sup>3</sup>/<sub>4</sub> και <sup>1</sup>/<sub>2</sub> (σπάνια στο <sup>1</sup>/<sub>4</sub>) του ονομαστικού φορτίου τους, μόνο για την περίπτωση που συνδέονται κατευθείαν στο δίκτυο. Όταν οι κινητήρες συνδέονται μέσω ελεγκτών στο δίκτυο, τους επιτρέπεται να ρυθμίζεται η ταχύτητά τους από 0 έως 100% ή και μεγαλύτερη της ονομαστικής τιμής της και η απόδοσή του απόδοση του κινητήριου συστήματος χρειάζεται ένας πολύ μεγάλος αριθμός καμπυλών απόδοσης για διαφορετικές τιμές ροπής. Δεδομένου ότι είναι δύσκολο να γίνουν δοκιμές για όλες τους συνδυασμούς ταχύτητας και φορτίου και φορτίου επιλέγω να κάνω δοκιμές στα σημεία λειτουργίας του Πίνακας 10.1:.

Δημείο Λειτουργίας	1	2	5	-	5
Ροπή%	100	75	50	25	10
Ταχύτητα%	100	100	100	100	100
Σημείο Λειτουργίας	6	7	8	9	10
Ροπή%	100	75	50	25	10
Ταχύτητα%	75	75	75	75	75
		10	10	1.4	
Σημείο Λειτουργίας	11	12	13	14	15
Σημείο Λειτουργίας Ροπή%	<b>11</b> 100	75	50	25	15 10
Σημείο Λειτουργίας Ροπή% Ταχύτητα%	11 100 50	75 50	<b>13</b> 50 50	14 25 50	15 10 50
Σημείο Λειτουργίας Ροπή% Ταχύτητα%	11           100           50	75 50	<b>13</b> 50 50	14 25 50	15 10 50
Σημείο Λειτουργίας Ροπή% Ταχύτητα% Σημείο Λειτουργίας	11 100 50 16	12 75 50 17	<b>13</b> 50 50 <b>18</b>	14 25 50 19	15 10 50 20
Σημείο Λειτουργίας Ροπή% Ταχύτητα% Σημείο Λειτουργίας Ροπή%	11 100 50 16 100	12 75 50 17 75	<b>13</b> 50 50 <b>18</b> 50	14 25 50 19 25	15       10       50       20       10

Πίνακας 10.1: Δοκιμή σημείων λειτουργίας που εξαρτώνται από την ροπή και την ταχύτητα

# 10.10. Τραπέζι δοκιμών κινητήρα

Ο κώδικας ενός από τους προτεινόμενους αλγόριθμους βέλτιστου ασαφή ελέγχου για κινητήρια συστήματα αυτής της διατριβής, όταν δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών, αποθηκεύεται στον eZdspF2812. Για την ασφαλή δοκιμή του ελέγχου κινητήρα για τις καταστάσεις λειτουργίας του σε ισορροπία ή σε μεταβατικές, χρειάζεται κατάλληλο τραπέζι δοκιμών (test bench) που να μπορεί να εφαρμόζω με μηχανικό τρόπο στον κινητήρα δοκιμής τα φορτία του Πίνακας 10.1:. Τα φορτία πέδησης παράγονται από κινητήρα πέδησης που τον ελέγχω με έναν συμβατικό ελεγκτή. Στο Σχήμα 10.4: δείχνεται το σχηματικό διάγραμμα του τραπεζιού δοκιμών που κατασκεύασα. Στο Σχήμα 10.6: και στο Σχήμα 10.8: δείχνονται φωτογραφίες του τραπεζιού δοκιμών για τον επαγωγικό κινητήρα και για τον κινητήρα μόνιμου μαγνήτη.

Επειδή τα μικρά κινητήρια συστήματα (μικρότερα του 1 Hp) είναι ευκολότερο να τα διαχειριστούμε στο εργαστήριο, επιλέγω οι κινητήρες δοκιμής και πέδησης να είναι μικρής ισχύος, για αυτό και το σύστημα του τραπεζιού δοκιμών το σχεδίασα με ανάλογες

προδιαγραφές. Καθώς οι κινητήρες παράγουν ροπές που κυμαίνονται σε σχέση με την ταχύτητα του κινητήρα, τα μηχανικά μέρη του τραπεζιού δοκιμών σχεδιάστηκε ώστε να ανταποκρίνονται και σε υψηλές και σε χαμηλές τιμές ταχύτητας και φορτίου. Οι κινητήρες που ελέγχω στα παρακάτω πειράματα είναι μικρής ισχύος, 0.25 Hp, γι' αυτό παρόλο που τα τραπέζια δοκιμών συνήθως κατασκευάζονται από συμπαγές ατσάλι η βάση κατασκευάστηκε από ξύλο. Η διαφορά των γεωμετρικών διαστάσεων και του βάρους των δύο διαφορετικών κινητήρων είναι μεγάλη για αυτό έγιναν διαφορετικές κατασκευές για την στερέωσή τους στο τραπέζι δοκιμών.

Συσκευή	Προδιαγραφές
Κινητήρες δοκιμής	3-phase PMSM, 24V, 850 rpm
	3-phase ACIM, 50 Hz (1350 rpm), 220V, 0.25 Hp, 60Hz (1620
	rpm)
Κινητήρας πέδησης	1-phase, ACIM, 50 Hz (1390 rpm), 220V, 0.25 Hp
Ροπόμετρο	5Nm+0.25% (DR-2477, LORENZ MESSTECHNIK GmbH)
Αντιστροφείς Ισχύος	DMC1500 Digital Spectrum, 350 V, 7.5 A
	DMC 500 Digital Spectrum, 24 V, 2.5 A
Κωδικοποιητής	Encoder 1200 lines/revolution
ταχύτητας	Hall Effect Gear tooth speed sensor (model: GS100201 - CHERRY)

Πίνακας 10.2:. Προδιαγραφές των βασικών εξαρτημάτων του τραπεζιού δοκιμών

Ο επαγωγικός κινητήρας δοκιμής (0.25 Hp, 4 πόλων, κλάσης F, βραχυκυκλωμένου δρομέα), συνδέεται μηχανολογικά στη σειρά κομπλαρισμένος μέσω ενός ροπόμετρου με ένα μονοφασικό κινητήρα που λειτουργεί σαν φορτίο στον τριφασικό κινητήρα (κινητήρας πέδησης). Η σύζευξη του ροπόμετρου με τους άξονες των δύο κινητήρων έγινε με ειδικούς συνδέσμους που κατασκευάστηκαν στο Μηχανουργείο του Εργαστηρίου Φυσικής του Π.Κ. Το σχέδιο των συνδέσμων είναι απλό και πρωτότυπο και δείχνεται στο παρακάτω Σχήμα 10.4:



Σχήμα 10.2: Διάταξη του τραπεζιού δοκιμών του κινητήριου συστήματος.



#### Σχήμα 10.3: Συνδεσμολογία ηλεκτρονικών εξαρτημάτων ελέγχου του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα δοκιμής. Ο αντιστροφέας ισχύος DMC1500 συνδέεται με την πλατφόρμα εργασίας eZdspF2812, τον HY και τον κινητήρα.

Παρόλο που υπάρχουν στο εμπόριο τα ειδικά εξαρτήματα για την στερέωση του ροπόμετρου πάνω στο τραπέζι δοκιμών και οι σχετικοί σύνδεσμοι για την σύζευξη του ροπόμετρου με τους άξονες των κινητήρων, επέλεξα να τα κατασκευάσουμε στο Εργαστήριο Δομής της Ύλης & Φυσικής Λέιζερ του Πολυτεχνείου Κρήτης τα δικά μας εξαρτήματα. Η επιλογή αυτή έγινε κυρίως γιατί τα εξαρτήματα αυτά δεν δίνονται δωρεάν, οι χρόνοι παράδοσης είναι ιδιαίτερα μεγάλοι και το σημαντικότερο είναι ότι υπάρχει στο ΠΚ ο απαραίτητος εξοπλισμός για την κατασκευή τους. Η ευθυγράμμιση των αξόνων των κινητήρων με το ροπόμετρο έχει ιδιαίτερη σημασία να είναι ακριβής και σταθερή γιατί οι ροπές που ασκούνται κατά τις δοκιμές είναι μεγάλες και υπάρχει ο κίνδυνος καταστροφής των αξόνων σε περίπτωση κάποιου λάθους. Ο σχεδιασμός των εξαρτημάτων είναι πολύ απλούστερος από αυτόν του εμπορίου αλλά εξίσου αποτελεσματικός.



Σχήμα 10.4: Σύνδεσμοι σύζευξης ροπόμετρου στο τραπέζι δοκιμής του κινητήριου συστήματος.

Η επιλογή των αισθητήρων μέτρησης είναι σημαντικό να γίνει με κριτήριο την μεγάλη ακρίβεια μέτρησης. Για παράδειγμα το ροπόμετρο να έχει τουλάχιστον 22 bit ακρίβεια ώστε να μετρούνται οι μικρές αλλαγές της ροπής κυμάτωσης κατά την διάρκεια των πειραματικών μετρήσεων.

Στο τραπέζι δοκιμών προσομοιώνονται οι ποιο γενικές περιπτώσεις πραγματικής λειτουργίας του κινητήρα για διαφορετικά φορτία, όπως σταθερό φορτίο και βηματικά φορτία για διαφορετικές ταχύτητες λειτουργίας του κινητήρα. Τα φορτία παράγονται με ένα δεύτερο κινητήρα που λειτουργεί σαν φρένο στον κινητήρα που ελέγχεται. Για αν εξετασθεί η σταθερότητα του κινητήρα που ελέγχω, εφαρμόζω απότομα βηματικά φορτία. Τα φορτία αυτά τα ρυθμίζω με έναν συμβατικό ελεγκτή Volt/Herz.

# 10.11. Επιλογή του κινητήρα δοκιμής και του κινητήρα πέδησης που χρησιμοποιώ

Επειδή οι αλγόριθμοι των προτεινόμενων συστημάτων ελέγχου με ελαχιστοποίηση απωλειών της διατριβής είναι ανεξάρτητοι από το μέγεθος (ισχύ) του κινητήρα, για τις δοκιμές χρησιμοποιώ τριφασικούς κινητήρες μικρής ισχύος για να είναι εύκολος ο χειρισμός τους στο εργαστήριο.

Για τις δοκιμές τριφασικού επαγωγικού κινητήρα χρησιμοποιώ έναν συνηθισμένο κινητήρα του εμπορίου, τον 0.18 kW, 220/380 V, 50 Hz, 1350 rpm, Δ: 1.12 A, Y:0.65 A, φ=0.66, (60 Hz, 1620 rpm).

Για τις δοκιμές σε κινητήρα μόνιμου μαγνήτη χρησιμοποιώ έναν πολύ καλής ποιότητας κινητήρα ρομποτικών εφαρμογών, τον κινητήρα AC Servo motor, Applied Motion products, 100 W, 24 V, TAMAGAWA SEIKI CO LTD, JAPAN.

Για την πέδηση με γνωστά μεταβαλλόμενα φορτία έγινε προσπάθεια να χρησιμοποιηθεί ο υπάρχων εξοπλισμός του εργαστηρίου, δηλαδή ο μόνος διαθέσιμος μονοφασικός κινητήρας. Η λύση αυτή δεν ήταν η εύκολη λύση που θα έδινε ένας ελεγχόμενος κινητήρας συνεχούς τάσης. Για τον μονοφασικό κινητήρα πέδησης χρειάστηκε να κάνω βαθμονόμηση της ροπής και της ταχύτητάς του ανάλογα με την διέγερση που ελέγχω με τον συμβατικό έλεγχο, ώστε να παραχθούν τα επιθυμητά φορτία πέδησης. Ο έλεγχος της ταχύτητας και ροπής του γίνεται με συμβατικό έλεγχο του εμπορίου, (Volt/Herz). Ο κινητήρας πέδησης είναι ο 0.18 kW, μονοφασικός 220 V, 50 Hz, 1390 rpm, 1,56 A, cosφ=0.92.



Σχήμα 10.5: Συνδεσμολογία ηλεκτρονικών εξαρτημάτων ελέγχου του τριφασικού κινητήρα δοκιμής. Ο αντιστροφέας ισχύος DMC 550 συνδέεται με την πλατφόρμα εργασίας eZdspF2812, τον υπολογιστή και τον κινητήρα μόνιμου μαγνήτη.

# 10.12. Επιλογή του αισθητήρα ροπής (Torque Sensor)

Για τις μετρήσεις της ροπής του φορτίου του κινητήρα χρειάζομαι έναν ακριβή αισθητήρα μέτρησης της ροπής που να μετρά ροπές σε όλη την περιοχή λειτουργίας του κινητήρα και να έχει μεγαλύτερη ανθεκτικότητα στην στρέψη από αυτήν που προβλέπεται στην περιοχή λειτουργίας του (βλέπε [12]). Οι απαιτήσεις για την επιλογή του ροπόμετρου είναι οι παρακάτω:

- 1. Να εντοπίζει την μέγιστη μέση τιμή της ροπής.
- 2. Να υπολογίζει τις μέγιστες στιγμιαίες τιμές της ροπής.

- 3. Να επαληθεύει την ταχύτητα του άξονα ώστε να επιβεβαιώνεται εύκολα η τιμή της.
- 4. Να επαληθεύει την ακρίβεια μέτρησης.
- 5. Να επιλέγει την ισχύ τροφοδοσίας του.

Συνεκτιμώντας τις παραπάνω απαιτήσεις και την ιδιαίτερα ακριβή τιμή των μετρητών ροπής επέλεξα να αγορασθεί ένας αισθητήρας ροπής σχετικά μεγάλης ακρίβειας, 0.25% ακρίβεια πλήρους κλίμακας, χωρίς την δυνατότητα ταυτόχρονης μέτρησης της ταχύτητας. Επίσης συνεκτιμώντας τα πλεονεκτήματα και το κόστος δεν αγοράστηκε το εξάρτημα ψηφιακής απεικόνισης των μετρήσεων. Η βέλτιστη σχέση κόστους και απόδοσης βρέθηκε στο ροπόμετρο τύπου DR-2477, LORENZ MESSTECHNIK GmbH.

# 10.13. Μέτρηση της ισχύος εισόδου/εξόδου στον αντιστροφέα ισχύος



Σχήμα 10.6: Πειραματική διάταξη υλοποίησης/ δοκιμής του προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών τριφασικού επαγωγικού κινητήρα. (1) κινητήρας δοκιμής, (2) ροπόμετρο, (3) κινητήρας πέδησης, (4) αντιστροφέας ισχύος DMC 1500, (5) συμβατικός ελεγκτής του κινητήρα πέδησης, (6) eZdspF2812 με TMS320F2812 DSP, (7) HY επικοινωνίας χρήστη με τον eZdspF2812 σε πραγματικό χρόνο, (8) Variac για την σταδιακή τροφοδοσία του αντιστροφέα ισχύος DMC 1500 κατά το στάδιο ανάπτυξης/ελέγχου του αλγόριθμου, (9) αισθητήρας ταχύτητας τύπου Hall, (9) μετασχηματιστής απομόνωσης που απομονώνει ηλεκτρικά τον μετατροπέα ισχύος από την πηγή ισχύος (δίκτυο της ΔΕΗ), (10) μετρητής ισχύος, (11) τροφοδοτικό ροπόμετρου, (12) πλακέτα συνδεσμολογίας κυκλώματος του ροπόμετρου, (13) βοηθητικό βολτόμετρο, (14) αισθητήρας ταχύτητας.



Σχήμα 10.7: Συνδεσμολογία του eZdsp ελεγκτή με τον αντιστροφέα ισχύος και τον κινητήρα μόνιμου μαγνήτη. (1) κινητήρας δοκιμής μόνιμου μαγνήτη, (2) αντιστροφέας ισχύος DMC 550, (3) πλατφόρμα εργασίας eZdsp, (4) DSP TMS320F2812, (5) τριφασική έξοδος του αντιστροφές ισχύος, (6) τροφοδοσία DC: 24V για τον DMC550, (7) είσοδος σημάτων αισθητήρα ταχύτητας τύπου encoder poy βρίσκεται στο εσωτερικό του κινητήρα, (8) διασύνδεση eZdsp (πόρτα P8) με DMC 550 (πόρτα P2), (9) LPT1 παράλληλη επικοινωνία του χρήστη με τον eZdsp μέσω H/Y.



Σχήμα 10.8: Πειραματική διάταξη υλοποίησης / δοκιμής του προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών τριφασικού κινητήρα μόνιμου μαγνήτη. (1) κινητήρας δοκιμής μόνιμου μαγνήτη, (2) ροπόμετρο, (3) κινητήρας πέδησης, (4) αντιστροφέας ισχύος DMC 550, (5) συμβατικός ελεγκτής κινητήρα πέδησης, (6) πλατφόρμα εργασίας eZdsp με TMS320F2812 DSP), (7) μετρητής ισχύος, (8) τροφοδοσία DC 24V για τον DMC 550, (9) τροφοδοτικό για το ροπόμετρο.

Είναι απαραίτητο να επιλέξουμε μετρητικές συσκευές ικανές να λειτουργούν σε όρια συχνοτήτων σχετικά με τις αρμονικές που δημιουργούνται από τους αντιστροφείς ισχύος VFDs (Variable Frequency drives) που τροφοδοτούν τους AC κινητήρες εφόσον αυτές συνεισφέρουν σε μεγάλο βαθμό στις απώλειες του κινητήριου συστήματος.

Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο ενός VFD εμπεριέχουν αρμονικές της κύριας συχνότητας (50 ή 60 Hz) από την τροφοδοσία του δικτύου. Για παράδειγμα, ένα τυπικό φάσμα αρμονικών του PWM που παράγει μια διάταξη VFD με μια γέφυρα αντιστροφής με διόδους περιέχει την κύρια και δευτερεύουσες αρμονικές τάξεων 5<sup>η</sup>, 7<sup>η</sup>, 11<sup>η</sup>, 13<sup>η</sup>, 17<sup>η</sup>, και 19<sup>η</sup>. Το φάσμα αρμονικών του ρεύματος και της τάσης της εξόδου ενός VFD εξαρτάται από την συχνότητα ανοίγματος/κλεισίματος των ηλεκτρονικών ισχύος και την μέθοδο διαμόρφωσης εύρους των παλμών. Για παράδειγμα, το εύρος κύριας συχνότητας της κυματομορφής ρεύματος PWM στην έξοδο του VFD μπορεί να μεταβάλλεται από λίγα Hz έως και 300 Hz, και να περιέχει αρμονικές. Η κυματομορφή της τάσης έχει εύρος συχνότητας που βασίζεται στην συχνότητα ανοίγματος/κλεισίματος και είναι της τάξης αρκετών kHz.

Τα περισσότερα όργανα που χρησιμοποιούνται σήμερα για την μέτρηση της τάσης του ρεύματος και της ισχύος στην είσοδο ενός αντιστροφέα ισχύος VFD είναι ψηφιακά και υλοποιούν μεθόδους μέτρησης υψηλής ταχύτητας, πετυχαίνοντας ακρίβεια μέχρι και την  $50^{n}$  αρμονική των 50 ή 60 Hz, έχοντας ως αποτέλεσμα δειγματοληψία στην περιοχή των 3 kHz. Για μετρήσεις μεταξύ του VFD και του κινητήρα είναι απαραίτητο να χρησιμοποιούμε όργανα μέτρησης που παρέχουν ευρύτερο φάσμα συχνοτήτων από εκείνο της εισόδου του VFD, ώστε έτσι να λαμβάνουμε υπόψη μας και τις επιπλέον παλμικές συχνότητες του ανοίγματος/κλεισίματος και να διατηρούμε επαρκή ακρίβεια υπολογισμών. Όσο αφορά την παρούσα μελέτη και τις μετρήσεις που διεξήγαγα στην είσοδο και στην έξοδο του VFD επέλεξα όργανα μέτρησης με ακρίβεια ±0.2% στα 50 ή 60 Hz σε μια περιοχή συχνοτήτων 200 kHz. Για την μέτρηση της ισχύος χρησιμοποιώ τον μετρητή ισχύος Power Quality Analyzer της Fluke 43B, μονοφασικών μετρήσεων.

Το Σχήμα 10.6: δείχνει την συνολική πειραματική διάταξη της ερευνητικής εργασίας για τον επαγωγικό κινητήρα και το Σχήμα 10.8: για τον κινητήρα μόνιμου μαγνήτη. Ο ρόλος του μετασχηματιστή απομόνωσης είναι να απομονώνει ηλεκτρικά τον μετατροπέα ισχύος από την πηγή ισχύος (δίκτυο της ΔΕΗ). Αυτό επιτρέπει στους ακροδέκτες του παλμογράφου να έρχονται σε επαφή με οποιαδήποτε στοιχείο του μετατροπές ισχύος χωρίς την πιθανή βραχυκύκλωση του ουδέτερου του μετατροπέα ισχύος. Ο σκοπός του ρυθμιστή τάσης (variac) είναι η ομαλή και ασφαλής αύξηση της DC τάσης στην DC σύζευξη του μετατροπέα ισχύος κατά την διάρκεια της ανάπτυξης του αλγόριθμου.



Σχήμα 10.9: Για την μέτρηση της ισχύος χρησιμοποιώ τον μονοφασικό μετρητή ισχύος Power Quality Analyzer, Fluke 43B.



# 10.14. Επιλογή αντιστροφέα ισχύος VFD (Variable Frequency Drive)

Σχήμα 10.10: Ο αντιστροφέας ισχύος DMC 1500 για την τροφοδοσία του τριφασικού επαγωγικού κινητήρα της παρούσας διατριβής.

Η τροφοδοσία ηλεκτρικής ισχύος στα πειράματα της παρούσας διατριβής γίνεται από τους αντιστροφείς ισχύος DMC1500 1.75 kW (350 V, 7,5 A) και DMC550 60 W (24 V, 2,5 A) της Digital Spectrum. O DMC1500 μπορεί να οδηγήσει 1 & 3 φάσεων AC επαγωγικό κινητήρα, DC Brushless ή Switched Reluctance motor control. Και στις δύο περιπτώσεις στην DC σύζευξη η μέγιστη DC τάση που εφαρμόζεται είναι 400 V και το μέγιστο DC ρεύμα στα υψηλής ταχύτητας IGBT's είναι 20 A. Ο DMC550 συνεργάζεται με τριφασικούς DC Brushless κινητήρες.

Ο εμπορικός μετατροπέας ισχύος τριών φάσεων της Digital Spectrum μπορεί να οδηγήσει τους περισσότερους τύπους τριφασικού AC κινητήρα μέχρι 1 Hp, 208 V (Line-to-line). Είναι συμβατός με τις πλατφόρμες εργασίας της TI DSP, όπως οι F240/F243/LF2407 DSK/EVM, και eZdsp2407/2812 [10].

Η διαδομένη χρήση των τρανζίστορ IGBTs στους αντιστροφείς ισχύος οφείλεται στην ευκολία ελέγχου τους, εφόσον πρακτικά δεν καταναλώνουν ενέργεια κατά την διάρκεια της διαδικασίας ανοίγματος/κλεισίματος. Το ποιο κρίσιμο πρόβλημα στην υλοποίηση ενός συστήματος ελέγχου κινητήρα από μια γέφυρα τριών φάσεων IGBT είναι η βηματική αλλαγή του δυναμικού αναφοράς στα τρανζίστορ του άνω τμήματος. Οι αντιστροφείς DMC της Digital Spectrum αντιμετωπίζουν αυτό το πρόβλημα με χρήση της τεχνικής 'boot-strap'. Ο ελάχιστα νεκρός χρόνος για τα σήματα ελέγχου εισόδου του υποσυστήματος ισχύος είναι 1.8 μs. Η πλατφόρμα εργασίας eZdsp επιτρέπει την κατευθείαν επικοινωνία χωρίς την χρήση συσκευών οπτοσύζευξης (optocouplers). Ο DSP μπορεί να συνδεθεί κατευθείαν στον αρνητικό κόμβο του DC-Bus 0. Από τον κατασκευαστή συνιστάται για προληπτικούς λόγους η γαλβανική απομόνωση μεταξύ του αντιστροφέα ισχύος από τον DSP.





Η κάρτα eZdsp έχει σαν έξοδο παλμούς ελέγχου τάσης 0-3.3 V. Το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα ισχύος DMC 1500 δέχεται παλμούς ίδιου πλάτους και έτσι δεν χρειάζεται ενίσχυση αυτών των σημάτων.

# 10.15. Ρυθμίσεις ADC Gain/Offset στους DMC 1500 και DMC 550

Τα σήματα εισόδου πάνω στις ακίδες των εισόδων του αντιστροφέα ιχύος DMC 1500 και του DMC 550 είναι [0,3] V και επίσης τα σήματα εξόδου της κάρτας eZdsp είναι [0,3.3] V, επομένως δεν χρειάζεται κάποια ρύθμιση αναγωγής του επιπέδου των σημάτων που δέχεται ο DMC από την πλατφόρμα εργασίας eZdsp. Τα σήματα εξόδου όμως που δίνει ο DMC 1500 ή ο DMC 550 αφορούν μετρήσεις μεγεθών τάσης και ρευμάτων που διεγείρουν τον κινητήρα και οι τιμές τους είναι πολύ υψηλές (να αναφερθεί ότι οι τιμές των ρευμάτων αντιπροσωπεύονται με τιμές τάσεων). Επειδή σύμφωνα με τις προδιαγραφές της eZdspF2812 τα σήματα εισόδου πάνω στις ακίδες των Α/D μετατροπέων στην eZdsp κυμαίνονται στην περιοχή [0,3] V, πρέπει τα δεδομένα που φθάνουν στην eZdsp από τον αντιστροφέα ισχύος να έχουν αναχθεί στην περιοχή τιμών 0 έως 3 V. Αυτό γίνεται πάνω στον DMC 1500 και τον DMC 550 με την ρύθμιση του κέρδους των αρμόδιων τελεστικών ενισχυτών που δίνουν το αναλογικό ρεύμα για την μέτρηση των φασικών ρευμάτων και της DC-bus τάσης. Επίσης ρυθμίζονται και οι offset τάσεις όπου χρειάζεται να λαμβάνεται μηδέν μέτρηση ώστε να μπορούν να γίνονται και αρνητικές μετρήσεις.



Σχήμα 10.12: Ρυθμίσεις των αντιστάσεων R12, R16, R19 για ADC Gain/Offset.

# 10.16. Μέτρηση ρεύματος και τάσης στους αντιστροφείς ισχύος

Όπως είναι γνωστό για την υλοποίηση του αλγόριθμου έμμεσου διανυσματικού ελέγχου (indirect-FOC) ελέγχου της ταχύτητας του κινητήρα χρειάζεται να μπορούμε να μετρούμε με

ακρίβεια τα ρεύματα των φάσεων του κινητήρα. Αυτό απαιτεί αισθητήρες και επικοινωνία (interface) μεταξύ του αναλογικού περιβάλλοντος του ελέγχου με τον ψηφιακό ελεγκτή. Αυτοί οι αισθητήρες είναι μια σημαντική επιβάρυνση στο συνολικό κόστος της διάταξης. Η οικογένεια επεξεργαστών TMS320C2000<sup>TM</sup> DSP με την υπολογιστική ικανότητα τους και την δυνατότητα του προγραμματισμού τους για την επικοινωνία τους με αισθητήρες (πάνω στο chip) μπορούν να υλοποιήσουν χαμηλού κόστους έλεγχο με αισθητήρες (sensored control). Με την βοήθεια του διαθέσιμου ελεύθερου κώδικα της βιβλιοθήκης DMC της TI (Digital Motor Control Library) είναι εύκολο και γρήγορο να υλοποιηθούν οι αλγόριθμοι. Οι περισσότεροι αντιστροφείς ισχύος διαθέτουν από την κατασκευή τους αισθητήρες τύπου Hall ή άλλου τύπου. Αυτοί οι αισθητήρες δεν περιορίζονται από την έναρξη της μετατροπής των αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά (ADC).

Το 2000, από τους S.-H. Song, J.W.-Choi, και S.-K. Sul [11] προτείνουν αντί αισθητήρα ρεύματος μια φθηνή τεχνική από απλές ωμικές αντιστάσεις «παρατήρησης τάσεων». Μελετούν τις δυνατότητες μέτρησης ρεύματος στα κινητήρια συστήματα με PWM και προτείνουν αυτήν την φθηνή λύση για την αντιστάθμιση της επίδρασης των χαμηλοπερατών φίλτρων στην περίοδο δειγματοληψίας, επειδή η καθυστέρηση που προέρχεται από τα χαμηλοπερατά φίλτρα προκαλεί σφάλμα στην δειγματοληψία του ρεύματος. Στην [11] εξετάζονται τέσσερεις διαφορετικές περιπτώσεις PWM που ενεργοποιούνται με την στρατηγική Space Vector PWM.

Μια άλλη εναλλακτική λύση για την μέτρηση των τάσεων των φάσεων στην συνδεσμολογία αστέρα (Υ συνδεσμολογία των τυλιγμάτων του στάτη του κινητήρα) είναι από τις μετρήσεις των DC τάσεων του μετατροπέα ισχύος και τις γνωστές διακοπτικές λειτουργίες  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$ , να υπολογίζονται οι τιμές των τάσεων στις φάσεις από τις γνωστές σχέσεις (10.3)

$$V_{an} = V_{dc} \left(\frac{2}{3}T_a - \frac{1}{3}T_b - \frac{1}{3}T_c\right)$$
  

$$V_{bn} = V_{dc} \left(\frac{2}{3}T_b - \frac{1}{3}T_a - \frac{1}{3}T_c\right)$$
  

$$V_{cn} = V_{dc} \left(\frac{2}{3}T_c - \frac{1}{3}T_a - \frac{1}{3}T_b\right)$$
  
(10.3)

όπου  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  παίρνουν τιμές 0 και 1.

Οι αντιστροφείς ισχύος DMC της Digital Spectrum αντί αισθητήρα ρεύματος χρησιμοποιούν την φθηνή τεχνική [11] από απλές ωμικές αντιστάσεις «παρατήρησης τάσεων», "viewing resistor". Όπως δείχνεται στο Σχήμα 10.13: , σε κάθε κλάδο διακόπτη, δίπλα στον κάτω διακόπτη υπάρχει διακλαδισμένη μια μικρή ωμική αντίσταση (shunt resistor) 0.05 Ω. Η τεχνική «παρατήρησης τάσεων» στις ωμικές αντιστάσεις απαιτεί τον συγχρονισμό του ψηφιακού μετατροπέα ADC όταν όλα τα πάνω IGBTs είναι OFF και τα κάτω IGBTs είναι ON, γιατί τότε το ρεύμα της φάσης ισούται με το ρεύμα στις ωμικές αντιστάσεων 0.05 Ω. Η διαδικασία της μετατροπής ADC μπορεί να προγραμματισθεί στο ξεκίνημα της περιόδου του PWM (timer1 underflow) όταν όλα τα πάνω IGBTs είναι off και τα κάτω EVM (2, 4 και 6). Η μετατροπή ADC ξεκινά με τον event manager και δείχνεται με την πράσινη γραμμή στο Σχήμα 10.13: ). Η μετατροπή ADC πρέπει να έχει σταματήσει πριν αλλάξει ο παλμός PWM.

Στο Σχήμα 10.13: βλέπουμε δύο ωμικές αντιστάσεις "shunt resistors", αντί για τρεις (μια σε κάθε κλάδο). Αυτό συμβαίνει γιατί ισχύει ότι  $I_a+I_b+I_c=0$ , οπότε το τρίτο ρεύμα μπορεί να υπολογισθεί από τα δύο άλλα και έτσι δεν χρειάζεται η μέτρηση του τρίτου ρεύματος.



Σχήμα 10.13: Οι αντιστάσεις 'shunt resistors' μετρούν τα φασικά ρεύματα εξόδου των DMC 550 και 1500 της Digital Spectrum.



Όταν τα κάτω IGBTs είναι ΟΝ το ρεύμα στις "shunt resistors" είναι ίσο με το ρεύμα φάσης, τότε ξεκινά η μετατροπή ADC που διαρκεί 2x2.5 μs (10% PWM) και ολοκληρώνεται πριν αλλάξει το PWM.

#### Σχήμα 10.14: Στους DMC 550 και 1500 της Digital Spectrum η τεχνική μέτρησης ρευμάτων με «παρατήρηση τάσεων» στις ωμικές αντιστάσεις απαιτεί τον συγχρονισμό του μετατροπέα ADC όταν όλα τα πάνω IGBTs είναι OFF και τα κάτω IGBTs είναι ON.

Για τον DMC 550, για όλες τις εισόδους υπάρχει μόνο ένας ρυθμιστής offset τάσης. Το κέρδος του ενισχυτή ρυθμίζεται ως εξής: Στην περίπτωση που το μέγιστο ρεύμα είναι +3 A, η μέγιστη τάση στην shunt resistor είναι 0.15 V, βλέπε σχέσεις (10.4) και Σχήμα 10.15:

$$V_{shunt}(V) = R_{shunt}(ohm)xI_{phase}(A)$$

$$V_{shunt \max}(V) = R_{shunt}(ohm)xI_{phase\max}(A)$$

$$V_{shunt \max}(V) = 0.05(ohm)x3(A) = 0.15(V)$$
(10.4)

Στην διακλάδωση της αντίστασης χρησιμοποιείται και ένα αισθητήρας που διαμορφώνει το σήμα της μέτρησης στην αντίσταση (operational amplifier, capacitor κλπ), όπως δείχνει το

Σχήμα 10.15: Επίσης η τιμή της μέτρησης χρειάζεται να αναχθεί στην επιτρεπτή περιοχή τιμών που δέχεται ο eZdspF2812. Ο F2812 δέχεται τιμές εισόδου από 0 έως 3 V. Επειδή οι τιμές έχουν πολικότητα ο DMC διαθέτει επιπλέον ηλεκτρονικό υλικό για να μειωθούν οι τιμές τάσης στα επιθυμητά επίπεδα και επιπλέον χρειάζεται να εκφρασθούν οι τιμές σε αντίστοιχη αριθμητική περιγραφή. Η γλώσσα προγραμματισμού σε fixed-point τυποποίηση (Q τυποποίηση) που χρησιμοποιείται από τις ρουτίνες της βιβλιοθήκης DMC lib είναι η τυποποίηση Q15. Ο κώδικας που έχει τυποποιηθεί σε floating-point μπορεί να τρέξει σε επεξεργαστές fixed-point χωρίς όμως να είναι αποδοτικός.



Σχήμα 10.15: Παράδειγμα ρύθμισης της offset τάσης του ενισχυτή μέτρησης ρεύματος στον DMC 550 όταν το μέγιστο φασικό ρεύμα είναι +3 A.

Το κέρδος πρέπει να επιλεχθεί έτσι ώστε ο επεξεργαστής eZdspF2812 να μην κορεστεί κατά την μέτρηση της υψηλότερη τιμή ρεύματος.

$$V_{ADC \max} = 3V$$

$$V_{ADC offset} = \frac{V_{ADC \max}}{2} = 1.5V$$

$$V_{ADC \max} = V_{shunt \max} xGain$$

$$Gain = \frac{3}{0.15} = 20$$

$$V_{ADC offset} = V_{offset} xGain$$

$$V_{offset} = \frac{1.5}{20} = 0.075V$$
(10.5)

Περισσότερες λεπτομέρειες υπάρχουν στο εγχειρίδιο του DMC 1500 και του DMC 550.

#### 10.17. Επιλογή αισθητήρα ταχύτητας (position sensor) - μέτρηση ταχύτητας

Η μέτρηση της ταχύτητας για τον κινητήρα μόνιμου μαγνήτη γίνεται με οπτικό κωδικοποιητή στοφών (encoder) που έχει τοποθετηθεί από τον κατασκευαστή στο εσωτερικό του. Ο μετρητής αυτός προσαρμόζεται στον άξονα του κινητήρα και η λειτουργία του είναι η εξής (βλέπε [12]): Εντός του κωδικοποιητή υπάρχει κυκλικός δίσκος, προσαρμοσμένος στον άξονα, ο οποίος περιστρέφεται με την μηχανική ταχύτητα του κινητήρα. Ο κυκλικός δίσκος έχει εγκοπές και στην προκειμένη περίπτωση 4096 εγκοπές. Επίσης υπάρχει πομπός φωτός, ο οποίος μόνιμα εκπέμπει κάθετα στον κυκλικό δίσκο. Όταν το φως περάσει από μία εγκοπή, ανιχνεύεται από ένα δέκτη φωτός ο οποίος έχει μηχανισμό με φωτοαντιστάσεις, που όταν μεταβληθούν από την ύπαρξη φωτός, δημιουργείται τετραγωνικός παλμός. Συνεπώς, αν σε ένα χρονικό διάστημα  $\Delta t$ , το φως περάσει N φορές από το δίσκο, στην έξοδο του κωδικοποιητή θα εμφανιστούν N παλμοί (στο ίδιο χρονικό διάστημα  $\Delta t$ ). Συνεπώς η ταχύτητα θα είναι ανάλογη του όρου :

$$Tαχότητα = \frac{Διάστημα}{Χρόνος}$$
(10.6)

Tαχύτητα = 
$$\frac{N/4096}{\Delta t}$$
 (10.7)

$$\omega = 2\pi N / 4096 \,\Delta t \, (rad/s) \tag{10.8}$$

Για ένα δεδομένο χρονικό διάστημα Δt, όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της ταχύτητας του άξονα, τόσοι περισσότεροι παλμοί θα εμπεριέχονται στο χρόνο Δt και αντιστρόφως. Η έξοδος του κωδικοποιητή στροφών είναι ένας αριθμός παλμών ανά Δt, όπου Δt είναι ο χρόνος δειγματοληψίας της ταχύτητας. Ο χρόνος δειγματοληψίας πρέπει να είναι αρκετά μικρός, ώστε να καταγραφεί ως νέα πληροφορία μια ενδεχόμενη μεταβολή στην ταχύτητα. Αν δεν είναι πολύ μικρός, τότε στο χρόνο Δt θα λαμβάνεται μικρός αριθμός παλμών και συνεπώς δεν θα είναι ακριβής η μέτρηση. Στον ελεγκτή που υλοποιώ, η δειγματοληψία της ταχύτητας ορίστηκε Δt= 10 msec.



Σχήμα 10.16: Αισθητήρες ταχύτητας: (1) τύπου Hall effect, (2) ταχόμετρο.

Επειδή μια περιστροφή του άξονα κατά  $360^{\circ}$  θα έχει αποτέλεσμα ο κωδικοποιητής στροφών να δημιουργήσει 4096 παλμούς, ο κωδικοποιητή μας δίνει και πληροφορία για την θέση του άξονα. Η έξοδος του κωδικοποιητή στροφών συνδέεται με την πόρτα P3 για τον DMC 550 (βλέπε Σχήμα 10.5: ). Η έξοδος του είναι ο αριθμός των παλμών N που μετρούνται κάθε χρονικό διάστημα Δt. Στη συνέχεια, η έξοδος N στη συνέχεια ενισχύεται κατά την τιμή  $2\pi/(4096 \Delta t)$  μέσω του ενισχυτή "w [rad/sec]", ώστε να υλοποιείται η εξίσωση (10.8).

Για τον επαγωγικό κινητήρα η ταχύτητα μετρείται με αισθητήρα που χρησιμοποιεί το φαινόμενο Hall, βλέπε Σχήμα 10.6: . Η έξοδος του αισθητήρα συνδέεται στην πόρτα P30 του DMC 1500, (βλέπε 0). Η μεθοδολογία μέτρησης περιγράφεται στο Παράρτημα 8.

# 10.18. Ψηφιακή υλοποίηση προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών

Το Σχήμα 10.3: και το Σχήμα 10.5: δείχνουν την ηλεκτρονική υλοποίηση του ασαφή βέλτιστου ελέγχου σε συνδυασμό με την τεχνική Indirect-FOC ελέγχου κινητήριου συστήματος με δύο διαφορετικούς αντιστροφείς ισχύος τους DMC 550 και DMC 1500.

Η συχνότητα της διακοπτικής λειτουργίας (interrupt) της δειγματοληψίας PWM τέθηκε στα 20 kHz με το ρολόι του επεξεργαστή στα 150 MHz. Ο επεξεργαστής TMS320F2812 από κατασκευής του χρησιμοποιεί την τεχνική σταθερής υποδιαστολής για τις αριθμητικές πράξεις ενώ ο κώδικας είναι σχεδιασμένος για αριθμητικές πράξεις κινητής υποδιαστολής. Παρόλο που η μεσολάβηση της υποστηρικτικής βιβλιοθήκης rts2800\_m.lib βοηθά αυτή την

υλοποίηση, η εκτέλεση του αλγόριθμου δεν είναι αποδοτική. Σε μια πραγματική υλοποίηση, για να προλαβαίνουν να εκτελεσθούν όλες οι υπορουτίνες με την τεχνική κινητής υποδιαστολής επιλέγεται μεγαλύτερη περίοδος δειγματοληψίας, τα 250 μs (4 kHz).

# 10.19. Καινοτόμος πειραματική ρύθμιση των ασαφών ελεγκτών που αποτελούν το σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης των απωλειών

Την ρύθμιση των παραμέτρων των συντελεστών κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών του συστήματος βέλτιστου ελέγχου την κάνω εύκολα μέσω πειραματικών μετρήσεων με τη μέθοδο δοκιμής και λάθους με τη χρήση βατόμετρου. Η μέθοδος αυτή έχει κατοχυρωθεί στην ευρεσιτεχνία (Ε. Σεργάκη, 2008,[13]). Η μέθοδος της καινοτόμου ρύθμισης των συντελεστών κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών ακολουθεί τα εξής βήματα:

- Α. Το βατόμετρο συνδέεται σε τέτοια θέση στην είσοδο DC τάσης του μετατροπέα ισχύος ώστε να μετρείται η ισχύς εισόδου του κινητήριου συστήματος,
- B. Ο κινητήρας αρχικά τίθεται σε. κατάσταση λειτουργίας ισορροπίας με μία προεπιλεγμένη ροπή φορτίου (πχ 0.02 pu) και ταχύτητα (πχ 0.5 pu) που εξαρτώνται από το είδος της εφαρμογής. Σε αυτή την κατάσταση ρυθμίζονται οι σταθερές του FLC-10 ώστε το βατόμετρο να εντοπίζει ελάχιστο απωλειών καθώς ρυθμίζονται μέσω Η/Υ οι παράμετροι του ασαφή ελεγκτή FLC-10. Η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται μετά από κάποιο χρονικό διάστημα, όταν θα έχει αποκατασταθεί η θερμική ισορροπία του ηλεκτρικού κινητήρα, μεταβάλλοντας σε επιλεγμένα βήματα τις τιμές ροπής φορτίου(πχ από 0.2 έως 0.04 pu) διατηρώντας την ίδια ταχύτητα. Η τιμή του κάθε συντελεστή προκύπτει με την μαθηματική επεξεργασία των διαφορετικών πειραματικών τιμών του, πχ με τη μέθοδο μέσου όρου,
- Γ. Στη συνέχεια η διαδικασία Β. επαναλαμβάνεται μετά από κάποιο χρονικό διάστημα, όταν θα έχει αποκατασταθεί η θερμική ισορροπία του ηλεκτρικού κινητήρα, διατηρώντας σταθερή την τιμή ροπής φορτίου(πχ από 0.2) μεταβάλλοντας σε επιλεγμένα βήματα την ταχύτητα (πχ από 0.5 έως 1 pu). Η τελικά βέλτιστη τιμή του κάθε συντελεστή προκύπτει με την μαθηματική επεξεργασία των διαφορετικών καλύτερων πειραματικών τιμών που προέκυψαν από την επανάληψη του βήματος Β., πχ με τη μέθοδο μέσου όρου,
- Δ. Στη συνέχεια εκτελούνται διαφορετικά πειράματα που ακολουθούν τα βήματα Β. και Γ., για κάθε μια από τις μεταβατικές καταστάσεις που αντιστοιχούν στον σχετικό ασαφή ελεγκτή FLC-20, FLC-30, FLC-40 και FLC-50, και προσδιορίζονται σταδιακά και οι υπόλοιποι παράμετροι των υπόλοιπων ασαφών ελεγκτών

# 10.20. Πειραματικές μετρήσεις του προτεινόμενου ελέγχου του Κεφαλαίου 4

Μια απλοποιημένη εκδοχή του προτεινόμενου συστήματος ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών με υποσύστημα βασισμένο σε ασαφείς ελεγκτές, βλέπε Κεφάλαιο 4, υλοποιείται πειραματικά. Οι τέσσερεις ελεγκτές ασαφούς λογικής για τις μεταβατικές καταστάσεις λόγω μείωσης της ροπής, αύξησης της ροπής, μείωσης της ταχύτητας, αύξησης της ταχύτητας (βλέπε Κεφάλαιο 4) αντικαθίστανται από δύο ασαφείς ελεγκτές. Ο ένας ελέγχει τις μεταβατικές καταστάσεις λόγω αλλαγής (αύξησης ή μείωσης) ροπής και ο άλλος λόγω αλλαγών (αύξησης ή μείωσης) ταχύτητας.

Η διαδικασία μετρήσεων γίνεται με μια σειρά ώστε οι πρώτες μετρήσεις να γίνονται όταν ο κινητήρας λειτουργεί σε δύσκολες συνθήκες και είναι πολύ ζεστός και οι τελευταίες σε ευκολότερες συνθήκες και ο κινητήρας δεν υπερθερμαίνεται. Οι κινητήρες δοκιμής δουλεύουν για μια ώρα με πλήρες φορτίο (100%) και ταχύτητα 10% της ονομαστικής τιμής. Οι πρώτες μετρήσεις γίνονται στα υψηλά φορτία αυξάνοντας την ταχύτητα από 10% έως 100%. Οι μετρήσεις της ισχύος μετρούνται στην είσοδο του αντιστροφέα ισχύος με το Power analyzer. Οι τιμές τους ρεύματος και της τάσης εισόδου μετρούνται στην πηγή ηλεκτρικής ισχύος του αντιστροφέα ισχύος (DC γεννήτρια).

Η πειραματική δοκιμή του προτεινόμενου ελέγχου δοκιμάζεται αρχικά για τριφασικό επαγωγικό ΗΚΣ (ACIM drive) και στη συνέχεια για ΗΚΣ τριφασικού μόνιμου μαγνήτη (PMSM drive).

# 10.20.1. Πειραματικές μετρήσεις του προτεινόμενου ελέγχου σε ACIM drive

Στα παρακάτω πέντε διαγράμματα φαίνεται η ισχύς εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος σε ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα (ΗΚΣ) τριφασικού επαγωγικού κινητήρα που ελέγχεται με συμβατικό έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με την ταυτόχρονη εφαρμογή και χωρίς την εφαρμογή του προτεινόμενου ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών του Κεφ. 4., για διαφορετικές ταχύτητας λειτουργίας του κινητήρα (πχ 30, 60, 90, 120, 160 rpm), όταν η ροπή φορτίου είναι σταθερή, πχ 0.001 pu. Το σταθερό φορτίο πέδησης του ΗΚΣ το επιλέγω μικρό (πχ 0.01 ή 0.001 pu) γιατί στις μικρές τιμές φορτίου η μείωση της μαγνητικής ροής έχει σημαντική επίδραση στην μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών του ΗΚΣ.

Η επιλογή να παρουσιάσω μετρήσεις για την συγκεκριμένη περιοχή χαμηλών ταχυτήτων δεν είναι τυχαία αλλά υπαγορεύτηκε από την δυνατότητα άμεσης πρακτικής εφαρμογής της σε υπάρχουσες εγκαταστάσεις (ανελκυστήρες) προκειμένου να αξιολογηθεί.

Αρχικά στο κάθε διάγραμμα, όταν t=0 s, το ΗΚΣ ελέγχεται με τον προτεινόμενο έλεγχο του Κεφ. 4 που περιλαμβάνει το υποσύστημα ελαχιστοποίησης απωλειών βασισμένο σε ελεγκτές ασαφούς λογικής και μετά από περίπου  $\Delta t=30$  s εφαρμόζεται απλός συμβατικός έμμεσος διανυσματικός έλεγχος (IFOC).



ελαχιστοποίηση απωλειών, όταν  $\omega_r$ =30 rpm (0.021 pu),  $T_L$ =0.001 pu.



Σχήμα 10.18: Πειραματική μέτρηση της ισχύος εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος με και χωρίς ελαχιστοποίηση απωλειών, όταν  $\omega_r$ =60 rpm (0.042 pu),  $T_L$ =0.001 pu.







Σχήμα 10.20: Πειραματική μέτρηση της ισχύος εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος με και χωρίς ελαχιστοποίηση απωλειών, όταν  $\omega_r$ =120 rpm (0.084 pu),  $T_L$ =0.001 pu.



Σχήμα 10.21: Πειραματική μέτρηση της ισχύος εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος με και χωρίς ελαχιστοποίηση απωλειών, όταν  $\omega_r$ =150 rpm (0.105 pu),  $T_L$ =0.001 pu.

	ΗΚΣ σε λειτουργία σταθερής ροπής 0.001 pu και μεταβλητής ταχύτητας_						
$\omega_r$ (pu)	$\omega_r$ (rpm)	$\omega_r$ (rad/s)	$P_{in}$ (kW)	$P_{out}$ (W)	$P_{loss} = P_{in} - P_{out} (W)$	$n = P_{out} / P_{in}$ (%)	
0.021	30	3.14	0,090	0.004	0.086	3.908	
0.042	60	6.28	0,090	0.007	0.083	7.815	
0.063	90	9.42	0,045	0.011	0.034	23.445	
0.084	120	12.56	0,060	0.014	0.046	23.445	
0.105	160	16.75	0,060	0.019	0.041	31.260	

Πίνακας 10.3: Πειραματι	κά αποτελέσματα: Έ	λεγχος ΕΕΑ του	ο Κεφ. 4 με IFOC	ζ για ΑΟΙΜ
ΗΚΣ σε λ	λειτουργία σταθερής	; ροπής 0.001 pu	ι και μεταβλητής	ταχύτητας

**Πίνακας 10.4:** Πειραματικά αποτελέσματα: Συμβατικός διανυσματικός έλεγχος IFOC (σταθερή ροή πεδίου) ΑCIM ΗΚΣ σε λειτουργία σταθερής ροπής 0.001 pu και μεταβλητής ταχύτητας

			Rott	2000pmiliting	tagotiftas	
$\omega_r$ (pu)	$\omega_r$ (rpm)	$\omega_r$ (rad/s)	$P_{in}(W)$	$P_{out}$ (W)	$P_{loss} = P_{in} - P_{out} (W)$	$n = P_{out}/P_{in} \%$
0.021	30	3.14	0.270	0.004	0.266	1.303
0.042	60	6.28	0.270	0.007	0.263	2.605
0.063	90	9.42	0.240	0.011	0.229	4.396
0.084	120	12.56	0.390	0.014	0.376	3.607
0.105	160	16.75	0.330	0.019	0.311	5.684



Σχήμα 10.22: Πειραματικά αποτελέσματα (Πίνακας 10.3: και Πίνακας 10.4:): Έλεγχος επαγωγικού κινητήρα ACIM - IFOC με και χωρίς ελαχιστοποίηση απωλειών (Κεφ. 4.), με σταθερό φορτίο 0.001 ρυ και αλλαγές ταχύτητας.

# 10.20.2. Πειραματικές μετρήσεις του προτεινόμενου ελέγχου σε PMSM drive

Δεδομένου ότι η πειραματική μελέτη του προτεινόμενου ελέγχου για τριφασικό επαγωγικό κινητήρα που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα αφορούσε χαμηλή περιοχή ταχυτήτων, θεώρησα αυτονόητο για την πειραματική μελέτη σε τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη να παρουσιάσω μετρήσεις για μια ευρύτερη περιοχή ταχυτήτων, πχ από 0.1 ρυ έως την ονομαστική τιμή ταχύτητας 1 ρυ. Στο t=0 s το HKΣ έχει  $\omega_r$ =0, στο t=40 s μεταβαίνει σε  $\omega_r$ =0.9 ρυ και στη συνέχεια επιβραδύνεται βηματικά, τέλος στο t=480 s τίθεται  $\omega_r$ =0. Στο t=600 s αρχίζει βηματικά να επιταχύνεται, στο t=1120 s θέτω  $\omega_r$ =0.9 ρυ και στο t=1200 s θέτω ξανά  $\omega_r$ =0. Οι χρονικές στιγμές που συμβαίνουν οι μεταβατικές καταστάσεις λόγω αλλαγής της ταχύτητας φαίνονται στον Πίνακας 10.5:.

	•	·			πειραματικ	τής διαδικα	ισίας		
$\omega_r$ (pu)	0	0.9	0.5	0.1	0	0.1	0.5	0.9	0
t(s)	0	40	240	370	480	680	820	1120	1220

**Πίνακας 10.5:** Χρονική σειρά μεταβατικών καταστάσεων λόγω αλλαγών ταχύτητας της πειραματικής διαδικασίας

Πίνακας 10.6: Πειραματικά αποτελέσματα: Έλεγχος ΕΕΑ του Κεφ. 4 με IFOC γ	rıα PMSM
ΗΚΣ σε λειτουργία σταθερής ροπής 0.01 pu και μεταβλητής τα	ιχύτητας

					171			
$\omega_r$			V <sub>DC Bus</sub>	I <sub>DC Bus</sub>	$P_{in}$	Pout	$P_{loss} = P_{in} - P_{out}$	
(pu)	$\omega_r$ (rpm)	$\omega_r$ (rad/s)	(V)	(Ā)	(W)	(W)	(W)	$n = P_{out}/P_{in}$ (%)
0.1	90	9.42	7.6	0.310	2.356	0.106	2.250	4.478
0.2	180	18.84	7.6	0.200	1.520	0.211	1.309	13.882
0.3	270	28.26	7.6	0.100	0.760	0.317	0.443	41.646
0.4	360	37.68	10.1	0.065	0.657	0.422	0.234	64.283
0.5	450	47.10	12.3	0.056	0.689	0.528	0.161	76.585
0.6	540	56.52	13.3	0.060	0.798	0.633	0.165	79.326
0.7	630	65.94	15.3	0.060	0.918	0.739	0.179	80.450
0.8	720	75.36	17.8	0.058	1.032	0.844	0.188	81.754
0.9	810	84.78	19.3	0.060	1.158	0.950	0.208	81,998

1.0	900	94.20	21.6	0.060	1.296	1.055	0.241	81.407

Πίνακας 10.7: Πειραματικά αποτελέσματα: Συμβατικός διανυσματικός έλεγχος IFOC (σταθερή ροή πεδίου) PMSM ΗΚΣ σε λειτουργία σταθερής ροπής 0.01 pu

			KU	ιμεταρλητ		
$\omega_r$ (pu)	$\omega_r$ (rpm)	$\omega_r$ (rad/s)	$P_{in}$ (W)	$P_{out}(W)$	$P_{loss} = P_{in} - P_{out} (W)$	$n = P_{out} / P_{in}$ (%)
0.1	90	9.42	24.592	0.106	24.486	0.429
0.2	180	18.84	22.968	0.211	22.757	0.919
0.3	270	28.26	20.416	0.317	20.099	1.550
0.4	360	37.68	17.400	0.422	16.978	2.425
0.5	450	47.10	13.456	0.528	12.928	3.920
0.6	540	56.52	9.512	0.633	8.879	6.655
0.7	630	65.94	6.496	0.739	5.757	11.369
0.8	720	75.36	3.944	0.844	3.100	21.400
0.9	810	84.78	1.160	0.950	0.210	81.857
1	900	94.20	1.160	1.055	0.105	90.952



Σχήμα 10.23: Πειραματικά αποτελέσματα (Πίνακας 10.6: και Πίνακας 10.7:: Απόδοση ΗΚΣ μόνιμου μαγνήτη με IFOC έλεγχο (PMSM IFOC), με και χωρίς ελαχιστοποίηση απωλειών (βλέπε ΕΕΑ Κεφ. 4.), σε λειτουργία με σταθερό φορτίο 0.01 pu και διαφορετικές ταχύτητας.



Σχήμα 10.24: Πειραματικά αποτελέσματα του προτεινόμενου ελέγχου με ελαχιστοποίηση απωλειών του Κεφ. 4 για το PMSM ΗΚΣ. Μεταβολή της ισχύος (W) εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος, όταν η ροπή φορτίου είναι σταθερή στα 0.01 pu για βηματικές αλλαγές ταχύτητας (βλέπε Πίνακας 10.5:). Οι μετρήσεις της ισχύος εισόδου έγιναν με δειγματοληψία 3 s.



Σχήμα 10.25: Πειραματικά αποτελέσματα του προτεινόμενου ελέγχου με ελαχιστοποίηση απωλειών του Κεφ. 4 για το PMSM ΗΚΣ. Μεταβολή της ισχύος (W, VA, VAR) εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος, όταν η ροπή φορτίου είναι σταθερή στα 0.01 pu για βηματικές αλλαγές ταχύτητας (βλέπε Πίνακας 10.5:).

Ο σχολιασμός των πειραματικών μετρήσεων της μείωσης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών κατά τις μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας του κινητήρα αναφέρθηκαν ήδη στο Κεφ. 4.



Σχήμα 10.26: Πειραματικά αποτελέσματα του προτεινόμενου ελέγχου με ελαχιστοποίηση απωλειών του Κεφ. 4 για το PMSM ΗΚΣ. Μεταβολή της DC ρεύματος και τάσης εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος, όταν η ροπή φορτίου είναι σταθερή στα 0.01 ρυ για βηματικές αλλαγές ταχύτητας (βλέπε Πίνακας 10.5:). Οι μετρήσεις της ισχύος εισόδου έγιναν με δειγματοληψία 3 s.

#### 10.20.3. Πειραματικές μετρήσεις μείωσης των απωλειών κατά τις μεταβατικές καταστάσεις

Η εφαρμογή του προτεινόμενου ελέγχου μείωσης των απωλειών (ΕΕΑ) γίνεται σε τριφασικό επαγωγικό κινητήρα (βλέπε Κεφάλαιο 4). Οι απώλειες του κινητήριου συστήματος μετρώνται με την εφαρμογή του προτεινόμενου ελέγχου ΕΕΑ με και χωρίς το υποσύστημα ελέγχου μείωσης της μαγνητικής ροής κατά τις μεταβατικές καταστάσεις λόγω αλλαγής του φορτίου  $T_L$ . Όταν κατά την μεταβατική κατάσταση δεν εφαρμόζω το υποσύστημα ελεγκτή ασαφούς λογικής για την μείωση της μαγνητικής ροής, η μαγνητική ροή παίρνει την ονομαστική της τιμή (δηλαδή θέτω την ονομαστική διέγερση στον στάτη του κινητήρα). Σε αυτό το πείραμα η μέτρηση των απωλειών γίνεται έμμεσα μέσω της μέτρησης της ισχύος εισόδου του κινητήρα (από τις μετρήσεις των ρευμάτων και τάσης στην DC\_Bus του αντιστροφέα ισχύος) και ο υπολογισμός της ισχύος εξόδου του κινητήρα γίνεται από τις μετρήσεις ταχύτητας και ροπής. Οι μετρήσεις οι μετρήσεις ρευμάτων και τάσεων στον αντιστροφέα ισχύος DMC 1500 γίνοται με την μέθοδο η τεχνική μέτρησης ρευμάτων με «παρατήρηση τάσεων» στις ωμικές αντιστάσεις που απαιτεί τον συγχρονισμό του αναλογικού/ψηφιακού μετατροπέα (ADC) του DSP όταν όλα τα πάνω IGBTs είναι OFF και τα κάτω IGBTs είναι ON (βλέπε ενότητα 10.16).

Οι καμπύλες στο Σχήμα 10.27: περιγράφουν τη μεταβολή των απωλειών  $P_{loss}$ , του κινητήριου συστήματος (όπου  $P_{loss}=P_{in}-P_{out}$ ) σε συνάρτηση με τον χρόνο όταν το HKΣ ενώ λειτουργεί με σταθερή ονομαστική ταχύτητα και φορτίο  $T_L$  =0.1 pu την χρονική στιγμή 5 s εφαρμόζεται αλλαγή του φορτίου πέδησης σε  $T_L$ =0.7 pu. Είναι φανερό ότι στην περίπτωση που δεν εφαρμόζεται έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών κατά τις μεταβατικές καταστάσεις (διακεκομμένη γραμμή στο Σχήμα 10.27: ) έχουμε περισσότερες απώλειες και ο χρόνος σύγκλησης του αλγόριθμου ελαχιστοποίησης απωλειών είναι μεγαλύτερος. Συγκρίνοντας τα πειραματικά αποτελέσματα με τα αντίστοιχα της προσομοίωσης που δημοσιεύτηκαν στην παρατηρώ ότι ενώ κατά την προσομοίωση στο μεταβατικό σημείο αλλαγής της ροπής οι απώλειες παρουσιάζουν μέγιστο στην τιμή των 40 W, κατά το πείραμα οι απώλειες είναι 90

W. Όταν ισορροπήσει η λειτουργία του κινητήρα, υπό φορτίο 0.7 pu, οι απώλειες στην προσομοίωση σταθεροποιούνται στα 32 W (βλέπε Κεφάλαιο 4) αντί τα 35 W στο πείραμα. Αυτές οι τιμές δείχνουν ότι ο προτεινόμενος έλεγχος μειώνει τις απώλειες ισχύος και επίσης ο έλεγχος κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων βελτιώνει αισθητά τις απώλειες. Τα αποτελέσματα πειραματικών μετρήσεων και των προσομοιώσεων του Κεφ. αυτές περιγράφονται στον



Σχήμα 10.27: Πειραματικά αποτελέσματα ελέγχου του Κεφ. 4:: Σύγκριση απωλειών ισχύος με και χωρίς εφαρμογή ασαφή ελέγχου μείωσης της μαγνητικής ροής κατά τις μεταβατικές καταστάσεις (βλέπε Κεφ. 4), όταν εφαρμοστεί βηματική αλλαγή φορτίου από 0.1 pu σε 0.7 pu με σταθερή ταχύτητα 1 pu . Συμπαγής γραμμή: Κατά την μεταβατική κατάσταση η διέγερση του στάτη είναι μειωμένη λόγω του ασαφούς ελέγχου. Διακεκομμένη γραμμή: Κατά την μεταβατική κατάσταση η διέγερση του στάτη έχει την ονομαστική της τιμή. Οι απώλειες ισχύος υπολογίζονται από τις μετρήσεις των ρευμάτων και τάσης στην DC\_Bus του αντιστροφέα ισχύος και τις μετρήσεις της ταχύτητας και ροπής στον κινητήρα.

Πίνακας 10.8:	Αποτελέσματα προσομοίωσης: Έλεγχος ΕΕΑ με IFOC για ACIM 3-phase 0.25
	Hp, 1350 rpm σε λειτουργία σταθερής ταχύτητας 1 pu όταν μεταβάλλεται το
	(DOOTÍO

φοριο							
		Αποτελέσματα προσομοίωσης			Αποτελέσματα πειράματος		
	$T_L(pu)$	$P_{Loss}(W)$	$P_{Loss (t=20 s)} = 40.0 W$		$P_{Loss}(W)$	$P_{Loss (t=20 s)} = 90.0 W$	
	0.1	3.8			11.2		
	0.7	32.0			35.0		

# 10.21. Πειραματικές μετρήσεις για τον προτεινόμενο έλεγχο του Κεφαλαίου 5

Στην περίπτωση του Κεφαλαίου 5, το υποσύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης των απωλειών με μείωση της μαγνητικής ροής με ελεγκτές ασαφούς λογικής συνδυάζεται με άμεσο έλεγχο ροπής DTC. Οι μετρήσεις ισχύος εισόδου του αντιστροφέα ισχύος στο Σχήμα 10.28: μετρώνται έμμεσα από τις μετρήσεις των αισθητήρων ρεύματος και τάσης του DMC1500 αντιστροφέα ισχύος, αντί με του μετρητή ισχύος (Power Analyzer) γιατί για την μέτρηση του χρόνου σύγκλησης του αλγόριθμου χρειάζομαι δυνατότητα δειγματοληψίας μεγαλύτερη από αυτήν του Power Analyzer του εργαστηρίου. Οι μετρήσεις ρευμάτων και τάσεων στον αντιστροφέα ισχύος DMC 1500 γίνονται με την μέθοδο η τεχνική μέτρησης ρευμάτων με «παρατήρηση τάσεων» στις ωμικές αντιστάσεις που απαιτεί τον συγχρονισμό του αναλογικού/ψηφιακού μετατροπέα (ADC) του DSP όταν όλα τα πάνω IGBTs είναι OFF και τα κάτω IGBTs είναι ON (βλέπε ενότητα 10.16). Τις απώλειες τις υπολογίζω σαν την

διαφορά μεταξύ ισχύος εισόδου στον αντιστροφέα ισχύος και εξόδου του κινητήρα. Η ισχύς εισόδου είναι το γινόμενο της DC τάσης και ρεύματος στην DC-bus του αντιστροφέα. Η ισχύς εξόδου είναι το γινόμενο της ταχύτητας επί την ροπή του φορτίου που μετρώ με το ροπόμετρο. Κατά την λειτουργία του κινητήρα με μηδενικό φορτίο που είναι μια ευνοϊκή περίπτωση ο προτεινόμενος ελεγκτής να έχει το μεγαλύτερο κέρδος, η μείωση των απωλειών μετρήθηκε στο 32%.





# 10.22. Συμπεράσματα

Επειδή η εφαρμογή των ηλεκτρικών κινητήρων στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα είναι πολύ σημαντική, με ενδιαφέρει στις πειραματικές μου μετρήσεις να εξετάσω συνθήκες λειτουργίας των κινητήρων ανάλογες με αυτές που απαντώνται στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, όπου συνήθως το φορτίο είναι σταθερό κατά την διάρκεια κίνησης ενώ οι ανάγκες ταχύτητας αλλάζουν. Από τις πειραματικές μετρήσεις επαληθεύεται ότι ο προτεινόμενος βέλτιστος έλεγχος βελτιώνει δραματικά την απόδοση των πολύ μικρών κινητήρων στα πολύ μικρά φορτία, όταν συμβαίνουν μεταβολές στην ταχύτητα.

Στα πειράματα εφαρμογής του προτεινόμενου ασαφούς ελέγχου σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο που εφαρμόζεται σε μικρό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη μετρήθηκε ότι στο 80% της ονομαστικής ταχύτητας για πολύ μικρό φορτίο η απόδοση  $(n=P_{in}/P_{out})$  βελτιώνεται από 20% σε 80%. Για ταχύτητα 30% της ονομαστικής ταχύτητας η απόδοση βελτιώνεται από 2% σε 40% και για ταχύτητα 20% της ονομαστικής ταχύτητας η απόδοση βελτιώνεται περίπου από 2% σε 14%. Οι τιμές αυτές κυμαίνονται στο ίδιο επίπεδο με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Από τις μετρήσεις της καταναλισκόμενης άεργης ισχύος παρατηρώ ότι αυτές αλλάζουν με ανάλογο τρόπο με την αλλαγή της πραγματικής ισχύος και δεν αυξάνουν με την μείωση της διέγερσης του στάτη του κινητήρα.
Από τις πειραματικές μετρήσεις που αφορούν τον προτεινόμενο βέλτιστο ασαφή έλεγχο όταν συνδυάζεται με συμβατικό έλεγχο άμεσης ροπής DTC, (βλέπε Κεφάλαιο 5) και εφαρμόζεται σε επαγωγικό κινητήρα, η κυμάτωση της ροπής είναι ιδιαίτερα μεγάλη, 0.1 pu (ή αλλιώς 10%) της ονομαστικής ροπής του κινητήρα. Η πειραματική υλοποίηση επηρεάζει αρνητικά την δυναμική συμπεριφορά της ταχύτητας, αλλά βελτιώνει τον χρόνο σταθεροποίησης της ταχύτητας (πετυχαίνεται γρηγορότερη σύγκληση του αλγόριθμου αναζήτησης). Η μείωση των απωλειών ισχύος μετρήθηκε στα ίδια περίπου επίπεδα με τον βέλτιστο ασαφή έλεγχο που συνδυάζεται με τον συμβατικό έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (βλέπε Κεφάλαιο 4).

### 10.23. Βιβλιογραφία

- [1] Motors with Adjustable Speed Drives: Testing Protocol and Efficiency Standard, Anibal T. de Almeida University of Coimbra, Portugal, Pierre Angers LTE-Hydro-Québec, Canada, Conrad U. Brunner 4E EMSA, Switzerland, Martin Doppelbauer, SEW-Eurodrive, Germany, 2009.
- [2] IEC 60034-31: Guide for the selection and application of energy-efficient motors including variable-speed applications, (draft April 2009), Geneva Switzerland 2009.
- [3] Top motors: Merkblätter Kosten von Motoren und Frequenzumformern, Zurich Switzerland 2009, (www.topmotors.ch), 2009.
- [4] CSA 390: Energy efficiency test methods for three phase induction motors, Canada 1998.
- [5] IEEE 112: Standard test procedure for poly-phase induction motors and generators, USA 2004.
- [6] IEC 60034-2-1: Rotating electrical machines: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles), Geneva Switzerland 2007.
- [7] IEC 60034-30: Rotating electrical machines: Efficiency classes of single-speed, threephase, cage-induction motors (IE code), Geneva Switzerland 2008.
- [8] US Department of Energy (EERE): Energy Tips Motor, Motor Tip Sheet No. 11, Washington DC USA, June 2008.
- [9] EC Ecodesign Regulatory Committee decision on electric motors, press release IP/09/391, Brussels Belgium 2009.
- [10] DMC1500 Technical Reference, Spectrum Digital, 2000.
- [11] S.-H. Song, J.W.-Choi, and S.-K. Sul, "Current Measurements in Digitally Controlled AC Drives", IEEE Industrial Applications Magazine, Vol. 6, No. 4, pp. 51-62, 2000.
- [12] Καλαϊτζάκης Κώστας, Κουτρούλης Ευτύχης, "Ηλεκτρικές μετρήσεις και αισθητήρες", Εκδόσεις : Κλειδάριθμος, ISBN : 960-461-331-6, 2010.
- [13] Δίπλωμα Ευρεσιτεχνίας Αριθμ. 1006612, Διεθνής ταξινόμηση (INT.CL) HO2P 21/08, «ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΔΟΚΙΜΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ», 5-9-2008 μέχρι 6-9-2028, Σεργάκη Ελευθερία, 2008

## Κεφάλαιο 11

Δυνατότητες μελλοντικής έρευνας στον έλεγχο για την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων

## Συμπεράσματα και προτάσεις για την μελλοντική έρευνα στον έλεγχο ελαχιστοποίησης απωλειών των ηλεκτρικών κινητήριων συστημάτων

Ενώ η τεχνολογία και οι μέθοδοι παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας εξελίσσονται με ραγδαίους ρυθμούς, ειδικότερα στα πλαίσια μιας αειφόρου και «πράσινης» ανάπτυξης που διαφαίνεται ως το μόνο βιώσιμο λογικό επόμενο βήμα για τα χρόνια που έρχονται, οι ηλεκτρικοί κινητήρες θα συνεχίζουν να χρησιμοποιούνται σε πλήθος εφαρμογών, με ολοένα αυξανόμενες απαιτήσεις για επάρκεια, αποδοτικότητα και αξιοπιστία. Νέες εφαρμογές (όπως για παράδειγμα τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα) διευρύνουν δραστικά το σχετικό πεδίο έρευνας και δημιουργούν ιδιαίτερα απαιτητικές συνθήκες οικονομίας κατά τη λειτουργία, σε όλα τα επίπεδα (κόστος λειτουργίας, συντήρησης, κλπ). Το πρόβλημα ελέγχου των ηλεκτρικών κινητήρων με στόχο την ελαχιστοποίηση των απωλειών τους θα είναι πάντα επίκαιρο και θα παραμένει κύρια παράμετρος που θα καθορίζει τη σχεδίαση, την κατασκευή, τις δοκιμές και την αξιολόγηση του κάθε κινητήριου συστήματος –είτε αυτοτελούς, είτε υποσυνόλου ενός μεγαλύτερου και πολυπλοκότερου φέροντος συστήματος.

Όπως παρουσίασα αναλυτικά στην διατριβή μου, το πρόβλημα ελαχιστοποίησης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών στους ηλεκτρικούς κινητήρες μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σε δύο πεδία εφαρμογών: (α) όταν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών, με ευρεία εφαρμογή πχ στα ρομποτικά οχήματα και (β) όταν δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών, με ευρεία εφαρμογή στα μεταφορικά μέσα, όπως στο ηλεκτρικό αυτοκίνητο, σε κατασκευές για κατακόρυφη μεταφορά, κλπ.

Στο Α' μέρος της διατριβής που ασχολείται με το πρόβλημα της ελαχιστοποίησης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών στα ρομποτικά οχήματα, μελέτησα την ελαχιστοποίηση των απωλειών για απλές κινήσεις ενός ρομποτικού οχήματος, πχ μόνο σε ευθεία γραμμή, χωρίς τριβές και φορτία, σχεδιάζοντας την ενεργειακά βέλτιστη τροχιά της ταχύτητας. Αυτή η ερευνητική εργασία αποτελεί την πρώτη στο συγκεκριμένο πεδίο έρευνας που αφορά στον σχεδιασμό προφίλ της ταχύτητας με τον χρόνο κίνησης και με την σταθερά χρόνου του κινητήρα. Από την στιγμή που δημοσιεύτηκε μέχρι σήμερα υπήρξαν συγκριτικά με άλλα πεδία έρευνας που ελέγχου του κινητήρα. Από την στιγμή που δημοσιεύτηκε μέχρι σήμερα υπήρξαν συγκριτικά με άλλα πεδία έρευνας πολύ λίγες δημοσιεύσεις που να αφορούν στην περαιτέρω μελέτη και ανάπτυξη βέλτιστου ελέγχου του προφίλ ταχύτητας ελάχιστης ενέργειας. Το θέμα παραμένει επίκαιρο δεδομένου ότι η τεχνολογία πλέον έχει ιδιαίτερη ανάγκη από βέλτιστες λύσεις ελέγχου που εξασφαλίζουν στη συνέχεια επαληθεύτηκαν πειραματικά σε ρομποτικό όχημα, από άλλη έγκριτη ερευνητική ομάδα η οποία το χρησιμοποίησε, και η οποία δημοσίευσε με τη σειρά της τα αποτελέσματα που επιβεβαιώνουν το μοντέλο μου.

Όπως έχει γίνει στις περισσότερες μελέτες αυτού του πεδίου, δεν ανάπτυξα ένα αναλυτικό μοντέλο που να συσχετίζει την κατανάλωση ενέργειας με τον σχεδιασμό της διαδρομής του οχήματος. Τα μοντέλα ισχύος που χρησιμοποιούνται μέχρι σήμερα στην μοντελοποίηση του προβλήματος είναι αποτελέσματα μεμονωμένων πειραματικών παρατηρήσεων και έτσι δεν μπορούν να εφαρμοστούν σε ρομποτικά οχήματα διαφορετικού είδους. Στο πεδίο της ενεργειακής απόδοσης των ρομποτικών οχημάτων, μέχρι σήμερα δεν υπάρχει συνεπής θεωρητική υποδομή. Σε μελλοντική ερευνητική εργασία, παραμένουν να μελετηθούν τα ακόλουθα:

- 1. Να επιλυθεί το πρόβλημα του βέλτιστου σχεδιασμού του προφίλ ταχύτητας ελάχιστων απωλειών σε πραγματικό χρόνο.
- Να συγκριθούν άλλες προτεινόμενες μέθοδοι βέλτιστου ελέγχου κίνησης ρομποτικού οχήματος, σε σχέση με την παρούσα.

- Να ορισθεί λεπτομερέστερα το πρόβλημα του βέλτιστου ελέγχου, λαμβάνοντας υπόψη την μορφολογία του εδάφους, τα πιθανά εμπόδια, κλπ.
- 4. Να μελετηθεί η συσχέτιση του βέλτιστου χρόνου επιταχυνόμενης κίνησης με την σταθερά χρόνου του κινητήρα.
- Να μελετηθεί το ίδιο πρόβλημα όταν η κίνηση του ρομποτικού οχήματος γίνεται περισσότερο πολύπλοκη (όπως κατά τις στροφές, την κίνηση σε ανώμαλο έδαφος κλπ).
- Να εξετασθεί το πρόβλημα λαμβάνοντας υπόψη επιπλέον την δυναμική συμπεριφορά τόσο του κινητήριου συστήματος (transient states) όσο και του ρομποτικού οχήματος (τριβές, φορτία).
- 7. Να μελετηθεί η συσχέτιση της διαδρομής με την ταχύτητα ελάχιστης ενέργειας.
- 8. Το πεδίο της έρευνας για την βελτίωση της απόδοσης ενός ρομποτικού οχήματος είναι σχετικά νέο. Είναι εύκολο να διαπιστώσουμε ότι δεν έχει αναπτυχθεί το επιθυμητό σχετικό θεωρητικό υπόβαθρο, πχ δεν υπάρχει συσχέτιση μεταξύ του διανυόμενου διαστήματος και της κατανάλωσης ενέργειας. Αξίζει λοιπόν να μελετηθεί ένα γενικό θεωρητικό μοντέλο που να περιγράφει αυτές τις εφαρμογές.
- 9. Να γίνει συγκριτική μελέτη των διαφορετικών μεθόδων που έχουν ήδη προταθεί.

Στο Β' μέρος της διατριβής, εξέτασα το πρόβλημα της ελαχιστοποίησης ηλεκτρομαγνητικών απωλειών σε κινητήρια συστήματα όπου δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών, συνδυάζοντας βέλτιστο ασαφή έλεγχο με συμβατικές τεχνικές ελέγχου, όπως έμμεσο διανυσματικό έλεγχο IFOC και άμεσο έλεγχο ροπής DTC, για κινητήρες μόνιμου μαγνήτη και επαγωγικούς κινητήρες, σε πραγματικό χρόνο. Οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι πετυχαίνουν ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών και είναι από τους ελάχιστους που επιτυγχάνουν πραγματική μείωση των απωλειών και κατά την διάρκεια της μεταβατικής λειτουργίας του κινητήρα. Επιτυγγάνεται βέλτιστος έλεγγος ανεξάρτητος των παραμέτρων των κινητήρων και συγχρόνως μειώνεται ο χρόνος σύγκλησης του βέλτιστου αλγόριθμου (σε αντιδιαστολή με το γνωστό μειονέκτημα των βέλτιστων μεθόδων ελέγγου που είναι ανεξάρτητες των παραμέτρων του κινητήρα). Τέλος, για πρώτη φορά συνδυάζεται ο βέλτιστος ασαφής έλεγχος με την τεχνική του άμεσου έλεγχου ροπής (DTC). Ο DTC, σε αντίθεση με τον IFOC, είναι ανεξάρτητος των παραμέτρων του κινητήρα, γι' αυτό ο συνδυασμός του με τον προτεινόμενο βέλτιστο ασαφή έλεγχο που είναι και αυτός ανεξάρτητος των παραμέτρων του κινητήρα, είναι ιδανικός για να συντεθεί ένα πιο αποτελεσματικό σύστημα ελέγχου κινητήρων ανεξάρτητο των παραμέτρων τους.

Αρχικά οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι αναπτύχθηκαν με εικονικά μοντέλα σε Simulink<sup>™</sup> και επαληθεύτηκαν με προσομοιώσεις. Οι ασαφείς ελεγκτές είναι απλοί στον τρόπο περιγραφής του μοντέλου ελέγχου αλλά είναι πολύ δύσκολοι στην ρύθμισή τους. Στην παρούσα διατριβή η ρύθμιση των ασαφών ελεγκτών επιτυγχάνεται με τη μέθοδο δοκιμής και λάθους, τόσο πειραματικά όσο και με προσομοίωση. Η πειραματική μέθοδος είναι καινοτομική (αποτελεί διεθνή ευρεσιτεχνία) και πολύ απλή στην υλοποίησή της, αλλά χρειαζόμαστε επιπλέον εξοπλισμό για την υλοποίησή της (ροπόμετρο, μετρητής ισχύος).

Η ρύθμιση των υπόλοιπων ελεγκτών του συστήματος (οι οποίοι δε είναι ασαφείς) γίνεται με προσομοιώσεις δοκιμής και λάθους, σε περιβάλλον Simulink<sup>TM</sup>, ενώ δε χρησιμοποιείται η δυνατότητα του λογισμικού να λειτουργεί σε σε πραγματικό χρόνο (external mode), όπου χρησιμοποιείται το πρωτόκολλο επικοινωνίας CAN, κι αυτό επειδή υπάρχουν εγγενείς περιορισμοί στα blocks της IQmath<sup>TM</sup> και της DMC βιβλιοθήκης που χρησιμοποιώ.

Κάποιοι από τους προτεινόμενους αλγόριθμους μετατράπηκαν σε κώδικα για DSP και υλοποιήθηκαν πειραματικά. Η ψηφιακή υλοποίηση έγινε με επεξεργαστή σήματος DSP. Ο κώδικας για τον DSP παράχθηκε αυτόματα μέσω των δυνατοτήτων του λογισμικού της Simulink<sup>TM</sup> και του Code Composer Studio<sup>TM</sup>. Ο κώδικας αυτός δεν γνωρίζουμε αν είναι τόσο αποδοτικός κατά την εκτέλεσή του όσο ο αντίστοιχος κώδικας που γράφεται από την αρχή σε γλώσσα προγραμματισμού C, γιατί δεν έχει γίνει μέχρι σήμερα κάποια συγκριτική μελέτη για το λογισμικό που χρησιμοποιείται στο πεδίο του ελέγχου κινητήρων, ανάλογα με τον τρόπο ανάπτυξής του. Γεγονός είναι ότι ο κώδικας που ανέπτυξα λειτούργησε επιτυχώς και οι πειραματικές δοκιμές επιβεβαίωσαν τις δυνατότητες των προτεινόμενων ελέγχων για βελτίωση της απόδοσης. Κατά τον σχεδιασμό των σημείων δοκιμής λειτουργίας του κινητήρα για τις πειραματικές δοκιμές έγινε και η διαπίστωση ότι δεν υπάρχει ικανοποιητικό πρωτόκολλο αξιολόγησης των κινητήρων της αγοράς, εφόσον οι κατασκευαστές αναφέρουν στους πίνακες τους την απόδοση τους μόνο σε δύο ή τρία σημεία λειτουργίας τους χωρίς να εξετάζεται η απόδοσή τους σε συνδυασμό με διαφορετικούς αντιστροφείς ισχύος. Έτσι, για παράδειγμα, στους καταλόγους πώλησης κινητήρων περιγράφονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά και η απόδοση ενός κινητήρα μόνο στο 100% της ονομαστικής ταχύτητας και φορτίου, μερικές φορές η απόδοση του και στο 75% ή στο 50% του φορτίου του, και αυτό είναι όλο. Είναι ενδιαφέρον επίσης να επισημάνω ότι δεν υπάρχει έως τώρα μια πιστοποιημένη και αναγνωρισμένη διαδικασία δοκιμής που να επιτρέπει την συνεκτίμηση της επίδρασης των ποικίλων ελεγκτών στην απόδοση των κινητήρων.

Ένεκα των παραπάνω χρειάζεται περαιτέρω έρευνα σε τομείς που αφορούν αρκετά διαφορετικά πεδία γνώσης. Τα κύρια σημεία μπορούν να συνοψιστούν ως εξής:

- Να αναπτυχθεί πιστοποιημένη διαδικασία δοκιμής για την αξιολόγησης της απόδοσης των κινητήρων, συνεκτιμώντας την επίδραση των ελεγκτών: (1) στον χρόνο απόκρισης του κινητήρα, (2) στην ευστάθεια του κινητήρα και (3) στην κυμάτωση της ροπής του κινητήρα, σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας.
- Να υλοποιηθούν οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι βέλτιστου ελέγχου σε συνδυασμό με τον συμβατικό έλεγχο DTC, σε μεγάλους κινητήρες.
- Να μελετηθεί η δυνατότητα ρύθμισης των παραμέτρων των ελεγκτών χρησιμοποιώντας Simulink<sup>™</sup> σε external mode. Με αυτή την δυνατότητα είναι δυνατόν να ρυθμιστούν οι παράμετροι σε πραγματικό χρόνο, κάνοντας χρήση του πρωτοκόλλου επικοινωνίας CAN.
- 4. Να παραχθεί αυτόματα κώδικας για τον αλγόριθμο DTC, ώστε να μπορούμε να επιβεβαιώσουμε αν το Matlab<sup>™</sup> μπορεί να παράγει κώδικα με μικρούς χρόνους εκτέλεσης, κάτι που δεν ισχύει για τον FOC έλεγχο.
- 5. Να γίνει σύγκριση της απόδοσης κώδικα συμβατικού ελέγχου κινητήρων όπως έχει αναπτυχθεί εξ' αρχής με χρήση γλώσσας C, με αντίστοιχο κώδικα που έχει παραχθεί αυτόματα με κάποιο από τα κατάλληλα νέα εργαλεία λογισμικού, όπως το Matlab™.
- Να γίνει συγκριτική μελέτη μεταξύ των διαφόρων μεθόδων αυτόματης παραγωγής κώδικα (Computer Automated –ή Aided- Control System Design: γνωστό και ως CASCD).
- 7. Να εξετασθεί το κατά πόσο μπορεί το ίδιο μοντέλο να χρησιμοποιηθεί τόσο για προσομοίωση όσο και για παραγωγή κώδικα. Υπάρχουν πολυπλέκτες (muliplexer block) οι οποίοι επιτρέπουν στον σχεδιαστή λογισμικού να δημιουργήσει διαφορετικούς βρόχους μέσα στο προγραμματιστικό του μοντέλο, έναν για προσομοίωση και έναν άλλο για παραγωγή κώδικα.

## Μέρος Γ

## Παράρτημα 1

## Ρομποτικά οχήματα - Pontryagin's maximum principle

#### 1.1. Ανάλυση φυσικών μεταβλητών ρομποτικού οχήματος



Σχήμα 1.1: Δομή ενός συμμετρικού ρομποτικού οχήματος (Wheeled Mobile Robot- WMR) με δύο ανεξάρτητους DC κινητήρες. Πηγή: W.-S. Lin, P.-C. Yang / Automatica 44 (2008) 27162723

Η σχέση που συνδέει την γωνιακή ταχύτητα ω, την μεταφορική ταχύτητα ν και το DC ρεύμα που δίνει η πηγή ηλεκτρικής ισχύος στην DC-Bus (σύζευξη) του αντιστροφέα ισχύος που συνδέεται με τους κινητήρες, εξαρτάται από την συνολική ροπή αδράνειας των κινητήρων και φορτίου και τον συντελεστή ιξώδους τριβής του φορτίου. Από την [1] για την περίπτωση δύο ίδιων DC κινητήρων, όπως πχ για την εφαρμογή του Σχήμα 1.1:, οι εξισώσεις Lagrange που περιγράφουν το ρομποτικό όχημα είναι οι παρακάτω

$$M(q)R+C(q,q)R+F(q)+G(q)+\tau_{d}=B(q)u$$
(1.1)

όπου

 $q = \begin{bmatrix} x, y, \theta, \phi_r, \phi_l \end{bmatrix}^T$ είναι το διάνυσμα των χαρακτηριστικών του WMR  $R = \begin{bmatrix} v, \omega \end{bmatrix}^T v: η γραμμική ταχύτητα και ω: η γωνιακή ταχύτητα$  $<math display="block">u = \begin{bmatrix} \tau_r, \tau_l \end{bmatrix}^T$ είναι οι ροπές που δίνουν ο δεξιός και ο αριστερός κινητήρας

Οι παράμετροι της εξίσωσης (1.1) είναι οι παρακάτω

$$M(q) = \begin{bmatrix} m + \frac{2I_{\omega}}{r^2} & 0\\ 0 & I + \frac{2b^2 I_{\omega}}{r^2} \end{bmatrix}$$

$$C(q,q) = \begin{bmatrix} 0 & -\dot{\theta}m_c d\\ \dot{\theta}m_c d & 0 \end{bmatrix}$$

$$B(q) = \begin{bmatrix} \frac{2}{r} & \frac{2}{r}\\ -\frac{2b}{r} & \frac{2b}{r} \end{bmatrix}$$
(1.2)

όπου

 $m=mc+2m_w$  και F(q),G(q) και  $\tau_d$  είναι άγνωστοι όροι που αντιστοιχούν σε δυνάμεις τριβής του φορτίου, δυνάμεις βαρυτικές και δυνάμεις διαταραχών αντίστοιχα.

Τα όρια κίνησης δίνονται από τις σχέσεις

$$\begin{bmatrix} x(0) \\ \dot{x}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(T) \\ \dot{x}(T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X \\ 0 \end{bmatrix}$$
(1.3)

όπου Τ είναι ο χρόνος κίνησης και x η απόσταση που διανύεται.

#### 1.2. Pontryagin's maximum principle

Στο Κεφάλαιο 3, η επίλυση του υπολογισμού του βέλτιστου προφίλ της μεταφορικής ταχύτητας  $v^*(t)$  με την ρύθμιση της ηλεκτρικής τάσης u των μπαταριών των κινητήρων για την ελαχιστοποίηση των απωλειών τους όταν είναι δοσμένη η διαδρομή και ο χρόνος κίνησης, γίνεται με την εφαρμογή του θεωρήματος του Pontryagin, ακολουθώντας διαδικασία παρόμοια με το πρόβλημα βελτιστοποίησης με ισοτικούς περιορισμούς (μέθοδος Lagrange) με την διαφορά ότι οι πολλαπλασιαστές Lagrange δεν είναι παράμετροι αλλά συνεχείς παραγωγίσιμες συναρτήσεις  $\lambda(t)$ . Αρχικά για την σχέση του διαστήματος  $P_T = x_T$  που διανύει το WMR ορίζουμε τους πολλαπλασιαστές Lagrange

$$\boldsymbol{\alpha} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{a}_{x} & \boldsymbol{a}_{y} & \boldsymbol{a}_{\theta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(1.4)

και τους πολλαπλασιαστές της σχέσης  $\dot{z} + \overline{A}Z = \overline{B}u$ ως

$$\lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{\nu} & \lambda_{\omega} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(1.5)

η Hamiltonian εξίσωση Η γράφεται ως

$$H = c_1 \mathbf{u}^{\mathrm{T}} \mathbf{u} - c_2 \mathbf{z}^{\mathrm{T}} \mathbf{B}_{q}^{-\mathrm{T}} \mathbf{u} - \mathbf{a}^{\mathrm{T}} \mathbf{B}_{q} \mathbf{z} + \mathbf{a}^{\mathrm{T}} P_T T^{-1} + \lambda^{\mathrm{T}} (-\overline{\mathbf{A}} \mathbf{z} + \overline{\mathbf{B}} \mathbf{u})$$
(1.6)

Οι παράγωγοι για την βελτιστοποίηση της ταχύτητας z και του ελέγχου τάσης u είναι

$$\frac{\partial H}{\partial \mathbf{u}} = 2c_1 \mathbf{u} - c_2 \mathbf{B}_{\mathbf{q}}^{-1} \mathbf{z} + \overline{\mathbf{B}}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\lambda} = 0$$
(1.7)

$$\frac{\partial H}{\partial z} = -c_2 \mathbf{B}_{\mathbf{q}}^{-1} \mathbf{u} - \overline{\mathbf{B}}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\alpha} - \overline{\mathbf{A}}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\lambda} = -\dot{\boldsymbol{\lambda}}$$
(1.8)

$$\frac{\partial H}{\partial \lambda} = -Az + Bu = -\dot{z}$$
(1.9)

Από τις σχέσεις (1.6), (1.7)και (1.9) προκύπτει η διαφορική εξίσωση

$$\ddot{z} - \left(\overline{B}\overline{B}^{T}\overline{A}^{T}\overline{B}^{-T}\overline{B}^{-1}\overline{A} - c_{1}^{-1}c_{2}\overline{B}\overline{B}^{T}B_{q}\overline{B}^{-1}\overline{A}\right)z + (2c_{1})^{-1}\overline{B}\overline{B}^{T}T_{p}^{T}\alpha = 0$$
(1.10)

όπου 
$$c_1 = \frac{u_{\text{max}}}{R_a}$$
,  $c_2 = \frac{k_b N u_{\text{max}}}{R_a}$ ,  $\overline{\mathbf{B}}$ ,  $\overline{\mathbf{B}}^T$ ,  $\overline{\mathbf{A}}$  είναι διαγώνιοι πίνακες

An sthn scésh (1.10) vésoume 
$$Q^{T}Q = A^{T}A - c_{1}^{-1}c_{2}BB^{T}B_{q}B^{-1}A$$
,  

$$Q = \begin{bmatrix} T_{v}^{-1} & 0\\ 0 & T_{\omega}^{-1} \end{bmatrix}, \quad T_{v,}T_{\omega} \text{ ol staberés cronus kingthrastrongerse} \text{ for } u \in \mathbb{R}$$

και R=
$$\overline{B}^T \overline{B}(2c_1)^{-1} = \begin{bmatrix} n_v & 0 \\ 0 & n_\omega \end{bmatrix}$$
, αυτή διαμορφώνεται ως εξής  
 $\ddot{z}$ -Q<sup>T</sup>Qz+R<sup>T</sup>T<sub>p</sub>α = 0 (1.11)

Επειδή η κίνηση γίνεται σε μια διάσταση χωρίς στροφή, η μεταφορική βέλτιστη ταχύτητα υπολογίζεται ως

$$z^{*}(t) = \begin{bmatrix} v^{*}(t) \\ \omega^{*}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{1}e^{t/T_{mn}} + C_{2}e^{-t/T_{mn}} + C_{3} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(1.12)

όπου

$$\begin{split} C_{1} &= \frac{e^{-T/T_{mn}} - 1}{e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}}} C_{3} \\ C_{2} &= \frac{1 - e^{-T/T_{mn}}}{e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}}} C_{3} \\ C_{1} &= \frac{x_{T} (e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}})}{2T_{v} (2 - e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}}) + T (e^{T/T_{mn}} - e^{-T/T_{mn}})} \\ T_{\omega} &= (J_{1} - J_{2}) (k_{visc}^{2} R_{a}^{-1} + k_{visc} k_{m} k_{b} N^{2} R_{a}^{-1})^{-1/2} \quad \mu \eta \chi a vi \kappa \eta \text{ σταθερά χρόνου μεταφορικής κίνησης} \\ T_{mn} &= (J_{1} + J_{2}) (k_{visc}^{2} R_{a}^{-1} + k_{vics} k_{m} k_{b} N^{2} R_{a}^{-1})^{-1/2} \quad \mu \eta \chi a vi \kappa \eta \text{ σταθερά χρόνου μεταφορικής κίνησης} \end{split}$$

#### 1.3. Βιβλιογραφία

- [1] Anthony C. McDonald, "Robot Technology, Theory, Design and Applications", Prentice Hall, 1986.
- [2] Yun, X., Yamamoto, Y.: Internal dynamics of a wheeled mobile robot. In: Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Yokohama, vol. 2, pp. 1288–1294, July, 1993.

## Παράρτημα 2

## Απόδοση ηλεκτρικών κινητήρων

## 2.1. Πραγματική και άεργη ισχύς ηλεκτρικών κινητήρων

Η ηλεκτρική ισχύς στις ηλεκτρικές μηχανές μαθηματικά εκφράζεται σαν ένα μιγαδικό μέγεθος που ονομάζεται φαινόμενη ισχύ (Q), που μετριέται σε volt-amps (VA) και που έχει δύο συνιστώσες:

- την πραγματική (ωμική) ή αλλιώς ονομαζόμενη ενεργή συνιστώσα της ισχύος (P) που μετριέται σε Watt (W) και
- την φανταστική συνιστώσα της ισχύος που ονομάζεται άεργη ή επαγωγική ισχύς (P) που μετριέται σε Volt-amps (VAR).

Η φυσική σημασία και ερμηνεία αυτών των συνιστωσών εξηγείται ως εξής: Το εναλλασσόμενο ρεύμα και η τάση μιας πηγής που τροφοδοτεί μια ηλεκτρική μηχανή έχουν περιοδική μορφή, είναι σε φάση και αλλάζουν την πολικότητα στην ίδια στιγμή σε κάθε κύκλο. Επειδή λόγω κατασκευής των μηχανών υπάρχουν άεργα (επαγωγικά) ηλεκτρικά στοιχεία όπως οι πυκνωτές και τα πηνία για την δημιουργία μαγνητικών πεδίων, η αποθήκευση ενέργειας σε αυτά τα στοιχεία οδηγεί σε μια χρονική διαφορά (διαφορά φάσης) μεταξύ της κυματομορφής του ρεύματος και τάσης. Όταν υπάρχει ένα επαγωγικό φορτίο, το ρεύμα καθυστερεί πίσω από την τάση. Αυτή η αποθηκευμένη ενέργεια επιστρέφει στην πηγή (δηλαδή στην επιχείρηση ηλεκτρικής ενέργειας) και δεν παράγει έργο ενώ δημιουργεί πρόσθετες ωμικές απώλειες τα καλώδια μεταφοράς.



Σχήμα 2.1: Η διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος σε μια ηλεκτρική μηχανή έχει σαν αποτέλεσμα το ρεύμα να κάνει «χρήσιμη εργασία» (γκρίζα περιοχή) είτε να αποθηκεύεται στα άεργα (επαγωγικά) ηλεκτρικά στοιχεία και επιστρέφεται στην πηγή ηλεκτρικής ισχύος (έντονα γραμμοσκιασμένη περιοχή). Στις γραφικές παραστάσεις που παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.1: η ελαφρά σκιασμένη περιοχή αντιπροσωπεύει τη χρονική περίοδο κατά την οποία το ρεύμα κάνει τη χρήσιμη εργασία και η έντονα διαγραμμισμένη περιοχή αντιπροσωπεύει το χρόνο όταν αποθηκεύεται το ρεύμα στα άεργα (επαγωγικά) ηλεκτρικά στοιχεία και επιστρέφεται στην πηγή ηλεκτρικής ισχύος.

Η πραγματική (ωμική) ή αλλιώς ονομαζόμενη ενεργή συνιστώσα της ισχύος (P), μετριέται σε Watt (W), η οποία μπορεί να θεωρηθεί ως η ελαφρά σκιασμένη περιοχή στο Σχήμα 2.1: . Η πραγματική ισχύς είναι η ικανότητα μιας μηχανής για την παραγωγή έργου σε έναν συγκεκριμένο χρονικό διάστημα. Δίνεται από τη σχέση

$$P = VI\cos\varphi \tag{2.1}$$

όπου V, I είναι οι ενεργές τιμές της τάσης και του ρεύματος αντίστοιχα και φ η διαφορά φάσης ανάμεσα στην τάση και το ρεύμα.

Η φανταστική συνιστώσα της ισχύος που ονομάζεται άεργη ή επαγωγική ισχύς (Q), μετριέται σε Volt-amps (VAR) και μπορεί να θεωρηθεί ως η έντονα σκιασμένη περιοχή στο Σχήμα 2.1: . Σημαντικό χαρακτηριστικό της άεργου ισχύος είναι ότι δεν μεταφέρεται εύκολα από τα ηλεκτρικά δίκτυα στον καταναλωτή. Η άεργη ισχύς είναι μέτρο της αποθηκευμένης ενέργειας που επιστρέφει στην ηλεκτρική πηγή κατά τη διάρκεια κάθε κύκλου του εναλλασσόμενου ρεύματος. Δίνεται από τη σχέση

$$Q = VI \sin \varphi \tag{2.2}$$

Οι απώλειες μεταφοράς άεργου ισχύος δύνανται να συνιστούν υψηλό ποσοστό της συνολικής κατανάλωσης, ενώ προκαλούν και πρόσθετες απώλειες πραγματικής ισχύος.

Η φαινόμενη ισχύ (S), που μετριέται σε volt-amps (VA), είναι το γεωμετρικό (διανυσματικό) άθροισμα της πραγματικής και άεργης ισχύος, δηλαδή το άθροισμα της ελαφρά σκιασμένης και της έντονα διαγραμμισμένης περιοχής στο Σχήμα 2.1: . Λόγω των άεργων (επαγωγικών) ηλεκτρικών στοιχείων του φορτίου, η φαινόμενη ισχύς, που είναι το γινόμενο της ενεργούς τάσης και του ενεργού ρεύματος στο κύκλωμα, είναι ίση ή μεγαλύτερη από την παραγωγική ισχύ και δίνεται από τη σχέση

$$S = VI \tag{2.3}$$

### 2.2. Τι είναι ο συντελεστής ισχύος των κινητήρων;

Ο συντελεστής κατανάλωσης άεργου ισχύος από τις ηλεκτρικές μηχανές εκφράζεται με το μέγεθος του «Συντελεστή Ισχύος |cosφ|», που είναι η αναλογία μεταξύ της πραγματικής προς την φαινόμενη ισχύ του κινητήρα. Από τον ορισμό του είναι ένας αδιάστατος αριθμός, παίρνει τιμές από 0 έως 1 και το φ είναι η διαφορά φάσης μεταξύ του ρεύματος και της τάσης. Για ένα μονοφασικό κινητήρα ισχύουν οι σχέσεις:

$$P = \sqrt{3}VI\cos\varphi \quad [W] \tag{2.4}$$

$$S = \sqrt{3}VI \quad [VA] \tag{2.5}$$

$$Q = \sqrt{3}VI\sin\varphi \quad [VAR] \tag{2.6}$$

PowerFactor 
$$\cos \varphi = \frac{\text{ActivePower}}{\text{ApparentPower}}$$
 (2.7)

Για τους τριφασικούς κινητήρες η πραγματική ηλεκτρική ισχύς εισόδου ορίζεται από τη σχέση

$$P_{in} = 3VIS\cos\varphi \tag{2.8}$$

όπου V είναι η ενεργή φασική τάση, I το ενεργό φασικό ρεύμα και φ η διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης και του ρεύματος.

Μια μηχανή με έναν χαμηλό Συντελεστή Ισχύος θα «τραβήξει» περισσότερο ηλεκτρικό ρεύμα από την ηλεκτρική πηγή για να κάνει ένα δεδομένο μηχανικό έργο από μια μηχανή με έναν υψηλότερο Συντελεστή Ισχύος.

Ένας «καλός» ηλεκτρικός κινητήρας παρουσιάζει τιμές του Συντελεστή Ισχύος |cosφ| κοντά στη μονάδα ενώ ένας «κακός» ηλεκτρικός κινητήρας παρουσιάζει χαμηλότερες τιμές. Για παράδειγμα, ένας κινητήρας πραγματικής ισχύος 100 kW καταναλώνει 48.4 / 32.8 / 14 kVAr άεργου ισχύος εάν ο Συντελεστής Ισχύος του είναι 0.90 / 0.95 / 0.99 αντίστοιχα.

Η συσχέτιση αέργου ισχύος και ικανότητας μεταφοράς πραγματικής/ενεργού ισχύος είναι ένα σημαντικό θέμα γιατί σε καταστάσεις υψηλής κατανάλωσης ενεργού και άεργου ισχύος, η λειτουργία των ηλεκτρικών δικτύων γίνεται οριακή, καθώς τα περιθώρια ελέγχου της ροής άεργου ισχύος μικραίνουν, με αποτέλεσμα να υφίσταται κίνδυνος "black out". Σημαντικό πλεονέκτημα της άεργου ισχύος έναντι της πραγματικής (ενεργούς) είναι ότι δύναται να παράγεται εύκολα σε τοπικό επίπεδο, κοντά στα σημεία κατανάλωσής της, από συσκευές οι οποίες δεν απαιτούν κατά κανόνα κατανάλωση πρωτογενούς ενέργειας και δεν έχουν επιπτώσεις στο περιβάλλον. Τα δίκτυα μεταφοράς και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας πρέπει να φορτίζονται στη σωστή τάση ώστε να καθίσταται δυνατή η μεταφορά της πραγματικής ισχύος (ενεργούς) ισχύος) από τους σταθμούς παραγωγής προς την κατανάλωση, με τις ελάχιστες δυνατές ενεργές (ωμικές) και άεργες (επαγωγικές) απώλειες. Η τάση των δικτύων αυτών, η οποία σχετίζεται άμεσα με τη ροή της αέργου ισχύος, πρέπει να διατηρείται εντός αυστηρά προκαθορισμένων ορίων διακύμανσης ( $\pm$ 5%), και μάλιστα υπό συνθήκες διαρκούς μεταβολής των φορτίων, για λόγους καλής λειτουργίας του εξοπλισμού.

Η άεργος ισχύς χρεώνεται από τη ΔΕΗ στον καταναλωτή (εξαιρουμένων των οικιακών καταναλωτών). Πρακτικά αυτό σημαίνει ότι πληρώνουμε ηλεκτρική ενεργεία που δε χρησιμοποιείται πουθενά. Μεγάλη άεργος ισχύς επίσης σημαίνει: μεγαλύτερες βυθίσεις τάσεως, μεγαλύτερες απώλειες σε μετασχηματιστές, μικρότερη διάρκεια ζωής για τους κινητήρες.

### 2.3. Πώς συνδέονται ο συντελεστή ισχύος και η απόδοση των κινητήρων;

Ενώ ο Συντελεστή Ισχύος και η Απόδοση δεν συσχετίζονται άμεσα, δηλαδή δεν υπάρχει καμία εξίσωση που μπορεί να υπολογίσει τον Συντελεστή Ισχύος αν είναι γνωστός ο βαθμός Απόδοσης και αντίστροφα, ωστόσο υπάρχει ένας φυσικός συσχετισμός μεταξύ αυτών των δύο μεγεθών. Η συσχέτιση κατανοείται από την ερμηνεία των μεγεθών της ροπής και της ολίσθησης του κινητήρα ως εξής: Από κατασκευής στους ηλεκτρικούς κινητήρες ο στάτης του κινητήρα χωρίζεται από τον δρομέα του κινητήρα με ένα διάκενο. Η ηλεκτρική ενέργεια εισόδου χρησιμοποιείται για να μαγνητίσει τα τυλίγματα του στάτη και να δημιουργήσει ένα στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στον στάτη, με ταχύτητα που ονομάζεται σύγχρονη,  $ω_s$ . Αυτό το μαγνητικό πεδίο τέμνει το διάκενο και αλληλεπίδραση των δύο αυτών μαγνητικών πεδίων δημιουργέι μια ροπή ηλεκτρομαγνητικής φύσης που θέτει σε περιστροφή τον άξονα του κινητήρα. Η διαφορά της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα  $ω_r$  από την ταχύτητα της περιστροφής του μαγνητικού πεδίου του στάτη  $ω_s$  ονομάζεται ολίσθηση s του κινητήρα και ορίζεται από την σχέση

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} 100\%$$
(2.9)

Αν οι ταχύτητες περιστροφής του στάτη και του δρομέα ήταν ίσες δεν θα επαγόταν τάσεις στον δρομέα και δεν θα ανέπτυσσε ροπή ο κινητήρας. Ο δρομέας τείνει να φτάσει την

ταχύτητα περιστροφής του πεδίου του στάτη, χωρίς να τα καταφέρνει λόγω του ότι υπάρχουν μηχανικές απώλειες ενέργειας λόγω της μάζας του δρομέα, των τριβών στα ρουλεμάν, του εξαερισμού κλπ. Όσο μεγαλύτερο είναι το φορτίο στον άξονα του δρομέα τόσο μεγαλύτερη δυσκολία θα έχει ο δρομέας να φθάσει τον στάτη, άρα τόσο μεγαλύτερη ολίσθηση θα δημιουργείται. Επειδή η ολίσθηση της μαγνητικής ροής δημιουργεί την ροπή, όσο μεγαλύτερο είναι το φορτίο, τόσο μεγαλύτερη θα είναι η ολίσθηση και τόσο μεγαλύτερη η ροπή που αναπτύσσεται. Σε έναν αφόρτιστο κινητήρα, υπάρχει μικρή ολίσθηση και παράγεται πολλή μικρή ροπή. Τότε ο κινητήρας παράγει μικρή ποσότητα χρήσιμου έργου και ο κινητήρας λειτουργεί σε συνθήκες μικρού βαθμού απόδοσης. Σε ένα βαριά φορτωμένο κινητήρα, η ολίσθηση είναι μεγάλη (περίπου 5%) και η περισσότερη ενέργεια εισόδου χρησιμοποιείται για να κινήσει το φορτίο στον άξονα του κινητήρα. Τότε ο κινητήρας λειτουργεί σε συνθήκες μεγάλης απόδοσης.

Αν από την ισχύ εισόδου του κινητήρα αφαιρεθούν οι απώλειες χαλκού και οι μαγνητικές απώλειες στο στάτη, η ισχύς που απομένει, είναι η ισχύς που μέσω του διακένου μεταφέρεται στο δρομέα. Η ισχύς αυτή ονομάζεται ισχύς διακένου  $P_{ag}$  (air-gap power). Μέρος της ισχύος διακένου χάνεται ως απώλειες χαλκού στο δρομέα και ως απώλειες σιδήρου στο δρομέα. Η ισχύς που απομένει, μετατρέπεται σε μηχανική ισχύ,  $P_m$ . Η ισχύς αυτή ονομάζεται αναπτυσσόμενη μηχανική ισχύς και ορίζεται από την παρακάτω σχέση,

$$P_m = P_{ag}(1-s)$$
 (2.10)

Η μηχανική ισχύς είναι μηδενική όταν ο κινητήρας δεν στρέφεται (s=1), τότε όλη η ισχύς διακένου μετατρέπεται σε θερμότητα στην αντίσταση του δρομέα.

Η ωφέλιμη ισχύς εξόδου του επαγωγικού κινητήρα, είναι μικρότερη από την αναπτυσσόμενη ισχύ κατά τις μηχανικές απώλειες  $P_{fw}$  και τις κατανεμημένες απώλειες  $P_{strav}$ .

$$P_{out} = P_m - P_{fw} - P_{stray} \tag{2.11}$$

Εξαιτίας των τριβών και των κατανεμημένων απωλειών η πραγματική ροπή στον άξονα του κινητήρα είναι μικρότερη από την ροπή που δημιουργείται από την αλληλεπίδραση των μαγνητικών πεδίων. Η εσωτερική ροπή,  $T_e$ , ονομάζεται 'αναπτυσσόμενη' ή 'ηλεκτρομαγνητική ροπή' (developed torque) και ορίζεται από την αναπτυσσόμενη μηχανική ισχύ και την γωνιακή ταχύτητα του κινητήρα, ή ισοδύναμα από την ισχύ διακένου και τη σύγχρονη ταχύτητα.

$$T_e = P_m / \omega_r = (1 - s) P_{ag} / (1 - s) \omega_s = P_{ag} / \omega_s$$
(2.12)

Ο συντελεστής ισχύος του κινητήρα σε έναν αφόρτιστο κινητήρα είναι πολύ μικρός, περίπου 0.1 (10%) γιατί η πηγή ηλεκτρικής ισχύος που τροφοδοτεί την ισχύ εισόδου βλέπει κατά αναλογία με τους αφόρτιστους μετασχηματιστές, το δευτερεύων πηνίο (δρομέα) να επιστρέφει μικρή ωμική ισχύ στο πρωτεύων πηνίο (στάτη). Καθώς ο δρομέας φορτώνεται με υψηλότερο φορτίο, η ωμική συνιστώσα ισχύος που επιστρέφεται από τον δρομέα προς τον στάτη αυξάνεται και έτσι αυξάνεται ο συντελεστής ισχύος. Μπορούμε λοιπόν να χρησιμοποιήσουμε τον συντελεστή ισχύος σαν ένα δείκτη του πόσο μεγάλο είναι το φορτίο του κινητήρα σε σχέση με την ονομαστική τιμή του φορτίου και τι απόδοση έχει ο κινητήρας.

# Παράρτημα 3

## Συμβατικές τεχνικές ελέγχου

## 3.1. Σύγκριση συμβατικών τεχνικών ελέγχου ηλεκτρικού κινητήρα

Ο έλεγχος ενός ηλεκτρικού κινητήρα μπορεί γενικά να κατηγοριοποιηθεί σε βαθμωτό και διανυσματικό έλεγχο. Η ειδικότερη ταξινόμηση των μεθόδων ελέγχου μεταβλητής συχνότητας φαίνεται στο Σχήμα 3.1:.



#### Σχήμα 3.1: Ταξινόμηση των μεθόδων ελέγχου ηλεκτρικού κινητήρα Η ίδια ταξινόμηση μεθόδων ελέγχου ταχύτητας ισχύει και για κινητήρες μόνιμου μαγνήτη (PMSM) και για Επαγωγικούς κινητήρες (ACIM).

Στο βαθμωτό έλεγχο, ο οποίος βασίζεται σε σχέσεις που ισχύουν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, ελέγχεται μόνο το μέτρο και η συχνότητα (γωνιακή ταχύτητα) των χωρικών

διανυσμάτων της τάσης, του ρεύματος και της μαγνητικής ροής. Συνεπώς, ο βαθμωτός έλεγχος δεν επιδρά πάνω στη θέση των χωρικών διανυσμάτων, κατά τις μεταβατικές καταστάσεις. Αντιθέτως, στο διανυσματικό έλεγχο, ο οποίος βασίζεται σε σχέσεις που ισχύουν σε δυναμικές καταστάσεις, δεν ελέγχεται μόνο το μέτρο και η συχνότητα (γωνιακή ταχύτητα) αλλά και οι στιγμιαίες θέσεις των χωρικών διανυσμάτων της τάσεως, του ρεύματος και της μαγνητικής ροής. Επομένως, ο διανυσματικός έλεγχος επιδρά στη θέση των χωρικών διανυσμάτων της τάσεως του ρεύματος και της μαγνητικής ροής. Επομένως, ο διανυσματικός έλεγχος επιδρά στη θέση των χωρικών διανυσμάτων της τάσεως του ρεύματος και της μαγνητικής μαργητικής ροής. Επομένως, ο διανυσματικός έλεγχος επιδρά στη θέση των χωρικών διανυσμάτων και εξασφαλίζει το σωστό τους προσανατολισμό στη μόνιμη αλλά και στη μεταβατική κατάσταση. Σύμφωνα με τον παραπάνω ορισμό, ο διανυσματικός έλεγχος είναι μια γενική φιλοσοφία ελέγχου, η οποία μπορεί να πραγματοποιηθεί με πάρα πολλές μεθόδους. Η πιο διαδεδομένη μέχρι σήμερα μέθοδος είναι γνωστή ως έλεγχος με προσανατολισμό του πεδίου (FOC) ή διανυσματικός έλεγχος, την οποία εισήγαγαν ο Blascke το 1972 [1], [2] και ο Κ. Hasse το 1972 [3]. Επίσης υπάρχει και η λιγότερο διαδεδομένη τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής (DTC) που εισήγαγαν οι Ιάπωνες ερευνητές Takahashi and Noguchi το 1984 και το 1985 [4] και ο Γερμανός Depenborck το 1985 [5], [6] και [7].

## 3.2. Η τεχνική βαθμωτού ελέγχου (V/Hz)

Η τεχνική του βαθμωτού ελέγχου βασίζεται στην μεταβολή της συχνότητας αναλογικά με την τάση τροφοδοσίας του στάτη του κινητήρα ( $\pi\gamma$  220 V στα 50 Hz, 110 V στα 25 Hz, κ $\lambda\pi$ ). Το μέτρο της τάσης ελέγχει τη μαγνητική ροή και η συχνότητα ελέγχει την ροπή άρα και την ταχύτητα. Επειδή και η μαγνητική ροή και η ροπή είναι συνάρτηση του μέτρου της τάσης και της συχνότητας δεν είναι δυνατό να ελεγχθούν ανεξάρτητα η ροή και η ροπή. Στον βαθμωτό έλεγχο η μαγνητική ροή του διάκενου του κινητήρα διατηρείται σταθερή, ίση με την ονομαστική τιμή της. Το βαθμωτό σύστημα ελέγχου ταχύτητας είναι αρκετά απλό και οικονομικό, γιατί όταν χρησιμοποιηθεί σε ανοιχτό βρόγχο δεν απαιτείται εγκατάσταση ταχογεννήτριας. Για να βελτιωθεί η απόκριση της ταχύτητας, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο βαθμωτός έλεγχος και σε κλειστό βρόχο, στον οποίο έχουμε ανάδραση του σήματος της ταχύτητας, χωρίς ωστόσο να επιτυγχάνεται ακριβής έλεγχος της ταχύτητας του κινητήρα όταν έχουμε μεταβολή στο μηχανικό φορτίο του άξονά του. Στον βαθμωτό έλεγχο το κινητήριο σύστημα δεν παρουσιάζει γρήγορη απόκριση σε μεταβολές της επιθυμητής ταχύτητας. Επειδή η τεχνική του βαθμωτού ελέγχου δεν έχει υψηλές υπολογιστικές απαιτήσεις, χρησιμοποιείται σε εφαρμογές που δεν χρειάζονται ιδιαίτερα καλή δυναμική συμπεριφορά συστήματα (πχ συστήματα εξαερισμού, αντλίες, κλπ). Ο βαθμωτός έλεγχος δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές που απαιτείται υψηλή ροπή στις χαμηλές ή μηδενικές ταχύτητες (πχ ρομποτικές εφαρμογές, πλυντήρια, κλπ). Η τεχνική του βαθμωτού ελέγχου δεν προσφέρει αποδοτικό κινητήριο σύστημα (πχ 40% με 50% απόκλιση από την θεωρητικά αναμενόμενη απόδοση). Σημαντικό επίσης είναι ότι ο βαθμωτός έλεγχος κατά τις μεταβατικές καταστάσεις παρουσιάζει έντονη ταλαντωτική συμπεριφορά μέχρι να ισορροπήσει ξανά το σύστημα. Επίσης επειδή στον αντιστροφέα ισχύος εφαρμόζεται διαμόρφωση εύρους παλμών PWM πηγής τάσης, ο αντιστροφέας ισχύος λειτουργεί με σταθερή διακοπτική συχνότητα και έτσι δεν δημιουργεί έντονη αρμονική παραμόρφωση στα ρεύματα του κινητήρα.

## 3.3. Η τεχνική διανυσματικού ελέγχου (FOC)

Στις εφαρμογές που χρειάζεται ακρίβεια, γρήγορη απόκριση και καλή δυναμική συμπεριφορά του κινητήριου συστήματος χρησιμοποιείται συνήθως η τεχνική του διανυσματικού ελέγχου (vector control) ή έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου (FOC) της ταχύτητας. Σε αντίθεση με τον βαθμωτό έλεγχο, η τεχνική του FOC ελέγχου μπορεί να ελέγχει ανεξάρτητα το πεδίο από την ροπή του κινητήρα, με αποτέλεσμα στις χαμηλές ταχύτητες μπορεί να διατηρήσει τις τιμές της απαραίτητης μαγνητικής ροής και με τον έλεγχο της ροπής να ρυθμίσει την ταχύτητα. Η τεχνική FOC βασίζεται στην μέτρηση και ρύθμιση των ρευμάτων του στάτη ώστε να διατηρείται η γωνία μεταξύ του πεδίου του στάτη και του πεδίου του δρομέα κοντά στις 90°. Το μαγνητικό πεδίο του διάκενου διατηρείται σταθερό στο μέτρο του και η ροπή του κινητήρα ελέγχεται ανεξάρτητα από την ροή του κινητήρα. Σε αντίθεση με τον βαθμωτό

έλεγχο ελέγχονται και τα μέτρα και οι φάσεις των ελεγχόμενων μεγεθών. Επίσης αντί να ελέγχονται οι τρεις φάσεις των ρευμάτων διέγερσης του στάτη, ο FOC έλεγχος μετασχηματίζει τις τιμές αυτών των τριφασικών διανυσμάτων σε δύο συνιστώσες σε σύγχρονα περιστρεφόμενο ορθογώνιο σύστημα αξόνων αναφοράς, που είναι προσανατολισμένο στον άξονα του διανύσματος ροής του δρομέα (αν πρόκειται για έλεγγο προσανατολισμένου πεδίου δρομέα) ή προσανατολισμένο στον άξονα του διανύσματος ροής του στάτη (αν πρόκειται για έλεγγο προσανατολισμένου πεδίου στάτη). Η μια συνιστώσα βρίσκεται στον διαμήκη άξονα d (αντιπροσωπεύει το ρεύμα πεδίου) και η άλλη συνιστώσα βρίσκεται στον άξονα q (αντιπροσωπεύει το ρεύμα ροπής). Οι μαθηματικοί μετασχηματισμοί που χρησιμοποιούνται (Park, Clarke, αντίστροφος Park) πρέπει να εκτελούνται πολύ γρήγορα σε κάθε κύκλο ελέγγου και απαιτούν υπολογιστές με μεγάλη υπολογιστική δύναμη (πχ σύγχρονα DSPs, ή FPGAs). Με το μετασχηματισμό των εξισώσεων του επαγωγικού κινητήρα στις συντεταγμένες πεδίου, προκύπτει μια εξίσωση που είναι αντίστοιγη με αυτή ενός DC κινητήρα ξένης διέγερσης.

Στην βιβλιογραφία διακρίνονται δύο τύποι διανυσματικού ελέγχου, ο άμεσος και ο έμμεσος διανυσματικός έλεγγος, ανάλογα με τον τρόπο υπολογισμού της γωνίας του πεδίου του δρομέα. Στην περίπτωση του άμεσου διανυσματικού ελέγχου η γωνία του πεδίου του δρομέα υπολογίζεται κατευθείαν από τις τιμές των μετρήσεων των τερματικών τιμών των ρευμάτων και τάσης του κινητήρα. Στην περίπτωση του έμμεσου ελέγχου η γωνία ολίσθησης υπολογίζεται από το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα και τη μέτρηση της ταχύτητας περιστροφής, χωρίς να απαιτούνται οι μετρήσεις στα τερματικά του κινητήρα. Η γωνία του πεδίου του δρομέα υπολογίζεται από την ολοκλήρωση της τιμής της γωνίας ολίσθησης και την μέτρηση της ταχύτητας. Το ιδιαίτερα σοβαρό μειονέκτημα του FOC ελέγχου είναι ότι χρειάζεται η ακριβής γνώση των παραμέτρων του κινητήρα, δεδομένου ότι η σταθερή χρόνου του δρομέα αλλάζει πολλή (πχ 50%) με την θέρμανση και τον κορεσμό του κινητήρα. Κατά τον FOC έλεγχο για να παραχθούν από τον μετατροπέα ισχύος τα ρεύματα διέγερσης του στάτη εφαρμόζεται η τεχνική PWM ελέγχου ρεύματος με βρόχο υστέρησης για να συγκρίνονται τα πραγματικά ρεύματα με τα αντίστοιχα που υπολογίζει ο έλεγχος και να δημιουργείται η κατάλληλη παλμοσειρά. Η διακοπτική συχνότητα που οδηγεί τις πύλες των διακοπτών του αντιστροφέα ισχύος δεν είναι σταθερή με αποτέλεσμα τα ρεύματα που παράγονται έχουν μεγάλη αρμονική παραμόρφωση. Ένα πλεονέκτημα της τεχνικής FOC είναι ότι επειδή χρησιμοποιείται έλεγχος ρεύματος με ζώνη υστέρησης δεν υπάρχει επηρεασμός από την κύμανση της DC τάσης του μετατροπέα ισχύος.

Για να υλοποιηθεί μαθηματικά ο διανυσματικός έλεγχος το δυναμικό σύστημα των διαφορικών εξισώσεων του κινητήρα συνήθως γραμματικοποιείται με μια μαθηματική μέθοδο. Για περισσότερα βλέπε Παράρτημα 6.

## 3.4. Η τεχνική άμεσου ελέγχου ροπής (DTC)

Η τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής (DTC) επιτυγχάνει παρόμοια αποτελέσματα με την τεχνική του διανυσματικού ελέγχου αλλά η υλοποίησή της είναι ευκολότερη και γρηγορότερη από υπολογιστική άποψη και επίσης οικονομικότερη καθότι δεν χρειάζεται η μέτρηση της θέσης του δρομέα. Επίσης, σε αντίθεση με τον FOC έλεγχο η μόνη εξάρτησή της από το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα είναι η ωμική αντίσταση του στάτη. Σε σύγκριση με τον διανυσματικό έλεγχο έχει μικρότερη ακρίβεια αλλά λόγω των γρήγορων κύκλων ελέγχου του DTC επιτυγχάνονται περισσότερες διορθώσεις στον έλεγχο στην μονάδα του χρόνου και έτσι αντισταθμίζεται η μικρότερη ακρίβεια της. Η τεχνική DTC παρουσιάζει μεγαλύτερη ταλάντωση ροής και ροπής από τον διανυσματικό έλεγχο. Στην τεχνική DTC δεν χρειάζεται εφαρμογή της μεθόδου PWM για να οδηγηθούν οι διακόπτες του αναστροφέα ισχύος γιατί αφού υπολογιστεί η θέση του διανύσματος της ροής του στάτη κατευθείαν η DTC οδηγεί τους διακόπτες του αντιστροφέα. Οι κύριες μονάδες ελέγχου που διαθέτει ο DTC είναι δύο συγκριτές υστέρισης, ο συγκριτής ροής και ο συγκριτής ροπής και πίνακες διακοπτικής οδήγησης (switching vectors). Οι συγκριτές υστέρησης συγκρίνουν τις

πραγματικές τιμές της ροπής και της ροής με τις τιμές που έχουν υπολογισθεί από τις μετρήσεις των ρευμάτων και τάσεων στα τερματικά του κινητήρα. Οι συγκριτές διατηρούν τα όρια των αποκλίσεων των τιμών σύμφωνα με τον βρόχο υστέρησης του σφάλματος του κάθε μεγέθους. Οι ψηφιακές έξοδοι των συγκριτών αποτελούν τις επιθυμητές μεταβολές των ελεγχόμενων μεγεθών. Αυτές οι τιμές μαζί με την γωνία του διανύσματος ροής ορίζουν το βέλτιστο διάνυσμα τάσης και μέσω του πίνακα ενός ελεγκτή επιλέγεται ο διακοπτικός τρόπος λειτουργίας του αντιστροφέα ισχύος προκειμένου να διεγερθεί κατάλληλα ο στάτης του κινητήρα. Μειονέκτημά της τεχνικής DTC είναι ότι η ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας παρουσιάζει έντονη κυμάτωση, ότι χρειάζεται μεταβλητή διακοπτική συχνότητα στον αντιστροφέα ισχύος με αποτέλεσμα να μην αξιοποιείται βέλτιστα ο μετατροπέας ισχύος και επίσης η απαραίτητη ψηφιακή ολοκλήρωση των ρευμάτων των φάσεων του κινητήρα υλοποιείται δύσκολα με σωστό τρόπο. Επίσης σημαντικό πρόβλημα παρουσιάζεται στην εκκίνηση του κινητήρα στις χαμηλές συχνότητες.

### 3.5. Βιβλιογραφία

- [1] Blaschke, F., Inventor,, Patent number: 3824437, Filing date: Mar 23, 1972, Issue date: Jul 1974.
- [2] Blaschke, F., Böhm, K.: Verfahren der Felderfassung bei der Regelung stromrichtergespeister Asynchronmaschinen. IFAC Symposium: Control in Power Electronics and Electrical Drives, Düsseldorf, October 7 – 9, 1974, Proceedings Vol I, pp. 635-649.
- [3] K. Hasse, "Drehzahlgelverfahren für schnelle umkehrantriebe mit stromrichtergespeisten synchronkurzschlusslaufer-motoren", Regelungstechnik, vol. 20, pp. 60–66, 1972.
- [4] I.Takahashi, T.Noguchi, A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor,. IEEE on IA ,vol.22(5): 820-827, 1986.
- [5] Manfred Depenbrock Inventor, Patent number: 4678248, Filing date: Oct 18, 1985, Issue date: Jul 7, 1987.
- [6] Depenborck, "Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine," U.S. Patent 4 678 248, July 7, 1987.
- [7] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.

## Παράρτημα 4

## Βήματα ανάπτυξης προτεινόμενου αλγορίθμου

## Βήματα ανάπτυξης – απασφαλμάτωσης προτεινόμενου αλγόριθμου βέλτιστου ασαφούς ελέγχου PMSM IFOC drive, με αισθητήρα ταχύτητας τύπου QEP

Το 1° βήμα εστιάζει στον έλεγχο της λειτουργικότητας και επικοινωνίας του υλικού h/w (πλατφόρμα εργαδσίας eZdsp και τον αντιστροφέα ισχύος) με το λογισμικό s/w ( $CCS^{TM}$ ).



Σχήμα 4.1: 1° βήμα (ISB level 1) ανάπτυξης αλγόριθμου. Σκοπός είναι να ελεγχθεί η λειτουργικότητα του υλικού Πηγή: [7] Digital Control Systems (DCS) Group, Digital Motor Control Software Library, SPRU485A, 2003.

Στο 2° βήμα (ISB level 2) ανάπτυξης του αλγόριθμου ελέγχονται τα σήματα που παράγει η υπομονάδα PWM. Μετά από αυτό το στάδιο έχουμε ένα έτοιμο σύστημα ελέγχου ταχύτητας ανοιχτού βρόγχου και στο οποίο μπορεί να συνδεθεί το υλικό (h/w) του αντιστροφέα ισχύος και ο πραγματικός κινητήρας.



Σχήμα 4.2: 2° βήμα (ISB level 2) ανάπτυξης αλγόριθμου. Σκοπός είναι να ελεγχθούν οι παλμοί PWM. Πηγή: Digital Control Systems (DCS) Group, Digital Motor Control Software Library, SPRU485A, 2003.

Στο 3° βήμα (ISB level 3) ανάπτυξης του αλγόριθμου ελέγχεται η μέτρηση της ταχύτητας. Σε αυτό το βήμα μπορεί να συνδεθεί το υλικό (h/w) του αντιστροφέα ισχύος και ο κινητήρας και να λειτουργήσει με σταθερή ταχύτητα σε έλεγχο ανοιχτού βρόγχου (χωρίς ανάδραση). Χρησιμοποιών την υπομονάδα QEP\_THETA\_DRV, Quadrature Encoder Pulse Interface Driver. Αλλάζοντας την συχνότητα του στάτη μπορεί να αλλάξει η ταχύτητα.



Σχήμα 4.3: 3° βήμα (ISB level 3) ανάπτυξης αλγόριθμου. Σκοπός είναι να ελεγχθεί η ταχύτητα με ανοιχτό βρόγχο από την συχνότητα της τάσης του στάτη. Πηγή: Digital Control Systems (DCS) Group, Digital Motor Control Software Library, SPRU485A, 2003.

Στο 4° βήμα (ISB level 4) ανάπτυξης του αλγόριθμου έχοντας συνδέσει και το υλικό (h/w) του αντιστροφέα ισχύος και του κινητήρα γίνεται η ρύθμιση του ανοικτού βρόγχου ανάδρασης των ρευμάτων. Ο έλεγχος βρόγχου ανάδρασης ρεύματος γίνεται με την ρύθμιση

της τάσης του στάτη. Η υπομονάδα αντίστροφου μετασχηματισμού Park (PARKI) μετασχηματίζει τις συνιστώσες του ρεύματος από ορθογώνιο περιστρεφόμενο σύστημα (rotating reference frame) σε ορθογώνιο σταθερό σύστημα αναφοράς (stationary reference frame) και δίνει τα σήματα ρεύματος ipark d και ipark q που ελέγχουν την ταχύτητα και την ροπή. Αλλάζοντας την τάση του στάτη αλλάζει η είσοδος στο PARKI, δηλαδή τα ipark D και ipark Q και κατά συνέπεια και οι έξοδοι του. Δηλαδή η ταχύτητα ρυθμίζεται από το ρεύμα ipark d (ενώ στο βήμα 3 ρυθμιζόταν από την σύγχρονη συχνότητα του στάτη) με την αλλαγή της τάσης  $V_D$  του στάτη αλλά εξαρτάται από το φορτίο που εφαρμόζεται στον άξονα του κινητήρα γιατί δεν έχει ολοκληρωθεί ο διανυσματικός έλεγχος. Σε αυτό το βήμα η υπομονάδα κώδικα ILEG2 DRV μετρά τα δύο από τα τρία φασικά ρεύματα που δίνει ο αντιστροφέας ισχύος στον κινητήρα. Τα ρεύματα φάσεων abc έχουν διαφορά φάσης 120° και μετατρέπονται με τον μετασχηματισμό CLARK σε συντεταγμένες αβ με διαφορά φάσης 90°. Η ρύθμιση της ILEG2\_DRV γίνεται σε συνεργασία με την υπομονάδα DAC\_VIEW που δίνει την δυνατότητα να ελεγχθεί η καλή ποιότητα των κυματομορφών των ρευμάτων καθώς ρυθμίζονται τα κέρδη (gains) και η τάση μετατόπισης από το μηδέν (offset). Οι ρυθμίσεις αυτές γίνονται εύκολα μέσα από ένα watch window του CCSTM ακολουθώντας τις λεπτομερείς οδηγίες στις επιλογές ρυθμίσεων (configuration variables) που διαθέτει η ILEG2 DRV.



Σχήμα 4.4: 4° βήμα (ISB level 4) ανάπτυξης αλγόριθμου. Σκοπός είναι να ελεγχθεί η ταχύτητα με ανοιχτό βρόγχο ανάδρασης των ρευμάτων και να ρυθμιστούν οι PID ελεγκτές. Πηγή: Digital Control Systems (DCS) Group, Digital Motor Control Software Library, SPRU485A, 2003.

Στο 5° βήμα (ISB level 5) ανάπτυξης του αλγόριθμου έχοντας συνδέσει και το υλικό (h/w) του αντιστροφέα ισχύος και του κινητήρα γίνεται η ρύθμιση του κλειστού βρόγχου ανάδρασης των ρευμάτων, για τον έλεγχο της ροπής. Σε αυτό το βήμα εισάγονται οι ρυθμιστές PID για να κλείσουν οι ανοικτοί βρόγχοι ρεύματος (-dq) και να ολοκληρωθεί ο διανυσματικός έλεγχος. Τους συντελεστές αναλογίας  $k_p$ , διαφόρισης  $k_d$  και ολοκλήρωσης  $k_i$ , τους ρυθμίζω σε πραγματικό χρόνο, καθώς ο κινητήρας λειτουργεί σε συνθήκες σταθερού φορτίου. Σε αυτή την περίπτωση διατηρώντας την τιμή του *ipark\_D* σταθερή, ο ελεγκτής PID αναγκάζει το σύστημα να διατηρεί σταθερή ροπή. Η τιμή της ροπής μπορεί να αλλάξει με την

εισαγωγή μιας τιμής αναφοράς, ref, "Torque set-point". Αν το σύστημα είναι ελέγχου ταχύτητας προστίθεται ένας ακόμα PID ελεγκτής ώστε να ρυθμίζει συνεχώς την ταχύτητα να είναι σταθερή καθώς μεταβάλλεται η ροπή του φορτίου. Η τιμή της ταχύτητας ορίζεται εισάγοντας μια τιμή αναφοράς, ref, "Speed set-point".



Σχήμα 4.5: 5° βήμα (ISB level 5) ανάπτυξης αλγόριθμου. Σκοπός είναι να ελεγχθεί η ταχύτητα με κλειστό βρόγχο ανάδρασης των ρευμάτων και να ρυθμιστούν οι PID ελεγκτές. Αυτό το στάδιο αφορά τον έλεγχο σταθερής ροπής. Πηγή: Digital Control Systems (DCS) Group, Digital Motor Control Software Library, SPRU485A, 2003.



Σχήμα 4.6: 6° βήμα (ISB level 6) ανάπτυξης αλγόριθμου. Σκοπός είναι να ελεγχθεί η ταχύτητα με κλειστό βρόγχο ανάδρασης των ρευμάτων και να ρυθμιστούν οι PID ελεγκτές. Αυτό το στάδιο αφορά τον έλεγχο σταθερής ταχύτητας για διαφορετικές ροπές. Πηγή: Digital Control Systems (DCS) Group, Digital Motor Control Software Library, SPRU485A, 2003.

Στο τελικό 7° βήμα (ISB level 7), ανάπτυξης του αλγόριθμου έχοντας συνδέσει και το υλικό (h/w) του αντιστροφέα ισχύος και του κινητήρα, εισάγεται η υπομονάδα του Ασαφή Ελεγκτή μείωσης των απωλειών και με αντιστάθμιση της ροπής. Οι συντελεστές κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών πραγματοποιείται καθώς ο κινητήρας λειτουργεί σε συνθήκες διαφορετικών καταστάσεων λειτουργίας σύμφωνα με την Ευρεσιτεχνία μου (INT.CL) HO2P 21/08, που περιγράφεται αναλυτικά στην ευρεσιτεχνία στο Κεφάλαιο 4, χρησιμοποιώντας επιπλέον και ένα ροπόμετρο και ένα μετρητή ισχύος (Power Analyser).

## Παράρτημα 5

'Blocks' κώδικα που περιλαμβάνονται στον προτεινόμενο έλεγχο ελαχιστοποίησης απωλειών με ασαφείς ελεγκτές για IFOC PMSM Drive







### 5.2. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine'

5.2.1. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine' – 'Measurment List'



## 5.2.2. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine' – 'Source'



5.2.3. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine' – 'Source' – 'abc2qd'



5.2.4. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine' – 'Source' – 'iq,id''







5.2.5. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine' – 'Source' – 'qd2abc'



### 5.2.6. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine' – 'Source' – 'Hall Effect Sensor'





5.2.7. Plant Controller: Block 'Permanent Magnet Synchronous Machine' – 'PMSM\_Mechanics'



5.2.8. Plant Controller: Block 'Subsystem1'




#### 5.2.9. Plant Controller: Block 'Subsystem2'

#### 5.2.10. Plant Controller: Block 'Subsystem2' – 'Three Phase Inverter'



😽 Link: PHD_1_Fuzzy_c2812pmsmsi	m/Subsysten	n2/Three-P <u>has</u>	e V-I Measur	ement * 📃 🗆 🔀
File Edit View Simulation Format Tools	Help			
□   📽 🖬 🚭   X 🖻 🖻   (~ ~)	1 9 9	• = 5	Normal	💽 🔛 🔛 🕸
B C C C C C C C C C C C C C C C C C C C				
ThreePhaseVIMeasurement				
source d_4738_8f75_d Out1		Selector V		
Out1 Vb	out		Vabc	
Out1 Ib		Selector I	labc	
Ready	100%			FixedStepDiscrete

#### 5.2.11. Plant Controller: Block 'Subsystem2' – 'Three Phase V-I Measurment'



#### 5.3. Embedded Controller: Block 'Inputs'

5.3.1. Embedded Controller: Block 'Inputs' – 'Environment Controller'





#### 5.3.2. Embedded Controller: Block 'Inputs' – 'Subsystem'



#### 5.3.3. Embedded Controller: Block 'Generating Raw Space Vectors'







#### 5.3.5. Embedded Controller: Block 'Scaling' – 'CAP3INT'





#### PHD\_1\_Fuzzy\_c2812pmsmsim/Scaling/startup\_ramp \* - - 🛛 File Edit View Simulation Format Tools Help 🗋 😂 🔚 🚭 👗 🖻 💼 🖨 수 수 수 💭 오 🗆 5 💌 🔛 🖮 Normal 1 DMC gain 0 offse out 1 offset1 ramp freq RampGen offset2 Ramp Generator DMC setpt Ì١ 0.1 RampCntl flag offset Ramp Terminator Control Ready 100% FixedStepDiscrete

#### 5.3.7. Embedded Controller: Block 'Scaling' – 'startup\_ramp'

#### 5.3.8. Embedded Controller: Block 'Scaling' – 'IIR filter'



#### 5.3.9. Embedded Controller: Block 'Scaling' – 'Multiply by -1'



5.3.10. Embedded Controller: Block 'Speed Controller'



# Παράρτημα 6

### Μέθοδοι γραμμικοποίησης δυναμικών εξισώσεων κινητήρα

#### 6.1. Μέθοδοι γραμμικοποίησης δυναμικών εξισώσεων κινητήρα

Από θεωρητικής πλευράς μπορούν να χρησιμοποιηθούν διάφοροι μετασχηματισμοί των συντεταγμένων των εξισώσεων του κινητήρα που τον περιγράφουν στις καταστάσεις μετάβασης, προκειμένου να γραμματικοποιηθούν.

Κατά τον διανυσματικό έλεγχο, οι εξισώσεις του κινητήρα μετασχηματίζονται σε συντεταγμένες ενός συστήματος αξόνων το οποίο περιστρέφεται σε συγχρονισμό με το διάνυσμα της μαγνητικής ροής του δρομέα. Οι συντεταγμένες αυτές ονομάζονται συντεταγμένες πεδίου. Στις συντεταγμένες πεδίου, όταν το πλάτος της ροής του δρομέα παραμένει σταθερό, εμφανίζεται μια γραμμική σχέση μεταξύ των μεταβλητών ελέγχου και της ροπής.

To 1987, o Z. Krzeminski, [1], προτείνει ένα μοντέλο επαγωγικής μηχανής πολλών βαθμίδων, από το οποίο προκύπτουν άλλες σύγχρονες μέθοδοι γραμμικοποίησης γνωστές και ως μη γραμμικός έλεγχος.

Αλλες μέθοδοι που προτάθηκαν είναι οι εξής: To 1994 από τους M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novotnak [2], τo1994 από τους M. Pietrzak-David and B. de Fornel, [3], τo 1994 από τον D. G. Taylor [4], το 1996, ο Marino [5]και οι M. P. Kazmierkowski and D. L. Sobczuk [6], προτείνουν έναν μη γραμμικό μετασχηματισμό των μεταβλητών κατάστασης του κινητήρα, έτσι ώστε στις νέες συντεταγμένες, η ταχύτητα και το πλάτος της μαγνητικής ροής του δρομέα αποσυζευγνύονται μέσω βρόγχου ανάδρασης. Η μέθοδος αυτή καλείται γραμμικός έλεγχος με ανάδραση –feedback linearization control (FLC)- ή απόζευξη εισόδου εξόδου (input–output decoupling) [7].

Το 1994, από τους R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez [8] έχει ερευνηθεί μια μέθοδος βασισμένη στη θεωρία απόκλισης και μεταβολής της ενέργειας και καλείται παθητικός έλεγχος (passivitybased control PBC) [14]. Στην περίπτωση αυτή, ο επαγωγικός κινητήρας περιγράφεται με τους όρους των εξισώσεων Euler–Lagrange και εκφράζεται σε γενικές συντεταγμένες.

Στην δεκαετία του 1980, προτάθηκε ένας καινοτόμος διανυσματικός έλεγχος που δεν ακολουθεί την ιδέα του μετασχηματισμού των συντεταγμένων των εξισώσεων του κινητήρα και την αναγωγή του σε έλεγχο κινητήρα συνεχούς ρεύματος και ονομάστηκε Άμεσος Έλεγχος Ροπής (DTC).

#### 6.2. Βιβλιογραφία

- [1] Z. Krzeminski, "Nonlinear control of induction motors," in Proc. 10th IFAC World Congr., Munich, Germany, 1987, pp. 349–354.
- [2] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novotnak, "High performance induction motor control via input-output linearization," IEEE Contr. Syst. Mag., vol. 14, pp. 25–33, Aug. 1994.
- [3] M. Pietrzak-David and B. de Fornel, "Non-Linear control with adaptive observer for sensorless induction motor speed drives," EPE J., vol. 11, no. 4, pp. 7–13, 2001.
- [4] D. G. Taylor, "Nonlinear control of electric machines: An overview," IEEE Contr. Syst. Mag., vol. 14, pp. 41–51, Dec. 1994.
- [5] R. Marino, "Output feedback control of currentfed induction motors with unknown rotor resistance," IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., vol. 4, pp. 336–347, July 1996.
- [6] M. P. Kazmierkowski and D. L. Sobczuk, "Sliding mode feedback linearized control of PWM inverter-fed induction motor," in Proc. IEEE IECON'96, Taipei, Taiwan, R.O.C., 1996, pp. 244–249.
- [7] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Eds., Control in Power Electronics. San Diego, CA: Academic, 2002.
- [8] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramirez, Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems. London, U.K.: Springer- Verlag, 1998.

# Παράρτημα 7

### Έλεγχος σερβομηχανισμών

#### 7.1. Σύστημα ελέγχου ταχύτητας-κίνησης σερβομηχανισμού

Γενικά τα συστήματα ελέγχου ταχύτητας-κίνησης (velocity-motion control) διακρίνονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες:

(i) Σε ανοιχτού (open loop) βρόχου όπου δεν απαιτείται η μέτρηση του ελεγχόμενου μεγέθους

(ii) Σε κλειστού βρόχου (closed loop). Σε ένα σύστημα κλειστού βρόχου απαιτείται η μέτρηση της πραγματικής τιμής του ελεγχόμενου μεγέθους (ανάδραση). Ένας μηχανισμός ο οποίος ελέγχεται μέσω του σφάλματος μεταξύ της επιθυμητής τιμής του ελεγχόμενου μεγέθους και της πραγματικής ονομάζεται σερβομηχανισμός.

Κύρια στοιχεία ενός Σερβομηχανισμού είναι τα ακόλουθα:

- Ο ελεγκτής (controller) ο οποίος εκτελεί τον βασικό αλγόριθμο ελέγχου και παρέχει την σύνδεση (interface) μεταξύ του συστήματος και του χειριστή.
- Ο ενεργοποιητής (actuator) είναι το μηχάνημα το οποίο μετατρέπει την παρεχόμενη ισχύ σε κινητική, πχ ηλεκτρικός κινητήρας.
- Τα όργανα μέτρησης. Αυτά παρέχουν την ανάδραση του ελεγχόμενου μεγέθους. Στην περίπτωση κινητήρων είναι οι μετατροπείς θέσης όπως encoders και resolvers, το ροπόμετρο, κλπ.

Προκειμένου να επιτευχτεί ο έλεγχος ταχύτητας χρησιμοποιείται, ως ανάδραση, ο μετατροπέας θέσης του κινητήρα. Η πιο κλασσική περίπτωση νόμου ελέγχου είναι ο ελεγκτής τύπου PID όπου το σήμα ελέγχου είναι συνάρτηση των ακόλουθων όρων:

- ενός όρου ανάλογου του σφάλματος ελέγχου,
- του όρου που προκύπτει από την ολοκλήρωση του σφάλματος ελέγχου,
- του όρου που προκύπτει από την παραγώγηση του σφάλματος.

Κάθε όρος από τους παραπάνω προσδίδει συγκεκριμένη συμπεριφορά στο σύστημα και με βάση το μηχανολογικό σχεδιασμό του κινητήρα θα πρέπει να υπολογιστεί ο βέλτιστος συνδυασμός τους. Η διαδικασία του βέλτιστου σχεδιασμού (fine tuning) ενός PID είναι πολύ σημαντική και πρέπει να σημειωθεί ότι οι σύγχρονοι ελεγκτές ή drives είτε την υλοποιούν αυτόματα (auto-tuning) είτε δίνουν σημαντικά εργαλεία στο χρήστη για να την εκτελέσει (διαγράμματα FFT, BODE κλπ). Η υλοποίηση της επιθυμητής ακρίβειας στον έλεγχο κίνησης μπορεί να απαιτεί τον σχεδιασμό πολύπλοκων νόμων ελέγχου και αποτελεί εξειδικευμένο πεδίο έρευνας. Σε σύγχρονα συστήματα ελέγχου είναι συνηθισμένη και η χρήση ελέγχου πρόσω τροφοδότησης (feedforward control) προκειμένου το ελεγχόμενο εργαλείο να ακολουθεί την επιθυμητή τροχιά με μεγαλύτερη ακρίβεια. Το φορτίο του κινητήριου συστήματος (πχ ένα εργαλείο) κινείται στο χώρο από ένα σημείο σε ένα άλλο ακολουθώντας μια προαποφασισμένη τροχιά θέσης. Όταν η τροχιά θέσης είναι ευθεία γραμμή, ο ελεγκτής πρέπει να καθορίζει την ταχύτητα σε κάθε άξονα μετατόπισης ώστε να επιτυγχάνεται η επιθυμητή θέση και η επιθυμητή επιτάχυνση. Συνήθως οι περισσότεροι ελεγκτές χρησιμοποιούν προκαθορισμένες από το χρήστη επιταχύνσεις. Όταν η τροχιά θέσης είναι κυκλική παρεμβολή, το φορτίο εκτελεί κίνηση σε κυκλική τροχιά. Ο ελεγκτής στην περίπτωση αυτή πρέπει να μεταβάλλει την επιτάχυνση του φορτίου ενώ αυτό μετακινείται. Στην περίπτωση που η τροχιά είναι παρεμβολή περιγράμματος (path), ο ελεγκτής μεταβάλλει συνεχώς την ταχύτητα των αξόνων έτσι ώστε το φορτίο να ακολουθεί τροχιά προκαθορισμένων σημείων.

#### 7.2. Επικοινωνίες

Οι περισσότεροι ηλεκτρικοί κινητήρες σε εφαρμογές όπως πχ CNC μηχανές και μηχανές παραγωγής χρησιμοποιούν ψηφιακό δίαυλο επικοινωνίας μεταξύ του ελεγκτή και των διάφορων δομικών στοιχείων του κινητήρα. Υπάρχουν δύο τύποι επικοινωνίας σε σχέση με τα δεδομένα που ανταλλάσσονται.

- Επικοινωνία διεργασίας (process communication). Πρόκειται για δεδομένα ελέγχου, εντολών και πραγματικών τιμών ανάδρασης τα οποία μεταβιβάζονται κυκλικά μεταξύ του ελεγκτή και των ενεργοποιητών. Το πλήθος των δεδομένων αυτών είναι σχετικά χαμηλό. Ο κύκλος λειτουργίας σε αυτή την περίπτωση καθορίζεται από το πλήθος των ενεργοποιητών και μετρητικών συστημάτων σε κάθε σύστημα και είναι σταθερός.
- Επικοινωνία δεδομένων (data communication). Πρόκειται για ανταλλαγή δεδομένων που δεν είναι απολύτως συνδεδεμένα με την εκτέλεση της κίνησης αλλά σχετίζονται με τον συνολικό αυτοματισμό της μηχανής. Τα δεδομένα αυτά ανταλλάσσονται σποραδικά (μη κυκλικά) μεταξύ των συνδεδεμένων συσκευών και το πλήθος τους μπορεί να είναι αρκετά μεγάλο.

Ο κύκλος λειτουργίας του διαύλου επικοινωνίας αποτελείται από τα δύο χρονικά τμήματα των δύο παραπάνω ειδών επικοινωνίας. Συνεπώς, ο συνολικός κύκλος λειτουργίας σε ένα συμβατικό δίαυλο επικοινωνίας δεν είναι σταθερός αλλά μεταβάλλεται σύμφωνα με την μεταβολή του εύρους της επικοινωνίας δεδομένων. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται "αναπνοή" του κύκλου και είναι ακατάλληλη για συστήματα ελέγχου υψηλής ακρίβειας.

Τα κινητήρια συστήματα υψηλών απαιτήσεων εκτελούν ένα ψηφιακό έλεγχο κλειστού βρόχου. Ένας τέτοιος βρόχος αποτελείται από ενδιάμεσους βρόχους ελέγχου συνδεδεμένους μεταξύ τους, πχ έλεγχος θέσης, ταχύτητα, ρεύματος, κλπ. Οι βρόχοι αυτοί πρέπει να συγχρονίζονται. Ο συγχρονισμός είναι απαραίτητος προκειμένου το σύστημα να διατηρείται ευσταθές και οι εντολές να επιτυγχάνονται με ακρίβεια. Στην περίπτωση που όλοι οι βρόχοι δεν εκτελούνται στην ίδια συσκευή, ο δίαυλος επικοινωνίας θα πρέπει να είναι συγχρονισμένος με τον έλεγχο κλειστού βρόχου. Για να εξασφαλιστεί ότι όλες οι συνδεδεμένες συσκευές επικοινωνούν συγχρονισμένα πάνω στον δίαυλο επικοινωνίας, ένα σήμα χρονισμού (clock signal) χρησιμοποιείται προκειμένου να συγχρονίζει τον κύκλο του διαύλου επικοινωνίας. Αυτό είναι γνωστό ως ισόχρονη επικοινωνία.

Στην περίπτωση συστημάτων motion control η ισόχρονη επικοινωνία πρέπει να είναι πολύ γρήγορη, σταθερή και ντετερμινιστική και ο κύκλος λειτουργίας να μεταβάλλεται λιγότερο από 1μs. Στην περίπτωση συμβατικών συστημάτων ελέγχου κίνησης χρησιμοποιείται επιπρόσθετος δίαυλος επικοινωνίας για την επικοινωνία δεδομένων, που δεν απαιτεί μεγάλη χρονική ακρίβεια (π.χ. industrial ethernet). Σύγχρονα συστήματα ελέγχου κίνησης (motion control) χρησιμοποιούν διαύλους επικοινωνίας τύπου Profibus DP και Profinet τα οποία ικανοποιούν τις απαιτήσεις ισόχρονης επικοινωνίας πραγματικού χρόνου. Επίσης το Profinet υποστηρίζει την επικοινωνία μέσω TCP/IP δικτύου.

#### 7.3. Έλεγχος DC σερβομηχανισμού ρομπότ

Το σύστημα των κανονικοποιημένων διαφορικών εξισώσεων που περιγράφει έναν DC κινητήρα [2]-[3], δίνεται από τις σχέσεις

$$T_{mn}\frac{d}{dt}(\overline{\omega}) = \overline{k}_m \overline{i}_a - (\overline{T}_{L_1} + \overline{k}_L \overline{\omega}), \quad T_{mn} = \frac{J\omega_b}{T_b}$$
μηχανική σταθερά χρόνου (s) (7.1)

$$T_{a}\frac{d}{dt}\left(\overline{i_{a}}\right) = \overline{u}_{a} - \overline{i_{a}} - \overline{k_{p}}N\overline{\omega} + \overline{u}_{brush}, \quad T_{a} = \frac{L_{a}}{R_{a}}$$
σταθερά χρόνου του δρομέα (7.2)



Σχήμα 7.1: Απλός βρόχος ελέγχου DC σερβομηχανισμού ηλεκτρικού ρομπότ. Πηγή:[1]



Σχήμα 7.2: Διάγραμμα σημάτων εισόδου/εξόδου σε ένα έλεγχο ανάδρασης. Πηγή:[1]



Σχήμα 7.3: Διάγραμμα ελέγχου του DC σερβομηχανισμού από Σχήμα 7.1: Πηγή:[1]

#### 7.4. Βιβλιογραφία

- [1] Anthony C. McDonald, "Robot Technology, Theory, Design and Applications", Prentice Hall, 1986.
- [2] Latombe, J.-C.: Robot Motion Planning. Kluwer, Boston Chapter 7, 1991.
- [3] Leonard W., Control of Electrical Drives, Springer-Verlag 1985.

# Παράρτημα 8

### Αισθητήρες ταχύτητας

Πηγή: TI (Texas Instruments) Digital Motor Control Solutions, SPRB 167A, 2005.

#### 8.1. Μέτρηση στροφών του κινητήρα.

Η σωστή μέτρηση των στροφών του ασύγχρονου κινητήρα είναι ένα από τα πιο σημαντικά σημεία στον FOC έλεγχο, γιατί από την μηχανική ταχύτητα υπολογίζεται η γωνία ροής του δρομέα. Οι πραγματικές στροφές του κινητήρα θα πρέπει να συγκρίνονται με τις επιθυμητές στροφές που θέτουμε ώστε ο μικροελεγκτής να μπει σε ρουτίνα επιτάχυνσης ή επιβράδυνσης.

Πολύ συχνά στη βιομηχανία για τη μέτρηση των στροφών χρησιμοποιείται μία παλμογεννήτρια τριών παλμών γνωστή ως encoder. Είναι ένα πολύ διαδεδομένο αισθητήριο μέτρησης των στροφών και της θέσης του άξονα του κινητήρα αντιπροσωπεύοντας έτσι το κλειστό βρόγχο ελέγχου. Για τον έλεγχο του κινητήρα μόνιμου μαγνήτη χρησιμοποιείται τέτοιος αισθητήρας γιατί τον φέρει εκ κατασκευής ο κινητήρας. Για να γίνει κατανοητό πως υλοποιήθηκε ο αλγόριθμος μέτρησης στροφών, επεξηγώ στην συνέχεια την λειτουργία του.

Ένας αυξητικός encoder (Incremental encoders) αποτελείται από έναν δίσκο με σχισμές ο οποίος συνδέεται με τον άξονα του κινητήρα περιστρέφοντας τον. Μια πηγή φωτός (Led), στέλνει μια κατευθυνόμενη δέσμη φωτός διαπερνώντας κάθε φορά τις σχισμές ενός "κωδικοποιημένου" δίσκου που περιστρέφεται μαζί με τον άξονα του κινητήρα και έναν ακίνητο φωτοανιχνευτή. Ο φωτοανιχνευτής φέρει μια ενισχυτική βαθμίδα τρανζίστορ που ενεργοποιείται από τη δέσμη φωτός και έτσι έχουμε ένα παλμό με μέγιστο πλάτος τάσης ίσο με τη τάση που τροφοδοτούμε τον encoder. Δηλαδή αν τροφοδοτήσουμε με 5V θα πάρουμε έναν παλμό πλάτους 5V. Ενώ όσο αυξάνονται οι στροφές στον άξονα του κινητήρα τόσο αυξάνεται η χρονική διάρκεια των παλμών. Το σύνολο των παλμών είναι ίση με το σύνολο των σχισμών. Η μέτρηση της ταχύτητας ανάγεται στην μέτρηση παλμών. Ένας encoder φέρει 500 έως 2000 σχισμές. Αυτός που έχει ενσωματωμένο ο κινητήρας του PMSM του εργαστηρίου μας φέρει 500 σχισμές.

Οι περισσότεροι encoder στον έλεγχο κινητήρων είναι γνωστοί σαν Quardature Encoder. Αυτοί δίνουν δύο εξόδους με διαφορά φάσης 90ο, ώστε να είναι δυνατό να ανιχνεύεται και η φορά περιστροφής. Άλλο πλεονέκτημα τους είναι ότι μετρώντας τις ανερχόμενες και κατερχόμενες ακμές κάθε καναλιού αυξάνεται η ανάλυση κατά τέσσερεις φορές. Ένας encoder με 500 σχισμές (500 παλμούς σε μια περιστροφή) μετρά 2000 παλμούς ανά στροφή.

Οι encoders μας παρέχουν στην έξοδο του αισθητηρίου τρεις παλμούς οι οποίοι και στέλνονται στις A/D εισόδους του DSP. Στο σχήμα 6.5 φαίνεται οι σημασία των παλμών αυτών. Όταν οι φάση A οδηγεί τη φάση B τότε ο άξονας του κινητήρα περιστρέφεται δεξιόστροφα, ενώ όταν η φάση A καθυστερεί της φάσης B τότε έχουμε αριστερόστροφη κίνηση του άξονα. Στο τέλος κάθε τέτοιου κύκλου έχουμε έναν παλμό με ονομασία INDEX.

Η λογική που ακολουθούμε για τον υπολογισμό των στροφών είναι να βρούμε πόσο διαρκεί ένας παλμός του encoder. Αυτόν το χρόνο αν τον πολλαπλασιάσουμε με το σύνολο των παλμών του encoder και το χρόνο ενός βήματος του χρονόμετρου του μικροελεγκτή που έχουμε ενεργοποιήσει βρίσκουμε το χρόνο και των 500 παλμών, έστω t. Κάνοντας τη μαθηματική πράξη από τη θεωρία των ηλεκτρικών μηχανών (1/t)\*60 υπολογίζουμε τις στροφές του άξονα του κινητήρα ανά λεπτό.



Σχήμα 8.1: Τα μέρη που αποτελούν τον Quardature Encoder. Πηγή: T. Wildi, Electrical machines, drives and power systems – 5th ed., Prentice Hall, New Jersey 2002



Σχήμα 8.2: Δίσκος με σχισμές ενός αισθητήρα ταχύτητας ο οποίος συνδέεται με τον άξονα του κινητήρα Παλμοί εξόδου του Quardature Encoder.



Σχήμα 8.3: Αρχή λειτουργίας του αισθητήρα ταχύτητας και παλμοί εξόδου του.



Σχήμα 8.4: Οι παλμοί εξόδου του αισθητήρα ταχύτητας έχουν διαφορετική διαφορά φάσης ανάλογα με την επιτάχυνση του κινητήρα.



Σχήμα 8.5: Παράδειγμα παλμών εξόδου του αισθητήρα ταχύτητας.

Ένα πρόβλημα είναι πως ο DSP ανιχνεύει την έναρξη του παλμού (φάσης Α ή φάσης Β) και ξεκινάει το χρονόμετρο του DSP και πότε τελειώνει αυτή η μέτρηση. Αρχικά επιλέγεται η φάση Α που την εισάγομε στο εξωτερικό interrupt INT0 του DSP. Μόλις δέχεται την άνοδο του παλμού στη ρουτίνα του INT0 ενεργοποιείτε ο 16bit Timer2 με διαίρεση χρόνου 1:64. Αν η στροφές του κινητήρα είναι πολύ χαμηλές ο timer προλαβαίνει και "υπερχειλίζει", χάνοντας τη πραγματική μέτρηση των στροφών. Για να λυθεί το πρόβλημα αυτό εισάγουμε μια μεταβλητή b να αυξάνεται κάθε φορά που "υπερχειλίζει" ο timer πολλαπλασιάζοντας με 216 βήματα. Το διάγραμμα του κυκλώματος παρουσιάζεται στη παρακάτω εικόνα.



Σχήμα 8.6: Συνδεσμολογία των εξόδων του αισθητήρα ταχύτητας τύπου Quadrature Encoder με επεξεργαστή σήματος DSP.



Σχήμα 8.7: Διάγραμμα ροής αλγόριθμου υπολογισμού της ταχύτητας με αισθητήρα τύπου encoder.

#### 8.2. Αισθητήρας τύπου Hall.

Μία εναλλακτική και πολύ οικονομική μέθοδος υπολογισμού της γωνίας της ροής του δρομέα είναι να μετρηθεί η ταχύτητα χρησιμοποιώντας ένα αισθητήρα τύπου Hall. Κάθε φορά που ο αισθητήρας αντιλαμβάνεται μια περιστροφή άξονα, παράγει ένα τετραγωγνικό ηλεκτρικό παλμό. Αυτός ο παλμός μπορεί να αντιστοιχηθεί σε μια από τις ακίδες εισόδου δεδομένων (capture pins) της πλατφόρμας εργασίας eZdspF2812 η οποία με αυτό τον τρόπο καταγράφει τον χρόνο που συνέβει αυτός ο παλμός. Η ταχύτητα (δίνεται σε rad/s) υπολογίζεται διαιρώντας την τιμή της γωνίας (rads) με τον χρόνο μεταξύ δύο διαδοχικών παλμών.

$$\omega = \frac{2\pi}{\sum_{n=1}^{n} \Delta t_n}$$
(8.1)

Όπου *n* είναι ο αριθμός των δοντιών, 'teeth', και  $\Delta t = t_2 - t_1$ ,



Σχήμα 8.8: Μεταλλικός δίσκος που περιστρέφεται ομόκεντρα μαζί με τον άξονα του κινητήρα. Η περιφέρεια του δίσκου είναι διαμορφωμένη σε ισαπέχουσες ακμές. Καθώς κάθε ακμή περνά μπροστά από τον αισθητήρα τύπου Hall, επηρεάζει την τάση Hall και δημιουργείται ένας ηλεκτρικός παλμός.

Η επιλογή μεταξύ αυτού του τύπου αισθητήρα ή ενός τύπου encoder εξαρτάται από το τι υλικό έχουμε διαθέσιμο και το κόστος της αγοράς γιατί και οι δύο τεχνικές έχουν το ίδιο επίπεδο αξιοπιστίας και την ίδια δυσκολία υπολογισμών. Οι αισθητήρες τύπου Hall είναι

πολύ οικονομικότεροι όταν αγοράζονται μεμονωμένοι. Οι κινητήρες που πωλούνται με ενσωματωμένο αισθητήρα ταχύτητας, φέρουν συνήθως αισθητήρα τύπου encoder.

$$Tαχύτητα = \frac{Διάστημα}{Χρόνος}$$
(8.2)

$$Tacúthta = \frac{N/4096}{\Delta t}$$
(8.3)

$$\omega = 2\pi N / 4096 \,\Delta t \, (rad/s) \tag{8.4}$$

Πρέπει να σημειώσουμε ότι, για να καταγράφεται με ακρίβεια η ταχύτητα, είναι απαραίτητο ο ενισχυτής "w [rad/sec]" να λειτουργεί και αυτός με την ίδια περίοδο δειγματοληψίας,  $\Delta t = 10$  msec όπως του κωδικοποιητή στροφών. Δηλαδή η τιμή του Sample time, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, πρέπει να είναι ίδια με αυτή που χρησιμοποιείται για να υπολογιστεί η τιμή της ενίσχυσης. Διαφορετικά θα στέλνεται λανθασμένη πληροφορία για την ταχύτητα.

#### 8.3. Βιβλιογραφία

Καλαϊτζάκης Κώστας, Κουτρούλης Ευτύχης, "Ηλεκτρικές μετρήσεις και αισθητήρες", Εκδόσεις : Κλειδάριθμος, ISBN : 960-461-331-6, 2010.

# Παράρτημα 9

## Στοιχεία και ψηφιακός έλεγχος ηλεκτρικών κινητήρων

Πηγή: TI (Texas Instruments) Digital Motor Control Solutions, SPRB 167A, 2005.

#### 9.1. Είδη συνδεσμολογίας τριφασικών κινητήρων και όρια των ρευμάτων διέγερσης τους

Τα όρια των ρευμάτων του κινητήρα τίθενται από την πηγή ισχύος και από τον ποιο περιοριστικό παράγοντα που είναι ο ελεγκτής του συστήματος και εξασφαλίζει την ασφαλή λειτουργία. Τα όρια του ρεύματος μπορεί να εκφραστούν με πολλούς τρόπους. Αν εκφραστούν σαν σφαιρικό διάνυσμα παίρνουν την ακόλουθη διατύπωση

$$I_s = \left\{ i : i^T i \le I^2 \right\} \dot{\eta} \left\{ \tilde{i} : \tilde{i}^T \tilde{i} \le I^2 \right\}$$

$$\tag{9.1}$$

Τα όρια του Is είναι ανεξάρτητα της απόστασης Χ, της κίνησης του ρομποτικού οχήματος.

Αν το ρεύμα εκφραστεί σε ορθογώνιες συντεταγμένες εκφράζεται σαν

$$I_{c} = \left\{ i : \left| i_{j} \right| \le I, j = 1, 2, 3 \right\} \eta \left\{ \tilde{i} : \left| S_{j}(x) \right| \tilde{i} \le I, j = 1, 2, 3 \right\}$$
(9.2)

Όπου  $S_j(x)$  συμβολίζει την jστή σειρά του S(x). Όταν εκφράζεται με όρους  $\tilde{i}$  τα όρια I εξαρτούνται από την θέση x.

Ο τριφασικός σύγχρονος κινητήρας έχει τρία τυλίγματα φάσης και έξι άκρα καλωδίων για να συνδεθεί με την πηγή ισχύος. Η συνδεσμολογία με 6-καλώδια δίνει μεγαλύτερη προσαρμοστικότητα στις εφαρμογές αλλά η συνδεσμολογία με 3-σύρματα είναι οικονομικότερη. Η συνδεσμολογία 3-καλωδίων απαιτεί τα τρία ελεύθερα άκρα των τριών καλωδίων να αποτελούν κόμβο και να ισχύει

$$I_0 = \{i : i_1 + i_2 + i_3 = 0\} \, \eta \{ \tilde{i} : i_0 = 0\}$$
(9.3)

Η συνδεσμολογία 3-καλωδίων δεν αποτελεί περιορισμό για την παραγωγή μεγάλης δύναμης με λίγες απώλειες (η εγκάρσια τομή της σφαίρας από το d-q επίπεδο είναι κύκλος και η ακτίνα του είναι μέγιστη στο σημείο  $i_0=0$ ). Για να μπορεί να παράγει ο κινητήρας μεγάλες ροπές στο  $i_0 \neq 0$  κατά μήκος του x επιλέγεται η συνδεσμολογία 6-καλώδιων γιατί  $|i_0| = I/\sqrt{3}$ .

Επειδή υπάρχουν δύο ειδών τρόποι έκφρασης των ορίων ρεύματος και δύο τρόποι συνδεσμολογίας των κινητήρων, τα κριτήρια για τα όρια των ρευμάτων θα αποτελούνται από 4 ομάδες ορίων. Ο συνδυασμός των σχέσεων (9.1), (9.2), δίνει τα όρια ως εξής

$$I = \begin{cases} I_{s} \cap I_{0} & \text{dianusphatikó ório, } 3\text{-kaládia} \\ I_{s} & \text{dianusphatikó ório, } 6\text{-kaládia} \\ I_{c} \cap I_{0} & \text{babható ório, } 3\text{-kaládia} \\ I_{c} & \text{babható ório, } 6\text{-kaládia} \end{cases}$$
(9.4)

#### 9.2. Στοιχεία κινητήρων

#### **Three Phase Machine Fundamentals**



• Three phase machines have three windings, separated in phase by 120°- a third of a rotation.





#### Internal View: Induction Motor Rotor

Σχήμα 9.2: Εικόνα του δρομέα ενός επαγωγικού κινητήρα.



- For most three phase machines, the winding is stationery, and magnetic field is rotating
- Three phase machines have three stator windings, separated 120° apart physically
- Three phase stator windings produce three magnetic fields, which are spaced 120° in time

Σχήμα 9.3: Δομή τριφασικού κινητήρα.



Σχήμα 9.4: Αρχή λειτουργίας τριφασικού κινητήρα.



Σχήμα 9.5: Παράδειγμα τριφασικού κινητήρα τεσσάρων πόλων.



#### **Permanent Magnet Motor Operation**

Σχήμα 9.6: Παράδειγμα κινητήρα μόνιμου μαγνήτη.



#### **Stationary and Rotating Reference Frames**

Σχήμα 9.7: Από αριστερά προς τα δεξιά, στατικό, στατικό και περιστρεφόμενο σύστημα αναφοράς.

#### 9.3. Ψηφιακός έλεγχος κινητήρων



#### Motor Control System Components From TI

Σχήμα 9.8: Ψηφιακή υλοποίηση ελέγχου κινητήρα με υλικά της ΤΙ.



Σχήμα 9.9: Ψηφιακός επεξεργαστής σήματος της σειράς C2000 της ΤΙ.

# Παράρτημα 10

### Συναρτησιακές συλλογιστικές ελεγκτών ασαφούς λογικής -Συνάρτηση κριτηρίου

#### 10.1. Περιγραφή με ασαφή λογική και αριθμητική περιγραφή

Η περιγραφή λειτουργίας ενός συστήματος με ασαφή λογική από ένα δυαδικό ή αριθμητικό τρόπο περιγραφής είναι ότι στην πρώτη περίπτωση χρησιμοποιείται ένας ποιοτικός/λεκτικός τρόπος για να εκφραστούν οι εξαρτήσεις ανάμεσα στις παραμέτρους του συστήματος. Ο μελετητής περιγράφει με λεκτικό τρόπο αυτές τις εξαρτήσεις χρησιμοποιώντας ασαφή σύνολα. Ένας τρόπος αναπαράστασης εξαρτήσεων των παραμέτρων δείχνεται στο Σχήμα 10.1:, στο οποίο σχεδιάζονται τρεις διαφορετικοί χαρακτηρισμοί για μία εξάρτηση μέσω των αντίστοιχων ασαφών συνόλων.

Στο παράδειγμα στο Σχήμα 10.1: υπάρχουν τρία τριγωνικά ασαφή σύνολα τα οποία εκφράζουν εξαρτήσεις ανάμεσα στις παραμέτρους ελέγχου ενός κινητήριου συστήματος που αποτελούν τις δύο εισόδους και την έξοδο ενός ελεγκτή ασαφούς λογικής. Για την ασαφή αναπαράσταση θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε μορφή ασαφούς συνόλου (τραπεζοειδής, «καμπάνα» κλπ.) καθώς και οποιοσδήποτε αριθμός ασαφών συνόλων.

Στο παράδειγμα στο Σχήμα 10.1: προτείνονται τρία διαφορετικά ασαφή σύνολα τριγωνικής μορφής τα οποία αντιστοιχούν σε ένα σθένος συσχέτισης ανάμεσα σε δύο παραμέτρους ελέγχου. Τα ασαφή αυτά σύνολα αντιστοιχούν στις λεκτικές τιμές 'Negative Small', 'Zero', 'Positive Small'. Κάθε έκφραση για μία εξάρτηση εκφράζεται με ένα κανόνα ο οποίος αποθηκεύεται σε μία βάση κανόνων. Κάθε κανόνας που αντιπροσωπεύει μία σχέση εξάρτησης έχει ένα βαθμό ικανοποίησης (συνάρτηση μεταφοράς – MF), ο οποίος παίρνει τιμές στο διάστημα [0,1] και αντιπροσωπεύει το πόσο σίγουρος είναι ο μελετητής για αυτή τη σχέση (1 στην περίπτωση απόλυτης βεβαιότητας, 0 απόλυτη αβεβαιότητα).

Η συλλογιστική Mamdani στο Σχήμα 10.1: και η Lusing Larson στο Σχήμα 10.2: χρησιμοποιεί η κάθε μία, δύο εισόδους και μία έξοδο. Στο σύστημα αυτό οι δύο είσοδοι είναι ακέραιοι αριθμοί και όχι ασαφείς αναπαραστάσεις, ενώ η έξοδος είναι ασαφής αναπαράσταση της σχέσης των δύο εισόδων. Για να αρθεί η ασαφής μορφή στην έξοδο και να παραχθεί η αριθμητική της τιμή χρησιμοποιείται κάποια μέθοδος αποσαφοποιήσης, πχ το κεντροειδές του σύνθετου εμβαδού.



#### 10.2. Συναρτησιακή συλλογιστική Mamdani

Σχήμα 10.1: Η συναρτησιακή συλλογιστική Mamdani [1].

Στο παράδειγμα του παραπάνω σχήματος οι είσοδοι του ασαφούς ελεγκτή είναι X=-3 και Y=1.5 και η έξοδος το Z. Επειδή όλοι οι ασαφείς κανόνες χρησιμοποιούν τον λογικό τελεστή AND, τότε το DOF (degree of fulfillment) του κάθε ασαφή κανόνα επιλέγει μόνο την ελάχιστη τιμή της κάθε συνάρτησης μεταφοράς (MF). Για τους τρεις κανόνες που αναγράφονται στο κάτω μέρος του σχήματος ισχύει: DOF<sub>1</sub>=0.6, DOF<sub>2</sub>=0.4, DOF<sub>3</sub>=0.4. Η ασαφής έξοδος του κάθε ένα κανόνα είναι η σκιασμένη περιοχή των MF στις αντίστοιχες ομάδες τιμών (fuzzy set): PS', Ze', και NS' αντίστοιχα. Η συνισταμένη ασαφής έξοδος και των τριών κανόνων προκύπτει από την εφαρμογή της αρχής της επαλληλίας των επί μέρους εμβαδών. Η τελική έξοδος  $Z_o$  εξάγεται με την διαδικασία της αποσαφοποίησης.



#### 10.3. Συναρτησιακή συλλογιστική Lusing Larson

Σχήμα 10.2: Η συναρτησιακή συλλογιστική Lusing Larson [1].

Το παράδειγμα του παραπάνω σχήματος είναι το ίδιο με το παράδειγμα που χρησιμοποιήθηκε στην συλλογιστική Mamdani. Οι είσοδοι του ασαφούς ελεγκτή είναι X=-3 και Y=1.5 και η έξοδος το Z. Για τους τρεις κανόνες που αναγράφονται στο κάτω μέρος του σχήματος ισχύει: DOF<sub>1</sub>=0.6, DOF<sub>2</sub>=0.4, DOF<sub>3</sub>=0.4. Στην περίπτωση της συλλογιστικής Lusing Larson η ασαφής έξοδος του κάθε ένα κανόνα κλιμακώνεται με σμίκρυνση, με τρόπο ώστε το μέγιστο του τριγώνου της MF εξόδου να αντιστοιχεί στην τιμή του DOF. Η έξοδος του 1<sup>ου</sup> κανόνα είναι η MF με την ομάδα τιμών PS' και η κορυφή του τριγώνου αντί της αρχικής τιμής 1 είναι 0.6. Όμοια οι έξοδοι των υπόλοιπων δύο κανόνων είναι η σκιασμένη περιοχή των MF στις αντίστοιχες ομάδες τιμών (fuzzy set): Ze', και NS' αντίστοιχα. Η συνισταμένη ασαφής έξοδος και των τριών κανόνων προκύπτει από την εφαρμογή της αρχής της επαλληλίας των επί μέρους εμβαδών που έχουν κλιμακωθεί (με σμίκρυνση).



#### 10.4. Συναρτησιακή συλλογιστική Takagi-Sugeno μηδενικού βαθμού

Σχήμα 10.3: Η απλοποιημένη συναρτησιακή συλλογιστική Takagi-Sugeno μηδενικού βαθμού ή αλλιώς "Takagi-Sugeno zero-order" [1].

Η διαφορά αυτής της μεθόδου με τις προηγούμενες είναι ότι η ασαφής έξοδος του κάθε κανόνα ορίζεται με ασαφή set που περιέχουν μόνο μια τιμή (singleton fuzzy set). Στο παράδειγμα του παραπάνω σχήματος οι ασαφείς έξοδοι του κάθε κανόνα ορίζονται με MF σταθερής τιμής ( $k_1$ ,  $k_2$  και  $k_2$  αντίστοιχα). Η ολική έξοδος  $Z_o$  περιέχει τα επί μέρους πλάτη εξόδων των τριών ασαφών κανόνων.



#### 10.5. Συναρτησιακή συλλογιστική Takagi-Sugeno 1<sup>ου</sup> βαθμού



Η ποιό γενική μέθοδος Sugeno είναι της  $1^{\eta\varsigma}$  τάξης. Σε αυτή την περίπτωση οι τιμές της ασαφούς εξόδου αντί των  $k_1$ ,  $k_2$  και  $k_2$ , αντικαθίστανται με  $Z_1$ ,  $Z_2$  και  $Z_3$  που είναι γραμμική σχέση των σημάτων X και Y με την χρήση συντελεστών (A).

#### 10.6. Μέθοδοι αποσαφοποίησης

Στη συνέχεια οι παραπάνω τρεις ασαφείς κανόνες εξάγουν ένα αποτέλεσμα χρησιμοποιώντας μία διαδικασία σύνθεσης, επαγωγής συμπεράσματος, συνάθροισης, και άρσης της ασάφειας χρησιμοποιώντας μία τεχνική άρσης της ασάφειας για το εμβαδό των ασαφών συνόλων που σχηματίζεται και έτσι εξάγεται η αριθμητική τιμή της εξόδου (τελική εξάρτηση).



Σχήμα 10.5: Μέθοδοι μετατροπής της ασαφούς τιμής εξόδου ενός ασαφή ελεγκτή σε αριθμητική τιμή [1].

Όπως περιγράφτηκε στις προηγούμενες ενότητες αυτού του παραρτήματος, η ασαφής έξοδος που προκύπτει από τον συνδυασμό των ασαφών κανόνων βασίζεται στην αργή της επαλληλίας των εξόδων που αντιστοιχούν στον κάθε κανόνα χωριστά. Η μορφή των συναρτήσεων συμμετοχής (MF) είναι πεδίου τριγωνικής μορφής ή πεδίου με μια μόνο τιμή (singleton). Η διαφορετικές συναρτησιακές συλλογιστικές σύνθεσης της ασαφούς εξόδου δείχνεται στο Σχήμα 10.1: Σχήμα 10.2: Σχήμα 10.3: Σχήμα 10.4: . Για να εξαχθεί το νούμερο της τιμής της εξόδου χρειάζεται να εφαρμοσθεί μια μέθοδος αποσαφοποίησης. Για τις περιπτώσεις που οι MF δεν περιέχουν μόνο μία τιμή (non singleton), πχ είναι τριγωνικής μορφής, εφαρμόζονται δύο κυρίως μέθοδοι αποσαφοποίησης: "κεντροειδής" (Center of Gravity) ή του "Υψους" (Height). Η μέθοδος "κεντροειδής" (βλέπε σχέση (1) στο κάτω μέρος του σχήματος) μπορεί να πάρει την απλοποιημένη διακριτή μορφή που με την σχέση (2) του σχήματος. Όπου  $\mu(Z)$  είναι η τιμή της συνάρτησης συμμετοχής για μία τιμή του Z. Εάν για μία τιμή του Ζυπάρχουν περισσότερα του ενός ασαφή σύνολα, τότε λαμβάνεται υπόψη το ασαφές σύνολο με την υψηλότερη τιμή συνάρτησης συμμετοχής (τελεστής μεγίστου-ΜΑΧ). Στο Σγήμα 10.1: φαίνονται τα τρία ασαφή σύνολα και το κεντροειδές που προκύπτει. Το τελικό αποτέλεσμα προκύπτει είναι μία ποιοτική εκτίμηση της συγκεκριμένης εξάρτησης (πχ 'Positive Small' λόγω του γεγονότος του ότι η αριθμητική τιμή ανήκει στο πεδίο αυτού του ασαφούς συνόλου, εφόσον σε αυτό έχει μεγαλύτερη τιμή συμμετοχής), καθώς και μια αριθμητική εκτίμηση αυτής της εξάρτησης. Στο Σχήμα 10.5: το αποτέλεσμα αριθμητικού παραδείγματος δίνει με την σχέση (2) την τιμή εξόδου 3.7 ενώ με την σχέση (3) δίνει την τιμή 3.67. Οι μέθοδοι αποσαφοποίησης "Sugeno" (βλέπε σχέσεις (3) και (4) στο κάτω μέρος του σχήματος), αφορούν την εξαγωγή της τιμής εξόδου στις περιπτώσεις που χρησιμοποιείται η συναρτησιακή συλλογιστική Sugeno, πχ το Σχήμα 10.3: και Σχήμα 10.4: και είναι παρόμοιες μέθοδοι με την μέθοδο αποσαφοποίησης του "Υψους".

### 10.7. Ανάπτυξη συνάρτησης κριτηρίου για τον προτεινόμενο βέλτιστο ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης

Η συνάρτηση κριτηρίου πρέπει να εκφράζει και να ποσοτικοποιεί την ποιότητα ελέγχου ενός ελεγκτή και να μετατρέπει το πρόβλημα εντοπισμού του σημείου ελάχιστης τιμής απωλειών ισχύος  $P_L$  σε συνάρτηση με την ροή, σε μεγιστοποίηση της συνάρτησης του κριτηρίου του ελεγκτή. Τα κριτήρια που θέτω στην συνάρτηση κριτηρίου είναι τα εξής:

- Η ταχύτητα σύγκλισης του αλγόριθμου, που μπορεί να ορισθεί από τον αριθμό των βημάτων αναζήτησης.
- Το επιθυμητό μέγιστο μέγεθος των μεταβολών του ρεύματος σε κάθε μεταβολή, Δi<sub>sd\_min</sub>, (θεωρητικά Δi<sub>sd\_min</sub>=0).
- Το επιθυμητό μέγεθος της απόκλισης του βέλτιστου ρεύματος i<sub>sd</sub>\* από το πραγματικό βέλτιστο ρεύμα.

Μια απλή μορφή προτεινόμενης συνάρτησης κριτηρίου μπορεί να είναι η εξής:

$$C = c_1 \frac{1}{N} + c_2 \frac{1}{1 + \Delta i_{sd\,\min}} + c_3 \frac{1}{1 + d}$$
(9.5)

όπου:

 $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$ , είναι σταθερές βάρους με άθροισμα 1, δηλ. ( $c_1+c_2+c_3=1$ ),

Nο αριθμός των βημάτων αναζήτησης,

dείναι η απόκλιση του βέλτιστου ρεύματος της συνάρτησης του κριτηρίου από το βέλτιστο ρεύμα της καμπύλης απωλειών,

Σε ιδανικές συνθήκες θα θέλαμε να είναι N=1,  $\Delta i_{sdmin}=0$  και d=0.

Η μέγιστη τιμή της συνάρτησης του κριτηρίου, C, μπορεί να είναι 1 και η μικρότερη 0. Το  $\Delta i_{sdmin}$  παίρνει τιμές στο διάστημα [0, $i_{sd}$  (pu)], και το d στο διάστημα [0, $i_{sd}$  (pu)].

Θέτω τα εξής βάρη στην συνάρτηση του κριτηρίου:

 $c_3=0.1, c_1+c_2=0.9$ , οπότε η σχέση (9.5) παίρνει τη μορφή (9.6)

$$C = \frac{1}{N} + (0.9 - c_1) \frac{1}{1 + \Delta i_{sd \min}} + 0.1 \frac{1}{1 + d}$$
(9.6)

Αν η ευαισθησία του βάρους του αριθμού των βημάτων αναζήτησης είναι ίδιας αξίας με ευαισθησία του βάρους του επιτρεπτού πλάτους του βήματος κάθε μεταβολής, δηλαδή  $c_1=c_2=0.9/2$ , τότε μια καλύτερη προσέγγιση της συνάρτησης του κριτηρίου του ελεγκτή είναι να εκφρασθεί σαν συνάρτηση του όρου  $e^{-x}$  γιατί παίρνει τιμές στην περιοχή [0,1] και του όρου  $e^{(1-x)} \leq 1$ . Επίσης ο πολλαπλασιασμός των εκθετών με τον συντελεστή 10 μεγαλώνει την κλίση των συναρτήσεων. Η συνάρτηση του κριτήριου του ελεγκτή τελικά προτείνω να πάρει την μορφή (9.7)

$$C = c_1 e^{(1-10N)} + (0.9 - c_1) \left( 1 - e^{1-10\Delta i_{sd\,\min}} \right) + 0.1 e^{-10d}$$
(9.7)

Η ευαισθησία της συνάρτησης κριτηρίου ως προς τις μεταβλητές των επί μέρους κριτηρίων υπολογίζεται από την παραγώγιση της σχέσης (9.7) ως προς τα βήματα N και τις μεταβολές του ρεύματος μαγνήτισης  $\Delta i_{sdmin}$ 

$$s_{N}^{C} = \frac{\partial C / \overline{C}}{\partial N / \overline{N}}$$

$$s_{d}^{C} = \frac{\partial C / \overline{C}}{\partial \Delta i_{sd \min} / \overline{\Delta} i_{sd \min}}$$
(9.8)

Θεωρώ μια περίπτωση λειτουργίας του κινητήρα την κατάσταση που το φορτίο του κινητήρα είναι το 3% της ονομαστικής τιμής του και το  $\Delta i_{sdmin}$  είναι το 30% της ονομαστικής τιμής του ρεύματος μαγνήτισης.

Θέτω  $\partial N = \Delta N = N_1 - N_2$ , όπου  $\Delta N$  είναι η διαφορά των βημάτων μεταξύ δύο ακραίων περιπτώσεων με βήματα  $N_1$  και  $N_2$ , για την εύρεση του βέλτιστου σημείου λειτουργίας της προηγούμενης περίπτωσης.

όπου:

Ν<sub>1</sub> είναι ο μεγαλύτερος αριθμός βημάτων,

 $N_2$  είναι ο ελάχιστος αριθμός βημάτων που χρειάζεται ο αλγόριθμος για να εντοπιστεί το βέλτιστο σημείο όταν το φορτίο του κινητήρα είναι το 3% της ονομαστικής τιμής του και

 $\Delta i_{sdmin}$  είναι το 30% της ονομαστικής τιμής του ρεύματος μαγνήτισης.

$$\overline{N} = \frac{N_1 + N_2}{2} \tag{9.9}$$

Θέτω  $\partial \Delta i_{sdmin} = \Delta(\Delta i_{sdmin})$ , όπου:

 $\Delta(\Delta i_{sdmin}) = \Delta i_{sdmin1} - \Delta i_{sdmin2}, είναι η διαφορά μεταξύ δύο ακραίων περιπτώσεων$  $<math display="block">\Delta i_{sdmin1} \quad \kappa αι \quad \Delta i_{sdmin2}, \quad της \quad παραμέτρου \quad ελέγχου \quad του$ ρεύματος μαγνήτισης και

 $\Delta i_{sdmin1}$  και  $\Delta i_{sdmin2}$  αντιστοιχούν στην περίπτωση των βημάτων  $N_1$  και  $N_2$  αντίστοιχα.

Θέτω  $\partial C = \Delta C$ , όπου:

 $\Delta C = CI - C2$  είναι η διαφορά μεταξύ δύο ακραίων περιπτώσεων και:

C1 και C2 είναι αντίστοιχα οι τιμές της συνάρτησης κριτηρίου του ελεγκτή για τις ακραίες περιπτώσεις των βημάτων  $N_1$  και  $N_2$ .

Από τα παραπάνω συνάγεται ότι

$$\overline{\Delta i}_{sd\,\min} = \frac{\Delta i_{sd\,\min1} + \Delta i_{sd\,\min2}}{2} \tag{9.10}$$

$$\overline{C} = \frac{C1 + C2}{2} \tag{9.11}$$
$$s_{N}^{c} = \frac{(C1-C2)/(C1+C2)/2}{(N_{1}-N_{2})/(N_{1}+N_{2})/2}$$

$$s_{d}^{c} = \frac{(C1-C2)/(C1+C2)/2}{(\Delta i_{sd\min 1} - \Delta i_{sd\min 2})/(\Delta i_{sd\min 1} + \Delta i_{sd\min 2})/2}$$

$$s_{N}^{c} = s_{d}^{c} \Rightarrow \frac{(C1-C2)/(C1+C2)/2}{(N_{1}-N_{2})/(N_{1}+N_{2})/2} = \frac{(C1-C2)/(C1+C2)/2}{(\Delta i_{sd\min 1} - \Delta i_{sd\min 2})/(\Delta i_{sd\min 1} + \Delta i_{sd\min 2})/2}$$
(9.12)

Για τον ασαφή ελεγκτή αναζήτησης FLSC1 του Κεφαλαίου 4, οι τιμές των ακραίων περιπτώσεων ελέγχου υπολογίστηκαν:

$$N_1$$
=70,  $\Delta i_{sdmin1}$ =7 10<sup>-3</sup> (pu),  
 $N_2$ =7,  $\Delta i_{sdmin2}$ =7 10<sup>-2</sup> (pu),

Επίσης οι συντελεστές βάρους  $c_1$  και  $c_2$  υπολογίστηκαν  $c_1=0.35$  και  $c_2=0.55$ . Για  $\Delta i_{sd}=2\%i_{sdnom}$  υπολογίζεται ότι η συνάρτηση κριτηρίου παίρνει την μεγαλύτερη τιμή της, C=0.8475.

#### 10.8. Βιβλιογραφία

[1] B. Bose, "Power Electronics and Motor Drives", ElSevier Inc., 2006, ISBN 13: 978-0-12-088405-6.

# Παράρτημα 11

# Περιλήψεις των δημοσιεύσεων που παράχθηκαν κατά την διάρκεια της εκπόνησης της διατριβής

Σε αυτό το Παράρτημα γράφονται οι περιλήψεις των εννέα δημοσιεύσεων (No.1 έως No.9) και της ευρεσιτεχνίας που παράχθηκαν κατά την διάρκεια της εκπόνησης της διατριβής. Στις δημοσιεύσεις No.1 και No.2 (1° μέρος), για τις περιπτώσεις ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος με γνωστό κύκλο εργασιών, προτείνεται έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών με τον off-line σχεδιασμό της βέλτιστης ενεργειακά τροχιάς ταχύτητας. Ο βέλτιστος σχεδιασμός της ταχύτητας βασίζεται στην εφαρμογή βελτιστοποίησης συστημάτων διαφορικών εξισώσεων (αντικειμενικών συναρτήσεων) υπό καθεστώς περιορισμών (Δυναμικός προγραμματισμός). Η βέλτιστη ενεργειακά τροχιά ταχύτητας υπολογίζεται off-line και αποθηκεύεται σε look-up tables.

Στις δημοσιεύσεις από No.2 (2° μέρος) έως και No.6, προτείνονται νέοι βέλτιστοι ελεγκτές απωλειών που χρησιμοποιούν για τον έλεγχο του κινητήρα στην κατάσταση ισορροπίας, ασαφείς ελεγκτές τύπου αναζήτησης με ή χωρίς ελεγκτή βασισμένο σε γενικευμένο μοντέλο απωλειών, και για τις μεταβατικές καταστάσεις του κινητήρα κλασσικό ασαφή ελεγκτή, για την βέλτιστη ρύθμιση της διέγερσης ενός κινητήριου συστήματος σε πραγματικό χρόνο, που να ελαχιστοποιεί τις ηλεκτρομαγνητικές απώλειες συγχρόνως με την ρύθμιση της επιθυμητής ταχύτητας της εκάστοτε εφαρμογής. Όλα τα συστήματα βέλτιστου ελέγχου απωλειών που προτείνω πετυχαίνουν την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών και κατά την διάρκεια των μεταβατικών φαινομένων ταχύτητας ή φόρτισης (transient states) της λειτουργίας των κινητήρων, κάτι που μέχρι σήμερα είναι αντικείμενο μελέτης ελάχιστων ερευνητών. Οι ελεγκτές απωλειών που αναπτύσσω εστιάζουν σε λύσεις που αντιμετωπίζουν τα άλυτα ακόμα προβλήματα αυτού του πεδίου έρευνας, που είναι κυρίως η αργή σύγκλιση των αλγόριθμων των ελεγκτών απωλειών τύπου αναζήτησης (Search Controllers - SCs) και η πολυπλοκότητα και η χαμηλή ακρίβεια των ελεγκτών απωλειών που βασίζονται στο μαθηματικό μοντέλο απωλειών (Loss Mondel Controllers - LMCs).

## No.1 E. Sergaki, Prof. G.Stavrakakis, Prof. A. Pouliezos, Optimal robot speed trajectory by minimization of the actuator motor electromechanical losses. Journal of Intelligent and Robotic Systems, Journal of Intelligent and Robotic Systems, 33: 187-207, 2002.

Στην δημοσίευση Νο.1 του 2002, υπολογίζω ότι η βέλτιστη τροχιά ταχύτητας αναφοράς ενός κινητήριου συστήματος με κριτήριο την ελαχιστοποίηση των συνολικών ηλεκτρομαγνητικών απωλειών του κινητήρα, μέσα σε ένα γνωστό κύκλο εργασιών του κινητήρα, εξαρτάται από την σταθερά χρόνου του κινητήρα και διαφοροποιείται από την συμβατική τραπεζοειδή μορφή σε μια παραβολή συμμετρικής μορφής. Η παραβολή γίνεται οξύτερη όσο μεγαλύτερη είναι η σταθερά χρόνου του κινητήρα. Τα αποτελέσματα αυτά χρησιμοποιήθηκαν σε πειραματικές υλοποιήσεις σχεδιασμού ρομπότ από τους ερευνητές των αναφορών Νο.1 έως και Νο.9. Ο βέλτιστος σχεδιασμός της ταχύτητας βασίζεται στην εφαρμογή βελτιστοποίησης συστημάτων διαφορικών εξισώσεων (αντικειμενικών συναρτήσεων) υπό καθεστώς περιορισμών (Δυναμικός προγραμματισμός). Η βέλτιστη ενεργειακά τροχιά ταχύτητας υπολογίζεται off-line και αποθηκεύεται σε look-up tables. Η αξιολόγηση των αποτελεσμάτων έγινε με προσομοίωση λειτουργίας του κινητήρα ακλουθώντας για ίδιο φορτίο και ταχύτητα την τραπεζοειδή τροχιά ταχύτητας και στην συνέχεια την παραβολική βέλτιστη ενεργειακά τροχιά ταχύτητας. Η βελτίωση των απωλειών κυμαίνεται από 3% για υψηλά φορτία, έως 8% για χαμηλά φορτία. Οι τιμές αυτές επαληθεύτηκαν και πειραματικά από άλλους ερευνητές.

# No.2 E. Sergaki, Prof. G. Stavrakakis, "Optimal Speed Trajectory Tracking Of An AC Motor Drive System By Minimization Of Its Electromagnetic Losses And Fuzzy Logic Efficiency Optimization In Steady And Transient States", XVII International Conference on electrical Machines, ICEM-06, Greece, Sept. 2-5, 2006.

Στην δημοσίευση No.2 του 2006 παρουσιάζω δύο διαφορετικούς τρόπους ελαχιστοποίησης απωλειών: (1° μέρος) ο ένας αφορά τον off-line σχεδιασμό της βέλτιστης ενεργειακά τροχιάς ταχύτητας ελαχιστοποίησης απωλειών κινητήριου συστήματος με γνωστό κύκλο εργασιών και (2° μέρος) ο άλλος σε real-time βελτιστοποίηση όταν δεν είναι γνωστός ο κύκλος εργασιών.

(1° μέρος) Στην περίπτωση του γνωστού κύκλου εργασιών υπολογίζω την ελαχιστοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών χωριστά για την περιοχή επιτάχυνσης και χωριστά για την περιοχή επιβράδυνσης μέσα σε ένα κύκλο εργασιών του κινητήρα. Το αποτέλεσμα δίνει ότι η βέλτιστη τροχιά της ταχύτητας αναφοράς είναι μια ασύμμετρη παραβολή, αντί της συμμετρικής στην Νο.1, με διαφορετική κλίση επιτάχυνσης (μεγαλύτερη) στην περιοχή θετικής επιτάχυνσης από ότι στην περιοχή επιβράδυνσης. Ο βέλτιστος σχεδιασμός της ταχύτητας βασίζεται στην εφαρμογή βελτιστοποίησης συστημάτων διαφορικών εξισώσεων (αντικειμενικών συναρτήσεων) υπό καθεστώς περιορισμών (Δυναμικός προγραμματισμός). Η βέλτιστη ενεργειακά τροχιά ταχύτητας υπολογίζεται από 3% για υψηλά φορτία, έως 8% για χαμηλά φορτία, ενώ η βελτίωση απόδοσης σε σχέση με την συμμετρική τροχιά της βέλτιστης ενεργειακά ταχύτητας Νο. 1 είναι της τάξης του 2-3%.

(2° μέρος) Στην περίπτωση του άγνωστου κύκλου εργασιών χρησιμοποιώ real-time βέλτιστο σύστημα ελέγχου ελαχιστοποίησης απωλειών σε συνδυασμό με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο επαγωγικού κινητήρα (ACI-IFOC). Στην κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα σε ισορροπία εφαρμόζω βέλτιστο ελεγκτή τύπου αναζήτησης βασισμένο σε ασαφή λογική ο οποίος ρυθμίζει βέλτιστα το ρεύμα διέγερσης του στάτη. Αυτός δέχεται για είσοδο την μέτρηση της ισχύος εισόδου στην DC-Bus του αντιστροφέα ισχύος στην είσοδο του αντιστροφέα

προτιμάται από την συνηθισμένη μέτρηση της ισχύος στην είσοδο του κινητήρα γιατί δεν έχει επηρεαστεί από τις αρμονικές που δημιουργούνται από τον μετατροπέα ισχύος και επιπλέον έχει το πλεονέκτημα ότι αντιπροσωπεύει την συνολική κατανάλωση ισχύος από το σύστημα ελέγχου (δηλ. συμπεριλαμβάνει και τις απώλειες του μετατροπές ισχύος). Στις περιπτώσεις μετάβασης αντί της συνηθισμένης τακτικής αποκατάστασης του ρεύματος διέγερσης του στάτη στην ονομαστική του τιμή, εφαρμόζω κλασσικό ασαφή ελεγκτή για την βέλτιστη αύξηση της τιμής του ρεύματος διέγερσης του στάτη. Οι είσοδοι του κλασσικό ασαφή ελεγκτή είναι το σφάλμα ταχύτητας και η μεταβολή του σφάλματος ταχύτητας. Η αξιολόγηση των αποτελεσμάτων έγινε με προσομοίωση. Η βελτίωση των απωλειών κυμαίνεται από 2.5% για υψηλά φορτία, έως 30% για πολύ χαμηλά φορτία.

#### No.3 Eleftheria S. Sergaki, Pavlos S. Georgilakis, Antonios G. Kladas, and George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Based On-Line Electromagnetic Loss Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, to be held at the Vilamoura, Portugal, on 6-9 September 2008, IEEExplorer, 2008.

Στη δημοσίευση Νο.3 του 2008, εφαρμόζω με επιτυχία το σύστημα ελέγχου της δημοσίευσης No.2 (2° μέρος) του 2006 για ACI-IFOC, σε κινητήριο σύστημα τριφασικού Μόνιμου Μαγνήτη που ελέγχεται με έμμεσο διανυσματικό έλεγχο (PMSM-IFOC). Η αλλαγή που υπάρχει στο σύστημα βέλτιστου ελέγχου είναι ότι ο βέλτιστος ασαφής ελεγκτής τύπου αναζήτησης για τον έλεγχο στην κατάσταση ισορροπίας χρησιμοποιεί για είσοδο αντί της μεταβολής της ισχύος εισόδου στην DC-Bus είσοδο του αντιστροφέα, την μεταβολή της ισχύος των απωλειών του συστήματος. Αυτές υπολογίζονται από την διαφορά της ισχύος εισόδου και της ισχύος εξόδου. Η ισχύς εξόδου υπολογίζονται από την μέτρηση της ταχύτητας και της ροπής που αναπτύσσει ο κινητήρας. Η χρήση της μεταβολής των απωλειών αντί της ισχύος εισόδου είναι καλύτερη είσοδος για τον ασαφή ελεγκτή αναζήτησης. Αυτό εξηγείται γιατί η καμπύλη των απωλειών σε συνάρτηση με την μεταβολή της ροής του στάτη είναι μια κοίλη παραβολή, λιγότερο αμβλεία στο σημείο ελαγίστου, με αποτέλεσμα να είναι ευκολότερο να ανιχνευτεί το ελάχιστο. Ο εντοπισμός του ελάχιστου επηρεάζεται λιγότερο από τον θόρυβο των μετρήσεων. Ο έλεγχος αξιολογείται με προσομοίωση στην Simulink και αποδεικνύεται βελτίωση της απόδοσης ανάλογη με την περίπτωση του επαγωγικού κινητήρα.

# No.4 E. Sergaki, G.Stavrakakis, "On-Line Search Based Fuzzy Optimum Efficiency Operation in Steady and Transient States for DC and AC Vector Controlled Motors", 18th IEEE International Conference on Electrical Machines, ICEM-08, IEEExplorer, 2008.

Στη δημοσίευση No.4 του 2008 με μία αναφορά σε περιοδικό, προτείνω ένα πρωτότυπο υβριδικό συστήματα Βέλτιστου Ελέγχου ελαχιστοποίησης των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών με εφαρμογή σε έμμεσο διανυσματικό έλεγχο διαφόρων μεγεθών και τύπων κινητήρων. Για τον έλεγχο στην κατάσταση ισορροπίας, συνδυάζω το πλεονέκτημα της ακρίβειας των βέλτιστων ελεγκτών ασαφούς λογικής τύπου αναζήτησης με το πλεονέκτημα της ταχύτητας του βέλτιστου ελεγκτή απωλειών που χρησιμοποιεί το μαθηματικό μοντέλο απωλειών. Ο βέλτιστος ελεγκτής βασισμένος στο μοντέλο απωλειών χρησιμοποιείται υποστηρικτικά για να επιταχυνθεί η γρήγορη σύγκλιση του ελεγκτή τύπου αναζήτησης. Το μαθηματικό μοντέλο απωλειών που χρησιμοποιθεί στο παρελθόν σε εφαρμογές βέλτιστων ελεγκτών. Μπορεί να περιγράψει χωρίς αλλαγές, με τον κατάλληλο ορισμό μόνο λίγων παραμέτρων (έξι συνολικά), τις ηλεκτρομαγνητικές απώλειες διαφορετικών τύπου και μεγέθους κινητήρων (πχ Επαγωγικούς, Σύγχρονους, Μόνιμου Μαγνήτη). Ο βέλτιστος ασαφής ελεγκτής τύπου αναζήτησης έχει διαφορετικών τύπου και μεγέθους κινητήρων (που 2000 και δεν έχει εισόδους και έξοδο ίδιες με αυτές που χρησιμοποιήθηκαν στις δημοσιεύσεις Νο.2 (2° μέρος) και Νο.3. Επίσης, για τον βέλτιστο έλεγχο των καταστάσεων μετάβασης εφαρμόζεται ο ίδιος

κλασσικός ασαφής ελεγκτής όπως στις δημοσιεύσεις No.2 (2° μέρος) και No.3. Επιπλέον, για την καλύτερη αντιστάθμιση της ροπής το προτεινόμενο υβριδικό σύστημα ελέγχου περιέχει έναν ακόμα κλασσικό ασαφή ελεγκτή με εισόδους το σφάλμα της ταχύτητας και το σφάλμα της ροπής και μεταβλητή ελέγχου έχει την συνιστώσα του ρεύματος του στάτη που παράγει την ροπή. Αυτή η τιμή του ρεύματος χρησιμοποιείται σαν τιμή αναφοράς από το σύστημα του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου. Ουσιαστικά αυτός ο ελεγκτής αντικαθιστά τον κλασσικό έλεγχο PID του βρόχου ταχύτητας του IFOC. Η αξιολόγηση του αλγόριθμου έγινε με προσομοιώσεις στην Simulink σε τριφασικό κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM-IFOC). Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων έδειξαν (α) ότι η μείωση του χρόνου σύγκλισης του αλγόριθμου λόγω της χρήσης του LMC είναι 26.00%. (β) Η δυνατότητα βελτίωσης της ενεργειακής απόδοσης του κινητήριου συστήματος με την μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών στις καταστάσεις ισορροπίας κυμαίνεται από 35% στα γαμηλά φορτία και 12% στα μεσαία προς υψηλά φορτία. (γ) Η επίδραση του βέλτιστου ελέγχου στις μεταβατικές καταστάσεις προκαλεί μείωση των ενεργειακών απωλειών κατά την διάρκεια σύγκλισης κατά 20% και επιπλέον προκαλεί μείωση στον χρόνο σύγκλισης του αλγόριθμου στην κατάσταση ισορροπίας κατά 8% περίπου.

#### No.5 Eleftheria S. Sergaki, George S. Stavrakakis, Kostas C. Kalaitzakis, Dimitris Piromalis, "Algorithm Implementation of an hybrid Efficiency controller incorporated to a PMSM standard FOC variable speed motor drives", IECON 2009, 3-5 Nov. 2009, Porto, Portugal, IEEExplorer, 2009.

Στη δημοσίευση No.5 του 2009 εφαρμόζω τον υβριδικός έλεγχο της δημοσίευσης No.4 με μικρές βελτιώσεις σε εφαρμογή σε έμμεσο διανυσματικό έλεγχο κινητήρα μόνιμου μαγνήτη (PMSM-IFOC). Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων στην Simulink έδειξαν: (α) ότι η μείωση του χρόνου σύγκλισης του αλγόριθμου λόγω της χρήσης του LMC είναι 33.33% στον PMSM, (β) ότι η μείωση των ηλεκτρομαγνητικών απωλειών στις καταστάσεις ισορροπίας κυμαίνεται από 30% στα χαμηλά φορτία έως και 8% στα μεσαία προς υψηλά φορτία και (γ) ότι η επίδραση του βέλτιστου ελέγχου στις μεταβατικές καταστάσεις επηρεάζει θετικά τον χρόνο σύγκλισης του ασαφή ελεγκτή τύπου αναζήτησης.

# No.6 Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, "An Hybrid Loss Minimization Controller incorporated into ACIM speed FOC motor drive, based on a General Loss Model and on a Fuzzy Logic Search Controller, for Transient and Steady States", The Online Journal on Power and Energy Engineering (OJPEE), Ref. No 0013, Vol. (1), No. (1), 2009.

Στη δημοσίευση No.6 του 2009 παρουσιάζω εφαρμογή του αλγόριθμου του υβριδικού συστήματος βέλτιστου ελέγχου της δημοσίευσης No.4. Στην παρούσα δημοσίευση ο αλγόριθμος εφαρμόζεται σε μεγαλύτερο επαγωγικό κινητήρα (ACI-IFOC) και αναπτύσσεται με το λογισμικό του Code Composer Studio της Texas Instruments ( $CCS^{TM}$ ). Για την ανάπτυξη του αλγόριθμου διασυνδέω έτοιμα και νέα software blocks (παραμετροποιήσιμα υποσυστήματα κώδικα). Τα έτοιμα Blocks κώδικα προέρχονται από την βιβλιοθήκη της TI για έλεγχο κινητήρων και τα νέα τα έχω αναπτύξει στην Simulink σε block συμβατά με το περιβάλλον της  $CCS^{TM}$ . Ο κώδικας για τον DSP TMS320F2812 παράγεται αυτόματα από το  $CCS^{TM}$ . Οι προσομοιώσεις γίνονται με υπολογιστική μηχανή τον DSP TMS320F2812, χωρίς καμιά καθυστέρηση. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι ανάλογα με αυτά της δημοσίευσης No.4.

## No.7 Eleftheria S. Sergaki, Nikolaos M. Afentakis, George S. Stavrakakis, Dimitris Piromalis, "Methodology of Algorithm Implementation of a ACIM standard variable Speed FOC Motor Drive incorporating an Efficiency Controller", The Online Journal on Power and Energy Engineering (OJPEE), Ref. No 0012, Vol. (1), No. (1), 2009.

Στην δημοσίευση Νο.7 του 2009, εφαρμόζω την μεθοδολογία βηματικής ανάπτυξης αλγορίθμων και αυτόματης παραγωγή κώδικα ελέγχου κινητήρων για τον TMS320F2812 DSP, για τον έλεγχο PMSM drive, με IFOC έλεγχο (χωρίς να γραφτεί κώδικας). Όλα αυτά εφαρμόζονται σε πραγματικό σύστημα κινητήριου συστήματος και σε πραγματικό χρόνο (Rapid Control Prototyping και Hardware in the Loop). Ο κώδικας αναπτύσσεται και ελέγχεται σταδιακά έχοντας συγχρόνως συνδεμένο τον πραγματικό ελεγκτή, τον πραγματικό κινητήρα και αντιστροφέα ισχύος (Hardware in the Loop). Η μεθοδολογία βασίζεται στη διαίρεση των εργασιών του αλγορίθμου σε μικρές ομάδες εργασιών και στη δόμηση της ροής του αλγόριθμου με βηματικό/αυξητικό τρόπο (Incremental System Build) χρησιμοποιώντας έτοιμες επαναχρησιμοποιήσιμες υπομονάδες κώδικα της βιβλιοθήκης DMC της TI για το CCS<sup>TM</sup>. μαζί με τις νέες. Στην συνέχεια ο κώδικας για τον DSP παράγεται αυτόματα επίσης στο CCS. Η μεθοδολογία αυτή δίνει την δυνατότητα σε μηχανικούς που δεν έχουν ιδιαίτερη γνώση προγραμματισμού σε C να μπορούν γρήγορα να μετατρέψουν έναν κώδικα από Simulink σε γλώσσα C.

No.8 Eleftheria S. Sergaki, Najib Essounbouli, Kostas C. Kalaitzakis, George S. Stavrakakis, "Fuzzy Logic Control for Motor Flux Reduction during Steady states and for Flux Recovery in Transient states of Indirect FOC AC Drives", ICEM-2010. (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο IEEExplorer 2010 Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".)

Στην δημοσίευση Νο.8 του 2010, προτείνω πρωτότυπο σύστημα βέλτιστου ελεγκτή απωλειών που αποτελεί εξέλιξη της παλιότερης δημοσίευσης Νο.3 του 2008. Το βελτιωμένο κομμάτι αφορά τον βέλτιστο έλεγγο ελαγιστοποίησης απωλειών κατά την διάρκεια λειτουργίας του κινητήρα σε μεταβατικές καταστάσεις. Για την βέλτιστη ελαγιστοποίηση των απωλειών κατά τις μεταβατικές καταστάσεις χρησιμοποιώ κλασσικό ασαφή ελεγκτή που έχει εισόδους το σφάλμα της ταχύτητας και το σφάλμα της ροπής του κινητήρα (ενώ στις παλιότερες δημοσιεύσεις χρησιμοποιώ για είσοδο την μεταβολή του σφάλματος της ταχύτητας). Η έξοδος του ασαφή ελεγκτή παραμένει ίδια, η βέλτιστη τιμή της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που παράγει το πεδίο, id. Η επιλογή της εισόδου του σφάλματος της ροπής εξασφαλίζει καλύτερη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος στις εφαρμογές που έχουν σημαντικές μεταβολές στην ροπή του φορτίου. Ο προτεινόμενος έλεγχος εφαρμόζεται σε επαγωγικό κινητήρα και γίνεται με την τεχνική του έμμεσου διανυσματικού ελέγχου IFOC. Αρχικά σχεδιάζω το Simulink block διάγραμμα του αλγόριθμου ελέγχου και την εικονική διασύνδεσή του με το υλικό (h/w) του DSP, πχ τους ADC και PWM. Χρησιμοποιώ έτοιμα blocks κώδικα που προέργονται από τις ειδικές βιβλιοθήκες της Simulink, πγ Power System Blockset και του RTW, ενώ τα νέα blocks κώδικα που χρειάζονται για τον πρωτότυπο αλγόριθμο τα αναπτύσσω από την αρχή στο περιβάλλον Simulink. Από το Simulink block διάγραμμα το Matlab παράγεται αυτόματα κώδικας C συμβατός να εκτελείται στην παρούσα εργασία από τον F2812 της σειράς C2000 της ΤΙ. Η γρήγορη παραγωγή εκτελεστέου κώδικα ελέγχου κινητήρα σε DSP (Digital Signal Processor) χωρίς να γραφτεί κώδικας Assembly ή C, πετυχαίνεται χρησιμοποιώντας πλήρως τις δυνατότητες της τεχνικής Computer Automated (Aided) Control System Design (CACSD) της Simulink, του Real Time Workshop (RTW)  $\kappa \alpha \iota$  του Embedded Real Time workshop (ERT) του Matlab<sup>(R)</sup>. Οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν με υπολογιστική μηχανή τον eZdsp της Digital Spectrum που χρησιμοποιεί τον DSP TMS320F2812. Επίσης ο συγκεκριμένος DSP από κατασκευής έχει κατάλληλη αρχιτεκτονική και περιφερειακά ώστε να μπορεί να ελέγξει και να παράγει την παλμοδότηση για μετατροπέα ισχύος (με μετατροπή συχνότητας) για έλεγχο κινητήρων. Η

πειραματική υλοποίηση έγινε με τον μετατροπέα ισχύος DMC1500 της Digital Spectrum (1.75kW power, 350V, 7.5A) και έναν τριφασικό επαγωγικό κινητήρα 1Hp, μετρώντας με ένα Power Analyser της Fluke την κατανάλωση ισχύος στην είσοδο του κινητήρα, για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα... Τα πειραματικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων αποδεικνύουν ότι η μείωση της κατανάλωσης ηλεκτρικής ισχύος στις καταστάσεις ισορροπίας κυμαίνεται από 30% στα χαμηλά φορτία έως και 8% στα μεσαία προς υψηλά φορτία.

# No.9 Eleftheria S. Sergaki, "Motor Flux Minimization Controller based on Fuzzy Logic Control for DTC AC Drives", ICEM-2010. (Εγινε δεκτή για δημοσίευση στο IEEExplorer 2010 Data Base και η πληρέστερη έκδοση είναι υπό κρίση για να δημοσιευτεί στο special issue of "IEEE Transactions in Industrial Electronics".)

Στην δημοσίευση No.9 του 2010, παρουσιάζω την εφαρμογή πρωτότυπου συστήματος βέλτιστου ελεγκτή ελαχιστοποίησης απωλειών σε συνδυασμό με την τεχνική του άμεσου ελέγχου ροπής (Direct Torque Control). Σε αυτή την δημοσίευση η παράμετρος ελέγχους των ασαφών ελεγκτών είναι η τιμή της βέλτιστης τιμής του πεδίου του στάτη, Φ, αντί της βέλτιστης τιμής της συνιστώσας του ρεύματος του στάτη που παράγει το πεδίο. Η τιμή της βέλτιστης ροής Φ που παράγεται από το σύστημα βέλτιστου ελέγχου, χρησιμοποιείται σαν τιμή αναφοράς από τον έλεγχο DTC (αντί της ονομαστικής τιμής της ροής που συνηθίζεται στον κλασσικό DTC) προκειμένου να παραχθούν οι τάσεις διέγερσης του στάτη. Κατά τις μεταβατικές καταστάσεις του κινητήρα, η τιμή της ροής Φ ελέγχεται με κλασσικό ασαφή ελεγκτή και αποκαθίσταται σε μια τιμή μεγαλύτερη από αυτή της κατάσταση σε ισορροπία αλλά μικρότερη της ονομαστικής. Αποτέλεσμα είναι ένας αποδοτικός έλεγχος ελαχιστοποίησης απωλειών τόσο κατά την κατάσταση ισορροπίας του κινητήρα, όσο και κατά την μεταβατική κατάσταση λειτουργίας του. Η αξιολόγηση της μεθόδου έγινε με επιτυχία με προσομοιώσεις στην Simulink. Η εφαρμογή βέλτιστου ελέγχου σε σύστημα DTC αποδεικνύεται μια εξαιρετικά ενδιαφέρουσα και πολλά υποσχόμενη λύση.

#### Ευρεσιτεχνία: Σεργάκη Ελευθερία, Δίπλωμα Ευρεσιτεχνίας Αριθμ. 1006612, Διεθνής ταξινόμηση (INT.CL) ΗΟ2Ρ 21/08, «ΒΕΛΤΙΣΤΟΣ ΕΛΕΓΚΤΗΣ ΔΟΚΙΜΗΣ ΑΣΑΦΟΥΣ ΛΟΓΙΚΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΙΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ», 5-9-2008 έως 6-9-2028.

Στην ευρεσιτεχνία, Αριθμ. 1006612 στον ΟΒΙ, και διεθνής ταξινόμηση (INT.CL) HO2P 21/08, για την Ευρωπαϊκή πατέντα, περιγράφω μία ακόμα μέθοδο (διαφορετική από τις παραπάνω δημοσιεύσεις) και μια διάταξη ενός βέλτιστου ελεγκτή απωλειών που συνδυάζει διαφορετικούς ασαφείς ελεγκτές τύπου PID για την ρύθμιση της διέγερσης ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος, ώστε συγχρόνως με τον έλεγχο της ταχύτητας να ελαχιστοποιούνται οι ηλεκτρομαγνητικές απώλειες χωρίς να επιβαρύνεται η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Η πρωτοτυπία της έγκειται στο ότι συνδυάζει πέντε ασαφείς ελεγκτές ελαχιστοποίησης απωλειών σε συνεργασία με μια μονάδα συμβατικού έμμεσου διανυσματικού ελέγχου ρύθμισης της ταχύτητας ώστε να ρυθμίζει οικονομικά τη διέγερση του κινητήρα. Ο ένας από τους πέντε ασαφείς ελεγκτής απωλειών που διαθέτει αναγνωρίζει την κατάσταση λειτουργίας του συστήματος και αν πρόκειται για μεταβατική κατάσταση (transient state) ενεργοποιεί τον αρμόδιο από τους υπόλοιπους τέσσερεις ασαφείς ελεγκτές, ενώ για την κατάσταση ισορροπίας (steady state) αναλαμβάνει ο ίδιος τον εντοπισμό της βέλτιστης διέγερσης του κινητήριου συστήματος. Ο επιμερισμός του ελέγχου σε διαφορετικούς ασαφείς ελεγκτές έχει το πλεονέκτημα ότι προσφέρει εύκολη και ακριβή πειραματική ρύθμιση των παραμέτρων και των συντελεστών κλιμάκωσης των ασαφών ελεγκτών, μέσω πειραματικών μετρήσεων με την μέθοδο δοκιμής και λάθους με την χρήση επιπλέον εξωτερικού εξοπλισμού (ενός ροπόμετρου και ενός Power Analyzer). Είναι γνωστό ότι προκειμένου να διατηρείται σταθερή η ροπή του κινητήρα κατά την διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων που συμβαίνουν κατά την διαδικασία της αναζήτησης του

σημείου βέλτιστης λειτουργίας του κινητήρα, χρειάζεται αντιστάθμιση της ροπής και επίσης είναι γνωστό ότι η αντιστάθμιση της ροπής πετυχαίνεται με την σύγχρονη αύξηση της συνιστώσας του ρεύματος ροπής του στάτη, q-, καθώς μειώνεται η συνιστώσα του ρεύματος της διέγερσης, d-, κατά την διαδικασία του ελέγχου αναζήτησης. Για αυτή την ανάγκη ανάπτυξα ένα πρωτότυπο μαθηματικό μοντέλο υπολογισμού του τρόπου αύξησης της συνιστώσας του ρεύματος ροπής σε σχέση με τις μεταβολές της συνιστώσας του ρεύματος διέγερσης ώστε να έχω μια ομαλή κύμανση της ροπής για το παραπάνω σχήμα ελέγχου. Το μοντέλο μου βασίζεται σε συνεχή γραμμική μεταβολή αντί της βηματικής που παρουσιάζουν άλλοι ερευνητές.



# ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών & Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών **«Βέλτιστος έλεγχος λειτουργίας με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση ηλεκτρομαγνητικών απωλειών Ηλεκτρικών Κινητήριων Συστημάτων, με χρήση Δυναμικού Προγραμματισμού, Ασαφούς Λογικής και υλοποίηση - πειραματική επαλήθευση του βέλτιστου ελεγκτή σε Ψηφιακό Επεξεργαστή Σήματος DSP**» ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ Ελευθερία Σ. Σεργάκη