



INTERNATIONAL
HELLENIC
UNIVERSITY

Σχολή Μηχανικών
Τμήμα Μηχανικών Παραγωγής και Διοίκησης
Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών
Εφαρμοσμένα Συστήματα Αυτοματοποίησης

Διπλωματική Εργασία

**Ανάλυση και σχεδίαση ενός ελεγκτή ταχύτητας της Σύγχρονης
Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη σε λειτουργία Μέγιστης Ροπής ανά
Ampere**

Φοιτητής: Θωμάς Βουτσάκης

Επιβλέπων Καθηγητής: Βασίλειος Ηλιούδης

ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ 2023

ΔΗΛΩΣΗ ΦΟΙΤΗΤΗ (Copyright Notice)

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία και τα συμπεράσματά της, σε οποιαδήποτε μορφή, αποτελούν συνιδιοκτησία του Τμήματος Μηχανικών Παραγωγής και Διοίκησης του Διεθνούς Πανεπιστημίου Ελλάδος και του φοιτητή. Οι προαναφερόμενοι διατηρούν το δικαίωμα ανεξάρτητης χρήσης και αναπαραγωγής (τμηματικά ή συνολικά) για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς. Σε κάθε περίπτωση πρέπει να αναφέρεται ο τίτλος, ο συγγραφέας, ο επιβλέπων και το τμήμα του ΔιΠαΕ.

Η έγκριση της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Παραγωγής και Διοίκησης δεν υποδηλώνει απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα εκ μέρους του Τμήματος.

Ο υπογεγραμμένος δηλώνω υπεύθυνα ότι η παρούσα Διπλωματική Εργασία είναι εξ' ολοκλήρου δικό μου έργο και συγγράφηκε ειδικά για τις απαιτήσεις του μεταπτυχιακού προγράμματος σπουδών του Τμήματος Μηχανικών Παραγωγής και Διοίκησης με τίτλο «Εφαρμοσμένα Συστήματα Αυτοματοποίησης».

Δηλώνω υπεύθυνα ότι κατά τη συγγραφή ακολούθησα την πρέπουσα ακαδημαϊκή δεοντολογία αποφυγής λογοκλοπής και έχω αποφύγει οποιαδήποτε ενέργεια που συνιστά παράπτωμα λογοκλοπής.

Θωμάς Βουτσάκης



(Όνομα, Υπογραφή, Ημερομηνία)

15/02/2023

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον επιβλέποντα καθηγητή κύριο Βασίλη Ηλιούδη, για την άψογη συνεργασία, την καθοδήγηση και την εμπιστοσύνη που μου έδειξε κατά την εκπόνηση.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου, για την υποστήριξή τους καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται η τεχνική ελέγχου Μέγιστης Ροπής Ανά Αμπέρ (Maximum Torque Per Ampere - MTPA), για την οδήγηση ενός Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη (Permanent Magnet Synchronous Machine - PMSM). Η υλοποίηση του συστήματος πραγματοποιείται σε περιβάλλον προσομοίωσης (Simulink) και ο τύπος κινητήρα που χρησιμοποιείται είναι εσωτερικών μαγνητών (Interior Permanent Magnet - IPM). Οι IPM κινητήρες χρησιμοποιούνται ευρέως λόγω των πολύ καλών επιδόσεων όσον αφορά την πυκνότητα ισχύος, τις απώλειες ισχύος και την απόδοσή τους. Με την εφαρμογή της τεχνικής MTPA, η απόδοση των μηχανών αυτών αυξάνεται, καθώς οι απώλειες ισχύος μειώνονται. Εκτός από την ρύθμιση των στροφών του κινητήρα, όπου οι χρονικές αποκρίσεις θα πρέπει να είναι άμεσες, ο αλγόριθμος της τεχνικής MTPA υπολογίζει παράλληλα, το ελάχιστο ρεύμα που απαιτείται για την επίτευξη της ζητούμενης ταχύτητας, συνυπολογίζοντας και το φορτίο που ασκείται στον άξονα. Με αυτόν τον τρόπο ο κινητήρας διατηρεί τις επιδόσεις του, καταναλώνοντας όμως λιγότερο ρεύμα στις περιελίξεις του, μειώνοντας έτσι και τις απώλειες χαλκού. Ακόμα ένα χαρακτηριστικό των IPM κινητήρων, είναι η μαγνητική ανισοτροπία που παρουσιάζουν στο διάκενο. Η τεχνική MTPA εκμεταλλεύεται αυτό το χαρακτηριστικό και έτσι δύναται να πετυχαίνει τις τιμές της ζητούμενης ροπής με όσο το δυνατόν χαμηλότερη κατανάλωση ρεύματος. Όσο μεγαλύτερη είναι η μαγνητική ανισοτροπία στο διάκενο ενός κινητήρα, τόσο περισσότερο διαφαίνονται τα οφέλη της τεχνικής MTPA. Λόγω της πολυπλοκότητας του αλγορίθμου MTPA, ο ελεγκτής της ταχύτητας δεν υλοποιείται με την κλασική μέθοδο μεταφοράς εξισώσεων στο περιβάλλον της προσομοίωσης, διότι με αυτόν τον τρόπο καταναλώνεται σημαντική ποσότητα επεξεργαστικής ισχύος, κατά την επίλυση των εξισώσεων. Η παραπάνω κατάσταση βελτιώνεται με τη χρήση των Look Up Tables (LUTs) στα κυκλώματα του ελεγκτή, αποφορτίζοντάς τον έτσι από πολύπλοκους υπολογισμούς. Η τεχνική ελέγχου MTPA εφαρμόζεται σε συστήματα όπου η χαμηλή κατανάλωση ενέργειας είναι υψίστης σημασίας, όπως και σε αυτόνομα ενεργειακά συστήματα όπου γίνεται χρήση μπαταριών. Όλα τα παραπάνω επιβεβαιώνονται και από την ανάλυση που γίνεται στο θεωρητικό μέρος, αλλά και από τα αποτελέσματα των πειραματικών δοκιμών που διεξάχθηκαν.

Abstract

The present thesis, studies the Maximum Torque Per Ampere (MTPA) control technique, for driving a Permanent Magnet Synchronous Machine. System's implementation developed in simulation environment and the type of motor used, is Interior Permanent Magnet (IPM). The IPM machines are used in a wide range, due to their efficient performance in terms of power density, power losses and power factor. By applying the MTPA technique, motor's performance improves, as power losses are reduced. The MTPA algorithm adjusts the engine speed in a way, that time responses are immediate and also calculates the minimum current needed to achieve the requested speed, considering the load that is applied to the shaft. Although the motor uses less current in its windings, which is the reason that it reduces copper losses, it maintains its performance. Another feature of IPM motors, is the saliency effect that happens in the air gap. The MTPA technique takes advantage of this feature, in order to succeed the requested torque values, with the lowest possible current consumption. The greater the saliency effect, the more obvious the benefits of the MTPA technique. Due to the MTPA's algorithm complexity, the speed controller wasn't developed by the standard method of transferring equations, because it demands a lot of computational resources. The situation above, is optimized by using Look Up Tables into the controller's circuits, in order to release some of the computational resources. The MTPA technique is applied to systems where the low power consumption is on high priority, or autonomous systems where batteries are required. All of the above statements are confirmed by the analysis in the theoretical part and the results of the experiments carried out.

Πρόλογος

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται και αναλύεται ο έλεγχος της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη - ΣΜΜΜ (Permanent Magnet Synchronous Machine - PMSM) με έκτυπους πόλους. Πραγματοποιείται σχεδιασμός του ελεγκτή της ταχύτητας, βασισμένος στους αλγόριθμους της στρατηγικής ελέγχου Μέγιστη Ροπή Ανά Αμπέρ (Maximum Torque Per Ampere - MTPA). Η υλοποίηση του συστήματος γίνεται στο περιβάλλον προσομοίωσης του λογισμικού Simulink, όπου το σύστημα δοκιμάζεται για διάφορες τιμές ζητούμενης ταχύτητας και φορτίο άξονα.

Αναλυτικότερα, στο 1^ο Κεφάλαιο γίνεται μία αναδρομή στην εξέλιξη των ηλεκτροκινητήριων συστημάτων. Γίνεται αναφορά στα διάφορα είδη των ηλεκτρικών μηχανών και σε τεχνικές ελέγχου που βρίσκουν εφαρμογή στις ΣΜΜΜ.

Στο 2^ο Κεφάλαιο περιγράφεται γενικά η ΣΜΜΜ όσον αφορά την κατασκευή και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας της. Γίνεται ταξινόμηση των ΣΜΜΜ με βάση τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά τους και περιγράφεται η αλλαγή της συμπεριφοράς τους βάσει αυτών. Στο ίδιο κεφάλαιο γίνεται αναφορά στις γενικευμένες εξισώσεις λειτουργίας της μηχανής στο τριφασικό σύστημα αναφοράς, καθώς και η χρήση των εξισώσεων του Robert H. Park, που επιτρέπει τη μεταφορά των ηλεκτρομαγνητικών μεγεθών από το σταθερό πλαίσιο αναφοράς A-B-C, στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q. Έτσι προκύπτουν οι εξισώσεις της ΣΜΜΜ, οι οποίες είναι απαραίτητες για την μοντελοποίηση του κινητήρα στο περιβάλλον της προσομοίωσης.

Στο 3^ο Κεφάλαιο αναλύεται ο Διανυσματικός Έλεγχος και κάποιες τεχνικές που απορρέουν από αυτόν. Κατόπιν, η στρατηγική ελέγχου Μέγιστης Ροπής Ανά Αμπέρ (Maximum Torque Per Ampere - MTPA), αναλύεται διεξοδικά και περιγράφεται ο τρόπος με τον οποίο δομείται ο αλγόριθμος του ελεγκτή ταχύτητας, για την υλοποίηση της συγκεκριμένης τεχνικής.

Το 4^ο Κεφάλαιο αποτελεί αναλυτική περιγραφή της προσομοίωσης του συστήματος. Απεικονίζονται τα στοιχεία της βιβλιοθήκης του Simulink που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του ελεγκτή της ταχύτητας (MTPA Speed Controller), των ελεγκτών των ρευμάτων (I_d και I_q) και του Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη (ΣΚΜΜ). Για κάθε υποσύστημα γίνεται περιγραφή και συσχέτιση με τις εξισώσεις που αναλύθηκαν στο 2^ο και στο 3^ο κεφάλαιο.

Στο 5^ο Κεφάλαιο παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Αρχικά, δίνονται σε πίνακα τα χαρακτηριστικά του κινητήρα και τα κέρδη των ελεγκτών των ρευμάτων και της ταχύτητας. Έπειτα, ακολουθούν τα διαγράμματα που προέκυψαν από τις δοκιμές του συστήματος, σε χαμηλό, μεσαίο και υψηλό αριθμό στροφών, είτε χωρίς φορτίο, είτε με φορτίο, μικρού, μεσαίου ή μεγάλου μεγέθους. Στο τέλος του κεφαλαίου αναγράφονται συγκεντρωτικά σε πίνακες οι μετρήσεις των πειραμάτων.

Στο 6^ο κεφάλαιο διεξάγονται συμπεράσματα για την απόδοση του συστήματος και γίνονται κάποιες προτάσεις για μελλοντική επέκταση του συστήματος.

Η βιβλιογραφία καταγράφεται στο τέλος, όπως και όλες οι πηγές που χρησιμοποιήθηκαν για την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες	3
Περίληψη	4
Abstract	5
Πρόλογος	6
Περιεχόμενα	8
Κεφάλαιο 1 Ηλεκτρικές Μηχανές και Τεχνικές Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών	10
1.1 Ηλεκτρικές Μηχανές.....	10
1.2 Τεχνικές Ελέγχου Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη (ΣΜΜΜ)	14
Κεφάλαιο 2 Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμου Μαγνήτη (ΣΜΜΜ)	20
2.1 Γενική δομή των Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη.....	20
2.2 Ταξινόμηση Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη	22
2.2.1 Διαχωρισμός με βάση την κατανομή των τυλιγμάτων στον πυρήνα του Στάτη	22
2.2.2 Διαχωρισμός με βάση την τοπολογία των Μόνιμων Μαγνητών στο Δρομέα	22
2.3 Αρχές Λειτουργίας της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη	25
2.4 Περιοχές Λειτουργίας της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη.....	27
2.5 Μαθηματικό μοντέλο Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη	29
2.5.1 Γενικευμένες εξισώσεις κατάστασης λειτουργίας ΣΜΜΜ.....	29
2.5.2 Μετασχηματισμός Park.....	31
2.5.3 Εξισώσεις της ΣΚΜΜ στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q	32
Κεφάλαιο 3	40
Τεχνική Ελέγχου Μέγιστης Ροπής Ανά Αμπέρ - Maximum Torque Per Ampere (MTPA)	
3.1 Διανυσματικός Έλεγχος – Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου	40
3.2 Λειτουργία Μέγιστης Ροπής Ανά Αμπέρ (Maximum Torque Per Ampere, MTPA).....	42
Κεφάλαιο 4 Προσομοίωση Συστήματος	53
4.1 Γενική δομή Συστήματος Τεχνικής Ελέγχου MTPA σε IPMSM	53
4.2 Ελεγκτής Ταχύτητας Συστήματος (MTPA Speed Controller)	54
4.3 Ελεγκτές Ρευμάτων Αναφοράς (PI3, PI4)	58
4.4 Μπλοκ Αντίστροφου Μετασχηματισμού Park.....	59
4.5 Μοντέλο Προσομοίωσης Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη	61
4.5.1 Γενική δομή στο εσωτερικό του μοντέλου IPMSM	61
4.5.2 Κύκλωμα Προσομοίωσης για τον άξονα d της ΣΜΜΜ	62

4.5.3 Κύκλωμα Προσομοίωσης για τον άξονα q της ΣΜΜΜ	63
4.5.4 Κύκλωμα Προσομοίωσης Αισθητήρα Ταχύτητας και Γωνιακής Θέσης (γωνία θ_e).....	64
Κεφάλαιο 5 Αποτελέσματα Προσομοίωσης.....	67
5.1 Χαρακτηριστικά του Κινητήρα της Προσομοίωσης και Προσδιορισμός των Κερδών των Ελεγκτών	67
5.2 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM	69
5.2.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Χωρίς την εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 0Nm$)	69
5.2.2 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 1Nm$)	74
5.2.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 2.5Nm$).....	79
5.2.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 5Nm$)	84
5.2.5 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 7.5Nm$).....	89
Κεφάλαιο 6 Συμπεράσματα - Μελλοντική επέκταση	99
Βιβλιογραφία.....	101

Κεφάλαιο 1

Ηλεκτρικές Μηχανές και Τεχνικές Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών

1.1 Ηλεκτρικές Μηχανές

Οι πρώτες ηλεκτρικές μηχανές κάνουν την εμφάνισή τους στα μέσα του 19^{ου} αιώνα. Πριν από αυτό, εφευρέτες ασχολήθηκαν με το φαινόμενο του ηλεκτρομαγνητισμού και της επαγωγής. Μέσω των πειραμάτων και της μελέτης αυτών των ιδιοτήτων του ρεύματος, προέκυψε αρχικά η εφεύρεση της συσκευής του ηλεκτρικού τηλεγράφου και κατόπιν η εφεύρεση των ηλεκτρικών μηχανών [7].

Διάφορα είδη ηλεκτρικών μηχανών προέκυψαν με βάση το είδος του ρεύματος (συνεχές ή εναλλασσόμενο) που διαρρέει τα τυλίγματα τους. Επίσης, αλματώδης ήταν η εξέλιξη των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών των ίδιων των μηχανών. Οι συνεχείς βελτιώσεις στα υλικά κατασκευής, δώσαν μεγαλύτερη αντοχή στις μηχανές, ώστε να μπορούν να ανταπεξέλθουν στις δυνάμεις που ασκούνται, όπως για παράδειγμα, οι καταπονήσεις που δέχεται ένας κινητήρας, όταν οι αποκρίσεις του απαιτείται να είναι άμεσες κατά τις εναλλαγές του φορτίου. Ποιοτικότερα κράματα χαλκού βελτίωσαν σημαντικά την αγωγιμότητα των τυλιγμάτων, όπως επίσης έμφαση δόθηκε και στο μονωτικό υλικό που περιβάλλει τα τυλίγματα της μηχανής. Ακόμα ένα μεγάλο ζήτημα που απασχόλησε τους κατασκευαστές ήταν (και παραμένει να είναι) η ψύξη των συστημάτων αυτών. Διάφοροι επιστημονικοί κλάδοι προσέγγισαν το θέμα της θερμότητας και συνέβαλαν στην αντιμετώπισή του, όπως για παράδειγμα η επιστήμη των υλικών και η αεροδυναμική. Επίσης αποτέλεσμα πολλών παραγόντων, υπήρξε η σταδιακή μείωση του όγκου των κινητήρων, χωρίς αυτό βέβαια να επηρεάζει το μέγεθος της ισχύος τους. Τρανταχτό παράδειγμα γι' αυτό, αποτελεί η σύγκριση ενός κινητήρα της σημερινής εποχής, ίδιων διαστάσεων, με έναν κινητήρα της δεκαετίας του 1890. Ο πρώτος αποδίδει ισχύ της τάξεως των 100 ίππων (hp), ενώ ο άλλος με τα βίαια άγγιζε την ισχύ των 8hp [14].

Οι πιο διαδεδομένοι κινητήρες, από τη στιγμή που έκαναν την εμφάνισή τους, μέχρι και σήμερα που διατηρούν το μεγαλύτερο μερίδιο στο χώρο της βιομηχανίας, είναι οι επαγωγικοί (ασύγχρονοι) κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος. Αντιθέτως, οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος, αν και αποδοτικοί ήταν ασύμφοροι λόγω κόστους υλικών, πολυπλοκότητας συναρμολόγησης και κόστους

συντήρησης, γεγονός που περιόρισε την χρήση τους μόνο σε ειδικές εφαρμογές όπου απαιτούνταν έλεγχος των στροφών. Σε όλο αυτό το πέρασμα των χρόνων εμφανίστηκαν κι άλλοι τύποι κινητήρων, όπως για παράδειγμα στις αρχές του 20^{ου} αιώνα οι σύγχρονες μηχανές (Synchronous Machines) και λίγο αργότερα οι μηχανές μόνιμου μαγνήτη (Permanent Magnet). Οι τελευταίες δεν βρήκαν άμεσα θέση στο χώρο της ηλεκτροκίνησης, αλλά πέρασαν αρκετά χρόνια για να αξιοποιηθούν. Οι λόγοι ήταν, το υψηλό κόστος κατασκευής, η μειωμένη αντοχή του υλικού των μαγνητών στις δυνάμεις που ασκούνται στον κινητήρα και η υψηλή θερμοκρασία που αναπτύσσεται κατά τη λειτουργία της μηχανής, που έχει ως αποτέλεσμα τον απομαγνητισμό των μόνιμων μαγνητών.

Μέχρι τα τέλη του 20^{ου} αιώνα η επιστήμη των υλικών εξέλιξε τις ιδιότητες των μαγνητών, όσον αφορά την αντοχή τους και την πυκνότητα του μαγνητικού πεδίου, συμβάλλοντας έτσι στην σταδιακή επαναφορά των μηχανών μόνιμου μαγνήτη στο προσκήνιο. Διάφορα υλικά με μαγνητικές ιδιότητες που ανακαλύφθηκαν, όπως ο Φερίτης τη δεκαετία του 1930, η σύνθεση Αλουμινίου-Νικελίου-Κοβαλτίου τη δεκαετία του 1940, η εφεύρεση του σπάνιου Σαμαρίου-Κοβαλτίου τη δεκαετία του 1960, όπως και η σύνθεση του κράματος Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου το 1984, αποτελούν την εξέλιξη των μαγνητικών υλικών στο πέρασμα των τελευταίων 100 χρόνων. Πλέον, το κράμα που χρησιμοποιείται κατά κόρον για την κατασκευή των μόνιμων μαγνητών, είναι η σύνθεση Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου. Τα χαρακτηριστικά του υπερτερούν των υπολοίπων προαναφερθέντων υλικών, ως προς την αντοχή του στις ασκούμενες δυνάμεις, αλλά και την αντοχή του σε υψηλές θερμοκρασίες λειτουργίας (150°C) και απομαγνητισμού (310-340°C). Επιπλέον ιδιότητες, όπως η υψηλή μαγνητική αντίσταση και η υψηλή πυκνότητα του μαγνητικού πεδίου, το καθιστούν ως το καταλληλότερο υλικό για απαιτητικές εφαρμογές (ηλεκτρικοί κινητήρες βιομηχανίας, οχημάτων κ.α.). Η τοποθέτηση μαγνητών εφαρμόστηκε σε διάφορους τύπους κινητήρων, όπως στους κινητήρες συνεχούς ρεύματος, στους βηματικούς κινητήρες και σε κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος. Ο τύπος μηχανής που κέντρισε περισσότερο το ενδιαφέρον, με αποτέλεσμα να παρουσιάζει τις δύο τελευταίες δεκαετίες τη μεγαλύτερη ζήτηση, είναι οι Σύγχρονες Μηχανές Μόνιμου Μαγνήτη - ΣΜΜΜ (Permanent Magnet Synchronous Machine - PMSM), εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) [7].

Οι Σύγχρονες Μηχανές Μόνιμου Μαγνήτη (ΣΜΜΜ) χρησιμοποιήθηκαν στις αρχές του 21ου αιώνα κυρίως σε ανεκκυστήρες (ανσασέρ) και οικιακές συσκευές. Στη συνέχεια άρχισαν να αντικαθιστούν σταδιακά, τις μέχρι πρότινος δημοφιλείς μηχανές επαγωγής (ασύγχρονες), κερδίζοντας έτσι σημαντικό μερίδιο εφαρμογών στο χώρο της βιομηχανίας. Ο απλός σχεδιασμός και η ευκολία στη συναρμολόγηση είναι χαρακτηριστικά που δέλεασαν τους κατασκευαστές. Το

μικρό τους μέγεθος και η χαμηλή κατανάλωσης ενέργειας, σε σχέση με τους συμβατικούς ηλεκτρικούς κινητήρες, τους καθιστά αποδοτικότερους και καταλληλότερους για τις ενεργειακές ανάγκες της σημερινής εποχής. Το τελευταίο αποτέλεσε σημαντικό παράγοντα και στη χρήση τους ως κινητήρες οχημάτων. Η χρήση μπαταριών ως πηγή ενέργειας στα ηλεκτρικά οχήματα απαιτεί όσο το δυνατόν χαμηλότερη κατανάλωση από το κινητήριο σύστημα, με τις ΣΜΜΜ να αποτελούν πλέον μονόδρομο για τους κατασκευαστές στο χώρο της αυτοκινητοβιομηχανίας [7], [14].

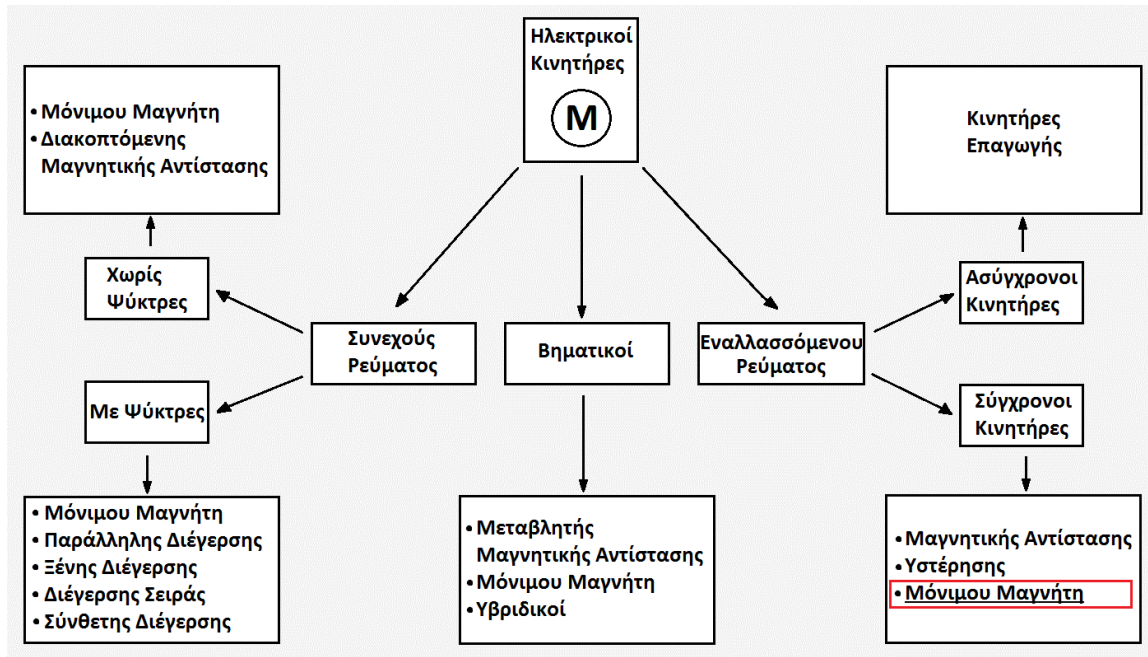
Το κύριο χαρακτηριστικό γνώρισμα των ηλεκτρικών μηχανών μόνιμου μαγνήτη που τις κάνει να διαφέρουν από τις συμβατικές ηλεκτρικές μηχανές, είναι ο τρόπος κατασκευής του δρομέα. Στις μηχανές αυτές (μόνιμου μαγνήτη), αντί για τυλίγματα αγωγών χαλκού στο δρομέα, τοποθετούνται μαγνήτες. Το ζητούμενο και στους δύο τρόπους κατασκευής, είναι η παρουσία μαγνητικού πεδίου στο δρομέα. Στην περίπτωση των συμβατικών ηλεκτρικών μηχανών, το μαγνητικό πεδίο του δρομέα παράγεται μέσω του ρεύματος που ρέει στα τυλίγματά του. Στην περίπτωση όμως των ηλεκτρικών μηχανών μόνιμου μαγνήτη, το πεδίο αυτό υφίσταται, λόγω των μαγνητών που έχουν ενσωματωθεί στο δρομέα κατά την κατασκευή του [14].

Από πλευράς στάτη, είτε πρόκειται για συμβατικές μηχανές, είτε για μηχανές μόνιμου μαγνήτη, ο τρόπος παραγωγής του μαγνητικού πεδίου (του στάτη) είναι ο ίδιος. Οι κατασκευαστές τοποθετούν με κατάλληλο τρόπο τυλίγματα αγωγών χαλκού στο στάτη. Έτσι, με την εφαρμογή τάσης στους ακροδέκτες της μηχανής, τα τυλίγματα του στάτη διαρρέονται από ρεύμα, που έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή μαγνητικού πεδίου. Από την αλληλεπίδραση των δύο μαγνητικών πεδίων, (του στάτη και του δρομέα), ασκούνται δυνάμεις οι οποίες εξαναγκάζουν το δρομέα σε περιστροφική κίνηση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας, σε κινητική.

Γενικά, οι ηλεκτρικοί κινητήρες μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με το είδος του ρεύματος που δέχονται στα τυλίγματά τους (συνεχές ή εναλλασσόμενο). Και στις δύο αυτές κατηγορίες υπάγονται κινητήρες, είτε μόνιμου μαγνήτη, είτε κινητήρες με τυλίγματα χαλκού στο δρομέα τους. Στο Σχήμα 1.1 παρουσιάζονται τα διάφορα είδη ηλεκτρικών κινητήρων, χωρισμένα σε τρεις κατηγορίες: κινητήρες συνεχούς ρεύματος, κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος και βηματικοί κινητήρες.

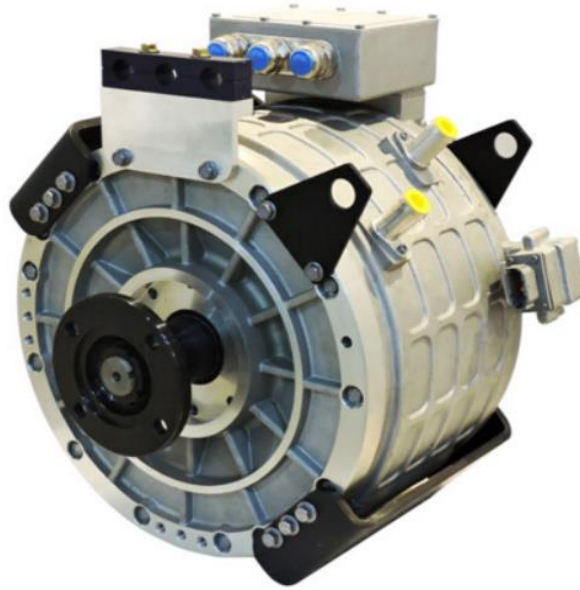
Σε οποιαδήποτε κατηγορία από τις παραπάνω, οι κινητήρες μόνιμων μαγνητών υπερτερούν των συμβατικών κινητήρων, λόγω της απουσίας τυλιγμάτων χαλκού στο δρομέα τους. Αυτό συνεπάγεται, λιγότερες απώλειες συνολικά για τον κινητήρα, μικρότερη μάζα και όγκος μηχανής, που σημαίνει και μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος. Το πρόβλημα της υπερθέρμανσης που συναντάται

στις συμβατικές μηχανές, λόγω του ρεύματος διέγερσης στα τυλίγματα του δρομέα, δεν υφίσταται στις μηχανές μόνιμων μαγνητών, όπως επίσης δεν υφίσταται και ο λόγος ύπαρξης των ψυκτρών και του συλλέκτη. Λόγω των παραπάνω χαρακτηριστικών, οι μηχανές μόνιμου μαγνήτη δύναται να είναι και πιο απλές, όσον αφορά το σχεδιασμό, την κατασκευή και τη συναρμολόγησή τους, σε σύγκριση με τις συμβατικές [14].



Σχήμα 1.1 Κατηγοριοποίηση Ηλεκτρικών Κινητήρων βάσει του είδους της τάσης τροφοδοσίας.

Κάποιες κατασκευαστικές δυσκολίες που παρουσιάζονταν στο παρελθόν, στην ενσωμάτωση των μαγνητών στον κορμό του δρομέα, αντιμετωπίστηκαν αποτελεσματικά, με νέες τεχνικές τοποθέτησης, πιο αξιόπιστες και λιγότερο χρονοβόρες. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα τη μείωση του κόστους παραγωγής, αλλά και την αύξηση της παραγωγικότητας για τους κατασκευαστές κινητήρων. Σημαντική μείωση στο κόστος παραγωγής προκάλεσε επίσης και η εξέλιξη των υλικών υψηλής μαγνήτισης. Επιπλέον, καταλυτικό ρόλο στη χρήση των μηχανών αυτών σε ένα ευρύτερο φάσμα εφαρμογών, αποτέλεσε η επινόηση των τεχνικών ελέγχου. Το μαγνητικό πεδίο του δρομέα, στην περίπτωση των συμβατικών μηχανών, ελέγχεται άμεσα, από την ένταση του ρεύματος στα τυλίγματά του. Στην περίπτωση όμως των μηχανών μόνιμου μαγνήτη, η εύρεση τεχνικής ελέγχου ήταν πρόκληση, αφού θα έπρεπε με κάποιον τρόπο να γίνει εκμετάλλευση της μαγνητικής ροής, η οποία προέρχεται από μαγνητισμένα υλικά στο σώμα του δρομέα και όχι από ροή ρεύματος, άμεσα ελέγξιμη. Έτσι προέκυψαν μέθοδοι, που εστιάζουν στη μέτρηση και στον έλεγχο μεγεθών, τα οποία περιγράφουν την κατάσταση ενός μαγνητικού πεδίου, όπως για παράδειγμα η κατεύθυνση του πεδίου καθώς ο δρομέας στρέφεται.



Σχήμα 1.2 Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμου Μαγνήτη (PMSM) της εταιρείας YIWEI. Εύρος ροπής 70-3000 Nm, αδιάβροχος, IP67, για χρήση στον τομέα της ναυσιπλοΐας.

Στην υποκατηγορία των μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος, στο Σχήμα 1.1, είναι πλαισιωμένος με κόκκινο χρώμα ο Σύγχρονος Κινητήρας Μόνιμου Μαγνήτη. Αυτός ο τύπος κινητήρα χρησιμοποιείται στην παρούσα διπλωματική, σε περιβάλλον προσομοίωσης, με σκοπό την ανάλυση και την καταγραφή της συμπεριφοράς του, οδηγούμενος από τεχνική προηγμένου ελέγχου.

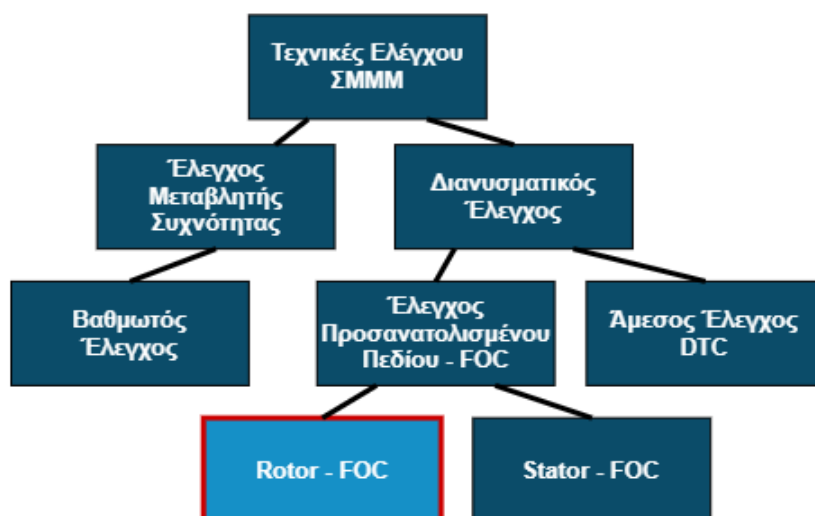
1.2 Τεχνικές Ελέγχου Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη (ΣΜΜΜ)

Από μόνες τους οι ηλεκτρικές μηχανές πράγματι αποτελούν τεράστιο τεχνολογικό επίτευγμα. Όπως συμβαίνει όμως με τις περισσότερες εφευρέσεις, έτσι κι εδώ, δημιουργήθηκε η ανάγκη για εφαρμογή των ηλεκτρικών μηχανών σε περισσότερους τομείς και διεργασίες, πιο απαιτητικές όσον αφορά τον έλεγχο των μηχανών, σε επίπεδο αριθμού στροφών, μέγεθος ροπής και άλλα χαρακτηριστικά που αυξάνουν την απόδοση, την ακρίβεια και την αξιοπιστία τους [7].

Την επανάσταση στον έλεγχο των ηλεκτρικών κινητήρων έφερε η εφεύρεση του τρανζίστορ και των μετέπειτα «απογόνων» του, όπως το θυρίστορ, το MOFSET, το SCR, το GTO και το IGBT. Πριν την εμφάνιση του τρανζίστορ, οι τεχνικές ελέγχου των ηλεκτρικών μηχανών πραγματοποιούνταν με μηχανικά συστήματα ή ηλεκτρικά κυκλώματα, όπως για παράδειγμα οι λυχνίες κενού. Οι τεχνικές αυτές δεν ήταν τόσο αποδοτικές για τις ανάγκες των εφαρμογών που

προορίζονταν και αποτελούσαν απλά μια λύση, μέχρι και τη στιγμή που έκανε την εμφάνισή του το τρανζίστορ. Η λειτουργία των ηλεκτρικών μηχανών σε συνδυασμό με τα ημιαγώγιμα εξαρτήματα, αποτελεί πλέον ένα νέο τεχνολογικό σύστημα, που σε καμία περίπτωση δεν είναι απλά ένας ηλεκτρικός κινητήρας, αλλά είναι ένα ολοκληρωμένο ηλεκτροκινητήριο σύστημα, απόλυτα ελεγχόμενο και αποδοτικό. Όπως ήταν αναμενόμενο, σύντομα άρχισαν να εμφανίζονται την περίοδο εκείνη τεχνικές ελέγχου που εφαρμόζονταν στα συστήματα αυτά. Κάποιες τεχνικές απορρίφθηκαν, είτε λόγω χαμηλής αποδοτικότητας, είτε λόγω της εμφάνισης νέων τεχνικών που αντικατέστησαν τις προηγούμενες. Μέχρι και σήμερα, παραμένει αμείωτος ο ρυθμός εμφάνισης νέων τεχνικών ελέγχου, με αποκορύφωμα, τα τελευταία χρόνια, όπου ο χώρος της αυτοκινητοβιομηχανίας παγκοσμίως έχει εστιάσει στην περαιτέρω εξέλιξη των ηλεκτροκινητήριων συστημάτων, με στόχο τη μαζική παραγωγή επιβατικών οχημάτων, οχημάτων βαρέως τύπου και εργαλείων ειδικού σκοπού [7], [14], [32].

Οι τεχνικές ελέγχου βασίζονται είτε σε συστήματα ελέγχου ανοιχτού βρόγχου, είτε σε συστήματα κλειστού βρόγχου. Επίσης, υπάρχουν διαφορετικές τεχνικές ελέγχου για τα διάφορα είδη ηλεκτρικών μηχανών, ενώ σε κάποιες περιπτώσεις δίνεται η δυνατότητα εφαρμογής της ίδιας τεχνικής, σε διαφορετικά είδη μηχανών. Τα συστήματα ελέγχου που αναφέρονται παρακάτω, αφορούν κατά κύριο λόγο τον έλεγχο των Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη. Τεχνικές που δε μπορούν να εφαρμοστούν στις ΣΜΜΜ δεν περιλαμβάνονται στην αναφορά αυτή, αλλά κάποιες από τις τεχνικές που περιγράφονται παρακάτω εφαρμόζονται και σε άλλα είδη μηχανών, πέρα των ΣΜΜΜ.



Σχήμα 1.3 Ταξινόμηση τεχνικών ελέγχου, εφαρμόσιμες σε ΣΜΜΜ.

Η κλασική μέθοδος ελέγχου που εφαρμόζεται στις ΣΜΜΜ, κυρίως όταν οι απαιτήσεις της εφαρμογής δεν είναι πολύ υψηλές, είναι ο βαθμωτός έλεγχος (Scalar Control ή V/f). Πρόκειται για μία τεχνική ανοιχτού βρόγχου που χρησιμοποιείται, ώστε να μπορεί η ταχύτητα του κινητήρα να ρυθμίζεται στον επιθυμητό αριθμό στροφών ανά μονάδα χρόνου. Κρατώντας σταθερό το λόγο της τάσης εισόδου προς τη συχνότητα, (δηλαδή, $\frac{V}{f} = \text{σταθερό}$), παραμένει σταθερή η μαγνητική ροή στο διάκενο, για όλο το εύρος λειτουργίας, αποδίδοντας έτσι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ηλεκτρομαγνητική ροπή. Για διαφορετικές εντολές επιθυμητής ταχύτητας, που αυτό μεταφράζεται σε διαφορετικές τιμές της συχνότητας (f), επηρεάζεται και το πλάτος της τάσης (V), ώστε να παραμείνει ο λόγος $\frac{V}{f}$ σταθερός, για τους λόγους που προαναφέρθηκαν. Ο βαθμωτός έλεγχος δεν είναι μία τεχνική που προτιμάται σε εφαρμογές όπου απαιτείται υψηλή ακρίβεια και άμεσες αποκρίσεις στις εντολές εισόδου ή στις εναλλαγές του φορτίου. Από την παραπάνω περιγραφή της τεχνικής του βαθμωτού ελέγχου, προκύπτει ότι, η μαγνητική ροή και η ηλεκτρομαγνητική ροπή μεταβάλλονται ταυτόχρονα από τον ίδιο κοινό παράγοντα. Το γεγονός αυτό καθιστά το βαθμωτό έλεγχο μη ευέλικτο, όσον αφορά την ανεξάρτητη ρύθμιση των ηλεκτρικών μεγεθών κατά το δοκούν. Επίσης, η απουσία κλάδου ανάδρασης στο σύστημα ελέγχου, αποτελεί ακόμα ένα μειονέκτημα, αφού δεν πραγματοποιείται επουσιώδης έλεγχος και σύγκριση των μεγεθών εξόδου με τα επιθυμητά μεγέθη εισόδου που καλείται ο κινητήρας να πετύχει. Ο βαθμωτός έλεγχος θα μπορούσε να χαρακτηριστεί ως ένας «επιφανειακός» έλεγχος που δεν εμβαθύνει στις εξισώσεις του κινητήρα και της ηλεκτρομαγνητικής. Παρ' όλα αυτά, ως σύστημα ελέγχου, συνδυάζει απλότητα εφαρμογής και χαμηλό κόστος αγοράς. Άλλωστε, είναι αρκετές οι εφαρμογές χαμηλών απαιτήσεων, όπου θα ήταν υπερβολή να γίνει χρήση τεχνικών προηγμένου ελέγχου. Στην επιλογή ενός ηλεκτροκινητήριου συστήματος, αναζητείται πάντοτε η περίπτωση που θα αποφέρει το βέλτιστο αποτέλεσμα, με όσο το δυνατόν χαμηλότερο κόστος. Επομένως, ο βαθμωτός έλεγχος συνεχίζει να αποτελεί επιλογή τεχνικής ελέγχου, για μηχανές που εκτελούν διεργασίες ανάλογων απαιτήσεων [14], [32].

Η δημοφιλέστερη και πλέον βασική τεχνική ελέγχου που εφαρμόζεται στους Σύγχρονους Κινητήρες Μόνιμου Μαγνήτη, αλλά και στους επαγωγικούς κινητήρες κλωβού, είναι ο Διανυσματικός Έλεγχος (Vector Control). Στη βιβλιογραφία αναφέρεται συνήθως και ως Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου (Field Oriented Control - FOC). Η πρώτη ονομασία οφείλεται στο γεγονός, ότι στην τεχνική αυτή, εκτός από τη δυνατότητα ελέγχου του μέτρου της έντασης και της τάσης, δίνεται η δυνατότητα να ελέγχεται και η φάση των μεγεθών αυτών. Η δεύτερη ονομασία (FOC), αποδίδεται στον έλεγχο που πραγματοποιείται στην ροή του μαγνητικού πεδίου. Η πιο

διαδεδομένη και επικρατέστερη μέθοδος, είναι αυτή που εστιάζει στον έλεγχο της μαγνητικής ροής του δρομέα (Rotor Flux Oriented Control - RFOC). Η άλλη μέθοδος Προσανατολισμένου Πεδίου περιλαμβάνει τεχνικές που ελέγχουν τη ροή του στάτη (Stator Flux Oriented). Επίσης, εκτός από τις τεχνικές Προσανατολισμένου Πεδίου (FOC), στον Διανυσματικό Έλεγχο ανήκει και η τεχνική Άμεσου Ελέγχου της Ροπής (Direct Torque Control). Λόγω της δημοτικότητας της πρώτης (RFOC), συνηθίζεται οι ορολογίες Field Oriented Control (FOC) και RFOC να ταυτίζονται, όπως το ίδιο συμβαίνει και όταν αναφέρεται ο γενικός όρος, Διανυσματικός Έλεγχος ΣΜΜΜ (Vector Control of PMSM), αυτομάτως υπονοείται η τεχνική έλεγχου που εστιάζει στη ροή του μαγνητικού πεδίου του δρομέα. Βασικό χαρακτηριστικό της τεχνικής FOC, είναι ο τρόπος με τον οποίο διαχειρίζονται οι αλγόριθμοι έλεγχου το ρεύμα του κινητήρα, ο οποίος προσβλέπει στην ανεξάρτητη ρύθμιση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και της μαγνητικής ροής. Να μην επηρεάζει δηλαδή η μεταβολή του ενός μεγέθους την τιμή του άλλου και το αντίστροφο. Η δυνατότητα αυτή, προσδίδει στο σύστημα μεγάλη ακρίβεια στη ρύθμιση της ταχύτητας του κινητήρα, με γρήγορες αποκρίσεις στις εντολές εισόδου και στα σήματα που προέρχονται από τους κλάδους ανάδρασης. Πρόκειται για ένα σύστημα έλεγχου κλειστού βρόγχου, που εκμεταλλεύεται στο έπακρο τα χαρακτηριστικά των Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη, όπως για παράδειγμα την ικανότητα τους για απόδοση μέγιστης και σταθερής ροπής, σε όλο το φάσμα των ταχυτήτων μικρότερων της ονομαστικής (ω_{Base}) [14], [27], [29], [32].

Πολλές τεχνικές έλεγχου διατηρούν ως βάση τους την στρατηγική Ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου (FOC), εφαρμόζοντας στους βρόγχους της διαφορετικούς αλγόριθμους, αποσκοπώντας, είτε στην εκμετάλλευση των δυνατοτήτων της ΣΜΜΜ σε διαφορετικές περιοχές λειτουργίας, είτε στην βελτίωση της ενεργειακής απόδοσης των κινητήριων συστημάτων. Η διαφορά μεταξύ των τεχνικών αυτών, εντοπίζεται στον τρόπο διαχείρισης των ρευμάτων της μηχανής, από τον εκάστοτε αλγόριθμο έλεγχου που εφαρμόζεται. Για την επιλογή της καταλληλότερης τεχνικής έλεγχου που πρόκειται να εφαρμοστεί σε ένα κινητήριο σύστημα, λαμβάνονται κατά κύριο λόγο υπ' όψιν οι απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Μπορεί για παράδειγμα σε μία διεργασία να χρειάζεται μεγάλος αριθμός στροφών, πέρα των ονομαστικών. Θα πρέπει να επιλεγθεί η τεχνική έλεγχου που εκμεταλλεύεται αυτή τη δυνατότητα της ΣΜΜΜ και μπορεί να την οδηγήσει στην συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας. Η τεχνική έλεγχου που εφαρμόζεται στο κινητήριο σύστημα της προσομοίωσης ονομάζεται Μέγιστη Ροπή Ανά Αμπέρ (Maximum Torque Per Ampere - MTPA) και στοχεύει στην υψηλή απόδοση του συστήματος, επιτυγχάνοντας τις τιμές της ζητούμενης ροπής με όσο το δυνατόν μικρότερες τιμές στην ένταση του ρεύματος. Είναι κατάλληλη για εφαρμογές όπου καλείται ο κινητήρας να λειτουργήσει σε ταχύτητες μικρότερες της ονομαστικής. Περαιτέρω

ανάλυση της τεχνικής ΜΤΡΑ γίνεται στο κεφάλαιο 3, όπου περιγράφεται ο αλγόριθμος ελέγχου και οι εξισώσεις που τον απαρτίζουν. Σε συνδυασμό με τον Σύγχρονο Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη, ολοκληρώνεται το κινητήριο σύστημα της προσομοίωσης, που αποτελεί και αντικείμενο μελέτης της παρούσας εργασίας.

Άλλες τεχνικές ελέγχου που εφαρμόζονται σε ΣΚΜΜ, βασιζόμενες κι αυτές στην τεχνική FOC, μπορούν και εκμεταλλεύονται διαφορετικά χαρακτηριστικά και περιοχές λειτουργίας του κινητήρα. Η τεχνική Μέγιστης Ροπής Ανά Τάση (Maximum Torque Per Voltage – MTPV ή αλλιώς Limited Voltage Maximum Torque - LVMT), εφαρμόζεται σε ΣΜΜΜ που τα κατασκευαστικά τους χαρακτηριστικά επιτρέπουν την υψηλόστροφη λειτουργία. Στην τεχνική MTPV, ο μοναδικός παράγοντας που καθορίζει τη μέγιστη τιμή των στροφών (ω_{max}), είναι οι μηχανικές απώλειες. Η τεχνική Μέγιστου Ρεύματος (Maximum Current - MC), οδηγεί κι αυτή τον κινητήρα σε ταχύτητες μεγαλύτερης της ονομαστικής, αλλά όχι στα ίδια επίπεδα ταχύτητας που επιτυγχάνονται με την τεχνική MTPV. Άλλη τεχνική ελέγχου, δημοφιλής για την απλότητα και την αποτελεσματικότητά της, με φάσμα ταχυτήτων λειτουργίας έως και την ονομαστική, είναι η ZDAC (Zero Direct Axis Current). Επίσης, η Μέγιστη Ροπή Ανά Ροή (Maximum Torque Per Flux - MTPF), είναι μία τεχνική παρόμοια με την MTPV, αλλά λιγότερο αποδοτική, λόγω της μεγάλης κατανάλωσης ρεύματος που παρουσιάζει στα τυλίγματα του στάτη, σε σύγκριση με την MTPV. Πολύ δημοφιλής τεχνική Διανυσματικού ελέγχου, είναι η Εξασθένησης Ροής ή Πεδίου (Flux or Field Weakening - FW). Οδηγεί τον κινητήρα σε ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής (ω_B), με μεθόδους που προκαλούν ελεγχόμενη αποδυνάμωση του πεδίου των μόνιμων μαγνητών του δρομέα. Ο αλγόριθμος ελέγχου βέβαια, θέτει περιορισμούς, ώστε να απαλειφθεί ο κίνδυνος μόνιμης απομαγνήτισης, που συνεπάγεται και καταστροφή της μηχανής του συστήματος [4].

Οι παραπάνω είναι μερικές από τις δημοφιλέστερες τεχνικές Διανυσματικού Ελέγχου που εφαρμόζονται σε σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Αποσκοπούν στο βέλτιστο έλεγχο των ΣΜΜΜ, μέσω των μαθηματικών υπολογισμών, που λαμβάνουν χώρα στους ελεγκτές (controllers) των ηλεκτρικών μεγεθών (τάσης και έντασης ρεύματος) που τροφοδοτούν τον κινητήρα. Επίσης, υπάρχουν περιπτώσεις που γίνεται συνδυασμός τεχνικών ελέγχου, στο ίδιο κινητήριο σύστημα, με εντολές εναλλαγής των αλγορίθμων, εν κινήσει και ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας του κινητήρα, για κάθε δεδομένη στιγμή. Μπορεί για παράδειγμα να εφαρμόζεται η τεχνική ΜΤΡΑ, για ταχύτητες μικρότερες της ω_B και όταν ο κινητήρας υπερβεί το όριο της ονομαστικής, να αναλάβει δράση η τεχνική ελέγχου FW. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη διεύρυνση του πεδίου εφαρμογών του συστήματος, χωρίς να επηρεάζεται αρνητικά η αποτελεσματικότητά του, λόγω των περιορισμών που ισχύουν ανά περιοχή λειτουργίας του κινητήρα.

Ακόμα μία σημαντική εξέλιξη που ήρθε να προσθέσει στην ευελιξία των τεχνικών Διανυσματικού Ελέγχου και κατ' επέκταση των κινητήριων συστημάτων, είναι η εφαρμογή των παραπάνω τεχνικών, χωρίς τη χρήση του αισθητήρα ταχύτητας ή γωνιακής θέσης (sensorless angle detection). Η παρουσία του αισθητήρα στον άξονα της μηχανής, είναι για να γνωστοποιεί στον ελεγκτή ταχύτητας (speed controller), ανά πάσα στιγμή, την πραγματική ταχύτητα του κινητήρα (ω_r), όπου και γίνεται σύγκριση με τη ζητούμενη ταχύτητα αναφοράς, (ω^*). Όταν προκύπτει διαφορά από την σύγκριση, το σύστημα επαναφέρει την πραγματική ταχύτητα του κινητήρα, στην ίδια τιμή με την ταχύτητα αναφοράς. Επομένως, το ζητούμενο των τεχνικών αυτών (sensorless), είναι ο υπολογισμός της πραγματικής ταχύτητας του κινητήρα, χωρίς τη χρήση του αισθητήρα, αλλά μέσω μαθηματικών εξισώσεων, που εκμεταλλεύονται τα ηλεκτρικά μεγέθη του κινητήρα και τις χρονικές μεταβολές τους. Είναι φανερό ότι με αυτόν τον τρόπο, το σύστημα δεν επιβαρύνεται, ούτε από το κόστος του αισθητήρα, ούτε από ζητήματα που προκύπτουν κατά την προσαρμογή του εξαρτήματος στον άξονα της μηχανής. Το σημαντικότερο όμως των μεθόδων αυτών, είναι η χρησιμότητά τους σε εφαρμογές όπου η παρουσία των αισθητήρων είναι απαγορευτική, λόγω των ιδιαιτεροτήτων της εκάστοτε διεργασίας [4].

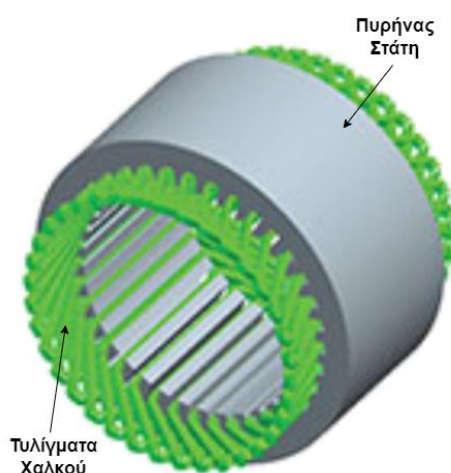
Βασικές προϋποθέσεις για την υλοποίηση οποιουδήποτε συστήματος αυτόματου ελέγχου, είναι η ανάλυση των περιοχών λειτουργίας του συστήματος (ή της συσκευής) που υπόκειται τον έλεγχο, καθώς και η γνώση των ορίων λειτουργίας και ανοχής. Κοινός παρονομαστής όλων των τεχνικών ελέγχου που αναφέρθηκαν, είναι η όσο το δυνατόν αποτελεσματικότερη εκμετάλλευση των δυνατοτήτων των ΣΜΜΜ. Οι χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας και τα όρια ανοχής των μηχανών, καταδεικνύουν στους σχεδιαστές τεχνικών ελέγχου, τη στρατηγική που θα ακολουθήσουν για την ανάπτυξη των αλγορίθμων. Το ίδιο συμβαίνει με την τεχνική ΜΤΡΑ, που εκμεταλλεύεται το μαθηματικό μοντέλο των ΣΜΜΜ και την περιοχή σταθερής ροπής, όπως αυτά αναλύονται στα επόμενα κεφάλαια.

Κεφάλαιο 2

Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμου Μαγνήτη (ΣΜΜΜ)

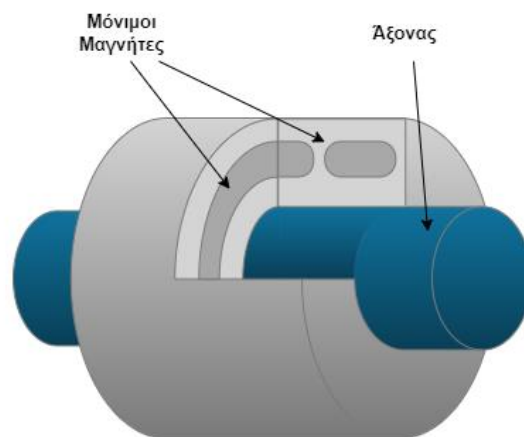
2.1 Γενική δομή των Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη

Οι ΣΜΜΜ ανήκουν στην κατηγορία των μηχανών που λειτουργούν με τροφοδοσία τριφασικού ρεύματος. Το πρώτο που παρατηρεί κανείς είναι το κέλυφος της μηχανής απ' όπου ξεπροβάλουν οι ακροδέκτες για την παροχή ηλεκτρικής ενέργειας. Ο στάτης βρίσκεται στο εσωτερικό του κελύφους και προσκολλημένος σε αυτό. Ενωμένα μεταξύ τους τα δύο αντικείμενα (κέλυφος και στάτης), αποτελούν το σταθερό τμήμα του κινητήρα. Το γεωμετρικό σχήμα του στάτη εσωτερικά, είναι ίδιο με το σχήμα ενός σωλήνα. Στην εσωτερική επιφάνεια φιλοξενείται ο πυρήνας, στερεωμένος στον στάτη, ίδιου σχήματος με αυτόν και αποτελούμενος από πολλά λεπτά ελάσματα σιδηρομαγνητικού υλικού, ενωμένα μεταξύ τους. Τα ελάσματα είναι με τέτοιο τρόπο σχεδιασμένα, ώστε στην εσωτερική επιφάνεια να σχηματίζονται αυλακώσεις κατά μήκος του πυρήνα, όπου και τοποθετούνται κατάλληλα διανεμημένα τριφασικά τυλίγματα χαλκού. Τα τυλίγματα συνδέονται μεταξύ τους είτε σε σειρά, είτε παράλληλα, σχηματίζοντας έτσι, ανά φάση ομάδες τυλιγμάτων, που οι άκρες τους καταλήγουν στους ακροδέκτες της μηχανής, στο κέλυφος, όπου εφαρμόζεται η τριφασική τάση εισόδου. Τα τυλίγματα στο στάτη είναι το μοναδικό στοιχείο στις ΣΜΜΜ που διαρρέεται από ρεύμα, λόγω της απουσίας τυλιγμάτων χαλκού στο τύμπανο του δρομέα [14], [21].



Σχήμα 2.1 Πυρήνας στάτη Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη. Τα τυλίγματα χαλκού απεικονίζονται με πράσινο χρώμα. Στην εσωτερική επιφάνεια διακρίνονται οι αυλακώσεις του πυρήνα [34].

Ο δρομέας έχει σχήμα κυλινδρικό και τοποθετείται με μεγάλη ακρίβεια στο εσωτερικό μέρος του πυρήνα του στάτη. Το μέγεθός του συμπληρώνει τον κενό χώρο στο κέντρο της μηχανής, αφήνοντας μηδαμινή απόσταση από την εσωτερική περιφέρεια του πυρήνα. Το υλικό κατασκευής του δρομέα είναι το ατσάλι και αποτελείται από δύο μέρη πακτωμένα μεταξύ τους, τον άξονα και το τύμπανο. Το μέρος του άξονα που φαίνεται εξωτερικά της μηχανής, εκεί όπου εφαρμόζεται το φορτίο, είναι προέκταση του δρομέα, ο οποίος διαπερνά κατά μήκος και εσωτερικά όλο τον κινητήρα. Το τύμπανο είναι αυτό που βρίσκεται εσωτερικά του κινητήρα, «αιωρούμενο» στο κέντρο του πυρήνα του στάτη και μαζί με τον ομόκεντρο άξονα, αποτελούν το κινούμενο τμήμα της μηχανής που εκτελεί την περιστροφική κίνηση. Να αναφερθεί σε αυτό το σημείο και μία διαφορετική δομή των ΣΜΜΜ, όπου ο δρομέας περιβάλλει τον στάτη, παραμένοντας βέβαια το κινούμενο μέρος της μηχανής και διατηρώντας ως σύνολο τις ίδιες αρχές λειτουργίας που ισχύουν για όλες τις ΣΜΜΜ. Στο κυλινδρικό σώμα του τυμπάνου του δρομέα τοποθετούνται οι μόνιμοι μαγνήτες, είτε επιφανειακά, είτε σε βάθος. Στον τρόπο τοποθέτησης των μαγνητών ακολουθούνται διάφορα μοτίβα και διατάξεις που επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά και τη συμπεριφορά του κινητήρα. Λόγω αυτού, προκύπτουν κάποιες κατηγορίες μεταξύ των ΣΜΜΜ, όπου ο διαχωρισμός γίνεται βάσει της τοπολογίας των μόνιμων μαγνητών στον κορμό του δρομέα [14], [21].



Σχήμα 2.2 Δρομέας Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη.

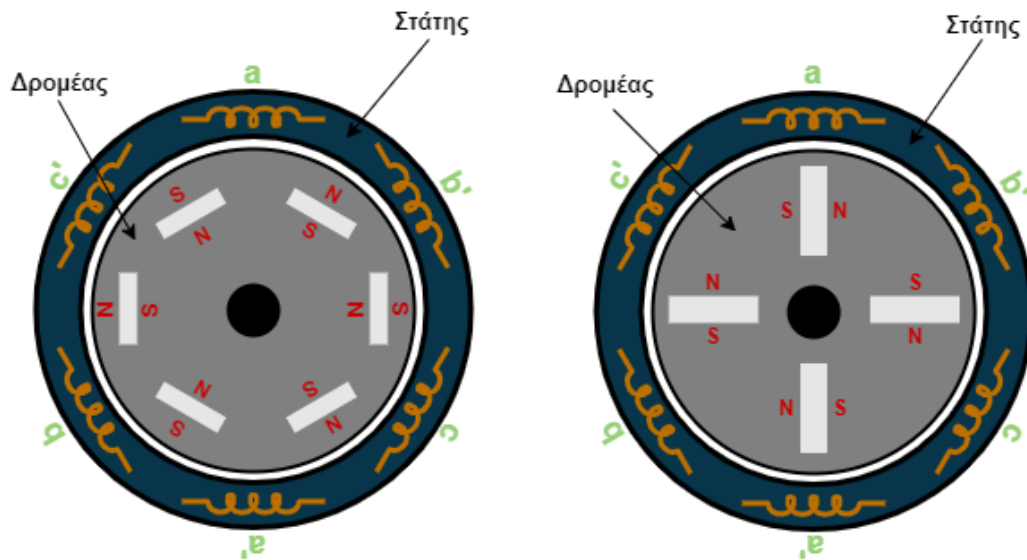
2.2 Ταξινόμηση Σύγχρονων Μηχανών Μόνιμου Μαγνήτη

2.2.1 Διαχωρισμός με βάση την κατανομή των τυλιγμάτων στον πυρήνα του Στάτη

Από τον τρόπο πλέξης των τριφασικών τυλιγμάτων που διέρχονται μέσα από τα αυλάκια του πυρήνα του στάτη, προκύπτουν δύο κατηγορίες ΣΜΜΜ, οι Brushless AC και οι Brushless DC. Στην πρώτη κατηγορία η κατανομή των τυλιγμάτων ονομάζεται ημιτονοειδής και επιτυγχάνεται με τήρηση κλασματικού βήματος στις περιελίξεις. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, την παραγωγή ημιτονοειδούς μαγνητικής ροής, δεδομένης συχνότητας. Στις Brushless DC μηχανές τα πηνία είναι μικρότερης ακτίνας και με πιο συγκεντρωμένες τις περιελίξεις χαλκού. Η μαγνητική ροή που παράγεται παρουσιάζει χαρακτηριστικά τετραγωνικής μορφής και στην περίπτωση που μία τέτοιου είδους μηχανή χρησιμοποιηθεί ως γεννήτρια, εμφανίζει στους ακροδέκτες της συμμετρικές τραπεζοειδής φασικές τάσεις. Ο τρόπος ελέγχου, η συμπεριφορά και οι επιδόσεις των Brushless DC μηχανών μοιάζουν αρκετά με τις ηλεκτρικές μηχανές συνεχούς ρεύματος (DC Motors) [6], [10], [11], [14], [21].

2.2.2 Διαχωρισμός με βάση την τοπολογία των Μόνιμων Μαγνητών στο Δρομέα

Με βάση την κατεύθυνση των πόλων των μαγνητών ως προς τον άξονα, προκύπτει ο διαχωρισμός των ΣΜΜΜ, σε μηχανές ακτινικής ροής (radial flux machines) και σε μηχανές αξονικής ροής (axial flux machines). Στην πρώτη κατηγορία οι μαγνήτες είναι τοποθετημένοι με τέτοιο τρόπο, ώστε η ροή που παράγουν να διαπερνά κάθετα τον άξονα (και το διάκενο) της μηχανής, όπως για παράδειγμα οι ακτίνες στη ρόδα ενός ποδηλάτου που καταλήγουν κάθετα στον άξονά της. Στις μηχανές αξονικής ροής, οι μαγνητικές γραμμές διατηρούν παράλληλη κατεύθυνση με τον άξονα. Ο τρόπος που τοποθετούνται οι μαγνήτες σε αυτή την κατηγορία μηχανών παρουσιάζει απώλειες ροής, σε αντίθεση με τις μηχανές ακτινικής ροής που εκμεταλλεύονται στο μέγιστο την πυκνότητα του μαγνητικού πεδίου. Οι μηχανές αξονικής ροής συναντώνται σπάνια. Εκτός από τις απώλειες ροής, υπάρχουν και κάποιες ιδιαιτερότητες στις προδιαγραφές που απαιτούνται για το υλικό κατασκευής του άξονα. Η υποχρεωτική χρήση υλικού που να μην μαγνητίζεται, αφαιρεί από τη στιβαρότητα του δρομέα συνολικά. Έτσι μεταξύ των δύο ειδών, χρησιμοποιούνται κατά κόρον οι μηχανές ακτινικής ροής, ως αποδοτικότερες σε εφαρμογές μεσαίων και υψηλών απαιτήσεων [14], [17], [20], [21].



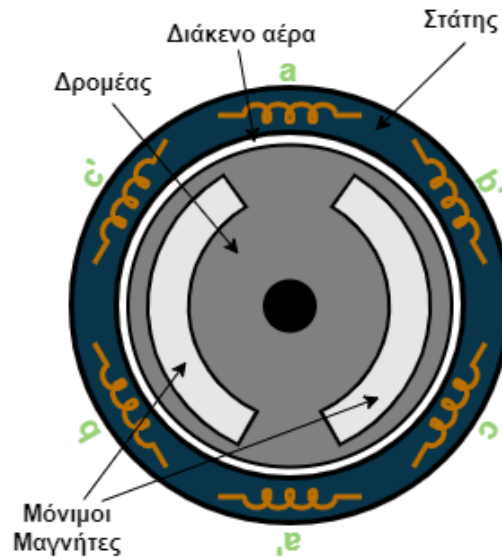
Σχήμα 2.3 Αριστερά τοποθετημένοι οι μόνιμοι μαγνήτες σε τοπολογία Ακτινικής Ροής (radial flux PMSM), ενώ δεξιά βρίσκονται σε διάταξη Αξονικής Ροής (axial flux PMSM).

Ο άλλος διαχωρισμός που γίνεται στις ΣΜΜΜ, βασίζεται στη απόσταση των μαγνητών από το κέντρο του άξονα. Κατά πόσο δηλαδή «ρηγά» ή βαθιά, τοποθετούνται οι μόνιμοι μαγνήτες στον κορμό του δρομέα. Αυτή η διαφορά βάθους στην τοπολογία των μαγνητών, κατηγοριοποιεί τις ΣΜΜΜ σε [20]:

- Επιφανειακά τοποθετημένου Μόνιμου Μαγνήτη Σύγχρονες Μηχανές (Surface Permanent Magnet Synchronous Machines - SPMSM)
- Εσωτερικού (ή Ενσωματωμένου) Μόνιμου Μαγνήτη Σύγχρονες Μηχανές (Interior Permanent Magnet Synchronous Machines - IPMSM).

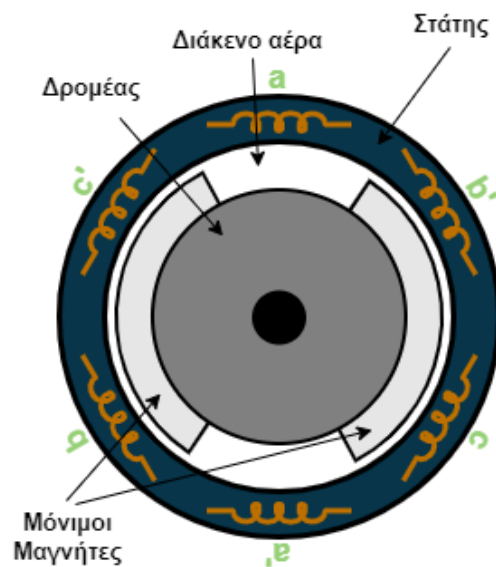
Εκτός από την κατασκευαστική διαφορά μεταξύ των SPMSM και IPMSM, υπάρχει διαφορά και στη συμπεριφορά τους, αλλά και στην αντοχή τους στις ασκούμενες δυνάμεις. Η επιλογή ανάμεσα στους δύο τύπους μηχανών, εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο, από το είδος της εφαρμογής και από τις ανάγκες που θα κληθεί η μηχανή να ικανοποιήσει [14],[20], [21], [23].

Ο κινητήρας της προσομοίωσης ανήκει στην κατηγορία μηχανών εσωτερικού μαγνήτη (IPMSM). Αυτή η κατηγορία προτιμάται για την στιβαρότητα που παρουσιάζει ο δρομέας, λόγω της θέσης των μαγνητών βαθιά μέσα στο σώμα του τυμπάνου. Η ενσωμάτωση των μαγνητών αποτρέπει τον κίνδυνο αποκόλλησής τους από το δρομέα, δίνοντας την προοπτική χρήσης των μηχανών αυτών σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων. Επιπλέον, ακόμα μία ιδιαιτερότητα που προκύπτει από τον τρόπο κατασκευής των IPMSM, είναι η μαγνητική ανομοιομορφία (saliency).



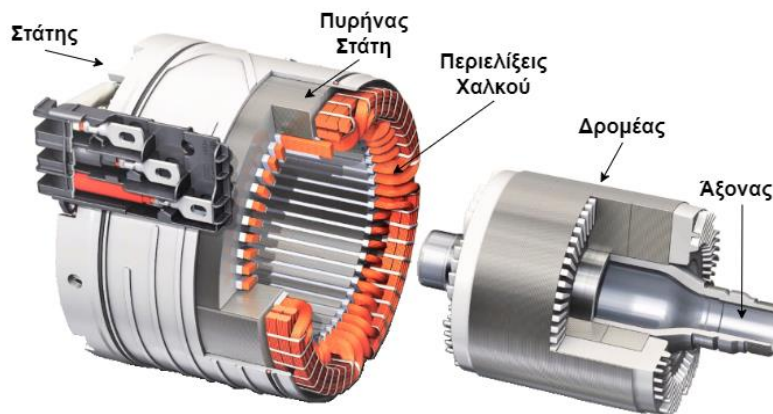
Σχήμα 2.4 Σχηματική αναπαράσταση κινητήρα τύπου IPM. Οι Μόνιμοι Μαγνήτες τοποθετημένοι στο εσωτερικό του δρομέα.

Ενώ στην περίπτωση των SPMSM οι μαγνήτες βρίσκονται εξ' ολοκλήρου εκτεθειμένοι στον κενό χώρο, μεταξύ δρομέα και στάτης, στην περίπτωση των IPMSM, οι μόνιμοι μαγνήτες περιβάλλονται από το υλικό κατασκευής του δρομέα. Λόγω της παρεμβολής του υλικού του δρομέα γύρω από τους μαγνήτες, δημιουργείται ανομοιομορφία στο «μέσο μετάδοσης» του πεδίου και κατ' επέκταση στο ίδιο το μαγνητικό πεδίο. Αυτή η ιδιαιτερότητα αποτελεί χαρακτηριστικό γνώρισμα των IPMSM και το εκμεταλλεύονται οι τεχνικές ελέγχου των ΣΜΜΜ [20], [21], [25].



Σχήμα 2.5 Σχηματική αναπαράσταση κινητήρα τύπου SPM. Οι Μόνιμοι Μαγνήτες τοποθετημένοι στην εξωτερική επιφάνεια του δρομέα.

Στις SPMSM η μαγνητική ανομοιομορφία θεωρείται αμελητέα, διότι το διάκενο αέρα μεταξύ δρομέα και στάτη είναι παντού το ίδιο. Αυτό επίσης αποτελεί ένα χαρακτηριστικό που εκμεταλλεύονται οι τεχνικές διανυσματικού ελέγχου για την οδήγηση των ΣΜΜΜ. Σε αυτές τις μηχανές οι μόνιμοι μαγνήτες τοποθετούνται επάνω στην κυλινδρική επιφάνεια του δρομέα. Εδώ ο κίνδυνος αποκόλλησης των μαγνητών είναι υπαρκτός και μπορεί να συμβεί, είτε λόγω μακράς λειτουργίας της μηχανής σε περιοχή υψηλών στροφών, είτε λόγω των απότομων εναλλαγών στην ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Παρουσιάζουν μειωμένη αντοχή όταν ασκούνται μεγάλες φυγόκεντρες δυνάμεις. Οι SPMSM χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλότερων απαιτήσεων σε σύγκριση με τις IPMSM, αλλά κοστίζουν και λιγότερο. Το τελευταίο οφείλεται στην απλότητα κατασκευής του δρομέα, λόγω της θέσης των μαγνητών [20], [21], [25].



Σχήμα 2.6 Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμου Μαγνήτη της εταιρείας General Motors. Στάτης αριστερά, δρομέας δεξιά [35].

Ο κινητήρας που μοντελοποιείται στις επόμενες παραγράφους, αποτελεί προσομοίωση μίας Brushless AC μηχανής, με ημιτονοειδή κατανομή στα τυλίγματα του στάτη, διαφοράς φάσης 120° . Παρουσιάζει μαγνητική ανομοιομορφία, με τους μαγνήτες θαμμένους στο σώμα του δρομέα (IPM) και προσανατολισμένους σε κατεύθυνση παραγωγής ακτινικής ροής.

2.3 Αρχές Λειτουργίας της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη

Με την εφαρμογή τριφασικών συμμετρικών τάσεων στους ακροδέκτες της ΣΜΜΜ, δημιουργείται περιστρεφόμενη μαγνητεγερτική δύναμη στο διάκενο χώρο μεταξύ στάτη και δρομέα. Αυτό οφείλεται στο είδος της τάσης που εφαρμόζεται και στην κατανομή των τυλιγμάτων του στάτη. Η διαφορά φάσης (120°) των ρευμάτων που διαρρέουν τα τυλίγματα, είναι ίση με τη γωνιακή απόσταση (120°) μεταξύ των ίδιων των τυλιγμάτων που διαρρέονται. Το στρεφόμενο

μαγνητικό πεδίο που σχηματίζεται, είναι σύνθεση των τριών πεδίων που παράγονται από τα τριφασικά τυλίγματα της μηχανής, όταν εφαρμόζεται τριφασική τάση [12], [14], [20], [21], [28].

Από τη μεριά του δρομέα, η μαγνητική ροή οφείλεται στους μόνιμους μαγνήτες, οι οποίοι αναπτύσσουν γύρω τους ένα σταθερό, ισχυρό μαγνητικό πεδίο. Η αλληλεπίδραση των μαγνητικών δυνάμεων των δύο πεδίων, του στρεφόμενου και του σταθερού, έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή ηλεκτρομαγνητικής ροπής (T_e), η οποία τείνει να ευθυγραμμίσει τις μαγνητικές γραμμές των δύο πεδίων. Το γεγονός αυτό εξαναγκάζει το δρομέα σε περιστροφική κίνηση, επιταχυνόμενη, μέχρι τα δύο πεδία να ισοροπήσουν, σε σταθερή ταχύτητα. Όταν αυτό συμβεί, τα δύο πεδία «αγκιστρώνονται» μεταξύ τους και περιστρέφονται με την ίδια ταχύτητα, διατηρώντας σταθερή γωνιακή απόσταση. Ο δρομέας ταυτίζεται πλήρως με την γωνιακή ταχύτητα (ω_r) και τη γωνιακή θέση (θ_r) που αποκτά το πεδίο των μόνιμων μαγνητών σε κάθε χρονική στιγμή, ενώ συγχρονίζεται με την ταχύτητα που περιστρέφεται το πεδίο του στάτη (ω_e), όταν βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση. Οι γωνιακές ταχύτητες ω_r και ω_e είναι ευθέως ανάλογες μεταξύ τους και εξαρτώνται μόνο από το πλήθος των πόλων της μηχανής [12], [14], [20], [21], [23], [28].

Για να γίνει η μετάβαση από την ακινησία στην περιστροφική κίνηση του δρομέα (εκκίνηση μηχανής), η ΣΜΜΜ τροφοδοτείται από ένα τριφασικό σύστημα τάσεων, το οποίο προέρχεται από την έξοδο ενός αντιστροφέα (3-phase VSI). Η τεχνική παλμοδότησης (SVPWM) που εφαρμόζεται στα κυκλώματα ισχύος του αντιστροφέα, δίνει τη δυνατότητα ρύθμισης του πλάτους, της γωνίας και της συχνότητας της τριφασικής τάσης και των ρευμάτων που τροφοδοτούν τον κινητήρα του συστήματος. Τη δυνατότητα ρύθμισης των παραπάνω μεγεθών εκμεταλλεύονται οι τεχνικές ελέγχου, οι οποίες καθοδηγούν τον αντιστροφέα στη διαμόρφωση της τάσης εξόδου του. Χωρίς τη χρήση του αντιστροφέα οι ΣΜΜΜ δεν δύνανται να εκκινήσουν από μόνες τους. Δεν επαρκεί η εφαρμογή μίας μη ελεγχόμενης τάσης δικτύου απ' ευθείας στους ακροδέκτες της μηχανής, διότι αυτό καθιστά αδύνατη τη ρύθμιση της ροής των μαγνητικών πεδίων και ειδικά του πεδίου των μόνιμων μαγνητών, που αναλαμβάνει το ρόλο του πεδίου διέγερσης. Επομένως, ο αντιστροφέας αποτελεί το τεχνολογικό μέσο που εξυπηρετεί τις τεχνικές διανυσματικού ελέγχου, τροφοδοτώντας τον κινητήρα με τα ηλεκτρικά μεγέθη που έχουν υπολογίσει οι ίδιες, με σκοπό να πετύχουν είτε εκκίνηση, είτε περαιτέρω έλεγχο στο υπόλοιπο φάσμα ταχυτήτων [21], [23], [30], [31], [33].

Με την εκκίνηση του δρομέα και καθώς τα δύο μαγνητικά πεδία επιταχύνουν, η μηχανή αποκτά δύο στρεφόμενα μαγνητικά πεδία, το ημιτονοειδούς ροής του στάτη και το σταθερής ροής από τους περιστρεφόμενους πλέον μαγνήτες του δρομέα. Από την κίνηση των μόνιμων μαγνητών επάγεται εναλλασσόμενη τάση στα τυλίγματα του στάτη, γνωστή ως αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη (A-HEΔ,

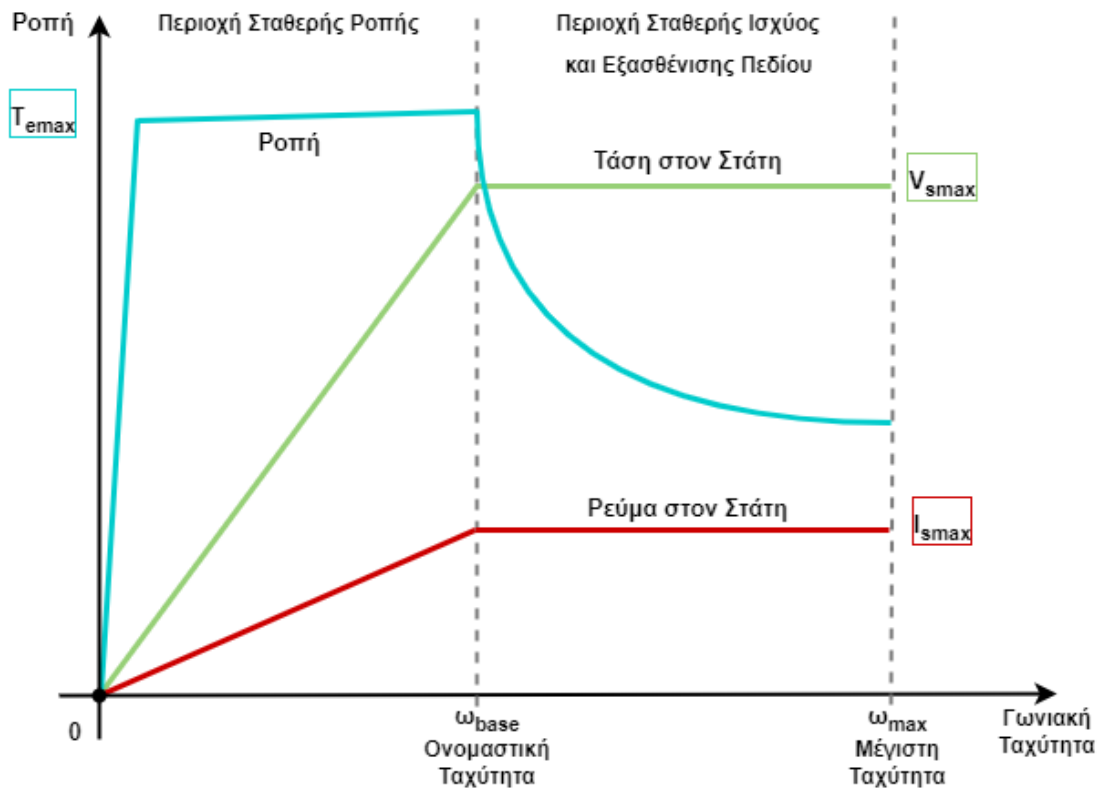
Back Electromotive Force – Back EMF). Στην ουσία η A-HEΔ είναι η τριφασική τάση που παράγεται στους ακροδέκτες της μηχανής όταν αυτή χρησιμοποιείται σε λειτουργία γεννήτριας. Το είδος της τάσης αυτής (ημιτονοειδής ή τραπεζοειδής), είναι το κριτήριο διαχωρισμού των ΣΜΜΜ σε Brushless AC και Brushless DC, όπως αναφέρεται στην παράγραφο 2.2.1, όπου περιγράφεται η κατανομή των τυλιγμάτων στον στάτη. Σε λειτουργία κινητήρα, η τάση εξ' επαγωγής στα τυλίγματα αυξάνεται καθώς επιταχύνει ο δρομέας και παραμένει σταθερή, προσεγγίζοντας την τιμή της τάσης τροφοδοσίας, όσο η ταχύτητα του δρομέα είναι σταθερή (μόνιμη κατάσταση). Το φαινόμενο αυτό, με τον τρόπο που περιγράφεται, λαμβάνει χώρα στην περιοχή λειτουργίας όπου οι ταχύτητες της ΣΜΜΜ είναι μικρότερες της ονομαστικής και ονομάζεται περιοχή λειτουργίας σταθερής ροπής [10], [14], [21].

2.4 Περιοχές Λειτουργίας της Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη

Οι περιοχές λειτουργίας των ΣΜΜΜ διακρίνονται από την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Όταν περιστρέφεται σε ταχύτητες μικρότερες της ονομαστικής ($\omega_r < \omega_B$), τότε ο κινητήρας βρίσκεται στην περιοχή Σταθερής Ροπής, ενώ για ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής ($\omega_r > \omega_B$), η περιοχή λειτουργίας ονομάζεται Σταθερής Ισχύος (ή περιοχή Εξασθένισης Πεδίου). Ονομαστική ταχύτητα περιστροφής ω_B , είναι η τιμή της γωνιακής ταχύτητας που αποκτά ο δρομέας, τη στιγμή που η τάση τροφοδοσίας της μηχανής προσεγγίζει την ονομαστική τάση και γίνεται ίση με αυτήν. Στο Σχήμα 2.7, φαίνονται τα μεγέθη της ροπής, της τάσης και της έντασης στον στάτη, σε συνάρτηση με την γωνιακή ταχύτητα (ω_r) του κινητήρα, ανά περιοχή λειτουργίας [21].

Η μεταβολή των μεγεθών που απεικονίζονται στο διάγραμμα (τάση, ένταση ρεύματος, ροπή), αφορούν τη χρονική περίοδο που ο κινητήρας επιταχύνει μέχρι να φτάσει τη μέγιστη ταχύτητά του (από $\omega_r = 0 \text{ rad/s}$ έως $\omega_r = \omega_{max}$). Το ρεύμα που κυκλοφορεί στα τυλίγματα του στάτη καθ' όλη τη διάρκεια της επιτάχυνσης αυξάνεται, μέχρι να αποκτήσει τη μέγιστή του τιμή (I_{smax} , stator maximum current). Η τάσης τροφοδοσίας ξεκινάει από μηδενικές τιμές και αυξάνεται αναλογικά με την ταχύτητα, μέχρι να φτάσει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή (V_{smax}). Η μέγιστη τιμή της τάσης εφαρμόζεται στους ακροδέκτες της μηχανής, την ίδια χρονική στιγμή που ο δρομέας προσεγγίζει την τιμή της ονομαστικής ταχύτητας (ω_B). Εννοείται ότι δεν μπορεί να εφαρμοστεί τάση μεγαλύτερου μεγέθους από την V_{smax} , λόγω και πάλι των περιορισμών του κατασκευαστή. Η μηχανή συνεχίζει να επιταχύνει σε ταχύτητες μεγαλύτερης της ονομαστικής (ω_B), τροφοδοτούμενη

από την μέγιστη τάση V_{smax} , μέχρι να φτάσει τη μέγιστη ταχύτητα περιστροφής (ω_{max}). Από τα παραπάνω προκύπτει, ότι καθώς η μηχανή επιταχύνει εντός της περιοχής σταθερής ροπής, η κατανάλωση ισχύος αυξάνεται αναλογικά με την αύξηση των στροφών, σε αντίθεση με την περιοχή σταθερής ισχύος, όπου διατηρεί σταθερή, μέγιστη τιμή κατανάλωσης, ενώ ο κινητήρας συνεχίζει να επιταχύνει [21].



Σχήμα 2.7 Περιοχές Λειτουργίας των ΣΜΜΜ. Η μεταβολή των ηλεκτρικών μεγεθών του κινητήρα, μαζί με τη μεταβολή της ροπής, συναρτήσει της γωνιακής ταχύτητας του δρομέα.

Το μέγεθος της ροπής παραμένει στη μέγιστη δυνατή τιμή, για όλη τη χρονική περίοδο που η μηχανή επιταχύνει στην περιοχή σταθερής ροπής ($0 < \omega < \omega_B$). Το χαρακτηριστικό αυτό στη συμπεριφορά της ροπής, αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα των ΣΜΜΜ, υπεύθυνο για τις γρήγορες αποκρίσεις στη συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας και χωρίς τη χρήση κιβωτίου ταχυτήτων. Από την άλλη μεριά, στην περιοχή σταθερής ισχύος, το μέγεθος της ροπής φαίνεται να μειώνεται, όσο η μηχανή συνεχίζει να επιταχύνει, προς επίτευξη της μέγιστης ταχύτητας περιστροφής (ω_{max}). Σαν να «θυσιάζεται» κατά μία έννοια το μέγεθος της ροπής, χάριν των υψηλών στροφών λειτουργίας, μεγαλύτερων της ονομαστικής (ω_B).

Κατά την επιτάχυνση του κινητήρα, εκτός από την αύξηση της τάσης τροφοδοσίας, αυξάνεται και η επαγόμενη τάση (A-HEΔ, Back EMF) στα τυλίγματα του στάτη, από την περιστροφική κίνηση του πεδίου των μόνιμων μαγνητών. Όταν ο δρομέας φτάσει να περιστρέφεται με τις ονομαστικές στροφές, τότε η τάση εξ' επαγωγής και η τάση τροφοδοσίας γίνονται ίσες. Για να συνεχίσει να επιταχύνει ο κινητήρας, θα πρέπει ο λόγος της τάσης τροφοδοσίας προς την επαγόμενη τάση να είναι μεγαλύτερος της μονάδας. Από πλευράς τροφοδοσίας αυτό σημαίνει αύξηση της τάσης, πάνω από την τιμή V_{smax} , ρύθμιση απαγορευτική, λόγω των ορίων λειτουργίας. Επομένως, εστιάζοντας στην τιμή της A-HEΔ και διατηρώντας την σε χαμηλότερα επίπεδα από την τάση τροφοδοσίας, ο δρομέας μπορεί και επιταχύνει πέρα της ονομαστικής ταχύτητας, μέχρι την ω_{max} . Για να διατηρηθεί η A-HEΔ στα επιθυμητά επίπεδα και με δεδομένο ότι ο αριθμός των στροφών δεν βοηθάει στην περιοχή σταθερής ισχύος, αλλά αντιθέτως συμβάλει αρνητικά όσο αυξάνεται, η μόνη λύση είναι να αποδυναμωθεί το μαγνητικό πεδίο που επάγει την τάση αυτή στα τυλίγματα. Στην περίπτωση των συμβατικών σύγχρονων μηχανών, με τυλίγματα χαλκού στο δρομέα (αντί για μόνιμους μαγνήτες), η ρύθμιση του πεδίου διέγερσης είναι απλή και άμεση, μέσω του ρεύματος που ρέει στα τυλίγματα αυτά. Στις ΣΜΜΜ το πεδίο των μόνιμων μαγνητών αποδυναμώνεται, μέσω της τεχνικής Διανυσματικού Ελέγχου που στοχεύει στην εξασθένιση του πεδίου του δρομέα, με την εφαρμογή πεδίου αντίθετης φοράς. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της συνολικής ροής στο διάκενο και την επιτάχυνση του δρομέα σε ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής [4], [14], [21], [23].

Επίσης, από τα παραπάνω εξηγείται και η συμπεριφορά της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (T_e), στο διάγραμμα του Σχήματος 2.7, στην περιοχή σταθερής ισχύος. Από τη στιγμή που αποδυναμώνεται η αμοιβαία ροή στο διάκενο, είναι αδύνατο να διατηρηθεί η μέγιστη τιμή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, όπως αυτή αποδίδεται στην περιοχή λειτουργίας σταθερής ροπής, όπου τα μαγνητικά πεδία παρέχουν τη μέγιστη ροή τους.

2.5 Μαθηματικό μοντέλο Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη

2.5.1 Γενικευμένες εξισώσεις κατάστασης λειτουργίας ΣΜΜΜ

Μέχρι και τη δεκαετία του 1920, τα ηλεκτρικά μεγέθη που τροφοδοτούν τη μηχανή και τα μεγέθη που αναπτύσσονται κατά τη λειτουργία της, περιγράφονταν μέσω χρονικών συναρτήσεων ημιτονοειδούς μορφής, στο τριφασικό σύστημα αναφοράς του στάτη (A-B-C). Η κλασική εξίσωση

που περιγράφει το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο, το οποίο σχηματίζεται από την σύνθεση των πεδίων των τριών φάσεων, μεταβάλλεται συναρτήσει του τόπου και του χρόνου. Μεγάλη πολυπλοκότητα παρουσιάζει ο υπολογισμός της συνολικής ροής στο διάκενο, η οποία περιλαμβάνει και τη ροή των μόνιμων μαγνητών που στρέφονται μαζί με το δρομέα. Επιπλέον, στις διαφορικές εξισώσεις των χρονικά μεταβαλλόμενων φασικών τάσεων του στάτη, εμπλέκονται μεταβλητοί συντελεστές που αντιπροσωπεύουν τις αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων των τριών φάσεων, τις επαγωγές που αναπτύσσονται μεταξύ τους, καθώς και τις μαγνητικές ροές των μαγνητών του δρομέα που επάγουν τάση στα τυλίγματα του στάτη. Τη μεταβολή στα μεγέθη των επαγωγών και των αυτεπαγωγών, επηρεάζει επίσης η γωνιακή θέση του δρομέα, η οποία προσθέτει πολυπλοκότητα στις εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία της μηχανής. Παρακάτω οι εξισώσεις που περιγράφουν τη γενική κατάσταση λειτουργίας της ΣΜΜΜ [6], [10], [11], [14], [21], [23].

$$U_A = R_s I_A + \frac{d(\lambda_A)}{dt} \quad (2.1)$$

$$U_B = R_s I_B + \frac{d(\lambda_B)}{dt} \quad (2.2)$$

$$U_C = R_s I_C + \frac{d(\lambda_C)}{dt} \quad (2.3)$$

Για:

$$\lambda_A = L_{AA} I_A + L_{AB} I_B + L_{AC} I_C + \lambda_{Apm} \quad (2.4)$$

$$\lambda_B = L_{BA} I_A + L_{BB} I_B + L_{BC} I_C + \lambda_{Bpm} \quad (2.5)$$

$$\lambda_C = L_{CA} I_A + L_{CB} I_B + L_{CC} I_C + \lambda_{Cpm} \quad (2.6)$$

Όπου L_{AA} , L_{BB} , L_{CC} οι αυτεπαγωγές στα τυλίγματα των φάσεων Α, Β, C αντίστοιχα. Οι συντελεστές L_{AB} , L_{AC} , L_{BA} , L_{BC} , L_{CA} , L_{CB} παριστάνουν τις αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων των φάσεων. Οι φασικές πεπλεγμένες ροές λ_{Apm} , λ_{Bpm} και λ_{Cpm} , που προστίθενται στο τέλος των εξισώσεων, παράγονται από τους μόνιμους μαγνήτες του δρομέα και επάγουν τάση στα τυλίγματα της κάθε φάσης.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι οι φασικές τάσεις U_A , U_B και U_C υπολογίζονται από την πρόσθεση επί μέρους τάσεων. Την πτώση τάσης στις ωμικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων, την τάση

εξ' επαγωγής λόγω της σχετικής κίνησης μεταξύ στάτη (τυλίγματα) και δρομέα (μόνιμοι μαγνήτες) και την τάση εξ' επαγωγής λόγω της μεταβολής της μαγνητικής ροής στη μονάδα του χρόνου.

2.5.2 Μετασχηματισμός Park

Το 1929 ο Αμερικανός Robert H. Park (1902 – 1994), δημοσίευσε ερευνητικό άρθρο όπου διατύπωνε έναν μετασχηματισμό στα μεγέθη που περιγράφουν τη λειτουργία της σύγχρονης τριφασικής μηχανής. Από το σταθερό πλαίσιο αναφοράς του στάτη, τα μεγέθη μετασχηματίζονται και μεταφέρονται στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα. Στο πλαίσιο αναφοράς του δρομέα τα μεγέθη αναπαρίστανται σε ορθογώνιο σύστημα αξόνων (d-q), το οποίο περιστρέφεται σύγχρονα. Ο δρομέας και το πλαίσιο αναφοράς d-q περιστρέφονται μαζί, με την ίδια ταχύτητα ω_r , με μηδενική γωνιακή απόσταση μεταξύ τους. Ότι ισχύει για την γωνιακή ταχύτητα του δρομέα στη μόνιμη κατάσταση, ισχύει και για το σύστημα αναφοράς d-q. Όταν δηλαδή ο δρομέας και το σύστημα d-q, περιστρέφονται με σταθερή ταχύτητα, τότε αυτή η ταχύτητα (ω_r) ισούται με τη γωνιακή ταχύτητα που περιστρέφεται η μαγνητική ροή των τυλιγμάτων του στάτη (ω_e) και συμπίπτει με τη θεμελιώδη συχνότητα f_e των ηλεκτρικών μεγεθών του στάτη (τάση, ένταση). Με την εφαρμογή του μετασχηματισμού Park, τα ηλεκτρομαγνητικά μεγέθη που αφορούν τα τυλίγματα του στάτη, μετατρέπονται σε μεταβλητές οι οποίες συμπεριφέρονται σαν ισοδύναμα υποτιθέμενα τυλίγματα που στρέφονται μαζί με το δρομέα στη σύγχρονη ταχύτητα. Επομένως, ο δρομέας είναι πλέον ακίνητος ως προς τα τυλίγματα του στάτη και η γωνιακή του θέση (θ) ως προς αυτά απαλείφεται από όλες τις εξισώσεις που την περιλάμβαναν. Αποτέλεσμα αυτών, είναι η απλοποίηση των χρονομεταβλητών μεγεθών, σε μεγέθη σταθερά ως προς το χρόνο και η εξάλειψη όλων των επαγωγών που περιέπλεκαν τις εξισώσεις των τάσεων στο τριφασικό διανυσματικό πλαίσιο αναφοράς, όπου ήταν εξαρτώμενες από τη γωνιακή θέση του δρομέα [21].

Αυτή η προσέγγιση του εφευρέτη Robert H. Park, ανέδειξε νέες δυνατότητες των σύγχρονων μηχανών και έδωσε το έναυσμα για σχεδιασμό νέων στρατηγικών ελέγχου. Η επιμονή των σχεδιαστών για όλο και μεγαλύτερη εκμετάλλευση των νέων δυνατοτήτων, έφερε στο προσκήνιο την τεχνική του Διανυσματικού Ελέγχου και όλες τις μεταγενέστερες τεχνικές που βασίζονται σε αυτήν. Παρακάτω αναφέρεται η μήτρα των εξισώσεων που χρησιμοποιείται για το μετασχηματισμό Park. Επίσης, στην επόμενη παράγραφο απεικονίζονται τα μετασχηματισμένα μεγέθη της έντασης (I_{sd}, I_{sq}) στο πλαίσιο αναφοράς d-q (Σχήμα 2.8) και αναλύονται οι απλοποιημένες εξισώσεις των

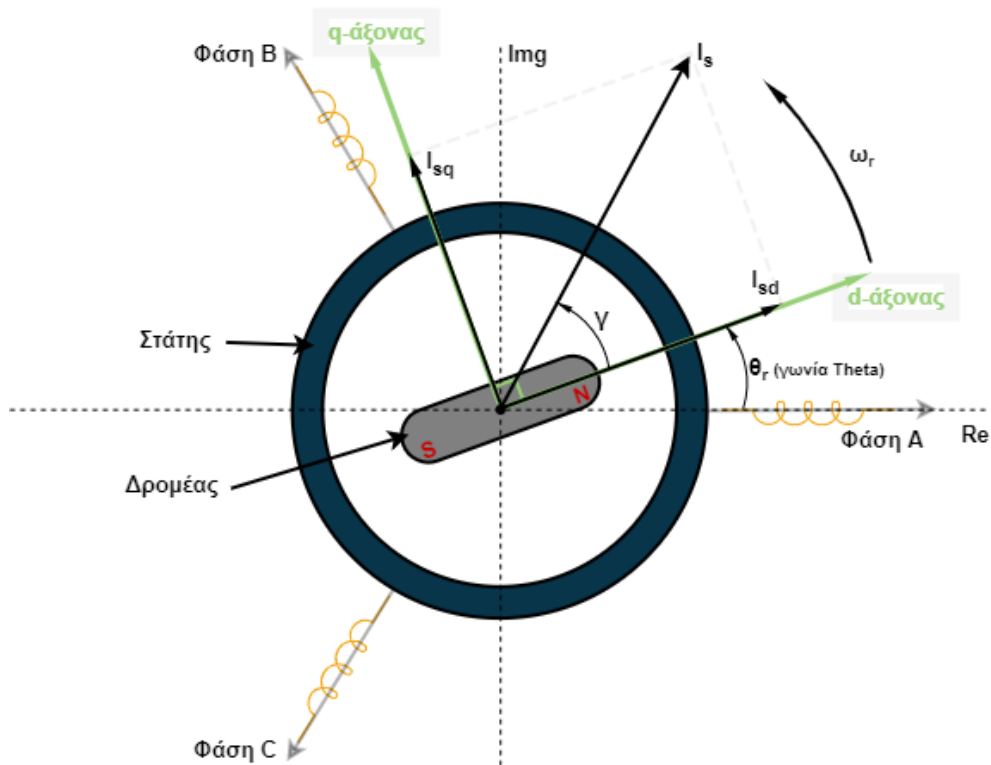
μετασχηματισμένων μεγεθών, από τις οποίες απαρτίζεται το μοντέλο της ΣΜΜΜ της προσομοίωσης.

Γενικότερα, για να μεταφραστεί οποιοδήποτε τριφασικό συμμετρικό μέγεθος σε διάνυσμα επάνω στο πλαίσιο αναφοράς d-q, χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις του Park. Τα τρία φασικά μεγέθη τοποθετούνται σε ένα πίνακα διαστάσεων [3,1] που πολλαπλασιάζεται με τις εξισώσεις του Park, οι οποίες είναι επίσης τοποθετημένες σε πίνακα, με διαστάσεις [3,3]. Το αποτέλεσμα της πράξης αποδίδει δύο συνιστώσες (μία για τον άξονα d και μία για τον άξονα q), οι οποίες συνθέτουν το διάνυσμα στο πλαίσιο αναφοράς d-q, με όλα τα χαρακτηριστικά του (μέτρο, διεύθυνση και φορά). Η τρίτη συνιστώσα V_{s0} εμφανίζει τιμές μόνο όταν υπάρχει ασυμμετρία στο τριφασικό μέγεθος που μετασχηματίζεται (στο παράδειγμα η τάση V_{abc}). Όταν τα τριφασικά μεγέθη είναι συμμετρικά, όπως στην περίπτωση των Brushless AC μηχανών, τότε η V_{s0} είναι ίση με μηδέν και χαρακτηρίζεται ως «μηδενική συνιστώσα». Ενδεικτικά, η πράξη του μετασχηματισμού Park για την τριφασική τάση V_{abc} [14], [21]:

$$\begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \\ V_{s0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 120) & \cos(\theta_r + 120) \\ \sin\theta_r & \sin(\theta_r - 120) & \sin(\theta_r + 120) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

2.5.3 Εξισώσεις της ΣΚΜΜ στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q

Στο Σχήμα 2.8 είναι σχεδιασμένα τα δύο πλαίσια αναφοράς, το σταθερό A-B-C και το σύγχρονα περιστρεφόμενο d-q. Ο δρομέας της μηχανής παρομοιάζεται σχηματικά με έναν μαγνήτη, ενώ με κόκκινα γράμματα είναι σημειωμένοι οι πόλοι του. Αυτό διευκολύνει στην αναπαράσταση της διεύθυνσης και της φοράς του διανύσματος της μαγνητικής ροής των μαγνητών του δρομέα. Στην ίδια κατεύθυνση προεκτείνεται το θετικό μέρος του οριζόντιου άξονα d, του πλαισίου αναφοράς d-q. Επάνω σε αυτή τη νοητή ευθεία ταυτίζεται η θέση του δρομέα με τη θέση του συστήματος d-q, διατηρώντας μηδενική γωνιακή απόσταση μεταξύ τους και ίδια κινητική κατάσταση. Η αρχή των αξόνων d και q βρίσκεται στο κέντρο του μαγνήτη-δρομέα, με την θετική προέκταση του άξονα q να προηγείται κατά 90° από την αντίστοιχη του άξονα d. Στο διάγραμμα του Σχήματος 2.8 σημειώνονται επίσης, η ταχύτητα περιστροφής ω_r και η γωνιακή θέση θ_r του δρομέα και του πλαισίου d-q, ως προς το μαγνητικό άξονα της Φάσης A του στάτη. Στο περιστρεφόμενο πλαίσιο d-q, διακρίνονται επάνω στους άξονες οι μετασχηματισμένες συνιστώσες (I_{sd} και I_{sq}) κατά Park, οι οποίες συνθέτουν το διάνυσμα του ρεύματος I_s (ένταση ρεύματος στα τυλίγματα του στάτη) [21].



Σχήμα 2.8 Αναπαράσταση του πλαισίου αναφοράς d-q, επάνω στον περιστρεφόμενο δρομέα. Διακρίνεται και το σταθερό τριφασικό σύστημα αναφοράς A-B-C, όπου οι τρεις μαγνητικοί άξονές του είναι σημειωμένοι με πηλινά.

Παρακάτω αναγράφονται οι εξισώσεις που περιγράφουν τη ΣΜΜΜ στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q, όπως διαμορφώνονται μετά από το μετασχηματισμό όλων των τριφασικών μεγεθών.

Οι εξισώσεις των τάσεων της ΣΜΜΜ για τον άξονα d και τον άξονα q [10], [11], [21], [23]:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_r \lambda_{sq} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} \quad (2.7)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_r \lambda_{sd} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} \quad (2.8)$$

$$V_{s0} = 0 \quad (2.9)$$

όπου: λ_{sd} , η πεπλεγμένη ροή του στάτη στον άξονα d

λ_{sq} , η πεπλεγμένη ροή του στάτη στον άξονα q

R_s , ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη

Οι εξισώσεις των μαγνητικών ροών κατά d και q:

$$\lambda_{sd} = L_d I_{sd} + \lambda_m \quad (2.10)$$

$$\lambda_{sq} = L_q I_{sq} \quad (2.11)$$

$$\lambda_{s0} = 0 \quad (2.12)$$

όπου L_d , η αυτεπαγωγή του άξονα d

L_q , η αυτεπαγωγή του άξονα q

λ_m , η πεπλεγμένη (λόγω περιστροφής) ροή των μόνιμων μαγνητών, όπως παρατηρείται

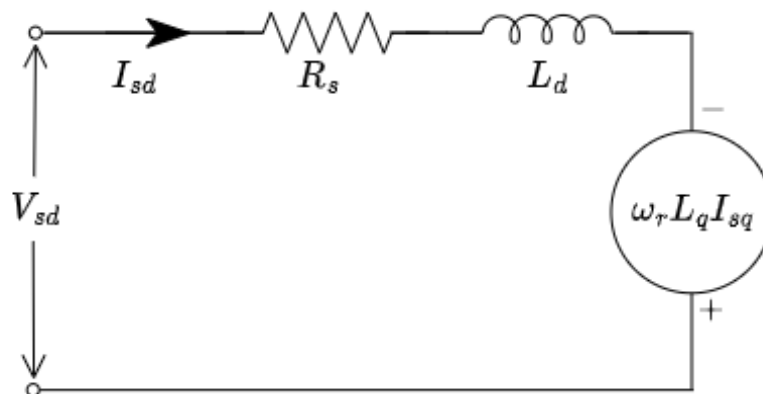
από τα τυλίγματα του στάτη

Μετά από αντικατάσταση των ροών (2.10), (2.11) στις εξισώσεις των τάσεων (2.7) και (2.8), οι τάσεις διαμορφώνονται ως εξής [10], [11], [21], [23]:

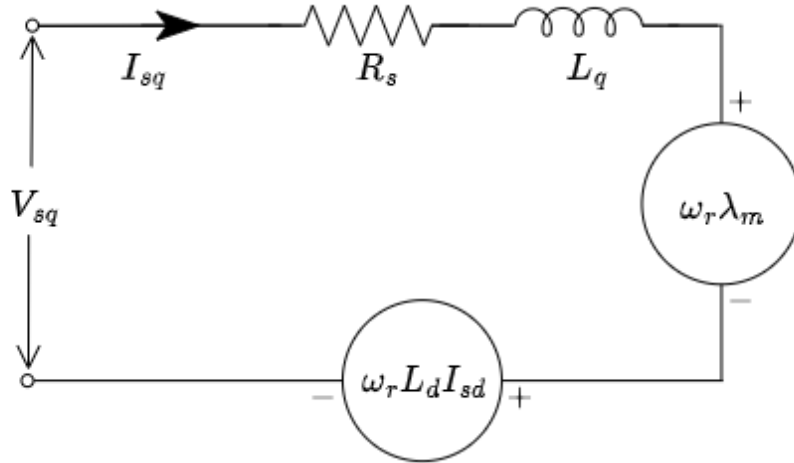
$$V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_r L_q I_{sq} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (2.13)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_r L_d I_{sd} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_r \lambda_m \quad (2.14)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις (2.13 και 2.14) προκύπτουν τα ισοδύναμα κυκλώματα της ΣΜΜΜ για τους άξονες d και q, όπως παρουσιάζονται στις Εικόνες 2.9 και 2.10. Επειδή $V_{s0} = 0$, το ισοδύναμο κύκλωμα της μηδενικής συνιστώσας παραλείπεται [17], [21], [23].



Σχήμα 2.9 Ισοδύναμο κύκλωμα Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη για τον άξονα d.



Σχήμα 2.10 Ισοδύναμο κύκλωμα Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη για τον άξονα q.

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή (T_e) που αναπτύσσεται στις ΣΜΜΜ μπορεί επίσης να υπολογιστεί από τα μετασχηματισμένα μεγέθη του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου d-q. Η εξίσωση που περιγράφει την T_e συναρτήσει των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} είναι η παρακάτω:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_{sd}I_{sq} - \lambda_{sq}I_{sd}) \quad (2.15)$$

όπου p , το πλήθος των ζευγών, των πόλων της μηχανής

Μετά από αντικατάσταση των (2.10) και (2.11) στην (2.15), η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής παίρνει την μορφή:

$$T_e = \frac{3}{2}p[\lambda_m I_{sq} + (L_d - L_q)I_{sd}I_{sq}] \quad (2.16)$$

Σε αυτό το σημείο, αξίζει να γίνει επαναφορά στο θέμα της τοπολογίας των μόνιμων μαγνητών και στον κατασκευαστικό διαχωρισμό που γίνεται στην Παράγραφο 2.2.2, σε μηχανές SPM και IPM, ανάλογα με τη θέση των μαγνητών στο σώμα του δρομέα. Το μέγεθος της ανομοιομορφίας που παρουσιάζεται στο διάκενο αέρα μεταξύ δρομέα και στάτη, το χαρακτηρίζουν οι σταθερές πλέον τιμές των επαγωγών (L_d και L_q), όπως αυτές αναπτύσσονται ως διανύσματα στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q. Στις IPMSM η τοποθέτηση των μαγνητών στο εσωτερικό του δρομέα προκαλεί ανομοιομορφία στο ενεργό μήκος των αξόνων, με αποτέλεσμα το ένα μήκος να είναι μεγαλύτερο από το άλλο. Αυτό σημαίνει ότι η τιμή (μέτρο) των επαγωγών στον άξονα d είναι διαφορετική από την τιμή στον άξονα q ($L_d \neq L_q$), με αποτέλεσμα να εμφανίζεται εκτυπότητα, μεγέθους ανάλογου της διαφοράς των δύο επαγωγών L_d και L_q . Οι τιμές αυτές συγκαταλέγονται

στα χαρακτηριστικά των ΣΜΜΜ και δίνονται από τον κατασκευαστή. Στις μηχανές Επιφανειακά τοποθετημένου Μόνιμου Μαγνήτη (SPMSM), όπου υπάρχει ομοιομορφία στο διάκενο και επομένως ισορροπία στο ενεργό μήκος των αξόνων d και q, οι τιμές των επαγωγών είναι σχεδόν ίσες μεταξύ τους ($L_d \cong L_q$) [4], [20], [21], [25].

Διαμορφώνοντας την εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (2.16) στην παρακάτω μορφή (2.17), εύκολα βγαίνει το συμπέρασμα ότι η T_e προκύπτει από την άθροιση δύο ποσοτήτων.

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_m I_{sq}) + \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)I_{sd}I_{sq}] \quad (2.17)$$

Στην περίπτωση των SPMSM, όπου ισχύει $L_d \cong L_q$, ο δεύτερος όρος της πρόσθεσης μηδενίζεται, λόγω της αφαίρεσης $L_d - L_q$. Αυτό σημαίνει ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή που αναπτύσσεται στις SPM μηχανές, εξαρτάται αποκλειστικά από την ποσότητα του ρεύματος I_{sq} . Τα ζεύγη των πόλων (p) είναι σταθερός αριθμός, το ίδιο και η μαγνητική ροή των μόνιμων μαγνητών (λ_m). Η εξίσωση που υπολογίζει την ηλεκτρομαγνητική ροπή των SPM μηχανών απλοποιείται σε [4], [20], [25]:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_m I_{sq}) \quad (2.18)$$

Η τεχνική Διανυσματικού Ελέγχου που εκμεταλλεύεται αυτό το χαρακτηριστικό των SPMSM, είναι η τεχνική Προσανατολισμένου Πεδίου ZDAC (Zero Direct Axis Current). Κατά την εφαρμογή της τεχνικής ZDAC ρυθμίζεται η ποσότητα του ρεύματος I_{sq} , ενώ επιβάλλεται μηδενική ποσότητα στο ρεύμα του άξονα d ($I_{sd} = 0$) [4], [20], [25].

Στην περίπτωση όμως των IPMSM, παράγεται μία επιπλέον ποσότητα ροπής, η οποία εμφανίζεται ως ροπή αντίδρασης (T_{er} , reluctance torque), στην εξίσωση της ηλεκτρικής ροπής T_e . Όσο μεγαλύτερη είναι η ανομοιομορφία που χαρακτηρίζει μία μηχανή τύπου IPM, τόσο μεγαλύτερο είναι το μέγεθος της T_{er} που αναπτύσσεται. Η εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής θα μπορούσε επίσης να γραφεί συναρτήσει της γωνίας του συνολικού ρεύματος I_s , το οποίο προκύπτει από την σύνθεση των I_{sd} και I_{sq} , στο πλαίσιο αναφοράς d-q [4], [20], [25].

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_m I_s \sin\gamma) + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)I_s^2 \sin 2\gamma \quad (2.19)$$

$$\text{για} \quad I_{sd} = I_s \cos\gamma \quad (2.20)$$

$$I_{sq} = I_s \sin\gamma \quad (2.21)$$

όπου γ , η γωνία ροπής (και του ρεύματος I_s).

Η παραπάνω μορφή της εξίσωσης της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (2.19), βοηθάει στον προσδιορισμό της γωνίας γ , όταν επιτυγχάνεται τιμή μέγιστης ηλεκτρικής ροπής. Στην περίπτωση των SPMSM, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, ο δεύτερος όρος στην εξίσωση της ροπής T_e απαλείφεται. Επομένως, εύκολα προκύπτει το συμπέρασμα, ότι η μέγιστη τιμή της ροπής για κινητήρες τύπου SPM, επιτυγχάνεται για γωνία ροπής $\gamma = 90^\circ$. Στην περίπτωση των IPMSM δεν συμβαίνει το ίδιο. Για την απόδοση της μέγιστης ηλεκτρικής ροπής T_e , η γωνία γ θα πρέπει να ξεπεράσει τις 90° , όπως αυτό προκύπτει από την εξίσωση (2.19). Αυτό σημαίνει ότι συμβάλουν και οι δύο συνιστώσες του ρεύματος I_s , για να παραχθεί η μέγιστη T_e σε μηχανές τύπου IPM και μάλιστα η συνιστώσα I_{sd} θα πρέπει να λάβει αρνητικές τιμές ($\gamma > 90^\circ$, 2^ο τεταρτημόριο στο σύστημα d-q). Η απολαβή της μέγιστης ηλεκτρικής ροπής T_e , για κάποια τιμή του ρεύματος I_s , δεν εξασφαλίζει και τη μέγιστη απόδοση των IPM μηχανών. Για να επιτευχθεί η μέγιστη απόδοση, θα πρέπει να ρυθμιστεί το διάνυσμα του ρεύματος I_s από κατάλληλο αλγόριθμο Διανυσματικού Ελέγχου. Στις IPMSM η συνολική ηλεκτρική ροπή T_e εμπεριέχει τη σύγχρονη ροπή T_{es} και την ροπή αντίδρασης T_{er} [20], [25].

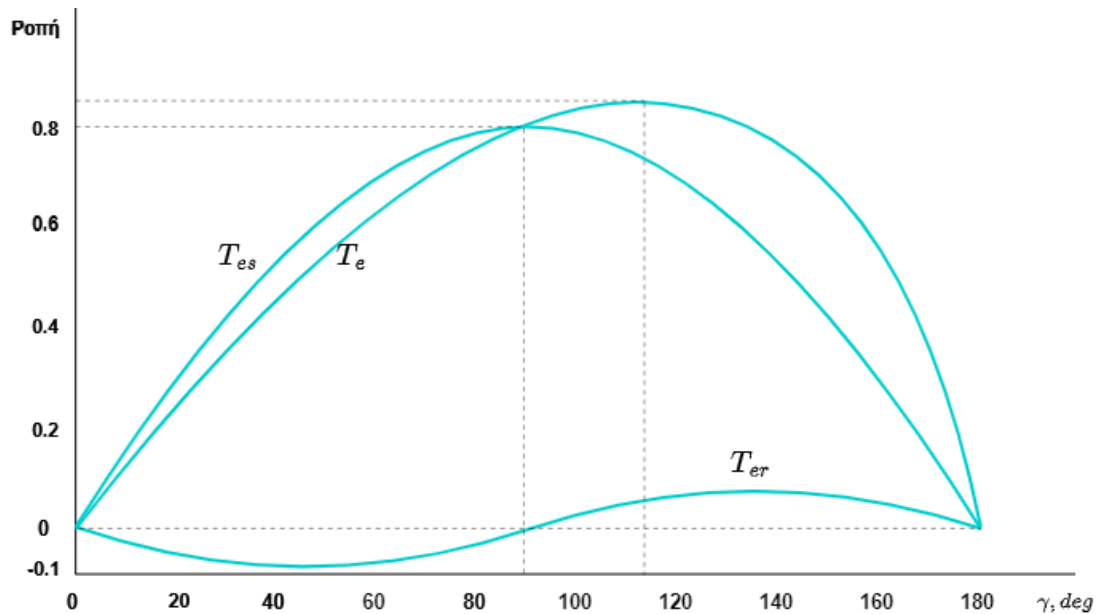
$$T_e = T_{es} + T_{er} \quad (2.22)$$

$$T_{es} = \frac{3}{2} p \lambda_m I_s \sin \gamma \quad (2.23)$$

$$T_{er} = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I_s^2 \sin 2\gamma \quad (2.24)$$

Το χαρακτηριστικό γνώρισμα των IPM μηχανών, που παρουσιάζουν υψηλή εκτυπότητα, το εκμεταλλεύονται οι τεχνικές ελέγχου που δραστηριοποιούνται στο δεύτερο τεταρτημόριο του πλαισίου d-q, όπως η τεχνική Εξασθένισης Πεδίου (FW) ή η τεχνική Μέγιστης Ροπής Ανά Ampere (MTPA). Αυτού του τύπου οι μηχανές είναι ανθεκτικότερες στην επιβολή αντίθετου πεδίου, όταν στόχος της τεχνικής ελέγχου είναι η αποδυνάμωση του πεδίου των μόνιμων μαγνητών. Η εκτυπότητα των IPM αυξάνει τα όρια αποδυνάμωσης πεδίου, δίνοντας έτσι περιθώρια, είτε για μεγαλύτερες ταχύτητες περιστροφής, είτε για βέλτιστη διαχείριση της κατανάλωσης του συστήματος [20], [25].

Στο διάγραμμα του Σχήματος 2.11, απεικονίζονται η σύγχρονη ροπή (T_{es}), η ροπή αντίδρασης (T_{er}) και η συνολική ηλεκτρομαγνητική ροπή (T_e), σε συνάρτηση με τη γωνία γ .



Σχήμα 2.11 Αναπαράσταση ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e , σύγχρονης ροπής T_{es} και ροπής αντίδρασης T_{er} συναρτήσει της γωνίας γ .

Ακόμα μία εξίσωση αναγκαία για την περιγραφή της λειτουργίας της ΣΜΜΜ και τη σύνθεση του μαθηματικού της μοντέλου, είναι αυτή που σχετίζει την ηλεκτρική ροπή με την παράγωγο της γωνιακής ταχύτητας, όταν στον άξονα ασκείται κάποιο φορτίο.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e - T_m - B\omega_r}{J} \quad (2.25)$$

όπου T_m , η ροπή του φορτίου

J , η ροπή αδράνειας του δρομέα της μηχανής

B , ο συντελεστής τριβών

Στην περίπτωση που οι τριβές θεωρηθούν αμελητέες, ο όρος $B\omega_r$ μηδενίζεται. Όταν ο κινητήρας λειτουργεί στο κενό, χωρίς φορτίο και με τις τριβές να θεωρούνται ανύπαρκτες, η εξίσωση (2.25) μετατρέπεται στην παρακάτω μορφή:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e}{J} \quad (2.26)$$

Με ολοκλήρωση της γωνιακής ταχύτητας ω_r του δρομέα, προκύπτει η γωνία θ_r , που αποδίδει τη θέση του δρομέα για κάθε χρονική στιγμή, καθ' όσο περιστρέφεται.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.27)$$

Η σχέση της ηλεκτρικής ταχύτητας ω_e με τη μηχανική ταχύτητα ω_r είναι ευθέως ανάλογη και εξαρτάται μόνο από το πλήθος των ζευγών των πόλων της μηχανής. Η ίδια σχέση αναλογίας ισχύει και για την ηλεκτρική γωνία θ_e , με την γωνία θ_r του δρομέα.

$$\omega_e = p\omega_r \quad (2.28)$$

$$\theta_e = p\theta_r \quad (2.29)$$

Οι εξισώσεις των τάσεων (2.13), (2.14), οι εξισώσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε σχέση με τα ρεύματα (2.16) ή με την παράγωγο της γωνιακής ταχύτητας (2.26) και οι σχέσεις που υπολογίζουν τη θέση του δρομέα (2.27), τη θέση του στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου του στάτη (2.29) και την ταχύτητά του (2.28), αποτελούν τα «συστατικά» για τη σύνθεση του μαθηματικού μοντέλου των IPMSM. Οι ίδιες εξισώσεις χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση των κυκλωμάτων του κινητήρα στην προσομοίωση, στο περιβάλλον του λογισμικού Simulink.

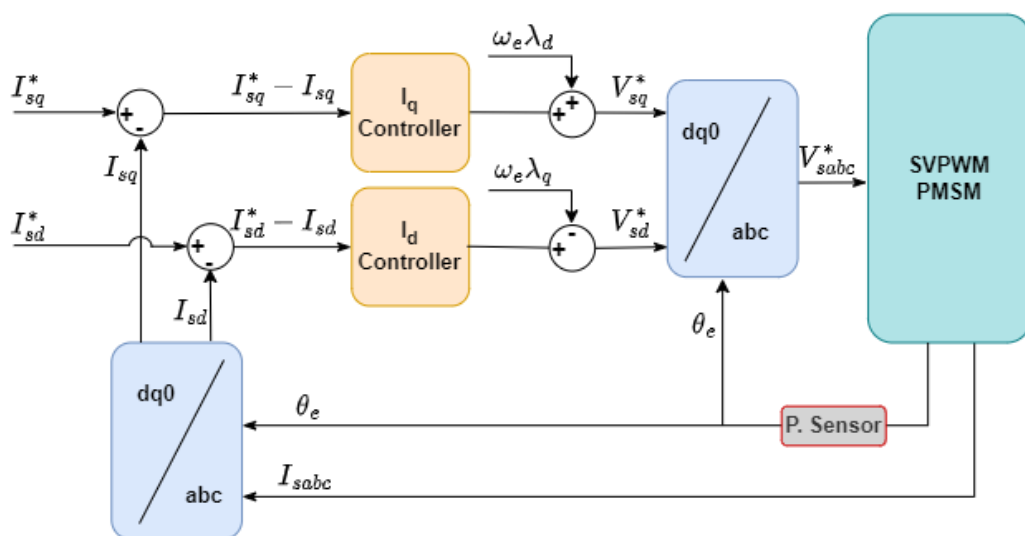
Οι τιμές που δίνονται από τον κατασκευαστή και αποτελούν χαρακτηριστικά μεγέθη του κινητήρα της προσομοίωσης, είναι τα εξής: $R_s = 2.5\Omega$, $I_{smax} = 12A$, $p = 1$, $\omega_r = 3000rpm$, $J = 0.089Kgm^2$, $\lambda_m = 0.5Weber$, $L_d = 0.21H$, $L_q = 0.4H$.

Κεφάλαιο 3

Τεχνική Ελέγχου Μέγιστης Ροπής Ανά Αμπέρ - Maximum Torque Per Ampere (MTPA)

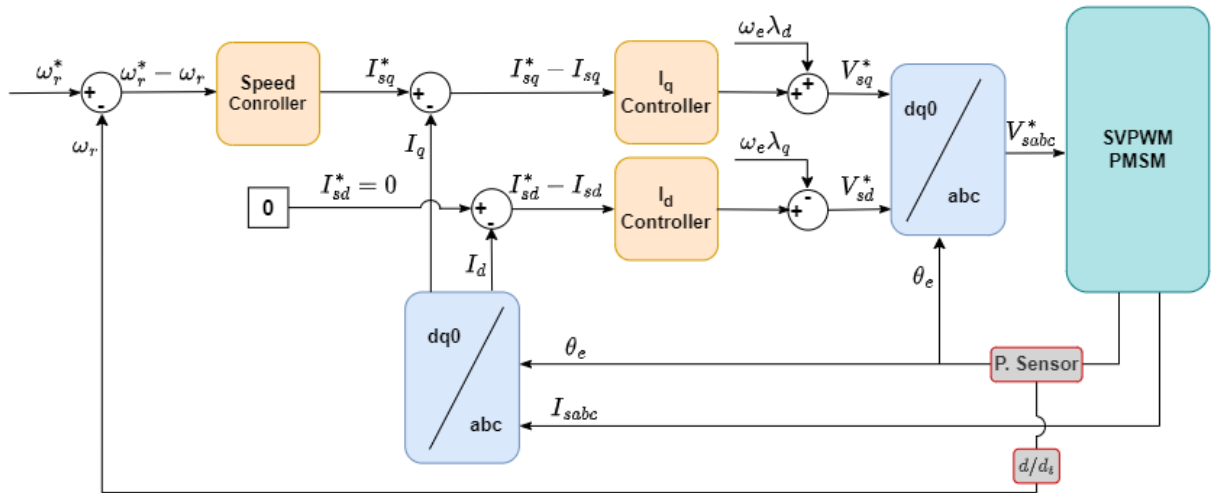
3.1 Διανυσματικός Έλεγχος - Έλεγχος Προσανατολισμένου Πεδίου

Καθώς γίνεται η ανάλυση των ηλεκτρομαγνητικών μεγεθών των ΣΜΜΜ στο πλαίσιο αναφοράς d-q, αντίστοιχα, οι τεχνικές Διανυσματικού Ελέγχου δρουν στο ίδιο πλαίσιο αναφοράς, με σκοπό να ρυθμίσουν τα παραπάνω μεγέθη. Ο έλεγχος πραγματοποιείται μέσω των ρευμάτων του στάτη I_{sd} και I_{sq} , τα οποία μετατρέπονται σε τάσεις που τροφοδοτούν τον κινητήρα. Στο Σχήμα 3.1 παρουσιάζεται το βασικό διάγραμμα του Διανυσματικού Ελέγχου, όπου φαίνεται η απόζευξη των δύο ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} , τα οποία ρυθμίζονται ξεχωριστά και επηρεάζουν διαφορετικά μεγέθη. Μέσω του ρεύματος I_{sd} ελέγχεται η αμοιβαία ροή, ενώ μέσω του I_{sq} ελέγχεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή. Βασική προϋπόθεση για την εφαρμογή του Διανυσματικού Ελέγχου είναι η γνωστοποίηση της γωνίας θ_e , που γίνεται μέσω του αισθητήρα θέσης (Position Sensor). Η μεταφορά των ηλεκτρικών μεγεθών, από το στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q, στο σταθερό πλαίσιο a-b-c και αντίστροφα, πραγματοποιούνται με τις εξισώσεις του Park [27].



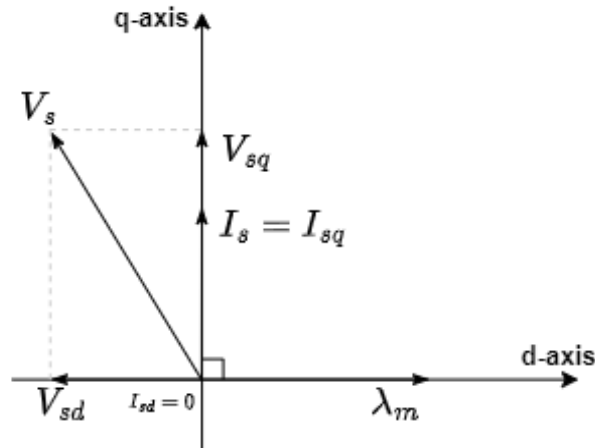
Σχήμα 3.1 Βασικό διάγραμμα Διανυσματικού Ελέγχου.

Οι τεχνικές Διανυσματικού Ελέγχου διαφοροποιούνται κυρίως από τον τρόπο που ρυθμίζουν οι αλγόριθμοί τους τα ρεύματα I_{sd} και I_{sq} . Χρησιμοποιούν έναν ελεγκτή (συνήθως ταχύτητας), στον οποίο γνωστοποιείται η πραγματική ταχύτητα του κινητήρα (ω_r) και υπολογίζεται η διαφορά της από τη ζητούμενη (ω_r^* , ταχύτητα αναφοράς). Ανάλογα με το σφάλμα ($\omega_r^* - \omega_r$), η εκάστοτε τεχνική ελέγχου υπολογίζει και αποδίδει την τιμή των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} , βάσει των αλγορίθμων της [27].



Σχήμα 3.2 Διάταξη ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου (Field Oriented Control - FOC), τεχνική ZDAC (Zero Direct Axis Current).

Το Σχήμα 3.2 είναι ένα παράδειγμα τεχνικής ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου. Έχει προστεθεί ο εξωτερικός βρόγχος, που ενημερώνει τον ελεγκτή ταχύτητας (Speed Controller) για την πραγματική ταχύτητα του δρομέα ω_r . Ο ελεγκτής ταχύτητας μεταφράζει το σφάλμα εισόδου $\omega_r^* - \omega_r$ σε ροπή αναφοράς T_e^* και κατ' επέκταση σε ρεύμα αναφοράς I_{sq}^* , κατάλληλο για την οδήγηση του κινητήρα στην επιθυμητή ταχύτητα αναφοράς ω_r^* . Η τεχνική που εφαρμόζεται είναι η ZDAC (Zero Direct Axis Current) κι αυτό φαίνεται από το μηδενικό ρεύμα που επιβάλλεται στον κλάδο της συνιστώσας I_{sd} ($I_{sd} = 0A$). Είναι η τεχνική που αναφέρθηκε στο δεύτερο κεφάλαιο, ως κατάλληλη για SPM μηχανές, όπου υπάρχει ομοιομορφία στο διάκενο αέρα ($L_d \cong L_q$), λόγω της επιφανειακής τοποθέτησης των μαγνητών στο δρομέα. Αυτό βέβαια δεν αποτρέπει την εφαρμογή της ZDAC σε μηχανές IPM. Ο δεύτερος όρος στην εξίσωση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (2.16), απαλείφεται και στην περίπτωση των IPM, αυτή τη φορά όμως λόγω του μηδενικού ρεύματος που επιβάλλει η τεχνική ελέγχου ZDAC στον άξονα d ($I_{sd} = 0A$) [20], [25], [29].



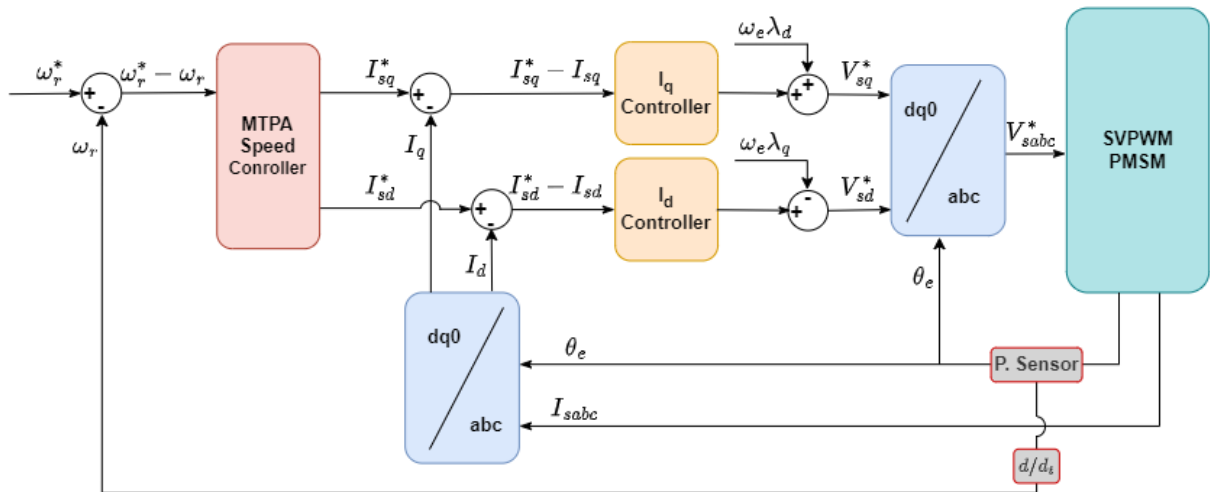
Σχήμα 3.3 Διάγραμμα τάσης και έντασης ρευμάτων στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q, όταν εφαρμόζεται η τεχνική ελέγχου ZDAC (Zero Direct Axis Current).

Στο Σχήμα 3.3 φαίνεται ο τρόπος που διαμορφώνονται τα διανύσματα της τάσης και της έντασης του ρεύματος στο πλαίσιο d-q, κατά την εφαρμογή της τεχνικής μηδενικού ρεύματος στον άξονα d (Zero Direct Axis Current - ZDAC). Όπως είναι αναμενόμενο στον άξονα d δεν υπάρχει διάνυσμα ρεύματος και οποιαδήποτε τυχόν παρέμβαση του ελεγκτή ταχύτητας γίνεται μόνο στο ρεύμα I_{sq} , τη μοναδική συνιστώσα του συνολικού ρεύματος του στάτη I_s .

Στην επόμενη παράγραφο αναλύεται η τεχνική ελέγχου MTPA, που θα εφαρμοστεί στο σύστημα της προσομοίωσης. Πρόκειται για μία τεχνική που εκμεταλλεύεται την εκτυπότητα των IPM μηχανών, για να πετύχει χαμηλή κατανάλωση ρεύματος, χωρίς να επηρεάζει αρνητικά τις επιδόσεις του συστήματος. Σε αντίθεση με την τεχνική ZDAC, ο ελεγκτής ταχύτητας (Speed Controller) της τεχνικής MTPA υπολογίζει και αποδίδει τιμές και στις δύο συνιστώσες του ρεύματος του στάτη. Παρακάτω περιγράφεται η στρατηγική που ακολουθείται για την σύνθεση του αλγορίθμου MTPA, καθώς και οι εξισώσεις που τον απαρτίζουν.

3.2 Λειτουργία Μέγιστης Ροπής Ανά Αμπέρ (Maximum Torque Per Ampere, MTPA)

Παρατηρώντας τη διάταξη και τη συνδεσμολογία των στοιχείων που χρησιμοποιούνται για την πραγματοποίηση της τεχνικής ελέγχου MTPA (Σχήμα 3.4), αν εξαιρεθεί ο ελεγκτής της ταχύτητας, όλη η υπόλοιπη διάταξη είναι πανομοιότυπη με τις διατάξεις των σχημάτων 3.1 και 3.2.



Σχήμα 3.4 Διάταξη ελέγχου Προσανατολισμένου Πεδίου, τεχνική ελέγχου MTPA (Maximum Torque Per Ampere).

Όταν ο ελεγκτής ταχύτητας (MTPA Speed Controller) αντιληφθεί απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας ω_r από την επιθυμητή ω_r^* , τότε επεμβαίνει διορθώνοντας την ταχύτητα μέσω των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} . Τα ρεύματα αναφοράς που έχει υπολογίσει ως κατάλληλα ο ελεγκτής ταχύτητας, συγκρίνονται με τα πραγματικά ρεύματα που καταναλώνονται στα τυλίγματα του στάτη. Για να πραγματοποιηθεί η σύγκριση θα πρέπει τα φασικά ρεύματα I_a , I_b και I_c να μετασχηματιστούν κατά Park στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q. Το σφάλμα που προκύπτει από τη σύγκριση για το κάθε ρεύμα ($I_{sd}^* - I_{sd}$ και $I_{sq}^* - I_{sq}$), εισάγεται σε έναν PI ελεγκτή (I_d Controller και I_q Controller). Οι τάσεις αναφοράς V_{sd}^* και V_{sq}^* παράγονται στις εξόδους αυτών των PI ελεγκτών, αφού πρώτα απαλειφθούν οι όροι $\omega_e \lambda_q$ και $\omega_e \lambda_d$ αντίστοιχα. Οι τάσεις V_{sd}^* και V_{sq}^* είναι αυτές που τροφοδοτούν τον κινητήρα, ώστε να πετύχει την ταχύτητα αναφοράς ω_r^* , μηδενίζοντας τα σφάλματα που εισάγονται στους PI ελεγκτές και στον ελεγκτή ταχύτητας.

Η φύση των τάσεων αναφοράς καθιστά αδύνατη την εφαρμογή τους απευθείας στο τριφασικό κινητήριο σύστημα. Πρόκειται για δύο συνεχείς τάσεις των οποίων το μέτρο μεταβάλλεται μόνο όταν υπάρχουν εναλλαγές στην ταχύτητα και στη ροπή του κινητήρα. Η λύση έρχεται πάλι μέσα από τις εξισώσεις του Park, όπου σε αυτήν την περίπτωση χρησιμοποιείται η μήτρα εξισώσεων που πραγματοποιεί τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park. Με εφαρμογή του αντίστροφου μετασχηματισμού, γίνεται η μεταφορά οποιουδήποτε μεγέθους, από το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q, στο τριφασικό σύστημα A-B-C. Παρακάτω, ο πολλαπλασιασμός που πραγματοποιείται μεταξύ του πίνακα των τάσεων V_{sd}^* , V_{sq}^* , $V_{s0}^* = 0V$ και της μήτρας. Από την εκτέλεση της πράξης, εξάγεται ο πίνακας με τις τρεις εναλλασσόμενες φασικές τάσεις (V_a , V_b , V_c).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - 120) & \sin(\theta_r - 120) & 1 \\ \cos(\theta_r + 120) & \sin(\theta_r + 120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \\ V_{s0} \end{bmatrix}$$

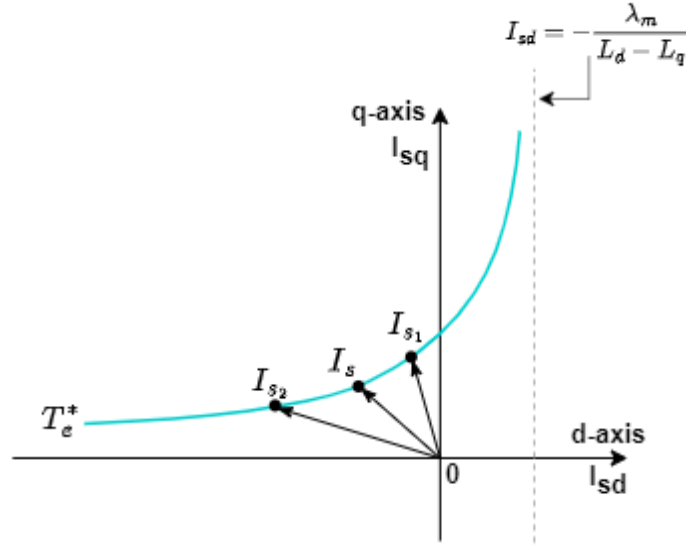
Με την εφαρμογή του αντίστροφου μετασχηματισμού Park, πλέον η τάση (V_{abc}) είναι στην κατάλληλη μορφή για να εφαρμοστεί στο κινητήριο σύστημα. Στο Σχήμα 3.4, φαίνεται επίσης η σημαντικότητα της γωνίας θ_e στην εκτέλεση των δύο μετασχηματισμών Park. Στην περίπτωση μηχανής ενός ζεύγους πόλων (όπως στην προσομοίωση), ισχύει $\theta_e = \theta_r$. Η ταχύτητα του δρομέα (ω_r), στο σύστημα του Σχήματος 3.4, υπολογίζεται με παραγωγή της εξόδου του αισθητήρα θέσης (P. Sensor) και συγκρίνεται μόνιμα με την ταχύτητα αναφοράς (ω_r^*).

Μέχρι το σημείο αυτό της παραγράφου 3.2, περιεγράφηκε η λειτουργία του Διανυσματικού Ελέγχου, που είναι κοινή για όλες τις τεχνικές Προσανατολισμένου Πεδίου που εστιάζουν στον έλεγχο της μαγνητικής ροής του δρομέα (RFOC). Στη συνέχεια της παραγράφου αναλύεται ο τρόπος με τον οποίο η τεχνική MTPA ορίζει τις τιμές των ρευμάτων I_{sd}^* και I_{sq}^* , όπως επίσης και το σκεπτικό που ακολουθείται για να παραχθούν οι παραπάνω αναφορές ρευμάτων.

Η τεχνική ελέγχου MTPA δραστηριοποιείται στην περιοχή λειτουργίας σταθερής ροπής, για ταχύτητες περιστροφής μικρότερες της ονομαστικής ($\omega_r < \omega_B$) και πραγματοποιείται στο δεύτερο τεταρτημόριο του πλαισίου αναφοράς d-q. Σκοπός της συγκεκριμένης τεχνικής είναι η απόδοση της ζητούμενης ροπής (T_e^*) από τον κινητήρα, με όσο το δυνατόν χαμηλότερη κατανάλωση ρεύματος. Εφόσον η τεχνική ελέγχου MTPA εφαρμόζεται στην περιοχή λειτουργίας όπου η ΣΜΜΜ έχει δυνατότητα παραγωγής μέγιστης και σταθερής ροπής T_e , αντίστοιχα η ζητούμενη ροπή αναφοράς T_e^* , κάθε φορά που επιταχύνει ο κινητήρας ή αυξάνεται το φορτίο στον άξονα, θα είναι η μέγιστη δυνατή που μπορεί να αποδώσει ο κινητήρας. Έτσι δικαιολογείται ο όρος «Maximum Torque» στην ονομασία της τεχνικής MTPA [16], [18].

Υπάρχουν βέβαια και οι μεσαίες καταστάσεις ζητούμενης ροπής από το σύστημα, καθώς η τιμές της μεταβλητής T_e^* εκφράζουν στιγμιαίες ποσότητες ζητούμενης ροπής. Αυτό μπορεί να συμβεί για παράδειγμα, όταν γίνονται μικρές εναλλαγές στο φορτίο. Ακόμα όμως και στις περιπτώσεις όπου η τιμή της ροπής αναφοράς αποκτά τη μέγιστη τιμή, πριν φτάσει σε αυτήν, έχει περάσει ήδη από όλες τις ενδιάμεσες τιμές, από την κατάσταση που βρισκόταν έως την T_{emax}^* .

Κάθε στιγμιαία τιμή της T_e^* παριστάνεται στο πλαίσιο αναφοράς d-q, ως μία καμπύλη ορθογώνιας υπερβολής της μορφής $xy = \alpha^2$, όπως αυτή ορίζεται από την εξίσωση (3.2) [4].



Σχήμα 3.5 Αναπαράσταση καμπύλης σταθερής ροπής στο πλαίσιο αναφοράς d-q.

Η μορφή της καμπύλης της σταθερής ροπής (Σχήμα 3.5) κατανοείται καλύτερα αν η εξίσωση (2.16) της ροπής, όπου εμπεριέχονται τα ρεύματα I_{sd} και I_{sq} , τροποποιηθεί κατάλληλα όπως παρακάτω:

$$T_e = \frac{3}{2}p[\lambda_m I_{sq} + (L_d - L_q)I_{sd}I_{sq}] = \frac{3p(L_d - L_q)}{2} \left[\frac{\lambda_m}{(L_d - L_q)} + I_{sd} \right] I_{sq} \quad (3.1)$$

Στην περιοχή λειτουργίας σταθερής ροπής ($\omega_r < \omega_B$), ισχύει ότι $T_e = constant$ (σταθερή), επομένως η (3.1) μπορεί να γραφεί ως εξής [4]:

$$\left[\frac{\lambda_m}{(L_d - L_q)} + I_{sd} \right] I_{sq} = \frac{2T_e}{3p(L_d - L_q)} \quad (3.2)$$

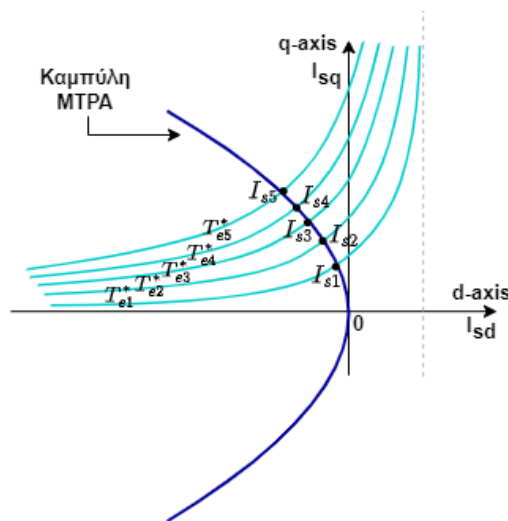
Σε όλο το μήκος της καμπύλης της ροπής (Σχήμα 3.5) η T_e της εξίσωσης (3.2), έχει σταθερή τιμή. Αυτό που μεταβάλλεται στην εξίσωση είναι τιμές των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} . Επομένως, από τα παραπάνω προκύπτει το συμπέρασμα, ότι υπάρχουν άπειροι συνδυασμοί των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} που μπορούν να αναπαραστήσουν την ίδια ποσότητα ροπής, επάνω στο σύστημα d-q. Οι εξισώσεις (3.3) και (3.4), περιγράφουν τις δύο ευθείες που ορίζουν τις ασύμπτωτες στις καμπύλες των σταθερών ροπών, στο γράφημα του Σχήματος 3.5.

$$I_{sd} = \frac{\lambda_m}{(L_d - L_q)} \quad (3.3)$$

$$I_{sq} = 0 \quad (3.4)$$

Το ζητούμενο στην τεχνική ελέγχου ΜΤΡΑ, είναι να βρεθεί το μοναδικό σημείο επάνω στην καμπύλη της ροπής, όπου οι συνιστώσες I_{sd} και I_{sq} συνθέτουν το μικρότερο σε μέτρο διάνυσμα I_s . Στο Σχήμα 3.5 είναι εμφανές ότι τα μέτρα των διανυσμάτων I_s , I_{s1} και I_{s2} δεν είναι ίσα μεταξύ τους, παρ' όλα αυτά η κατανάλωση οποιουδήποτε ρεύματος από τα τρία, στα τυλίγματα του στάτη, θα αποδώσει την ίδια ποσότητα ζητούμενης ροπής T_e^* . Ο αλγόριθμος της τεχνικής ΜΤΡΑ επιλέγει το μικρότερο σε μέτρο ρεύμα στάτη (I_s). Αν αυτό πραγματοποιηθεί για όλα τα επίπεδα (καμπύλες) των στιγμιαίων ροπών αναφοράς (T_e^*), μέχρι και την καμπύλη της μέγιστης ροπής αναφοράς (T_{emax}^*), τότε προκύπτει η καμπύλη λειτουργίας της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ [1]-[5], [15], [18].

Στο σύστημα αναφοράς d-q του Σχήματος 3.6, πέντε καμπύλες ανοιχτού χρώματος μπλε, παριστάνουν πέντε διαφορετικές στιγμιαίες τιμές (T_{e1}^* , T_{e2}^* , T_{e3}^* , T_{e4}^* , T_{e5}^*) της ροπής αναφοράς T_e^* . Η καμπύλη ΜΤΡΑ προκύπτει από την ένωση των σημείων I_{s1} , I_{s2} , I_{s3} , I_{s4} και I_{s5} , καθένα από τα οποία απέχει την ελάχιστη απόσταση από την αρχή των αξόνων d και q, σε σχέση με τα υπόλοιπα σημεία που συνθέτουν την εκάστοτε καμπύλη ροπής. Αν δηλαδή η ζητούμενη από το σύστημα ροπή είναι $T_e^* = T_{e1}^*$, τότε η τεχνική ΜΤΡΑ θα διαλέξει το ρεύμα I_{s1} για να παραχθεί η T_{e1}^* από τον κινητήρα. Αντίστοιχα θα συμβεί και για τις υπόλοιπες ροπές αναφοράς. Θα επιλέγεται πάντα το μικρότερο ρεύμα I_s για την τροφοδοσία των τυλιγμάτων του στάτη, το οποίο παράλληλα ικανοποιεί το αίτημα της ζητούμενης ροπής. Ο υπολογισμός των μικρότερων σε μέτρο ρευμάτων στάτη, από την στρατηγική ελέγχου ΜΤΡΑ, έχει ως αποτέλεσμα την ελαχιστοποίηση των απωλειών χαλκού, γεγονός που αυξάνει τη συνολική απόδοση του κινητήρα [1]-[5], [16], [18].



Σχήμα 3.6 Σχηματισμός της καμπύλης λειτουργίας της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ, από τα σημεία I_{s1} , I_{s2} , I_{s3} , I_{s4} και I_{s5} , που εκφράζουν τα μικρότερα σε μέτρο ρεύματα στάτη, για την απόδοση των αντίστοιχων ροπών αναφοράς (T_{e1}^* , T_{e2}^* , T_{e3}^* , T_{e4}^* , T_{e5}^*).

Για να οριστεί η καμπύλη ΜΤΡΑ δεν αρκεί μόνο η εύρεση του ελάχιστου ρεύματος I_s , αλλά θα πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν και τα όρια λειτουργίας του συστήματος, που δίνονται από τον κατασκευαστή. Τα όρια αυτά είναι απαραίτητο να τηρούνται για την εύρυθμη λειτουργία του συστήματος και την αποφυγή καταστροφής του. Ο κατασκευαστής θέτει τα όρια της μέγιστης τάσης (V_{smax}) και του μέγιστου ρεύματος (I_{smax}), συνυπολογίζοντας την περιοχή λειτουργίας της μηχανής, όπως και την ικανότητα οδήγησης του αντιστροφέα. Οι τεχνικές ελέγχου φροντίζουν μέσω των αλγορίθμων τους να μην ξεπεραστούν τα όρια της τάσης και του ρεύματος, για όλο το φάσμα λειτουργίας και υπό οποιαδήποτε συνθήκη φόρτισης του άξονα της μηχανής [22].

Η μέγιστη τιμή έντασης ρεύματος που επιτρέπεται στα τυλίγματα του στάτη, ορίζεται από τη σχέση (3.5). Πρόκειται για την ποσότητα ρεύματος (I_{smax}) που χρειάζεται η μηχανή, ώστε να αποδώσει τη μέγιστη ροπή (T_{emax}) στην περιοχή λειτουργίας σταθερής ροπής ($\omega_r < \omega_B$) [22].

$$I_s \leq I_{smax} \rightarrow \sqrt{(I_{sd}^2 + I_{sq}^2)} \leq I_{smax} \rightarrow I_{sd}^2 + I_{sq}^2 \leq I_{smax}^2 \quad (3.5)$$

Η εξίσωση (3.5) παραπέμπει στην εξίσωση του κύκλου και στην προκειμένη περίπτωση, πρόκειται για κύκλο ακτίνας $r = I_{smax}$. Στο σύστημα αναφοράς d-q το κέντρο του κύκλου βρίσκεται στην αρχή των αξόνων (0,0). Επομένως, τα σημεία της καμπύλης ΜΤΡΑ, θα πρέπει να βρίσκονται εντός των ορίων του νοητού κύκλου που διαγράφεται από το διάνυσμα του ρεύματος I_{smax} , αν αυτό περιστραφεί κατά 360° (Σχήμα 3.8) [1]-[5], [15], [16], [18], [22].

Αυτό που επιδιώκει η τεχνική ΜΤΡΑ, είναι να κρατάει το λόγο της ροπής ως προς ρεύμα του στάτη στο μέγιστο. Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, όπου η ροπή του κινητήρα είναι σταθερή, ο παραπάνω λόγος πετυχαίνει τη μέγιστη τιμή του, όταν η τιμή της συνιστώσας I_{sd} είναι η ελάχιστη δυνατή. Η παραπάνω συνθήκη μπορεί να εκφραστεί από την εξίσωση (3.6):

$$\frac{dT_e}{dI_{sd}} = 0 \quad (3.6)$$

Η εξίσωση της ροπής συναρτήσει του ρεύματος I_{sd} , προκύπτει αν αντικατασταθεί το ρεύμα I_{sq} στην εξίσωση (2.17) με $I_{sq} = \sqrt{I_{smax}^2 - I_{sd}^2}$:

$$T_e = \frac{3}{2}p \left(\lambda_m \sqrt{I_{smax}^2 - I_{sd}^2} \right) + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)I_{sd} \sqrt{I_{smax}^2 - I_{sd}^2} \quad (3.7)$$

Άρα:

$$\frac{dT_e}{dI_{sd}} = 0 \rightarrow \frac{3}{2}p \cdot \frac{-I_{sd}\lambda_m + (L_d - L_q)(I_{smax} - 2I_{sd}^2)}{\sqrt{I_{smax}^2 - I_{sd}^2}} = 0 \quad (3.8)$$

Μετά από παραγωγή της (3.8) προκύπτει η παρακάτω δευτεροβάθμια εξίσωση:

$$2I_{sd}^2 + \frac{\lambda_m}{L_d - L_q} \cdot I_{sd} - I_{smax}^2 = 0 \quad (3.9)$$

Η λύση της δευτεροβάθμιας εξίσωσης (3.9), προσδιορίζει τη μικρότερη σε μέτρο συνιστώσα I_{sd} , που μπορεί να αποδώσει τη μέγιστη ποσότητα ροπής T_{emax}^* , σε συνδυασμό βέβαια με την αντίστοιχη συνιστώσα I_{sq} .

$$I_{sdmax} = \frac{-\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{smax}^2}}{4(L_d - L_q)} \quad (3.10)$$

Εφόσον έχει προσδιοριστεί η μία από τις δύο συνιστώσες του ρεύματος I_s , η άλλη είναι εύκολο να υπολογιστεί, λύνοντας την εξίσωση (3.5) ως προς το ρεύμα I_{sq} :

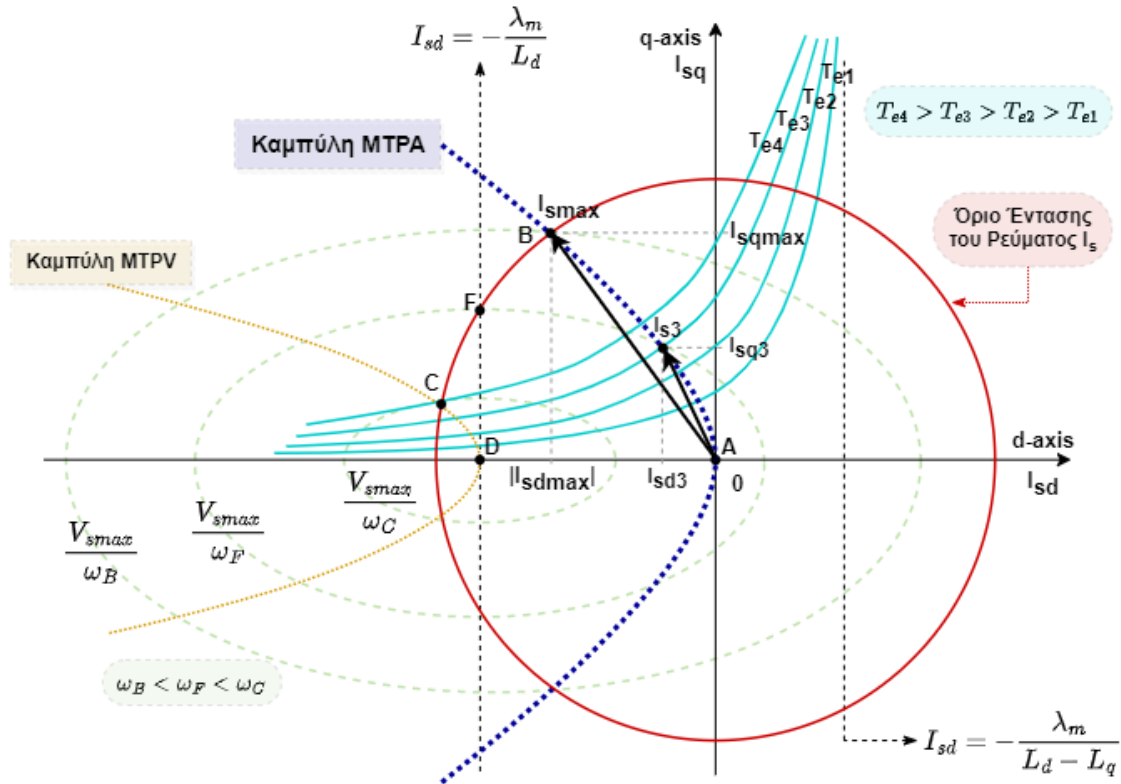
$$I_{sqmax} = \sqrt{I_{smax}^2 - I_{sdmax}^2} \quad (3.11)$$

Από τις εξισώσεις (3.10) και (3.11) υπολογίζονται τα ελάχιστα σε μέτρο ρεύματα I_{sdmax} και I_{sqmax} , που συνθέτουν το μικρότερο σε μέτρο ρεύμα στάτη I_{smax} , το οποίο απαιτείται για την απόδοση της μέγιστης ροπής T_{emax} του κινητήρα. Ο υπολογισμός των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} για τα υπόλοιπα επίπεδα ροπής ($T_e^* < T_{emax}$), πραγματοποιείται, αν αντικατασταθεί το ρεύμα I_{smax} στις εξισώσεις (3.10) και (3.11), με τη μεταβλητή ρεύματος I_s [1]-[5], [15], [16], [18].

$$I_{sd} = \frac{-\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_s^2}}{4(L_d - L_q)} \quad \text{για } 0 \leq I_s \leq I_{smax} \quad (3.12)$$

$$I_{sq} = \sqrt{I_s^2 - I_{sd}^2} \quad \text{για } 0 \leq I_s \leq I_{smax} \quad \text{και} \quad 0 \leq I_{sd} \leq I_{sdmax} \quad (3.13)$$

Για κάθε τιμή της μεταβλητής I_s (για $0 \leq I_s \leq I_{smax}$), η εξίσωση (3.12) υπολογίζει την τιμή της συνιστώσας I_{sd} . Έπειτα, με αντικατάσταση των I_s και I_{sd} στην (3.13), προκύπτουν οι αντίστοιχες τιμές για το ρεύμα I_{sq} . Από τα ζεύγη των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} , σχηματίζεται η καμπύλη ΜΤΡΑ του ρεύματος I_s στο σύστημα αναφοράς d-q.



Σχήμα 3.7 Γραφική αναπαράσταση των ορίων λειτουργίας της ΣΜΜΜ, στο σύστημα αναφοράς d-q. Οι ομόκεντρες ελλείψεις πράσινου χρώματος παριστάνουν το όριο της μέγιστης τάσης (V_{smax}), σε αναλογία με την ταχύτητα του δρομέα (ω_r). Ο κόκκινος κύκλος αναπαριστά το μέγιστο ρεύμα (I_{smax}) που επιτρέπεται να κυκλοφορήσει στα τυλίγματα του στάτη. T_{e1}^* , T_{e2}^* , T_{e3}^* και T_{e4}^* είναι οι καμπύλες σταθερής ροπής. Διακρίνονται επίσης οι καμπύλες λειτουργίας των τεχνικών ελέγχου ΜΤΡΑ (Maximum Torque Per Ampere) και ΜΤΡΒ (Maximum Torque Per Volt).

Στο Σχήμα 3.7 είναι σημειωμένα τα όρια λειτουργίας του συστήματος, για τα ηλεκτρικά μεγέθη της τάσης και του ρεύματος. Το όριο για την ένταση του ρεύματος I_s , το αναπαριστά ο κόκκινος κύκλος, ακτίνας $r = I_{smax}$, με κέντρο στην αρχή των αξόνων $A(0,0)$. Οι ομόκεντρες ελλείψεις ανοιχτού πράσινου χρώματος, με κέντρο το σημείο $D(-\frac{\lambda_m}{L_d}, 0)$, παριστάνουν τα όρια της μέγιστης τάσης V_{smax} , σε αναλογία με τη γωνιακή ταχύτητα ω_r . Τα όρια των ελλείψεων της τάσης συνήθως τοποθετούνται επάνω στο σύστημα d-q, για να μελετηθεί το σύστημα στην περιοχή εξασθένισης πεδίου ($\omega_r > \omega_B$). Στην περιοχή σταθερής ροπής ($\omega_r < \omega_B$), ο περιορισμός για την τάση, γραφικά ταυτίζεται με τον γεωμετρικό τόπο που απεικονίζει τον περιορισμό του ρεύματος (κόκκινος κύκλος) και περιγράφεται από την σχέση (3.14) [1]-[5], [8], [9], [13], [19], [26].

$$V_s \leq V_{smax} \rightarrow \sqrt{(V_{sd}^2 + V_{sq}^2)} \leq V_{smax} \rightarrow V_{sd}^2 + V_{sq}^2 \leq V_{smax}^2 \quad (3.14)$$

Η εξίσωση για την γραφική αναπαράσταση των ελλείψεων, υπολογίζεται για υψηλές ταχύτητες, στη μόνιμη κατάσταση, όπου η πτώση τάσης λόγω της R_s θεωρείται αμελητέα και στους δύο

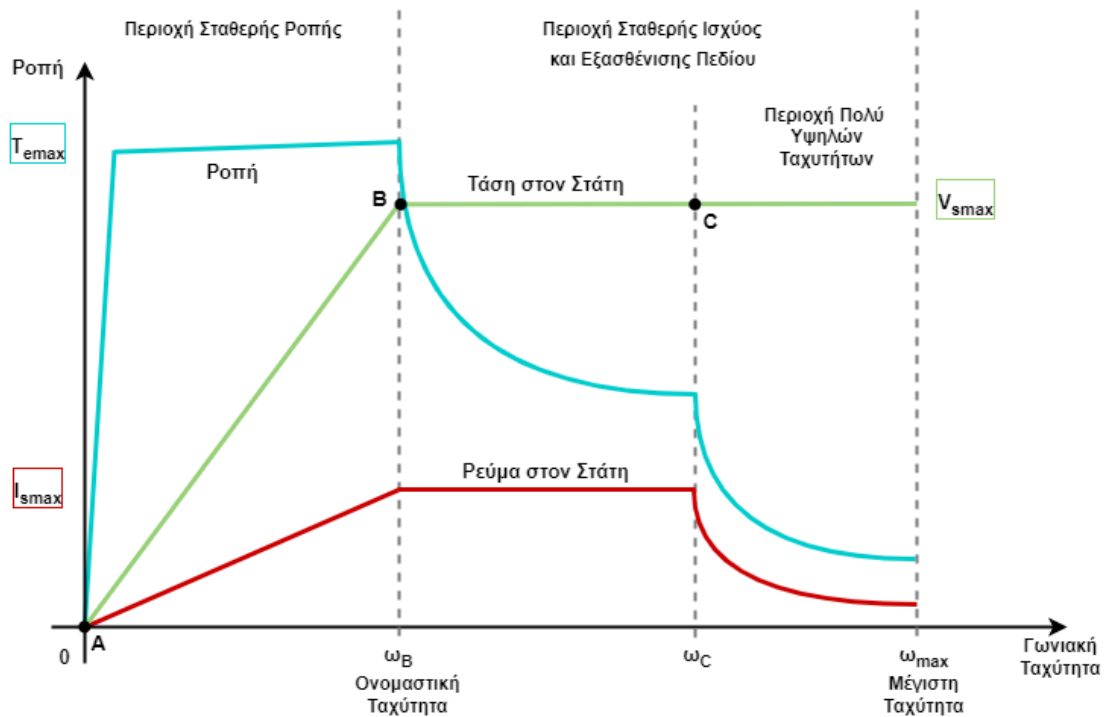
άξονες d και q. Οι εξισώσεις των τάσεων V_{sd} και V_{sq} , αντικαθίστανται στην (3.14) και μετά από πράξεις προκύπτει η εξίσωση των ελλείψεων (3.15) [4], [26]:

$$\frac{\left(I_{sd} + \frac{\lambda_m}{L_d}\right)^2}{\left(\frac{V_{smax}}{\omega L_d}\right)^2} + \frac{I_{sq}^2}{\left(\frac{V_{smax}}{\omega L_q}\right)^2} = 1 \quad (3.15)$$

Αν και η τεχνική ελέγχου ΜΤΡΑ δραστηριοποιείται αποκλειστικά στην περιοχή σταθερής ροπής, οι ελλείψεις της τάσης τοποθετήθηκαν στο Σχήμα 3.7, ώστε να υπάρχει η δυνατότητα για μια μικρή αναφορά στην περιοχή εξασθένισης πεδίου. Στο διάγραμμα εκτός από την καμπύλη που περιγράφει την λειτουργία της τεχνικής ΜΤΡΑ (καμπύλη μπλε χρώματος), είναι σημειωμένη και η καμπύλη της τεχνικής ΜΤΡV (πορτοκαλί χρώματος καμπύλη), ως παράδειγμα τεχνικής ελέγχου που δραστηριοποιείται στην περιοχή σταθερής ισχύος (εξασθένισης πεδίου).

Όταν σε ένα σύστημα εφαρμόζεται η τεχνική ελέγχου ΜΤΡΑ, τότε ο κινητήρας καταναλώνει ρεύμα I_s , κατάλληλα υπολογισμένο σε μέτρο, ώστε να αντιστοιχεί σε ένα από τα σημεία της καμπύλης AB και να είναι ικανό να αποδώσει τη στιγμιαία ροπή αναφοράς T_e^* . Στο σημείο A(0,0) επικρατεί ακινησία ($T_e = 0Nm$, $\omega_r = 0rad/s$, $I_{sd} = 0A$, $I_{sq} = 0A$, $V_s = 0V$). Οδεύοντας από το σημείο A προς το σημείο B, η τάση τροφοδοσίας (V_s) και το ρεύμα (I_s) αυξάνονται, με αποτέλεσμα ο κινητήρας να επιταχύνει. Όταν το ρεύμα αποκτήσει τη μέγιστη τιμή I_{smax} , τότε ο κινητήρας παρέχει τη μέγιστη δυνατή ροπή T_{emax} για την επιτάχυνση του δρομέα. Η τάση τροφοδοσίας V_s , αυξάνεται μέχρι την ονομαστική τάση λειτουργίας V_{smax} , όταν η εντολή της ταχύτητας αναφοράς απαιτεί την ονομαστική ταχύτητα περιστροφής από τον κινητήρα ($\omega_r^* = \omega_B$). Για ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής, όπως η $\omega_F > \omega_B$ και η $\omega_C > \omega_B$, στο διάγραμμα του Σχήματος 3.7, θα πρέπει να εφαρμοστεί τεχνική ελέγχου που είναι σχεδιασμένη να οδηγεί τον κινητήρα στην περιοχή λειτουργίας σταθερής ισχύος. Η εμβέλεια της τεχνικής ΜΤΡΑ φτάνει μέχρι το σημείο B(I_{sdmax}, I_{sqmax}).

Τα όρια της τάσης και του ρεύματος, ενός συγκεκριμένου κινητήρα, είναι τα ίδια για όλες τις τεχνικές ελέγχου και τηρούνται μέσω των αλγορίθμων τους. Οι γεωμετρικοί τόποι των ορίων επάνω στο πλαίσιο αναφοράς d-q, συμφωνούν πλήρως με τις περιοχές λειτουργίας που αποτυπώνονται στο διάγραμμα της ροπής ως προς την γωνιακή ταχύτητα (Σχήμα 3.8), για τους ΣΚΜΜ. Είναι το ίδιο διάγραμμα που χρησιμοποιήθηκε στο Κεφάλαιο 2, για την περιγραφή των δυνατοτήτων και των ορίων λειτουργίας των ΣΜΜΜ, για κάθε περιοχή λειτουργίας.



Σχήμα 3.8 Περιοχές λειτουργίας των ΣΜΜΜ, στο διάγραμμα Ροπής-Ταχύτητας.

Οι τεχνικές ελέγχου που δραστηριοποιούνται στην περιοχή σταθερής ισχύος, μπορούν να οδηγήσουν τον κινητήρα σε ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής. Μελετώντας παράλληλα τα διαγράμματα των Σχημάτων 3.7 και 3.8 διακρίνονται τα σημεία A, B, C και D. Στην τεχνική εξασθένισης πεδίου, η τροχιά που ακολουθείται για τη ρύθμιση των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} , είναι αυτή που υποδεικνύει η καμπύλη BC, επάνω στην περιφέρεια του κύκλου του μέγιστου ρεύματος λειτουργίας I_{smax} . Αντίστοιχα στο διάγραμμα ροπής-ταχύτητας, το σημείο B βρίσκεται εκεί όπου η μηχανή τροφοδοτείται για πρώτη φορά με την τάση V_{smax} και αποκτά την ονομαστική της γωνιακή ταχύτητα ω_B . Από το σημείο B προς το σημείο C, η μηχανή αναπτύσσει ταχύτητες μεγαλύτερες της ω_B , τροφοδοτούμενη από την ίδια τάση και καταναλώνοντας το ίδιο ρεύμα που την οδήγησε στις ονομαστικές στροφές. Αυτό συμβαίνει λόγω της μεταβολής της γωνίας του διανύσματος I_{smax} , καθώς η άκρη του ακολουθεί την τροχιά BC. Η συνιστώσα I_{sq} που είναι υπεύθυνη για τον έλεγχο της ηλεκτρικής ροπής μειώνεται, ενώ το μέτρο της συνιστώσας I_{sd} που ελέγχει την αμοιβαία ροή, αυξάνεται προς τις αρνητικές τιμές του άξονα d. Έτσι δικαιολογείται και η μείωση της ροπής στο διάγραμμα του Σχήματος 3.8, για ταχύτητες μεγαλύτερες της ω_B , στην περιοχή που βρίσκεται δεξιά του σημείου B. Οι όλο και μεγαλύτερες σε μέτρο αρνητικές τιμές που λαμβάνει η συνιστώσα I_{sd} , μειώνουν σταδιακά τη μαγνητική ροή και παράλληλα την τάση εξ' επαγωγής (A-HEΔ, Back EMF) στα τυλίγματα του στάτη. Η εξασθένιση πεδίου επιβάλλεται αυξητικά από το σημείο B μέχρι το

σημείο C. Από το σημείο C και οδεύοντας προς το σημείο D, ο κινητήρας οδηγείται σε ακόμα μεγαλύτερες ταχύτητες, αυξάνοντας (ελάχιστα) το μέγεθος τη αμοιβαίας ροής μέσω του ρεύματος I_{sd} , και μειώνοντας περαιτέρω το ρεύμα I_{sq} . Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται ακόμα μεγαλύτερος αριθμός στροφών, με αρκετά περιορισμένη όμως την παραγωγή ηλεκτρικής ροπής, όπως καταφαίνεται στην πορεία του διαγράμματος του Σχήματος 3.8, στην περιοχή δεξιά του σημείου C. Το σημείο D στο κέντρο των ελλείψεων του Σχήματος 3.7, είναι το σημείο όπου η μηχανή αποκτά τόσο μεγάλη ταχύτητα που τείνει θεωρητικά στο άπειρο, γεγονός που αποτρέπεται λόγω των απωλειών και της μηχανικής αντοχής των εξαρτημάτων [8], [9], [13], [19], [26].

Η παραπάνω σύντομη περιγραφή των ορίων της τάσης και του ρεύματος, στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, έγινε ώστε να αναδειχθεί η σημαντικότητα της απόξευξης που προσφέρει ο Διανυσματικός Έλεγχος και τις δυνατότητες που δίνει στις τεχνικές ελέγχου, ώστε να εκμεταλλεύονται και άλλα χαρακτηριστικά των μηχανών. Η τεχνική ελέγχου ΜΤΡΑ εκμεταλλεύεται τα οφέλη του Διανυσματικού ελέγχου, για τον υπολογισμό του βέλτιστου ρεύματος στάτη στην περιοχή σταθερής ροπής, ενώ άλλες τεχνικές που δραστηριοποιούνται στην περιοχή εξασθένισης πεδίου, όπως για παράδειγμα η τεχνική ΜΤΡV, εκμεταλλεύονται τα ίδια οφέλη προς επίτευξη μεγαλύτερων ταχυτήτων από την ονομαστική.

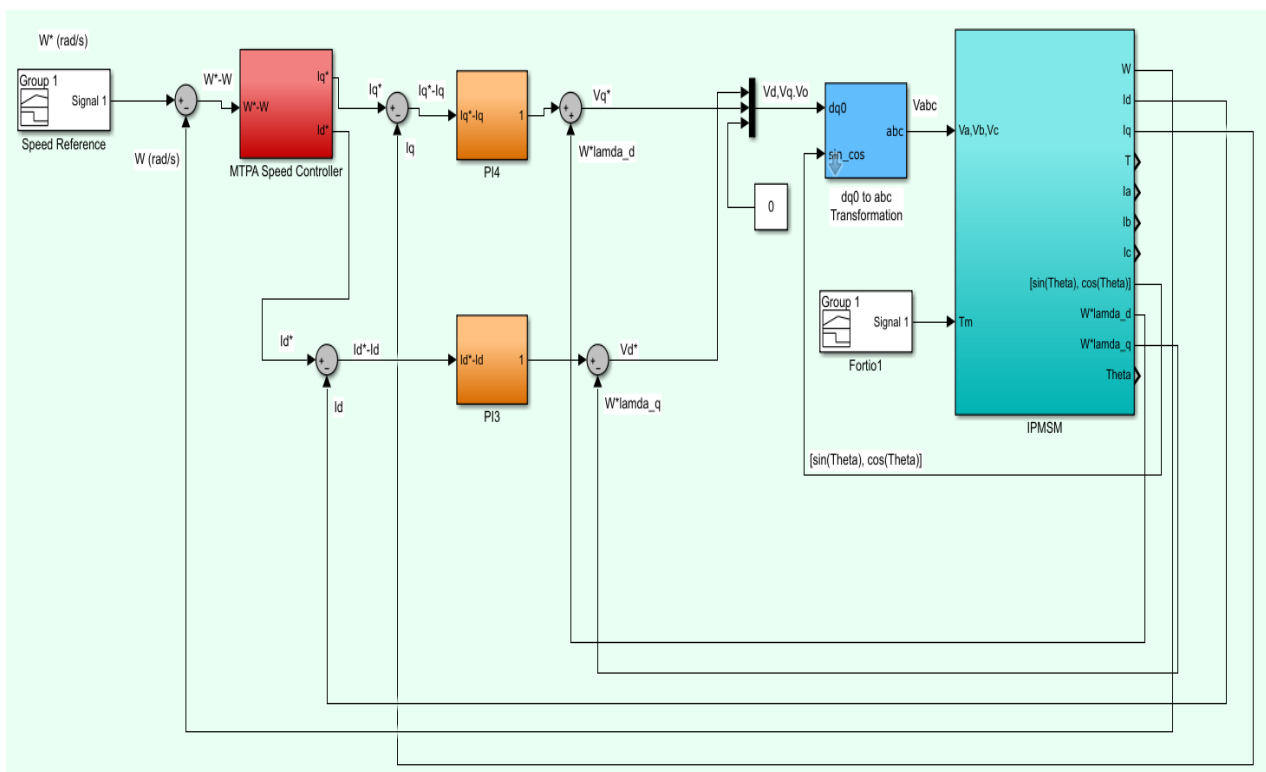
Οι εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία των ΣΜΜΜ στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q (Κεφάλαιο 2), όπως και οι εξισώσεις υπολογισμού της καμπύλης ΜΤΡΑ, χρησιμοποιούνται για τη σύνθεση του συστήματος στο περιβάλλον της προσομοίωσης. Στο επόμενο κεφάλαιο γίνεται αναλυτική περιγραφή των επιμέρους στοιχείων που απαρτίζουν το σύστημα ελέγχου και τον ΣΚΜΜ, στα πλαίσια της προσομοίωσης.

Κεφάλαιο 4

Προσομοίωση Συστήματος

4.1 Γενική δομή Συστήματος Τεχνικής Ελέγχου MTPA σε IPMSM

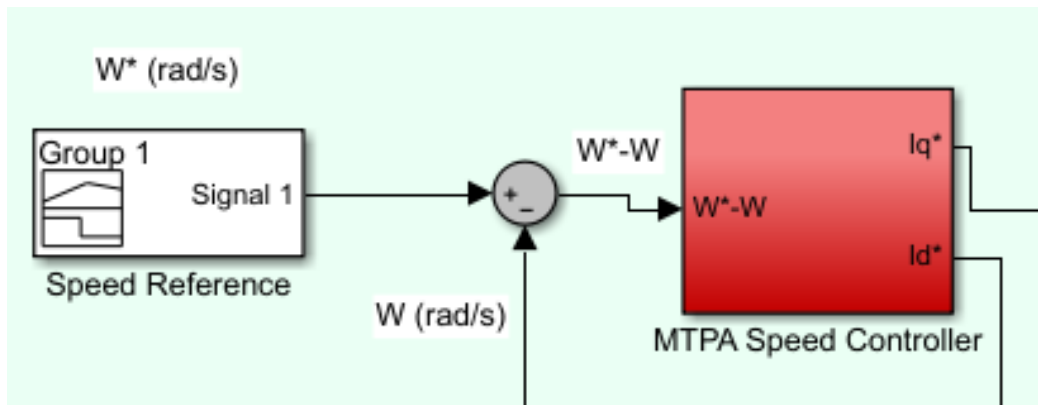
Παρακάτω απεικονίζεται η γενική δομή του συστήματος, στο περιβάλλον προσομοίωσης του λογισμικού Simulink. Το σύστημα αποτελείται από τρεις ελεγκτές (MTPA Speed Controller, PI3, PI4) και τον κινητήρα (IPMSM). Επίσης, στο Σχήμα 4.1 διακρίνεται το μπλοκ του αντίστροφου μετασχηματισμού, που πραγματοποιεί τη μεταφορά των τάσεων από το σύστημα d-q, στο τριφασικό A-B-C. Ο αισθητήρας της ταχύτητας δεν φαίνεται στο Σχήμα 4.1 γιατί είναι ενσωματωμένος μέσα στο μπλοκ του κινητήρα (IPMSM). Το στοιχείο «Speed Reference» χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό της ταχύτητας αναφοράς (ω_r^*), ενώ το στοιχείο «Fortio1» προσθέτει φορτίο (T_m) στη μηχανή για τις απαιτήσεις της προσομοίωσης. Το σύστημα έχει τρεις κλάδους ανάδρασης, από τους οποίους ο ένας ενημερώνει τον ελεγκτή ταχύτητας (MTPA Speed Controller) για την πραγματική ταχύτητα του κινητήρα, ενώ οι άλλοι δύο γνωστοποιούν στους ελεγκτές της ροής (PI3) και της ροπής (PI4), την κατανάλωση ρεύματος στους άξονες d και q.



Σχήμα 4.1 Προσομοίωση συστήματος τεχνικής ελέγχου MTPA σε κινητήρα τύπου IPM.

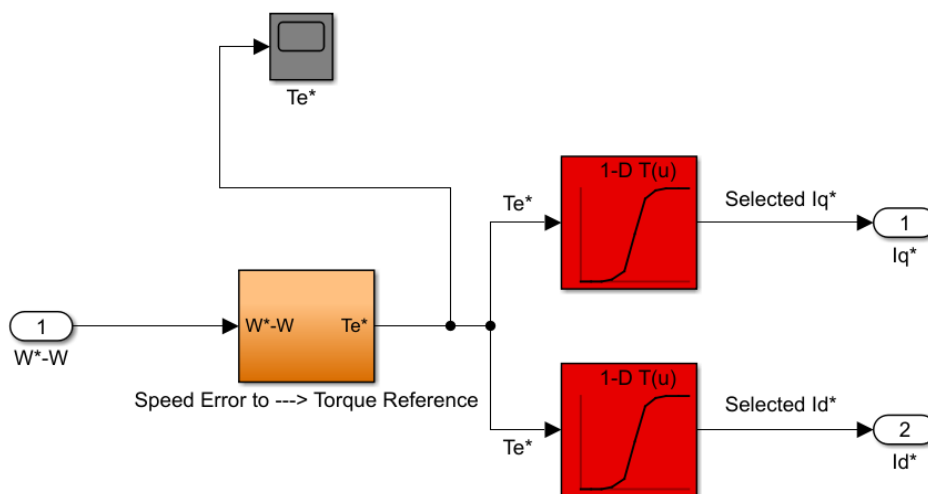
4.2 Ελεγκτής Ταχύτητας Συστήματος (MTPA Speed Controller)

Ο ελεγκτής MTPA Speed Controller διαδραματίζει διπλό ρόλο όσον αφορά τον έλεγχο του συστήματος. Αρχικά, το σφάλμα ($\omega_r^* - \omega_r$) που εισέρχεται στον ελεγκτή, μετά την σύγκριση της ταχύτητας αναφοράς (ω_r^*) με την πραγματική ταχύτητα (ω_r), μετατρέπεται σε ροπή αναφοράς (T_e^*). Σε δεύτερη φάση αναλαμβάνει ο αλγόριθμος της τεχνικής MTPA, ο οποίος αποδίδει τα βέλτιστα ρεύματα αναφοράς I_{sd}^* και I_{sq}^* .



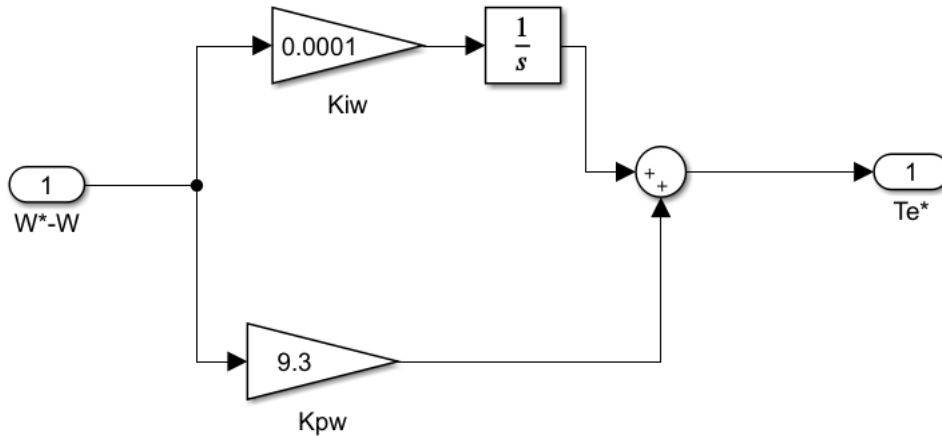
Σχήμα 4.2 Αριστερά, το λευκό μπλοκ σηματοδοτεί την ταχύτητα αναφοράς (ω_r^*). Στη μέση βρίσκεται ο συγκριτής ταχύτητας και με κόκκινο χρώμα είναι ο ελεγκτής ταχύτητας MTPA Speed Controller.

Το στοιχείο που μετατρέπει το σφάλμα ταχύτητας σε ροπή αναφοράς, είναι ο ελεγκτής «Speed Error to → Torque Reference» και είναι σχεδιασμένος εσωτερικά του ελεγκτή ταχύτητας (Σχήμα 4.3).



Σχήμα 4.3 Το κύκλωμα στο εσωτερικό του ελεγκτή ταχύτητας (MTPA Speed Controller).

Στο Σχήμα 4.4 φαίνεται το εσωτερικό του ελεγκτή «Speed Error to \rightarrow Torque Reference». Πρόκειται για έναν PI ελεγκτή που αποδίδει συνεχόμενα στην έξοδό του στιγμιαίες τιμές ροπών αναφοράς. Όπως έχει ήδη αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο, οι τιμές αυτές των ροπών αναφοράς, είναι στην ουσία ποσότητες έντασης ρεύματος στον άξονα q, κατάλληλες να μηδενίσουν το σφάλμα της ταχύτητας.



Σχήμα 4.4 Εσωτερικά του PI ελεγκτή «Speed Error to \rightarrow Torque Reference».

Μετά τη διαμόρφωση της ροπής αναφοράς από τον ελεγκτή του Σχήματος 4.4, το σήμα εισέρχεται σε δύο πίνακες αναφοράς (Look Up Tables - LUTs). Πρόκειται για τα δύο κόκκινα μπλοκ του Σχήματος 4.3. Τα LUTs είναι στοιχεία της βιβλιοθήκης του λογισμικού Simulink και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε οποιαδήποτε εφαρμογή εκτελεί μαθηματικές πράξεις, στα πλαίσια της προσομοίωσης. Εναλλακτική λύση, αντί της χρήσης των LUTs, θα μπορούσε να αποτελέσει η σύνθεση των εξισώσεων, όπως για παράδειγμα συμβαίνει στο εσωτερικό του ελεγκτή του Σχήματος 4.4. Στην περίπτωση αυτή, ο υπολογισμός των μεγεθών μέσα στα blocks γίνεται την ώρα που «τρέχει» η προσομοίωση στον επεξεργαστή. Όταν σε κάποιο σημείο της εφαρμογής εκτελούνται πράξεις μεγάλης πολυπλοκότητας, η παραπάνω μέθοδος καταναλώνει αρκετά μεγάλη επεξεργαστική ισχύ. Η χρήση των LUTs δίνει λύση σε τέτοιες περιπτώσεις, ώστε να μην επιβαρύνεται ο επεξεργαστής που εκτελεί τις πράξεις. Τα LUTs είναι πίνακες με ενσωματωμένο αλγόριθμο αναζήτησης. Οι τιμές των μεταβλητών των εξισώσεων, μαζί με τα αποτελέσματα που προκύπτουν από τη λύση αυτών, τοποθετούνται στους πίνακες των LUTs. Έτσι, όταν στην είσοδο ενός LUT εισέρχεται μία τιμή μεταβλητής, ο αλγόριθμος αναζήτησης βρίσκει την τιμή αυτή μέσα στις στήλες του, μαζί με το αποτέλεσμα που έχει υπολογιστεί και τοποθετηθεί από πριν σε αντίστοιχη στήλη του πίνακα [24].

Στην περίπτωση του ελεγκτή ταχύτητας, τα ρεύματα I_{sd}^* και I_{sq}^* που αποδίδονται στην έξοδό του, υπολογίστηκαν σε ένα φύλλο του λογισμικού Excel (Σχήμα 4.5), με χρήση των εξισώσεων (3.12) και (3.13). Από τα ζεύγη των ρευμάτων που προέκυψαν, υπολογίστηκε η στήλη με τις τιμές της ροπής, χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.16). Όλα τα μεγέθη υπολογίζονται με βάση τα χαρακτηριστικά του κινητήρα της προσομοίωσης που βρίσκονται στον πράσινο πίνακα.

Χαρακτηριστικά Σύγχρονης Μηχανής Μόνιμου Μαγνήτη (PMSM)						Υπολογισμός ΜΤΡΑ Καμπύλης			
λ_m (Wb)	R_s (Ω)	L_d (H)	L_q (H)	J (Kg·m ²)	P	i_s (A)	i_{sd}^* (A)	i_{sq}^* (A)	T_e^* (N·m)
Μαγνητική Ροή	Αντίσταση Τυλιγμάτων Στάτη	Αυτεπαγωγή Άξονα-d	Αυτεπαγωγή Άξονα-q	Ροπή Αδράνειας μεταξύ Δρομέα και Φορτίου	Πλήθος Ζευγών Πόλων	Ένταση Ρεύματος στα Τυλίγματα του Στάτη	Ένταση Ρεύματος Άξονα-d	Ένταση Ρεύματος Άξονα-q	Ροπή Αναφοράς
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.00	0.000000	0.000000	0.000000
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.01	-0.000038	0.010000	0.007500
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.02	-0.000152	0.019999	0.015000
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.03	-0.000342	0.029998	0.022501
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.04	-0.000608	0.039995	0.030003
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.05	-0.000949	0.049991	0.037507
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.06	-0.001367	0.059984	0.045012
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.07	-0.001859	0.069975	0.052519
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.08	-0.002428	0.079963	0.060028
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.09	-0.003071	0.089948	0.067539
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.10	-0.003789	0.099928	0.075054
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.11	-0.004582	0.109905	0.082572
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.12	-0.005449	0.119876	0.090093
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.13	-0.006391	0.129843	0.097619
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.14	-0.007406	0.139804	0.105148
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.15	-0.008495	0.149759	0.112682
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.16	-0.009657	0.159708	0.120221
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.17	-0.010892	0.169651	0.127765
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.18	-0.012199	0.179586	0.135314
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.19	-0.013578	0.189514	0.142869
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.20	-0.015028	0.199435	0.150430
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.21	-0.016550	0.209347	0.157998
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.22	-0.018142	0.219251	0.165572
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.23	-0.019804	0.229146	0.173153
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.24	-0.021536	0.239032	0.180741
0.5	2.5	0.210	0.400	0.089	1	0.25	-0.023336	0.248908	0.188337

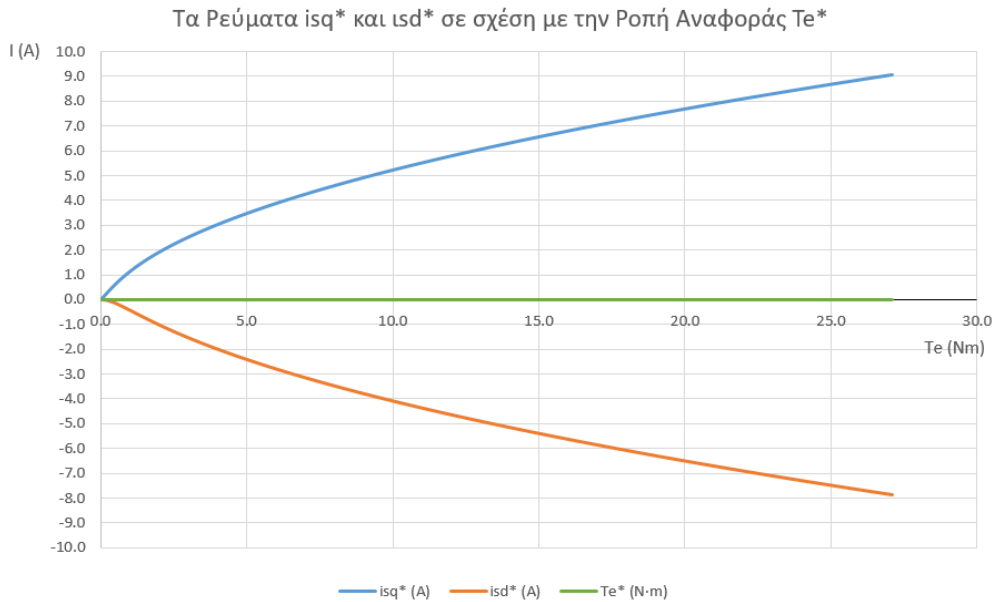
Σχήμα 4.5 Υπολογισμός ρευμάτων αναφοράς (I_{sd}^* , I_{sq}^*) και ροπής (T_e^*) με χρήση του λογισμικού Excel.

Στο Σχήμα 4.5 φαίνεται μόνο ένα μικρό μέρος των υπολογισμένων μεγεθών. Οι υπολογισμοί εκτείνονται μέχρι το κελί, όπου το ρεύμα στάτη I_s παίρνει τη μέγιστη τιμή I_{smax} . Στην περίπτωση του κινητήρα της προσομοίωσης, το ονομαστικό ρεύμα που δίνεται από τον κατασκευαστή είναι τα 12 Ampere. Επομένως, οι τιμές του ρεύματος στη στήλη I_s , ξεκινάνε από το μηδέν και φτάνουν μέχρι την τιμή 12, με βήμα 0.01. Για όλες αυτές τις τιμές του I_s , υπολογίστηκαν οι στήλες I_{sd}^* , I_{sq}^* και T_e^* .

Στο ένα LUT τοποθετήθηκαν οι στήλες I_{sd}^* και T_e^* , ενώ στο δεύτερο οι στήλες I_{sq}^* και T_e^* . Η στήλη T_e^* είναι πανομοιότυπη και στα δύο LUTs. Όταν στην είσοδο των LUTs φτάσει ένα σήμα ροπής αναφοράς, τότε γίνεται αναζήτηση στη στήλη της ροπής, για την ίδια τιμή ροπής, με αυτή του σήματος εισόδου. Οι αλγόριθμοι αναζήτησης των LUTs, βρίσκοντας την τιμή T_e^* στους πίνακές

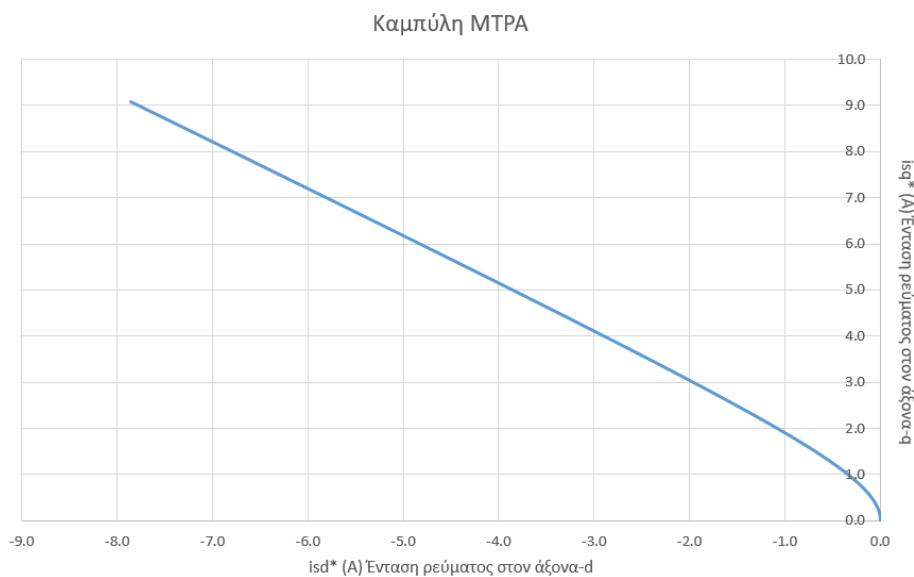
τους, βρίσκουν αυτομάτως και την τιμή της αντίστοιχης συνιστώσας ρεύματος, την οποία και αποδίδουν στην έξοδό τους [24].

Παρακάτω στο διάγραμμα του Σχήματος 4.6, φαίνεται η πορεία των ρευμάτων αναφοράς, σε σχέση με τη ροπή αναφοράς, όπως αυτά υπολογίστηκαν στο φύλλο εργασίας του Excel.



Σχήμα 4.6 Τα ρεύματα αναφοράς I_{sd}^* και I_{sq}^* σε σχέση με τη ροπή αναφοράς T_e^* , για τιμές του ρεύματος στάτη $0 \leq I_s \leq I_{smax}$.

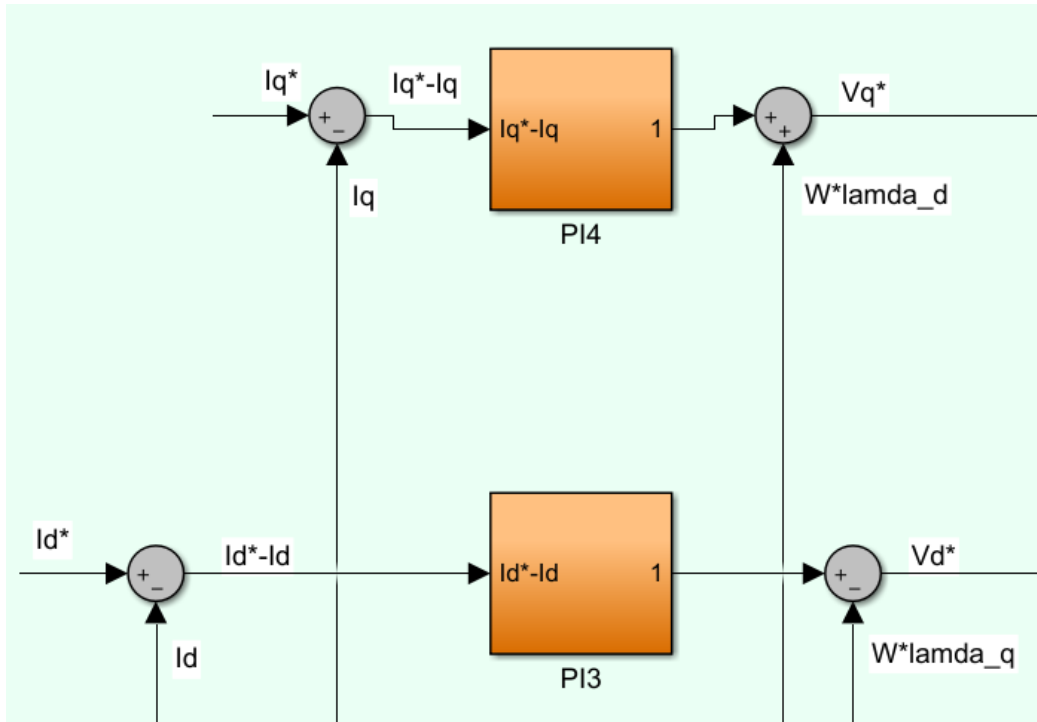
Στο Σχήμα 4.7 σημειώνεται η καμπύλη ΜΤΡΑ, η οποία προκύπτει από τα ζεύγη των ρευμάτων I_{sd}^* και I_{sq}^* , τα οποία έχουν υπολογιστεί για το συγκεκριμένο μοντέλο κινητήρα της προσομοίωσης.



Σχήμα 4.7 Η καμπύλη ΜΤΡΑ υπολογισμένη με τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του κινητήρα της προσομοίωσης.

4.3 Ελεγκτές Ρευμάτων Αναφοράς (PI3, PI4)

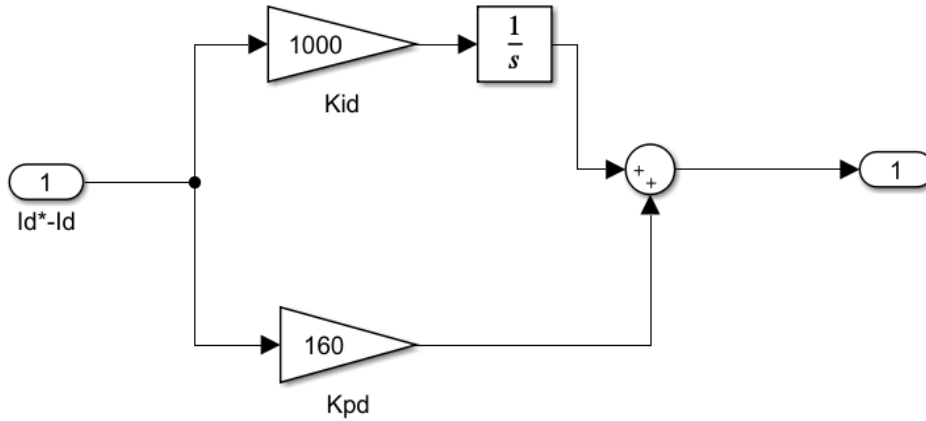
Τα ρεύματα αναφοράς I_{sd}^* και I_{sq}^* που εξέρχονται από τον ελεγκτή ταχύτητας, συγκρίνονται με τα ρεύματα I_{sd} και I_{sq} , τα οποία καταναλώνονται στα τυλίγματα της μηχανής.



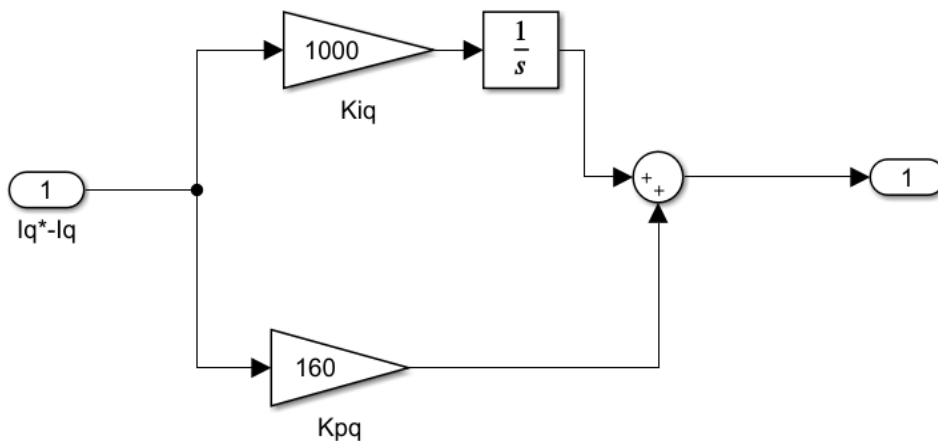
Σχήμα 4.8 Οι PI ελεγκτές των ρευμάτων αναφοράς.

Τα σήματα ανάδρασης I_{sd} και I_{sq} , προέρχονται από τα κυκλώματα της μηχανής στο εσωτερικό του μπλοκ «IPMSM» το οποίο περιγράφεται παρακάτω. Υπό πραγματικές συνθήκες, για να ληφθούν οι παραπάνω τιμές, θα έπρεπε να εφαρμοστεί μετασχηματισμός με τις εξισώσεις του Park, στα φασικά ρεύματα I_a , I_b και I_c , που τροφοδοτούν τα τυλίγματα του στάτη. Η προσομοίωση επιτρέπει την άμεση χρήση των εντάσεων I_{sd} και I_{sq} , εφόσον όλα τα μεγέθη που απαρτίζουν τις εξισώσεις της μηχανής, είναι μετασχηματισμένα ήδη στο πλαίσιο αναφοράς d-q.

Τα σφάλματα $I_{sd}^* - I_{sd}$ και $I_{sq}^* - I_{sq}$ που προκύπτουν από τις συγκρίσεις των ρευμάτων, εισάγονται στους ελεγκτές PI3 και PI4 αντίστοιχα. Στις εξόδους των ελεγκτών παράγονται οι τάσεις V_{sd}^* και V_{sq}^* , επιφορτισμένες με ανεπιθύμητες τάσεις επαγωγής, οι οποίες κατόπιν απαλείφονται. Το εσωτερικό κύκλωμα των ελεγκτών PI3 και PI4, απεικονίζεται στις παρακάτω Εικόνες 4.9 και 4.10. Οι τιμές των κερδών K_p και K_i είναι ίδιες και για τους δύο ελεγκτές.



Σχήμα 4.9 Το εσωτερικό του ελεγκτή της μαγνητικής ροής (PI3).

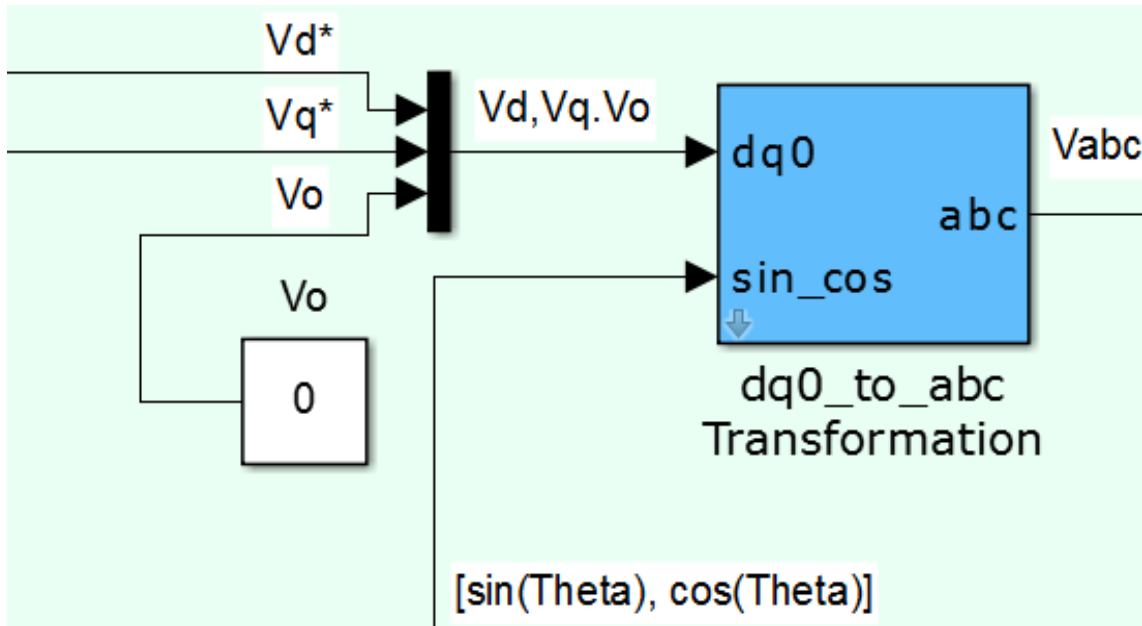


Σχήμα 4.10 Το εσωτερικό του ελεγκτή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (PI4).

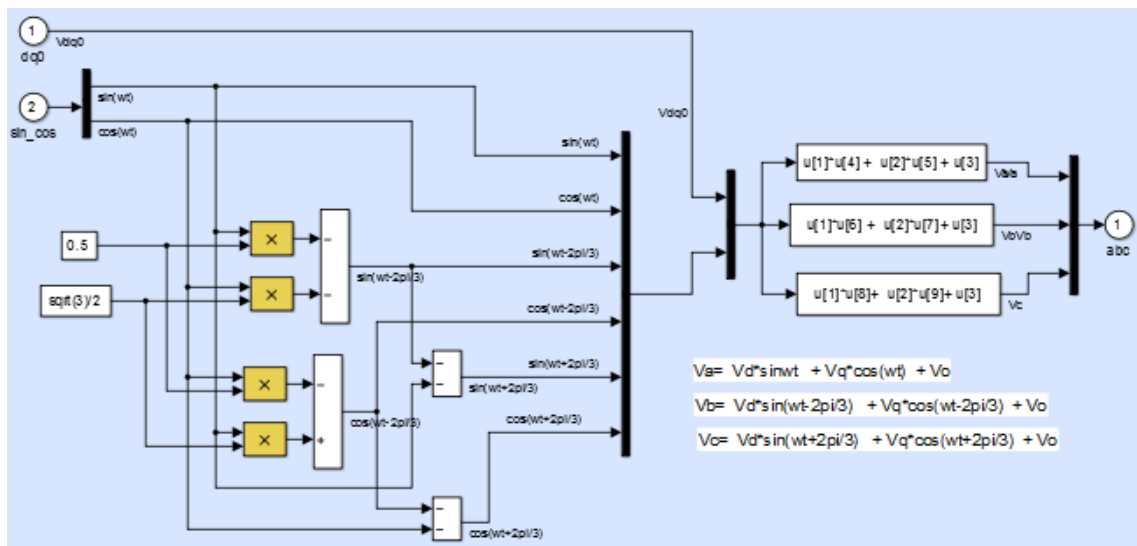
4.4 Μπλοκ Αντίστροφου Μετασχηματισμού Park

Οι τάσεις αναφοράς V_{sd}^* και V_{sq}^* που προκύπτουν από τις εξόδους των ελεγκτών PI3 και PI4 αντίστοιχα, εισέρχονται στο μπλοκ «dq0_to_abc Transformation», όπου πραγματοποιείται ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park. Η τριφασική τάση V_{abc} που παράγεται στην έξοδο του μπλοκ, από την εκτέλεση του αντίστροφου μετασχηματισμού, εφαρμόζεται στα τυλίγματα του στάτη. Για την πραγματοποίηση του μετασχηματισμού χρησιμοποιείται η γωνία θ , η οποία υπολογίζεται με ολοκλήρωση της ταχύτητας μέσα στο μπλοκ του κινητήρα (IPMSM). Στην Εικόνα 4.11 φαίνεται από κοντά το μοντέλο του αντίστροφου μετασχηματισμού και στο Σχήμα 4.12 φαίνεται το

εσωτερικό του. Στη συνιστώσα V_{s0} τοποθετείται η τιμή μηδέν, ώστε η τριφασική τάση στην έξοδο του μπλοκ να είναι συμμετρική.



Σχήμα 4.11 Μπλοκ Αντίστροφου Μετασχηματισμού Park.

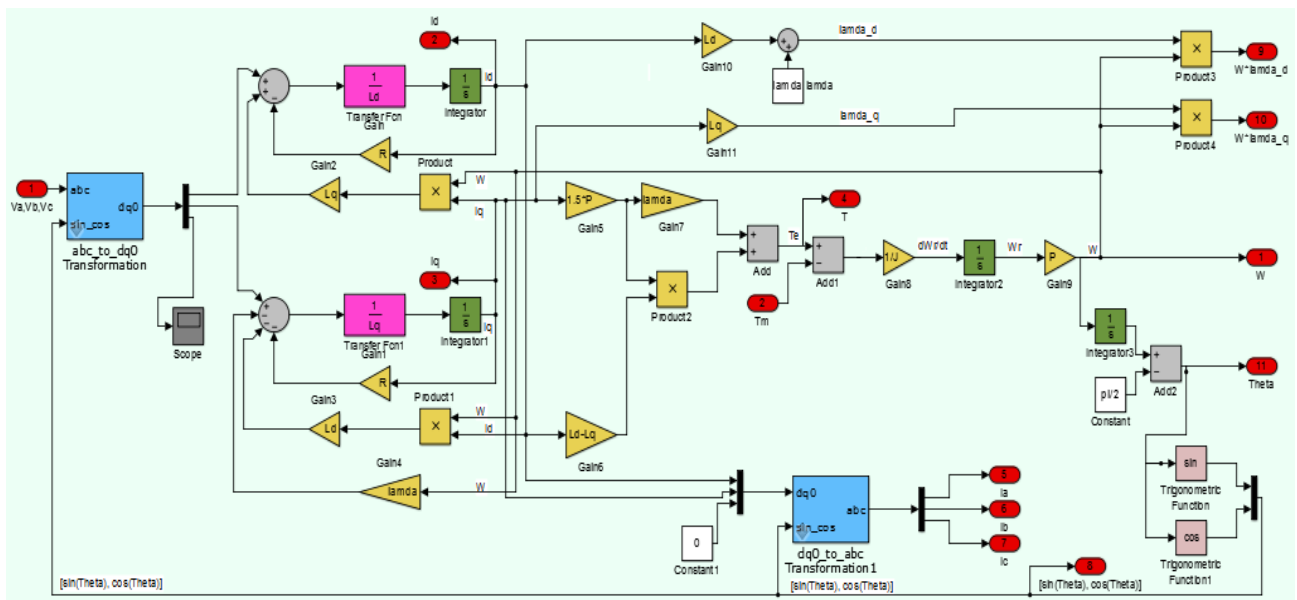


Σχήμα 4.12 Εσωτερικά στο μπλοκ του Αντίστροφου Μετασχηματισμού Park.

4.5 Μοντέλο Προσομοίωσης Σύγχρονου Κινητήρα Μόνιμου Μαγνήτη

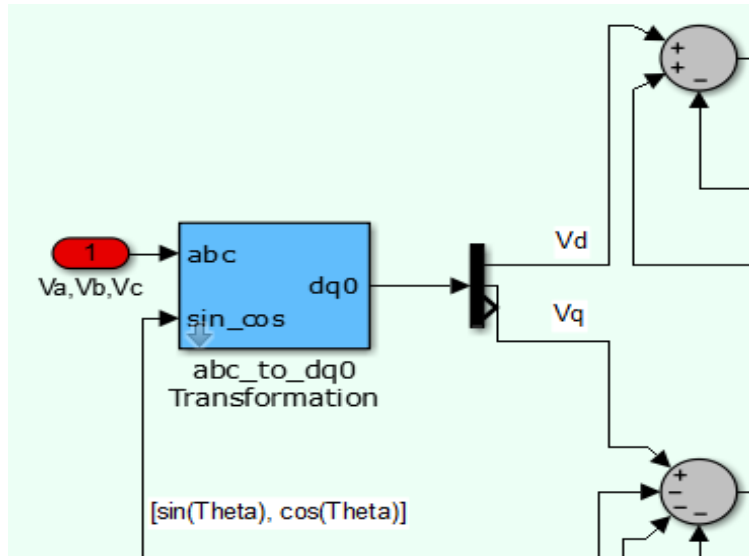
4.5.1 Γενική δομή στο εσωτερικό του μοντέλου IPMSM

Από την ανάλυση που έγινε στο δεύτερο κεφάλαιο, στα ηλεκτρομαγνητικά μεγέθη που αναπτύσσονται κατά τη λειτουργία του κινητήρα, όπως και στις εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική συμπεριφορά του, προκύπτει η σύνθεση των στοιχείων, στο εσωτερικό του μπλοκ «IPMSM» της προσομοίωσης (Σχήμα 4.13). Εκτός από τα ισοδύναμα κυκλώματα που προσομοιώνουν τη λειτουργία του κινητήρα, έχει επίσης προσαρμοστεί μέσα στο μπλοκ, το μαθηματικό μοντέλο του αισθητήρα της ταχύτητας (ω_r).



Σχήμα 4.13 Εσωτερικά του μπλοκ IPMSM.

Στο Σχήμα 4.13 στο αριστερό μέρος, πραγματοποιείται ένας μετασχηματισμός Park, στην τριφασική τάση εισόδου V_{abc} , απ' όπου προκύπτουν οι συνιστώσες τάσεις V_{sd} , V_{sq} και V_{s0} . Οι τάσεις V_{sd} και V_{sq} , αποτελούν ποσότητες οι οποίες περιλαμβάνονται στις εξισώσεις της ΣΜΜΜ, όπως αυτές διαμορφώνονται στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q. Πρόκειται για τις εξισώσεις (2.13) και (2.14), από τις οποίες συντίθενται τα ισοδύναμα κυκλώματα για τους άξονες d και q αντίστοιχα, όπως αυτά περιγράφονται σχηματικά στις Εικόνες 2.9 και 2.10 του δεύτερου κεφαλαίου. Το Σχήμα 4.14 εστιάζει στο μπλοκ του μετασχηματισμού, όπου διακρίνονται καλύτερα οι μεταβλητές εισόδου και εξόδου. Κοινό σημείο με τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park του Σχήματος 4.11, είναι η είσοδος απ' όπου εισέρχεται το σήμα από τη μέτρηση της γωνίας θ .



Σχήμα 4.14 Μπλοκ εκτέλεσης Μετασχηματισμού Park, για τις εναλλασσόμενες φασικές τάσεις V_a , V_b και V_c .

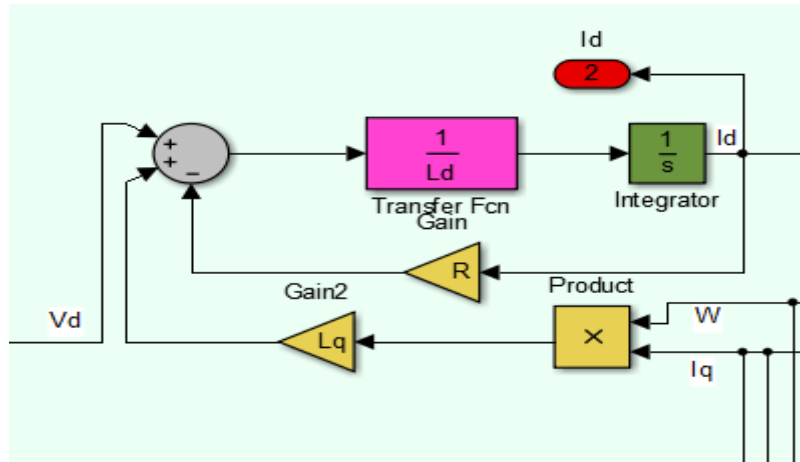
4.5.2 Κύκλωμα Προσομοίωσης για τον άξονα d της ΣΜΜΜ

Για το σχεδιασμό των ισοδύναμων κυκλωμάτων του κινητήρα στο περιβάλλον της προσομοίωσης, οι εξισώσεις των τάσεων (2.13) και (2.14), λύνονται ως προς την παράγωγο των ρευμάτων των αντίστοιχων αξόνων d και q. Η εξίσωση που χρησιμοποιείται για την υλοποίηση του κυκλώματος για τον άξονα d είναι η (4.1).

$$V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_r L_q I_{sq} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_d} V_{sd} - \frac{R_s}{L_d} I_{sd} + \frac{L_q}{L_d} \omega_r I_{sq} \quad (4.1)$$

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.15, οι επιμέρους ποσότητες (V_{sd}), ($R_s I_{sd}$) και ($L_q \omega_r I_{sq}$), εισάγονται σε ένα αθροιστή και έπειτα πολλαπλασιάζονται με τον όρο $\frac{1}{L_d}$. Το ρεύμα I_{sd} προκύπτει από την ολοκλήρωση του όρου $\frac{dI_{sd}}{dt}$, με τη χρήση του ολοκληρωτή $\frac{1}{s}$ (Integrator).



Σχήμα 4.15 Σύνθεση κυκλώματος προσομοίωσης για τον άξονα d της ΣΜΜΜ.

4.5.3 Κύκλωμα Προσομοίωσης για τον άξονα q της ΣΜΜΜ

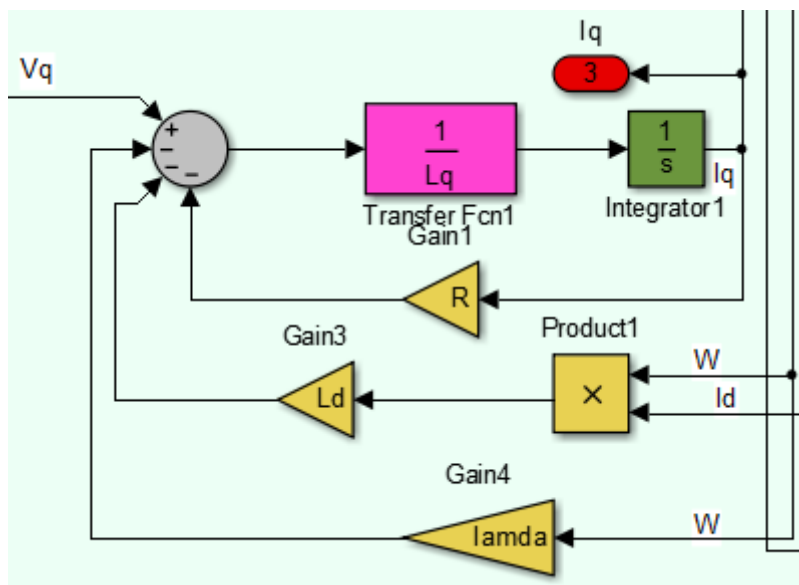
Αντίστοιχα με τον άξονα d, η εξίσωση (2.14) που εκφράζει το ισοδύναμο κύκλωμα του άξονα q, λύνεται ως προς την παράγωγο του ρεύματος I_{sq} .

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_r L_d I_{sd} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_r \lambda_m \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_q} V_{sq} - \frac{R_s}{L_q} I_{sq} - \frac{L_d}{L_q} \omega_r I_{sd} - \frac{\lambda_m \omega_r}{L_q} \quad (4.2)$$

Οι όροι (V_{sq}) , $(R_s I_{sq})$, $(L_d \omega_r I_{sd})$ και $(\omega_r \lambda_m)$ εισάγονται στον αθροιστή του Σχήματος 4.16 και πολλαπλασιάζονται με τον όρο $\frac{1}{L_q}$. Η παράγωγος του ρεύματος I_{sq} , ολοκληρώνεται με χρήση του ολοκληρωτή $\frac{1}{s}$ (Integrator1).

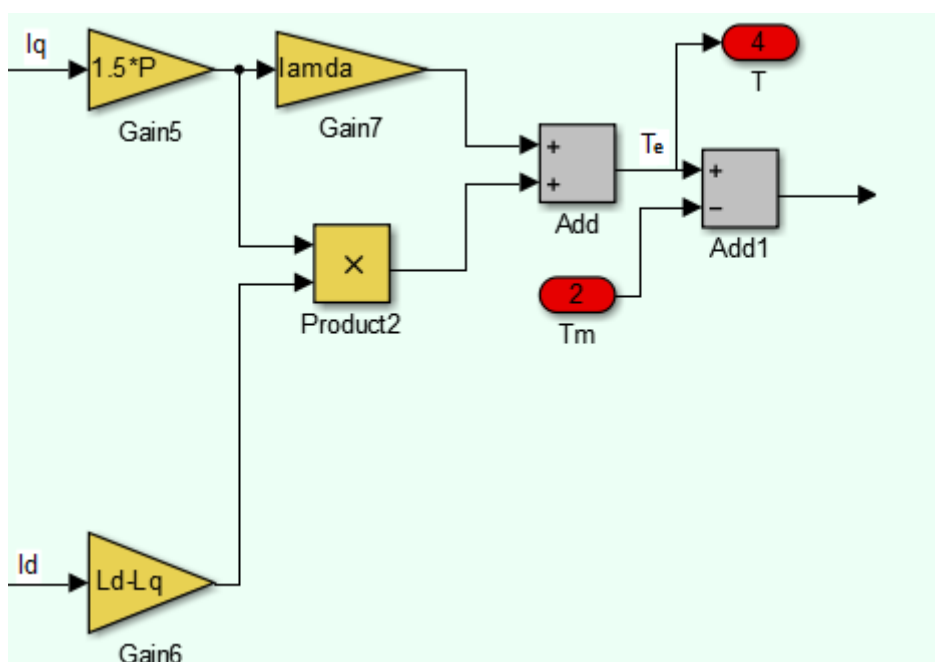
Τα ρεύματα I_{sd} και I_{sq} που προκύπτουν μετά την ολοκλήρωση, στα αντίστοιχα ισοδύναμα κυκλώματα της προσομοίωσης, είναι αυτά που χρησιμοποιούνται στους κλάδους ανάδρασης και συγκρίνονται με τα ρεύματα αναφοράς (I_{sd}^* και I_{sq}^*), πριν τις εισόδους των ελεγκτών PI3 και PI4 αντίστοιχα.



Σχήμα 4.16 Σύνθεση κυκλώματος προσομοίωσης για τον άξονα q της ΣΜΜ.

4.5.4 Κύκλωμα Προσομοίωσης Αισθητήρα Ταχύτητας και Γωνιακής Θέσης (γωνία θ_e)

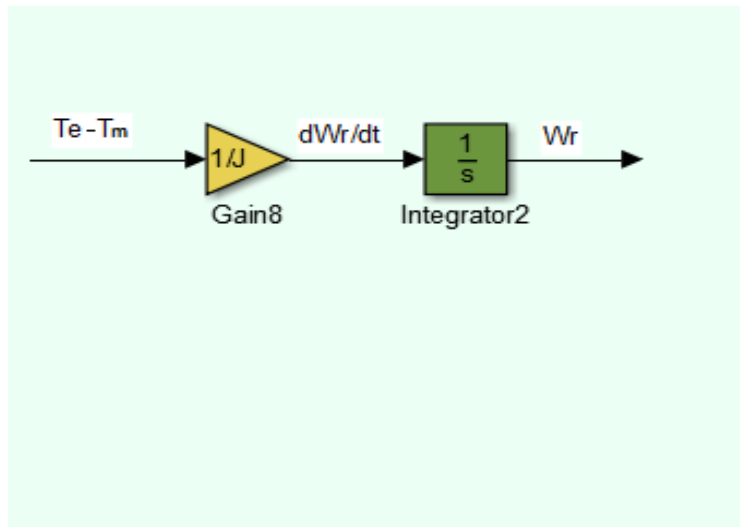
Για τον προσδιορισμό της ταχύτητας του κινητήρα, θα πρέπει αρχικά να υπολογιστεί η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e . Χάρην ευκολίας οι εξισώσεις (2.16), (2.26), (2.27) και (2.28) του δευτέρου κεφαλαίου, επαναλαμβάνονται παρακάτω. Από την εξίσωση της ροπής (2.16) προκύπτει το κύκλωμα του Σχήματος 4.17.



Σχήμα 4.17 Κύκλωμα υπολογισμού της ηλεκτρομαγνητικής ροπής T_e για τη ΣΜΜ.

Η εξίσωση (2.16) της ηλεκτρομαγνητικής ροπής: $T_e = \frac{3}{2}p[\lambda_m I_{sq} + (L_d - L_q)I_{sd}I_{sq}]$

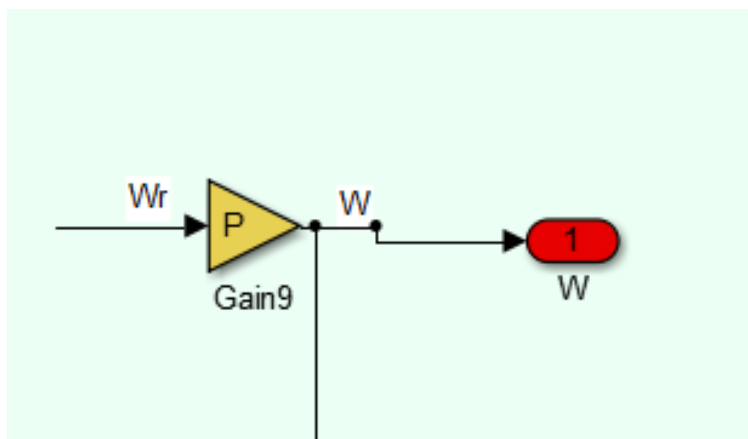
Γνωρίζοντας πλέον την τιμή της ροπής από το κύκλωμα του Σχήματος 4.17, μπορεί εύκολα να υπολογιστεί η ταχύτητα του κινητήρα, συνθέτοντας το κύκλωμα που περιγράφει η εξίσωση (2.26).



Σχήμα 4.18 Κύκλωμα υπολογισμού της γωνιακής ταχύτητας ω_r για τη ΣΜΜΜ.

Η εξίσωση (2.26) για την εύρεση της ταχύτητας: $\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e - T_m}{J}$

Η ταχύτητα του κινητήρα προκύπτει έπειτα από ολοκλήρωση της (2.26), με χρήση του ολοκληρωτή «Integrator2» (Σχήμα 4.18).

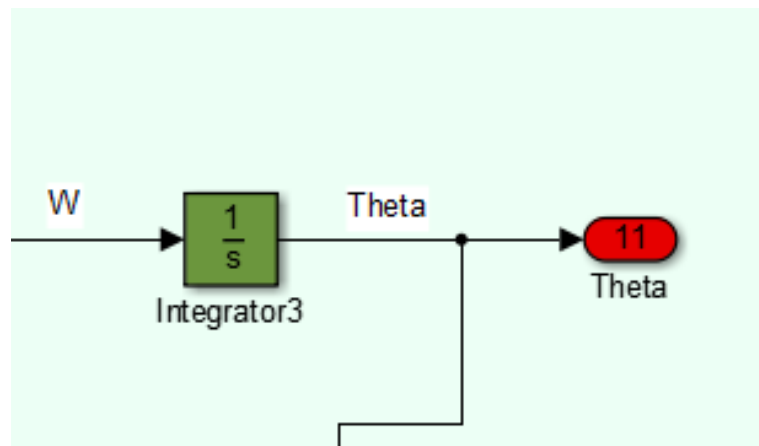


Σχήμα 4.19 Κύκλωμα υπολογισμού της ηλεκτρικής ταχύτητας ω_e .

Η εξίσωση (2.28) για την εύρεση της ηλεκτρικής ταχύτητας: $\omega_e = p\omega_r$

Όπως προκύπτει και από το κύκλωμα του Σχήματος 4.19, το μόνο στοιχείο που παρεμβάλλεται μεταξύ ηλεκτρικής και πραγματικής ταχύτητας, είναι ο πολλαπλασιαστής p (Gain9), που αντιπροσωπεύει το πλήθος των ζευγών των πόλων της ΣΜΜΜ.

Το κύκλωμα για τον προσδιορισμό της γωνιακής θέσης του δρομέα, περιγράφεται από την εξίσωση (2.27) και έχει τη μορφή του Σχήματος 4.20.



Σχήμα 4.20 Κύκλωμα υπολογισμού της γωνίας θ .

Η εξίσωση (2.27) για την εύρεση της γωνίας θ : $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$

Για την εύρεση της γωνίας θ , η ταχύτητα ολοκληρώνεται μέσω του Integrator3. Όταν ο κινητήρας κατασκευαστικά διαθέτει ένα ζεύγος πόλων ($p = 1$), τότε δεν υπάρχει διαφορά μεταξύ των τιμών της ηλεκτρικής γωνίας θ_e και της γωνιακής θέσης του δρομέα θ_r .

Με την εύρεση της γωνίας θ ολοκληρώνεται ο σχεδιασμός του μοντέλου της ΣΜΜΜ, για τις ανάγκες της προσομοίωσης στο περιβάλλον του λογισμικού Simulink.

Κεφάλαιο 5

Αποτελέσματα Προσομοίωσης

5.1 Χαρακτηριστικά του Κινητήρα της Προσομοίωσης και Προσδιορισμός των Κερδών των Ελεγκτών

Η υλοποίηση των κυκλωμάτων του συστήματος, όπως αυτά περιγράφονται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 4, πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον γραφικού προγραμματισμού του λογισμικού Simulink. Πρόκειται για ένα λογισμικό βασισμένο στη γλώσσα προγραμματισμού MatLab (Matrix Laboratory), το οποίο χρησιμοποιείται για μοντελοποίηση και προσομοίωση δυναμικών συστημάτων και εφαρμογών.

Η προσομοίωση του συστήματος αποτελείται από δύο αρχεία. Το ένα αρχείο είναι αυτό που δημιουργείται από το Simulink, με κατάληξη «.mdl», ενώ το δεύτερο είναι ένα αρχείο MatLab, κατάληξης «.m» και χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό των χαρακτηριστικών του κινητήρα. Οι τιμές που προσδιορίζονται στο αρχείο του MatLab, καταχωρούνται σε μεταβλητές τις οποίες χρησιμοποιεί το Simulink για να «τρέξει» την προσομοίωση. Με τον τρόπο αυτό δίνεται η δυνατότητα για προσομοίωση της τεχνικής ΜΤΡΑ σε οποιονδήποτε ΣΚΜΜ, αρκεί να εισαχθούν στις μεταβλητές αυτές τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά. Στον παρακάτω πίνακα του Σχήματος 5.1, αναγράφονται τα χαρακτηριστικά του κινητήρα που εξετάζεται στην παρούσα διπλωματική, μαζί με τα ονόματα των μεταβλητών που χρησιμοποιήθηκαν για την εκχώρησή τους.

Χαρακτηριστικά Κινητήρα	Ονομασία Μεταβλητών	Τιμή
Ωμική αντίσταση τυλιγμάτων στάτη R_s	R	2.5 Ω
Πλήθος ζευγών πόλων p	P	1
Ροπή αδράνειας J	J	0.089 Kg·m ²
Μαγνητική ροή λ_m	lamda	0.5 Wb
Αυτεπαγωγή L_d	Ld	0.21 H
Αυτεπαγωγή L_q	Lq	0.4 H

Σχήμα 5.1 Χαρακτηριστικά του ΣΚΜΜ της Προσομοίωσης.

Οι τιμές στα κέρδη των ελεγκτών του συστήματος ρυθμίστηκαν εμπειρικά. Οι δοκιμές πραγματοποιήθηκαν στη μέγιστη τιμή της ταχύτητας αναφοράς ($\omega_{rmax}^* = 314.16 \text{ rad/s}$). Αρχικά ρυθμίστηκαν τα κέρδη K_p και K_i για τον ελεγκτή της ταχύτητας (MTPA Speed Controller), διατηρώντας τους ελεγκτές PI3 και PI4 σε μοναδιαία απολαβή. Όταν η απόκριση της ταχύτητας του συστήματος έφτασε σε ικανοποιητικό επίπεδο, ρυθμίστηκαν και τα κέρδη στους ελεγκτές των ρευμάτων I_{sd} και I_{sq} . Έπειτα, πραγματοποιήθηκε εκ νέου προσαρμογή στα κέρδη του ελεγκτή της ταχύτητας και μικροεπεμβάσεις στους PI3 και PI4, επιτυγχάνοντας έτσι τη βέλτιστη απόκριση με το ελάχιστο δυνατό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση (e_{ss}). Στον πίνακα του Σχήματος 5.2 αναγράφονται οι τιμές των κερδών για τους ελεγκτές PI3, PI4 και MTPA Speed Controller.

Ελεγκτές Συστήματος	Ονομασία Μεταβλητών Εκχώρησης Κέρδους	Τιμή Κέρδους
MTPA Speed Controller	Αναλογικό Κέρδος, K_{pw}	9.3
	Ολοκληρωτικό Κέρδος, K_{iw}	0.0001
PI3	Αναλογικό Κέρδος, K_{pd}	160
	Ολοκληρωτικό Κέρδος, K_{id}	1000
PI4	Αναλογικό Κέρδος, K_{pq}	160
	Ολοκληρωτικό Κέρδος, K_{iq}	1000

Σχήμα 5.2 Αναλογικό και Ολοκληρωτικό κέρδος για κάθε ελεγκτή του συστήματος ελέγχου.

Στην επόμενη παράγραφο γίνεται παρουσίαση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης. Οι δοκιμές πραγματοποιήθηκαν για τις εξής ταχύτητες αναφοράς: $n_1^* = 750rpm$, $n_2^* = 1500rpm$, $n_3^* = 2250rpm$, $n_{max}^* = 3000rpm$.

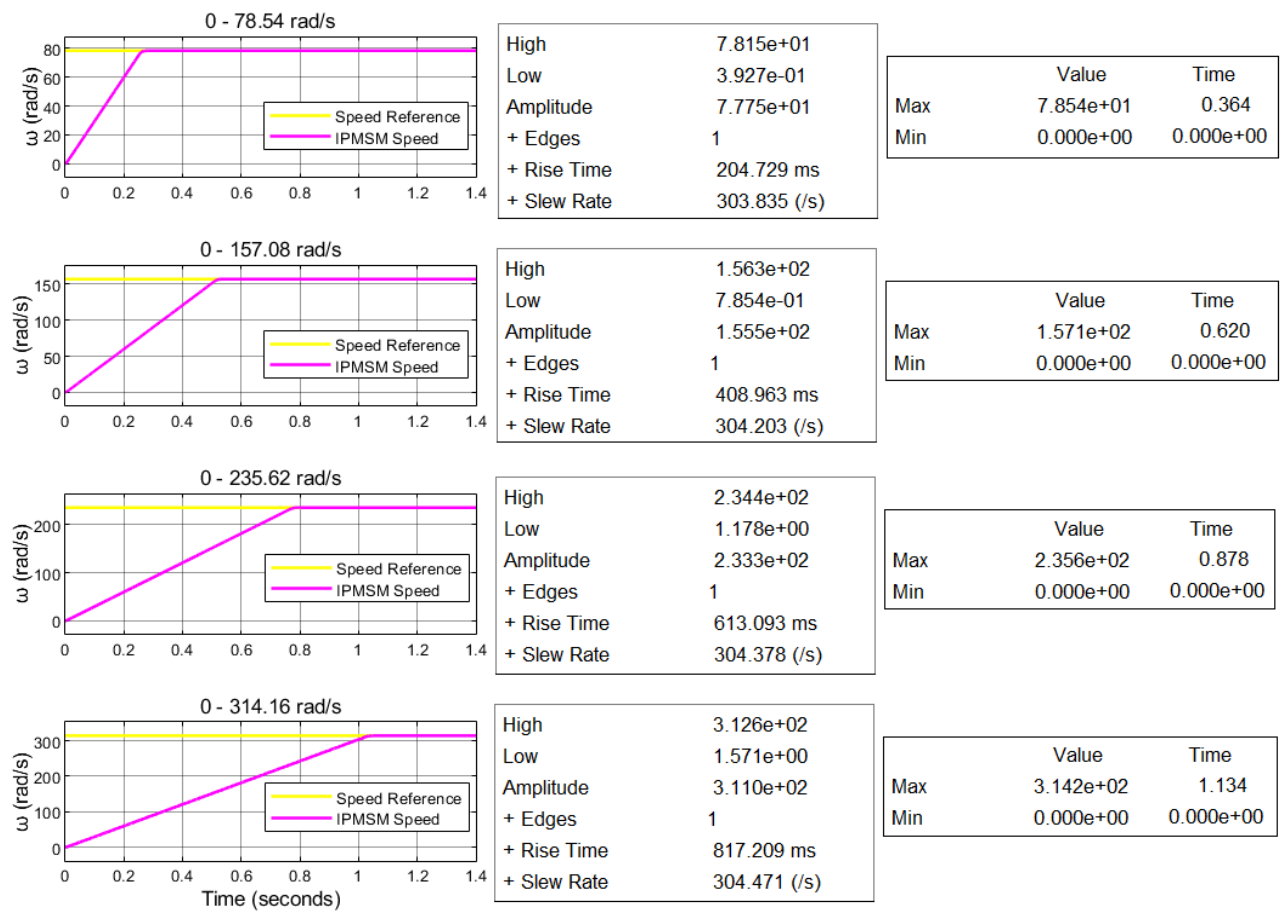
Για κάθε ταχύτητα αναφοράς από τις προαναφερθείσες, ο κινητήρας δοκιμάστηκε είτε σε περιστροφή στο κενό ($T_m = 0Nm$), είτε σε περιστροφή με εφαρμογή φορτίου, για τις εξής περιπτώσεις: $T_{m1} = 1Nm$, $T_{m2} = 2.5Nm$, $T_{m3} = 5Nm$, $T_{m4} = 7.5Nm$. Αυτές οι ποσότητες φορτίου εφαρμόστηκαν στον άξονα της μηχανής, από τη χρονική στιγμή της εκκίνησης και για όλη τη διάρκεια λειτουργίας.

5.2 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM

5.2.1 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM

Χωρίς την εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 0Nm$)

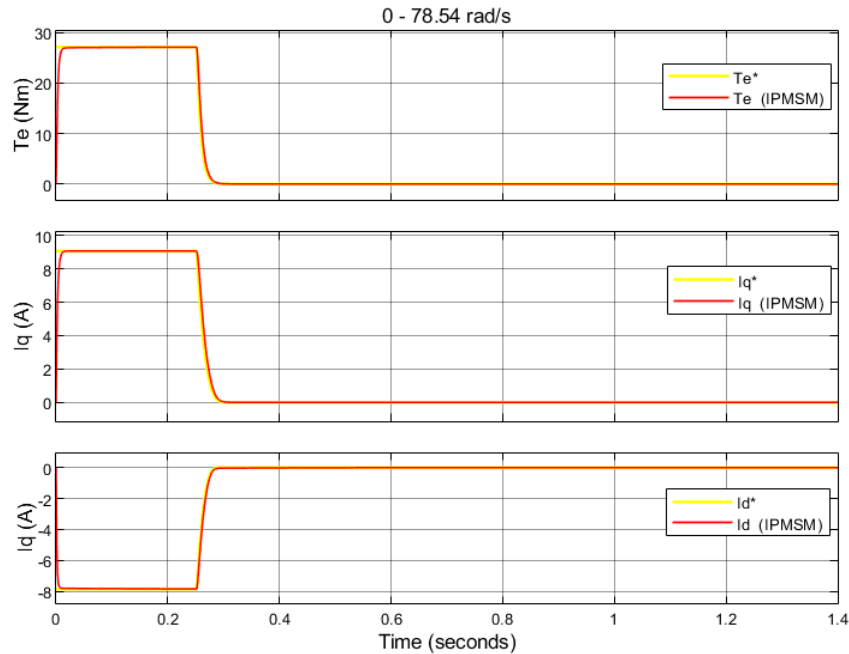
- Χρονική απόκριση ταχύτητας της IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5Hz$, $f^* = 25Hz$, $f^* = 37.5Hz$ και $f^* = 50Hz$. Φορτίο μηχανής $T_m = 0Nm$.



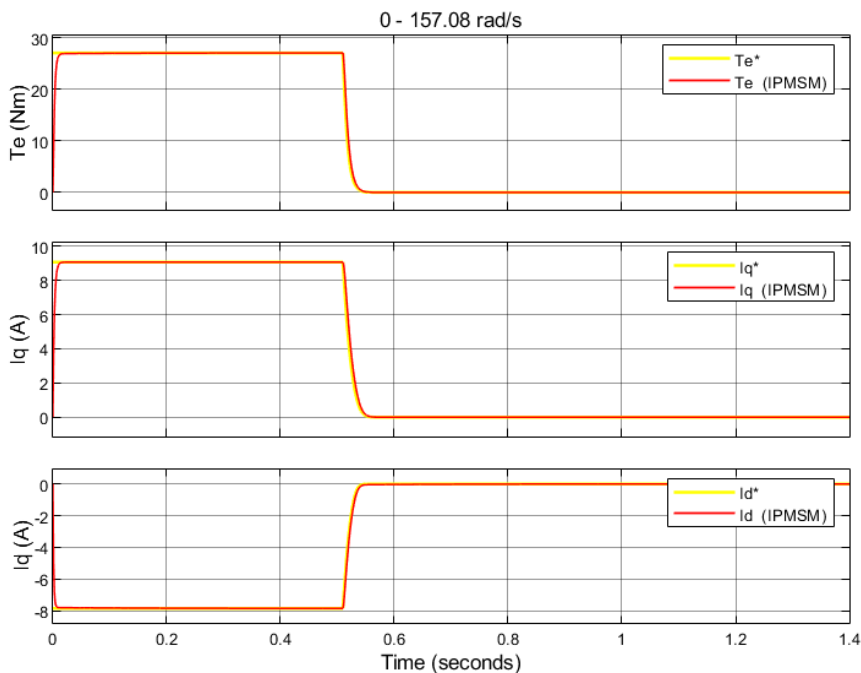
Σχήμα 5.3 Βηματικές Αποκρίσεις Γωνιακής Ταχύτητας IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς $\omega_r^* = 78.54rad/s$, $\omega_r^* = 157.08rad/s$, $\omega_r^* = 235.62rad/s$, $\omega_{rmax}^* = 314.16rad/s$, χωρίς την εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 0Nm$).

Στο Σχήμα 5.3 έχουν τοποθετηθεί τέσσερα διαγράμματα χρονικών αποκρίσεων, για τέσσερις διαφορετικές περιπτώσεις ταχυτήτων αναφοράς. Στη μεσαία στήλη αναγράφονται μετρήσεις (τιμές: High, Low) απ' όπου υπολογίζεται ο χρόνος ανόδου (Rise Time) για κάθε περίπτωση. Στην τρίτη στήλη αναγράφεται η τιμή για τη μέγιστη ανύψωση (Over Shot) της κάθε καμπύλης, καθώς και ο χρόνος αποκατάστασης (Settling Time). Η ποσοστιαία υπερύψωση (%OS), για όλες τις περιπτώσεις, είτε με φορτίο, είτε χωρίς (στις επόμενες παραγράφους), κυμαίνεται από 0.505% μέχρι 0.509%.

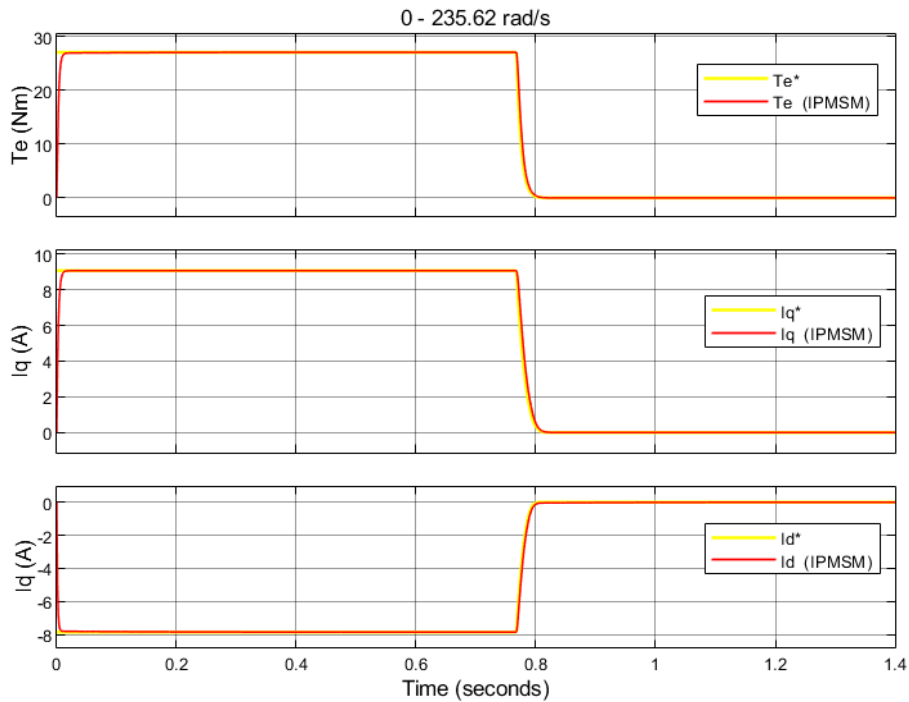
- Χρονική απόκριση ροπής T_e της IPMSM μαζί με τις αποκρίσεις των ρευμάτων I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 0\text{Nm}$.



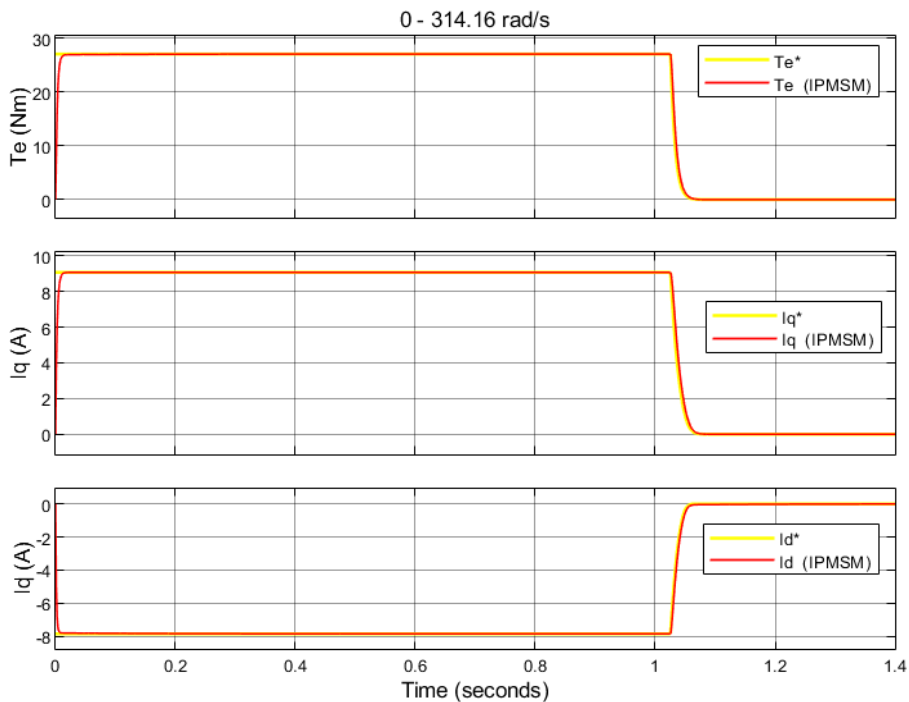
Σχήμα 5.4 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ και χωρίς την εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 0\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .



Σχήμα 5.5 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$ και χωρίς την εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 0\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

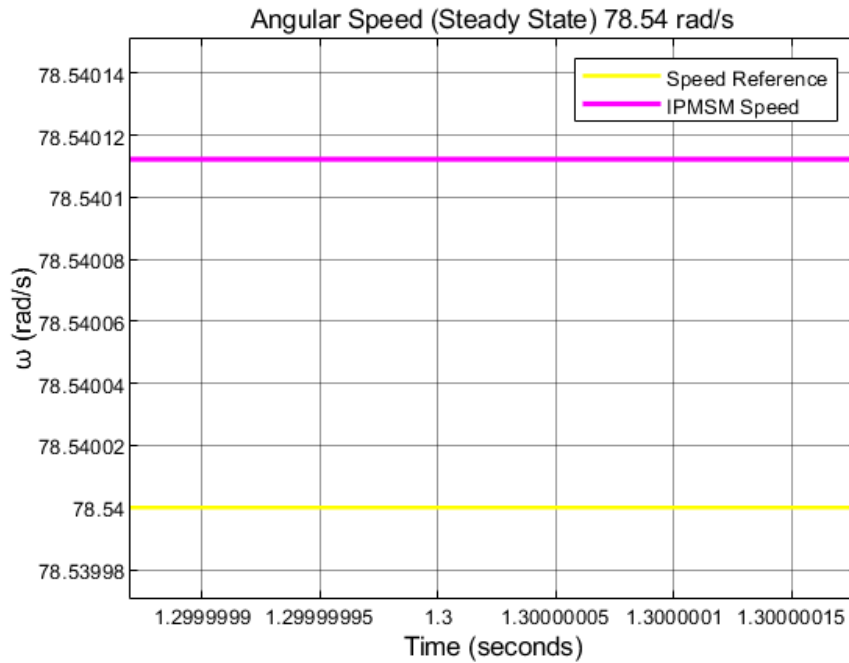


Σχήμα 5.6 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 235.62 \text{ rad/s}$ και χωρίς την εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 0 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

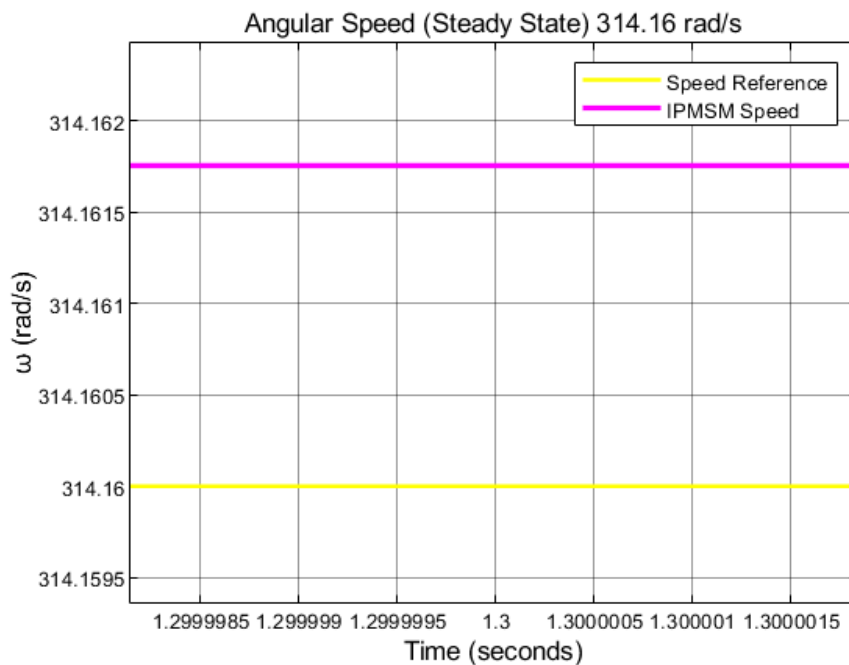


Σχήμα 5.7 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 314.16 \text{ rad/s}$ και χωρίς την εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 0 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

- Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (Steady State), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 0\text{Nm}$. Υπολογισμός σφάλματος μόνιμης κατάστασης e_{ss} .

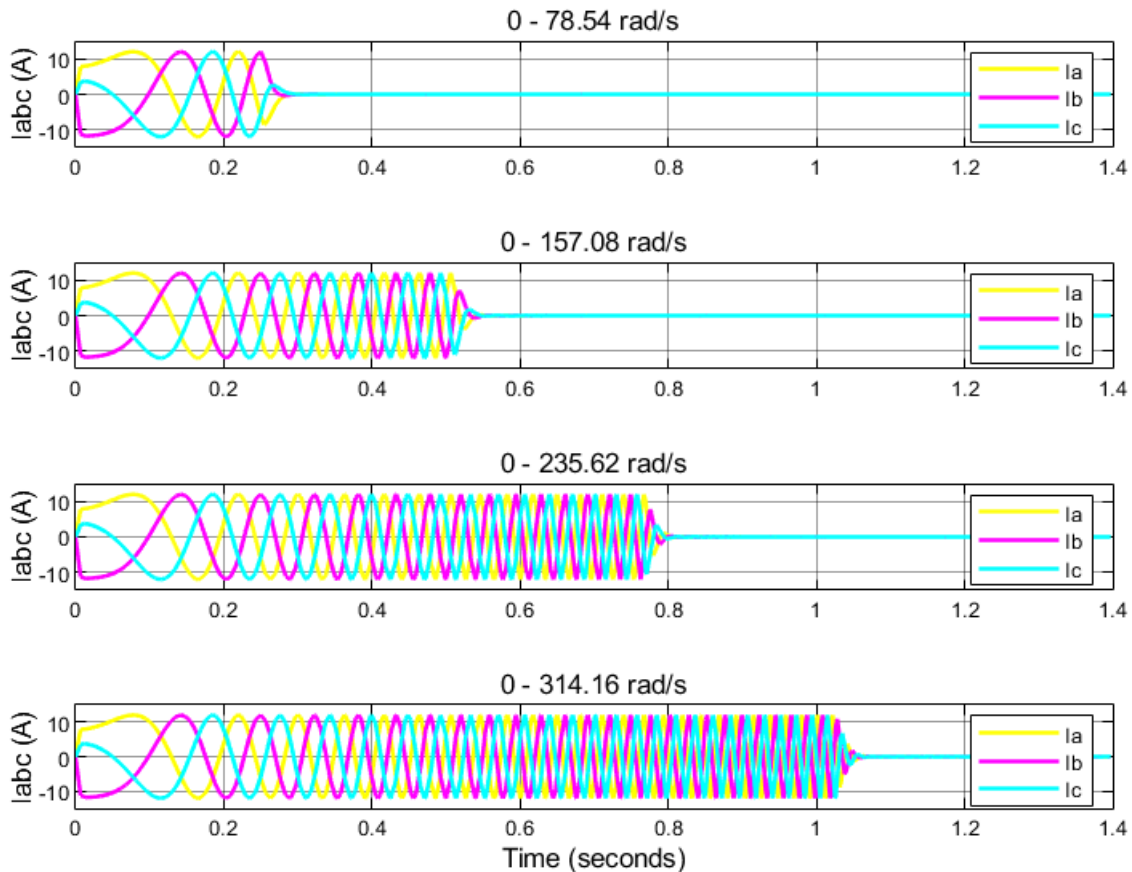


Σχήμα 5.8 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 0\text{Nm}$.



Σχήμα 5.9 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 314.16\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 0\text{Nm}$.

- Χρονική απόκριση τριφασικών ρευμάτων μηχανής (I_{abc}), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 0\text{Nm}$.

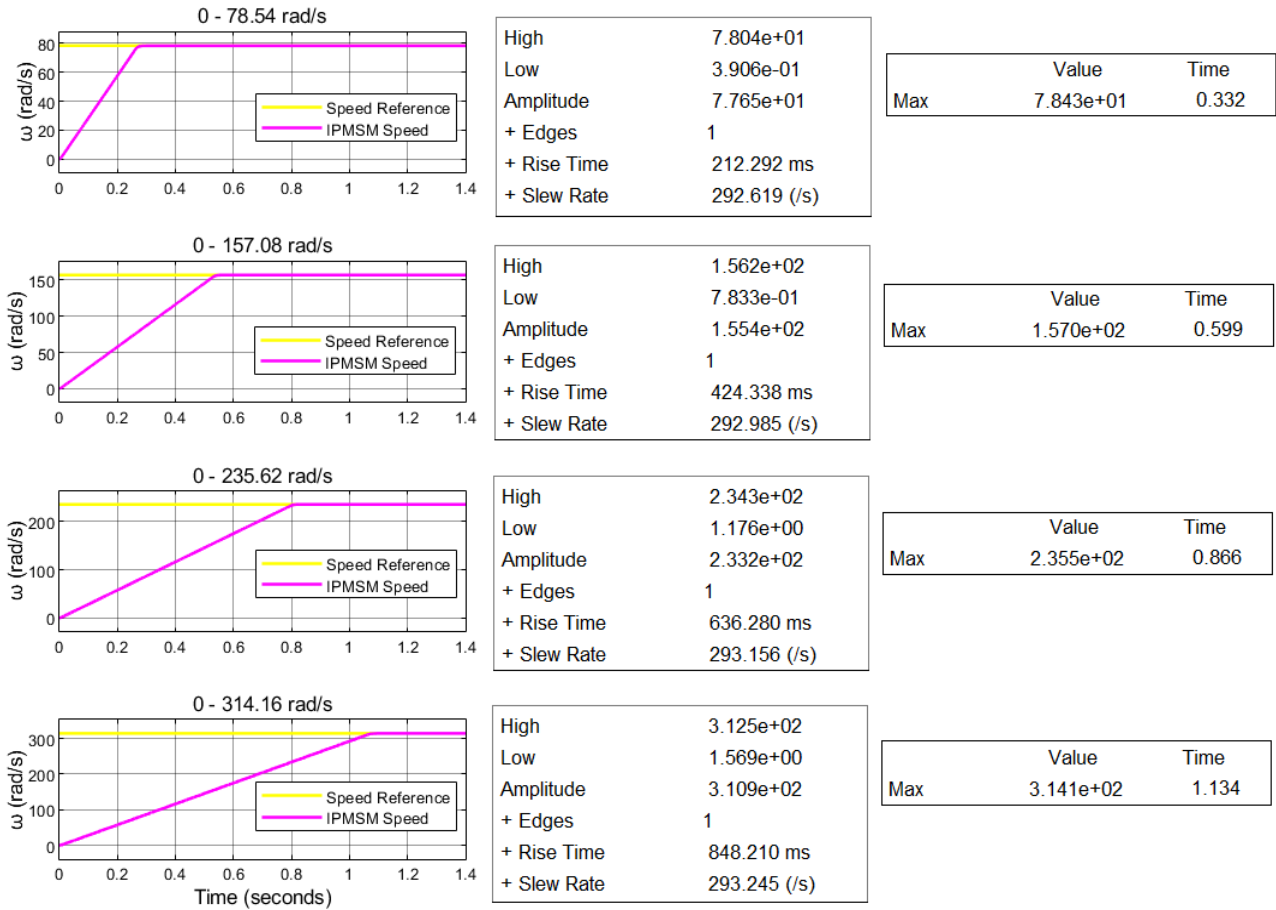


Σχήμα 5.10 Τα Τριφασικά ρεύματα (I_{abc}) που καταναλώνονται στα τυλίγματα της IPMSM, για Ταχύτητες Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 235.62\text{rad/s}$, $\omega_{rmax}^* = 314.16\text{rad/s}$. Φορτίο Μηχανής $T_m = 0\text{Nm}$.

Όλα τα διαγράμματα της παρούσας παραγράφου (5.2.1), αφορούν τη λειτουργία του κινητήρα, στην περίπτωση όπου δεν εφαρμόζεται φορτίο στον άξονά του ($T_m = 0$). Τα ίδια διαγράμματα επαναλαμβάνονται στις επόμενες παραγράφους, αλλά για διαφορετικές τιμές φορτίου (T_m). Στο τέλος του κεφαλαίου αναγράφονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συγκεντρωτικά σε πίνακες, για τους χρόνους ανόδου, τους χρόνους αποκατάστασης και το μόνιμο σφάλμα της γωνιακής ταχύτητας του συστήματος.

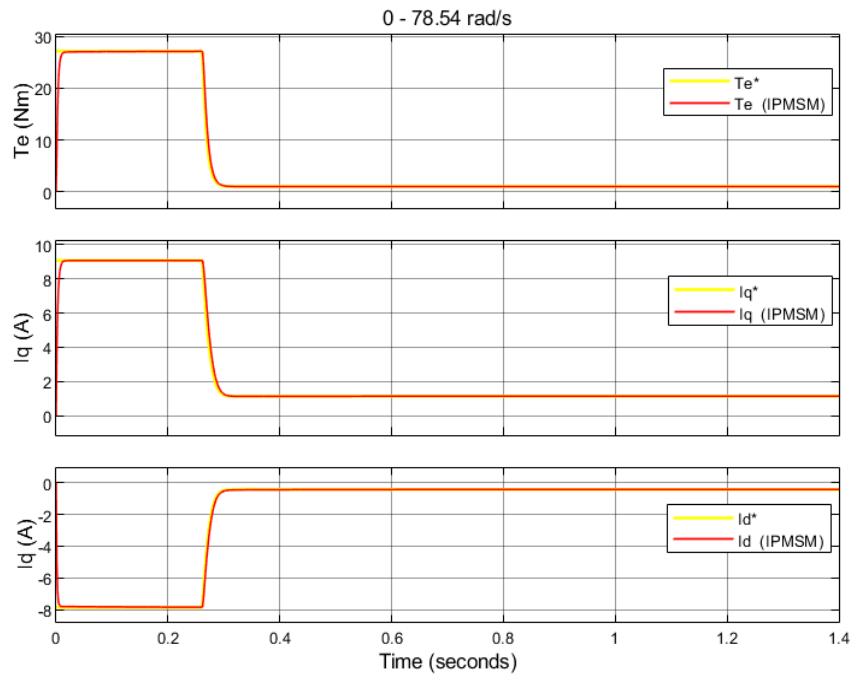
5.2.2 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 1Nm$)

- Χρονική απόκριση ταχύτητας της IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5Hz$, $f^* = 25Hz$, $f^* = 37.5Hz$ και $f^* = 50Hz$. Φορτίο μηχανής $T_m = 1Nm$.

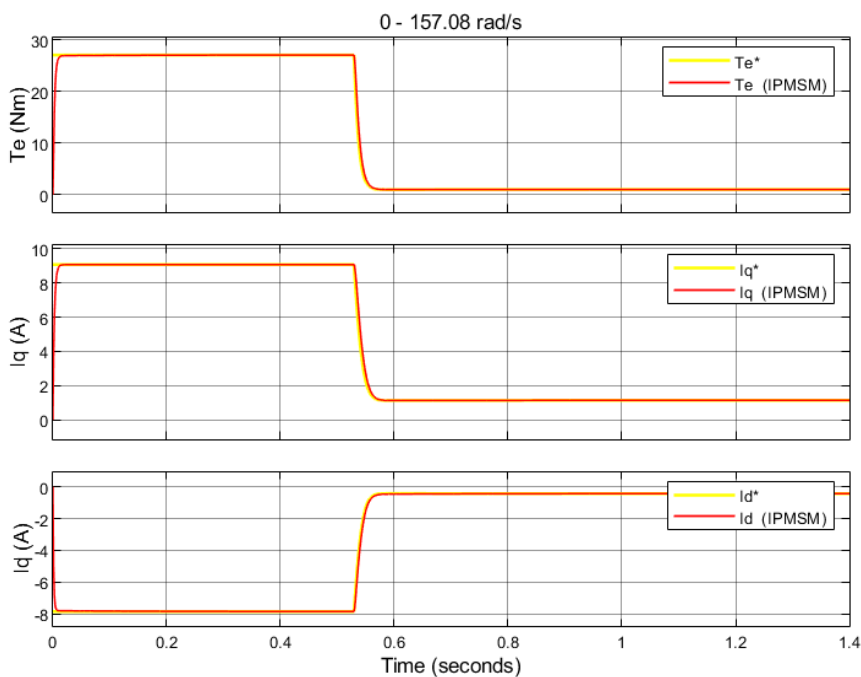


Σχήμα 5.11 Βηματικές Αποκρίσεις Γωνιακής Ταχύτητας IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς $\omega_r^* = 78.54rad/s$, $\omega_r^* = 157.08rad/s$, $\omega_r^* = 235.62rad/s$, $\omega_{rmax}^* = 314.16rad/s$, με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 1Nm$).

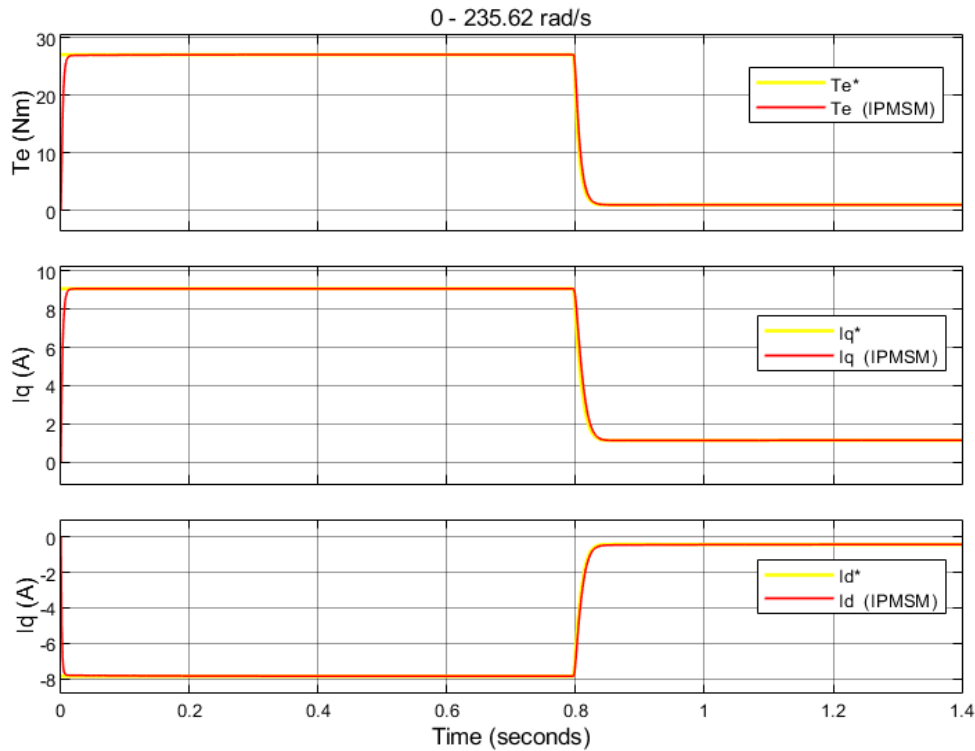
- Χρονική απόκριση ροπής T_e της IPMSM μαζί με τις αποκρίσεις των ρευμάτων I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 1\text{Nm}$.



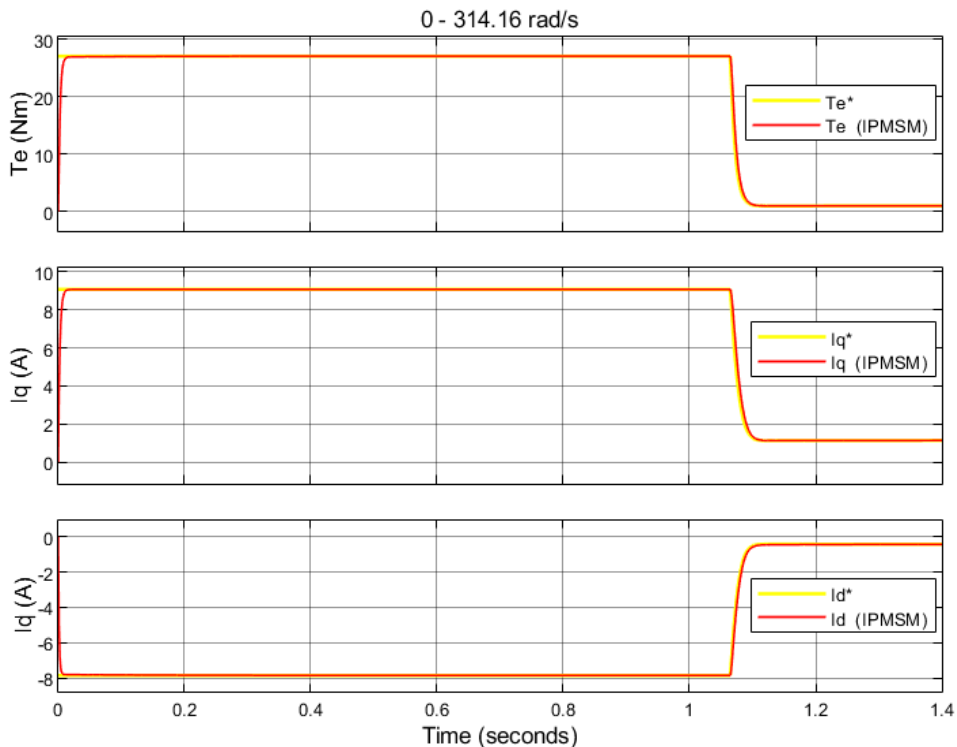
Σχήμα 5.12 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 1\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .



Σχήμα 5.13 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 1\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

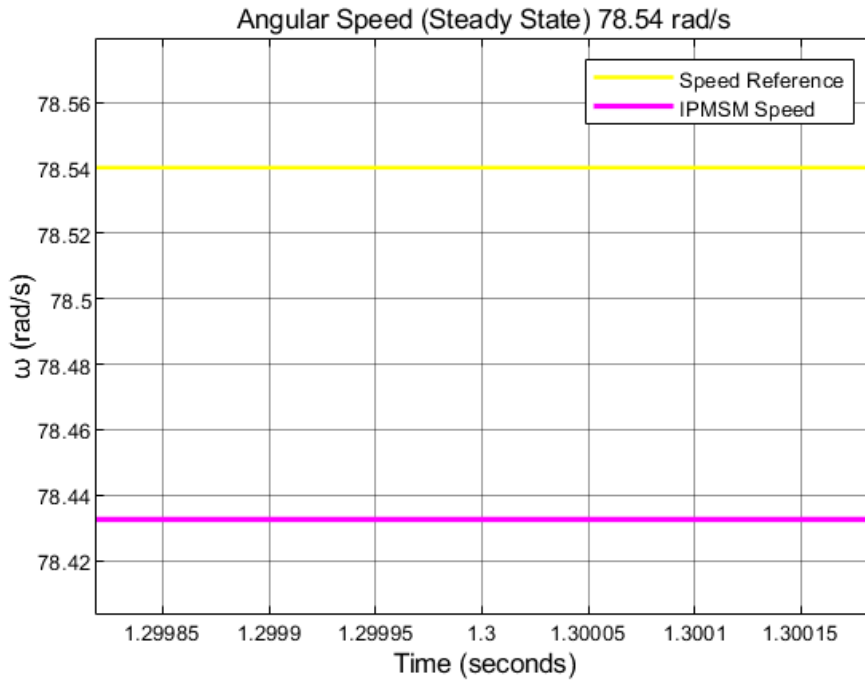


Σχήμα 5.14 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 235.62 \text{ rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 1 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

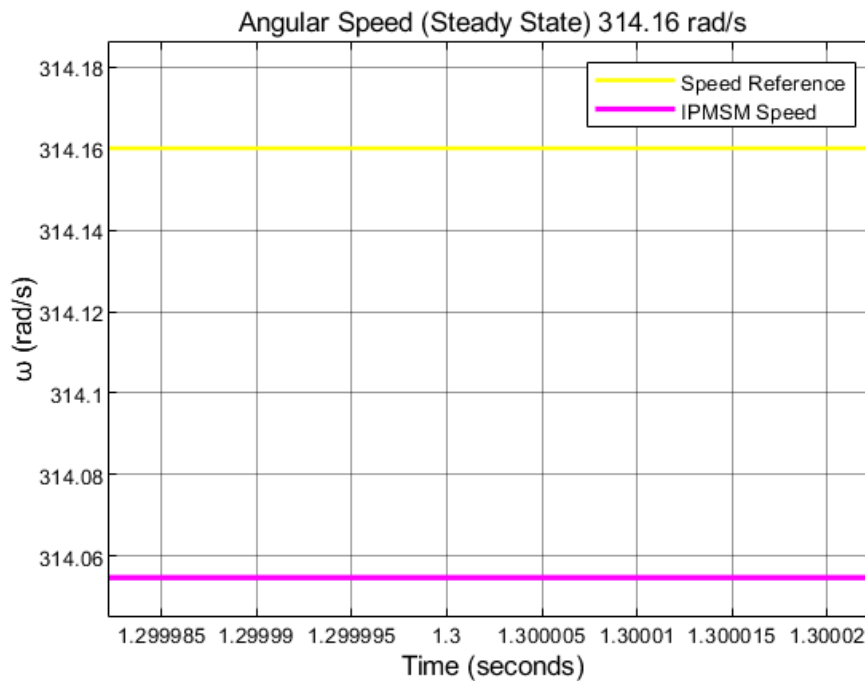


Σχήμα 5.15 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 314.16 \text{ rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 1 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

- Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (Steady State), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 1\text{Nm}$. Υπολογισμός σφάλματος μόνιμης κατάστασης e_{ss} .

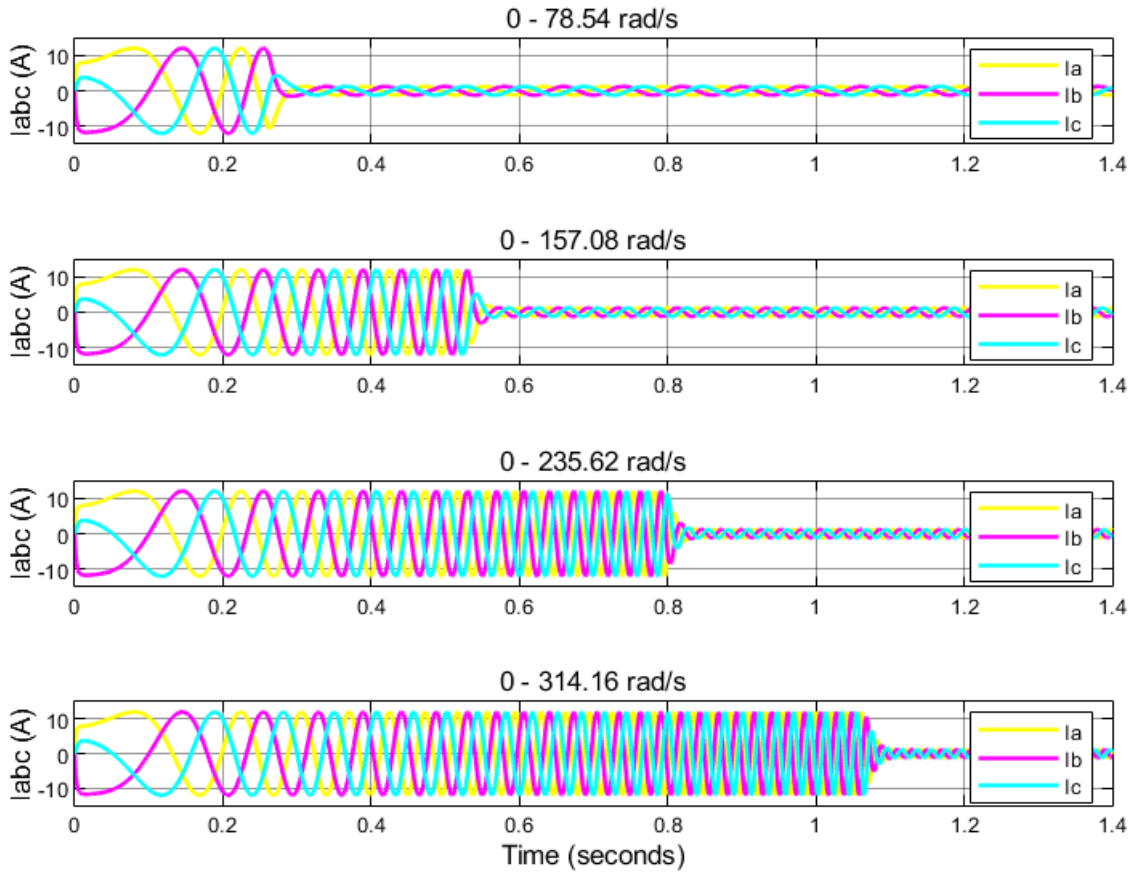


Σχήμα 5.16 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 1\text{Nm}$.



Σχήμα 5.17 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 314.16\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 1\text{Nm}$.

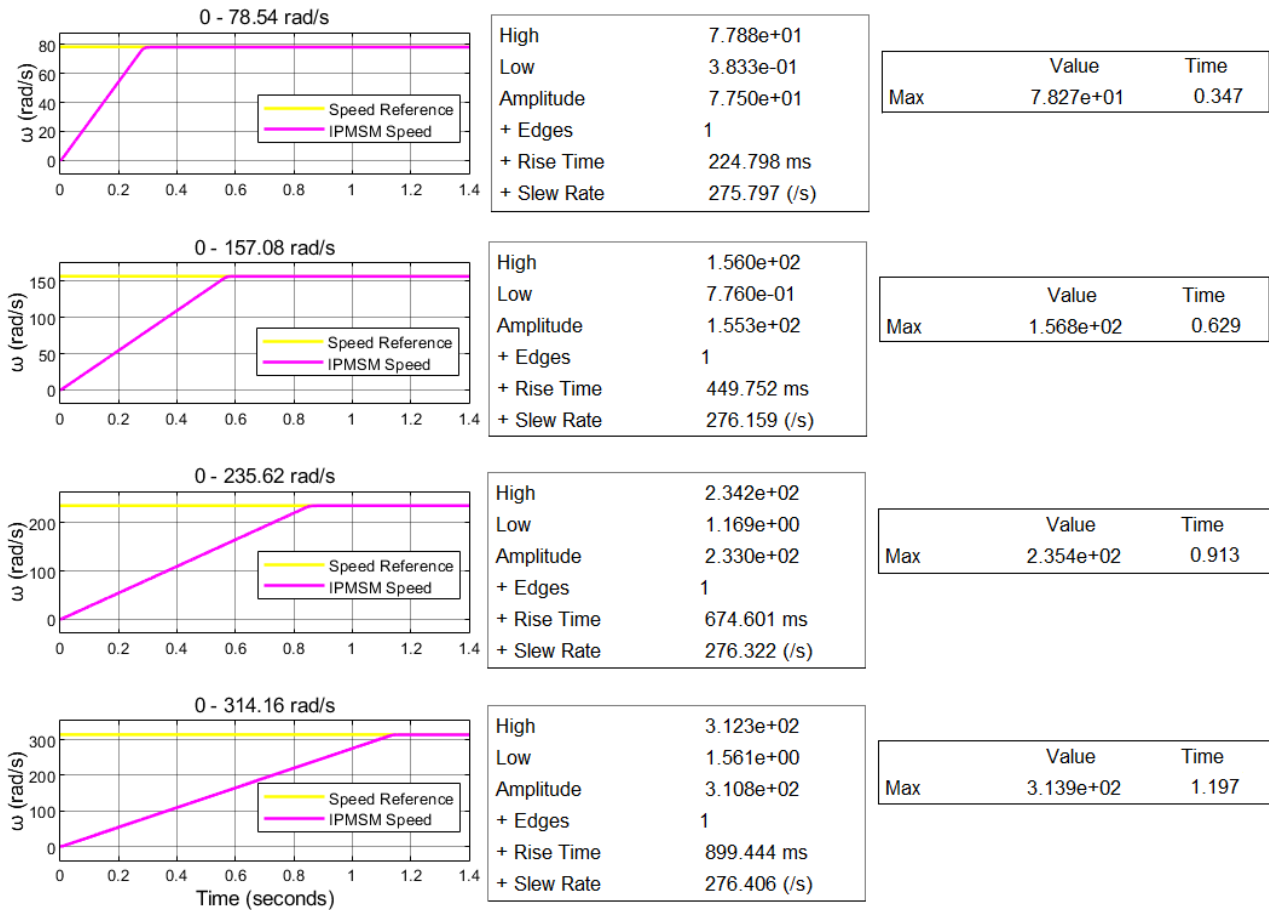
- Χρονική απόκριση τριφασικών ρευμάτων μηχανής (I_{abc}), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 1\text{Nm}$.



Σχήμα 5.18 Τα Τριφασικά ρεύματα (I_{abc}) που καταναλώνονται στα τυλίγματα της IPMSM, για Ταχύτητες Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 235.62\text{rad/s}$, $\omega_{rmax}^* = 314.16\text{rad/s}$. Φορτίο Μηχανής $T_m = 1\text{Nm}$.

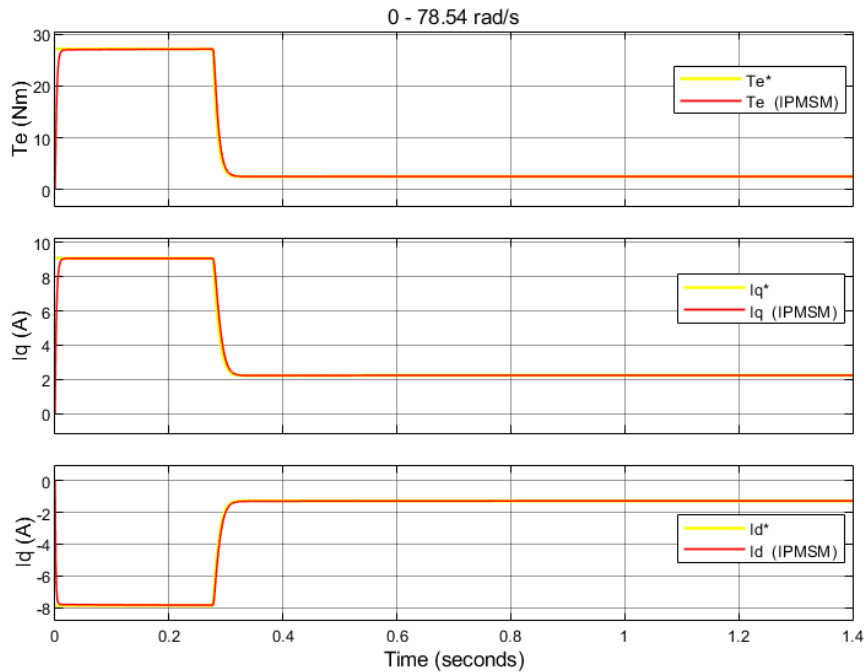
5.2.3 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 2.5Nm$)

- Χρονική απόκριση ταχύτητας της IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5Hz$, $f^* = 25Hz$, $f^* = 37.5Hz$ και $f^* = 50Hz$. Φορτίο μηχανής $T_m = 2.5Nm$.

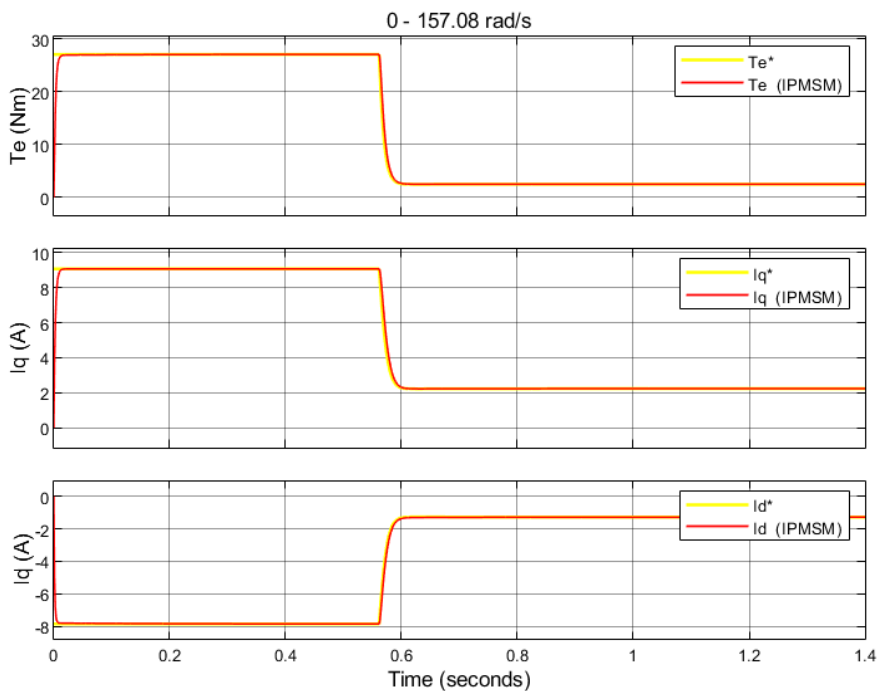


Σχήμα 5.19 Βηματικές Αποκρίσεις Γωνιακής Ταχύτητας IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς $\omega_r^* = 78.54rad/s$, $\omega_r^* = 157.08rad/s$, $\omega_r^* = 235.62rad/s$, $\omega_{rmax}^* = 314.16rad/s$, με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 2.5Nm$).

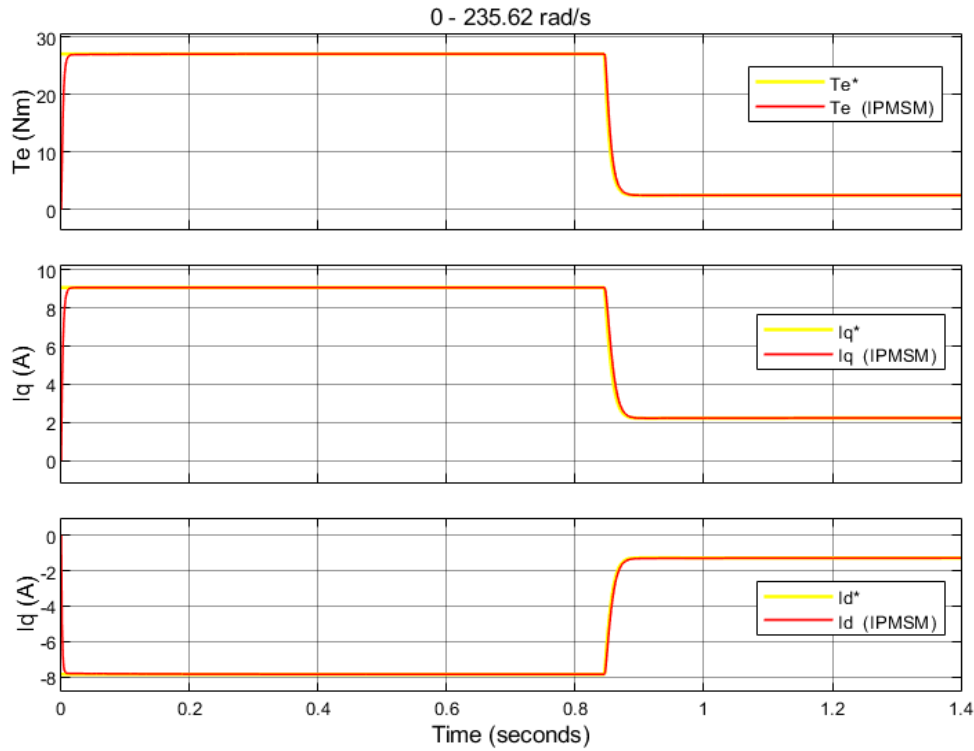
- Χρονική απόκριση ροπής T_e της IPMSM μαζί με τις αποκρίσεις των ρευμάτων I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 2.5\text{Nm}$.



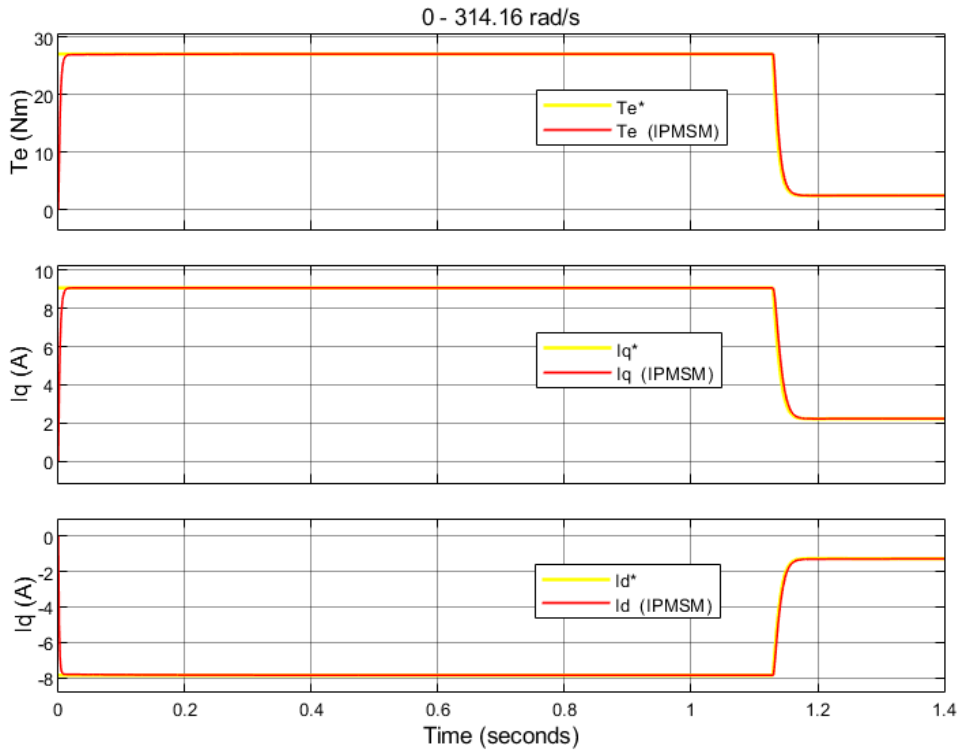
Σχήμα 5.20 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 2.5\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .



Σχήμα 5.21 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 2.5\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

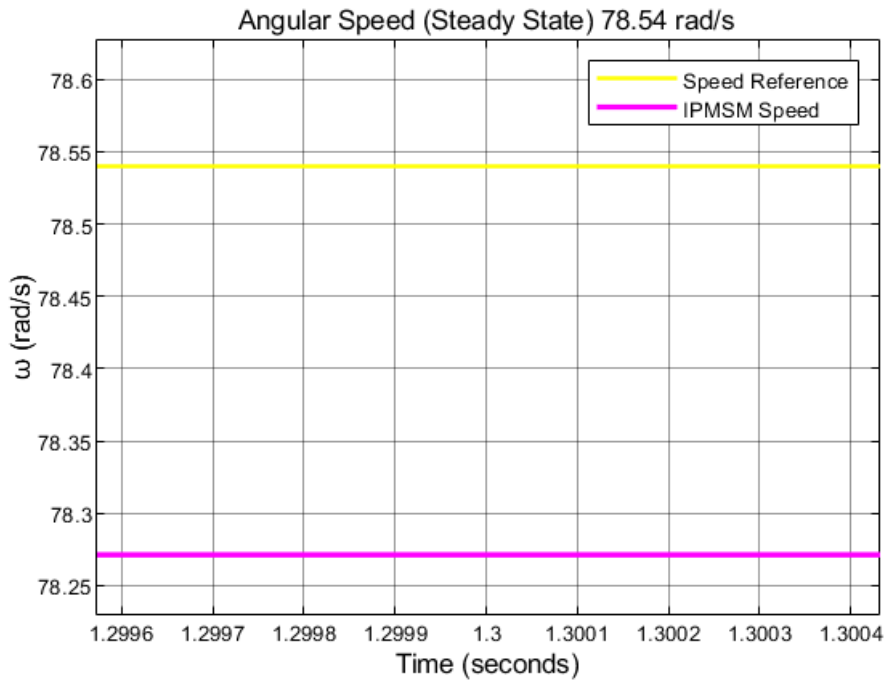


Σχήμα 5.22 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 235.62 \text{ rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 2.5 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

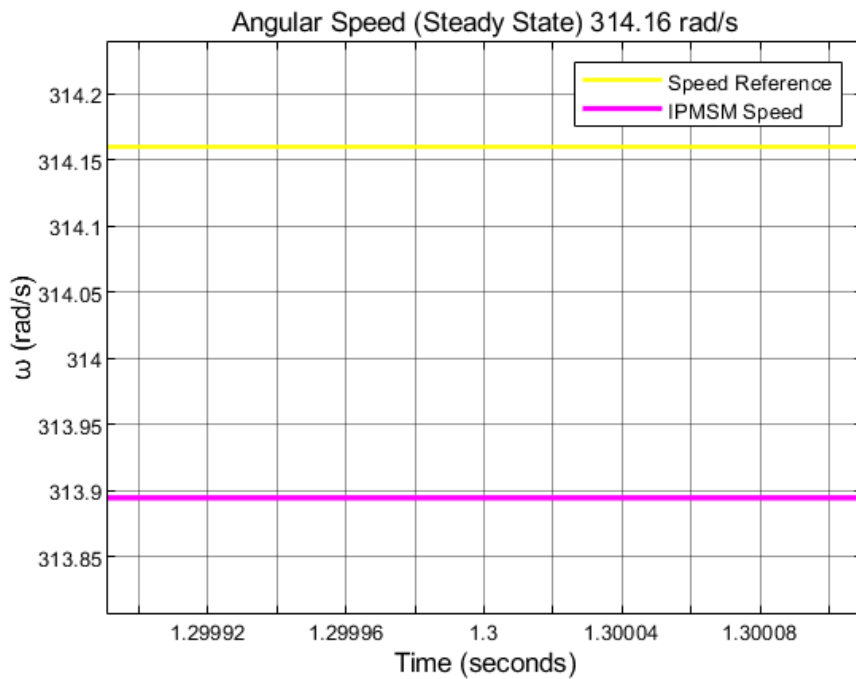


Σχήμα 5.23 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 314.16 \text{ rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 2.5 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

- Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (Steady State), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 2.5\text{Nm}$. Υπολογισμός σφάλματος μόνιμης κατάστασης e_{ss} .

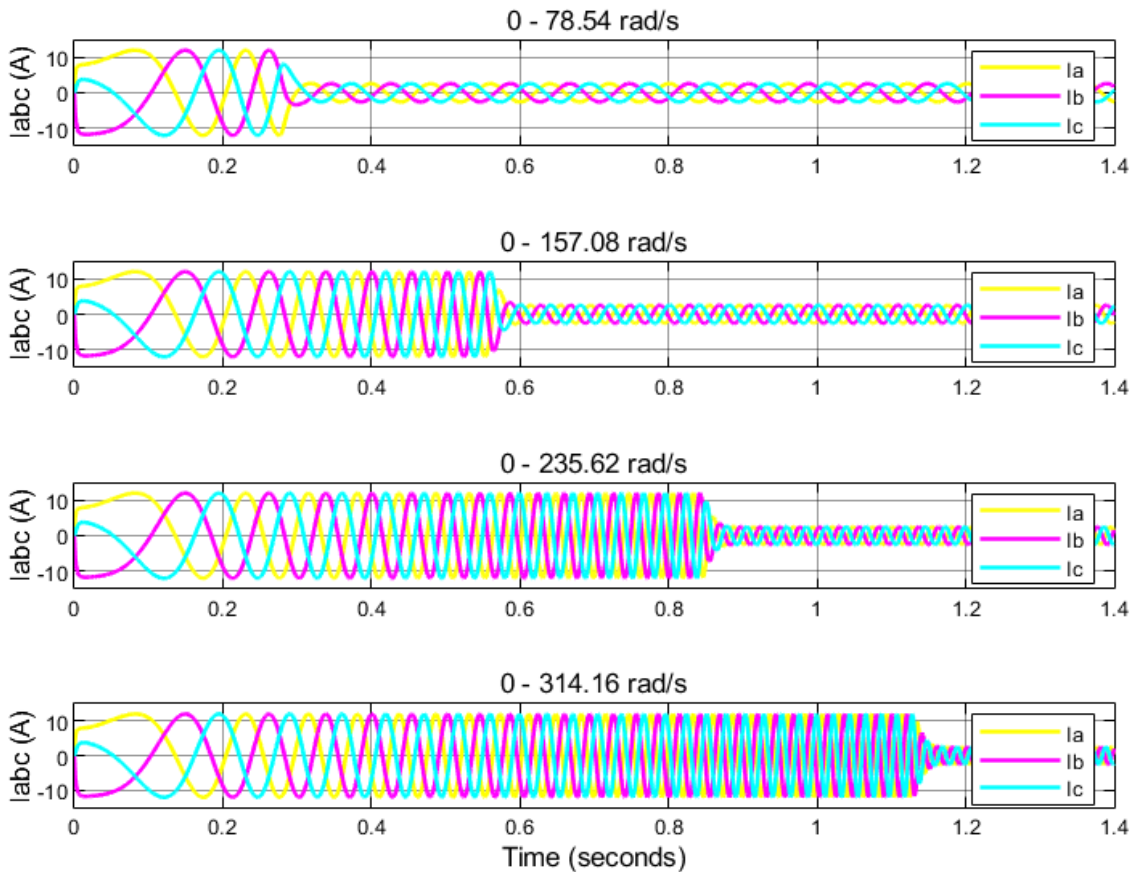


Σχήμα 5.24 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 2.5\text{Nm}$.



Σχήμα 5.25 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 314.16\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 2.5\text{Nm}$.

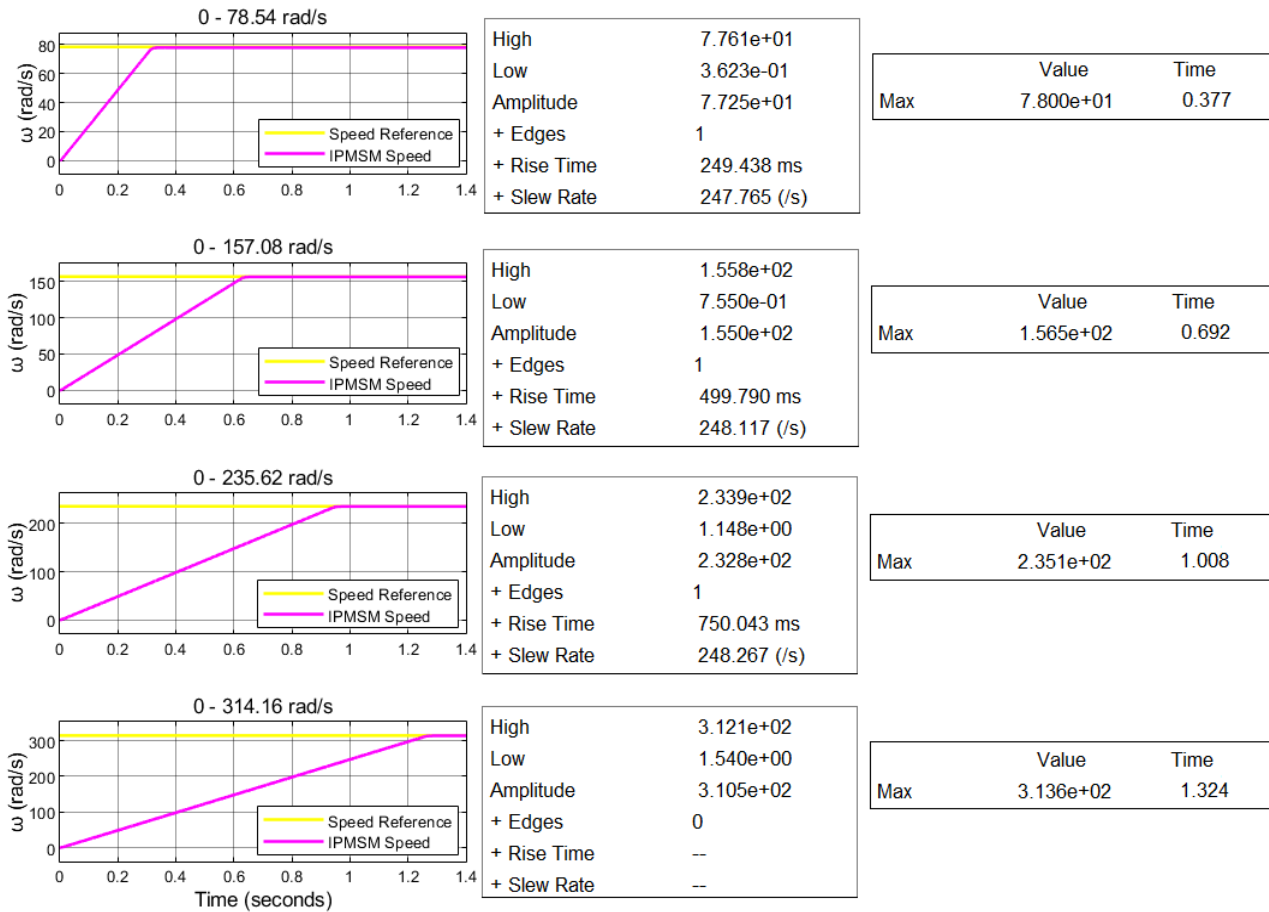
- Χρονική απόκριση τριφασικών ρευμάτων μηχανής (I_{abc}), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 2.5\text{Nm}$.



Σχήμα 5.26 Τα Τριφασικά ρεύματα (I_{abc}) που καταναλώνονται στα τυλίγματα της IPMSM, για Ταχύτητες Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 235.62\text{rad/s}$, $\omega_{rmax}^* = 314.16\text{rad/s}$. Φορτίο Μηχανής $T_m = 2.5\text{Nm}$.

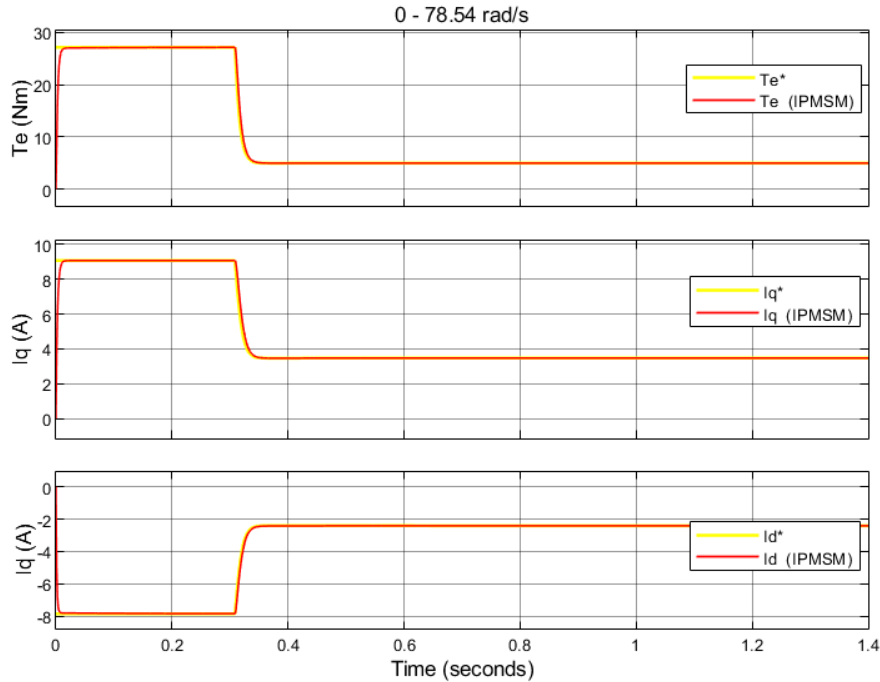
5.2.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 5Nm$)

- Χρονική απόκριση ταχύτητας της IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5Hz$, $f^* = 25Hz$, $f^* = 37.5Hz$ και $f^* = 50Hz$. Φορτίο μηχανής $T_m = 5Nm$.

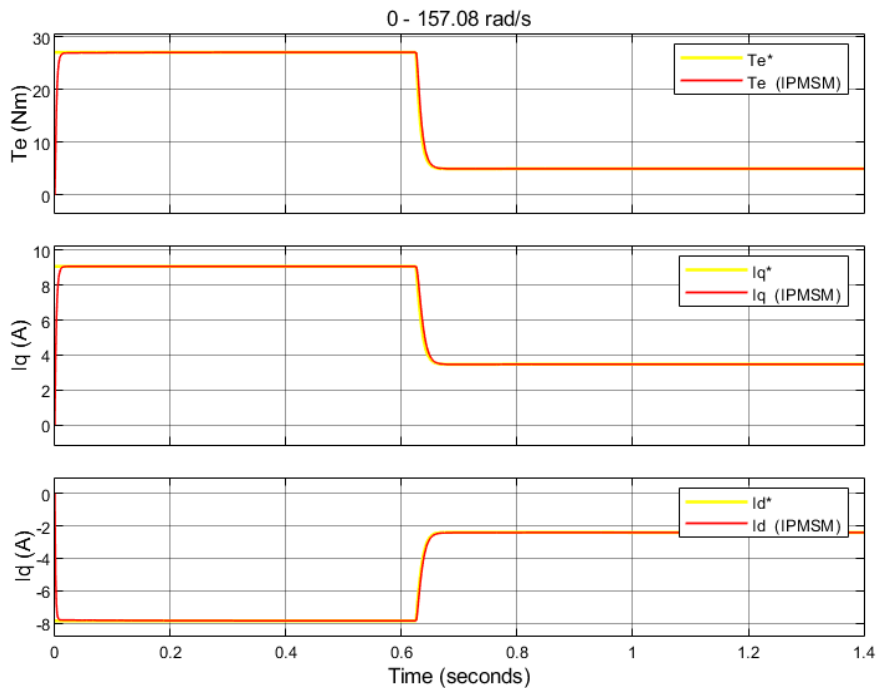


Σχήμα 5.27 Βηματικές Αποκρίσεις Γωνιακής Ταχύτητας IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς $\omega_r^* = 78.54rad/s$, $\omega_r^* = 157.08rad/s$, $\omega_r^* = 235.62rad/s$, $\omega_{rmax}^* = 314.16rad/s$, με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 5Nm$).

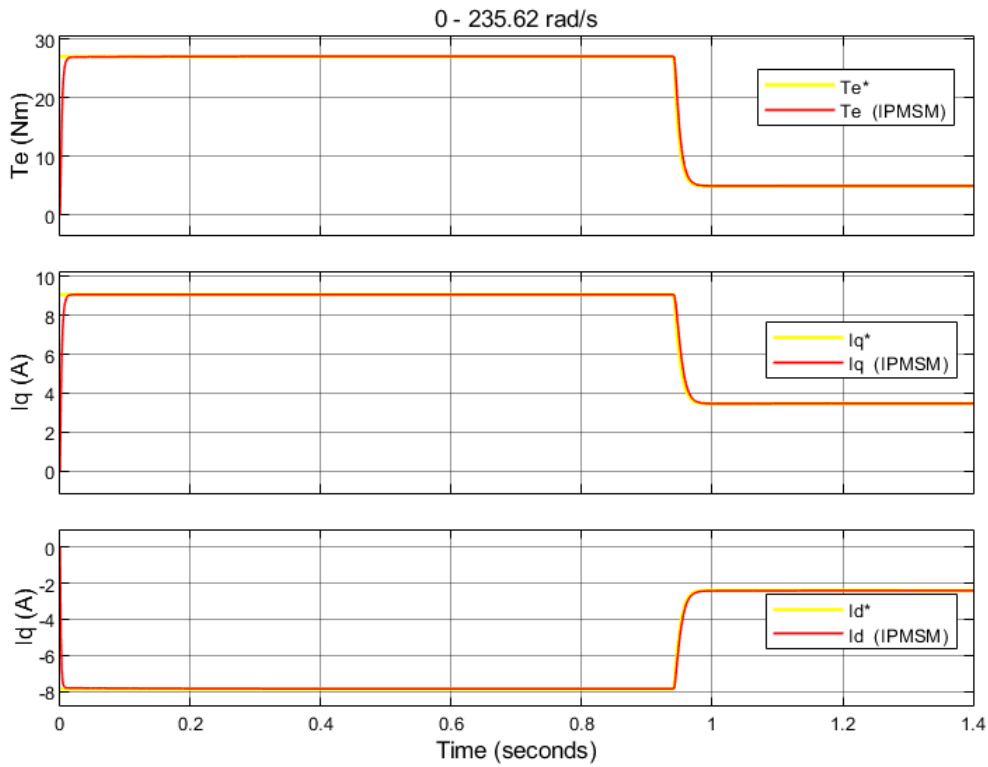
- Χρονική απόκριση ροπής T_e της IPMSM μαζί με τις αποκρίσεις των ρευμάτων I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 5\text{Nm}$.



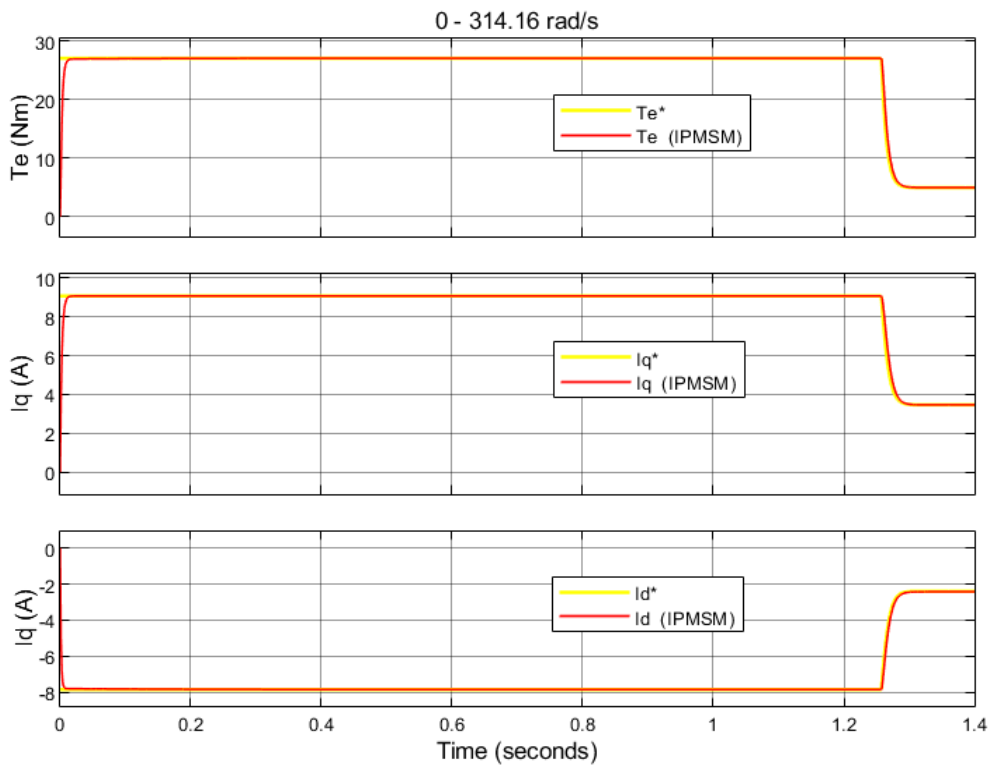
Σχήμα 5.28 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 5\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .



Σχήμα 5.29 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 5\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

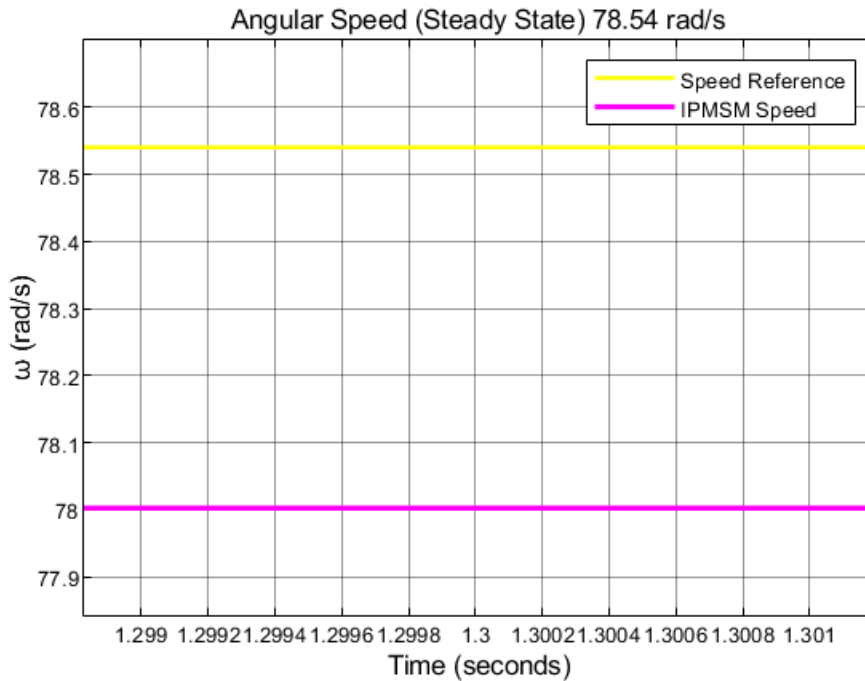


Σχήμα 5.30 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 235.62 \text{ rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 5 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

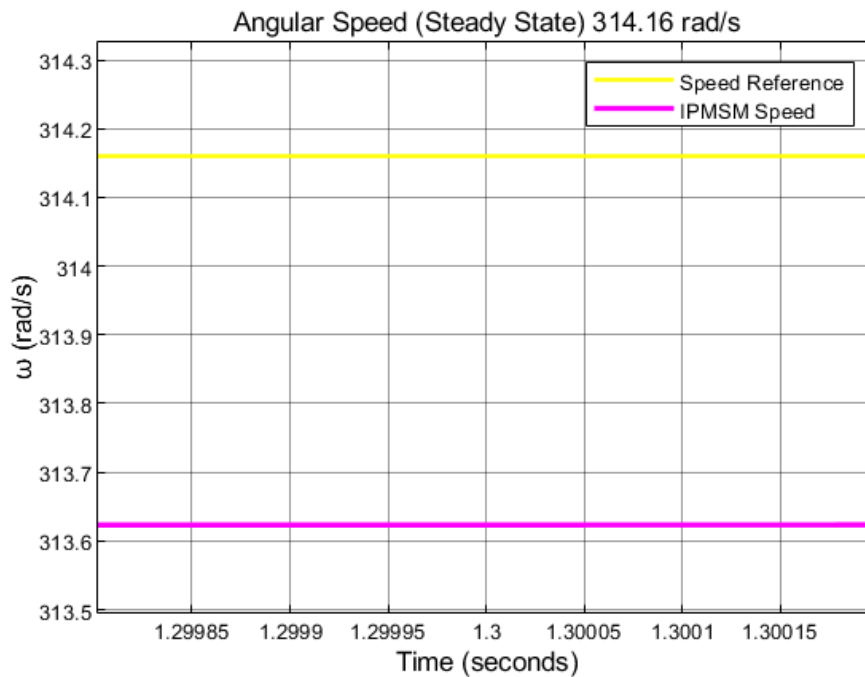


Σχήμα 5.31 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 314.16 \text{ rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 5 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

- Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (Steady State), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 5\text{Nm}$. Υπολογισμός σφάλματος μόνιμης κατάστασης e_{ss} .

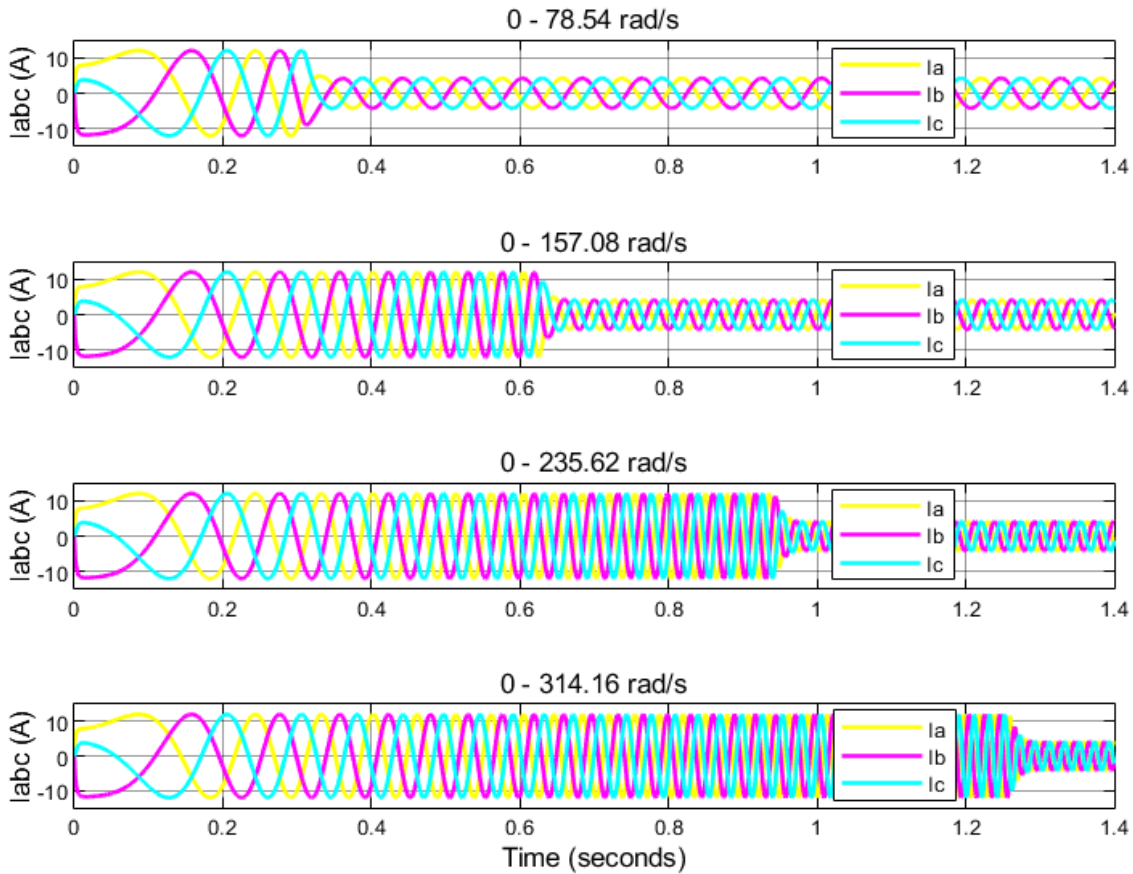


Σχήμα 5.32 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 5\text{Nm}$.



Σχήμα 5.33 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 314.16\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 5\text{Nm}$.

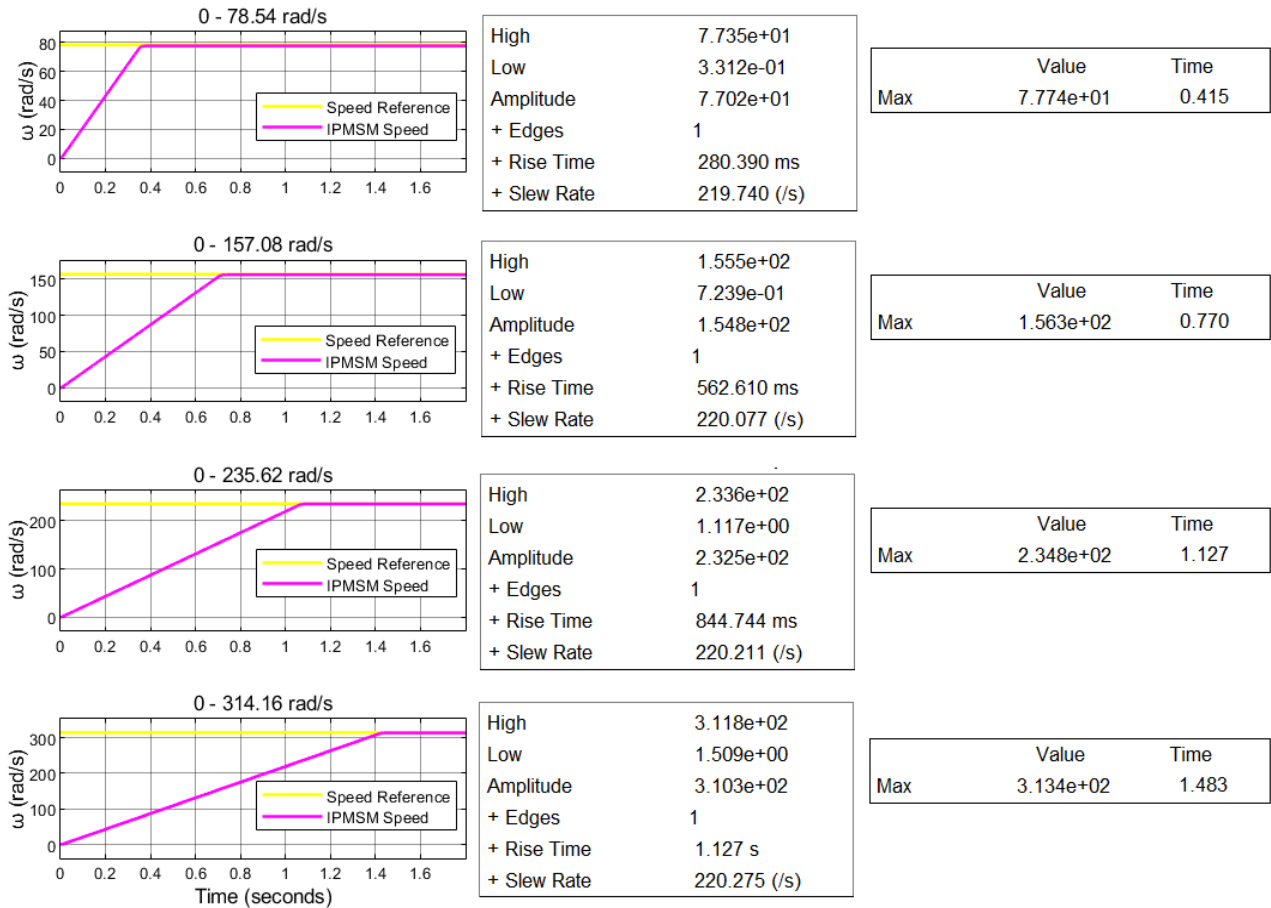
- Χρονική απόκριση τριφασικών ρευμάτων μηχανής (I_{abc}), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 5\text{Nm}$.



Σχήμα 5.34 Τα Τριφασικά ρεύματα (I_{abc}) που καταναλώνονται στα τυλίγματα της IPMSM, για Ταχύτητες Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 235.62\text{rad/s}$, $\omega_{rmax}^* = 314.16\text{rad/s}$. Φορτίο Μηχανής $T_m = 5\text{Nm}$.

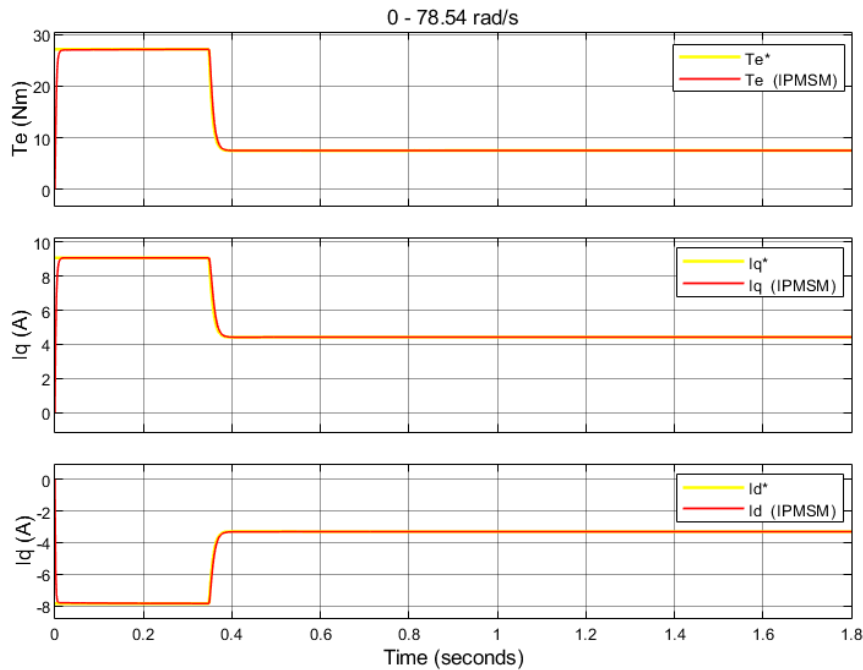
5.2.5 Αποτελέσματα Προσομοίωσης: Τεχνική Ελέγχου ΜΤΡΑ σε IPMSM Με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 7.5Nm$)

- Χρονική απόκριση ταχύτητας της IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5Hz$, $f^* = 25Hz$, $f^* = 37.5Hz$ και $f^* = 50Hz$. Φορτίο μηχανής $T_m = 7.5Nm$.

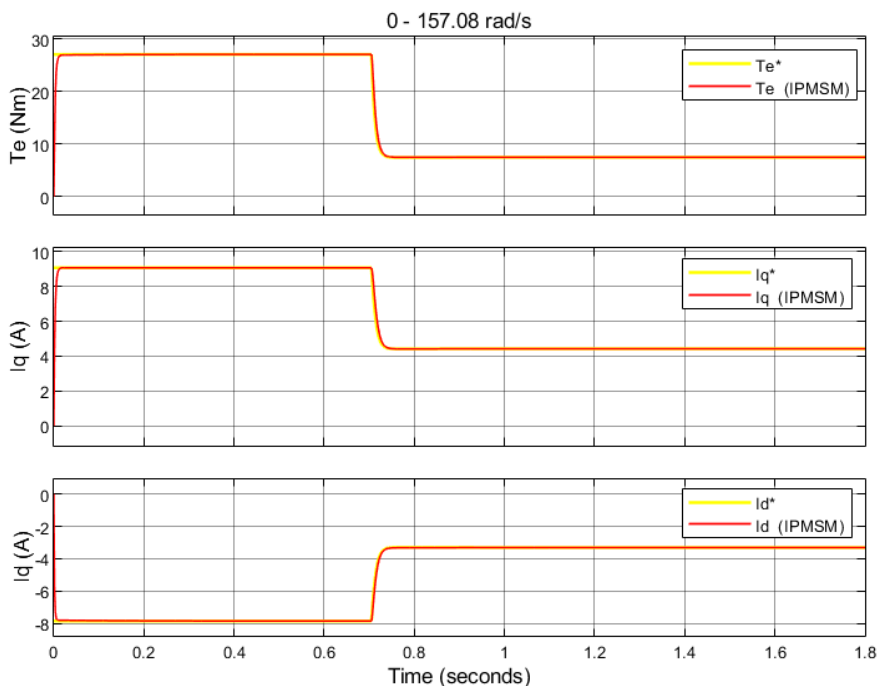


Σχήμα 5.35 Βηματικές Αποκρίσεις Γωνιακής Ταχύτητας IPMSM, για ταχύτητες αναφοράς $\omega_r^* = 78.54rad/s$, $\omega_r^* = 157.08rad/s$, $\omega_r^* = 235.62rad/s$, $\omega_{rmax}^* = 314.16rad/s$, με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 7.5Nm$).

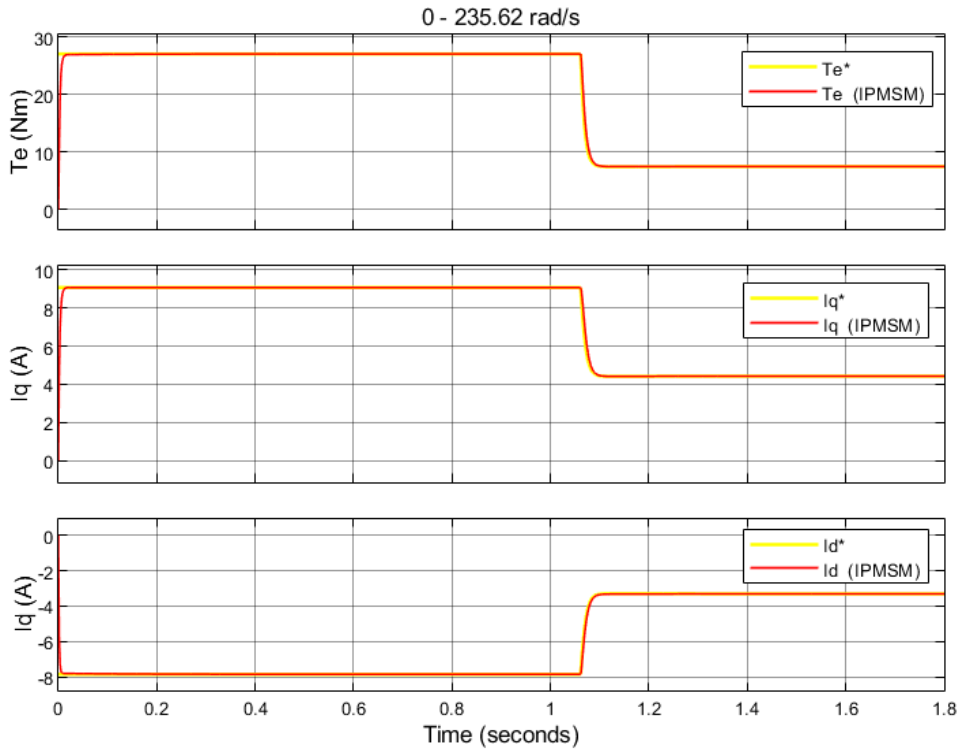
- Χρονική απόκριση ροπής T_e της IPMSM μαζί με τις αποκρίσεις των ρευμάτων I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 7.5\text{Nm}$.



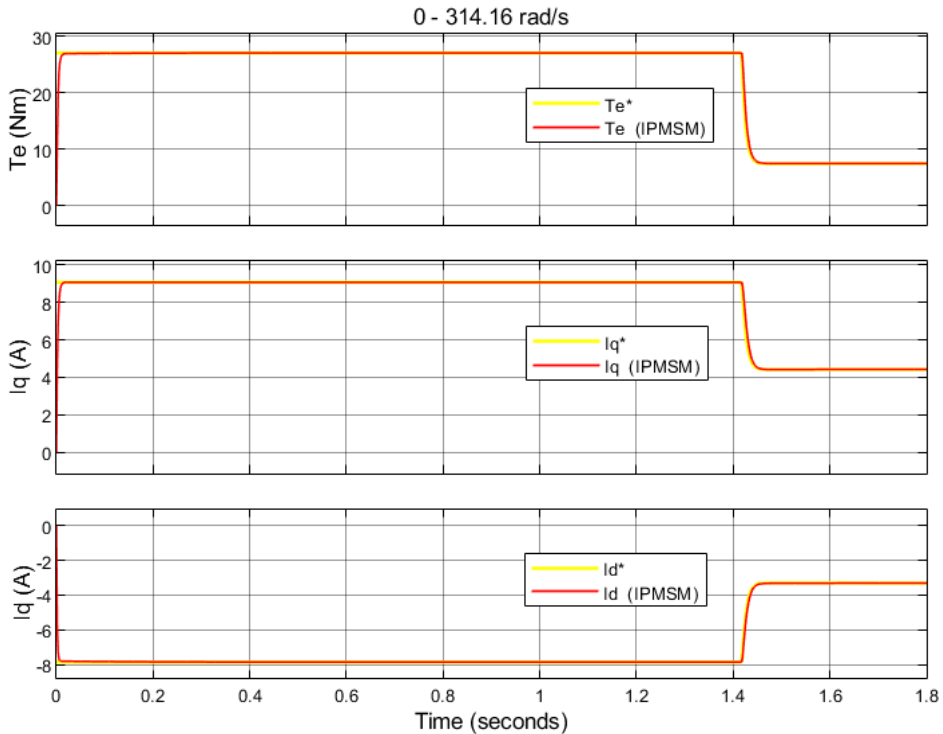
Σχήμα 5.36 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 7.5\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .



Σχήμα 5.37 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 7.5\text{Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

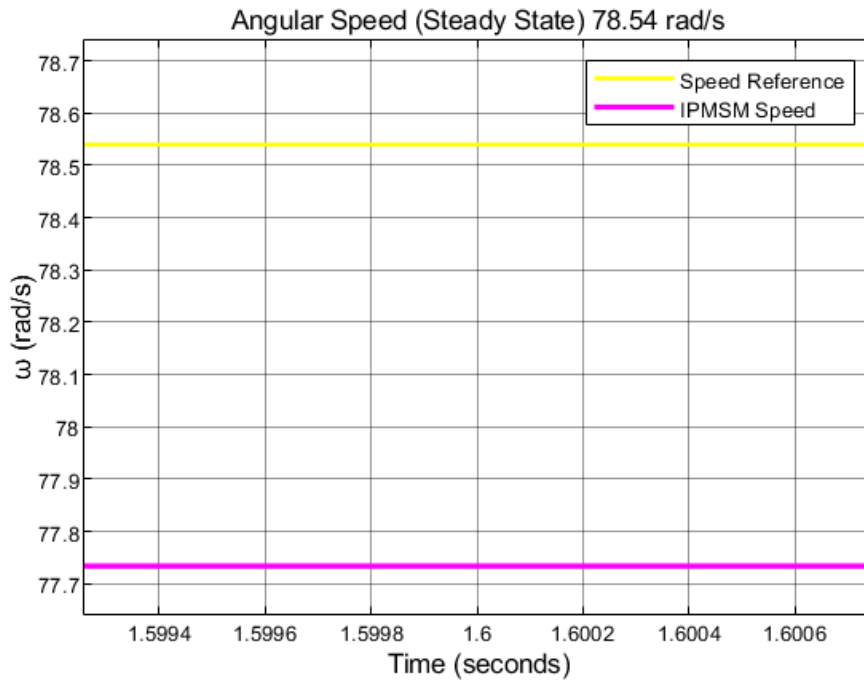


Σχήμα 5.38 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 235.62 \text{ rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 7.5 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

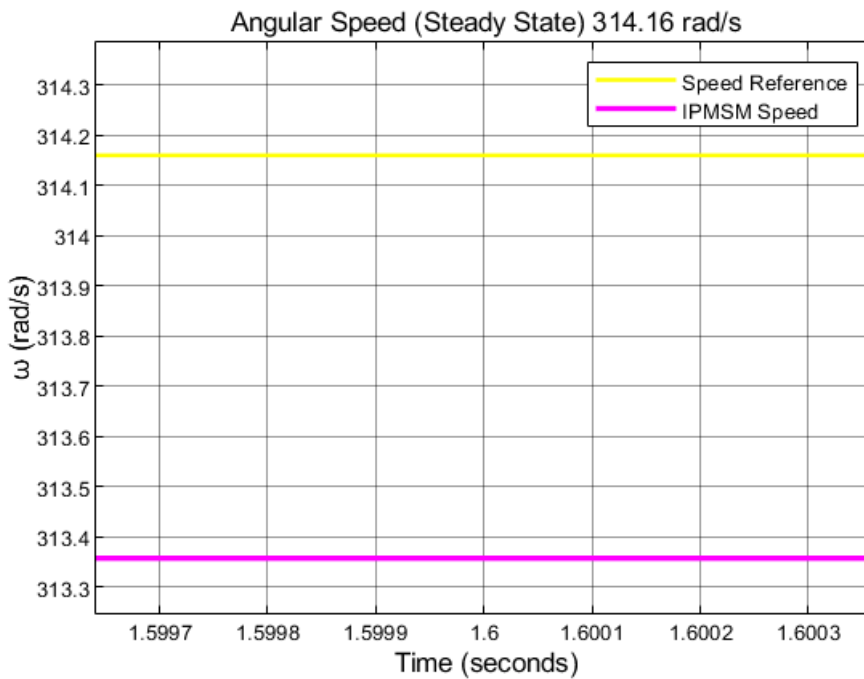


Σχήμα 5.39 Η ηλεκτρομαγνητική Ροπή (T_e) που παράγεται στην IPMSM μαζί με τα ρεύματα I_{sq} και I_{sd} , για ταχύτητα αναφοράς $\omega_r^* = 314.16 \text{ rad/s}$ με εφαρμογή Φορτίου ($T_m = 7.5 \text{ Nm}$). Τα διαγράμματα κίτρινου χρώματος αποτελούν τα μεγέθη αναφοράς T_e^* , I_{sq}^* και I_{sd}^* .

- Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (Steady State), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 7.5\text{Nm}$. Υπολογισμός σφάλματος μόνιμης κατάστασης e_{ss} .

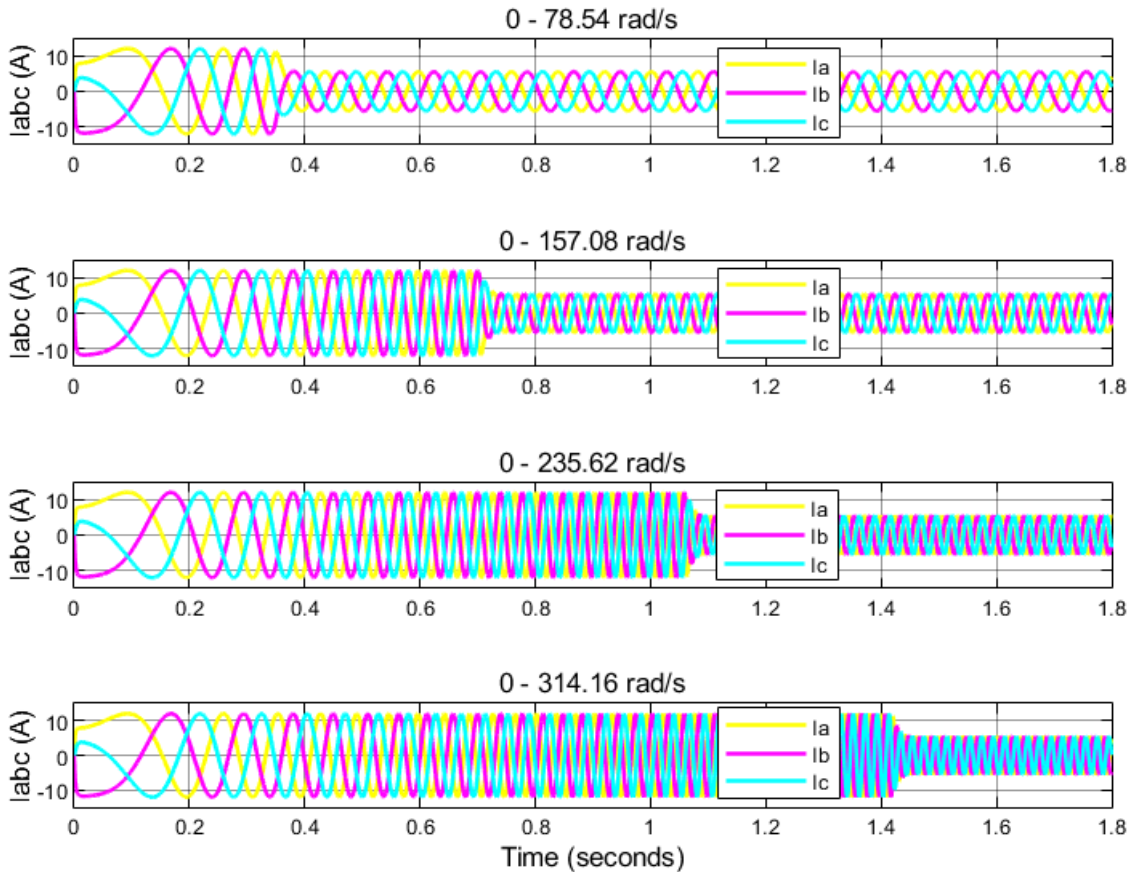


Σχήμα 5.40 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 7.5\text{Nm}$.



Σχήμα 5.41 Η Γωνιακή Ταχύτητα του κινητήρα ω_r μαζί με την Ταχύτητα Αναφοράς $\omega_r^* = 314.16\text{rad/s}$ στη μόνιμη κατάσταση. Φορτίο μηχανής $T_m = 7.5\text{Nm}$.

- Χρονική απόκριση τριφασικών ρευμάτων μηχανής (I_{abc}), για ταχύτητες αναφοράς, συχνοτήτων $f^* = 12.5\text{Hz}$, $f^* = 25\text{Hz}$, $f^* = 37.5\text{Hz}$ και $f^* = 50\text{Hz}$. Φορτίο μηχανής $T_m = 7.5\text{Nm}$.



Σχήμα 5.42 Τα Τριφασικά ρεύματα (I_{abc}) που καταναλώνονται στα τυλίγματα της IPMSM, για Ταχύτητες Αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 157.08\text{rad/s}$, $\omega_r^* = 235.62\text{rad/s}$, $\omega_{rmax}^* = 314.16\text{rad/s}$. Φορτίο Μηχανής $T_m = 7.5\text{Nm}$.

Παρακάτω αναγράφονται συγκεντρωτικά σε πίνακες τα αποτελέσματα της προσομοίωσης από όλες τις δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν στο κινητήριο σύστημα. Στον πίνακα του Σχήματος 5.43 αναγράφονται οι χρόνοι ανόδου (Rising Time) για όλες τις περιπτώσεις ταχυτήτων αναφοράς, στο Σχήμα 5.44 οι χρόνοι αποκατάστασης (Settling Time) και στο Σχήμα 5.45 αναγράφεται η απόκλιση της πραγματικής ταχύτητας από τη ζητούμενη, για τις ταχύτητες αναφοράς $\omega_r^* = 78.54\text{rad/s}$ και $\omega_r^* = 314.16\text{rad/s}$. Στον πίνακα του Σχήματος 5.46 είναι συγκεντρωμένες οι μετρήσεις της ροπής (T_e) που παράγεται από τον κινητήρα και οι μετρήσεις από τα ρεύματα (I_d και I_q) που καταναλώνονται στα τυλίγματά του.

Χρόνος Ανόδου (Rising Time - T_r) – Χρονική Απόκριση Ταχύτητας

		0-78.54 rad/s	0-157.08 rad/s	0-235.62 rad/s	0-314.16 rad/s
1	$T_m=0$ Nm	204.729 ms	408.963 ms	613.093 ms	817.209 ms
2	$T_m=1$ Nm	212.292 ms	424.338 ms	636.280 ms	848.210 ms
3	$T_m=2.5$ Nm	224.798 ms	449.752 ms	674.601 ms	899.444 ms
4	$T_m=5$ Nm	249.438 ms	499.790 ms	750.043 ms	999.944 ms
5	$T_m=7.5$ Nm	280.390 ms	562.610 ms	844.744 ms	1127 ms

Σχήμα 5.43 Χρόνος ανόδου (Rising Time) ταχύτητας για όλες τις περιπτώσεις ταχυτήτων αναφοράς (ω_r^*) και άσκησης φορτίου T_m .

Στο Σχήμα 5.43 αναγράφεται ο χρόνος που χρειάζεται ο κινητήρας για να μεταβεί από το 10% της ταχύτητας μόνιμης κατάστασης (Steady State), μέχρι το 90% της ίδιας ταχύτητας (Χρόνος Ανόδου – Rising Time). Για παράδειγμα, στην περίπτωση όπου η ταχύτητα μόνιμης κατάστασης είναι ίση με $\omega_r = 78.54 \text{ rad/s}$ και ο κινητήρας στρέφεται στο κενό ($T_m = 0 \text{ Nm}$), ο χρόνος που χρειάζεται για να μεταβεί από τα 7.854 rad/s (10% της ω_r) στα 70.69 rad/s (90% της ω_r) είναι 204.729 ms .

Στην περίπτωση όπου ζητείται από τον κινητήρα να στραφεί με τη μέγιστη ταχύτητα ($\omega_{rmax}^* = 314.16 \text{ rad/s}$), παρατηρείται ότι ο χρόνος ανόδου T_r κυμαίνεται από 817.209 ms μέχρι 1127 ms , για τιμές φορτίου T_m από 0 Nm μέχρι 7.5 Nm .

Για μεσαίες ταχύτητες αναφοράς ($\omega_r^* = 157.08 \text{ rad/s}$ και $\omega_r^* = 235.62 \text{ rad/s}$), ο χρόνος ανόδου T_r κυμαίνεται από 408.963 ms μέχρι 844.744 ms , για τιμές φορτίου T_m από 0 Nm μέχρι 7.5 Nm .

Στις χαμηλές ταχύτητες αναφοράς ($\omega_r^* = 78.54 \text{ rad/s}$), ο χρόνος ανόδου T_r κυμαίνεται από 204.729 ms μέχρι 280.390 ms , για τιμές φορτίου T_m από 0 Nm μέχρι 7.5 Nm .

Παρακάτω στον πίνακα του Σχήματος 5.44 αναγράφονται οι χρόνοι αποκατάστασης (Settling Time - T_s), για όλες τις περιπτώσεις των δοκιμών που πραγματοποιήθηκαν.

Χρόνος Αποκατάστασης (Settling Time - T_s) – Χρονική Απόκριση Ταχύτητας

		0-78.54 rad/s	0-157.08 rad/s	0-235.62 rad/s	0-314.16 rad/s
1	$T_m=0$ Nm	364 ms	620 ms	878 ms	1134 ms
2	$T_m=1$ Nm	332 ms	599 ms	866 ms	1134 ms
3	$T_m=2.5$ Nm	347 ms	629 ms	913 ms	1197 ms
4	$T_m=5$ Nm	377 ms	692 ms	1008 ms	1324 ms
5	$T_m=7.5$ Nm	415 ms	770 ms	1127 ms	1483 ms

Σχήμα 5.44 Χρόνος αποκατάστασης (Settling Time) ταχύτητας για όλες τις περιπτώσεις ταχυτήτων αναφοράς (ω_r^*) και άσκησης φορτίου T_m .

Ο χρόνος αποκατάστασης (Settling Time - T_s) δίνει μια πιο ξεκάθαρη εικόνα για τις χρονικές αποκρίσεις της ταχύτητας του συστήματος. Πρόκειται για το χρόνο που χρειάζεται ο κινητήρας ώστε να ισορροπήσει στην ταχύτητα αναφοράς (ω_r^*), ξεκινώντας από την ακινησία.

Για τη μέγιστη ταχύτητα αναφοράς ($\omega_{rmax}^* = 314.16 rad/s$), ο χρόνος αποκατάστασης T_s κυμαίνεται από 1134ms μέχρι 1483ms, για τιμές φορτίου T_m από 0Nm μέχρι 7.5Nm. Αυτό σημαίνει ότι ο κινητήρας μπορεί από την ακινησία να πετύχει οποιοδήποτε ταχύτητα, (μικρότερη της μέγιστης, $\omega_r \leq \omega_{rmax}$), σε λιγότερο από 1.5s, για φορτίο που δεν υπερβαίνει τα 7.5Nm.

Για την επίτευξη μεσαίων ταχυτήτων αναφοράς ($\omega_r^* = 157.08 rad/s$ και $\omega_r^* = 235.62 rad/s$), ο κινητήρας χρειάζεται χρόνο μικρότερο από 1.13s, για οποιαδήποτε τιμή φορτίου T_m κάτω των 7.5Nm.

Στις χαμηλές ταχύτητες αναφοράς ($\omega_r^* = 78.54 rad/s$), σε όλα τα διαγράμματα των χρονικών αποκρίσεων της ταχύτητας, ο χρόνος που καταγράφεται από την ακινησία, μέχρι και την απόσβεση του μεταβατικού φαινομένου (Settling Time - T_s), είναι μικρότερος από 420ms, για οποιαδήποτε τιμή φορτίου T_m μικρότερη των 7.5Nm.

Οι πίνακες των Σχημάτων 5.43 και 5.44 περιέχουν δεδομένα που περιγράφουν το μεταβατικό στάδιο των χρονικών αποκρίσεων της ταχύτητας του κινητήρα, για βηματικές εισόδους που επίσης αναφέρονται. Στο Σχήμα 5.45 αναγράφονται δεδομένα που αφορούν τη μόνιμη κατάσταση και πιο συγκεκριμένα, το σφάλμα που προκύπτει από τη διαφορά πραγματικής ταχύτητας (ω_r) και ταχύτητας αναφοράς (ω_r^*).

Ποσοστιαίο Σφάλμα Μόνιμης Κατάστασης - % e_{ss}

		$\omega_r = 78.54 \text{ rad/s}$	$\omega_r = 314.16 \text{ rad/s}$
1	$T_m=0 \text{ Nm}$	0.000153%	0.000573%
2	$T_m=1 \text{ Nm}$	0.14%	0.032%
3	$T_m=2.5 \text{ Nm}$	0.33%	0.086%
4	$T_m=5 \text{ Nm}$	0.687%	0.17%
5	$T_m=7.5 \text{ Nm}$	1.018%	0.25%

Σχήμα 5.45 Ποσοστιαίο Σφάλμα στη Μόνιμη Κατάσταση, για την χαμηλότερη ($\omega_r = 78.54 \text{ rad/s}$) και την υψηλότερη ($\omega_r = 314.16 \text{ rad/s}$) ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα, για διαφορετικές τιμές φορτίου άξονα T_m .

Από τα δεδομένα του πίνακα του Σχήματος 5.45, προκύπτει ότι το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση είναι μεγαλύτερο στις χαμηλές ταχύτητες, με εξαίρεση την περίπτωση όπου ο κινητήρας λειτουργεί στο κενό ($T_m = 0 \text{ Nm}$). Το μεγαλύτερο σφάλμα μόνιμης κατάστασης εμφανίζεται στην περίπτωση όπου ο κινητήρας στρέφεται με την ταχύτητα των 78.54 rad/s και του ασκείται η μέγιστη τιμή φορτίου στον άξονα $T_m = 7.5 \text{ Nm}$ ($\%e_{ss} = 1.018\%$).

Τα δεδομένα του Σχήματος 5.45 προκύπτουν από τα διαγράμματα των Σχημάτων 5.8, 5.9, 5.16, 5.17, 5.24, 5.25, 5.32, 5.33, 5.40 και 5.41. Αυτά τα διαγράμματα εστιάζουν στη Μόνιμη Κατάσταση λειτουργίας, ώστε να φαίνεται με ακρίβεια η πραγματική ταχύτητα (ω_r) του κινητήρα και η διαφορά της από την ταχύτητα αναφοράς (ω_r^*).

Παρακάτω, στο Σχήμα 5.46 παρουσιάζονται οι τιμές της ροπής που παράγει ο κινητήρας κατά την εκκίνηση και κατά τη λειτουργία της μόνιμης κατάστασης. Μαζί με τη ροπή αναγράφονται και οι τιμές των ρευμάτων I_q και I_d . Τα δεδομένα του πίνακα προκύπτουν από τα διαγράμματα του παρόντος κεφαλαίου, όπου απεικονίζονται οι καμπύλες της ροπής και των ρευμάτων I_q και I_d μαζί στο ίδιο Σχήμα.

Σε τρεις στήλες καταγράφονται οι μέγιστες τιμές των μεγεθών της ροπής T_{emax} και των ρευμάτων I_{qmax} και I_{dmax} , για την φάση της εκκίνησης και μέχρι ο κινητήρας να ισορροπήσει στην ταχύτητα αναφοράς. Ακόμα τρεις στήλες περιλαμβάνουν τα ίδια μεγέθη, όπως αυτά μετρήθηκαν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Βηματική Είσοδος	Φορτίο στον Άξονα	Εκκίνηση			Μόνιμη Κατάσταση		
		T_{emax} (Nm)	I_{qmax} (A)	$ I_{dmax} $ (A)	T_e (Nm)	I_q (A)	I_d (A)
0-78.54 rad/s	$T_m=0$ Nm	27.1	9.07	7.85	0.007	0.01	-0.00004
	$T_m=1$ Nm	27.1	9.07	7.85	1	1.2	-0.4
	$T_m=2.5$ Nm	27.1	9.07	7.85	2.5	2.2	-1.3
	$T_m=5$ Nm	27.1	9.07	7.85	5	3.5	-2.4
	$T_m=7.5$ Nm	27.1	9.07	7.85	7.5	4.43	-3.3
0-157.08 rad/s	$T_m=0$ Nm	27.1	9.07	7.85	0.007	0.01	-0.00004
	$T_m=1$ Nm	27.1	9.07	7.85	1	1.2	-0.4
	$T_m=2.5$ Nm	27.1	9.07	7.85	2.5	2.2	-1.3
	$T_m=5$ Nm	27.1	9.07	7.85	5	3.5	-2.4
	$T_m=7.5$ Nm	27.1	9.07	7.85	7.5	4.43	-3.3
0-235.62 rad/s	$T_m=0$ Nm	27.1	9.07	7.85	0.007	0.01	-0.00004
	$T_m=1$ Nm	27.1	9.07	7.85	1	1.2	-0.4
	$T_m=2.5$ Nm	27.1	9.07	7.85	2.5	2.2	-1.3
	$T_m=5$ Nm	27.1	9.07	7.85	5	3.5	-2.4
	$T_m=7.5$ Nm	27.1	9.07	7.85	7.5	4.43	-3.3
0-314.16 rad/s	$T_m=0$ Nm	27.1	9.07	7.85	0.007	0.01	-0.00004
	$T_m=1$ Nm	27.1	9.07	7.85	1	1.2	-0.4
	$T_m=2.5$ Nm	27.1	9.07	7.85	2.5	2.2	-1.3
	$T_m=5$ Nm	27.1	9.07	7.85	5	3.5	-2.4
	$T_m=7.5$ Nm	27.1	9.07	7.85	7.5	4.43	-3.3

Σχήμα 5.46 Οι Τιμές της Ροπής T_e και των Ρευμάτων I_q και I_d κατά την εκκίνηση και κατά τη λειτουργία της Μόνιμης Κατάστασης. Αναγράφονται δεδομένα για χαμηλές, μεσαίες και υψηλές στροφές λειτουργίας, είτε στο κενό ($T_m = 0Nm$), είτε υπό την άσκηση φορτίου στον άξονα, για τις περιπτώσεις, $T_m = 1Nm$, $T_m = 2.5Nm$, $T_m = 5Nm$ και $T_m = 7.5Nm$.

Παρατηρείται στο Σχήμα 5.46 ότι οι τιμές των τριών μεγεθών κατά το μεταβατικό στάδιο (εκκίνηση) παραμένουν ίδιες και σταθερές για όλες τις περιπτώσεις των δοκιμών. Πιο συγκεκριμένα, η ροπή που παράγεται από τον κινητήρα είναι πάντα η μέγιστη και ίση με $T_{emax} = 27.1Nm$. Οι τιμές των ρευμάτων είναι και αυτές σε όλες τις περιπτώσεις οι μέγιστες δυνατές, $I_{qmax} = 9.07A$ και $|I_{dmax}| = 7.85A$. Αυτό προκύπτει και από τα αντίστοιχα διαγράμματα, όπου τα

παραπάνω μεγέθη φαίνεται να αποκτούν σχεδόν ακαριαία την μέγιστή τους τιμή και την διατηρούν μέχρι ο κινητήρας να αποκτήσει τη ζητούμενη ταχύτητα και να ισορροπήσει στο επίπεδο αυτής. Όσο γρήγορη είναι η μετάβαση των παραπάνω μεγεθών από τις μηδενικές τιμές στις μέγιστες, το ίδιο γρήγορη είναι και η μετάβαση από τις μέγιστες τιμές προς τις μικρότερες ή και τις μηδενικές. Η χρονική διάρκεια που προκύπτει από τα διαγράμματα, για την μετάβαση της ροπής και των ρευμάτων I_q και I_d , από την τιμή μηδέν στη μέγιστή τους, είναι ίση περίπου με $23ms$. Η χρονική διάρκεια για την μετάβαση από τις μέγιστες τιμές, στην τιμή μηδέν, είναι ίση περίπου με $40ms$.

Στον ίδιο πίνακα (Σχήμα 5.46) καταγράφονται οι τιμές των ίδιων μεγεθών (T_e , I_q και I_d) και για την μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Οι τιμές των μεγεθών αυτών επηρεάζονται μόνο από την τιμή του φορτίου. Σε κάθε επόμενη δοκιμή που αυξάνεται η τιμή του φορτίου (T_m), αυξάνονται και οι τιμές της ροπής και των ρευμάτων I_q και I_d . Όταν όμως αλλάζει η τιμή της ζητούμενης ταχύτητας (ω_r^*), τότε επαναλαμβάνονται οι ίδιες τιμές ροπής και ρευμάτων στάτη (I_q και I_d).

Αν οι τιμές του παραπάνω πίνακα (Σχήμα 5.46) συγκριθούν με τις αντίστοιχες τιμές της καμπύλης MTPA, τότε αυτές θα είναι παραπλήσιες ή και ίδιες. Αυτό αποδεικνύει την ακρίβεια με την οποία ο κινητήρας ακολουθεί τις εντολές των ρευμάτων (I_q και I_d) του ελεγκτή της ταχύτητας (MTPA Speed Controller). Οι τιμές των ρευμάτων $I_{qmax} = 9.07A$ και $|I_{dmax}| = 7.85A$ κατά τη χρονική περίοδο της εκκίνησης, είναι οι μέγιστες που επιτρέπει ο ελεγκτής ώστε να μην καταστραφεί ο κινητήρας. Το μέγιστο ρεύμα στάτη που επιτρέπεται να κυκλοφορήσει στα τυλίγματα του συγκεκριμένου κινητήρα είναι $I_{smax} = 12A$. Οι συνδυασμοί των δύο συνιστωσών I_q και I_d θα πρέπει να αποδίδουν πάντοτε, ρεύμα στάτη μικρότερο των $12A$.

$$\sqrt{I_{qmax}^2 + I_{dmax}^2} = \sqrt{9.07^2 + 7.85^2} = 11.99A$$

Κεφάλαιο 6

Συμπεράσματα – Μελλοντική επέκταση

Με την ολοκλήρωση του κεφαλαίου 5, δίνεται η δυνατότητα για διεξαγωγή συμπερασμάτων, που προκύπτουν από τα πειραματικά δεδομένα και επιβεβαιώνουν το θεωρητικό μέρος της διπλωματικής εργασίας.

Ο σχεδιασμός του ελεγκτή της ταχύτητας υλοποιείται, ακολουθώντας τις προδιαγραφές της τεχνικής ελέγχου ΜΤΡΑ (Maximum Torque Per Ampere). Με εφαρμογή της τεχνικής ΜΤΡΑ βελτιώνεται ενεργειακά αλλά και συνολικά η απόδοση του κινητήριου συστήματος που οδηγείται, χωρίς να επηρεάζονται οι επιδόσεις της ροπής, σε όλο το φάσμα ταχυτήτων, μέχρι την ονομαστική (ω_B). Αυτό οφείλεται στον τρόπο με τον οποίο ο αλγόριθμος ΜΤΡΑ διαχειρίζεται τα ρεύματα που καταναλώνει ο κινητήρας για να περιστραφεί.

Στα αποτελέσματα της προσομοίωσης, όσον αφορά την οδήγηση των ρευμάτων I_d και I_q , οι τιμές που δίνει στην έξοδό του ο ελεγκτής της ταχύτητας (ΜΤΡΑ Speed Controller), ταυτίζονται σχεδόν απόλυτα με τις τιμές που μετρούνται στα τυλίγματα του στάτη της μηχανής. Αυτό επιβεβαιώνεται από τους πίνακες όπου είναι συγκεντρωμένα τα δεδομένα της προσομοίωσης, αλλά και από τα διαγράμματα των ρευμάτων I_d και I_q . Οι καμπύλες των δύο ρευμάτων σχεδόν ταυτίζονται στα διαγράμματα με τις καμπύλες των ρευμάτων αναφοράς (I_d^* και I_q^*). Οι μετρήσεις που περιλαμβάνονται στους πίνακες, αν συγκριθούν με τις τιμές που υπολογίστηκαν στο θεωρητικό μέρος, για την υλοποίηση της καμπύλης ΜΤΡΑ, οδηγούν στο ίδιο συμπέρασμα, ότι τα ρεύματα αναφοράς (I_d^* και I_q^*), είναι σχεδόν ίσα με τα ρεύματα (I_d και I_q) που μετρούνται στα τυλίγματα της μηχανής. Αυτό βεβαία οφείλεται και στους ελεγκτές των ρευμάτων PI3 και PI4, οι οποίοι δέχονται ως ανάδραση τις πραγματικές τιμές των ρευμάτων του κινητήρα και τις συγκρίνουν με τις τιμές των ρευμάτων αναφοράς που υπολογίζει ο ΜΤΡΑ Speed Controller. Σημαντικό ρόλο επίσης στην ακρίβεια του συστήματος, διαδραμάτισε η επιλογή των κατάλληλων τιμών, για τα αναλογικά (K_p) και ολοκληρωτικά (K_i) κέρδη των ελεγκτών.

Ο ισχυρισμός, ότι δεν επηρεάζονται αρνητικά οι επιδόσεις της μηχανής, με την εφαρμογή της τεχνικής ΜΤΡΑ, αποδεικνύεται από τα διαγράμματα της ροπής και τις πειραματικές μετρήσεις. Το κινητήριο σύστημα αποδίδει στον άξονα, τις ίδιες τιμές ροπής (T_e), με τις τιμές της ροπής

αναφοράς (T_e^*). Το σημαντικότερο όμως είναι, η μέγιστη τιμή που μπορεί να αποδώσει σε ροπή ο κινητήρας, σύμφωνα με τον κατασκευαστή. Η τιμή αυτή όντως εμφανίζεται στις μετρήσεις ($T_{emax} = 27.1Nm$) της πειραματικής διαδικασίας, κατά την εκκίνηση του κινητήρα και μέχρι αυτός να ισορροπήσει στην ταχύτητα αναφοράς (ω_r^*). Επομένως, ισχύει ότι, η ενεργειακή βελτίωση που προσδίδει στο σύστημα η τεχνική ΜΤΡΑ, δεν αφαιρεί από τις επιδόσεις του κινητήρα. Σε όλες τις πειραματικές δοκιμές, η ροπή που παράγεται στον άξονα του κινητήρα (T_e) κατά την εκκίνηση, είναι η μέγιστη δυνατή που μπορεί να αποδώσει.

Αρκετά ικανοποιητικά είναι επίσης τα αποτελέσματα που λαμβάνονται από τα διαγράμματα των χρονικών αποκρίσεων της ταχύτητας (ω_r). Ο κινητήρας χρειάζεται χρόνο μικρότερο από 1.5s, για να ισορροπήσει στην ονομαστική ταχύτητα (ω_B), ξεκινώντας από την ακινησία. Το τελευταίο το καταφέρνει για τιμές φορτίων μέχρι 7.5Nm, για όλο το φάσμα λειτουργίας, μέχρι τις ονομαστικές στροφές. Επίσης, εξαιρετική είναι η απόδοση του συστήματος στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Στην περίπτωση όπου ασκείται το μέγιστο φορτίο στον άξονα, ο κινητήρας διατηρεί την ονομαστική ταχύτητα, με απόκλιση της τάξεως 0.25% από την ταχύτητα αναφοράς.

Ο τρόπος επίσης που έχει σχεδιαστεί ο ελεγκτής της ταχύτητας (MTPA Speed Controller), με τη χρήση των Look Up Tables (LUTs), βελτιώνει τη λειτουργία της μονάδας ελέγχου. Ο ελεγκτής δεν επιβαρύνεται με πολύπλοκους υπολογισμούς, γεγονός που δίνει τη δυνατότητα για μελλοντική επέκταση του αλγορίθμου, εφόσον υπάρχει περίσσεια επεξεργαστικής ισχύος.

Σαν πρόταση για μελλοντική επέκταση του μοντέλου του συστήματος, θα μπορούσε να είναι η εισαγωγή των απωλειών στις εξισώσεις του μοντέλου του κινητήρα και η μέτρηση αυτών. Να γίνει ανάλυση για το βαθμό που επηρεάζονται κάποια χαρακτηριστικά του κινητήρα και κατά πόσο αυτό επηρεάζει την καμπύλη ΜΤΡΑ.

Βιβλιογραφία

- [1] M. Caruso, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, C. Spataro and M. Trapanese, “*Maximum Torque per Ampere Control Strategy for Low-Saliency Ratio IPMSMs*”, International Journal of Renewable Energy Research, March 2019.
- [2] P. Ching-Tsai and S. Shinn-Ming, “*A Linear Maximum Torque Per Ampere Control for IPMSM Drives Over Full-Speed Range*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.20, No.2, June 2005.
- [3] A. Dianov and A. Anuchin, “*Design of Constraints for Seeking Maximum Torque per Ampere Techniques in an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Control*”, Mathematics 2021, 9(21), 2785.
- [4] Βασίλειος Χρ. Ηλιούδης, «*Έλεγχος του σύγχρονου κινητήρα χωρίς αισθητήρες*», Διδακτορική διατριβή, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, ΑΠΘ, 2013.
- [5] T. Inoue, Y. Inoue, S. Morimoto and M. Sanada, “*Mathematical Model for MTPA control of permanent-magnet synchronous motor in stator flux linkage synchronous frame*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, Sept.-Oct. 2015.
- [6] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, “*Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 22, July-Aug. 1986.
- [7] Karlsruhe Institute of Technology, *The invention of the electric motor*, Available: <https://www.eti.kit.edu/english/1376.php>
- [8] J. M. Kim and S. K. Sul, “*Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Jan.-Feb. 1997.
- [9] Y. S. Kim and S. K. Sul, “*Torque control strategy of an IPMSM considering the flux variation of the permanent magnet*”, IEEE Industry Applications Annual Meeting, 2007.
- [10] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff and S. D. Pekarek, “*Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*”, IEEE Press, 3rd Edition, June 2013.

- [11] R. Krishnan, “*Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*”, Pearson, 1st edition, February 2001.
- [12] Y. Li, F. Chai, Z. Song and Z. Li, “*Analysis of Vibrations in Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Air-Gap Deformation*”, MDPI, Aug. 2017.
- [13] X. Longya, L. Ye, L. Zhen, and A. El-Antably, “*A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, No.2, Mar./Apr. 1995.
- [14] Χρήστος Α. Μαδεμλής, «*Σερβοκινητήρια Συστήματα Επαγωγικοί Κινητήρες και Σύγχρονοι Κινητήρες Μόνιμου Μαγνήτη*», Τζιόλας, 2010.
- [15] Mathworks, *MTPA Control Reference*,
Available: <https://uk.mathworks.com/help/mcb/ref/mtpacontrolreference.html>
- [16] Y.A.-R.I. Mohamed and T.K. Lee, “*Adaptive self-tuning MTPA vector controller for IPMSM drive system*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, September 2006.
- [17] S. Morimoto, M. Sanada and K. Takeda, “*Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, July-Aug. 1994.
- [18] P. Niazi and H.A. Toliyat, “*Robust maximum torque per amp (MTPA) control of PM-assisted synchronous reluctance motor*”, Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 2006.
- [19] J. Ottosson and M. Alaküla, “*A Compact Field Weakening Controller Implementation*”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006.
- [20] G. Pellegrino, A. Vagati, P. Guglielmi and B. Boazzo, “*Performance Comparison between Surface-Mounted and Interior PM Motor Drives for Electric Vehicle Application*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, Feb. 2012.
- [21] V. Z. Sadegh, “*Control of Permanent Magnet Synchronous Motors*”, OUP Oxford, Feb. 2018.

- [22] T. Sebastian and G.R. Slemon, “*Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor drives*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 23, March 1987.
- [23] Texas Instruments Europe, Erwan Simon, *Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240*, September 1999.
- [24] N. Yang, G. Luo, W. Liu and K. Wang, “*Interior permanent magnet synchronous motor control for electric vehicle using look-up table*”, Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, June 2012.
- [25] X. Zhang, R. Qu, H. Chen and J. Luo, “*Analysis of d and q axis inductances and saliency ratios in interior permanent magnet machines with fractional slot concentrated windings considering harmonic effects*”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Busan, Oct. 2013.
- [26] Βασίλειος Χρ. Ηλιούδης, «*Προηγμένος Έλεγχος Ηλεκτρικών Μηχανών-Φθινόπωρο 2022*», Σημειώσεις Διαλέξεων του Μαθήματος, ΤΜΠΔ, Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος, 2022.
- [27] Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors, Literature Number: BPRA07, Texas Instruments Europe, February 1998.
- [28] Prasagan Pillay, R. Krishnan, Modeling of Permanent Magnet Motor Drives, Trans. Ind. Electronics, vol. 35, no 4, Nov. 1988.
- [29] R. Di Gabriele, F. Parasiliti, M. Tursini, “*Digital Field Oriented Control for induction motors: implementation and experimental results*”, Universities Power Engineering Conference (UPEC’97).
- [30] L.Zhang, C. Wathanasarn, F. Hardan, “*An efficient Microprocessor-Based Pulse Width Modulator using Space Vector Modulation Strategy*”, IEEE 1994.
- [31] Joachim Holtz, “*Pulsewidth Modulation-A Survey*”, IEEE 1992.
- [32] Werner Leonard, “*Control of Electrical Drives*”, 2nd Completely Revised and Enlarged Edition, Springer.
- [33] Ralph Kennel, Power Electronics Exercise: Space Vector (Notes), Technische Universität München, 2012.

- [34] Toshiba Asia Pacific Pte. Ltd. (TAPL), 2009, Available: <https://asia.toshiba.com/railway-systems/permanent-magnet-synchronous-motor/>.
- [35] General Motors Company, Detroit, MI 48232-5170, Available: <https://www.gm.com/>.