



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Ανάλυση Βραχυκυκλωμάτων Μηχανής Εσωτερικών Μόνιμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνα Ι. Γαρδίκια

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2020



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Ανάλυση Βραχυκυκλωμάτων Μηχανής Εσωτερικών Μόνιμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνα Ι. Γαρδίκια

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15^η Ιουλίου 2020.

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....

Κωνσταντίνα Ι. Γαρδίκια

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

Copyright © Κωνσταντίνα Γαρδίκια, 2020

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

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

Περίληψη

Η παρούσα εργασία μελετά την επίδραση βραχυκυκλωμάτων στη λειτουργία ενός σύγχρονου ηλεκτρικού κινητήρα μόνιμων μαγνητών. Στις εφαρμογές ηλεκτροκίνησης οι επιπτώσεις των σφαλμάτων στον κινητήρα, στις υπόλοιπες συνιστώσες του συστήματος κίνησης αλλά και στην οδηγική συμπεριφορά του οχήματος είναι σοβαρής σημασίας. Ο κινητήρας που μελετάται είναι ο ηλεκτρικός κινητήρας ενός επιβατηγού υβριδικού οχήματος, το οποίο παράγεται σε ευρεία κλίμακα εδώ και δύο δεκαετίες από γνωστή αυτοκινητοβιομηχανία.

Αρχικά, επιχειρείται μία σύντομη επισκόπηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και παρουσιάζονται τα διάφορα είδη των ηλεκτρικών μηχανών. Πιο συγκεκριμένα, αναλύονται και αξιολογούνται τα κυριότερα είδη ηλεκτρικών κινητήρων που βρίσκουν εφαρμογή στον τομέα της ηλεκτροκίνησης. Εξετάζεται η πλειονότητα των τοπολογιών σύγχρονων κινητήρων μόνιμων μαγνητών και γίνεται η ανάλυση των εξισώσεων λειτουργίας τους.

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται μία πρώτη θεωρητική μελέτη του βραχυκυκλώματος. Σε ένα πρώτο βήμα πραγματοποιείται η ανάλυση του βραχυκυκλώματος σε μία σύγχρονη μηχανή, η οποία λειτουργούσε σε κενό φορτίο και σε δεύτερο βήμα σε μηχανή που λειτουργούσε υπό φορτίο. Εξάγονται οι σχέσεις που περιγράφουν τα ρεύματα στάτη μετά από τριφασικό και διφασικό βραχυκύκλωμα. Αναλύονται, επίσης, τα διαγράμματα ταλάντωσης και ο τρόπος αξιοποίησής τους στην περίπτωση βραχυκυκλώματος.

Ακολούθως, επεξηγείται η διαδικασία που ακολουθείται κατά τη σχεδίαση ενός ηλεκτρικού κινητήρα και παρατίθενται τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του κινητήρα, που εξετάζεται στη συνέχεια. Περιγράφεται ο τρόπος επίλυσης των μαγνητοστατικών προβλημάτων με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων και υπολογίζονται ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά της λειτουργίας του κινητήρα, ώστε ο αναγνώστης να κατανοήσει καλύτερα τη λειτουργία του.

Κατόπιν, πραγματοποιείται η μελέτη βραχυκυκλώματος στον υπό μελέτη κινητήρα. Για το σκοπό αυτό υλοποιείται, αρχικά, το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα σύμφωνα με τις εξισώσεις λειτουργίας του και αναλύεται η περίπτωση τριφασικού βραχυκυκλώματος. Για μεγαλύτερη ακρίβεια στα αποτελέσματα της προσομοίωσης δημιουργείται ένα συζευγμένο κυκλωματικό-πεδιακό μοντέλο του κινητήρα. Για τη δημιουργία του συγκεκριμένου μοντέλου είναι απαραίτητη η αξιοποίηση μοντέλου που επιτρέπει πλήρη πεδιακή ανάλυση του κινητήρα. Μετά την υλοποίηση του συζευγμένου μοντέλου προσομοιώνεται η λειτουργία της μηχανής υπό τριφασικό και διφασικό βραχυκύκλωμα.

Τέλος, προσομοιώνεται η λειτουργία του κινητήρα υπό την επίδραση μερικού βραχυκυκλώματος στα τυλίγματα του στάτη. Για την υλοποίησή του μειώνεται ο αριθμός των σπειρών του τυλίγματος σε δύο διαδοχικές αύλακες του στάτη της ίδιας φάσης. Το συγκεκριμένο σφάλμα είναι το συνηθέστερο που συμβαίνει κατά τη λειτουργία της μηχανής, λόγω φθοράς των μονώσεων των αγωγών σε περιπτώσεις υπερφόρτισης οπότε αυξάνεται η θερμοκρασία της μηχανής. Για αυτό, εξετάζονται τα πλήρη λειτουργικά χαρακτηριστικά του κινητήρα σε αυτή την περίπτωση σφάλματος.

Στις αναλύσεις χρησιμοποιούνται το λογισμικό *MatLab-Simulink* σε συνδυασμό με το λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων *FEMM* και στη συνέχεια το λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων *Ansys*.

Λέξεις κλειδιά : Ηλεκτροκίνηση, σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών, εσωτερικοί μόνιμοι μαγνήτες, μηχανή *Prius*, τριφασικό βραχυκύκλωμα, διφασικό βραχυκύκλωμα, βραχυκύκλωμα τυλιγμάτων στάτη.

Abstract

This thesis analyzes the effects of short circuits of a synchronous permanent magnet electric motor. In electric traction applications the impact of faults on the motor, on the other traction system components as well as on the overall vehicle driving conditions are of crucial importance. The motor under consideration is used in a popular hybrid car, which is produced by a famous motor company for over two decades.

Initially, a brief overview of the electric drive systems as well as of the different types of electric motors is presented. More specifically the main types of motors that are used in electric vehicles are analyzed and evaluated. The majority of synchronous permanent magnet motors' topologies and their operational equations are analyzed.

Afterwards, a theoretical approach of the short circuit characteristics is undertaken. The analysis of a synchronous machine's short circuit operating previously under no load is presented and followingly the analysis is extended in the case of previous operation under load. The mathematical equations describing the three-phase armature currents after a three-phase and a two-phase fault are formulated. Moreover, the use of armature currents' time variations during a three-phase symmetrical fault are explained.

Additionally, the process of designing a synchronous electric motor is reported and the geometric characteristics of the considered motor are listed. The solution of magnetostatic problems using *Finite Elements Analysis (FEA)* is described and some important operational characteristics of the motor are explained, in order for the reader to get a better understanding of the motor behavior.

Subsequently, the study of the short circuit on the motor considered is performed. In a first step the dynamic model of the motor is considered based on the operational equations of a synchronous permanent magnet motor and the three-phase fault is analyzed. In order to achieve better accuracy in the obtained results a coupled circuit-field model of the motor is developed. This model necessitates inclusion of the detailed field analysis of the motor. Then the coupled model has been implemented to analyze the three-phase and two-phase short circuit case.

Finally, the operation of the motor under stator windings inter-turn faults is simulated by decreasing the turns' number of the windings placed in two consecutive slots of the same phase. This particular type of fault is the most frequently encountered, due to degradation of the conductors' insulations if the machine is overloaded and the temperature is importantly raised. That is why the impact on operational characteristics of this type of fault has been examined.

The simulation is carried out in a first step using *MatLab-Simulink* software in conjunction with the *FEMM* finite elements software, while in a second step the directly coupled model has been developed using *Ansys* software.

Key words : Electric vehicles, synchronous permanent magnet motor, inset magnets, *Prius* motor, three-phase and two-phase short circuit, stator windings interturn fault.

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους βοήθησαν κατά την εκπόνησή της.

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε με την ανάθεση της παρούσας εργασίας, καθώς και για τη στήριξη και την καθοδήγησή του κατά τη διάρκεια της εκπόνησής της. Τον ευχαριστώ θερμά για την άψογη συνεργασία αυτούς τους μήνες αλλά και για τις γνώσεις που μου μετέδωσε καθ' όλη τη διάρκεια φοίτησής μου στο Πολυτεχνείο.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Υποψήφιο Διδάκτορα κ. Λευτέρη Καραμανή για την προθυμία του να με βοηθήσει και να με καθοδηγήσει σε κάθε βήμα της παρούσας εργασίας.

Τέλος, ευχαριστώ θερμά την οικογένειά μου και τους φίλους μου για την στήριξη που μου προσέφεραν και την κατανόηση που έδειξαν όλα τα χρόνια των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή	12
1.1 Σκοπός της εργασίας.....	12
1.2 Δομή της εργασίας.....	12
Κεφάλαιο 2. Εισαγωγή στην Ηλεκτροκίνηση	14
2.1 Ηλεκτρικό Όχημα	14
2.1.1 Σύστημα κίνησης ηλεκτρικού οχήματος.....	14
2.2 Υβριδικό Όχημα	16
2.3 Επισκόπηση τεχνολογίας ηλεκτρικών μηχανών.....	17
2.3.1 Είδη ηλεκτρικών μηχανών.....	17
2.3.2 Αξιολόγηση κινητήρων για εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης	19
2.4 Επιλογή τοπολογίας κινητήρα Μόνιμων Μαγνητών.....	20
2.4.1 Κινητήρας Επιφανειακών Μαγνητών.....	20
2.4.2 Κινητήρας Καλυμμένων Επιφανειακών Μαγνητών.....	21
2.4.3 Κινητήρας Εσωτερικών Μαγνητών.....	21
2.5 Ισοδύναμο κύκλωμα και εξισώσεις λειτουργίας σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών	22
2.5.1 Εξισώσεις λειτουργίας σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών.....	22
2.5.2 Ανάλυση ισοδύναμου κυκλώματος σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών σε πλαίσιο δύο αξόνων ($d-q$)	23
Κεφάλαιο 3. Ανάλυση βραχυκυκλώματος σύγχρονης μηχανής.....	26
3.1 Συμμετρικό βραχυκύκλωμα σύγχρονης μηχανής σε λειτουργία κενού φορτίου.....	26
3.1.1 Εξισώσεις λειτουργίας προ βραχυκυκλώματος	26
3.1.2 Υπολογισμός ρεύματος στάτη μετά το βραχυκύκλωμα	27
3.1.3 Ανάλυση βραχυκυκλώματος με χρήση διαγραμμάτων ταλάντωσης.....	29
3.2 Συμμετρικό βραχυκύκλωμα σύγχρονης μηχανής σε λειτουργία υπό φορτίο	31
3.2.1 Υπολογισμός ρεύματος στάτη	31
3.3 Μη συμμετρικό βραχυκύκλωμα σύγχρονης μηχανής.....	32
3.3.1 Ανάλυση διφασικού βραχυκυκλώματος.....	32
Κεφάλαιο 4. Σχεδιασμός Κινητήρα Μόνιμων Μαγνητών.....	35
4.1 Εισαγωγή	35
4.2 Προκαταρκτική σχεδίαση	35
4.2.1 Διαστασιολόγηση διακένου	35
4.2.1.1 Ειδική μαγνητική φόρτιση	35
4.2.1.2 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση	36
4.2.1.3 Ισχύς εξόδου ηλεκτρικής μηχανής.....	36
4.2.1.4 Επιφάνεια διακένου	37
4.2.1.5 Πάχος διακένου.....	38

4.2.2 Χαρακτηριστικά στάτη	38
4.2.2.1 Διαμόρφωση τυλιγμάτων	39
4.2.3 Χαρακτηριστικά δρομέα	42
4.3 Οριστική σχεδίαση χρησιμοποιώντας τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων	43
4.3.1 Μαγνητοστατικά προβλήματα	43
4.3.2 Προεπεξεργασία μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων	44
4.3.2.1 Σχεδίαση μηχανής μόνιμων μαγνητών	45
4.3.2.2 Επιλογή χαρακτηριστικών στάτη	45
4.3.2.3 Επιλογή χαρακτηριστικών δρομέα	47
4.3.2.4 Επιλογή υλικών	48
4.3.2.5 Οριακές συνθήκες	49
4.3.3 Μετεπεξεργασία μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων	51
4.3.3.1 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής	51
4.3.3.2 Υπολογισμός επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης	52
4.3.3.3 Υπολογισμός αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα	53
4.3.3.4 Υπολογισμός μαγνητικής ροής μαγνήτη και αντίστασης τυλιγμάτων στάτη	54
4.3.3.5 Υπολογισμός ροπής αδράνειας	55
Κεφάλαιο 5. Μελέτη βραχυκυκλώματος κινητήρα εσωτερικών μόνιμων μαγνητών	56
5.1 Εισαγωγή	56
5.2 Υλοποίηση δυναμικού μοντέλου σύγχρονου κινητήρα MM	56
5.2.1 Εξισώσεις λειτουργίας δυναμικού μοντέλου	56
5.2.2 Μέθοδος ελέγχου σύγχρονου κινητήρα	57
5.3 Ανάλυση τριφασικού βραχυκυκλώματος σύγχρονου κινητήρα MM	58
5.3.1 Λειτουργία κινητήρα σε ονομαστική ταχύτητα περιστροφής υπό φορτίο άξονα 20Nm και 50 Nm	58
5.4 Υλοποίηση συζευγμένου κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου σύγχρονου κινητήρα MM	62
5.4.1 Πεδιακή ανάλυση σύγχρονου κινητήρα	62
5.4.2 Τελικό κυκλωματικό – πεδιακό μοντέλο σύγχρονου κινητήρα	63
5.5 Ανάλυση βραχυκυκλώματος σύγχρονου κινητήρα με χρήση συζευγμένου μοντέλου	64
5.5.1 Τριφασικό βραχυκύκλωμα	64
5.5.1.1 Συγκριτική παρουσίαση αποτελεσμάτων για διαφορετικές τιμές ταχύτητας περιστροφής	66
5.5.1.2 Σύγκριση συζευγμένου και δυναμικού μοντέλου	69
5.5.2 Διφασικό βραχυκύκλωμα	71
5.5.2.1 Συγκριτική παρουσίαση αποτελεσμάτων για διαφορετικές τιμές φορτίων και ταχυτήτων	73
5.6 Ανάλυση βραχυκυκλώματος τυλίγματος σύγχρονου κινητήρα	76
5.6.1 Υλοποίηση συζευγμένου κυκλωματικού – πεδιακού μοντέλου σύγχρονου κινητήρα με βραχυκύκλωμα τυλιγμάτων στάτη	76
5.6.2 Σύγκριση αποτελεσμάτων συζευγμένου μοντέλου σύγχρονου κινητήρα με και χωρίς βραχυκύκλωμα τυλιγμάτων υπό ονομαστική ταχύτητα περιστροφής	77

5.6.2.1 Υπολογισμός μέσης τιμής και κυμάτωσης ροπής για ονομαστική ταχύτητα περιστροφής υπό διαφορετικές τιμές φορτίου	82
5.6.3 Σύγκριση αποτελεσμάτων συζευγμένου μοντέλου σε βηματική αύξηση φορτίου υπό ονομαστική ταχύτητα περιστροφής	84
5.6.4 Σύγκριση αποτελεσμάτων συζευγμένου μοντέλου σε γραμμική αύξηση ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο	85
Κεφάλαιο 6. Συμπεράσματα.....	89
6.1 Κύρια συμπεράσματα	89
6.2 Συνεισφορά της εργασίας στην Επιστήμη	90
6.3 Σημεία για περαιτέρω διερεύνηση	90
Βιβλιογραφία	91
Παράρτημα	93

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

1.1 Σκοπός της εργασίας

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Σκοπός της συγκεκριμένης εργασίας είναι η μελέτη βραχυκυκλώματος σε σύγχρονο κινητήρα εσωτερικών μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Συγκεκριμένα μελετήθηκε ο κινητήρας *Prius* που χρησιμοποιείται εδώ και πολλά χρόνια σε υβριδικό όχημα γνωστής αυτοκινητοβιομηχανίας.

Αρχικά, η μελέτη του βραχυκυκλώματος πραγματοποιείται μέσω του δυναμικού μοντέλου του κινητήρα που υλοποιείται με το λογισμικό *MatLab-Simulink*. Για την υλοποίηση του μοντέλου είναι απαραίτητη η πεδιακή ανάλυση του κινητήρα για τον υπολογισμό χαρακτηριστικών του κινητήρα αναγκαίων για το δυναμικό μοντέλο. Η πεδιακή ανάλυση του κινητήρα πραγματοποιείται από το λογισμικό *FEMM* με χρήση κατάλληλα σχεδιασμένου κώδικα.

Στη συνέχεια, προκειμένου να επιτευχθεί μεγαλύτερη ακρίβεια στις μεταβατικές καταστάσεις της προσομοίωσης υλοποιείται συζευγμένο κυκλωματικό-πεδιακό μοντέλο χρησιμοποιώντας το λογισμικό *Ansys*. Η πεδιακή ανάλυση του κινητήρα με το λογισμικό αυτό είναι πιο ακριβής, χάρη στην αυτοματοποιημένη λειτουργία του, καθώς τα χαρακτηριστικά της μηχανής μοντελοποιούνται για μεγαλύτερο εύρος καταστάσεων.

Τέλος, μελετάται η περίπτωση βραχυκυκλώματος στο εσωτερικό των τυλιγμάτων του στάτη. Η περίπτωση αυτή συναντάται πιο συχνά στη λειτουργία των ηλεκτρικών κινητήρων, αφού οι μονώσεις των καλωδίων καταπονούνται σε περίπτωση υπερφόρτισης και μπορεί να καταστραφούν. Έτσι, κρίνεται σκόπιμη η μελέτη και αυτού του είδους βραχυκυκλώματος.

1.2 Δομή της εργασίας

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται ορισμένα εισαγωγικά στοιχεία, έτσι ώστε ο αναγνώστης να κατατοπιστεί σχετικά με το περιεχόμενο και τη δομή της παρούσας εργασίας.

Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται μία εισαγωγή στον τομέα της Ηλεκτροκίνησης, παρουσιάζονται τα διάφορα είδη ηλεκτρικών κινητήρων και τα πλεονεκτήματά τους. Ειδική αναφορά γίνεται στους σύγχρονους κινητήρες μόνιμων μαγνητών, καθώς ο κινητήρας που εξετάζεται στην παρούσα διπλωματική ανήκει σε αυτή την κατηγορία. Τέλος, αναλύεται το μαθηματικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής, το οποίο αξιοποιείται στη συνέχεια της εργασίας.

Στο Κεφάλαιο 3 αναλύεται το θεωρητικό υπόβαθρο του βραχυκυκλώματος της σύγχρονης μηχανής. Παρουσιάζονται οι μαθηματικές σχέσεις που ισχύουν στην περίπτωση τριφασικού και διφασικού βραχυκυκλώματος σε σύγχρονη μηχανή και αναλύονται τα διαγράμματα ταλάντωσης.

Στο Κεφάλαιο 4 αναλύεται η προκαταρκτική σχεδίαση της σύγχρονης μηχανής και στη συνέχεια παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά της υπό εξέταση μηχανής. Τέλος, χρησιμοποιώντας τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων παρουσιάζονται τα βασικά λειτουργικά χαρακτηριστικά της μηχανής.

Στο Κεφάλαιο 5 μελετάται το βραχυκύκλωμα σε κινητήρα εσωτερικών μόνιμων μαγνητών. Αρχικά, υλοποιείται το δυναμικό μοντέλο του κινητήρα με χρήση του προγράμματος *MatLab-Simulink* και μελετάται το τριφασικό βραχυκύκλωμα του κινητήρα. Στη συνέχεια, υλοποιείται συζευγμένο κυκλωματικό-πεδιακό μοντέλο και γίνεται ανάλυση τριφασικού και διφασικού βραχυκυκλώματος με χρήση του λογισμικού *Ansys*. Τέλος, προσομοιώνεται η λειτουργία του κινητήρα σε περίπτωση βραχυκυκλώματος στα τυλίγματα του στάτη.

Στο Κεφάλαιο 6 εξάγονται τα βασικά συμπεράσματα από τη μελέτη που πραγματοποιήθηκε και αξιολογείται η επιστημονική συνεισφορά της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Κεφάλαιο 2. Εισαγωγή στην Ηλεκτροκίνηση

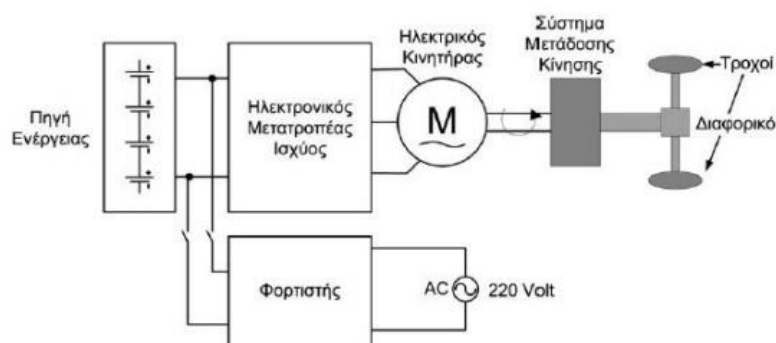
2.1 Ηλεκτρικό Όχημα

Η ευαισθητοποίηση για την προστασία του περιβάλλοντος στις μέρες μας είναι μεγάλη και οδηγεί σε σημαντικές αλλαγές. Νέοι κλάδοι επιστημονικής έρευνας αναπτύσσονται με στόχο την ανάπτυξη και την εδραίωση τεχνολογιών φιλικών προς το περιβάλλον. Τα τελευταία χρόνια, ο τομέας της ηλεκτροκίνησης παρουσιάζει ραγδαία εξέλιξη και τα ηλεκτρικά οχήματα αποκτούν σταδιακά την εμπιστοσύνη των πολιτών. Η αδυναμία αποθήκευσης της απαιτούμενης ενέργειας αποτελούσε, μέχρι πρόσφατα, βασικό εμπόδιο στη χρήση ηλεκτρικών αυτοκινήτων και οδήγησε στην κατασκευή υβριδικών οχημάτων, τα οποία συνδυάζουν για τη λειτουργία τους έναν κινητήρα εσωτερικής καύσης και έναν ή περισσότερους ηλεκτρικούς κινητήρες. Ωστόσο, χάρη στην πρόοδο της τεχνολογίας των μπαταριών είναι πλέον δυνατή η δημιουργία πλήρως ηλεκτρικών οχημάτων.

Οι λόγοι που ο κλάδος της ηλεκτροκίνησης ολοένα και αναπτύσσεται δεν είναι μόνο περιβαλλοντικοί αλλά και οικονομικοί. Η μείωση των φυσικών πόρων τα τελευταία χρόνια συνέβαλε στην αύξηση της χρηματικής τους αξίας και συνεπώς στην αύξηση των τιμών των καυσίμων των συμβατικών αυτοκινήτων. Το κόστος λειτουργίας και συντήρησης ενός ηλεκτρικού οχήματος είναι μικρότερο από ότι ενός οχήματος με κινητήρα εσωτερικής καύσης. Περιβαλλοντικά, η λειτουργία των ηλεκτρικών οχημάτων είναι η πλέον φιλική προς το περιβάλλον, καθώς έχουν μηδενικές εκπομπές ρύπων. Επιπλέον, αν για τη φόρτισή τους χρησιμοποιείται ενέργεια που προέρχεται από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας μειώνονται ακόμα περισσότερο οι εκπομπές αερίων του θερμοκηπίου. Οι παραπάνω λόγοι συντελούν στη διαρκή εξέλιξη της ηλεκτροκίνησης και στη σταδιακή εδραίωση του κλάδου αυτού στις μετακινήσεις των ανθρώπων.

2.1.1 Σύστημα κίνησης ηλεκτρικού οχήματος

Τα βασικά στοιχεία του συστήματος κίνησης ενός ηλεκτρικού οχήματος παρουσιάζονται παρακάτω στο σχήμα 2.1.



Σχήμα 2.1 Διάγραμμα συστήματος κίνησης ηλεκτρικού οχήματος

Πηγή ηλεκτρικής ενέργειας

Πηγή ενέργειας των ηλεκτρικών οχημάτων αποτελούν κατά κύριο λόγο οι ηλεκτροχημικοί συσσωρευτές. Ορισμένες από της κατηγορίες μπαταριών που χρησιμοποιούνται είναι μολύβδου – οξέος, νικελίου – καδμίου (NiCd), νικελίου – μετάλλου υβριδίου (NiMH), ιόντων λιθίου (LiON) και λιθίου – ιόντων πολυμερών (LiPo). Είναι επιθυμητό για τους συσσωρευτές που χρησιμοποιούνται στην ηλεκτροκίνηση να έχουν όσο το δυνατόν μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας, καθώς όσο μειώνεται το βάρος τους τόσο μειώνεται και το βάρος του οχήματος ενώ, ταυτόχρονα, βελτιώνεται η απόδοσή του. Ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό των μπαταριών είναι η διάρκεια ζωής τους. Οι μπαταρίες των ηλεκτρικών οχημάτων υποβάλλονται σε κύκλους φόρτισης – εκφόρτισης. Με το πέρασμα του χρόνου η ικανότητα αποθήκευσης ενέργειας από τους συσσωρευτές μειώνεται και συνεπώς υποβιβάζεται η αυτονομία του οχήματος. Η μέση διάρκεια ζωής των μπαταριών είναι περίπου οκτώ χρόνια, ωστόσο στόχος των ερευνητών και των κατασκευαστών είναι η διάρκεια ζωής των μπαταριών να κυμαίνεται μεταξύ δέκα και είκοσι χρόνων [19].

Μετατροπείας ηλεκτρονικών ισχύος

Ο μετατροπείας ηλεκτρονικών ισχύος είναι η διάταξη που παρεμβάλλεται μεταξύ της πηγής ενέργειας και της ηλεκτρικής μηχανής. Η συνεχής τάση που παρέχεται από τους συσσωρευτές μετασχηματίζεται σε εναλλασσόμενη τάση επιθυμητού πλάτους και συχνότητας, η οποία τροφοδοτεί τον κινητήρα. Στο τμήμα αυτό του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης συναντάμε, κατά κύριο λόγο, ελεγχόμενο τριφασικό αντιστροφέα ώστε να είναι δυνατή αμφίδρομη ροή ισχύος, δηλαδή η αποθήκευση ενέργειας στους συσσωρευτές μέσω της αναγεννητικής πέδησης. Η λειτουργία της αναγεννητικής πέδησης επιτρέπει την αποθήκευση ενέργειας στους συσσωρευτές σε στιγμές όπως το φρενάρισμα του οχήματος. Ο αντιστροφέας συνδυάζεται με έναν μικροεπεξεργαστή ή έναν ψηφιακό επεξεργαστή σήματος για τον έλεγχό του.

Ηλεκτρικός κινητήρας

Ο ηλεκτρικός κινητήρας αποτελεί το κυριότερο τμήμα του συστήματος κίνησης του ηλεκτρικού οχήματος, καθώς είναι υπεύθυνο για τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας που παρέχουν οι συσσωρευτές σε μηχανική ενέργεια που απαιτείται για την κίνηση του οχήματος. Οι προδιαγραφές που πρέπει να πληροί ένας ηλεκτρικός κινητήρας για να είναι κατάλληλος για χρήση σε ηλεκτρικό όχημα αφορούν κυρίως το μέγεθος, το βάρος, τη θερμική και μηχανική αντοχή, το κόστος κατασκευής του αλλά και την απόδοση και την επίδοση του. Οι παράμετροι που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά τη σχεδίαση ενός ηλεκτροκινητήρα είναι πολλές για αυτό και αποτελεί χρονοβόρα και σύνθετη διαδικασία.

Σύστημα μετάδοσης κίνησης

Το σύστημα μετάδοσης κίνησης, όπως δηλώνει και το όνομά του, είναι το υποσύστημα που είναι υπεύθυνο για τη μετάδοση κίνησης από τον άξονα του κινητήρα στους τροχούς. Αποτελείται συνήθως από κιβώτιο ταχυτήτων με σταθερό λόγο μετάδοσης, ώστε η απαίτηση ροπής του κινητήρα να είναι μικρότερη από αυτή στους τροχούς. Έτσι είναι δυνατή η μικρότερη διαστασιολόγηση του ηλεκτρικού κινητήρα και συνεπώς η μείωση του συνολικού βάρους του ηλεκτρικού οχήματος.

2.2 Υβριδικό Όχημα

Η πρόωση στα υβριδικά αυτοκίνητα προέρχεται από έναν κινητήρα εσωτερικής καύσης σε συνδυασμό με έναν ή περισσότερους ηλεκτρικούς κινητήρες. Οι ηλεκτρικοί κινητήρες χρησιμοποιούν την αποθηκευμένη ενέργεια στους συσσωρευτές για την τροφοδότησή τους. Διακρίνονται σε δύο κύριες κατηγορίες ανάλογα με τον τρόπο επαναφόρτισης των συσσωρευτών τους:

- **Hybrid Electric Vehicles (HEV's)**
- **Plug-In Hybrid Electric Vehicles (PHEV's)**

Τα οχήματα της πρώτης κατηγορίας (HEV's) δεν έχουν τη δυνατότητα σύνδεσης με εξωτερικό δίκτυο παροχής ενέργειας. Αντ' αυτού η επαναφόρτιση των μπαταριών επιτυγχάνεται μέσω της αναγεννητικής πέδησης και με χρήση του κινητήρα εσωτερικής καύσης. Η κατηγορία αυτή χωρίζεται σε δύο ομάδες οχημάτων:

- ❖ **Mild Hybrids.** Τα οχήματα αυτά χρησιμοποιούν τον ηλεκτρικό κινητήρα ως βοηθητικό στη λειτουργία του αυτοκινήτου. Η πρόωση του ηλεκτρικού κινητήρα δεν είναι αρκετή για τη λειτουργία τους, απαιτείται πάντα η λειτουργία του κινητήρα εσωτερικής καύσης.
- ❖ **Full Hybrids.** Τα συγκεκριμένα οχήματα διαθέτουν συσσωρευτές μεγαλύτερης χωρητικότητας και ισχυρότερους ηλεκτρικούς κινητήρες, οι οποίοι είναι δυνατόν να τροφοδοτήσουν το αυτοκίνητο για μικρές αποστάσεις και χαμηλές ταχύτητες.

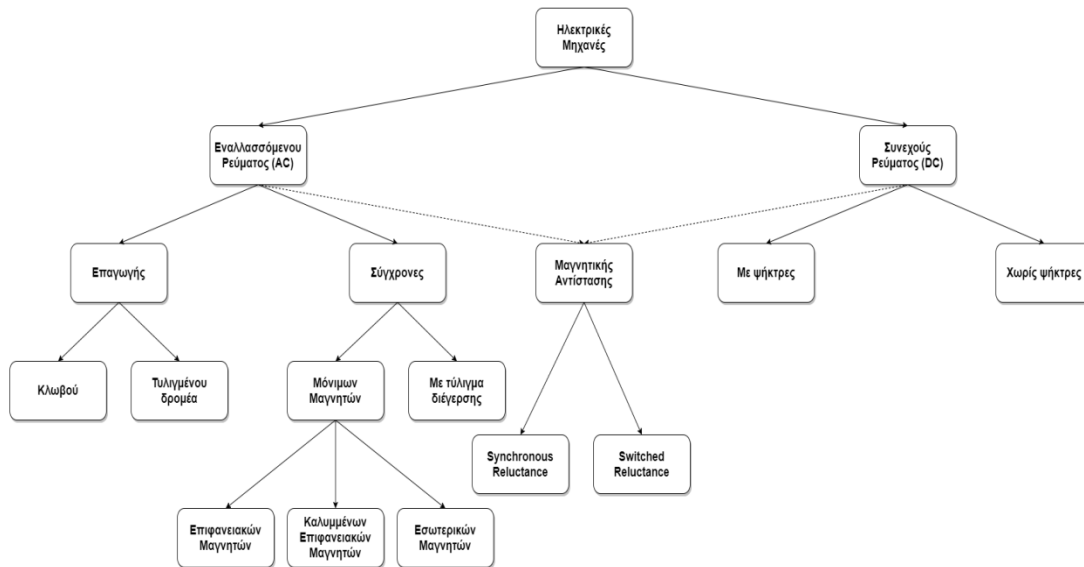
Τα οχήματα της δεύτερης κατηγορίας (PHEV's) μπορούν να συνδεθούν σε εξωτερική πηγή τροφοδοσίας για την επαναφόρτισή τους. Διαθέτουν συσσωρευτές μεγαλύτερης χωρητικότητας από τα υβριδικά οχήματα (HEV's), επιτρέποντας έτσι τη χρήση του ηλεκτρικού κινητήρα για μέτριες αποστάσεις. Ο κινητήρας εσωτερικής καύσης χρησιμοποιείται όταν η αποθηκευμένη ενέργεια στους συσσωρευτές είναι χαμηλή, σε περιπτώσεις ταχείας επιτάχυνσης καθώς και σε περιπτώσεις που απαιτείται αυξημένη παραγωγή ισχύος. Η επαναφόρτιση των συσσωρευτών μπορεί να γίνει είτε μέσω σύνδεσης σε εξωτερικό δίκτυο, είτε μέσω της αναγεννητικής πέδησης είτε, τέλος, χρησιμοποιώντας τον κινητήρα εσωτερικής καύσης. Ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης του ηλεκτρικού κινητήρα και του κινητήρα εσωτερικής καύσης διακρίνονται δύο κατηγορίες:

- ❖ **Παράλληλη σύνδεση.** Τα δύο κινητήρια συστήματα συνδέονται με τους τροχούς και η πρόωση του οχήματος προέρχεται από τη συνδυασμένη λειτουργία τους.
- ❖ **Σύνδεση σε σειρά.** Η πρόωση του αυτοκινήτου προέρχεται αποκλειστικά από τον ηλεκτρικό κινητήρα. Η μηχανή εσωτερικής καύσης χρησιμοποιείται για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, η οποία αποθηκεύεται στους συσσωρευτές και τροφοδοτεί τον ηλεκτρικό κινητήρα.

Οι δύο αυτές συνδεσμολογίες συνυπάρχουν σε ορισμένα οχήματα. Έτσι το σύστημα εσωτερικής καύσης και ο ηλεκτρικός κινητήρας μπορούν να λειτουργούν είτε υπό παράλληλη σύνδεση είτε υπό σύνδεση σε σειρά ανάλογα με την περίπτωση.

2.3 Επισκόπηση τεχνολογίας ηλεκτρικών μηχανών

Οι βασικές κατηγορίες, στις οποίες διακρίνονται οι ηλεκτρικές μηχανές με βάση τα χαρακτηριστικά τους, παρουσιάζονται στο επόμενο διάγραμμα:

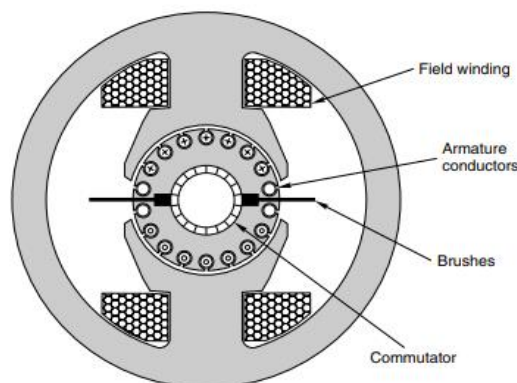


Σχήμα 2.2 Βασικές κατηγορίες ηλεκτρικών μηχανών

2.3.1 Είδη ηλεκτρικών μηχανών

Κινητήρες συνεχούς ρεύματος

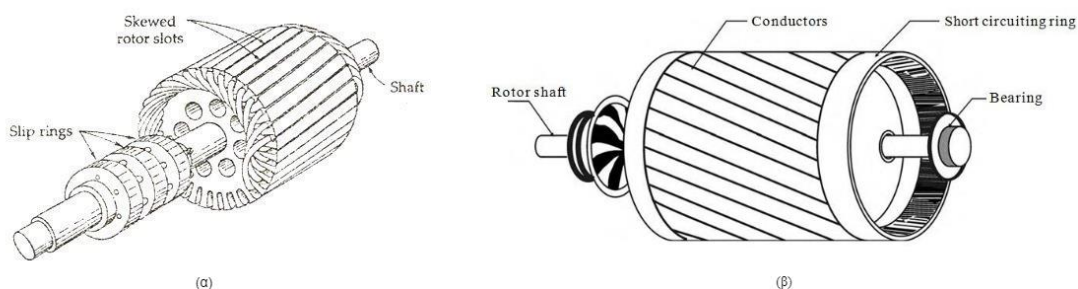
Οι μηχανές συνεχούς ρεύματος είναι οι πρώτες ηλεκτρικές μηχανές που χρησιμοποιήθηκαν ευρέως. Τις συναντάμε σε οικιακές συσκευές, εργαλεία, παιχνίδια αλλά και σε βιομηχανικές εφαρμογές. Διακρίνονται για την απλότητα του ελέγχου τους και είναι κατάλληλες για εφαρμογές με μεγάλες μεταβολές ταχύτητας. Η λειτουργία τους στηρίζεται στη χρήση του συλλέκτη και των ψηκτρών, το οποίο αποτελεί και το βασικό μειονέκτημά τους, καθώς το σύστημα αυτό χρειάζεται τακτική συντήρηση και η αντικατάσταση των ψηκτρών είναι αναγκαία ανά τακτά χρονικά διαστήματα. Χάρη στην ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος είναι, πλέον, δυνατή η κατασκευή μηχανών συνεχούς ρεύματος χωρίς ψήκτρες (Brushless DC) με μειωμένο κόστος συντήρησης.



Σχήμα 2.3 Μηχανή Συνεχούς Ρεύματος με ψήκτρες (Brushed DC) [1]

Κινητήρες επαγωγής

Οι κινητήρες επαγωγής συναντώνται συχνά στον τομέα της ηλεκτροκίνησης χάρη στην υψηλή αξιοπιστία τους και τον εύκολο έλεγχό τους. Το βασικό πλεονέκτημα των κινητήρων επαγωγής είναι η μη ύπαρξη συστήματος διεγέρσεως, αφού η τάση στα άκρα των αγωγών του δρομέα παράγεται επαγωγικά λόγω της σχετικής κίνησης του δρομέα ως προς το μαγνητικό πεδίο του στάτη. Τόσο το πεδίο του στάτη όσο και το πεδίο του δρομέα στρέφονται με τη σύγχρονη ταχύτητα, όμως ο δρομέας στρέφεται με ταχύτητα ελαφρώς διαφορετική, για αυτό και οι μηχανές επαγωγής ονομάζονται και ασύγχρονες μηχανές. Ο δρομέας της μηχανής έχει δύο εναλλακτικούς τρόπους διαμόρφωσης. Στην πρώτη περίπτωση έχουμε τυλιγμένο δρομέα και τοποθετείται τριφασικό τύλιγμα με τρόπο ώστε να αποτελεί κατοπτρικό είδωλο του τυλίγματος του στάτη. Η διαμόρφωση αυτή παρέχει τη δυνατότητα σύνδεσης εξωτερικών αντιστάσεων. Στη δεύτερη περίπτωση ο δρομέας αποτελείται από μία σειρά αγωγίων ράβδων τοποθετημένων σε αυλάκια στην επιφάνεια του δρομέα, οι οποίες βραχυκυκλώνονται στα άκρα τους μέσω δακτυλίων βραχυκύκλωσης. Η διαμόρφωση αυτή ονομάζεται διαμόρφωση κλωβού και είναι η επικρατέστερη λόγω της απλότητας στη σχεδιάσή της. Η οδήγηση των επαγωγικών κινητήρων επιτυγχάνεται με χρήση αντιστροφέα με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας. Στο σχήμα 2.3 παρουσιάζονται οι δύο εναλλακτικές τοπολογίες δρομέα μίας μηχανής επαγωγής.



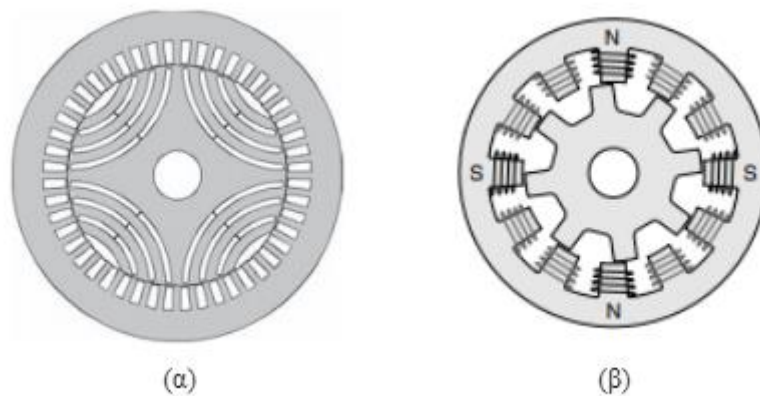
Σχήμα 2.3 (α) Τυλιγμένου δρομέα , (β) Δρομέας κλωβού

Σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών

Οι σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών προτιμώνται στις μέρες μας έναντι αυτών που διαθέτουν τύλιγμα διέγερσης, επειδή παρουσιάζουν μειωμένες απώλειες χαλκού και μειωμένες ανάγκες συντήρησης, εφόσον απουσιάζουν οι ψήκτρες. Η επιλογή σύγχρονων κινητήρων μόνιμων μαγνητών στον κλάδο της ηλεκτροκίνησης οφείλεται στον υψηλό βαθμό απόδοσης και στην υψηλή πυκνότητα ισχύος τους. Το κόστος των κινητήρων αυτών είναι ιδιαίτερα υψηλό εξαιτίας του κόστους των μαγνητών που χρησιμοποιούνται. Οι μαγνήτες που χρησιμοποιούνται αποτελούνται από κράματα Νεοδυμίου, Σιδήρου και Βορίου και παρουσιάζουν υψηλή μαγνήτιση. Για τη λειτουργία των σύγχρονων μηχανών είναι απαραίτητη η χρήση ελεγχόμενου τριφασικού αντιστροφέα, ο οποίος επιβάλλει ημιτονοειδή τάση στα τυλίγματα του στάτη.

Κινητήρες μαγνητικής αντίστασης

Οι κινητήρες μαγνητικής αντίστασης είναι δυνατόν να ανήκουν τόσο στις μηχανές συνεχούς ρεύματος (Switched Reluctance) όσο και στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος (Synchronous Reluctance). Στο στάτη της μηχανής τοποθετούνται τα τυλίγματα, ο δρομέας κατασκευάζεται από ελάσματα και δε διαθέτει τυλίγματα ή μαγνήτες για να παράγουν πεδίο διέγερσης. Η ροπή που παράγεται από τους κινητήρες μαγνητικής αντίστασης οφείλεται αποκλειστικά στη ροπή εκτυπότητας ή αλλιώς ροπή ευθυγράμμισης, καθώς δεν υπάρχουν δύο πεδία που αλληλεπιδρούν. Η απλότητα στην κατασκευή του δρομέα μειώνει το κόστος κατασκευής τους και ταυτόχρονα βελτιώνει πολύ την αξιοπιστία τους. Ταυτόχρονα, όμως, οι συγκεκριμένοι κινητήρες παρουσιάζουν μικρή πυκνότητα ισχύος και περιορισμένο βαθμό απόδοσης και απαιτούν σύνθετες τεχνικές ελέγχου για τη λειτουργία τους. Στους κινητήρες που τροφοδοτούνται με εναλλασσόμενο ρεύμα υπάρχει δυνατότητα βελτίωσης της κυμάτωσης ροπής διαμορφώνοντας το δρομέα κατάλληλα ώστε να επιτυγχάνεται ομαλή μεταβολή της μαγνητικής αντίστασης.



Σχήμα 2.4 (α) Synchronous Reluctance Motor [2], (β) Switched Reluctance Motor [1]

2.3.2 Αξιολόγηση κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης

Στον επόμενο πίνακα 2.1 παρουσιάζονται συγκριτικά τα είδη των μηχανών που αναλύθηκαν προηγουμένως.

Παρατηρούμε ότι οι κινητήρες επαγωγής και οι σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών παρουσιάζουν καλύτερα χαρακτηριστικά συγκριτικά με τους άλλους δύο τύπους κινητήρων. Η υψηλή πυκνότητα ισχύος σε συνδυασμό με τον υψηλό βαθμό απόδοσης και τον εύκολο έλεγχο έχουν οδηγήσει στην εδραίωσή τους στον τομέα της ηλεκτροκίνησης. Το κόστος των σύγχρονων κινητήρων μόνιμων μαγνητών είναι χαμηλότερο από το κόστος των επαγωγικών κινητήρων για αυτό και αποτελούν συνηθέστερη επιλογή στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα.

<i>Χαρακτηριστικά</i>	<i>Είδος Κινητήρα</i>			
	<i>Συνεχούς Ρεύματος</i>	<i>Επαγωγής</i>	<i>Σύγχρονος Μ.Μ</i>	<i>Κινητήρας Μαγν. Αντίστασης</i>
<i>Πυκνότητα Ισχύος</i>	Χαμηλή	Καλή	Υψηλή	Καλή
<i>Απόδοση</i>	Χαμηλή	Καλή	Υψηλή	Καλή
<i>Αξιοπιστία</i>	Χαμηλή	Υψηλή	Καλή	Υψηλή
<i>Έλεγχος</i>	Πολύ εύκολος	Εύκολος	Εύκολος	Σύνθετος
<i>Τεχνολογική ωριμότητα</i>	Υψηλή	Υψηλή	Καλή	Καλή
<i>Κόστος</i>	Υψηλό	Πολύ υψηλό	Πολύ υψηλό	Υψηλό

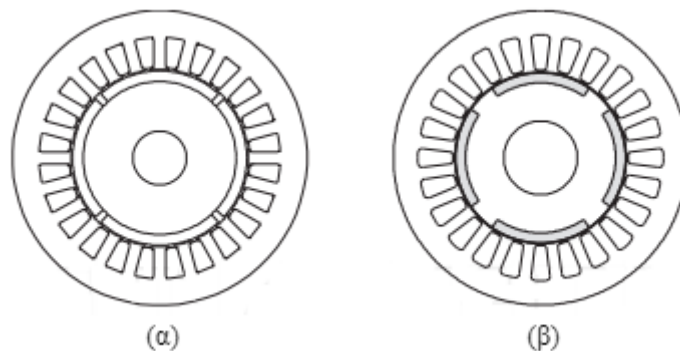
Πίνακας 2.1 Συγκριτική παρουσίαση χαρακτηριστικών κινητήρων[3]

2.4 Επιλογή τοπολογίας κινητήρα Μόνιμων Μαγνητών

Οι σύγχρονοι κινητήρες μόνιμων μαγνητών διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες με βάση τη διαμόρφωση των μαγνητών στο δρομέα τους. Οι κατηγορίες αυτές αναλύονται στη συνέχεια.

2.4.1 Κινητήρας Επιφανειακών Μαγνητών

Η πιο απλή τοπολογία είναι αυτή των επιφανειακών μαγνητών και παρουσιάζεται στο *Σχήμα 2.5(α)*. Στην τοπολογία αυτή οι μαγνήτες τοποθετούνται στην επιφάνεια του δρομέα. Έτσι, η κατασκευή του δρομέα δεν παρουσιάζει κάποια πολυπλοκότητα και το κόστος κατασκευής τους είναι αρκετά χαμηλό. Το μειωμένο κόστος σε συνδυασμό με την υψηλή απόδοση και την υψηλή πυκνότητα ισχύος καθιστούν τους κινητήρες αυτούς ιδιαίτερα δημοφιλείς σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Η τοποθέτηση των μαγνητών εξωτερικά του δρομέα εξασφαλίζει την ελάχιστη δυνατή εκτυπότητα, επειδή η διαπερατότητα του μαγνήτη είναι σχεδόν ίση με τη διαπερατότητα του αέρα. Έτσι, η ροπή που αναπτύσσεται στο διάκενο της μηχανής οφείλεται, ουσιαστικά, στην αλληλεπίδραση των πεδίων του στάτη και του δρομέα. Ταυτόχρονα, τοποθετώντας τους μαγνήτες τόσο κοντά στο διάκενο αξιοποιείται πλήρως η μαγνητική τους ικανότητα. Ωστόσο, η τοπολογία αυτή παρουσιάζει μειωμένη δομική ακεραιότητα και μηχανική αξιοπιστία, ιδιαίτερα σε υψηλές ταχύτητες περιστροφής, επειδή η τοποθέτηση των μαγνητών εξωτερικά του δρομέα τους αφήνει εκτεθειμένους σε φυγόκεντρες δυνάμεις.



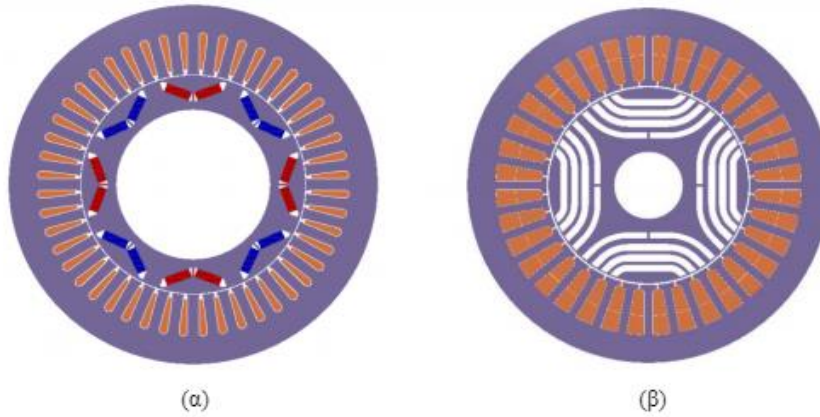
**Σχήμα 2.5 (α) Κινητήρας Επιφανειακών Μαγνητών
(β) Κινητήρας Καλυμμένων Μαγνητών [4]**

2.4.2 Κινητήρας Καλυμμένων Επιφανειακών Μαγνητών

Σε αυτή την τοπολογία οι μαγνήτες τοποθετούνται και πάλι στην επιφάνεια του δρομέα, ωστόσο το κενό μεταξύ δύο διαδοχικών μαγνητών καλύπτεται από σίδηρο αντί να είναι αέρας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5(β). Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται ο κίνδυνος αποκόλλησης των μαγνητών εξαιτίας των φυγόκεντρων δυνάμεων, ταυτόχρονα όμως αυξάνεται η εκτυπότητα του δρομέα. Συνεπώς, η αναπτυσσόμενη ροπή δεν οφείλεται αποκλειστικά στην αλληλεπίδραση των πεδίων στάτη και δρομέα αλλά οφείλεται και στη ροπή εκτυπότητας. Επιπλέον, η προσθήκη σιδήρου στο χώρο μεταξύ των μαγνητών οδηγεί σε μειωμένη αξιοποίηση της μαγνητικής ικανότητας.

2.4.3 Κινητήρας Εσωτερικών Μαγνητών

Στη συγκεκριμένη κατηγορία κινητήρων οι μαγνήτες τοποθετούνται στο εσωτερικό του σιδήρου του δρομέα. Οι διαμορφώσεις των μαγνητών είναι ποικίλες, μερικές από αυτές είναι οι εγκάρσιοι μαγνήτες, μαγνήτες διατάξεως V (Σχήμα 2.6(α)), πολυστρωματικοί με φράγματα ροής αέρα (Σχήμα 2.6(β)). Όταν η τελευταία διαμόρφωση μαγνητών χαρακτηρίζεται από υψηλή ανισοτροπία και μέτρια μαγνητική ροή, ο κινητήρας αναφέρεται ως σύγχρονης μαγνητικής αντίστασης με υποβοήθηση μόνιμων μαγνητών[]. Χαρακτηριστικό της τοπολογίας εσωτερικών μαγνητών είναι η ύπαρξη συνιστώσας εκτυπότητας στη ροπή της μηχανής. Η μηχανική τους αξιοπιστία είναι καλύτερη από αυτή των επιφανειακών μαγνητών, καθώς η ενσωμάτωση των μαγνητών στο σίδηρο μειώνει σημαντικά την πιθανότητα αποκόλλησης τους, και είναι δυνατή η λειτουργία του κινητήρα σε υψηλότερες ταχύτητες περιστροφής. Ωστόσο, τοποθετώντας τους μαγνήτες εσωτερικά του δρομέα αυξάνεται η πολυπλοκότητα κατασκευής τους, ειδικά στους κινητήρες πολλαπλών στρωμάτων μαγνητών, και συνεπώς αυξάνεται το κόστος κατασκευής τους.



Σχήμα 2.6 (α) Εσωτερικών Μαγνητών διάταξης V
(β) Εσωτερικών Μαγνητών πολλαπλών στρωμάτων [5]

Στην παρούσα εργασία μελετάται η μηχανής Prius, που χρησιμοποιείται σε υβριδικά οχήματα. Πρόκειται για σύγχρονη μηχανή εσωτερικών μόνιμων μαγνητών με διάταξη V.

2.5 Ισοδύναμο κύκλωμα και εξισώσεις λειτουργίας σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών

Η ανάλυση της σύγχρονης μηχανής πραγματοποιείται με τη χρήση δύο μοντέλων. Το πρώτο βασίζεται στο τριφασικό σύστημα και χρησιμοποιείται κυρίως για την ανάλυση των αρμονικών συνιστωσών. Το δεύτερο βασίζεται στο μετασχηματισμό *Park*, ο οποίος απλοποιεί αρκετά την ανάλυση της μηχανής. Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται για την ανάλυση της μεταβατικής απόκρισης της μηχανής και για τον έλεγχό της.

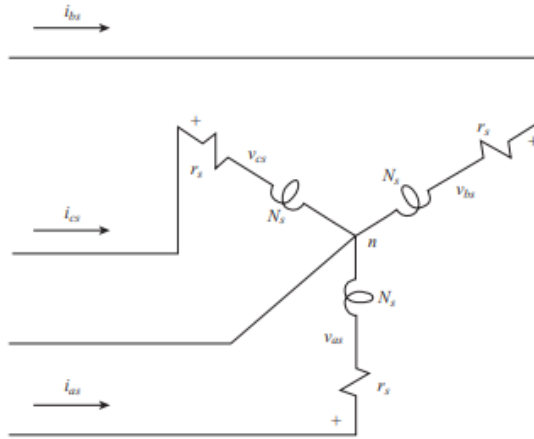
2.5.1 Εξισώσεις λειτουργίας σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών

Κατά την ανάλυση της σύγχρονης μηχανής στο τριφασικό σύστημα τα τυλίγματα του στάτη είναι πανομοιότυπα, τοποθετημένα με απόσταση 120° , αποτελούνται από N_s σπείρες και η αντίστασή τους είναι R_s (Σχήμα 2.7). Επιπλέον, θεωρούμε ότι είναι ημιτονοειδώς κατανομημένα. Οι εξισώσεις τάσης στις τρεις φάσεις της μηχανής είναι:

$$U_a = R_s \cdot I_a + \frac{d}{dt} \lambda_a \quad (2.1)$$

$$U_b = R_s \cdot I_b + \frac{d}{dt} \lambda_b \quad (2.2)$$

$$U_c = R_s \cdot I_c + \frac{d}{dt} \lambda_c \quad (2.3)$$



Σχήμα 2.7 Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα σύγχρονης μηχανής[6]

Η σχέση που συνδέει την ηλεκτρομαγνητική ροπή με την ταχύτητα της μηχανής είναι:

$$T_e = J \cdot \frac{2}{P} \cdot \frac{d}{dt} \omega_e + B_m \cdot \frac{2}{P} \cdot \omega_e + T_L \quad (2.4)$$

όπου J η ροπή αδράνειας της μηχανής, P το πλήθος πόλων της μηχανής, ω_e η ηλεκτρική ταχύτητα περιστροφής και T_L η ροπή του φορτίου που για λειτουργία κινητήρα παίρνει θετικές τιμές. Η σταθερά B_m ονομάζεται συντελεστής απόσβεσης της μηχανής και σχετίζεται με το σύστημα περιστροφής της μηχανής και το μηχανικό φορτίο, η μονάδα μέτρησης τους είναι $N \cdot m \cdot s/rad$ και πολλές φορές αμελείται [6]. Έτσι, αμελώντας το συντελεστή απόσβεσης η σχέση της ροπής συναρτήσει της ταχύτητας δίνεται από τη σχέση:

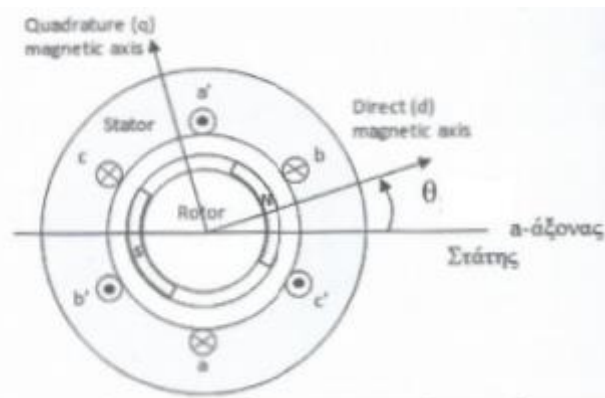
$$T_e = J \cdot \frac{2}{P} \cdot \frac{d}{dt} \omega_e + T_L \quad (2.5)$$

2.5.2 Ανάλυση ισοδύναμου κυκλώματος σύγχρονης μηχανής μόνιμων μαγνητών σε πλαίσιο δύο αξόνων ($d-q$)

Η ανάλυση της σύγχρονης μηχανής στο τριφασικό πλαίσιο αναφοράς παρουσιάζει μεγάλο βαθμό πολυπλοκότητας όταν αναφέρεται σε κινούμενο σύστημα, στο οποίο οι αυτεπαγωγές των φάσεων του στάτη και οι αμοιβαίες επαγωγές μεταβάλλονται συναρτήσει της γωνίας θ του δρομέα. Ο μετασχηματισμός *Park* μετατρέπει τις χρονομεταβλητές ποσότητες στο ακίνητο τριφασικό πλαίσιο του στάτη σε χρονοσταθερές ποσότητες στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο δύο αξόνων του δρομέα ($d-q$). Η μετατροπή των τριφασικών μεγεθών στα αντίστοιχα μεγέθη στο πλαίσιο δύο αξόνων γίνεται με χρήση του τύπου:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Στη σχέση (2.6) η γωνία θ υποδηλώνει την ηλεκτρική γωνία μεταξύ του άξονα της φάσης a και του d -άξονα του δρομέα. Ο συντελεστής $\frac{2}{3}$ επιλέγεται ώστε το μήκος του διανύσματος χώρου να ισούται με τη μέγιστη τιμή του τριφασικού μεγέθους. Συχνά, στη βιβλιογραφία ο συντελεστής παίρνει τιμή $\frac{\sqrt{2}}{3}$ ώστε η ενέργεια στο πλαίσιο δύο αξόνων να είναι ίση με την ενέργεια στο τριφασικό σύστημα. Τέλος, η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας f_0 αποκτά μη μηδενικές τιμές σε μη γειωμένους κινητήρες συνδεσμολογίας αστέρα μόνο σε περιπτώσεις σφαλμάτων.



Σχήμα 2.8 Απεικόνιση αξόνων πλαισίου d - q σε διπολική σύγχρονη μηχανή[7]

Ο μετασχηματισμός *Park* μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε ηλεκτρικό μέγεθος της μηχανής. Τα στοιχεία που μας ενδιαφέρουν κατά κύριο λόγο στην ανάλυση της μηχανής είναι τα ρεύματα (I_d, I_q), οι εφαρμοζόμενες τάσεις (V_d, V_q), η πεπλεγμένη ροή (λ_d, λ_q) και οι αυτεπαγωγές (L_d, L_q) ευθέως και εγκάρσιου άξονα, αντίστοιχα. Ο ευθύς άξονας ταυτίζεται με τον άξονα του πεδίου διεγέρσεως. Σε μία σύγχρονη μηχανή μόνιμων μαγνητών το πεδίο διεγέρσεως παράγεται από τους μαγνήτες. Έτσι, ο d -άξονας, η αλλιώς άξονας μέγιστης ροής, ταυτίζεται με τον άξονα του μαγνήτη. Ο εγκάρσιος άξονας είναι μετατοπισμένος κατά 90 ηλεκτρικές μοίρες σε σχέση με τον ευθύ άξονα.

Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό *Park* στις εξισώσεις τάσης της μηχανής (2.1) έως (2.3) λαμβάνεται η ισοδύναμη περιγραφή του μοντέλου στο πλαίσιο δύο αξόνων:

$$U_d = R_s \cdot I_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_e \cdot \lambda_q \quad (2.7)$$

$$U_q = R_s \cdot I_q + \frac{d}{dt} \lambda_q + \omega_e \cdot \lambda_d \quad (2.8)$$

$$U_0 = R_s \cdot I_0 + \frac{d}{dt} \lambda_0 \quad (2.9)$$

Η πεπλεγμένη ροή ευθέως και εγκάρσιου άξονα και η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας υπολογίζεται από τις σχέσεις:

$$\lambda_d = \Lambda_m + L_d \cdot I_d \quad (2.10)$$

$$\lambda_q = L_q \cdot I_q \quad (2.11)$$

$$\lambda_0 = L_0 \cdot I_0 \quad (2.12)$$

Στη σχέση (2.10) ο όρος Λ_m συμβολίζει την πεπλεγμένη ροή του μαγνήτη στο d-άξονα. Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (2.10), (2.11), (2.12) στις σχέσεις (2.7), (2.8), (2.9) προκύπτουν οι εξισώσεις τάσης συναρτήσεων των ρευμάτων:

$$U_d = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{d}{dt} I_d - \omega_e \cdot L_q \cdot I_q \quad (2.13)$$

$$U_q = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{d}{dt} I_q + \omega_e \cdot (\Lambda_m + L_d \cdot I_d) \quad (2.14)$$

$$U_0 = R_s \cdot I_0 + L_0 \cdot \frac{d}{dt} I_0 \quad (2.15)$$

Η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή συναρτήσεων των ρευμάτων και των αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα δίνεται από τη σχέση:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_d \cdot I_q - \lambda_q \cdot I_d) \quad (2.16)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (2.10), (2.11) στην παραπάνω σχέση έχουμε:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\Lambda_m \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q) \quad (2.17)$$

Από τη σχέση (2.17) γίνεται φανερό ότι η παραγόμενη ροπή σε μία σύγχρονη μηχανή μόνιμων μαγνητών προέρχεται από το άθροισμα δύο επιμέρους ροπών, της ροπής μαγνήτισης και της ροπής εκτυπότητας. Ο πρώτος όρος της παραπάνω σχέσης αντιστοιχεί στη ροπή μαγνήτισης, η οποία οφείλεται, όπως έχουμε εξηγήσει προηγουμένως, στην αλληλεπίδραση των πεδίων του στάτη και του δρομέα. Ο δεύτερος όρος της σχέσης (2.17) αντιστοιχεί στη ροπή εκτυπότητας, η οποία επηρεάζει περισσότερο την παραγόμενη ροπή στις μηχανές εσωτερικών μαγνητών, στις οποίες παρατηρείται μεγαλύτερη διαφορά στις αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα ($L_d > L_q$).

Κεφάλαιο 3. Ανάλυση βραχυκυκλώματος σύγχρονης μηχανής

Όπως αναφέρεται στο προηγούμενο κεφάλαιο, η απαιτούμενη παραγόμενη ροπή για την κίνηση ενός ηλεκτρικού οχήματος είναι ιδιαίτερα υψηλή. Είναι πιθανό, λοιπόν, κατά τη λειτουργία του κινητήρα για την παραγωγή της απαιτούμενης ροπής, να αναπτυχθούν υψηλά ρεύματα στα τυλίγματα του στάτη ή να παρατηρηθεί αύξηση της θερμοκρασίας του κινητήρα. Υπό αυτές τις συνθήκες λειτουργίας υπάρχει ο κίνδυνος δημιουργίας βραχυκυκλώματος στα τυλίγματα της μηχανής. Στο κεφάλαιο αυτό πραγματοποιείται θεωρητική ανάλυση του βραχυκυκλώματος μίας σύγχρονης μηχανής.

3.1 Συμμετρικό βραχυκύκλωμα σύγχρονης μηχανής σε λειτουργία κενού φορτίου

Η πλειονότητα των βραχυκυκλωμάτων που παρατηρούνται κατά τη λειτουργία μίας μηχανής είναι μη συμμετρικά. Ωστόσο, το συμμετρικό βραχυκύκλωμα είναι ιδιαίτερα σημαντικό καθώς οι επιπτώσεις του είναι πιο σοβαρές. Στην υποενότητα αυτή αναλύεται το τριφασικό βραχυκύκλωμα σε μία σύγχρονη μηχανή που λειτουργεί ως γεννήτρια υπό κενό φορτίο.

3.1.1 Εξισώσεις λειτουργίας προ βραχυκυκλώματος

Στην ανάλυση που πραγματοποιούμε θεωρούμε ότι η ταχύτητα της μηχανής παραμένει σταθερή, οι εξισώσεις είναι γραμμικές και επιλύονται σύμφωνα με την αρχή της υπέρθεσης και χρησιμοποιώντας μετασχηματισμό *Laplace* [8]. Έστω ότι η χρονική $t = 0$ είναι η στιγμή του βραχυκυκλώματος, θ_0 η γωνία μεταξύ της φάσης A και του ορθού άξονα τη στιγμή αυτή και ω_0 η ταχύτητα περιστροφής της μηχανής. Η εξίσωση τάσης της φάσης A εφαρμόζοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό *Park* είναι:

$$u_{a0} = U_{md} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_0) - U_{mq} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \theta_0) \quad (3.1)$$

όπου $U_{md} = \sqrt{2} \cdot U_{d0}$, $U_{mq} = -\sqrt{2} \cdot U_{q0}$ και U_{d0} , U_{q0} η τάση ορθού και κάθετου άξονα τη χρονική στιγμή $t = 0$ αντίστοιχα. Η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας, όπως έχουμε πει, σε συμμετρικές καταστάσεις έχει μηδενική τιμή και για αυτό δεν εμφανίζεται στη σχέση 3.1.

Από την ανάλυση του κεφαλαίου 2 έχουμε:

$$U_d = R_s \cdot I_d + \frac{d}{dt} \lambda_d + \omega_0 \cdot \lambda_q \quad (3.2)$$

$$U_q = R_s \cdot I_q + \frac{d}{dt} \lambda_q - \omega_0 \cdot \lambda_d \quad (3.3)$$

$$\lambda_d = \Lambda_m + L_d \cdot I_d \quad (3.4)$$

$$\lambda_q = L_q \cdot I_q \quad (3.5)$$

Κατά τη λειτουργία υπό κενό φορτίο τα ρεύματα ορθού και κάθετου άξονα είναι μηδενικά. Επομένως πριν το βραχυκύκλωμα η τάση στο πλαίσιο $d-q$ είναι:

$$U_{d0} = 0 \text{ και } U_{q0} = -\omega_0 \cdot \Lambda_m = U_m$$

3.1.2 Υπολογισμός ρεύματος στάτη μετά το βραχυκύκλωμα

Σύμφωνα με την αρχή της υπέρθεσης, τόσο οι τάσεις όσο και τα ρεύματα μετά το βραχυκύκλωμα είναι ίσα με το άθροισμα της τιμής προ του βραχυκυκλώματος και της αλλαγής εξαιτίας του βραχυκυκλώματος [8]. Μετά το βραχυκύκλωμα η τάση ευθέως και εγκάρσιου άξονα συναρτήσει των μαγνητικών αντιδράσεων δίνεται από τον τύπο:

$$U'_d = R_s \cdot I'_d + \frac{pX_d(p)}{\omega_0} \cdot I'_d + X_q(p) \cdot I'_q \quad (3.6)$$

$$U'_q = R_s \cdot I'_q + \frac{pX_q(p)}{\omega_0} \cdot I'_q - X_d(p) \cdot I'_d \quad (3.7)$$

όπου με p συμβολίζεται η παράγωγος του εκάστοτε μεγέθους στις διαφορικές εξισώσεις.

Επειδή έχουμε λειτουργία κενού φορτίου ισχύει ότι $I_{d0} = I_{q0} = 0$ και συνεπώς:

$$I_d = I'_d \text{ και } I_q = I'_q$$

Έτσι σύμφωνα με την αρχή της υπέρθεσης έχουμε τελικά:

$$0 = R_s \cdot I_d + \frac{pX_d(p)}{\omega_0} \cdot I_d + X_q(p) \cdot I_q \quad (3.8)$$

$$\frac{-U_m}{p} = R_s \cdot I_q + \frac{pX_q(p)}{\omega_0} \cdot I_q - X_d(p) \cdot I_d \quad (3.9)$$

Επιλύοντας το σύστημα το εξισώσεων (3.8)-(3.9) παίρνουμε:

$$\frac{U_m}{p} = \left[p^2 + \omega_0^2 + p\omega_0 \cdot R_s \left(\frac{1}{X_d(p)} + \frac{1}{X_q(p)} \right) + \frac{(\omega_0 \cdot R_s)^2}{X_d(p) \cdot X_q(p)} \right] \cdot \frac{X_d(p)}{\omega_0^2} \cdot I_d \quad (3.10)$$

Η τιμή της αντίστασης τυλίγματος είναι αρκετά μικρή οπότε η σχέση (3.10) μπορεί να απλοποιηθεί παραλείποντας τον όρο που περιέχει το τετράγωνο της αντίστασης. Έτσι το ρεύμα του ορθού άξονα δίνεται από τον τύπο:

$$I_d = \frac{\omega_0^2}{p \cdot (p^2 + 2 \cdot a \cdot p + \omega_0^2)} \cdot \frac{U_m}{X_d(p)}$$

όπου $a = \frac{\omega_0 \cdot R_s}{2} \cdot \left(\frac{1}{X'_d} + \frac{1}{X'_q} \right)$. Τελικά προκύπτει:

$$I_d = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2 \cdot a \cdot p + \omega_0^2} \cdot \left[\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \frac{T'_d p}{1 + T'_d p} + \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) \cdot \frac{T''_d p}{1 + T''_d p} \right] \cdot \frac{U_m}{p} \quad (3.11)$$

Εφαρμόζοντας τις ίδιες απλοποιήσεις προκύπτει το ρεύμα κάθετου άξονα:

$$I_q = \frac{-p \cdot \omega_0}{p^2 + 2 \cdot a \cdot p + \omega_0^2} \cdot \left[\frac{1}{X_q} + \left(\frac{1}{X_q''} - \frac{1}{X_q} \right) \frac{T_q'' \cdot p}{1 + T_q'' \cdot p} \right] \cdot \frac{U_m}{p} \quad (3.12)$$

Στις παραπάνω σχέσεις X_d'' είναι η υπομεταβατική μαγνητική αντίδραση ορθού άξονα και X_q'' η υπομεταβατική μαγνητική αντίδραση κάθετου άξονα. Οι αντιδράσεις αυτές υπολογίζονται από τις σχέσεις:

$$X_d'' = X_d' \cdot \frac{T_d''}{T_{d0}''} = X_d \cdot \frac{T_d' \cdot T_d''}{T_{d0}' \cdot T_{d0}''} \text{ και } X_q'' = X_q \cdot \frac{T_q''}{T_{q0}''}$$

Στη συνέχεια παρουσιάζονται συνοπτικά τα μεγέθη που χρησιμοποιούνται στις παραπάνω εξισώσεις:

Μέγεθος	Ονομασία
T_{d0}'	Χρονική σταθερά μεταβατικής περιόδου ανοιχτο-κυκλώματος ορθού άξονα
T_d'	Χρονική σταθερά μεταβατικής περιόδου βραχυκυκλώματος ορθού άξονα
T_{d0}''	Χρονική σταθερά υπομεταβατικής περιόδου βραχυκυκλώματος ορθού άξονα
T_d''	Χρονική σταθερά υπομεταβατικής περιόδου ανοιχτο-κυκλώματος ορθού άξονα
T_{q0}''	Χρονική σταθερά υπομεταβατικής περιόδου ανοιχτο-κυκλώματος εγκάρσιου άξονα
T_q''	Χρονική σταθερά υπομεταβατική περιόδου βραχυκυκλώματος εγκάρσιου άξονα
X_d	Μαγνητική αντίδραση ορθού άξονα
X_d'	Μεταβατική μαγνητική αντίδραση ορθού άξονα
X_d''	Υπομεταβατική μαγνητική αντίδραση ορθού άξονα
X_q	Μαγνητική αντίδραση εγκάρσιου άξονα
X_q''	Υπομεταβατική μαγνητική αντίδραση εγκάρσιου άξονα

Πίνακας 3.1 Συνοπτική παρουσίαση μεγεθών εξισώσεων[8]

Εφαρμόζοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό *Laplace* στις σχέσεις (3.11), (3.12) παίρνουμε τα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα στο πεδίο του χρόνου:

$$I_d(t) = U_m \cdot \left[\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right] - \frac{U_m}{X''_d} e^{-at} \cdot \cos \omega_0 t \quad (3.13)$$

$$I_q(t) = \frac{-U_m}{X''_q} \cdot e^{-at} \cdot \sin \omega_0 t \quad (3.14)$$

Σύμφωνα με τον αντίστροφο μετασχηματισμό *Park* το ρεύμα στο τύλιγμα της φάσης *A* δίνεται από τον τύπο:

$$I_a = I_d \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) - I_q \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_0) \quad (3.15)$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση (3.15) τις εξισώσεις (3.13), (3.14) προκύπτει η σχέση του ρεύματος της φάσης *A* στο πεδίο του χρόνου:

$$\begin{aligned} I_a(t) = U_m \cdot \left[\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) e^{-t/T'_d} + \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) e^{-t/T''_d} \right] \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) - \\ - \frac{U_m}{2} \cdot \left(\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q} \right) e^{-t/T_a} \cos \theta_0 - \\ - \frac{U_m}{2} \cdot \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X''_q} \right) e^{-t/T_a} \cos(2\omega_0 t + \theta_0) \end{aligned} \quad (3.16)$$

όπου T_a η σταθερά χρόνου τυλίγματος του στάτη και ισχύει $\frac{1}{T_a} = \frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q}$.

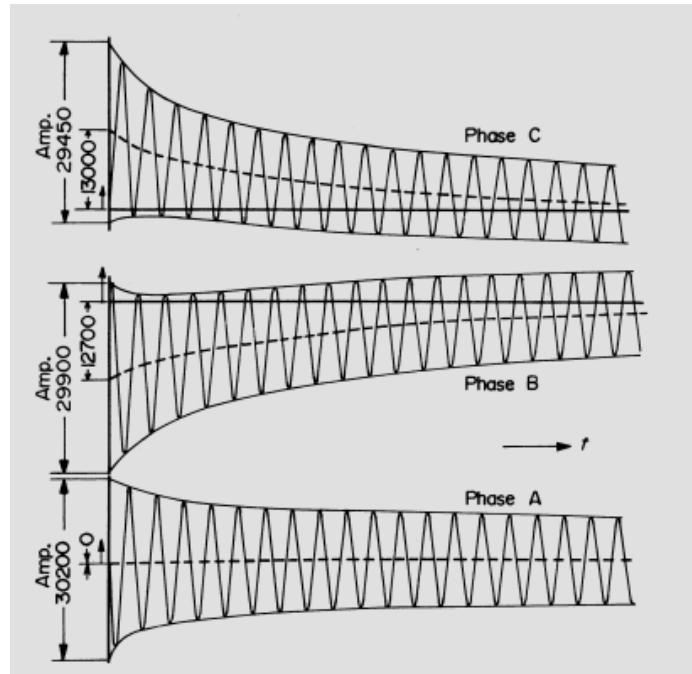
Οι σχέσεις των ρευμάτων στις φάσεις *B* και *C* είναι παρόμοιες με τη σχέση (3.16) αλλά διαφέρουν κατά 120° και 240° αντίστοιχα. Σε όλες τις παραπάνω σχέσεις τα μεγέθη του κυκλώματος είναι στο ανά μονάδα σύστημα.

3.1.3 Ανάλυση βραχυκυκλώματος με χρήση διαγραμμάτων ταλάντωσης

Ο υπολογισμός των μεταβατικών χαρακτηριστικών μίας σύγχρονης μηχανής μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη χρήση διαγραμμάτων ταλάντωσης. Οι μεταβατικές μαγνητικές αντιστάσεις και χρονικές σταθερές μπορούν να υπολογιστούν με χρήση των διαγραμμάτων ταλάντωσης των ρευμάτων στάτη.

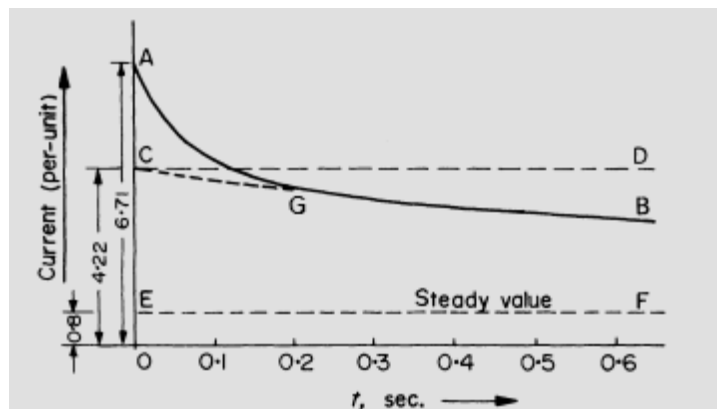
Όπως βλέπουμε στο σχήμα 3.1 οι καμπύλες των ρευμάτων του στάτη ταιριάζουν με την αναμενόμενη καμπύλη του ρεύματος της φάσης *A* που δίνεται από τη σχέση (3.16) και τις αντίστοιχες σχέσεις για τις φάσεις *B* και *C*. Το ρεύμα αποτελείται από δύο συνιστώσες, τη μη συμμετρική συνιστώσα και την εναλλασσόμενη συνιστώσα σύμφωνα με τη συχνότητα τροφοδοσίας. Η μη συμμετρική συνιστώσα κάθε φάσης απεικονίζεται στο σχήμα 3.1 με διακεκομμένες γραμμές και αντιστοιχεί στον τέταρτο όρο της σχέσης (3.16). Το ρεύμα και των τριών φάσεων φθίνει και καταλήγει στο μηδέν με τη χρονική σταθερά T_a . Μετά την αφαίρεση της μη συμμετρικής συνιστώσας από το σχήμα 3.1 μένει η εναλλασσόμενη συνιστώσα. Ο ρυθμός με τον οποίο μειώνεται

το πλάτος της εναλλασσόμενης συνιστώσας σε σχέση με την περίοδο της είναι αργός, επομένως είναι δυνατό να σχεδιαστεί η καμπύλη αλλαγής της ενεργούς τιμής (rms) του ρεύματος συναρτήσει του χρόνου, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2.



Σχήμα 3.1 Διάγραμμα ταλάντωσης ρευμάτων στάτη μετά από βραχυκύκλωμα[8]

Το σχήμα 3.2 απεικονίζει με τη συνεχόμενη γραμμή AB την ανά μονάδα ενεργό τιμή του ρεύματος, η οποία όπως παρατηρούμε μειώνεται στην αρχή πιο απότομα και στη συνέχεια πιο αργά μέχρι που καταλήγει σε μία σταθερή τιμή. Η καμπύλη AB μπορεί να χωριστεί σε τρία τμήματα. Το πρώτο είναι το σταθερό ρεύμα λόγω βραχυκυκλώματος που στο σχήμα 3.2 είναι η διακεκομμένη γραμμή EF . Το δεύτερο τμήμα είναι η μεταβατική συνιστώσα, που απεικονίζεται από τη διακεκομμένη γραμμή CB και μειώνεται με σταθερά χρόνου T'_d . Το τελευταίο τμήμα είναι η υπομεταβατική συνιστώσα, που στο σχήμα 3.2 είναι το τμήμα AG , και φθίνει με χρονική σταθερά T''_d .



Σχήμα 3.2 Εναλλασσόμενη συνιστώσα ρεύματος στάτη μετά από βραχυκύκλωμα[8]

Η ανάλυση των διαγραμμάτων ταλάντωσης αναδεικνύει τη φυσική σημασία της μεταβατικής και υπομεταβατικής μαγνητικής αντίδρασης. Η υπομεταβατική μαγνητική αντίδραση καθορίζει την αρχική τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας του ρεύματος βραχυκύκλωσης. Η μεταβατική μαγνητική αντίδραση καθορίζει το αρχικό ρεύμα που θα διέρρεε τα τυλίγματα αν δεν υπήρχε η υπομεταβατική συνιστώσα.

3.2 Συμμετρικό βραχυκύκλωμα σύγχρονης μηχανής σε λειτουργία υπό φορτίο

Στη συνέχεια αναλύεται το τριφασικό βραχυκύκλωμα σε σύγχρονη μηχανή που λειτουργεί ως γεννήτρια υπό φορτίο.

3.2.1 Υπολογισμός ρεύματος στάτη

Οι εξισώσεις (3.2)-(3.5) ισχύουν και για τη λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας υπό φορτίο. Ωστόσο, στην περίπτωση που η γεννήτρια τροφοδοτεί κάποιο φορτίο τα ρεύματα ορθού και κάθετου άξονα δεν είναι μηδενικά. Έτσι πριν το βραχυκύκλωμα έχουμε σταθερές τιμές τάσης και ρεύματος. Η εξίσωση (3.1) ισχύει και για τη λειτουργία υπό φορτίο, οι τιμές όμως U_{md} και U_{mq} είναι διάφορες του μηδενός. Έτσι, το σύστημα των εξισώσεων (3.6), (3.7) στο πεδίο του Laplace γίνεται:

$$\frac{-U_{md}}{p} = R_s \cdot I'_d + \frac{pX_d(p)}{\omega_0} \cdot I'_d + X_q(p) \cdot I'_q \quad (3.17)$$

$$\frac{-U_{mq}}{p} = R_s \cdot I'_q + \frac{pX_q(p)}{\omega_0} \cdot I'_q - X_d(p) \cdot I'_d \quad (3.18)$$

Για την επίλυση του συστήματος εξισώσεων (3.17), (3.18) μηδενίζουμε αρχικά την τάση στον d-άξονα, $U_{md} = 0$. Και επαναλαμβάνοντας τη διαδικασία της παραγράφου 3.1.2 παίρνουμε την πρώτη συνιστώσα του ρεύματος στάτη από τη σχέση (3.16) :

$$I_{a1}(t) = U_{mq} \cdot \left[\frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_d} \right) e^{-t/T'_d} + \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_d} \right) e^{-t/T''_d} \right] \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) - \\ - \frac{U_{mq}}{2} \cdot \left(\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X'_q} \right) e^{-t/T_a} \cdot \cos\theta_0 - \frac{U_{mq}}{2} \cdot \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_q} \right) e^{-t/T_a} \cdot \cos(2\omega_0 t + \theta_0)$$

Στη συνέχεια μηδενίζουμε την τάση στον q-άξονα και παίρνουμε τη δεύτερη συνιστώσα ρεύματος που είναι παρόμοια με την παραπάνω σχέση:

$$I_{a2}(t) = -U_{md} \cdot \left[\frac{1}{X_q} + \left(\frac{1}{X'_q} - \frac{1}{X_q} \right) e^{-t/T'_q} \right] \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_0) + \\ + \frac{U_{md}}{2} \cdot \left(\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X'_q} \right) e^{-t/T_a} \cdot \sin\theta_0 - \\ - \frac{U_{md}}{2} \cdot \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X'_q} \right) e^{-t/T_a} \cdot \sin(2\omega_0 t + \theta_0)$$

Το ρεύμα στάτη προ του βραχυκυκλώματος δίνεται από τον τύπο:

$$I_{a0}(t) = I_{a0} \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) - I_{q0} \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_0)$$

Έτσι, σύμφωνα με την αρχή της υπέρθεσης, το ρεύμα του στάτη σε μία μηχανή που τροφοδοτεί κάποιο φορτίο μετά από τριφασικό βραχυκύκλωμα είναι ίσο με το άθροισμα των επιμέρους ρευμάτων:

$$I_a(t) = I_{a0}(t) + I_{a1}(t) + I_{a2}(t)$$

Παρατηρούμε ότι ο υπολογισμός του ρεύματος στάτη στην περίπτωση λειτουργίας της μηχανής υπό φορτίο είναι αρκετά πολύπλοκος.

3.3 Μη συμμετρικό βραχυκύκλωμα σύγχρονης μηχανής

Η ανάλυση μίας ηλεκτρικής μηχανής, στην οποία οι τρεις φάσεις δεν παρουσιάζουν πλήρη συμμετρία είναι ιδιαίτερα περίπλοκη. Τόσο οι τάσεις όσο και τα ρεύματα πρέπει να εκφράζονται με σειρές αρμονικών συνιστωσών. Κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων, όπως είναι τα βραχυκυκλώματα, οι τάσεις και τα ρεύματα χωρίζονται σε συνιστώσες που φθίνουν με την πάροδο του χρόνου με διαφορετικούς ρυθμούς, ωστόσο κάθε συνιστώσα αποτελείται από άπειρες αρμονικές [8]. Το διφασικό βραχυκύκλωμα αποτελεί την πιο απλή περίπτωση μη συμμετρικής μεταβατικής λειτουργίας μίας σύγχρονης μηχανής. Στη συνέχεια γίνεται μία υποτυπώδης ανάλυση διφασικού βραχυκυκλώματος. Περισσότερες πληροφορίες σχετικά με αυτόν τον τύπο βραχυκυκλώματος παρέχονται στην αναφορά [8].

3.3.1 Ανάλυση διφασικού βραχυκυκλώματος

Στην περίπτωση που θα εξετάσουμε το βραχυκύκλωμα συμβαίνει μεταξύ των φάσεων B και C τη στιγμή που η ανοιχτοκυκλωμένη φάση A απέχει γωνία θ_0 από τον άξονα μαγνήτισης (d -άξονα). Ταυτόχρονα, θεωρούμε πως η ταχύτητα περιστροφής παραμένει σταθερή μετά το βραχυκύκλωμα. Οι εξισώσεις (3.2) και (3.3) ισχύουν και σε αυτή την περίπτωση. Επιπλέον έχουμε:

$$I_a = 0$$

$$I_b = -I_c$$

$$U_b = U_c$$

Εφαρμόζοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό *Park* για τη φάση A έχουμε:

$$I_d \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) + I_q \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_0) = 0$$

$$U_d \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0) + U_q \cdot \sin(\omega_0 t + \theta_0) = 0$$

Ο υπολογισμός των τάσεων και των ρευμάτων σε αυτή την περίπτωση είναι ιδιαίτερα δύσκολος, καθώς οι συντελεστές δεν έχουν σταθερές τιμές αλλά είναι συναρτήσεις του χρόνου. Έτσι το πλεονέκτημα που είχαμε με τη χρήση του πλαισίου δύο αξόνων έχει χαθεί. Οι λύσεις που δίνονται

από τη βιβλιογραφία είτε καθορίζουν απευθείας τα τριφασικά μεγέθη είτε εισάγουν ισοδύναμα διφασικά μεγέθη (μετασχηματισμός *Clarke*). Η σχέση του ρεύματος στάτη μετά το διφασικό βραχυκύκλωμα είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη και παρατίθεται στη συνέχεια:

$$\begin{aligned}
 I_b = \sqrt{3} \cdot U \cdot & \left[\frac{1}{X_d + X_2} + \left(\frac{1}{X'_d + X_2} - \frac{1}{X_d + X_2} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \right. \\
 & \left. + \left(\frac{1}{X''_d + X_2} - \frac{1}{X'_d + X_2} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} \right] \cdot \sum_{n=0}^{\infty} (-b)^n \cdot \cos(2n - 1) \theta + \\
 & + \frac{\sqrt{3} \cdot U \cdot \sin(\theta_0)}{X_2} e^{-t/T_a} \cdot \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (-b)^n \cdot \cos 2n\theta \right]
 \end{aligned} \quad (3.19)$$

Στη συνέχεια ορίζονται τα μεγέθη που χρησιμοποιούνται στην παραπάνω σχέση:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \theta = \omega_0 \cdot t + \theta_0 \\
 X_2 = \sqrt{X''_d \cdot X''_q} \\
 b = \frac{\sqrt{X''_q} - \sqrt{X''_d}}{\sqrt{X''_q} + \sqrt{X''_d}} \\
 T'_d = \frac{X'_d + X_2}{X_d + X_2} \cdot T'_{d0} \\
 T''_d = \frac{X''_d + X_2}{X'_d + X_2} \cdot T''_{d0} \\
 T_a = \frac{X_2}{\omega_0 \cdot R_s}
 \end{array} \right.$$

Η μορφή του ρεύματος μετά από ένα μη συμμετρικό βραχυκύκλωμα που παρουσιάζεται στη σχέση (3.19) μοιάζει αρκετά με τη μορφή της σχέσης (3.16) που περιγράφει το ρεύμα μετά από συμμετρικό βραχυκύκλωμα με τη διαφορά ότι η σχέση (3.19) περιλαμβάνει και αρμονικές συνιστώσες. Παραλείποντας τις αρμονικές συνιστώσες καθώς και τη μη συμμετρική συνιστώσα της σχέσης (3.19) έχουμε μία καλή προσέγγιση της εναλλασσόμενης συνιστώσας του ρεύματος:

$$\begin{aligned}
 I_{b_{alt}}(t) = \sqrt{3} \cdot U \cdot & \left[\frac{1}{X_d + X_2} + \left(\frac{1}{X'_d + X_2} - \frac{1}{X_d + X_2} \right) e^{-t/T'_d} + \right. \\
 & \left. + \left(\frac{1}{X''_d + X_2} - \frac{1}{X'_d + X_2} \right) e^{-t/T''_d} \right] \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_0)
 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Παρατηρούμε ότι η σχέση (3.20) είναι πανομοιότυπη με την εναλλασσόμενη συνιστώσα του ρεύματος μετά από συμμετρικό βραχυκύκλωμα, που δίνεται από τη σχέση (3.16). Δηλαδή, στην

περίπτωση διφασικού βραχυκυκλώματος το ρεύμα στάτη αποτελείται και πάλι από μία σταθερή συνιστώσα, μία μεταβατική συνιστώσα και μία υπομεταβατική συνιστώσα, όπως και στην περίπτωση του τριφασικού βραχυκυκλώματος.

Οι χρονικές σταθερές με τις οποίες φθίνουν η μεταβατική και η υπομεταβατική συνιστώσα, T'_d και T''_d αντίστοιχα, διαφέρουν ως προς τις αντίστοιχες συνιστώσες του συμμετρικού βραχυκυκλώματος. Κατά τον υπολογισμό των χρονικών αυτών σταθερών για διφασικό βραχυκύκλωμα θεωρούμε ότι στη μηχανή μας έχει προστεθεί σε σειρά μία μαγνητική αντίδραση X_2 .

Κεφάλαιο 4. Σχεδιασμός Κινητήρα Μόνιμων Μαγνητών

4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύεται η διαδικασία που ακολουθείται κατά το σχεδιασμό ενός σύγχρονου κινητήρα. Ο κινητήρας που μελετήθηκε στην παρούσα εργασία είναι κινητήρας εσωτερικών μαγνητών τύπου V. Πρόκειται για μία παραλλαγή του κινητήρα *Prilus*, που χρησιμοποιείται σε υβριδικά οχήματα.

Αρχικά, παρουσιάζονται οι θεμελιώδεις σχέσεις προκαταρκτικής σχεδίασης με χρήση αναλυτικών σχέσεων. Αναλύονται οι δυνατές τοπολογίες των τυλιγμάτων του στάτη καθώς και τα χαρακτηριστικά του δρομέα. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά της μηχανής που μελετήθηκε και υπολογίζονται ορισμένα μεγέθη, τα οποία είναι απαραίτητα για τη συνέχεια.

4.2 Προκαταρκτική σχεδίαση

Η προκαταρκτική σχεδίαση λαμβάνει υπόψη τις προδιαγραφές του συστήματος κίνησης και προσδιορίζει τη γεωμετρία του διακένου, χωρίς τη λεπτομερή διαμόρφωση του κινητήρα.

4.2.1 Διαστασιολόγηση διακένου

Κατά τη διαστασιολόγηση του διακένου προσδιορίζονται οι προκαταρκτικές διαστάσεις του κυλίνδρου που ορίζει το μέσο του διακένου. Οι μεταβλητές του κυλίνδρου που προσδιορίζονται είναι η διάμετρος του δρομέα αυξημένη κατά το κενό μεταξύ δρομέα-στάτη D_g και το ενεργό μήκος της μηχανής L . Η διαστασιολόγηση γίνεται με βάση ορισμένες τυπικές τιμές βασικών μαγνητικών και ηλεκτρικών μεγεθών, τα οποία αναλύονται στη συνέχεια.

4.2.1.1 Ειδική μαγνητική φόρτιση

Η ειδική μαγνητική φόρτιση \bar{B} απεικονίζει τη μέση τιμή πυκνότητας μαγνητικής ροής που εμφανίζεται στο διάκενο της μηχανής. Συνδέει τον αριθμό των πόλων της μηχανής P με τη μαγνητική ροή ανά πόλο Φ και δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{B} = \frac{P \cdot \Phi}{\pi \cdot L \cdot D_g} \quad (4.1)$$

όπου D_g η διάμετρος του δρομέα αυξημένη κατά το κενό μεταξύ δρομέα στάτη, και L το αξονικό μήκος του ενεργού μέρους της μηχανής.

Το μέγεθος αυτό κυμαίνεται, συνήθως, ανάμεσα σε $0.4T$ και $0.7T$, παρ'όλα αυτά σε ειδικές περιπτώσεις υψηλής απαίτησης πυκνότητας ροπής, όπου πρωτεύοντα ρόλο διαδραματίζει η επίδοση της μηχανής, η τιμή μπορεί να φτάσει και το $1T$. Όσο αυξάνεται η τιμή της μαγνητικής φόρτισης αυξάνεται και η δυνατότητα παραγωγής ροπής και ισχύος, ταυτόχρονα όμως αυξάνονται μη γραμμικά και οι απώλειες πυρήνα. Έτσι, το άνω όριο της μαγνητικής φόρτισης καθορίζεται ώστε να

μην παρατηρείται κορεσμός στο σιδηρομαγνητικό υλικό του στάτη και κατά συνέπεια να μην έχουμε αυξημένες απώλειες πυρήνα.

4.2.1.2 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση ac προσδιορίζεται από την ενεργό τιμή των αμπερελιγμάτων ανά μέτρο περιφέρειας διακένου και δίνεται από τη σχέση:

$$ac = \frac{3 \cdot 2 \cdot N_i \cdot I_{rms}}{\pi \cdot D_g} \quad (4.2)$$

όπου N_i ο συνολικός αριθμός ελιγμάτων ανά φάση και I_{rms} η ενεργός τιμή του ρεύματος.

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση λαμβάνει τιμές μεταξύ 15.000 AE/m και 45.000 AE/m , σε τυπικές εφαρμογές σύγχρονων μηχανών. Μαζί με την ειδική μαγνητική φόρτιση είναι οι κύριοι παράγοντες που καθορίζουν την ικανότητα παραγωγής ροπής και ισχύος του κινητήρα. Επομένως, αυξάνοντας την τιμή της ηλεκτρικής φόρτισης επιτυγχάνεται υψηλότερη παραγόμενη ροπή, την ίδια στιγμή, όμως, αυξάνονται μη γραμμικά οι απώλειες χαλκού της μηχανής.

4.2.1.3 Ισχύς εξόδου ηλεκτρικής μηχανής

Τα δύο παραπάνω μεγέθη συνδέονται με τη σχέση εξόδου της ηλεκτρικής μηχανής. Η σχέση αυτή δίνει μία πρώτη εκτίμηση της ισχύος εξόδου. Αρχικά υπολογίζεται η ενεργός τιμή της επαγόμενης τάσης από τη σχέση:

$$E_{rms} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} k_w \cdot f \cdot N_i \cdot \Phi \quad \text{ή} \quad E_{rms} = 4.44 \cdot k_w \cdot f \cdot N_i \cdot \Phi \quad (4.3)$$

όπου k_w ο συντελεστής τυλίγματος, f η ηλεκτρική συχνότητα, N_i ο συνολικός αριθμός ελιγμάτων ανά φάση και Φ η μαγνητική ροή ανά πόλο.

Η φαινόμενη ισχύς της μηχανής δίνεται κατά προσέγγιση από τη σχέση:

$$S = 3 \cdot E_{rms} \cdot I_{rms} \quad (4.4)$$

Επιλύοντας τη σχέση (4.2) ως προς την ενεργό τιμή του ρεύματος I_{rms} και αντικαθιστώντας τη σχέση που προκύπτει και τη σχέση (4.4) στην παραπάνω σχέση έχουμε:

$$S = 2.22 \cdot k_w \cdot f \cdot \Phi \cdot ac \cdot \pi \cdot D_g$$

Η ταχύτητα περιστροφής δίνεται από τον τύπο:

$$n = \frac{120 \cdot f}{P} \quad (rpm) \quad \text{ή} \quad n = \frac{2 \cdot f}{P} \quad (rps)$$

Έτσι, η ηλεκτρική συχνότητα δίνεται από τη σχέση:

$$f = \frac{P}{2} n \quad (Hz) \quad (4.5)$$

Έτσι, αντικαθιστώντας τη σχέση (4.5) στη σχέση (4.4) και αξιοποιώντας τη σχέση (4.1) προκύπτει η σχέση ισχύος εξόδου της μηχανής:

$$S = 1.11 \cdot k_w \cdot \pi^2 \cdot \bar{B} \cdot ac \cdot L \cdot D_g^2 \cdot n \quad (4.6)$$

Από την παραπάνω σχέση γίνεται εμφανές ότι η ισχύς εξόδου της μηχανής εξαρτάται τόσο από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της μηχανής όσο και από τις ειδικές φορτίσεις. Πιο συγκεκριμένα η ισχύς εξόδου είναι ανάλογη των ειδικών φορτίσεων, ανάλογη του ενεργού μήκους της μηχανής και ανάλογη του τετραγώνου της διαμέτρου του διακένου.

Από την παραπάνω ανάλυση προκύπτει ότι κατά τη σχεδίαση μίας ηλεκτρικής μηχανής είναι αναγκαίοι ορισμένοι συμβιβασμοί στην επιλογή των παραμέτρων. Θα πρέπει, δηλαδή, να προσδιοριστεί ο καταλληλότερος συνδυασμός ειδικής ηλεκτρικής και μαγνητικής φόρτισης, διαστάσεων διακένου και ταχύτητας περιστροφής, έτσι ώστε να επιτυγχάνονται τα επιθυμητά χαρακτηριστικά επίδοσης και ταυτόχρονα χαρακτηριστικά όπως η απόδοση, το βάρος και η μηχανική αντοχή να διατηρούνται σε επιτρεπτά επίπεδα.

4.2.1.4 Επιφάνεια διακένου

Η ροπή διακένου T_e υπολογίζεται βάσει της μέσης επαπτομενικής πίεσης των μαγνητικών δυνάμεων στο διάκενο P_t και της επιφάνειας διακένου A . Ισχύουν οι σχέσεις:

$$F_t = P_t \cdot A = P_t \cdot \pi \cdot L \cdot D_g \quad (4.7)$$

$$T_e = \frac{D_g \cdot F_t}{2} \quad (4.8)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (4.7) στη σχέση (4.8) προκύπτει:

$$T_e = \frac{\pi}{2} \cdot L \cdot D_g^2 \cdot P_t \quad (4.9)$$

Η μέση επαπτομενική πίεση διακένου υπολογίζεται από τη σχέση:

$$P_t = \frac{1}{\pi \cdot D_g \cdot \mu_0} \oint \vec{B}_n \cdot \vec{B}_t dl \quad (4.10)$$

όπου \vec{B}_n η ακτινική συνιστώσα μαγνητικής επαγωγής διακένου, \vec{B}_t η επαπτομενική συνιστώσα μαγνητικής επαγωγής διακένου και μ_0 η μαγνητική διαπερατότητα του κενού με τιμή $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ kg} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-2}$.

Από τον υπολογισμό του ολοκληρώματος κατά μήκος της κλειστής γραμμής C που ορίζει η περιφέρεια του διακένου έχουμε:

$$\oint \vec{B}_n \cdot \vec{B}_t dl = \pi \cdot D_g \cdot \bar{B}_n \cdot \bar{B}_t$$

όπου \bar{B}_n και \bar{B}_t η μέση ακτινική και επαπτομενική συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής διακένου, αντίστοιχα.

Τελικά η σχέση (4.9) μετασχηματίζεται ως εξής:

$$T_e = \frac{D_g^2 \cdot L}{2 \cdot \mu_0} \cdot \pi \cdot \overline{B_n} \cdot \overline{B_t} \quad (4.11)$$

4.2.1.5 Πάχος διακένου

Το πάχος του διακένου είναι πρωτεύουσας σημασίας για την επίτευξη των επιθυμητών χαρακτηριστικών λειτουργίας μίας ηλεκτρικής μηχανής. Όσο μικρότερη είναι η συγκεκριμένη παράμετρος τόσο μεγαλύτερες είναι οι συνιστώσες πυκνότητας δύναμης και συνεπώς επιτυγχάνεται υψηλότερη παραγωγή ροπής. Με την αύξηση του πάχους διακένου μειώνεται η απόδοση της μηχανής, ταυτόχρονα όμως μειώνεται και το αρμονικό περιεχόμενο της ΜΕΔ με αποτέλεσμα να προσεγγίζει καλύτερα την ημιτονοειδή μορφή. Η επιλογή της τιμής του πάχους διακένου υπαγορεύεται από ορισμένους τεχνικούς περιορισμούς, όπως οι κατασκευαστικές ανοχές της μηχανής και η ακρίβεια της κατασκευής. Ταυτόχρονα είναι απαραίτητο να περιοριστούν οποιεσδήποτε εκκεντρότητες στον άξονα της μηχανής ώστε να μην υπάρχει κίνδυνος ασυμμετρίας του διακένου. Συνήθως οι τιμές του πάχους διακένου κυμαίνονται μεταξύ 0.5 mm και 1 mm για μηχανές μόνιμων μαγνητών μικρής ισχύος.

4.2.2 Χαρακτηριστικά στάτη

Συχνότητα λειτουργίας

Η συχνότητα λειτουργίας αποτελεί πολύ σημαντικό λειτουργικό χαρακτηριστικό της μηχανής, καθώς καθορίζει άμεσα τη διακύμανση των απωλειών πυρήνα και τις αυτεπαγωγές του κινητήρα. Αυξάνοντας τη συχνότητα αυξάνονται οι απώλειες πυρήνα με πολυωνυμική σχέση δευτέρου βαθμού και ταυτόχρονα αυξάνονται ανάλογα οι τιμές των αυτεπαγωγών. Η ονομαστική συχνότητα λειτουργίας, ο αριθμός των πόλων και η ταχύτητα περιστροφής συνδέονται μέσω της σχέσης:

$$\frac{P}{f} = \frac{4\pi}{\omega_m} \quad (4.12)$$

Η παραπάνω σχέση καθιστά εμφανές ότι για χαμηλή ταχύτητα περιστροφής ο αριθμός των πόλων είναι δυνατόν να αυξηθεί διατηρώντας σχετικά μικρή συχνότητα λειτουργίας. Επομένως, σε εφαρμογές που δεν απαιτούν υψηλές ταχύτητες περιστροφής οι απώλειες πυρήνα είναι σχετικά χαμηλές συγκριτικά με τις απώλειες χαλκού.

Πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος

Ένα ακόμα σημαντικό ηλεκτρικό μέγεθος της μηχανής αποτελεί η πυκνότητα ρεύματος τυλίγματος, το μέτρο της οποίας προσδιορίζει το μέγεθος των ωμικών απωλειών του τυλίγματος του στάτη. Η θερμική ισορροπία της μηχανής είναι άμεσα συνυφασμένη με το μέγεθος αυτό, αφού οι θερμικές απώλειες της μηχανής κατά την ονομαστική λειτουργία οφείλονται κατά κύριο λόγο στις απώλειες χαλκού και λιγότερο στις απώλειες σιδήρου. Η αύξηση της θερμοκρασίας της μηχανής δημιουργεί κίνδυνο υποβιβασμού της μονωτικής ικανότητας των μονώσεων που χρησιμοποιούνται καθώς και καταστροφή των υλικών, όπως η απομαγνήτιση των μόνιμων μαγνητών.

Η πυκνότητα ρεύματος που εφαρμόζεται στα τυλίγματα του στάτη δίνεται από τον τύπο:

$$J = \frac{N_s \cdot I_{rms}}{A_{cu}} \quad (4.13)$$

όπου N_s το πλήθος των ελιγμάτων ανά αύλακα, I_{rms} η ενεργός τιμή του ρεύματος και A_{cu} το εμβαδόν που καταλαμβάνουν τα τυλίγματα χαλκού στην αύλακα.

Επειδή, όμως, είναι κατασκευαστικά αδύνατο ο χαλκός να καλύπτει ολόκληρη την επιφάνεια της αύλακας εισάγεται ο συντελεστής πληρότητας αύλακας ff , ο οποίος υποδεικνύει το ποσοστό της επιφάνειας της αύλακας που καλύπτεται από χαλκό. Έτσι θεωρώντας A_{slot} το ολικό εμβαδόν της αύλακας έχουμε:

$$J = \frac{N_s \cdot I_{rms}}{ff \cdot A_{slot}} \quad (4.14)$$

Ένα εμπειρικό όριο πυκνότητας ρεύματος αποτελεί αυτό της τάξης των 4 A/mm^2 πάνω από το οποίο υπάρχει κίνδυνος αύξησης της θερμοκρασίας της μηχανής. Έτσι για εφαρμογές που απαιτούν πυκνότητα ρεύματος υψηλότερη των 4 A/mm^2 είναι απαραίτητη η ύπαρξη εξαναγκασμένης ψύξης στο ηλεκτρικό όχημα, που μπορεί να υλοποιηθεί με κλειστό σύστημα κυκλοφορίας ψυκτικού υγρού.

4.2.2.1 Διαμόρφωση τυλιγμάτων

Τα τυλίγματα μίας ηλεκτρικής μηχανής χαρακτηρίζονται ως προς τις τερματικές συνδέσεις των πηνίων, τον τρόπο κατανομής τους στις αύλακες του στάτη και το βήμα συστάδας. Έτσι, μπορεί να είναι βροχοειδή ή κυματοειδή, κατανεμημένα (διανεμημένα) ή συγκεντρωμένα, πλήρους ή κλασματικού βήματος. Το βροχοειδές τύλιγμα χρησιμοποιείται κυρίως σε μηχανές με μικρό αριθμό πόλων (< 4 πόλοι), καθώς αξιοποιείται περίπου το 50% του χαλκού ενώ το υπόλοιπο που αποτελεί τις τερματικές συνδέσεις συνεισφέρει μόνο στις απώλειες χαλκού. Το κυματοειδές τύλιγμα χρησιμοποιείται σε πολυπολικές μηχανές (> 10 πόλοι) για εξοικονόμηση του χαλκού. Σε μηχανές με ενδιάμεσους αριθμούς πόλων οι δύο τοπολογίες είναι ισοδύναμες.

Κατανεμημένο τύλιγμα πλήρους βήματος

Στη συγκεκριμένη διαμόρφωση τυλίγματος οι σπείρες μίας φάσης ανά πόλο κατανέμονται σε περισσότερες από μία διαδοχικές αύλακες. Ο αριθμός των διαδοχικών αυλάκων (q) που τροφοδοτείται από τυλίγματα μίας φάσης, αποκαλείται και αριθμός ομάδων πηνίων, και εξαρτάται από το συνολικό αριθμό των αυλάκων του στάτη (Q), το πλήθος των πόλων της μηχανής (P) και τον αριθμό των φάσεων (m).

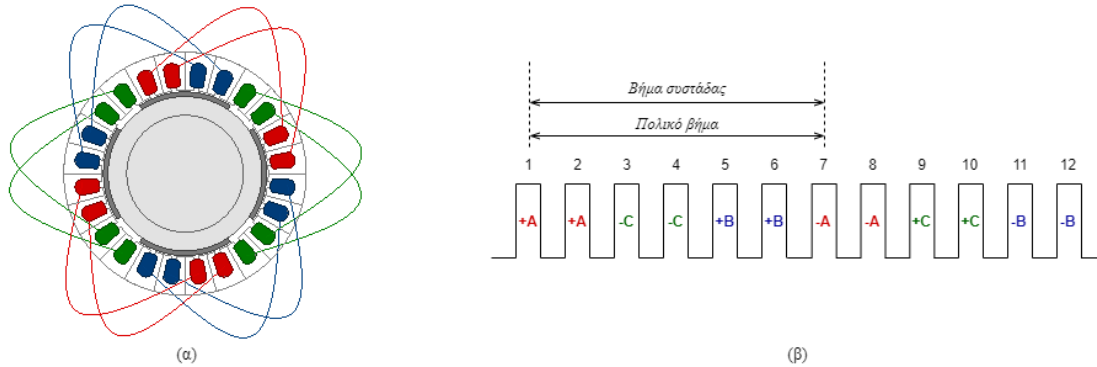
$$q = \frac{Q}{m \cdot P} \quad (4.15)$$

Με την κατανομή του τυλίγματος σε διαδοχικές αύλακες επιτυγχάνεται σημαντική μείωση του αρμονικού περιεχομένου της ΜΕΔ και συνεπώς βελτίωση της ημιτονικότητας της. Ταυτόχρονα, όμως, μειώνεται το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της ΜΕΔ. Η μείωση λόγω του διανεμημένου τυλίγματος δίνεται από το συντελεστή πλάτους:

$$k_b = \frac{\sin\left(\frac{q \cdot \gamma}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)} \quad (4.16)$$

όπου $\gamma = \frac{360}{Q} \cdot \frac{P}{2}$ το βήμα αύλακος σε ηλεκτρικές μοίρες.

Το τύλιγμα χαρακτηρίζεται ως πλήρους βήματος, επειδή η επιστροφή της κάθε φάσης εμφανίζεται μετά από ένα πολικό βήμα (180 ηλεκτρικές μοίρες). Στο σχήμα 4.1 παρατίθεται ένα ενδεικτικό παράδειγμα μίας τετραπολικής μηχανής 24 αυλάκων με κατανεμημένο τύλιγμα πλήρους βήματος.



Σχήμα 4.1 (α) Μηχανή κατανεμημένου τυλίγματος πλήρους βήματος $P=4$, $Q=24$, $q=2$
(β) Ανάπτυγμα τυλίγματος για 2 πόλους της μηχανής

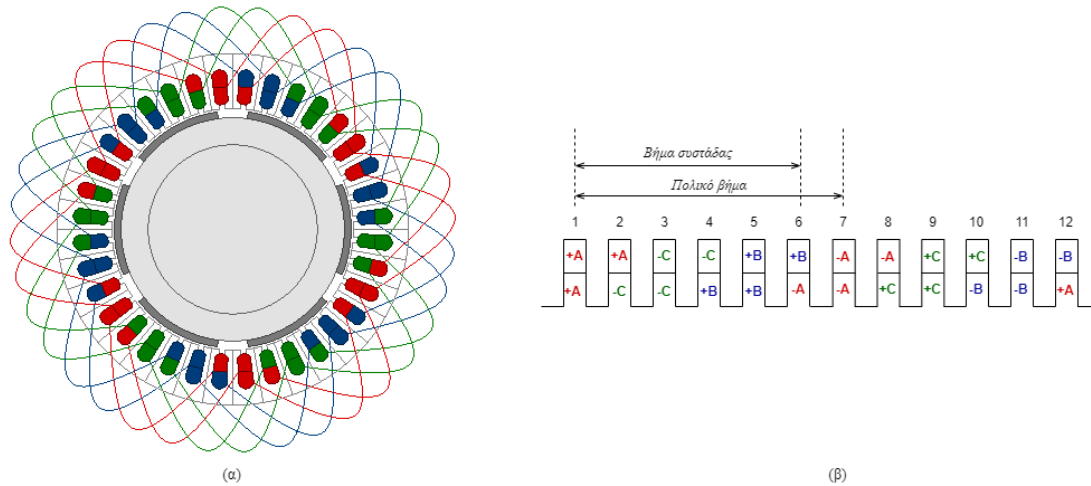
Κατανεμημένο τύλιγμα κλασματικού βήματος

Σε αυτή τη διαμόρφωση τα πηνία μίας φάσης κατανέμονται σε πολλαπλά στρώματα εντός μίας αύλακας. Στην πλειονότητα των εφαρμογών που χρησιμοποιούν αυτή τη διαμόρφωση η κάθε αύλακα χωρίζεται σε δύο τμήματα ίσου εμβαδού, στα οποία τοποθετούνται τα πηνία των τυλιγμάτων. Σε ένα τύλιγμα κλασματικού βήματος η επιστροφή των αγωγών μίας φάσης γίνεται με βήμα μικρότερο του πολικού. Έτσι, σε κάποιες αύλακες θα υπάρχουν αγωγοί διαφορετικής φάσης σε κάθε στρώση. Ένα ενδεικτικό παράδειγμα μίας εξαπολικής μηχανής 36 αυλάκων με βήμα 5/6 παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2.

Η κατανομή των πηνίων σε πολλαπλά στρώματα επιτυγχάνει ομαλότερη μεταβολή της ΜΕΔ και συνεπώς βελτιώνει την ημιτονικότητά της. Ωστόσο, επιφέρει εκ νέου απομείωση της θεμελιώδους συνιστώσας του πεδίου, η οποία δίνεται από το συντελεστή βήματος:

$$k_p = \cos\left(\frac{\pi - \rho}{2}\right) \quad (4.17)$$

όπου ρ η ηλεκτρική γωνία του κλασματικού βήματος.



Σχήμα 4.2 (α) Μηχανή καταναμημένου τυλίγματος κλασματικού βήματος 5/6, $P=6$, $Q=36$, $q=2$ **(β)** Ανάπτυγμα τυλίγματος 2 πόλων της μηχανής

Ο συντελεστής τυλίγματος στην περίπτωση των καταναμημένων τυλιγμάτων διαμορφώνεται από το συνδυασμό του συντελεστή πλάτους και βήματος ως εξής:

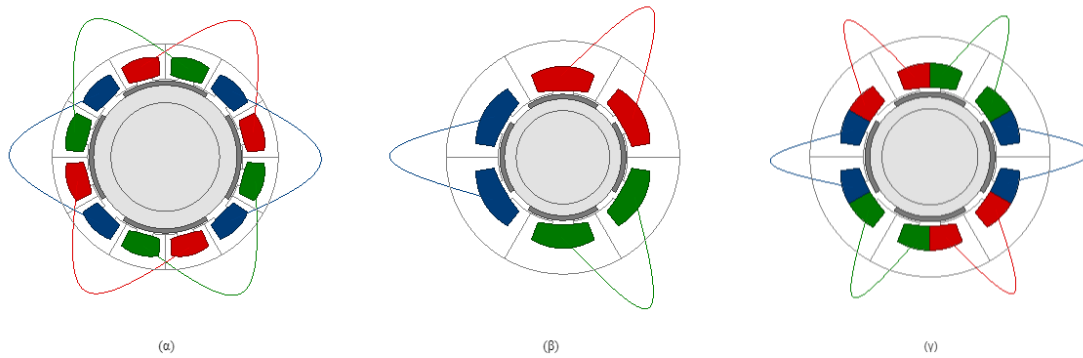
$$k_w = k_b \cdot k_p \quad (4.18)$$

Συγκεντρωμένο τύλιγμα

Η απλούστερη διαμόρφωση συγκεντρωμένου τυλίγματος είναι αυτή του πλήρους βήματος, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.3α. Σε αυτή την τοπολογία οι σπείρες μίας φάσης διέρχονται από μία μόνο αύλακα ανά πόλο και υπάρχει επικάλυψη μεταξύ των φάσεων. Η διαμόρφωση αυτή παρά την απλότητά της δε χρησιμοποιείται επειδή το πεδίο που δημιουργείται στο διάκενο περιέχει αρμονικές συνιστώσες και δεν είναι ημιτονοειδές.

Μία εναλλακτική διαμόρφωση είναι συγκεντρωμένο τύλιγμα κλασματικού βήματος, στο οποίο δεν υπάρχει επικάλυψη φάσεων. Σε αυτή την περίπτωση επιτυγχάνεται υψηλότερος συντελεστής πληρότητας χαλκού και συνεπώς υψηλότερη πυκνότητα ισχύος. Ταυτόχρονα προκύπτουν κοντύτερα άκρα τυλιγμάτων με αποτέλεσμα τη μείωση των απωλειών χαλκού. Σημαντική παράμετρος σχεδίασης είναι ο αριθμός των στρώσεων στην αύλακα. Στα τυλίγματα μονής στρώσης τα πηνία τυλίγονται γύρω από εναλλασσόμενα δόντια, ενώ στα τυλίγματα διπλής στρώσης τυλίγονται γύρω από κάθε δόντι του στάτη. Οι δύο τοπολογίες φαίνονται στο σχήμα 4.3β και 4.3γ, αντίστοιχα.

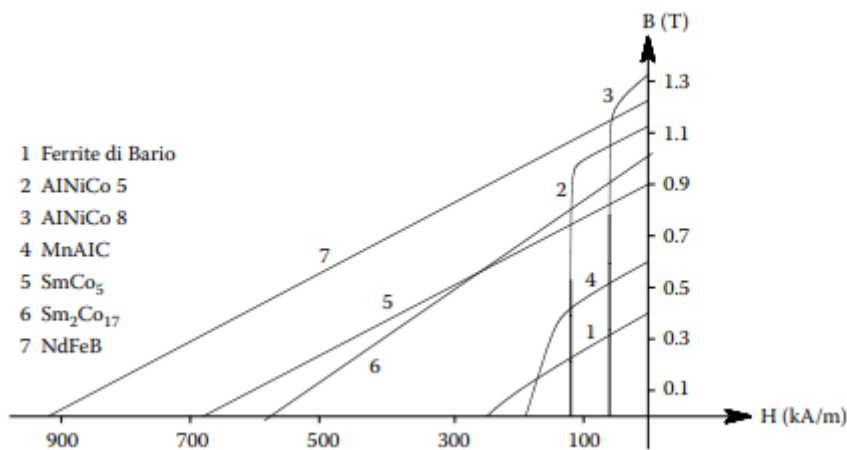
Η χρήση συγκεντρωμένου τυλίγματος δημιουργεί περιορισμούς ως προς την επιλογή αριθμού πόλων και αυλάκων κατά τη σχεδίαση. Στη συγκεκριμένη διαμόρφωση δεν είναι εφικτοί όλοι οι συνδυασμοί πόλων-αυλάκων, ενώ ταυτόχρονα κάθε συνδυασμός παρουσιάζει διαφορετικό συντελεστή τυλίγματος. Οι δυνατοί συνδυασμοί πόλων-αυλάκων και ο αντίστοιχος συντελεστής τυλίγματος για συγκεντρωμένα τυλίγματα μονής ή διπλής στρώσης δίνονται μέσω πινάκων της βιβλιογραφίας. Στη διαμόρφωση αυτή δεν υπάρχει πάγια τακτική δημιουργίας της ακολουθίας των φάσεων. Κάθε συνδυασμός δημιουργεί διαφορετική διαμόρφωση τυλιγμάτων και διαφορετικό αριθμό συμμετριών.



Σχήμα 4.3 (α) Μηχανή συγκεντρωμένου τυλίγματος πλήρους βήματος
 (β) Μηχανή συγκεντρωμένου τυλίγματος κλασματικού βήματος απλής στρώσης
 (γ) Μηχανή συγκεντρωμένου τυλίγματος κλασματικού βήματος διπλής στρώσης

4.2.3 Χαρακτηριστικά δρομέα

Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό του δρομέα κατά τη σχεδίαση ενός ηλεκτρικού κινητήρα είναι ο μόνιμος μαγνήτης που θα χρησιμοποιηθεί. Επιθυμητό χαρακτηριστικό των μόνιμων μαγνητών είναι η δυνατότητα παραγωγής υψηλού μαγνητικού πεδίου με όσο το δυνατόν χαμηλότερη μάζα. Ταυτόχρονα, θα πρέπει να διαθέτει υψηλή αντοχή σε δυνάμεις απομαγνήτισης, που μπορεί να δεχθεί κατά τη λειτουργία του κινητήρα. Η καμπύλη απομαγνήτισης περιέχει τις πληροφορίες που χρειαζόμαστε κατά το σχεδιασμό ενός ηλεκτρικού κινητήρα. Στο σχήμα 4.4 παρουσιάζονται οι καμπύλες απομαγνήτισης ορισμένων υλικών μόνιμων μαγνητών.



Σχήμα 4.4 Καμπύλες απομαγνήτισης υλικών μόνιμων μαγνητών[10]

Το σχήμα 4.4 παρέχει μία εικόνα των τιμών της παραμένουσας μαγνήτισης B_r και του μαγνητικού πεδίου επαναφοράς H_c για τις διάφορες οικογένειες μόνιμων μαγνητών. Παρατηρούμε ότι οι μαγνήτες Φερρίτη και Αλουμινίου-Νικελίου-Κοβαλτίου (AlNiCo) παρουσιάζουν τη μικρότερη

δύναμη απομαγνήτισης οπότε υπάρχει ο κίνδυνος απομαγνήτισης τους. Η ανακάλυψη των μαγνητών σπάνιων γαιών, Σαμαρίου-Κοβαλτίου (SmCo) και Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB), οδήγησε στην αντικατάσταση άλλων τύπων μαγνητών. Οι μαγνήτες Νεοδυμίου παρουσιάζουν την υψηλότερη παραμένουσα μαγνήτιση και τη μεγαλύτερη δύναμη απομαγνήτισης από όλες τις οικογένειες μαγνητών και διαθέτουν υψηλή πυκνότητα ενέργειας για αυτό και χρησιμοποιούνται ευρέως στην ηλεκτροκίνηση.

4.3 Οριστική σχεδίαση χρησιμοποιώντας τη μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων

Η επίλυση προβλημάτων σε πολύπλοκες γεωμετρίες που περιλαμβάνουν μη γραμμικά υλικά οδήγησε στην ανάπτυξη αριθμητικών μεθόδων επίλυσης. Η μέθοδος των πεπερασμένων στοιχείων (ΜΠΣ) επιτυγχάνει τη μετατροπή των διαφορικών εξισώσεων σε αλγεβρικές διακριτοποιώντας το συνεχές πρόβλημα σε μεγάλο αριθμό περιοχών απλής γεωμετρίας. Τα μικρότερα προβλήματα που προκύπτουν παρουσιάζουν μεγαλύτερη ευκολία στην επίλυσή τους από το αρχικό πρόβλημα. Η εύρεση της συνολικής λύσης επιτυγχάνεται μετά από σύνθεση των λύσεων των προβλημάτων αυτών.

Κατά την επίλυση του προβλήματος δημιουργείται από το λογισμικό ένα πλέγμα στη γεωμετρία του προβλήματος, το οποίο διακριτοποιεί το συνολικό πρόβλημα και χωρίζει τη γεωμετρία σε στοιχειώδεις τριγωνικές περιοχές. Έτσι, το αρχικό σύστημα διαφορικών εξισώσεων μετατρέπεται σε αλγεβρικό με χιλιάδες αγνώστους το οποίο επιλύεται με χρήση αποδοτικών αλγορίθμων. Οι τιμές του πεδίου στο εσωτερικό των τριγωνικών περιοχών υπολογίζονται εφαρμόζοντας τη μέθοδο της γραμμικής παρεμβολής των τιμών του πεδίου στις κορυφές κάθε τριγώνου.

4.3.1 Μαγνητοστατικά προβλήματα

Μαγνητοστατικά ονομάζονται το πρόβλημα εκείνα στα οποία το μαγνητικό πεδίο παραμένει αμετάβλητο στο χρόνο. Σε αυτή την κατηγορία προβλημάτων η ένταση του μαγνητικού πεδίου H και η μαγνητική επαγωγή B ικανοποιούν τις παρακάτω εξισώσεις Maxwell:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{j} \quad (4.19)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.20)$$

Η ένταση του μαγνητικού πεδίου και η μαγνητική επαγωγή συνδέονται μέσω της καταστατικής εξίσωσης:

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (4.21)$$

όπου μ η μαγνητική διαπερατότητα του υλικού

Στην περίπτωση μη γραμμικών υλικών, όπως ο σίδηρος σε κατάσταση κορεσμού και οι μόνιμοι μαγνήτες, η μαγνητική διαπερατότητα είναι συνάρτηση του μέτρου του B :

$$\mu(B) = \frac{B}{H(B)} \quad (4.22)$$

Η καταστατική εξίσωση για τους μόνιμους μαγνήτες παίρνει τη μορφή:

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} + \vec{M} \quad (4.23)$$

όπου μ_0 η μαγνητική διαπερατότητα του κενού και M η μαγνήτιση του υλικού του μόνιμου μαγνήτη.

Η εύρεση του μαγνητικού πεδίου σε κάθε σημείο του χώρου επιτυγχάνεται μέσω του υπολογισμού του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού A . Η σχέση μεταξύ των δύο αυτών μεγεθών είναι η εξής:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (4.24)$$

Ορίζοντας το B με αυτόν τον τρόπο η εξίσωση (4.20) ικανοποιείται συνεχώς.

Αξιοποιώντας τις σχέσεις (4.22) και (4.24) η σχέση (4.19) μετασχηματίζεται στη μορφή:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \cdot \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J} \quad (4.25)$$

Για ένα γραμμικό ιστροπικό μέσο, υπό την παραδοχή ότι ισχύει η συνθήκη του Coulomb $\nabla \cdot \vec{A} = 0$ η εξίσωση (4.25) μετασχηματίζεται σε:

$$-\frac{1}{\mu} \cdot \nabla^2 \cdot \vec{A} = \vec{J} \quad (4.26)$$

Στη γενική περίπτωση το διανυσματικό δυναμικό είναι διάνυσμα τριών συνιστωσών. Ωστόσο, στη θεώρηση καρτεσιανής γεωμετρίας δύο διαστάσεων οι δύο από αυτές τις συνιστώσες μπορούν να μηδενιστούν. Η μόνη συνιστώσα που μεταβάλλεται είναι η κατακόρυφη συνιστώσα A_z . Με τη χρήση του διανυσματικού δυναμικού οι συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται στο μαγνητοστατικό πεδίο συνδυάζονται σε μία εξίσωση μίας μεταβλητής. Έτσι έχουμε:

$$\vec{A} = A_z \cdot \vec{i}_z \quad (4.27)$$

$$\vec{J} = J_z \cdot \vec{i}_z \quad (4.28)$$

Τέλος, για την πυκνότητα της μαγνητικής ροής η ανάλυση περιορίζεται στις δύο διαστάσεις και συγκεκριμένα:

$$\vec{B} = B_x \cdot \vec{i}_x + B_y \cdot \vec{i}_y \quad (4.29)$$

4.3.2 Προεπεξεργασία μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων

Στη συνέχεια του κεφαλαίου αναλύονται η γεωμετρία και τα χαρακτηριστικά της μηχανής που μελετήθηκε στην παρούσα εργασία.

4.3.2.1 Σχεδίαση μηχανής μόνιμων μαγνητών

Η μηχανή *Prius* αποτελεί έναν από τους πιο αξιόπιστους κινητήρες που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικά οχήματα. Κατασκευάζεται από το 1997 μέχρι σήμερα από την αυτοκινητοβιομηχανία

Toyota και είναι το πρώτο υβριδικό όχημα μαζικής παραγωγής. Με την εξέλιξη της τεχνολογίας επήλθαν μεταβολές και στα χαρακτηριστικά του κινητήρα και έτσι μέχρι σήμερα έχουν κυκλοφορήσει τέσσερις γενιές τους κινητήρα *Prius*.

Στην εργασία αυτή μελετήθηκε μία παραλλαγή του κινητήρα *Prius 2004*. Τα χαρακτηριστικά του κινητήρα είναι διαθέσιμα από μελέτες που πραγματοποίησε το ινστιτούτο *Oak Ridge* στην Αμερική. Πρόκειται για έναν σύγχρονο κινητήρα εσωτερικών μαγνητών τύπου V, ο οποίος παρουσιάζει υψηλή πυκνότητα ισχύος, υψηλή απόδοση και μεγάλο εύρος ταχυτήτων περιστροφής.

Η μέγιστη ροπή που μπορεί να παράγει ο κινητήρας *Prius* είναι $400Nm$ και η μέγιστη ισχύς του είναι $50kW$ [11]. Το ενεργό μήκος είναι, η διάμετρος του δρομέα αυξημένη κατά το πάχος διακένου και το πάχος του διακένου είναι:

$$L = 83.8 \text{ mm} , D_g = 161.15 \text{ mm} , a_g = 0.75 \text{ mm}$$

4.3.2.2 Επιλογή χαρακτηριστικών στάτη

Η εξωτερική διάμετρος του στάτη της μηχανής είναι $269.24mm$ συνεπώς ο όγκος της μηχανής ισούται με:

$$V_{motor} = \pi \cdot L \left(\frac{D_{so}}{2} \right)^2 = 4771.04 \text{ mm}^2$$

Χαρακτηριστικά τυλίγματος

Ο κινητήρας *Prius* διαθέτει οκτώ πόλους και 48 αύλακες στο στάτη, φέρει τύλιγμα μονής στρώσης, εν σειρά συνδεσμολογίας οκτώ πηνίων ανά φάση με $N_s = 9$ σπείρες ανά αύλακα [11]. Ο αριθμός ομάδων πηνίων για το τύλιγμα αυτό υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (4.15) ίσος με:

$$q = \frac{48}{3 \cdot 8} = 2$$

Ο συντελεστή πλάτους σύμφωνα με τη σχέση (4.16) ισούται με:

$$k_b = \frac{\sin\left(\frac{2 \cdot 30}{2}\right)}{2 \cdot \sin\left(\frac{30}{2}\right)} = 0.9659$$

Ο συντελεστής τυλίγματος προκύπτει από τη σχέση (4.18) ίσος με:

$$k_w = k_b \cdot k_p = 0.9659 \cdot 1 = 0.9659$$

Η ονομαστική ταχύτητα περιστροφής του δρομέα ισούται με 2000 ΣΑΛ , έτσι ο λόγος πόλων ανά ηλεκτρική συχνότητα υπολογίζεται από τη σχέση (4.12) ίσος με:

$$\frac{P}{f} = \frac{4\pi}{2\pi \cdot 3000/60} = 0.04$$

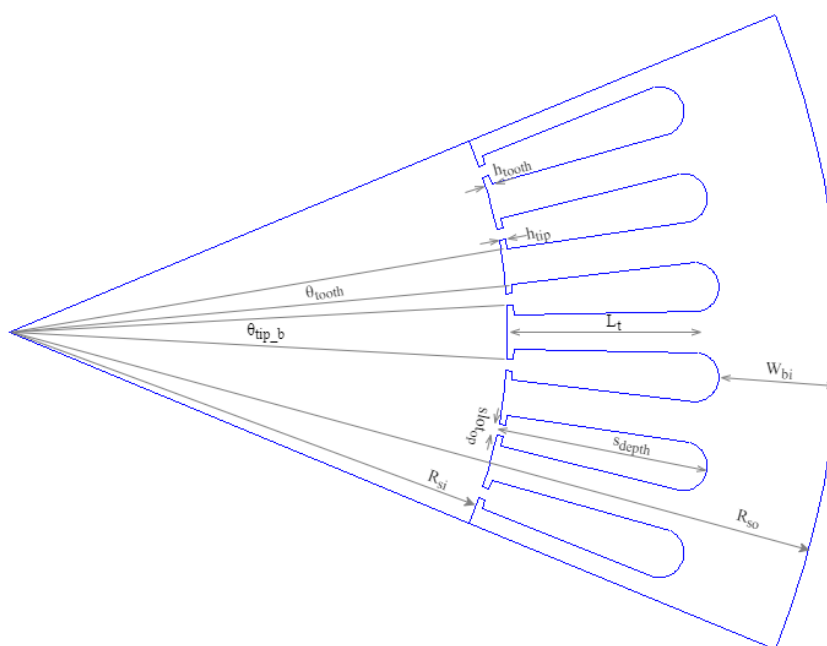
Ο συντελεστής πληρότητας χαλκού υπολογισμένος σύμφωνα με το λόγο του εμβαδού των μονωμένων καλωδίων προς το συνολικό εμβαδόν της αύλακας είναι 0.84 [13].

Γεωμετρικά χαρακτηριστικά

Στον πίνακα 4.1 παρουσιάζονται συνοπτικά τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του στάτη, όπως απεικονίζονται στο σχήμα 4.5. Πρόκειται για μεγέθη που αφορούν κυρίως τα δόντια και τις αύλακες του στάτη, όπως το ύψος και το εύρος του πέλματος του δοντιού.

Μεταβλητή	Τιμή
R_{so}	134.62 mm
R_{si}	80.95 mm
s_{op}	1.93 mm
s_{depth}	33.5 mm
θ_{tip_b}	6.134°
h_{tip}	1.03 mm
h_{tooth}	1.068 mm
θ_{tooth}	4°
W_{bi}	20.17 mm
L_t	31.05 mm

Πίνακας 4.1 Γεωμετρικά χαρακτηριστικά στάτη

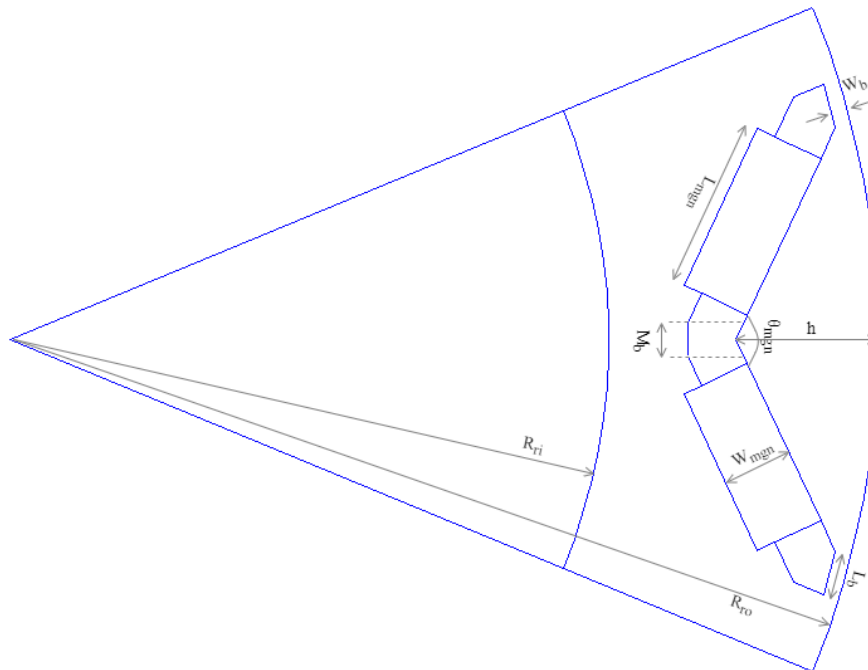


Σχήμα 4.5 Γεωμετρική απεικόνιση στάτη

4.3.2.3 Επιλογή χαρακτηριστικών δρομέα

Οι μόνιμοι μαγνήτες τοποθετούνται στο εσωτερικό του δρομέα με διάταξη τύπου V. Η γωνία που σχηματίζουν οι μαγνήτες με τον οριζόντιο άξονα θ_{mgn} είναι ιδιαίτερα σημαντική κατά τη σχεδίαση της μηχανής. Μεταβάλλοντας τη γωνία αυτή μεταβάλλεται και η απόσταση του μέσου του μαγνητικού πόλου από την περιφέρεια του δρομέα h . Η αλλαγή αυτή επιδρά στα μονοπάτια που ακολουθεί το μαγνητικό πεδίο στο δρομέα με αποτέλεσμα να μεταβάλλονται οι αυτεπαγωγές ορθού και κάθετου άξονα, $L_d - L_q$ αντίστοιχα.

Με την αύξηση της απόστασης h αυξάνεται η αρμονική παραμόρφωση της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο της μηχανής καθώς και η κυμάτωση ροπής. Ταυτόχρονα, η μεταβολή των αυτεπαγωγών επηρεάζει και την περιοχή εξασθένισης πεδίου της μηχανής που εφαρμόζεται σε υψηλές ταχύτητες. Συγκεκριμένα, όσο μειώνεται η απόσταση των μαγνητών από την περιφέρεια του δρομέα τόσο αυξάνεται η ισχύς εξόδου της μηχανής για ταχύτητες μεγαλύτερες της ονομαστικής [14]. Στο σχήμα 4.6 απεικονίζονται τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του δρομέα της μηχανής που μελετήθηκε και στον πίνακα 4.2 αναγράφονται οι τιμές τους.



Σχήμα 4.6 Γεωμετρική απεικόνιση δρομέα

Σημαντική επίδραση στα λειτουργικά χαρακτηριστικά της μηχανής ασκούν και τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των μαγνητικών γεφυρών που υπάρχουν στο δρομέα. Οι μαγνητικές γέφυρες συνδράμουν στη μηχανική αντοχή του δρομέα, καθώς μειώνουν τον κίνδυνο αποκόλλησης των μαγνητών εξαιτίας φυγόκεντρων δυνάμεων. Την ίδια στιγμή όμως, δημιουργούν μονοπάτια για τη ροή διαφυγής του μόνιμου μαγνήτη και οδηγούν σε κορεσμό.

Το μήκος και το πλάτος της μαγνητικής γέφυρας, L_b και W_b αντίστοιχα, επηρεάζουν τη λειτουργία του κινητήρα. Ειδικότερα, αύξηση του μήκους αυτού συνεπάγεται μείωση της κυμάτωσης ροπής και του αρμονικού περιεχομένου του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο, ενώ ταυτόχρονα αυξάνεται ο συντελεστής απόδοσης και η μαγνητική ροή του μαγνήτη. Καθώς αυξάνεται το πάχος της γέφυρας

παρατηρείται αύξηση της κυμάτωσης ροπής μέχρι ένα σημείο και ύστερα μείωση. Το ίδιο συμβαίνει και με το συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης. Επιπλέον ο συντελεστής απόδοσης και η πυκνότητα ισχύος της μηχανής μειώνονται όσο αυξάνεται το πάχος [15].

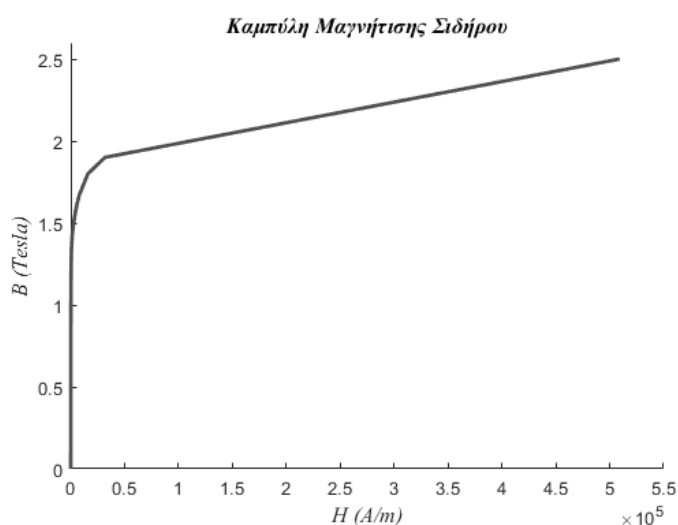
Το πλάτος της μέσης μαγνητικής γέφυρας M_b μπορεί να μειώσει τη μαγνητική αντίδραση οδηγώντας τη ροή να περάσει από τη γέφυρα στη μέση των δύο μαγνητών. Με την αύξηση της παραμέτρου αυτής αυξάνεται η αρμονική παραμόρφωση του πεδίου στο διάκενο, ενώ ταυτόχρονα μειώνονται η ροή των μόνιμων μαγνητών, η πυκνότητα ισχύος και ο συντελεστής απόδοσης του κινητήρα [15].

Μεταβλητή	Τιμή
R_{ri}	55.32 mm
R_{ro}	80.20 mm
L_{mgn}	16 mm
W_{mgn}	6.48 mm
θ_{mgn}	129.896°
h	13.131 mm
L_b	4.08 mm
W_b	1.48 mm
M_b	3 mm

Πίνακας 4.2 Γεωμετρικά χαρακτηριστικά δρομέα

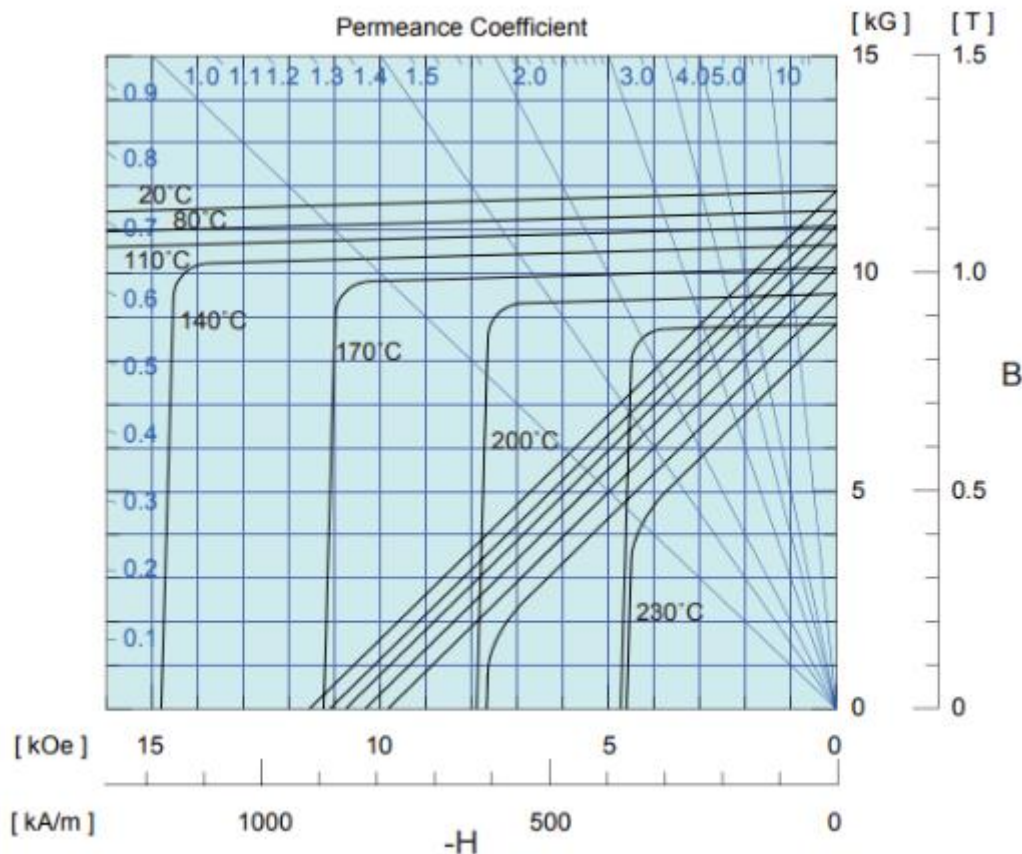
4.3.2.4. Επιλογή υλικών

Για τον πυρήνα του στάτη και του δρομέα επιλέγεται λαμαρίνα πάχους 0.33mm με καμπύλη μαγνήτισης αυτή του σχήματος 4.7.



Σχήμα 4.7 Καμπύλη μαγνήτισης σιδήρου σώματος στάτη και δρομέα

Όπως έχει ήδη αναφερθεί οι μαγνήτες Νεοδυμίου είναι ιδιαίτερα διαδεδομένοι σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης χάρη στην υψηλή πυκνότητα ενέργειας και στις υψηλές τιμές παραμένουσας μαγνήτισης και δύναμης απομαγνήτισης που διαθέτουν. Έτσι, η μηχανή *Prius* διαθέτει μόνιμους μαγνήτες NdFeB, των οποίων οι καμπύλες απομαγνήτισης για διάφορες θερμοκρασίες παρουσιάζονται στο σχήμα 4.8.



Σχήμα 4.8 Καμπύλες απομαγνήτισης μαγνητών NdFeB για διάφορες θερμοκρασίες [20]

4.3.2.5 Οριακές συνθήκες

Όπως έχει ήδη αναφερθεί η επίλυση ενός μαγνητοστατικού προβλήματος ανάγεται στην επίλυση μερικών διαφορικών εξισώσεων. Προκειμένου να υπάρχει μοναδική λύση των διαφορικών εξισώσεων είναι απαραίτητο να οριστούν οριακές συνθήκες κατά τέτοιο τρόπο ώστε να έχουμε ένα καλώς τοποθετημένο πρόβλημα. Η κατηγοριοποίηση των οριακών συνθηκών παρουσιάζεται στη συνέχεια [10]:

Συνθήκες Dirichlet

Αυτή η συνθήκη αντιστοιχεί στην ανάθεση της τιμής του διανυσματικού δυναμικού A_z πάνω στο όριο, η οποία κατά κύριο λόγο είναι σταθερή. Συνήθως στη μελέτη ηλεκτρικών μηχανών επιλέγεται η τιμή $A_z = 0$ οπότε έχουμε ομογενή συνθήκη Dirichlet, σε διαφορετική περίπτωση πρόκειται για

μη ομογενή συνθήκη. Εφαρμόζοντας την ομογενή συνθήκη Dirichlet σε ένα μαγνητικό πρόβλημα επιτυγχάνεται ο περιορισμός της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό της μηχανής, όπως αν εξωτερικά της μηχανής υπήρχε υλικό με μηδενική μαγνητική διαπερατότητα, και οι γραμμές της μαγνητικής ροής θα είναι παράλληλες προς το σύνορο. Η συνθήκη αυτή εφαρμόζεται στην εξωτερική επιφάνεια του στάτη και στην εσωτερική επιφάνεια του δρομέα, εκεί όπου ενώνεται με τον άξονα της μηχανής.

Συνθήκες Neumann

Η συνθήκη αυτή αντιστοιχεί στην ανάθεση τιμής στην κάθετη παράγωγο του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού κατά μήκος του ορίου, ορίζοντας με αυτόν τον τρόπο την γωνία πρόσπτωσης των μαγνητικών γραμμών στο όριο. Η συνηθέστερη επιλογή είναι η χρήση της ομογενούς συνθήκης Neumann $\partial A/\partial n = 0$ σε επιφάνεια επαφής με υλικό πολύ μεγάλης διαπερατότητας, περιορίζοντας έτσι το διάνυσμα της μαγνητικής επαγωγής να έχει μόνο συνιστώσες κάθετες στο όριο.

Συνθήκες Robin

Πρόκειται για ένα είδος συνδυασμού των συνθηκών Dirichlet και Neumann. Η οριακή αυτή συνθήκη καθορίζει μία σχέση μεταξύ του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού και της κάθετης παραγώγου του πάνω στο σύνορο. Χρησιμοποιείται συχνά σε προβλήματα διάδοσης της θερμότητας ως οριακή συνθήκη σε μονωτικές επιφάνειες.

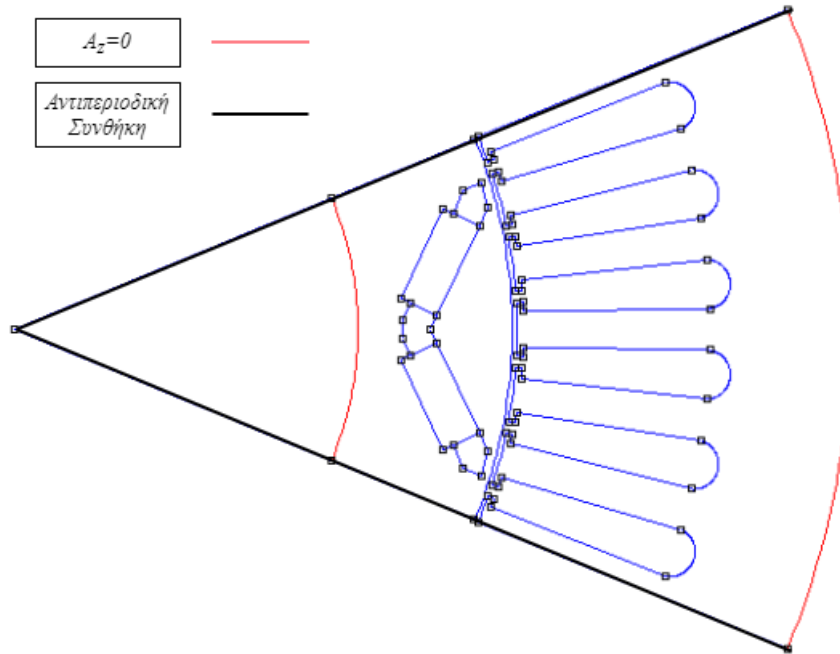
Περιοδική συνθήκη

Η συνθήκη αυτή συνδέει δύο όρια μεταξύ τους, πάνω στα σημεία των οποίων οι τιμές του πεδίου είναι ίσες. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε διατάξεις που παρουσιάζουν επανάληψη του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου και πλήρη συμμετρία μεταξύ των πόλων τους, όπως οι ηλεκτρικές μηχανές. Έτσι, εφαρμόζοντας τη συγκεκριμένη οριακή συνθήκη μπορεί να μελετηθεί μόνο ένα ζεύγος πόλων της ηλεκτρικής μηχανής, μειώνοντας σημαντικά το υπολογιστικό κόστος.

Αντιπεριοδική συνθήκη

Η συγκεκριμένη συνθήκη συνδέει και πάλι δύο όρια μεταξύ τους, ωστόσο σε αυτή την περίπτωση οι τιμές του πεδίου στα σημεία των ορίων έχουν ίδιο μέτρο αλλά αντίθετο πρόσημο. Απαραίτητη προϋπόθεση για την εφαρμογή της είναι φυσικά η πλήρης συμμετρία του κυκλώματος. Η συνθήκη αυτή χρησιμοποιείται στα άκρα του προβλήματος, όταν επιλύεται ένας πόλος της μηχανής, μειώνοντας ακόμα περισσότερο το υπολογιστικό κόστος.

Στην ανάλυσή μας επιλέχθηκε η επίλυση του μαγνητοστατικού προβλήματος σε έναν πόλο της μηχανής. Έτσι οι πλευρικές συνθήκες ορίζονται αντιπεριοδικές και οι οριακές συνθήκες στην εξωτερική επιφάνεια του στάτη και στην εσωτερική επιφάνεια του δρομέα είναι ομογενείς Dirichlet. Στο σχήμα 4.9 παρουσιάζεται η χρήση των οριακών συνθηκών.



Σχήμα 4.9 Σχηματική αποτύπωση οριακών συνθηκών

4.3.3 Μετεπεξεργασία μεθόδου πεπερασμένων στοιχείων

Στη συνέχεια επιλύεται το μαγνητοστατικό πρόβλημα χρησιμοποιώντας το λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων *FEMM* και υπολογίζονται τα βασικά λειτουργικά χαρακτηριστικά της μηχανής.

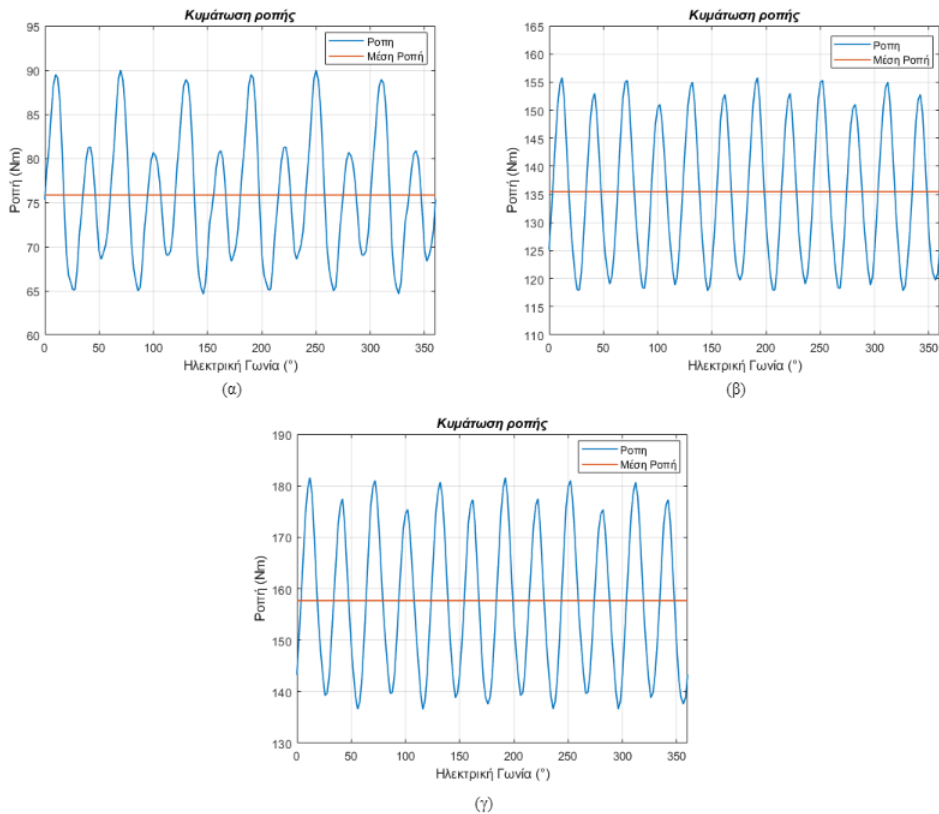
4.3.3.1 Υπολογισμός μέση ροπής και κυμάτωσης ροπής

Πριν από οποιονδήποτε υπολογισμό και λήψη αποτελεσμάτων είναι χρήσιμο να βρεθεί η βέλτιστη γωνία ροπής. Ένας τρόπος εύρεσης αυτής της γωνίας χρησιμοποιώντας το λογισμικό *FEMM* είναι η διατήρηση του δρομέα της μηχανής ακίνητου, ενώ η ηλεκτρική γωνία ισχύος του κινητήρα μεταβάλλεται για ένα πλήρες πολικό βήμα επιτυγχάνοντας έτσι ημιτονοειδή μεταβολή των ρευμάτων στάτη. Υπολογίζοντας σε κάθε βήμα τη ροπή που αναπτύσσεται στο διάκενο μπορεί να βρεθεί η βέλτιστη γωνία ροπής, δηλαδή η γωνία για την οποία επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ροπή. Η γωνία αυτή χρησιμοποιείται ως γωνία εκκίνησης του κινητήρα.

Για τον υπολογισμό της μέσης ροπής για μία ηλεκτρική περίοδο και της κυμάτωσης ροπής επιλύεται μία σειρά μαγνητοστατικών προβλημάτων, στα οποία τα πεδία στάτη και δρομέα στρέφονται σύγχρονα για μία πλήρη ηλεκτρική περιστροφή. Σε κάθε βήμα υπολογίζεται η ηλεκτρομαγνητική ροπή μέσω του τανυστή του Maxwell και η κυμάτωση ροπής προκύπτει από τη σχέση:

$$T_{ripple} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} \quad (4.30)$$

Στο σχήμα 4.10 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της κυμάτωσης ροπής για τρεις διαφορετικές τιμές του ρεύματος στάτη. Παρατηρούμε ότι η κυμάτωση ροπής είναι κοντά στο 30% και στις τρεις περιπτώσεις. Πρόκειται για ιδιαίτερα υψηλή τιμή της κυμάτωσης ροπής.



Σχήμα 4.10 (α) Κυμάτωση ροπής για ρεύμα στάτη $I_{rms} = 35A$
(β) Κυμάτωση ροπής για ρεύμα στάτη $I_{rms} = 60A$
(γ) Κυμάτωση ροπής για ρεύμα στάτη $I_{rms} = 70A$

4.3.3.2 Υπολογισμός επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης

Η επαγόμενη τάση είναι ιδιαίτερα σημαντική για την οδήγηση του κινητήρα καθώς και για τον καθορισμό των προδιαγραφών του συστήματος οδήγησής του. Είναι απαραίτητη η μελέτη του αρμονικού περιεχομένου της κυματομορφής αυτής ώστε να έχουμε μία καλή εικόνα της ποιότητας ισχύος του κινητήρα.

Σύμφωνα με το νόμο του *Faraday* η αναπτυσσόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη (αντί-ΗΕΔ) σε έναν αγώγιμο βρόχο που διαρρέεται από μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή δίνεται από τη σχέση:

$$e = -N \cdot \frac{d\lambda}{dt} = -N \cdot \frac{\lambda(t_2) - \lambda(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (4.31)$$

όπου N ο αριθμός των σπειρών, λ η μαγνητική ροή και t_1, t_2 δύο διαδοχικές χρονικές στιγμές. Στην ανάλυσή μας αντί για βήματα χρόνου χρησιμοποιούμε βήματα γωνίας. Τα δύο αυτά μεγέθη συνδέονται μέσω της σχέσης:

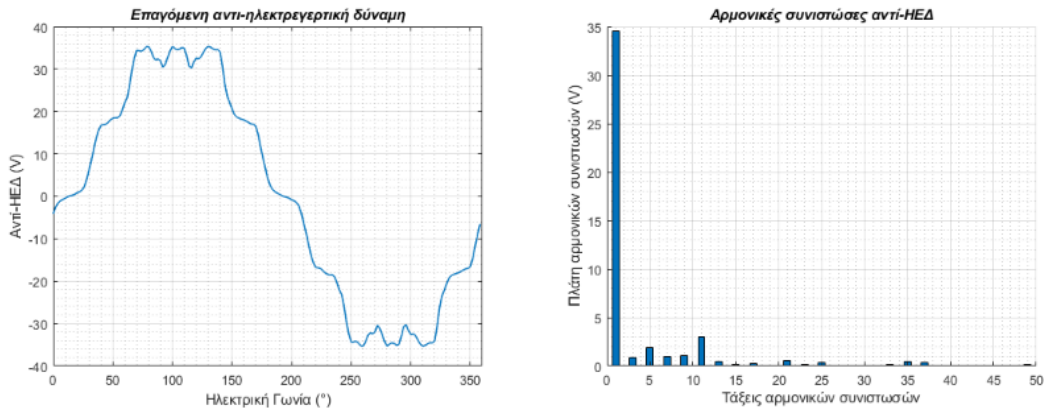
$$dt = \frac{d\theta}{\omega_r}$$

όπου $d\theta$ το βήμα περιστροφής και ω_r η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Έτσι, ο τύπος υπολογισμού της επαγόμενης αντί-ΗΕΔ είναι:

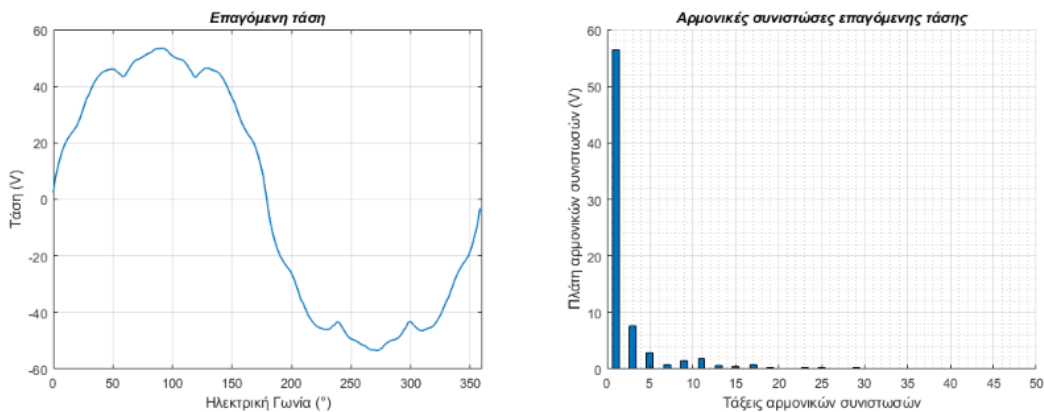
$$e = -N \cdot \omega_r \cdot \frac{\Lambda(k+1) - \Lambda(k)}{d\theta} \quad (4.32)$$

Ο υπολογισμός της επαγόμενης αντί-ΗΕΔ γίνεται υπό κενό φορτίο. Για τον υπολογισμό της επαγόμενης τάσης στάτη για τριφασική ημιτονοειδή τροφοδότηση των ρευμάτων τυμπάνου ακολουθείται η ίδια διαδικασία.

Στο σχήμα 4.11 παρατίθενται τα διαγράμματα της αντί-ΗΕΔ και της επαγόμενης τάσης για ρεύμα στάτη 35A μαζί με την ανάλυση αρμονικού περιεχομένου τους.



(α)



(β)

Σχήμα 4.11 (α) Κυματομορφή αντί-ΗΕΔ και αρμονικό περιεχόμενο
(β) Κυματομορφή επαγόμενης τάσης για ρεύμα στάτη $I_{rms} = 35A$ και αρμονικό περιεχόμενο

4.3.3.3 Υπολογισμός αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα

Ο υπολογισμός των αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα, d και q αντίστοιχα, είναι ιδιαίτερα σημαντικός για τον έλεγχο των μηχανών μόνιμων μαγνητών. Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής ευθέως άξονα με τη μέθοδο της συγκέντρωσης μαγνητικής ροής μηδενίζεται η διέγερση του κινητήρα, δηλαδή η μαγνητική ροή των μόνιμων μαγνητών, και ευθυγραμμίζεται ο d -άξονας του δρομέα με τον άξονα της φάσης A του τυλίγματος του στάτη.

Στην περίπτωση επιφανειακών μόνιμων μαγνητών οι αυτεπαγωγές ορθού και κάθετους άξονα είναι σχεδόν ίσες, λόγω της ελάχιστης εκτυπότητας που εξασφαλίζει αυτή η διαμόρφωση. Ωστόσο, στην περίπτωση εσωτερικών μόνιμων μαγνητών, όπως η μηχανή *Prius*, παρατηρούνται φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης ανάμεσα στους δύο άξονες, κυρίως λόγω του κορεσμού. Έτσι, οι αυτεπαγωγές ορθού και εγκάρσιου άξονα εξαρτώνται από τα ρεύματα και των δύο αξόνων και ο υπολογισμός τους είναι πιο περίπλοκος [10].

Έχοντας ευθυγραμμίσει των άξονα της φάσης *A* με τον *d*-άξονα η γωνία θ του μετασχηματισμού *Par* στη σχέση 2.6 είναι μηδενική. Μετά τον ορισμό των επιθυμητών ρευμάτων *d* και *q* άξονα εφαρμόζεται αντίστροφος μετασχηματισμός *Park* και υπολογίζονται τα ρεύματα στο τριφασικό σύστημα.

$$\begin{aligned} I_\alpha &= I_d \\ I_b &= -0.5 \cdot (I_d - \sqrt{3}I_q) \\ I_c &= -0.5 \cdot (I_d + \sqrt{3}I_q) \end{aligned} \quad (4.33)$$

Στη συνέχεια υπολογίζονται οι πεπλεγμένες ροές των τριών φάσεων και μέσω του μετασχηματισμού *Park* προκύπτουν οι ροές ευθέως και εγκάρσιου άξονα:

$$\begin{aligned} \Lambda_d(I_d, I_q) &= \frac{2}{3} \cdot \left(\Lambda_\alpha - \frac{\Lambda_b + \Lambda_c}{2} \right) \\ \Lambda_q(I_d, I_q) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (\Lambda_b - \Lambda_c) \end{aligned} \quad (4.34)$$

Τέλος οι αυτεπαγωγές ορθού και εγκάρσιου άξονα δίνονται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} L_d(I_d, I_q) &= \frac{\Lambda_d(I_d, I_q)}{I_d} \\ L_q(I_d, I_q) &= \frac{\Lambda_q(I_d, I_q)}{I_q} \end{aligned} \quad (4.35)$$

4.3.3.4 Υπολογισμός μαγνητικής ροής μαγνήτη και αντίστασης τυλιγμάτων στάτη

Μαγνητική ροή μόνιμων μαγνητών

Για τον υπολογισμό της μαγνητικής ροής του μαγνήτη ευθυγραμμίζεται αρχικά ο *d*-άξονας του δρομέα με το μαγνητικό άξονα της φάσης *A* των τυλιγμάτων. Στη συνέχεια, μηδενίζονται τα ρεύματα στάτη και υπολογίζεται η πεπλεγμένη ροή της φάσης *A*, Λ_α . Η μαγνητική ροή του μαγνήτη ισούται με την τιμή αυτή.

$$\Lambda_m = \Lambda_\alpha \quad (4.36)$$

Η τιμή αυτή υπολογίζεται καθώς είναι απαραίτητη για το αναλυτικό μοντέλο που υλοποιείται στο επόμενο κεφάλαιο.

Αντίσταση τυλιγμάτων στάτη

Για τον υπολογισμό της ωμικής αντίστασης ανά φάση είναι απαραίτητη η γνώση της ειδικής αντίστασης του αγωγού και του συνολικού μήκους του αγωγού ανά φάση. Η ειδική αντίσταση χαλκού για θερμοκρασία περιβάλλοντος $\theta = 20^{\circ}\text{C}$ είναι:

$$r_{cu20} = 1.75 \mu\Omega \cdot \text{cm}$$

Η διορθωμένη ειδική αντίσταση δίνεται από τη σχέση:

$$r_{cu} = r_{cu20} \cdot [1 + \alpha \cdot (\theta - 20)] \quad (4.37)$$

όπου α ο συντελεστής θερμοκρασιακής μεταβολής αντίστασης του χαλκού είναι ίσος με $\alpha = 3.9 \cdot 10^{-3}$.

Για τον υπολογισμό του συνολικού μήκους του αγωγού λαμβάνεται υπόψη το ενεργό μήκος της μηχανής, L , και η απόσταση του γεωμετρικού μέσου των δύο αυλάκων στις οποίες βρίσκεται ο ίδιος αγωγός, d_{avg} . Η προσέγγιση γίνεται με χρήση του τύπου:

$$l_{cu} = L + 1.2 \cdot d_{avg} \quad (4.38)$$

Η αντίσταση του τυλίγματος δίνεται από τον τύπο:

$$R_s = \frac{N_s \cdot Q}{m} \cdot r_{cu} \cdot \frac{l_{cu}}{A_{cu}} \quad (4.39)$$

όπου N_s το πλήθος των ελιγμάτων ανά αύλακα, Q ο αριθμός αυλάκων στάτη, m ο αριθμός των φάσεων, τυπικά $m = 3$, και A_{cu} η διατομή του κάθε ελίγματος χαλκού.

4.3.3.5 Υπολογισμός ροπής αδράνειας

Η ροπή αδράνειας είναι ιδιαίτερα χρήσιμη στον προσδιορισμό της γεωμετρίας της μηχανής. Το μέγεθος αυτό μπορεί να αυξηθεί είτε με αύξηση της ακτίνας διακένου είτε με αύξηση του ενεργού μήκους. Θεωρώντας κυλινδρική τοπολογία η ροπή αδράνειας της μηχανής δίνεται προσεγγιστικά από τον τύπο:

$$J = \frac{1}{2} \cdot \pi \cdot \rho \cdot L \cdot (R_{out}^4 - R_{in}^4) \quad (4.40)$$

όπου ρ η πυκνότητα μάζας του σιδήρου $\rho = 7650 \text{ kg/m}^3$.

Κεφάλαιο 5. Μελέτη βραχυκυκλώματος κινητήρα εσωτερικών μόνιμων μαγνητών

5.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο μελετάται το βραχυκύκλωμα του κινητήρα *Prius* σε διάφορες συνθήκες λειτουργίες. Αρχικά, η μελέτη πραγματοποιήθηκε με χρήση του προγράμματος *MatLab-Simulink*, στο οποίο αναπτύχθηκε το αναλυτικό μοντέλο της σύγχρονης μηχανής σύμφωνα με τη θεωρία του δεύτερου κεφαλαίου. Στη συνέχεια, χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό *Ansys*, το οποίο παρέχει τη δυνατότητα ανάπτυξης συζευγμένου κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου και συνεπώς παρέχει πιο ακριβή αποτελέσματα, όπως θα εξηγηθεί στη συνέχεια. Τέλος, προσομοιώθηκε η λειτουργία του κινητήρα στην περίπτωση που έχει βραχυκυκλωθεί ένας συγκεκριμένος αριθμός σπειρών του τυλίγματος του.

5.2 Υλοποίηση δυναμικού μοντέλου σύγχρονου κινητήρα MM

Σε πρώτη φάση η μελέτη του βραχυκυκλώματος πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον *MatLab-Simulink*, αξιοποιώντας δεδομένα που προήλθαν μετά από πεδιακή ανάλυση του σύγχρονου κινητήρα με το λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων *FEMM*.

5.2.1 Εξισώσεις λειτουργίας δυναμικού μοντέλου

Το μοντέλο που αναπτύχθηκε στηρίχθηκε στις αναλυτικές εξισώσεις τάσης και ροπής των σύγχρονων κινητήρων μόνιμων μαγνητών όπως αναλύθηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο και οι οποίες παρουσιάζονται συνοπτικά στη συνέχεια:

$$U_d = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} - \omega_e \cdot L_q \cdot I_q \quad (5.1)$$

$$U_q = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_e \cdot (\Lambda_m + L_d \cdot I_d) \quad (5.2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\Lambda_d \cdot I_q - \Lambda_q \cdot I_d) \quad (5.3a)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot [\Lambda_m \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q] \quad (5.3\beta)$$

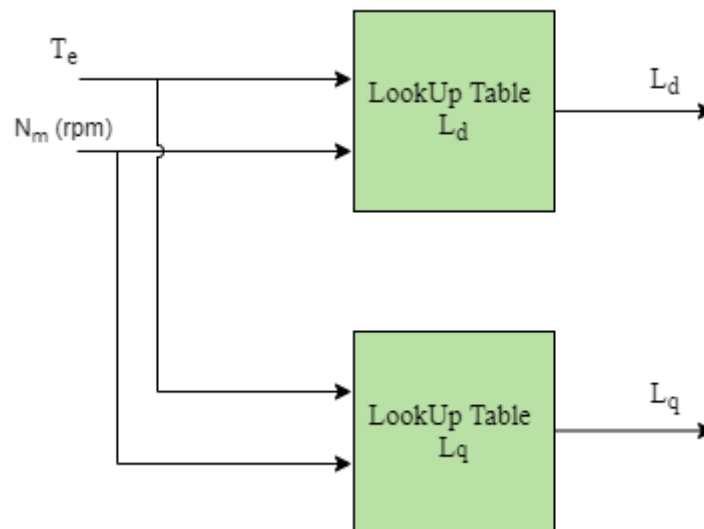
$$T_e = J \cdot \frac{2}{P} \cdot \frac{d\omega_e}{dt} + T_L \quad (5.4)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Έτσι, το μοντέλο μας αποτελείται από τις παραπάνω εξισώσεις (5.1)-(5.4) καθώς και από το μετασχηματισμό *Park* και τον αντίστροφό του, σχέσεις (5.5) και (5.6) αντίστοιχα. Τα μεγέθη που χρειάζονται για την υλοποίησή του, όπως η αντίσταση τυλίγματος R_s , η μαγνητική ροή του μαγνήτη Λ_m και η ροπή αδράνειας J υπολογίστηκαν ακολουθώντας τις μεθοδολογίες που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Όπως έχει αναφερθεί στους κινητήρες εσωτερικών μόνιμων μαγνητών τα φαινόμενα κορεσμού στις μαγνητικές γέφυρες καθώς και τα φαινόμενα αμοιβαίας μαγνητικής σύζευξης μεταξύ των δύο αξόνων είναι έντονα. Το γεγονός αυτό καθιστά αναγκαίο τον ακριβή υπολογισμό των αυτεπαγωγών, ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερη ακρίβεια κατά τη δυναμική προσομοίωση του κινητήρα. Για το λόγο αυτό το μοντέλο που υλοποιήθηκε περιέχει έναν πίνακα αντιστοίχισης τιμών (look-up table), ο οποίος δέχεται ως εισόδους τις τιμές της ταχύτητας περιστροφής (ΣΑΛ) και της ροπής του κινητήρα κάθε στιγμή και τις αντιστοιχίζει με την κατάλληλη τιμή αυτεπαγωγής ορθού και κάθετου άξονα, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.1.



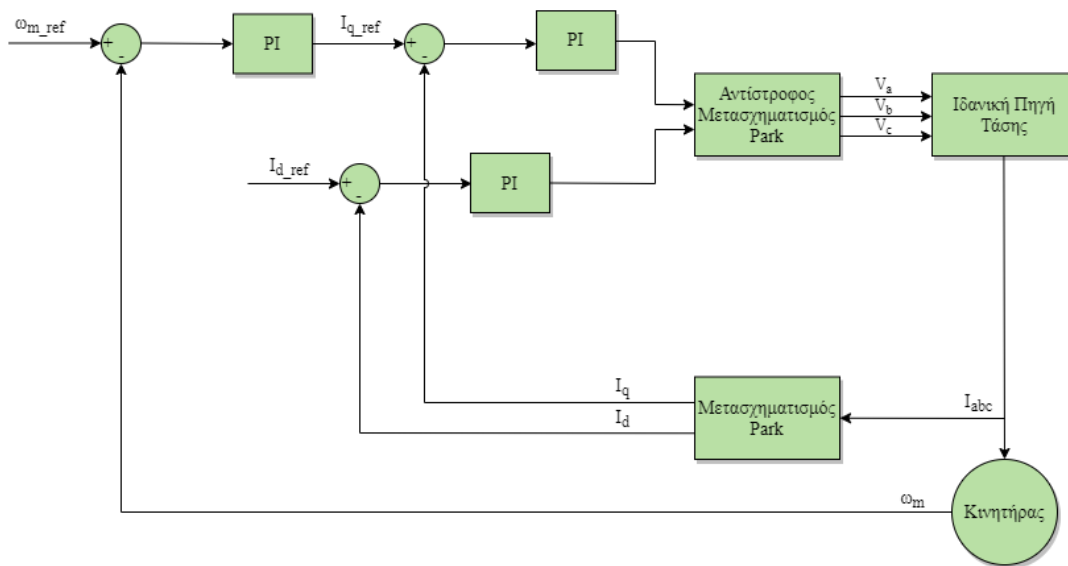
Σχήμα 5.1 Διάγραμμα πινάκων αντιστοίχισης για τις αυτεπαγωγές ορθού και εγκάρσιου άξονα

5.2.2 Μέθοδος ελέγχου σύγχρονου κινητήρα

Η τεχνική ελέγχου που εφαρμόζεται σε έναν κινητήρα είναι ιδιαίτερα σημαντική για τη λειτουργία του. Με τη χρήση του μοντέλου δύο αξόνων επιτυγχάνεται η αποσύζευξη του μαγνητικού και του ηλεκτρικού μέρους του κινητήρα. Από τη σχέση 5.3α είναι εμφανές ότι μηδενίζοντας το ρεύμα του ορθού άξονα I_d μεγιστοποιείται η ηλεκτρομαγνητική ροπή και η διέγερση της μηχανής οφείλεται αποκλειστικά στη μαγνητική ροή των μαγνητών. Ο πιο απλός έλεγχος που μπορεί να εφαρμοστεί σε

ένα σύγχρονο κινητήρα είναι ο έλεγχος ρεύματος με γραμμικούς PI-ελεγκτές, όπως στις μηχανές συνεχούς ρεύματος.

Το σύστημα ελέγχου της μηχανής περιλαμβάνει τρεις PI-ελεγκτές για την ταχύτητα, το ρεύμα ορθού άξονα I_d και το ρεύμα εγκάρσιου άξονα I_q . Ο ελεγκτής της ταχύτητας είναι υπεύθυνος, φυσικά, για τη διατήρηση της ταχύτητας περιστροφής της μηχανής στην επιθυμητή τιμή. Η έξοδος του αποτελεί την αναφορά του ρεύματος εγκάρσιου άξονα. Το ρεύμα αναφοράς του ορθού άξονα ορίζεται μηδενικό ώστε να επιτυγχάνεται λειτουργία μέγιστης ροπής ανά αμπέρ (ΜΤΡΑ). Το δομικό διάγραμμα του μοντέλου παρουσιάζεται στο σχήμα 5.2.



Σχήμα 5.2 Δομικό διάγραμμα δυναμικού μοντέλου

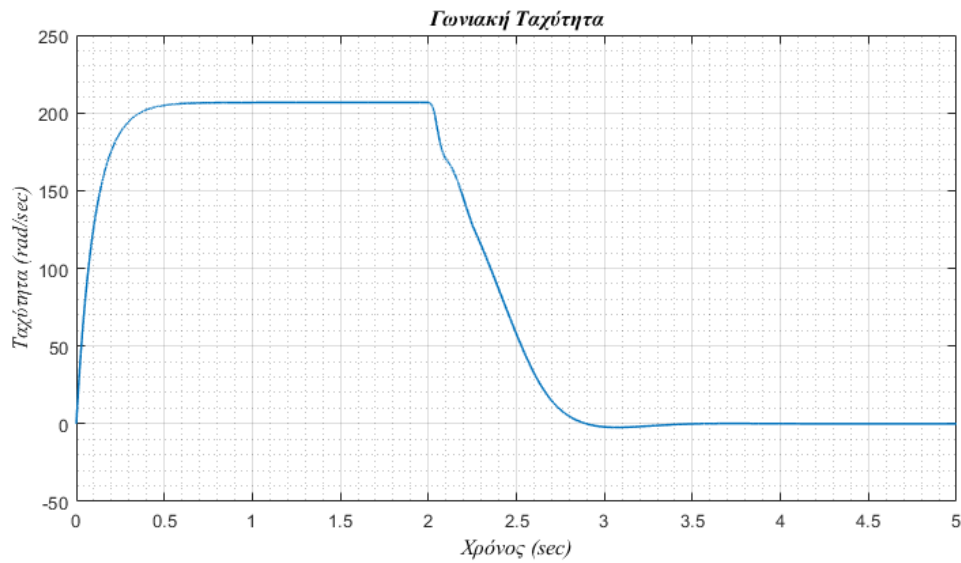
5.3 Ανάλυση τριφασικού βραχυκυκλώματος σύγχρονου κινητήρα MM

Τα μεγέθη που μελετήθηκαν με το δυναμικό μοντέλο είναι η ταχύτητα περιστροφής, η ηλεκτρομαγνητική ροπή και τα τριφασικά ρεύματα. Μετά την προσομοίωση του βραχυκυκλώματος εξετάστηκε η κατανομή του πεδίου του κινητήρα πριν και μετά το βραχυκύκλωμα.

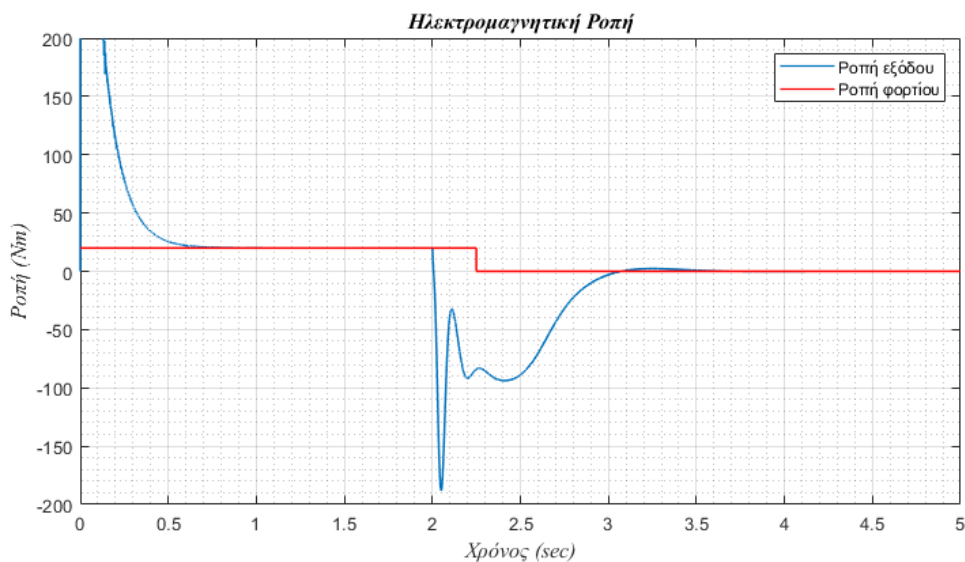
5.3.1 Λειτουργία κινητήρα σε ονομαστική ταχύτητα περιστροφής υπό φορτίο άξονα 20 Nm και 50 Nm

Στην αρχή προσομοιάθηκε η απόκριση του κινητήρα σε τριφασικό βραχυκύκλωμα, όταν ο κινητήρας περιστρέφεται με ονομαστική ταχύτητα και υπό φορτίο 20 Nm. Στο σχήμα 5.3 παρατίθενται τα διαγράμματα της ταχύτητας και της ροπής.

Το βραχυκύκλωμα συμβαίνει τη χρονική στιγμή 2 sec οπότε και αρχίζει να μειώνεται η ταχύτητα του κινητήρα. Την ίδια στιγμή η παραγόμενη ροπή του κινητήρα παρουσιάζει μία έντονη βύθιση και στη συνέχεια με μία μικρή ταλάντωση προσεγγίζει το μηδέν, καθώς μετά το βραχυκύκλωμα μηδενίζουμε τη ροπή φορτίου.



(α)

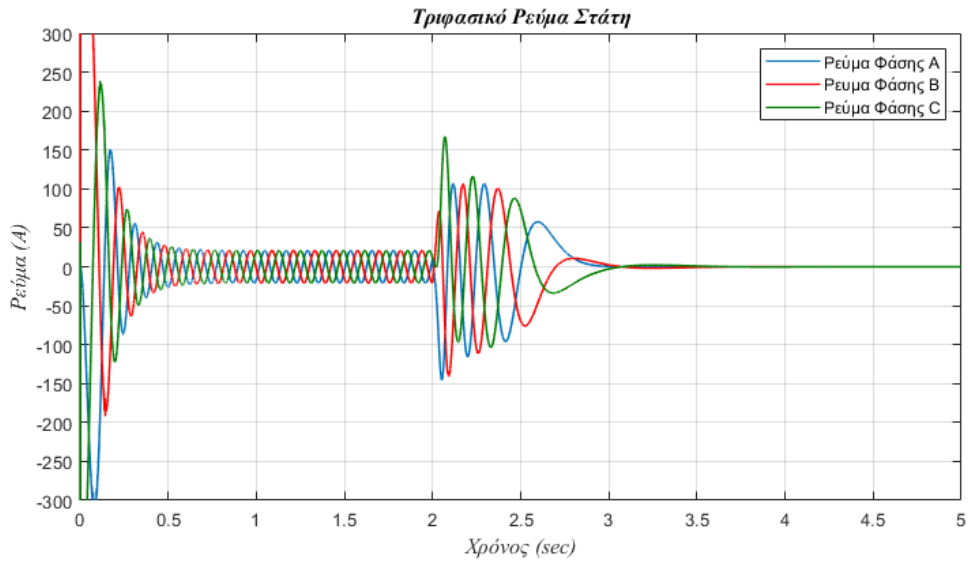


(β)

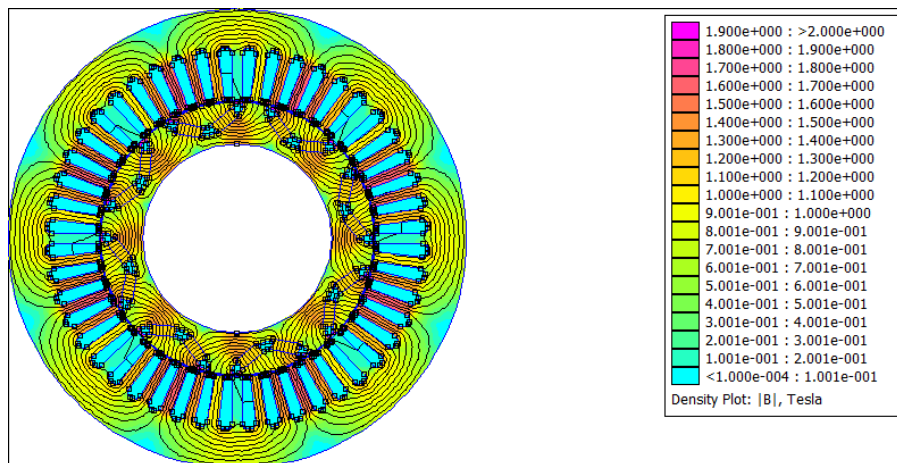
Σχήμα 5.3 (α) Ταχύτητα περιστροφής κινητήρα $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΑ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$
(β) Ροπή κινητήρα (μπλε χρώμα), ροπή φορτίου (κόκκινο χρώμα)

Στο σχήμα 5.4 φαίνονται τα ρεύματα που διαρρέουν τα τυλίγματα του στάτη καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης. Παρατηρούμε ότι πριν το βραχυκύκλωμα το μέτρο των ρευμάτων είναι κοντά στα 20 A , ενώ κατά τη διάρκεια του βραχυκυκλώματος σταθεροποιούνται κοντά στα 100 A . Έχουμε, δηλαδή, τετραπλασιασμό του μέτρου τους.

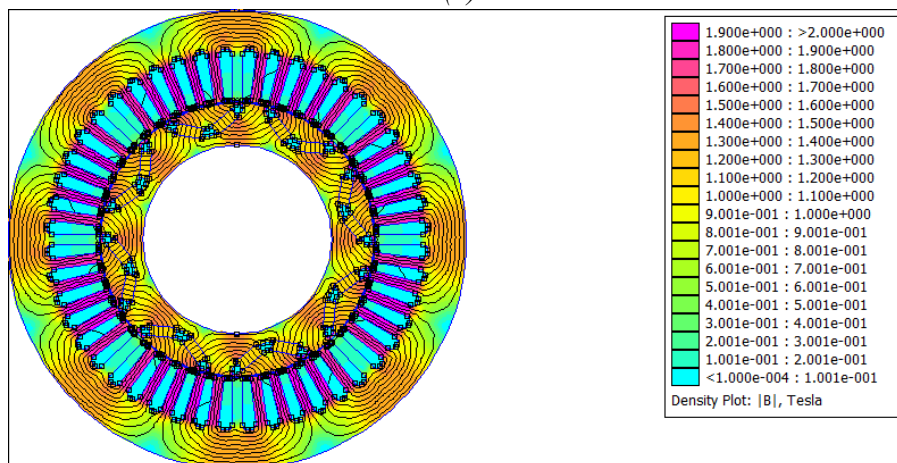
Στο σχήμα 5.5 παρουσιάζονται δύο στιγμιότυπα του πεδίου του ηλεκτρικού κινητήρα για ρεύμα στάτη μέτρου 20 A και 100 A , ώστε να ελέγξουμε την κατανομή του πεδίου και την ύπαρξη ή όχι κορεσμού στον κινητήρα. Παρατηρούμε ότι το ρεύμα το οποίο διαρρέει τα τυλίγματα του στάτη κατά το βραχυκύκλωμα προκαλεί αύξηση του μέτρου της μαγνητικής επαγωγής στον κινητήρα. Στο σχήμα 5.5(β) είναι εμφανές ότι η μαγνητική ροή στα δόντια του στάτη και στις μαγνητικές γέφυρες του δρομέα είναι ιδιαίτερα αυξημένη σε σχέση με την κατανομή του σχήματος 5.5(α).



Σχήμα 5.4 Τριφασικό ρεύμα στάτη , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΑ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$



(α)

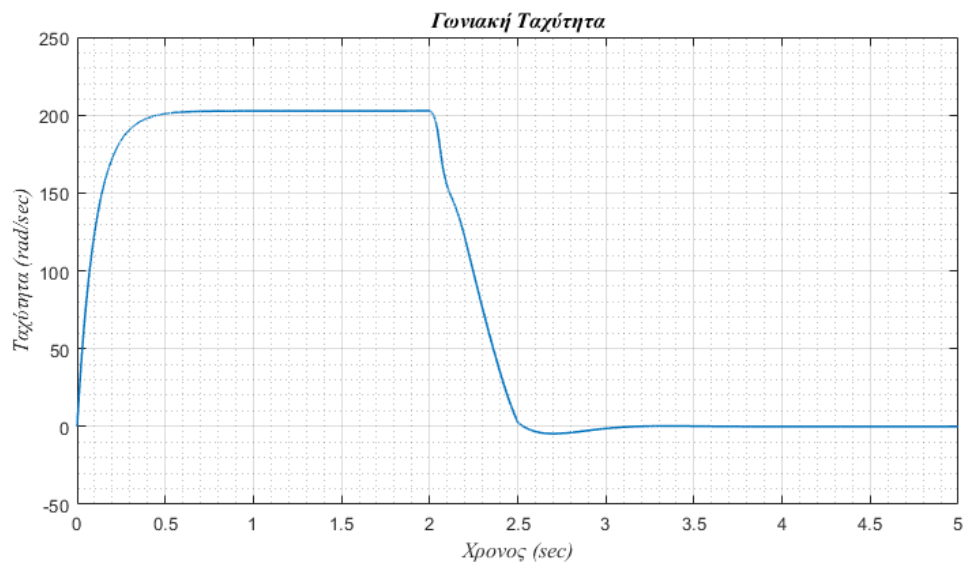


(β)

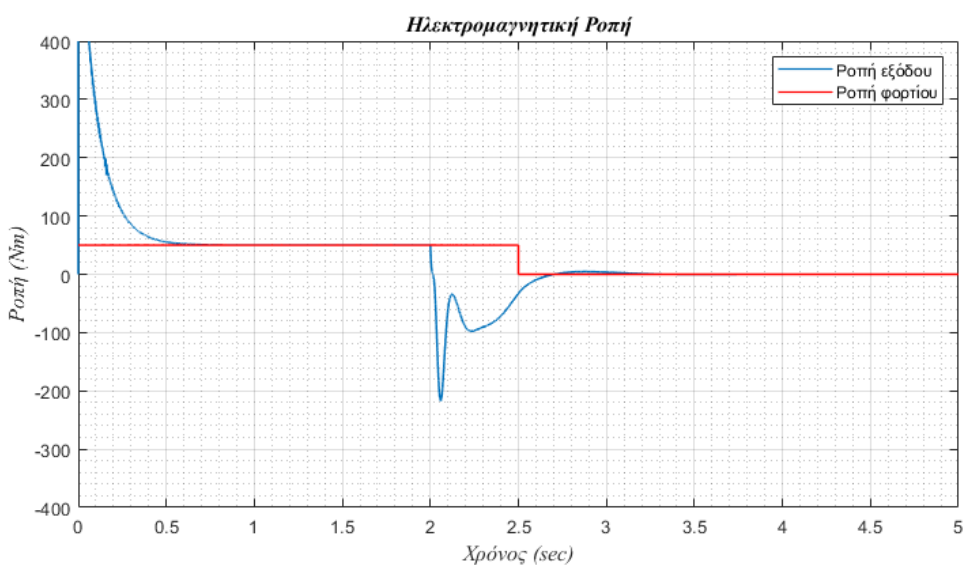
Σχήμα 5.5 (α) Κατανομή μαγνητικού πεδίου , $I_{rms} = 20A$

(β) Κατανομή μαγνητικού πεδίου , $I_{rms} = 100A$

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για λειτουργία του κινητήρα υπό φορτίο 50 Nm και ονομαστική ταχύτητα περιστροφής. Στο σχήμα 5.6 παρουσιάζονται η ταχύτητα περιστροφής και η ροπή εξόδου του κινητήρα. Το βραχυκύκλωμα συμβαίνει και πάλι στα 2 sec , έτσι ώστε η ταχύτητα του κινητήρα να έχει σταθεροποιηθεί στην επιθυμητή τιμή.



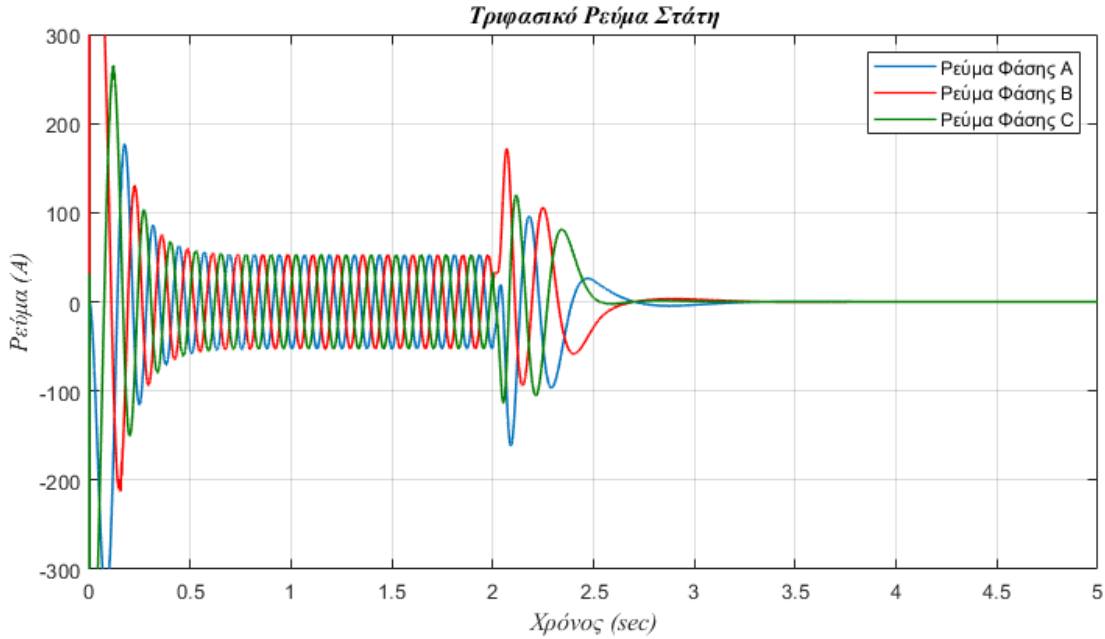
(α)



(β)

Σχήμα 5.6 (α) Ταχύτητα περιστροφής κινητήρα , $\omega_{rot} = 2000\text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 50\text{ Nm}$
(β) Ροπή κινητήρα (μπλε χρώμα) , ροπή φορτίου (κόκκινο χρώμα)

Παρατηρούμε και πάλι ότι τη στιγμή του βραχυκυκλώματος η ροπή εξόδου του κινητήρα παρουσιάζει μία βύθιση και στη συνέχεια ταλαντώνεται ελαφρώς και καταλήγει στο μηδέν. Στο σχήμα 5.7 παρατίθενται τα τριφασικά ρεύματα του στάτη. Στην περίπτωση αυτή η διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου είναι μικρότερη, καθώς το φορτίο που καλείται να εξυπηρετήσει ο κινητήρας είναι μεγαλύτερο και συνεπώς η ταχύτητα του κινητήρα μειώνεται πιο γρήγορα.



Σχήμα 5.7 Τριφασικό ρεύμα στάτη , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 50 \text{ Nm}$

5.4 Υλοποίηση συζευγμένου κυκλωματικού - πεδιακού μοντέλου σύγχρονου κινητήρα

Υπάρχουν δύο κύριες προσεγγίσεις για τη σύζευξη του μοντέλου πεπερασμένων στοιχείων με το κυκλωματικό μοντέλο. Στην πρώτη κατηγορία τα δύο μοντέλα συνδέονται άμεσα και η επίλυσή τους γίνεται ταυτόχρονα. Η δεύτερη προσέγγιση συνδέει έμμεσα τα δύο μοντέλα, τα οποία θεωρούνται συστήματα που επιλύονται ξεχωριστά και ανταλλάσσουν ηλεκτρικά μεγέθη σε κάθε χρονικό βήμα[17]. Η μέθοδος αυτή, ωστόσο, είναι ιδιαίτερα χρονοβόρα καθώς η επίλυση του μοντέλου πεπερασμένων στοιχείων κάθε χρονική στιγμή παρουσιάζει μεγάλο υπολογιστικό κόστος.

Σε δεύτερη φάση υλοποιήθηκε συζευγμένο κυκλωματικό - πεδιακό μοντέλο, χρησιμοποιώντας το λογισμικό *Ansys*, για τη μελέτη του βραχυκυκλώματος. Το λογισμικό αυτό παρέχει αυτοματοποιημένες λειτουργίες και δεν είναι απαραίτητη η ανάπτυξη κώδικα, όπως στην περίπτωση του *FEMM*. Έτσι, καθίσταται πιο εύκολη και πιο ακριβής η μελέτη της μεταβατικής συμπεριφοράς της μηχανής.

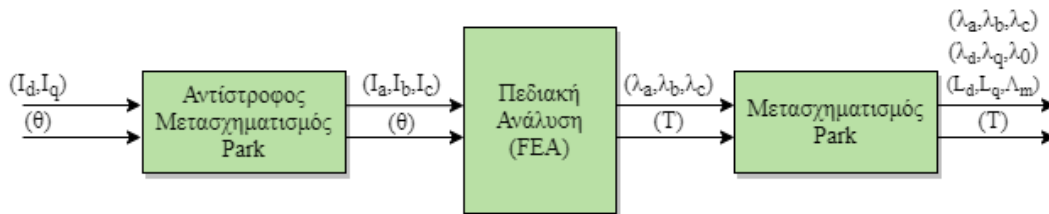
5.4.1 Πεδιακή ανάλυση σύγχρονου κινητήρα

Αρχικά σχεδιάζεται η γεωμετρία της μηχανής, ώστε να πραγματοποιηθεί η πεδιακή της ανάλυση. Για τη μείωση του υπολογιστικού κόστους αξιοποιείται και σε αυτή την περίπτωση η πλήρης γεωμετρική και ηλεκτρική συμμετρία της μηχανής και αναλύεται μόνο ένας πόλος της μηχανής, εφαρμόζοντας τις οριακές συνθήκες που αναλύθηκαν στην παράγραφο 4.3.2.5. Για τη δημιουργία του τελικού κυκλωματικού μοντέλου δημιουργούνται δύο υπό-μοντέλα, εκ των οποίων το ένα προσομοιώνει την ολίσθηση των τριφασικών ρευμάτων στα τυλίγματα της μηχανής και το άλλο προσομοιώνει την περιστροφή του δρομέα.

Το μοντέλο για την προσομοίωση των ρευμάτων αξιοποιεί τα ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα. Ο χρήστης μέσω της διεπαφής του λογισμικού καθορίζει το βήμα και το εύρος των ρευμάτων. Στην παρούσα εργασία επιλέχθηκε να εξεταστούν ρεύματα ευθέως και εγκάρσιου άξονα σε εύρος τιμών $[-300A, 300A]$ με βήμα $30A$. Οι αρνητικές τιμές των ρευμάτων αφορούν τη λειτουργία εξασθένισης πεδίου για υψηλές ταχύτητες περιστροφής του κινητήρα. Το μοντέλο προσομοίωσης της περιστροφής του δρομέα καθορίζει τη συνολική γωνία περιστροφής του δρομέα και το βήμα αυτής για κάθε ζεύγος τιμών I_d-I_q που προκύπτει. Για τη δημιουργία του μοντέλου μας επιλέχθηκε η γωνία περιστροφής του δρομέα να είναι 15 μηχανικές μοίρες, που αντιστοιχούν σε 60 ηλεκτρικές μοίρες, και μοναδιαίο βήμα προσομοίωσης.

5.4.2 Τελικό κυκλωματικό – πεδιακό μοντέλο σύγχρονου κινητήρα

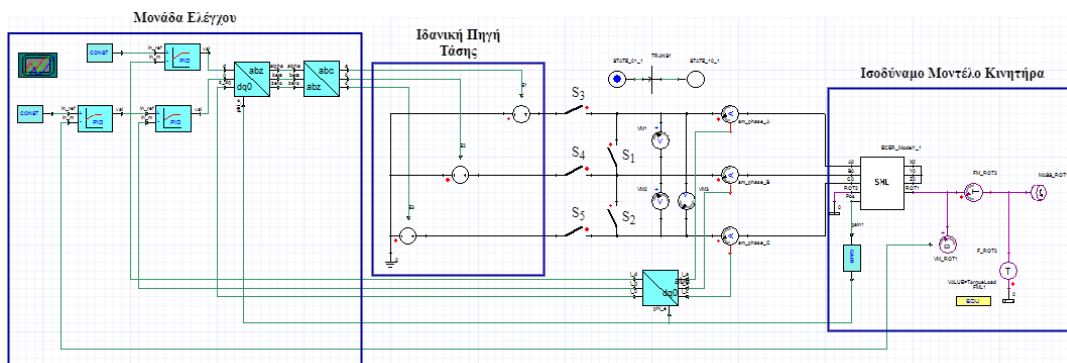
Το τελικό κυκλωματικό μοντέλο βασίζεται σε έναν πίνακα αντιστοίχισης από τον υπολογισμό του μαγνητικού πεδίου για κάθε θέση του δρομέα για διάφορες τιμές των ρευμάτων χρησιμοποιώντας γραμμική παρεμβολή για μεγαλύτερη ακρίβεια. Το διάγραμμα της υλοποίησης του συζευγμένου κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου παρουσιάζεται στο σχήμα 5.8.



Σχήμα 5.8 Διάγραμμα υλοποίησης συζευγμένου μοντέλου

Ο έλεγχος του κινητήρα πραγματοποιείται και πάλι από τρεις PI-ελεγκτές για την ταχύτητα περιστροφής, το ρεύμα ορθού και το ρεύμα κάθετου άξονα. Η επιθυμητή τιμή του ρεύματος ορθού άξονα ορίζεται μηδενική ώστε να επιτυγχάνεται έλεγχος MTPA, όπως και στο μοντέλο του *Simulink*. Θεωρούμε ότι έχουμε ιδανική τριφασική πηγή τάσης, ώστε να μπορούμε να συγκρίνουμε τα αποτελέσματα των δύο μοντέλων.

Το λογισμικό *Ansys* παρέχει τη δυνατότητα ένταξης ενός εικονικού αντιγράφου του ηλεκτρικού κινητήρα στο κυκλωματικό μοντέλο, που προκύπτει μετά από την πεδιακή ανάλυσή του. Με αυτόν τον τρόπο προσομοιώνοντας τη μεταβατική λειτουργία της μηχανής είναι δυνατόν να παρατηρηθούν και χαρακτηριστικά που αφορούν την πεδιακή της ανάλυση, όπως η κυμάτωση ροπής.



Σχήμα 5.9 Μοντέλο προσομοίωσης κινητήρα Prius με χρήση του λογισμικού Ansys

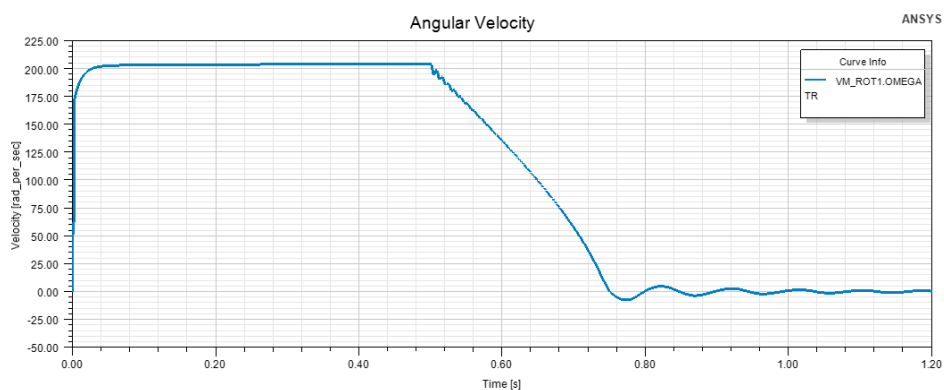
Στο σχήμα 5.9 απεικονίζεται το συζευγμένο μοντέλο του κινητήρα μας. Διακρίνονται τα τρία βασικά τμήματα του κυκλωματικού μοντέλου, η μονάδα ελέγχου, η πηγή τάσης που τροφοδοτεί τον κινητήρα και θεωρείται ιδανική και το ισοδύναμο μοντέλο του κινητήρα μετά την πεδιακή ανάλυση.

5.5 Ανάλυση βραχυκυκλώματος σύγχρονου κινητήρα με χρήση συζευγμένου μοντέλου

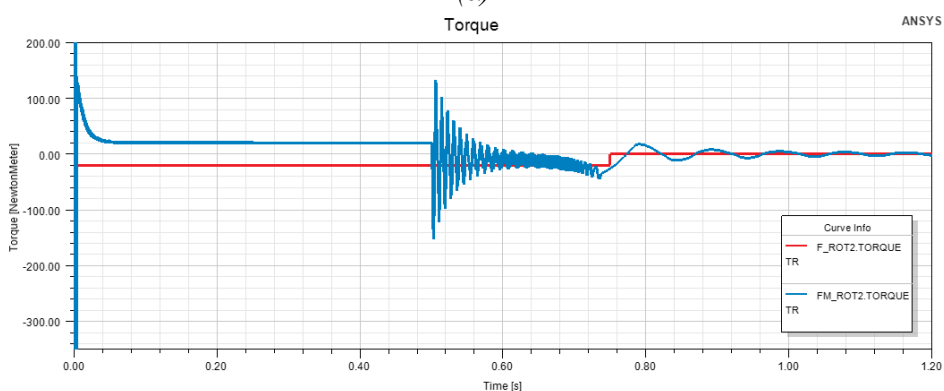
Στο παραπάνω σχήμα 5.9 οι διακόπτες S_1 - S_5 χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση των βραχυκυκλωμάτων. Στην αρχή της προσομοίωσης οι διακόπτες S_3 - S_5 είναι κλειστοί ενώ οι διακόπτες S_1, S_2 είναι ανοικτοί. Με αυτόν τον τρόπο ο κινητήρας τροφοδοτείται κανονικά από την ιδανική πηγή τάσης.

5.5.1 Τριφασικό βραχυκύκλωμα

Για την υλοποίηση ενός τριφασικού βραχυκυκλώματος οι διακόπτες S_3, S_4, S_5 ανοίγουν και την ίδια στιγμή οι διακόπτες S_1, S_2 κλείνουν ώστε να βραχυκυκλωθούν οι τρεις φάσεις εισόδου του κινητήρα. Αρχικά εξετάζεται η περίπτωση βραχυκυκλώματος για περιστροφή του κινητήρα με ονομαστική ταχύτητα, 2000 ΣΑΛ, και υπό φορτίο 20Nm.



(α)

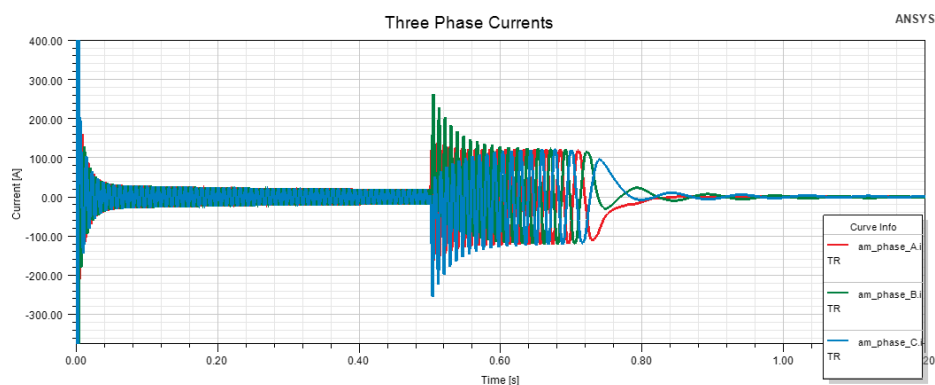


(β)

Σχήμα 5.10 (α) Ταχύτητα περιστροφής κινητήρα , $\omega_{rot} = 2000\Sigma\Lambda\Lambda$, $T_L = 20Nm$
(β) Διάγραμμα ροπής, ροπή φορτίου (κόκκινο χρώμα), ηλεκτρομαγνητική ροπή (μπλε χρώμα)

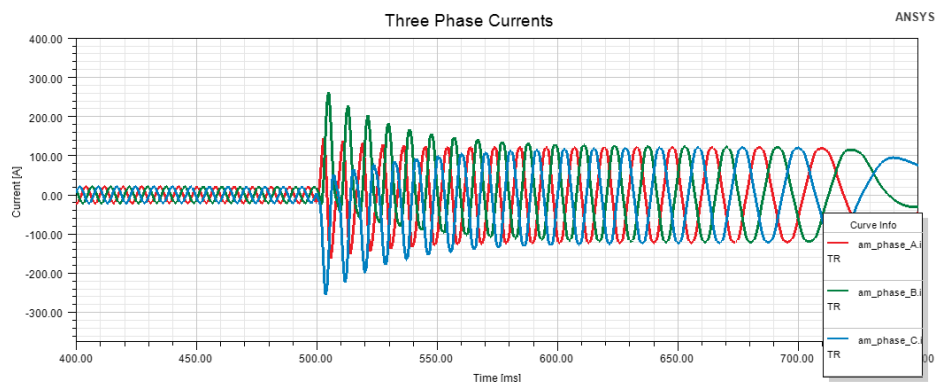
Στο σχήμα 5.10 παρατηρούμε την ταχύτητα περιστροφής και τη ροπή του κινητήρα κατά το τριφασικό βραχυκύκλωμα. Το βραχυκύκλωμα συμβαίνει όταν η μηχανή βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση, δηλαδή όταν περιστρέφεται με την επιθυμητή ταχύτητα και παράγει την απαιτούμενη ροπή ώστε να εξυπηρετεί το φορτίο. Από τη στιγμή του βραχυκυκλώματος και μετά η ταχύτητα της μηχανής αρχίζει να μειώνεται μέχρι τελικά να μηδενιστεί. Σε αυτό το διάστημα η παραγόμενη ροπή από τον κινητήρα παρουσιάζει ταλαντώσεις, το πλάτος των οποίων μειώνεται καθώς μειώνεται η ταχύτητα.

Στο σχήμα 5.11 παρατίθενται τα τριφασικά ρεύματα στάτη πριν και μετά το βραχυκύκλωμα. Παρατηρούμε ότι από τη στιγμή του βραχυκυκλώματος και καθ' όλη τη διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου η τιμή των ρευμάτων είναι ιδιαίτερα αυξημένη. Στο σχήμα 5.12(a) μπορούμε να διακρίνουμε καλύτερα τις κυματομορφές των ρευμάτων. Τη στιγμή του βραχυκυκλώματος το μέτρο των ρευμάτων αυξάνεται απότομα και στη συνέχεια μειώνεται σταδιακά μέχρι να φτάσει μία νέα "μόνιμη κατάσταση" κατά την οποία η τιμή του ρεύματος είναι σχεδόν τετραπλάσια της τιμής προ του βραχυκυκλώματος.

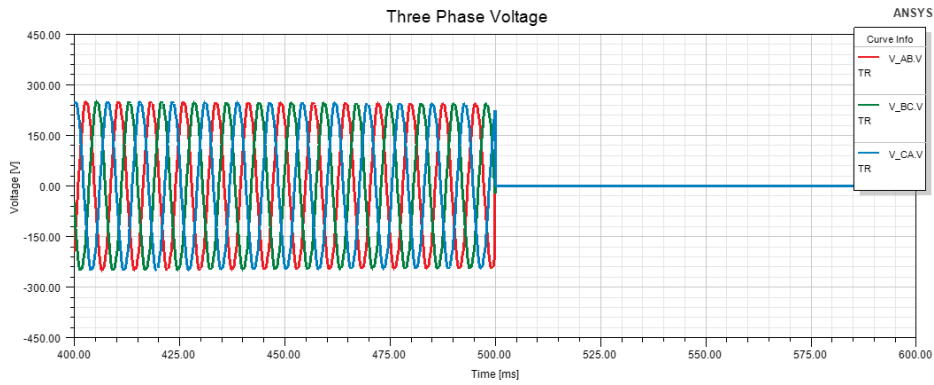


Σχήμα 5.11 Τριφασικό ρεύμα στάτη πριν και μετά το βραχυκύκλωμα

Στο σχήμα 5.12(β) παρουσιάζονται οι πολικές τάσεις εισόδου της μηχανής πριν το βραχυκύκλωμα. Από τη στιγμή του βραχυκυκλώματος και μετά οι πολικές τάσεις είναι μηδενικές.



(a)

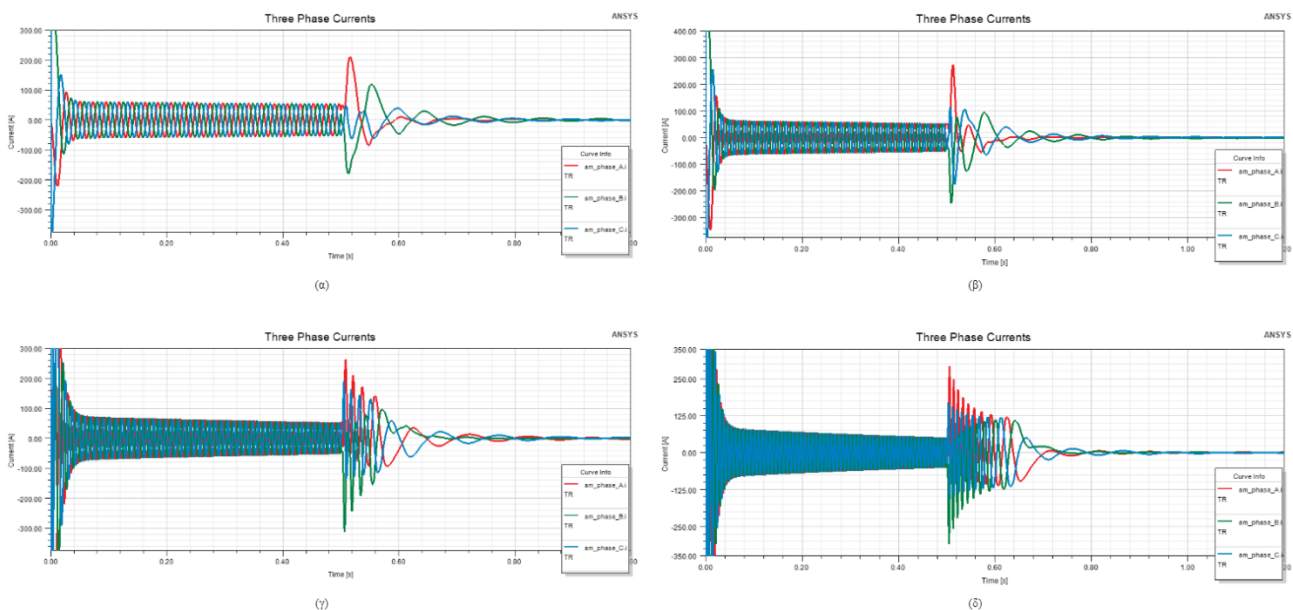


(β)

Σχήμα 5.12 (α) Τριφασικό ρεύμα στάτη κατά τη μεταβατική περίοδο
(β) Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα πριν και μετά το βραχυκύκλωμα

5.5.1.1 Συγκριτική παρουσίαση αποτελεσμάτων για διαφορετικές τιμές ταχύτητας περιστροφής

Στη συνέχεια επιχειρείται μία σύγκριση των αποτελεσμάτων προσομοίωσης τριφασικού βραχυκυκλώματος για διαφορετικές ταχύτητες περιστροφής. Πιο συγκεκριμένα προσομοιώθηκε η λειτουργία του κινητήρα για ροπή φορτίου 50Nm και για τέσσερις διαφορετικές ταχύτητες περιστροφής, 750ΣΑΛ, 1000ΣΑΛ, 1500ΣΑΛ και 2000ΣΑΛ.

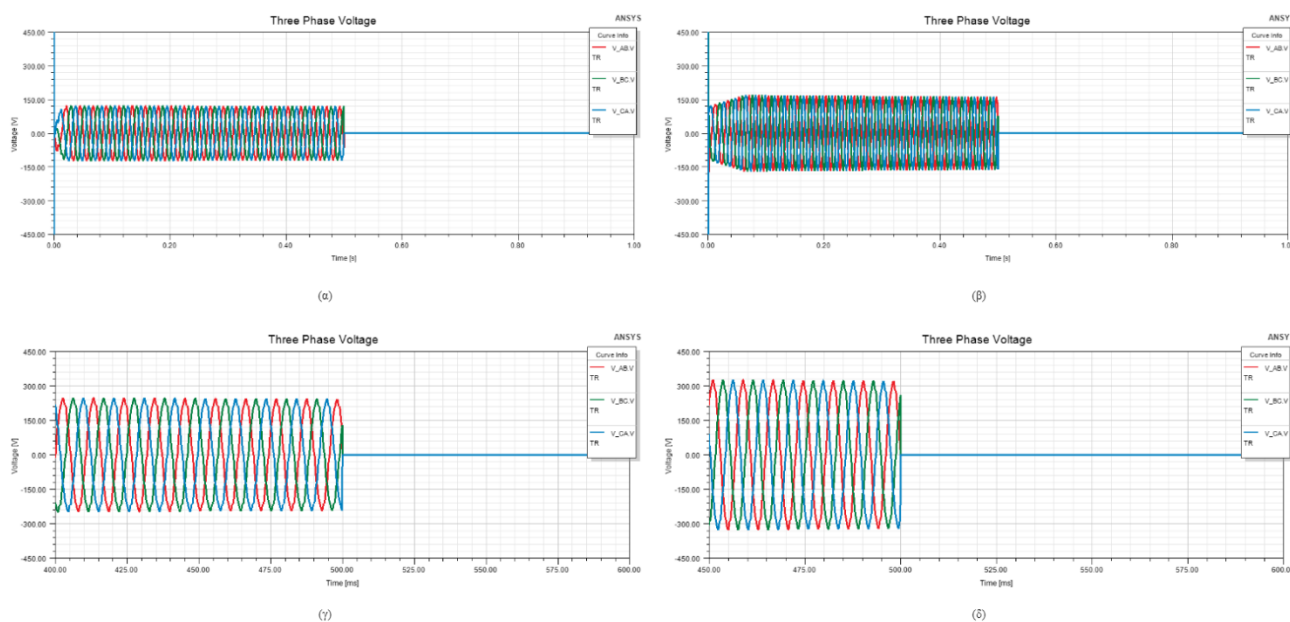


Σχήμα 5.13 (α) Τριφασικό ρεύμα στάτη για ταχύτητα περιστροφής , $\omega_{rot} = 750 \text{ ΣΑΛ}$,
(β) Τριφασικό ρεύμα στάτη για ταχύτητα περιστροφής , $\omega_{rot} = 1000 \text{ ΣΑΛ}$,
(γ) Τριφασικό ρεύμα στάτη για ταχύτητα περιστροφής , $\omega_{rot} = 1500 \text{ ΣΑΛ}$,
(δ) Τριφασικό ρεύμα στάτη για ταχύτητα περιστροφής $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$.

Από τα διαγράμματα του σχήματος 5.13 παρατηρείται ότι με την αύξηση της επιθυμητής ταχύτητας περιστροφής αυξάνεται και η συχνότητα των ρευμάτων με τα οποία τροφοδοτείται ο κινητήρας, όπως και αναμέναμε. Επιπλέον, παρατηρούμε ότι με την αύξηση της ταχύτητας αυξάνεται και η τιμή του ρεύματος τη στιγμή του βραχυκυκλώματος. Ειδικότερα, στην περίπτωση που ο κινητήρας περιστρέφεται με την ονομαστική ταχύτητα, το ρεύμα τη στιγμή του βραχυκυκλώματος προσεγγίζει

τα 280A, ενώ λίγο πριν το βραχυκύκλωμα ήταν κοντά στα 50A. Κατά τη διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου τα ρεύματα του στάτη σταθεροποιούνται και αποκτούν μέτρο διπλάσιας τιμής από αυτό προ του βραχυκυκλώματος. Ο κινητήρας λειτουργεί με ρεύμα περίπου 100A μέχρι να μηδενιστεί η ταχύτητά του, περίπου για 150ms.

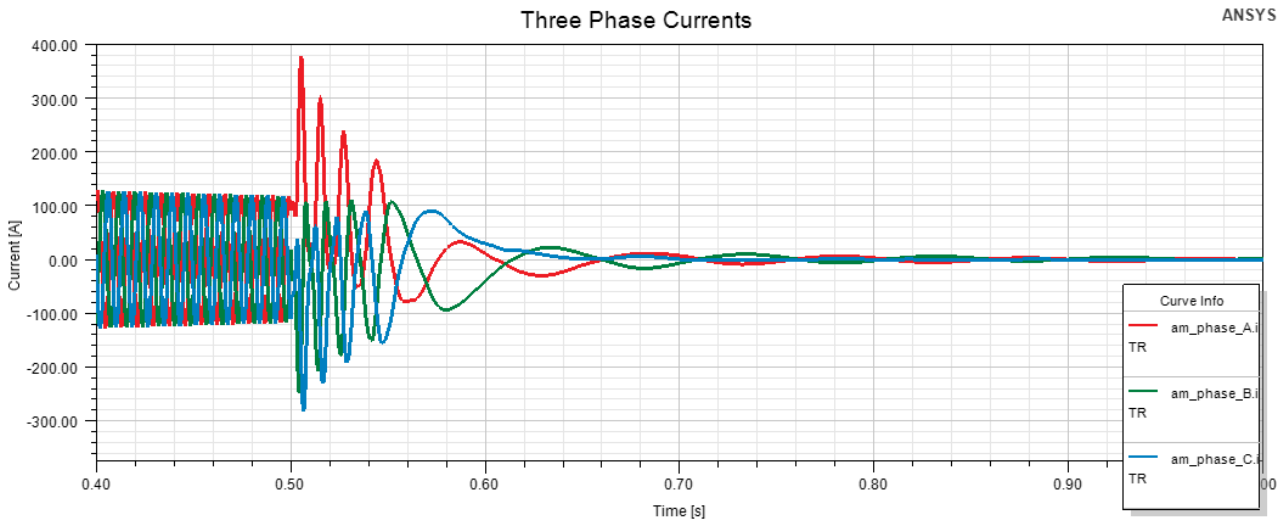
Στο σχήμα 5.14 φαίνονται οι κυματομορφές της τάσης εισόδου του κινητήρα. Παρατηρούμε ότι καθώς αυξάνεται η ταχύτητα περιστροφής αυξάνεται και το πλάτος της απαιτούμενης τάσης εισόδου, όπως περιμέναμε.



Σχήμα 5.14 (α) Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα για ταχύτητα περιστροφής, $\omega_{rot} = 750 \text{ ΣΑΛ}$,
(β) Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα για ταχύτητα περιστροφής, $\omega_{rot} = 1000 \text{ ΣΑΛ}$,
(γ) Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα για ταχύτητα περιστροφής, $\omega_{rot} = 1500 \text{ ΣΑΛ}$,
(δ) Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα για ταχύτητα περιστροφής, $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$.

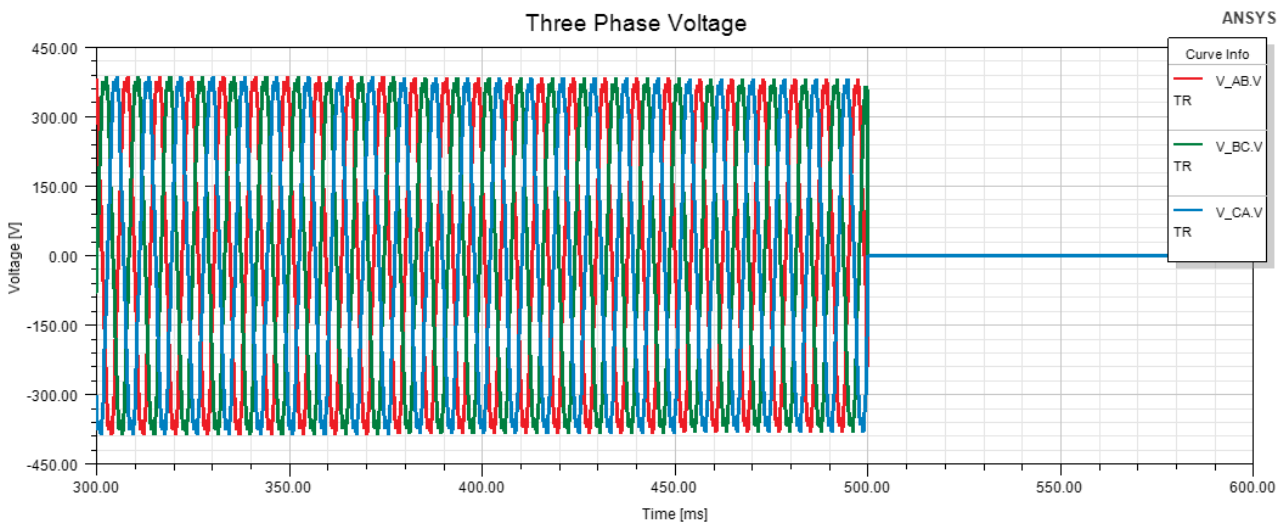
Στη συνέχεια προσομοιώθηκε το τριφασικό βραχυκύκλωμα όταν στον άξονα του κινητήρα συνδέεται φορτίο 100Nm για δύο διαφορετικές τιμές ταχύτητας περιστροφής, 1500ΣΑΛ και 2000ΣΑΛ.

Στο σχήμα 5.15 παρατίθεται το ρεύμα στάτη του κινητήρα, όταν αυτός περιστρέφεται με ονομαστική ταχύτητα. Παρατηρούμε ότι το ρεύμα βραχυκυκλώματος είναι ιδιαίτερα υψηλό στην περίπτωση υψηλότερου φορτίου στον άξονα του κινητήρα. Το ρεύμα τη στιγμή του βραχυκυκλώματος προσεγγίζει τα 400A, τιμή ιδιαίτερα υψηλή που μπορεί να προκαλέσει την καταστροφή των μονώσεων των τυλιγμάτων.



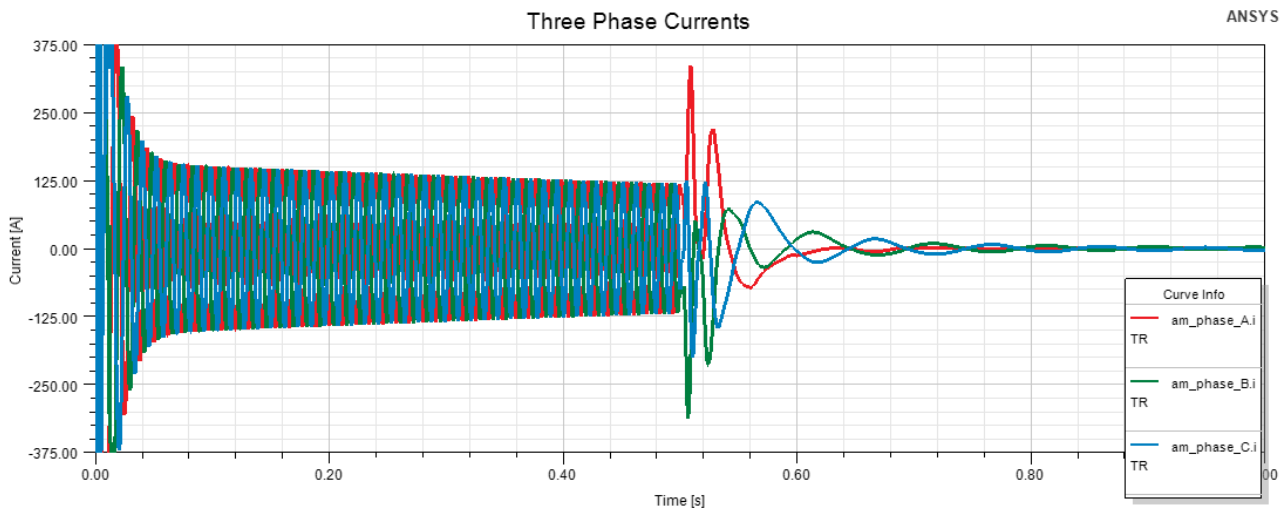
Σχήμα 5.15 Τριφασικό ρεύμα στάτη για ταχύτητα περιστροφής , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΑ}$, $T_L = 100\text{Nm}$

Στο σχήμα 5.16 φαίνεται η απαιτούμενη τάση εισόδου για λειτουργία του κινητήρα υπό φορτίο 100Nm και ονομαστική ταχύτητα περιστροφής. Από το παρακάτω σχήμα βλέπουμε ότι η τάση εισόδου του κινητήρα είναι κοντά στα 350V , τιμή η οποία είναι ιδιαίτερα υψηλή. Το όχημα Prius διαθέτει εκτός από αντιστροφέα και μετατροπέα συνεχούς ρεύματος (boost converter) για τη λειτουργία σε υψηλές ταχύτητες περιστροφής [].



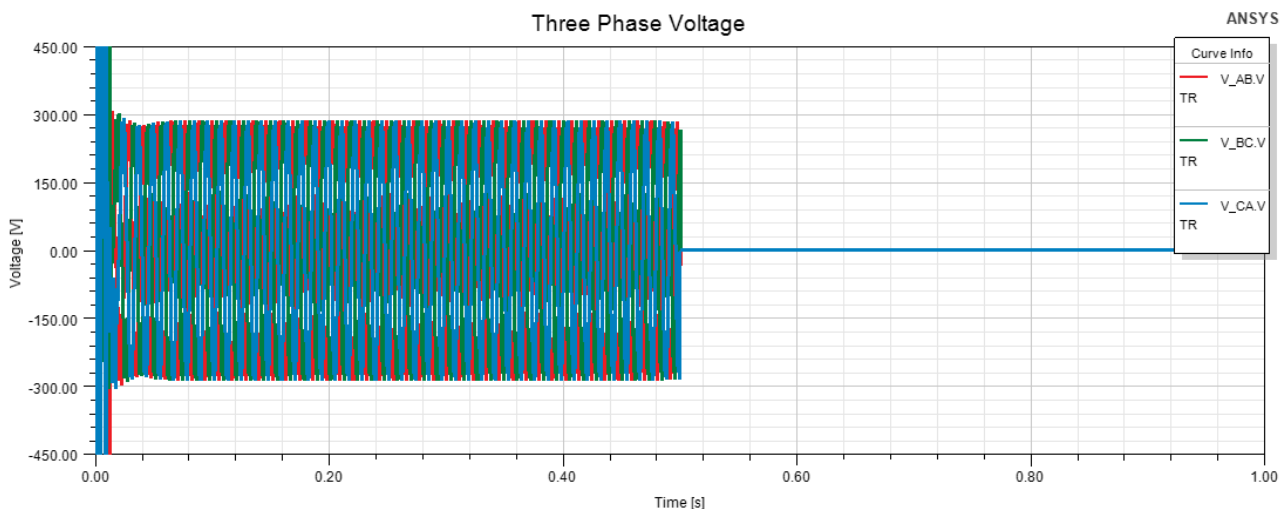
Σχήμα 5.16 Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΑ}$, $T_L = 100\text{Nm}$

Στο σχήμα 5.17 παρουσιάζεται το τριφασικό ρεύμα για ταχύτητα περιστροφής 1500ΣΑΑ . Παρατηρούμε ότι και σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα βραχυκυκλώματος είναι αρκετά υψηλό κοντά στα 325A .



Σχήμα 5.17 Τριφασικό ρεύμα στάτη για ταχύτητα περιστροφής, $\omega_{rot} = 1500 \text{ ΣΑΑ}$, $T_L = 100 \text{ Nm}$

Στο επόμενο σχήμα 5.18 παρατίθεται η τριφασική τάση εισόδου, όταν ο κινητήρας περιστρέφεται με ταχύτητα 1500 ΣΑΑ και το φορτίο είναι 100 Nm . Και πάλι η απαιτούμενη τάση εισόδου είναι αρκετά υψηλή κοντά στα 300 V .

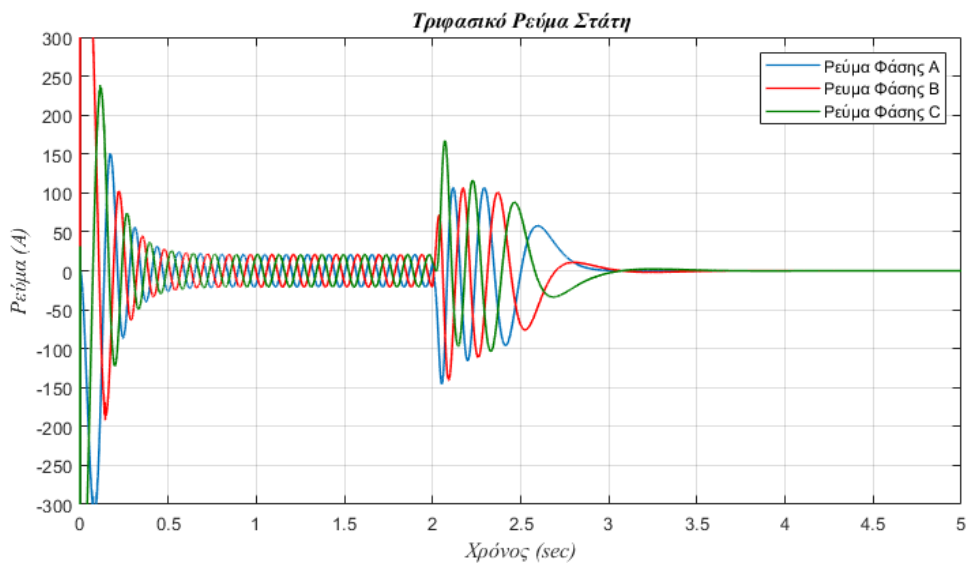


Σχήμα 5.18 Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα, $\omega_{rot} = 1500 \text{ ΣΑΑ}$, $T_L = 100 \text{ Nm}$

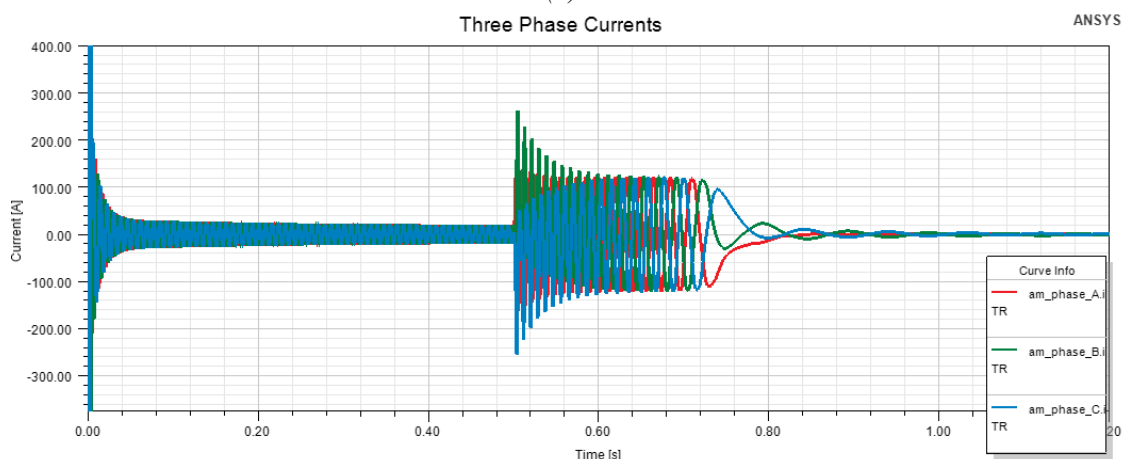
Όπως έγινε φανερό από τα παραπάνω διαγράμματα καθώς αυξάνεται το φορτίο στον άξονα του κινητήρα παρατηρείται και αύξηση του ρεύματος που διαρρέει τα τυλίγματα του στάτη. Αντίστοιχα, με αύξηση της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα αυξάνεται και η απαιτούμενη τάση εισόδου.

5.5.1.2 Σύγκριση συζευγμένου και δυναμικού μοντέλου

Κρίθηκε σκόπιμο να πραγματοποιηθεί μία σύγκριση των αποτελεσμάτων των δύο μοντέλων που αναπτύχθηκαν, ώστε να αξιολογηθεί η ακρίβειά τους. Παρακάτω παρουσιάζονται συγκριτικά τα αποτελέσματα προσομοίωσης του τριφασικού βραχυκυκλώματος, καθώς ο κινητήρας περιστρέφεται με ονομαστική ταχύτητα και εξυπηρετεί φορτίο 20 Nm . Τα μεγέθη που συγκρίνονται είναι τα τριφασικά ρεύματα του κινητήρα και η ροπή εξόδου του.



(α)

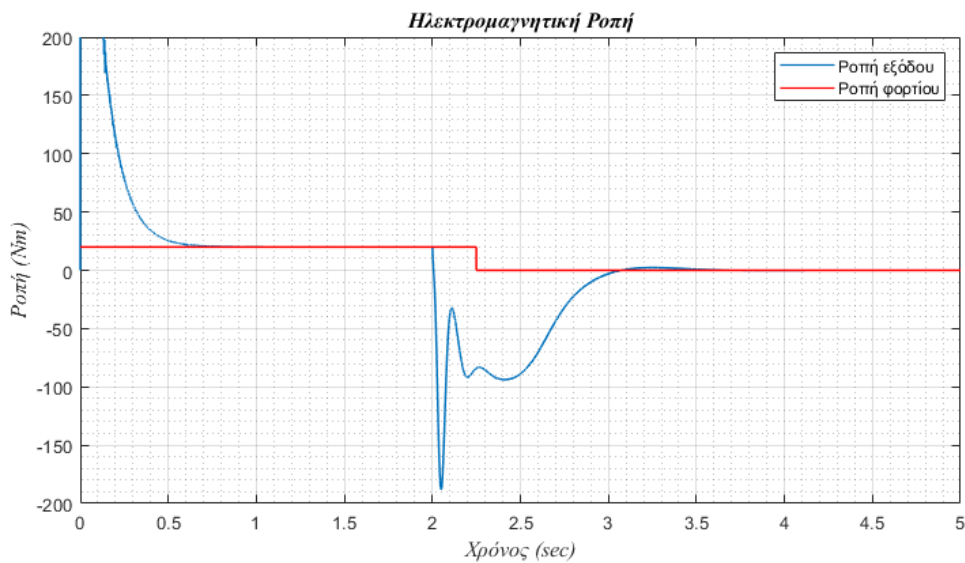


(β)

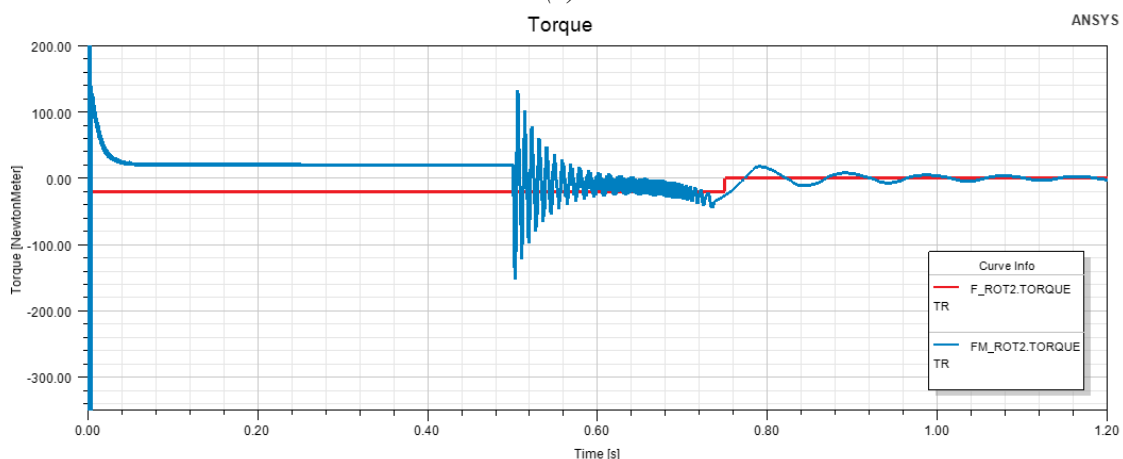
Σχήμα 5.19 (α) Τριφασικά ρεύματα στάτη δυναμικού μοντέλου , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$
(β) Τριφασικά ρεύματα στάτη συζευγμένου μοντέλου , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$

Από τα παραπάνω διαγράμματα παρατηρούμε ότι όταν ο κινητήρας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση, πριν το βραχυκύκλωμα, το πλάτος του ρεύματος στάτη είναι πολύ κοντά στα δύο μοντέλα περίπου 20 A. Ωστόσο, τη στιγμή του βραχυκυκλώματος το ρεύμα που εμφανίζει ο κινητήρας σύμφωνα με το συζευγμένο μοντέλο είναι αρκετά υψηλότερο από το αντίστοιχο του δυναμικού μοντέλου.

Από τη διαφορά αυτή συμπεραίνουμε ότι το δυναμικό μοντέλο δεν παρέχει τόσο ακριβή αποτελέσματα στην περίπτωση μεταβατικών φαινομένων, γεγονός που οφείλεται στον τρόπο υπολογισμού των αυτεπαγωγών της μηχανής. Στην περίπτωση του δυναμικού μοντέλου οι τιμές των αυτεπαγωγών ορθού και εγκάρσιου άξονα υπολογίζονται από πίνακα αντιστοίχισης με χρήση των τιμών της ταχύτητας περιστροφής και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής κάθε στιγμή. Στο συζευγμένο μοντέλο, ωστόσο, οι τιμές των αυτεπαγωγών υπολογίζονται με βάση τις τιμές των ρευμάτων ορθού και εγκάρσιου άξονα, παρέχοντας έτσι υψηλότερη ακρίβεια.



(α)



(β)

Σχήμα 5.20 (α) Ηλεκτρομαγνητική ροπή δυναμικού μοντέλου (μπλε χρώμα) , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΑ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$
(β) Ηλεκτρομαγνητική ροπή συζευγμένου μοντέλου (μπλε χρώμα) , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΑ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$

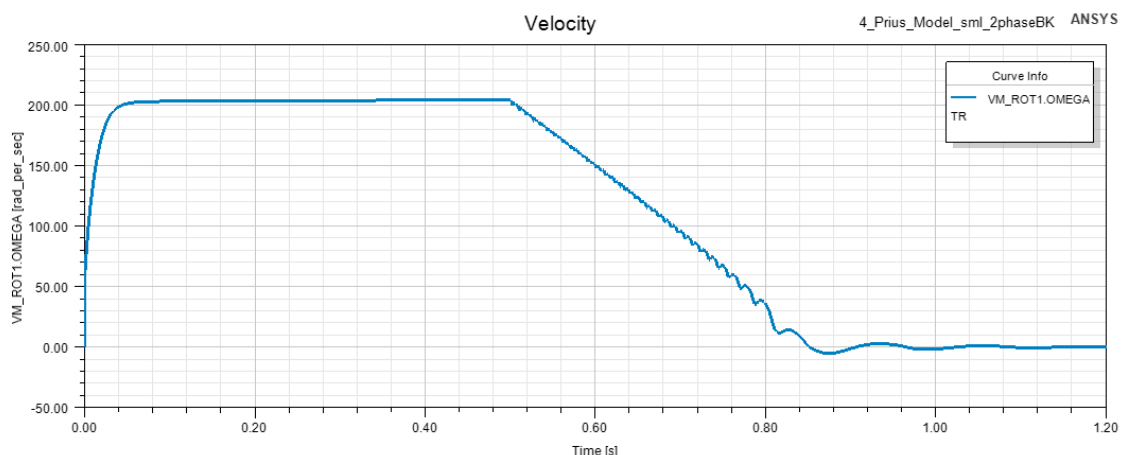
Στα διαγράμματα του σχήματος 5.20 απεικονίζεται η ροπή εξόδου του κινητήρα των δύο μοντέλων. Παρατηρούμε ότι τη στιγμή του βραχυκυκλώματος το δυναμικό μοντέλο παρουσιάζει μεγαλύτερη βύθιση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα σε σχέση με το συζευγμένο μοντέλο. Στο διάγραμμα του συζευγμένου μοντέλου μπορούμε να διακρίνουμε την κυμάτωση ροπής τόσο πριν το βραχυκύκλωμα όσο και κατά τη διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου.

Γίνεται φανερό, λοιπόν, ότι το συζευγμένο πεδιακό – κυκλωματικό μοντέλο παρέχει αποτελέσματα μεγαλύτερης ακρίβειας σε σύγκριση με το δυναμικό μοντέλο που στηρίζεται στις αναλυτικές εξισώσεις λειτουργίας του σύγχρονου κινητήρα.

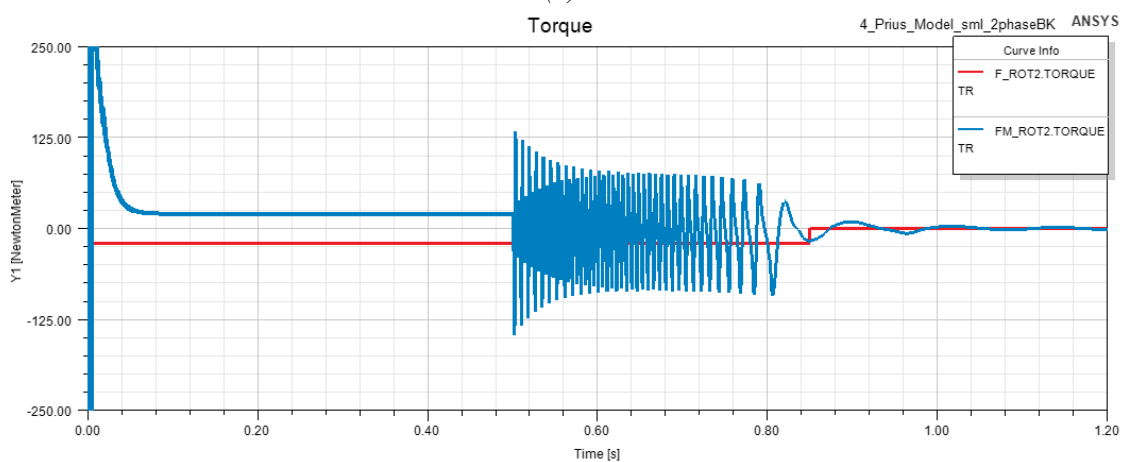
5.5.2 Διφασικό βραχυκύκλωμα

Για την υλοποίηση ενός διφασικού βραχυκυκλώματος μεταξύ των φάσεων A και B οι διακόπτες S_3, S_4 ανοίγουν και ο διακόπτης S_1 κλείνει. Ο διακόπτης S_2 παραμένει κλειστός και ο S_5 παραμένει ανοικτός.

Αρχικά, προσομοιώθηκε το διφασικό βραχυκύκλωμα μεταξύ των φάσεων A και B όταν ο κινητήρας περιστρέφεται με ονομαστική ταχύτητα και υπό φορτίο $20Nm$. Στο σχήμα 5.21(α) παρουσιάζεται η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα και στο σχήμα 5.21(β) παρουσιάζεται η ροπή του κινητήρα. Παρατηρούμε ότι στο διφασικό βραχυκύκλωμα ο χρόνος που χρειάζεται ώστε να μειωθεί η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα είναι αρκετά μεγαλύτερος από τον αντίστοιχο στο τριφασικό βραχυκύκλωμα. Το γεγονός αυτό είναι λογικό, καθώς σε αυτό το είδος βραχυκυκλώματος δεν είναι τόσο σοβαρό όσο το τριφασικό.



(α)

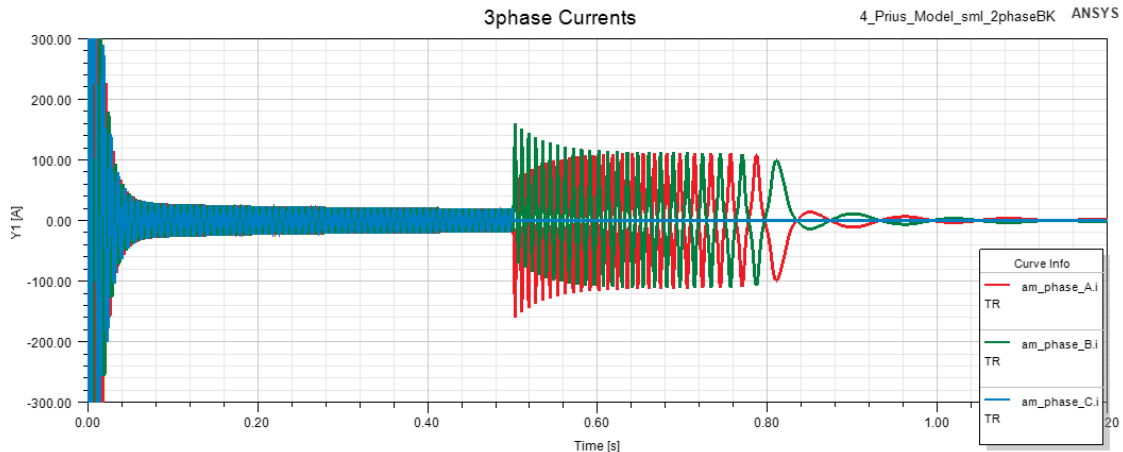


(β)

Σχήμα 5.21 (α) Ταχύτητα περιστροφής κινητήρα , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΑ}$, $T_L = 20Nm$

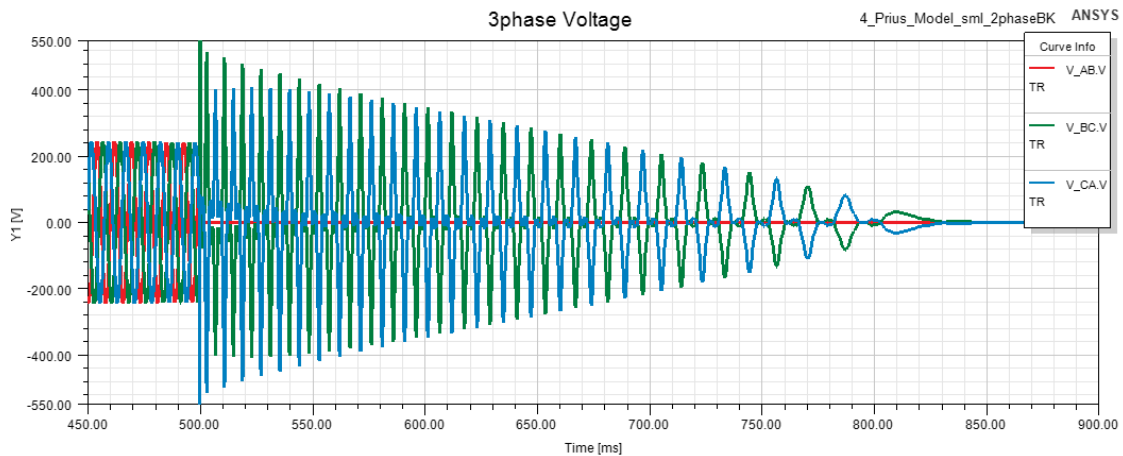
(β) Ροπή εξόδου κινητήρα (μπλε χρώμα) , ροπή φορτίου (κόκκινο χρώμα)

Στο σχήμα 5.22 παρατίθενται τα τριφασικά ρεύματα που διαρρέουν τα τυλίγματα του στάτη. Όπως βλέπουμε το ρεύμα της φάσης C από τη στιγμή του βραχυκυκλώματος και μετά μηδενίζεται, ενώ τα ρεύματα των δύο άλλων φάσεων έχουν ημιτονοειδή μορφή. Τη στιγμή του βραχυκυκλώματος το μέτρο του ρεύματος είναι περίπου $150A$ ενώ κατά τη μεταβατική περίοδο σταθεροποιείται κοντά στα $120A$.



Σχήμα 5.22 Τριφασικά ρεύματα στάτη, $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 20\text{Nm}$

Στο σχήμα 5.23 εμφανίζονται οι πολικές τάσεις εισόδου του κινητήρα λίγο πριν και αμέσως μετά το βραχυκύκλωμα.



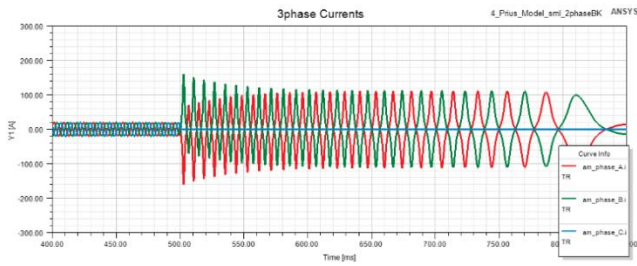
Σχήμα 5.23 Πολικές τάσεις εισόδου κινητήρα, $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 20\text{Nm}$

Πολική τάση AB (κόκκινο χρώμα), πολική τάση BC (πράσινο χρώμα), πολική τάση CA (μπλε χρώμα)

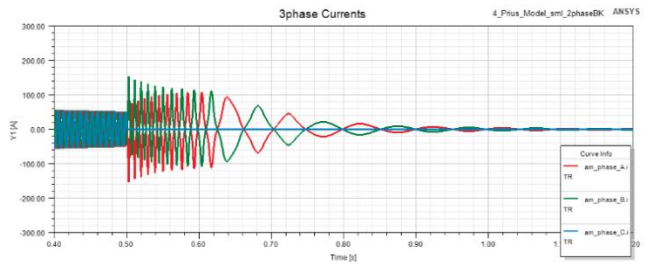
Από το παραπάνω σχήμα παρατηρούμε ότι μετά το βραχυκύκλωμα οι πολικές τάσεις BC και CA παρουσιάζουν ξαφνική αύξηση και στη συνέχεια αρχίζουν να φθίνουν διατηρώντας μία ημιτονοειδή μορφή. Η τάση μεταξύ των φάσεων A και B μηδενίζεται καθώς είναι οι φάσεις που βραχυκυκλώνονται.

5.5.2.1 Συγκριτική παρουσίαση αποτελεσμάτων για διαφορετικές τιμές φορτίων και ταχυτήτων

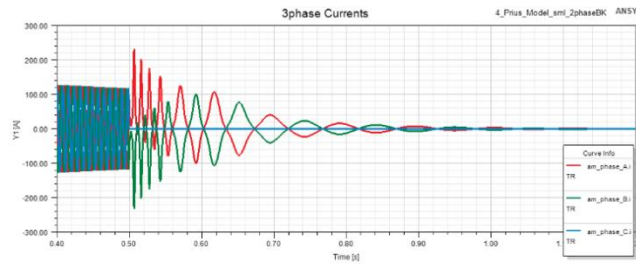
Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων για διαφορετικές τιμές του φορτίου που συνδέεται στον άξονα του κινητήρα. Αρχικά, εξετάζεται η απόκριση της μηχανής σε ονομαστικές στροφές περιστροφής υπό φορτία 20Nm , 50Nm και 100Nm . Στο σχήμα 5.24 παρουσιάζονται τα τριφασικά ρεύματα στάτη.



(α)



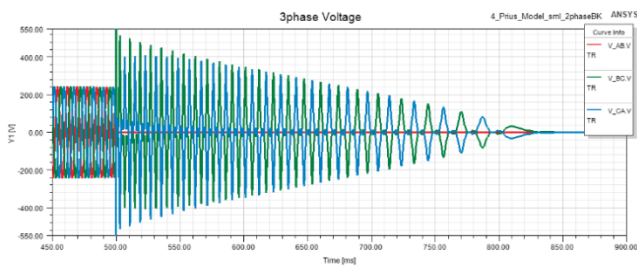
(β)



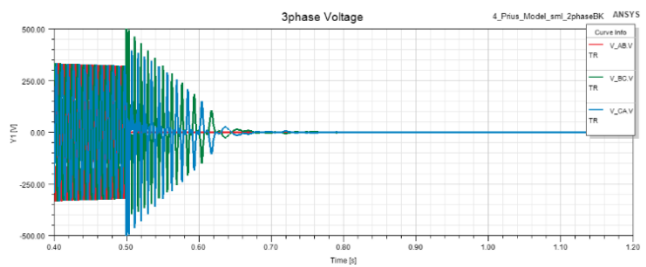
(γ)

Σχήμα 5.24 (α) Τριφασικά ρεύματα στάτη , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 20\text{Nm}$
(β) Τριφασικά ρεύματα στάτη , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 50\text{Nm}$
(γ) Τριφασικά ρεύματα στάτη , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 100\text{Nm}$

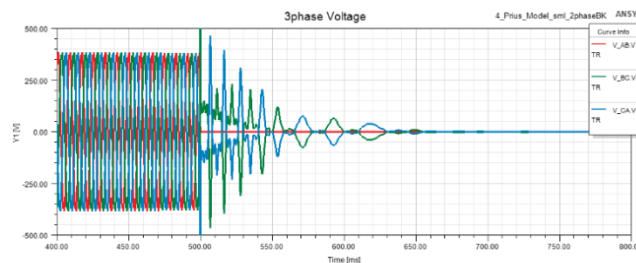
Από τα παραπάνω διαγράμματα γίνεται φανερό ότι όσο αυξάνεται το φορτίο του κινητήρα τόσο μειώνεται ο χρόνος που απαιτείται για μηδενισμό της ταχύτητας. Επίσης, το ρεύμα βραχυκυκλώματος στην περίπτωση των 20Nm και 50Nm είναι κοντά στα 150A , ενώ στην περίπτωση των 100Nm το ρεύμα φτάνει στα 250A .



(α)



(β)

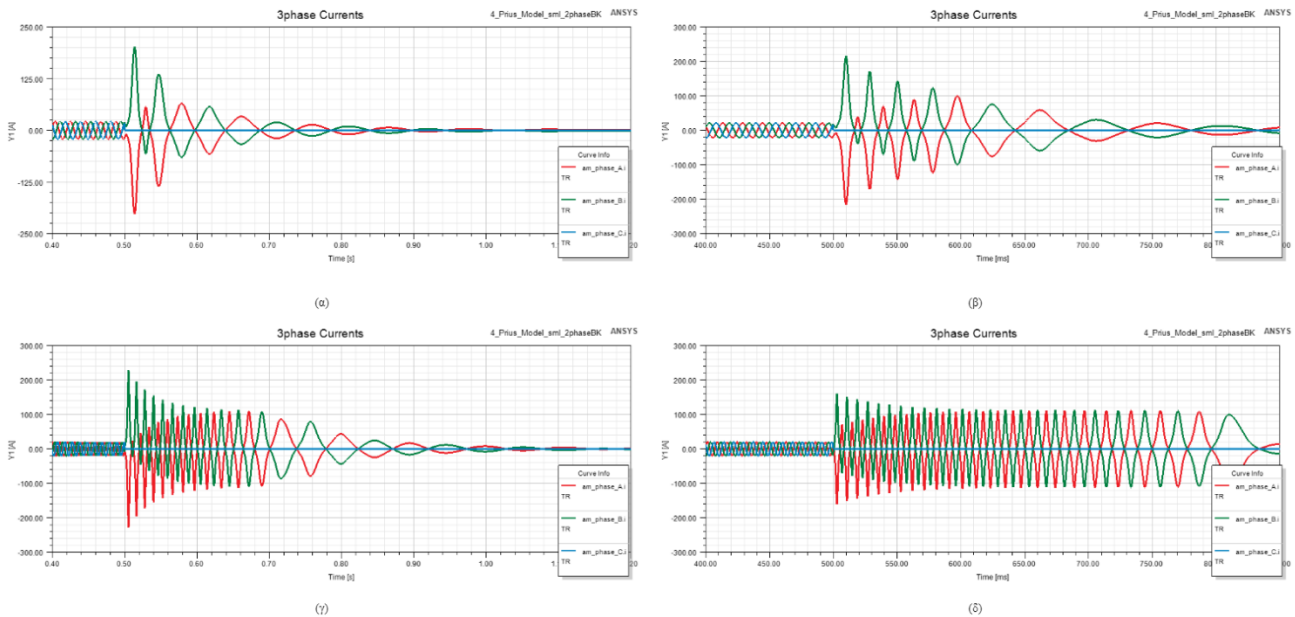


(γ)

Σχήμα 5.25 (α) Πολικές τάσεις εισόδου , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 20\text{Nm}$
(β) Πολικές τάσεις εισόδου , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 50\text{Nm}$
(γ) Πολικές τάσεις εισόδου , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 100\text{Nm}$

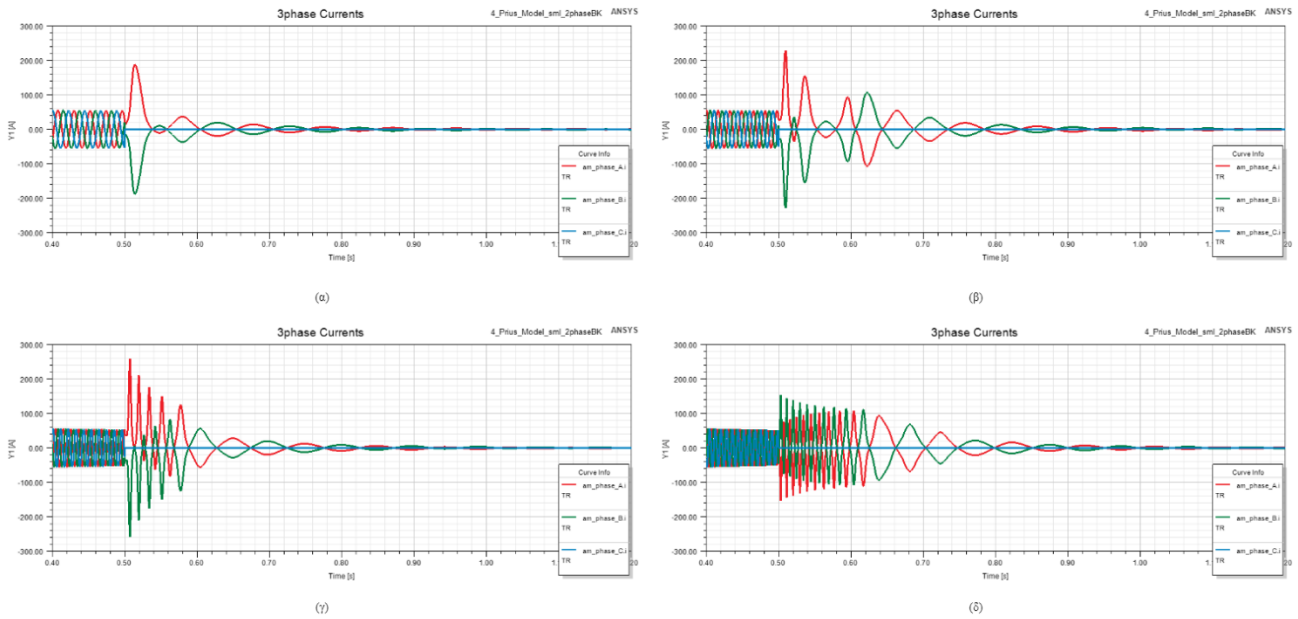
Στο σχήμα 5.25 παρουσιάζονται τα διαγράμματα των πολικών τάσεων εισόδου. Παρατηρούμε ότι τη στιγμή του βραχυκυκλώματος οι πολικές τάσεις παίρνουν ιδιαίτερα υψηλές τιμές και στη συνέχεια φθίνουν μέχρι να φτάσουν στο μηδέν.

Στη συνέχεια αναλύθηκε το διφασικό βραχυκύκλωμα σε ταχύτητες περιστροφής μικρότερες της ονομαστικής. Συγκεκριμένα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για φορτίο $20Nm$ και $50Nm$ σε ταχύτητες περιστροφής $750ΣΑΛ$, $1000ΣΑΛ$ και $1500ΣΑΛ$.



Σχήμα 5.26 (α) Τριφασικά ρεύματα στάτη, $\omega_{rot} = 750ΣΑΛ, T_L = 20Nm$
(β) Τριφασικά ρεύματα στάτη, $\omega_{rot} = 1000ΣΑΛ, T_L = 20Nm$
(γ) Τριφασικά ρεύματα στάτη, $\omega_{rot} = 1500ΣΑΛ, T_L = 20Nm$
(δ) Τριφασικά ρεύματα στάτη, $\omega_{rot} = 2000ΣΑΛ, T_L = 20Nm$

Από τα διαγράμματα των σχημάτων 5.26 και 5.27 βλέπουμε ότι το ρεύμα βραχυκύκλωσης και για τα δύο φορτία είναι πιο υψηλό όταν ο κινητήρας περιστρέφεται με ταχύτητα μικρότερη της ονομαστικής. Ωστόσο, για ταχύτητες μικρότερες της ονομαστικής η τιμή του ρεύματος τη στιγμή του βραχυκυκλώματος αυξάνεται καθώς αυξάνεται η ταχύτητα του κινητήρα. Επιπλέον, παρατηρούμε ότι η αύξηση του φορτίου δε σημαίνει απαραίτητα και υψηλότερο ρεύμα βραχυκύκλωσης. Στην περίπτωση που ο κινητήρας περιστρέφεται με χαμηλές στροφές, $750ΣΑΛ$, το ρεύμα βραχυκύκλωσης για φορτίο $20Nm$ είναι υψηλότερο από το αντίστοιχο για φορτίο $50Nm$. Με την αύξηση της ταχύτητας περιστροφής αυτό παύει να ισχύει και όσο αυξάνεται η ταχύτητα τόσο εντονότερο είναι το ρεύμα βραχυκυκλώματος.



Σχήμα 5.27 (α) Τριφασικά ρεύματα στάτη , $\omega_{rot} = 750 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 50 \text{ Nm}$
(β) Τριφασικά ρεύματα στάτη , $\omega_{rot} = 1000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 50 \text{ Nm}$
(γ) Τριφασικά ρεύματα στάτη , $\omega_{rot} = 1500 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 50 \text{ Nm}$
(δ) Τριφασικά ρεύματα στάτη , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 50 \text{ Nm}$

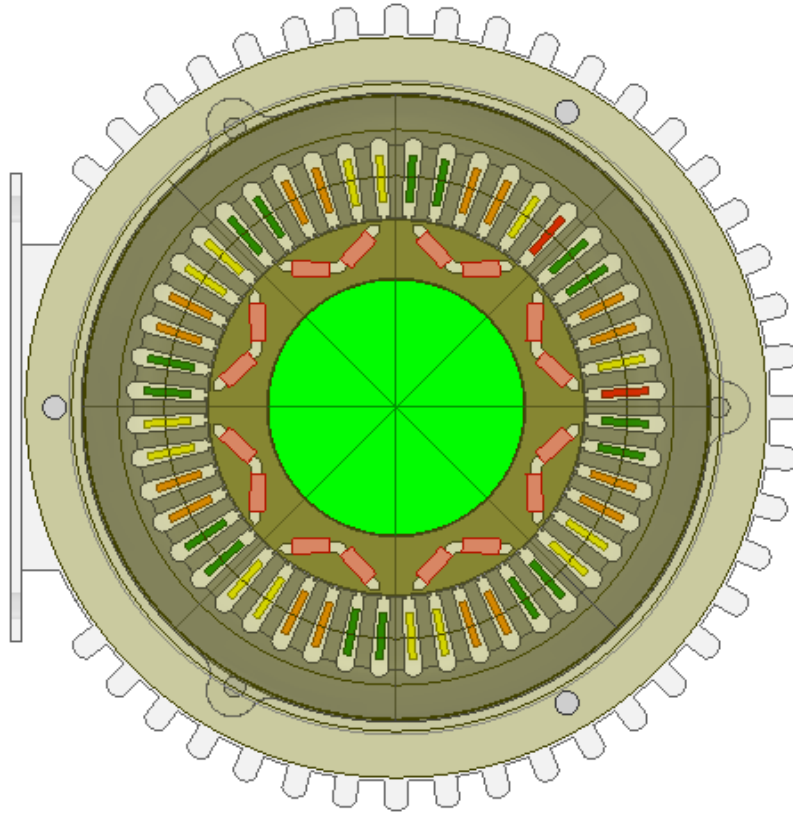
5.6 Ανάλυση βραχυκυκλώματος τυλίγματος σύγχρονου κινητήρα

Η πιο συνήθης βλάβη σε έναν κινητήρα είναι το βραχυκύκλωμα στις σπείρες του τυλίγματος στάτη εξαιτίας απότομης αύξησης της τάσης, αύξησης της θερμοκρασίας, δονήσεων και καταστροφή των μονώσεων των αγωγών. Οι μονώσεις που τοποθετούνται εξωτερικά των αγωγών υπόκεινται σε αυξημένες θερμοκρασίες περιβάλλοντος και υψηλές συχνότητες λειτουργίας με αποτέλεσμα με τον καιρό να φθείρονται και τελικά να δημιουργείται βραχυκύκλωμα των αγωγών του τυλίγματος []. Στη συνέχεια του κεφαλαίου εξετάζεται αυτό το είδος βραχυκυκλώματος.

5.6.1 Υλοποίηση συζευγμένου κυκλωματικού – πεδιακού μοντέλου σύγχρονου κινητήρα με βραχυκύκλωμα τυλιγμάτων στάτη

Η προσομοίωση του βραχυκυκλώματος τυλίγματος πραγματοποιήθηκε μειώνοντας τον αριθμό των ελιγμάτων σε ένα πηνίο της φάσης *A*. Πιο συγκεκριμένα αντί για 9 σπείρες ανά αύλακα που διαθέτει ο κινητήρας P rius, τοποθετήθηκαν δύο σπείρες σε δύο αύλακα του στάτη, αναχώρησης και επιστροφής της φάσης *A* αντίστοιχα. Στο επόμενο σχήμα 5.28 απεικονίζεται η εν λόγω μηχανή.

Στο παρακάτω σχήμα με κίτρινο χρώμα απεικονίζονται τα τυλίγματα της φάσης *A*, με πράσινο τα τυλίγματα της φάσης *B* και με πορτοκαλί τα τυλίγματα της φάσης *C*. Τα δύο αύλακα με το πηνίο, στο οποίο υπάρχει το βραχυκύκλωμα, απεικονίζονται με κόκκινο χρώμα.



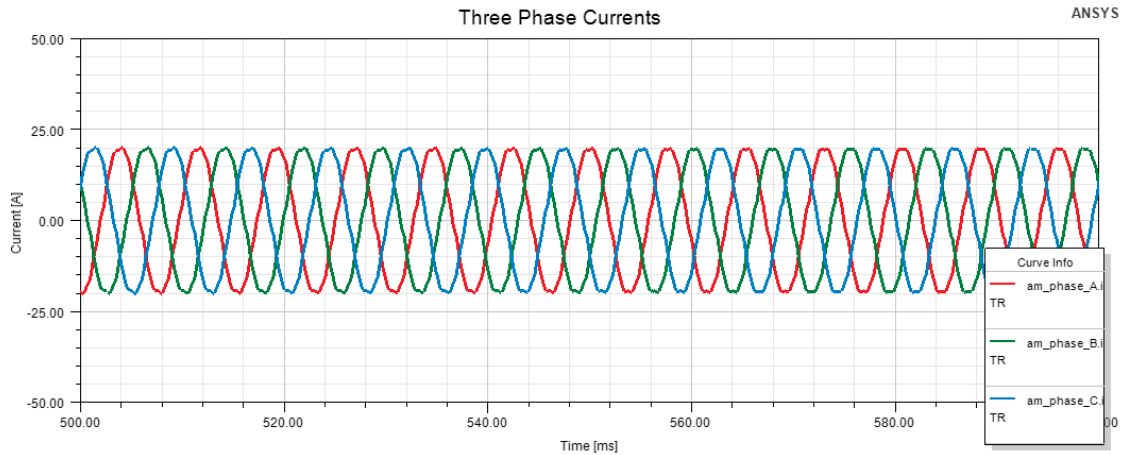
Σχήμα 5.28 Απεικόνιση μηχανής Prius με βραχυκύκλωμα στα τυλίγματα του στάτη

Για την υλοποίηση του συζευγμένου μοντέλου είναι απαραίτητο, όπως και προηγουμένως, να πραγματοποιηθεί πρώτα η πεδιακή ανάλυση του κινητήρα. Στην περίπτωση αυτή, όμως, η ηλεκτρική συμμετρία της μηχανής δεν υφίσταται, όπως γίνεται φανερό και από το σχήμα 5.28. Έτσι, κατά την ανάλυση πρέπει να προσομοιωθεί ολόκληρη η μηχανή, με αποτέλεσμα να αυξάνεται αρκετά το υπολογιστικό κόστος.

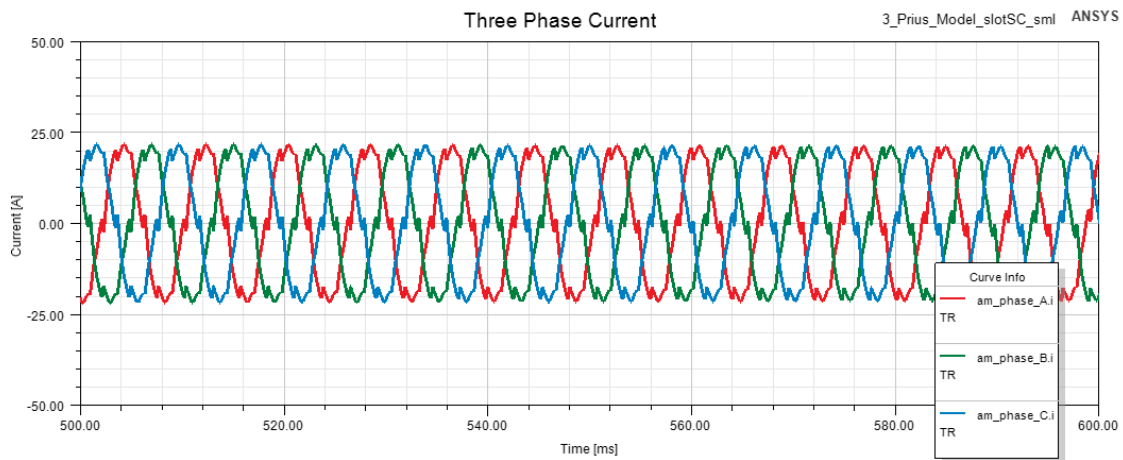
Η προσομοίωση πραγματοποιείται όπως περιγράφεται στην ενότητα 5.4 με δύο μοντέλα, ένα μοντέλο προσομοίωσης ρευμάτων και ένα μοντέλο προσομοίωσης της περιστροφής του δρομέα. Το εύρος τιμών των ρευμάτων ευθέως και εγκάρσιου άξονα είναι και πάλι $[-300A, 300A]$ με βήμα $30A$ και η συνολική γωνία περιστροφής του δρομέα είναι 60 ηλεκτρικές μοίρες με μοναδιαίο βήμα.

5.6.2 Σύγκριση αποτελεσμάτων συζευγμένου μοντέλου σύγχρονου κινητήρα με και χωρίς βραχυκύκλωμα τυλιγμάτων υπό ονομαστική ταχύτητα περιστροφής

Το κυκλωματικό μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε είναι ίδιο με αυτό του σχήματος 5.9, δηλαδή οι ελεγκτές PI είναι ρυθμισμένοι με τον ίδιο τρόπο και στα δύο μοντέλα. Κατά την προσομοίωση οι διακόπτες S_3 , S_4 και S_5 παραμένουν κλειστοί και εξετάζεται η λειτουργία του κινητήρα στη μόνιμη κατάσταση. Αρχικά, προσομοιώθηκε η λειτουργία του κινητήρα ενώ περιστρέφεται με ονομαστική ταχύτητα και υπό φορτίο $20 Nm$.



(α)

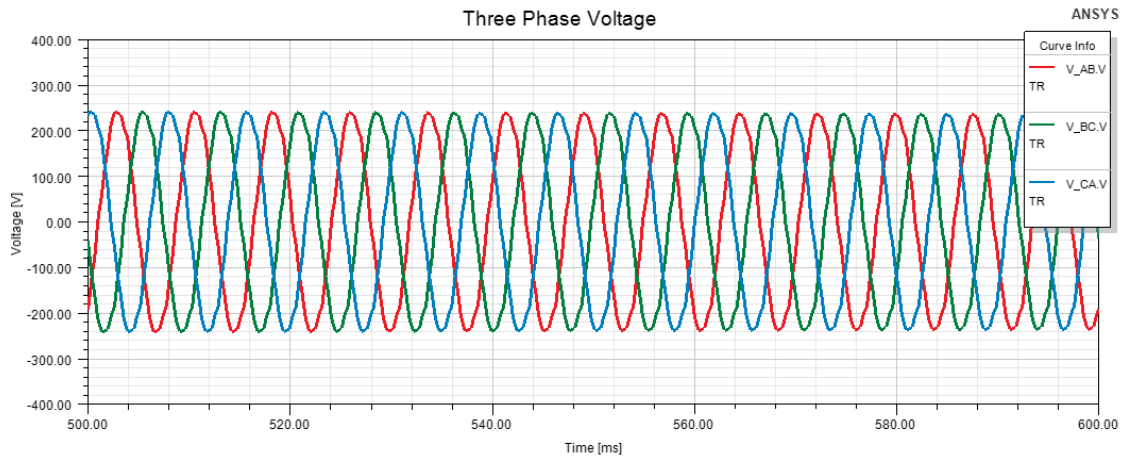


(β)

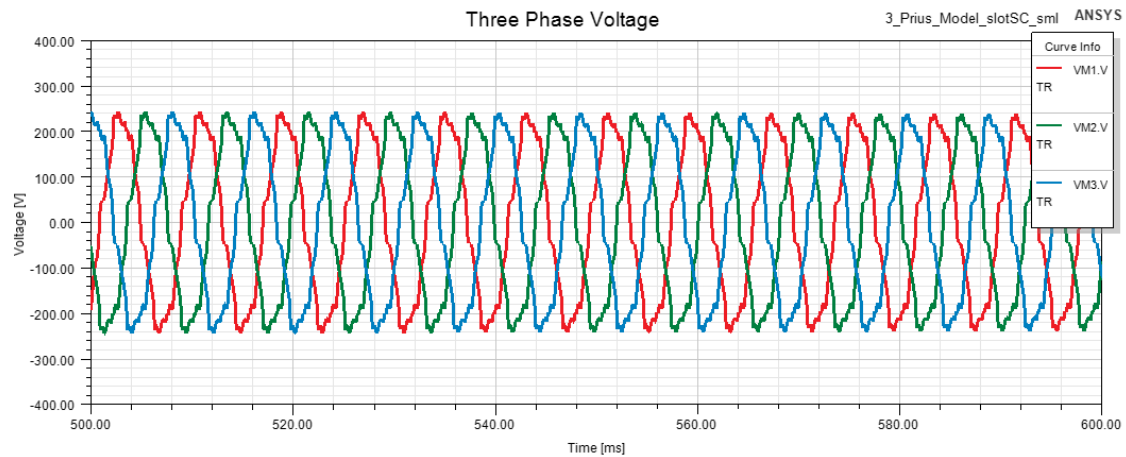
Σχήμα 5.29 (α) Τριφασικά ρεύματα στάτη χωρίς βραχυκύκλωμα , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΑ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$

(β) Τριφασικά ρεύματα στάτη με βραχυκύκλωμα , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΑ}$ μ $T_L = 20 \text{ Nm}$

Στο σχήμα 5.29 παρουσιάζονται τα τριφασικά ρεύμα στάτη. Όπως γίνεται φανερό στην περίπτωση βραχυκυκλώματος στα τυλίγματα του στάτη η μορφή των ρευμάτων επηρεάζεται και δεν είναι πλέον τόσο ημιτονοειδής όσο στην κανονική λειτουργία.



(α)

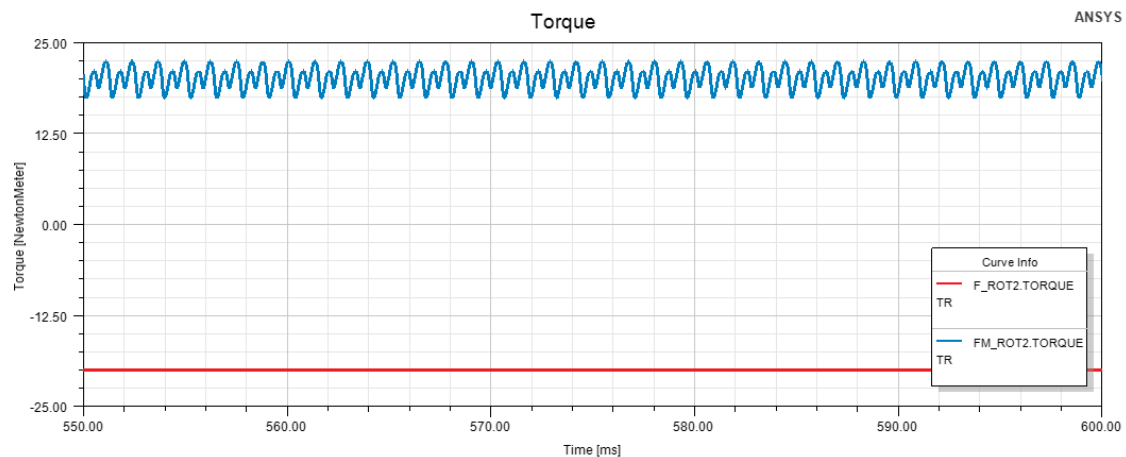


(β)

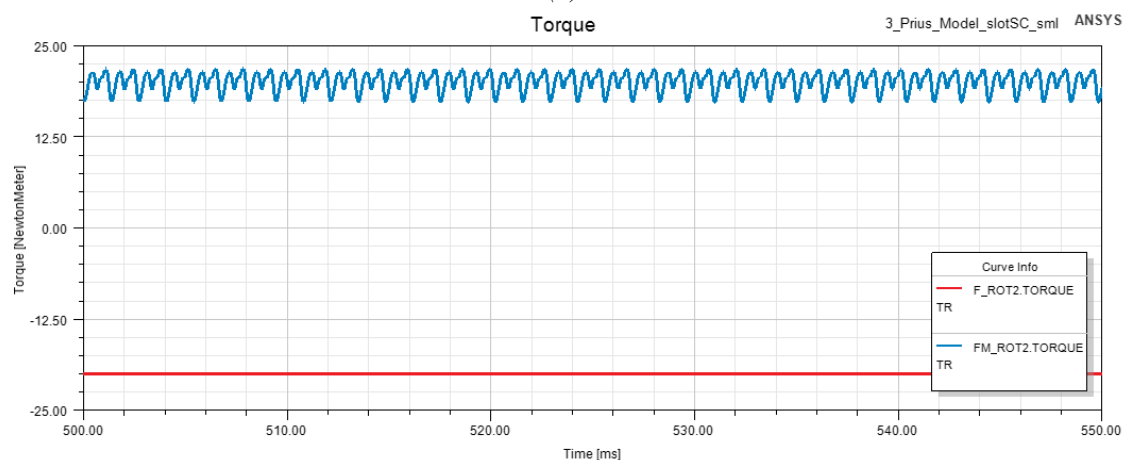
Σχήμα 5.30 (α) Τριφασική τάση εισόδου υγιούς κινητήρα , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$

(β) Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα με βραχυκύκλωμα , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$

Στο σχήμα 5.30 παρουσιάζεται η τριφασική τάση εισόδου του κινητήρα για την παραπάνω λειτουργία. Πάλι παρατηρούμε ότι η μορφή της τάσης επηρεάζεται και αυτή από την ασυμμετρία στα τυλίγματα και εμφανίζει αρμονικές συνιστώσες.



(α)



(β)

Σχήμα 5.31 (α) Ροπή εξόδου υγιούς κινητήρα (μπλε χρώμα) , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$

(β) Ροπή εξόδου κινητήρα με βραχυκύκλωμα (μπλε χρώμα) , $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 20 \text{ Nm}$

Στο σχήμα 5.31 παρατίθενται η ροπή εξόδου του κινητήρα (μπλε χρώμα) και η ροπή του φορτίου (κόκκινο χρώμα). Στη συνέχεια υπολογίζονται η μέση τιμή της ροπής εξόδου καθώς και η κυμάτωση ροπής, έτσι ώστε να αναδειχθεί η επίδραση του βραχυκυκλώματος στα τυλίγματα του στάτη.

Στην περίπτωση του κινητήρα που λειτουργεί με πλήρη αριθμό σπειρών στα τυλίγματα του η μέση τιμή της ροπής καθώς και η κυμάτωση αυτής είναι:

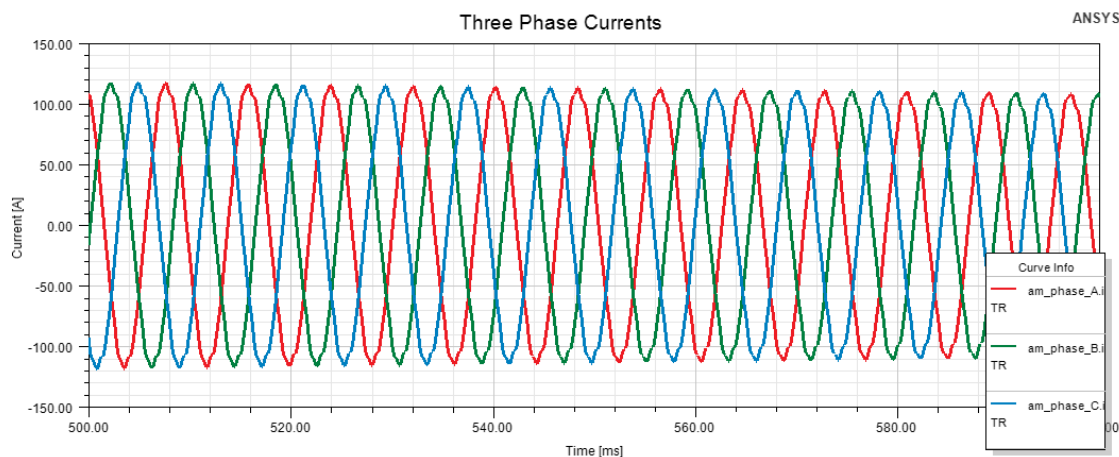
$$T_{mean} = 19.8889 Nm \text{ και } T_{ripple} = 26.2023\%$$

Αντίστοιχα στην περίπτωση που ο κινητήρας λειτουργεί με βραχυκύκλωμα στα τυλίγματα του στάτη τα μεγέθη αυτά υπολογίζονται ίσα με:

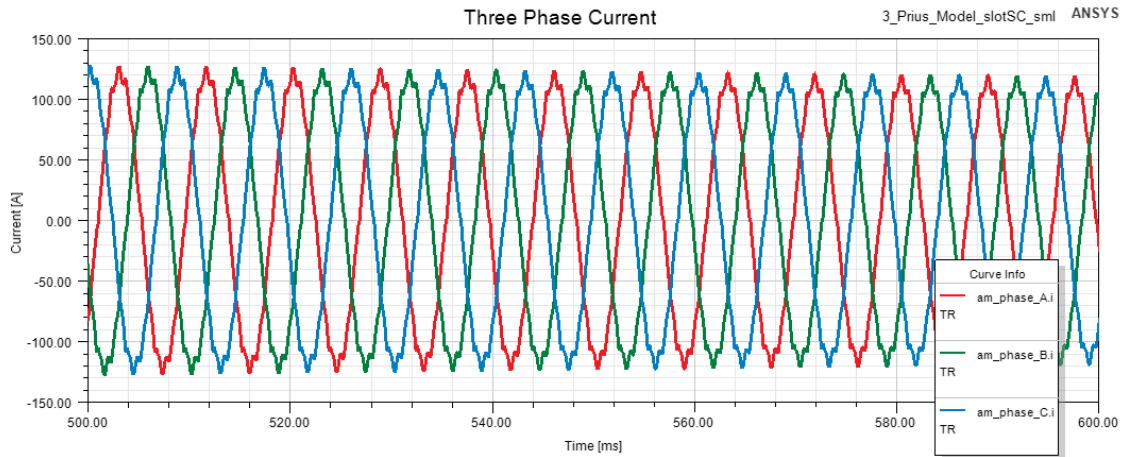
$$T_{mean} = 20.3113 Nm \text{ και } T_{ripple} = 22.6803\%$$

Από τα διαγράμματα του σχήματος 5.31 παρατηρούμε ότι η κυματομορφή της ροπής εξόδου μεταβάλλεται στην περίπτωση βραχυκυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα η κυμάτωση ροπής μειώνεται κατά 4%, ενώ ταυτόχρονα η μέση τιμή της ροπής εξόδου αυξάνεται κατά 0.5Nm. Στην ενότητα 5.6.2.1 εξετάζονται αναλυτικότερα τα παραπάνω μεγέθη.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για λειτουργία του κινητήρα σε ονομαστικές στροφές λειτουργίας υπό φορτίο 100Nm. Στα διαγράμματα του σχήματος 5.32 απεικονίζονται τα τριφασικά ρεύματα στάτη για βραχυκύκλωμα χωρίς και με βραχυκύκλωμα, αντίστοιχα. Επειδή το φορτίο είναι αρκετά υψηλό το πλάτος του ρεύματος είναι και αυτό υψηλό, κοντά στα 110A. Ωστόσο, παρατηρούμε ότι στην περίπτωση που στο τύλιγμα υπάρχει βραχυκύκλωμα εκτός από την εμφάνιση αρμονικών συνιστωσών αυξάνεται και το πλάτος του ρεύματος και πλησιάζει τα 125A.



(a)

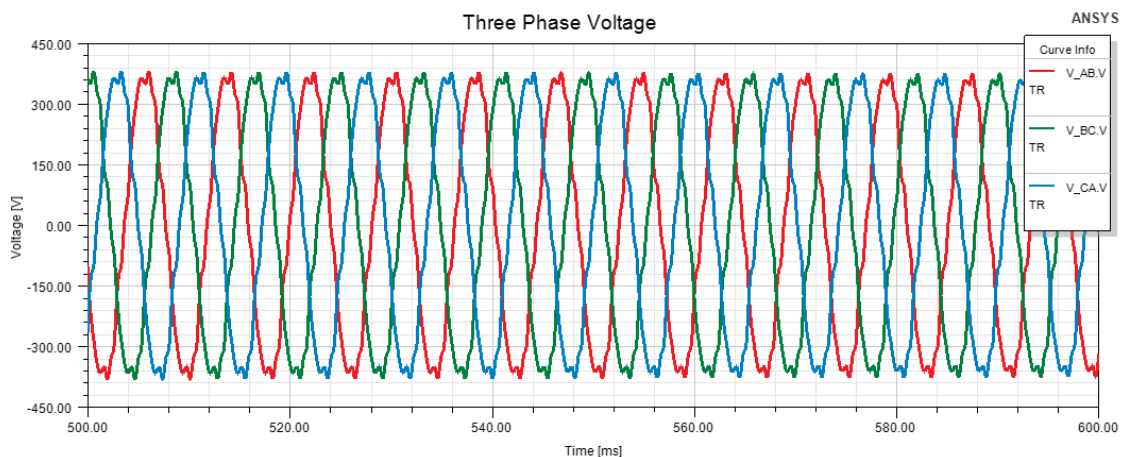


(β)

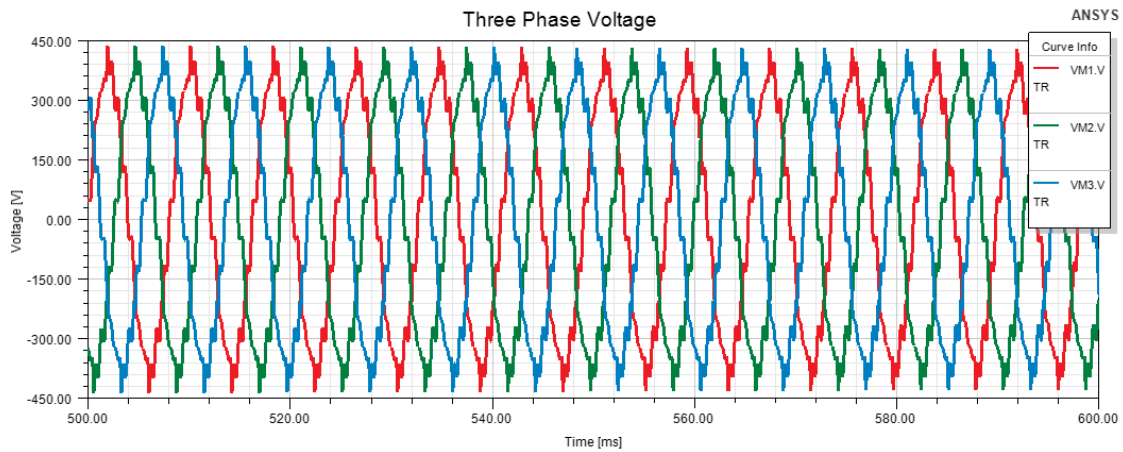
Σχήμα 5.32 (α) Τριφασικά ρεύματα στάτη υγιούς κινητήρα , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 100\text{Nm}$
(β) Τριφασικά ρεύματα στάτη κινητήρα με βραχυκύκλωμα , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 100\text{Nm}$

Στο παρακάτω διάγραμμα του σχήματος 5.33(α) φαίνεται η τριφασική τάση εισόδου του κινητήρα, όταν λειτουργεί φυσιολογικά. Παρατηρούμε ότι η αύξηση του φορτίου επηρέασε τη μορφή της τάσης, η οποία δεν είναι τόσο ημιτονοειδής πλέον. Στο σχήμα 5.33(β) παρουσιάζεται και πάλι η τριφασική τάση αυτή τη φορά όταν το τύλιγμα του έχει βραχυκυκλωθεί.

Σε αυτή την περίπτωση παρατηρούμε ότι το βραχυκύκλωμα επηρεάζει έντονα τη μορφή της τάσης εισόδου. Η παραμόρφωση είναι εντονότερη σε σχέση με το χαμηλότερο φορτίο των 20Nm. Επιπλέον, παρατηρούμε και αύξηση του μέτρου της τάσης. Ενώ υπό φυσιολογικές συνθήκες το πλάτος της πολικής τάσης εισόδου είναι κοντά στα 375V, στην περίπτωση ύπαρξης βραχυκυκλώματος στο τύλιγμα το πλάτος προσεγγίζει τα 450V.



(α)



(β)

Σχήμα 5.33 (α) Τριφασική τάση εισόδου υγιούς κινητήρα , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 100\text{Nm}$
(β) Τριφασική τάση κινητήρα με βραχυκύκλωμα , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 100\text{Nm}$

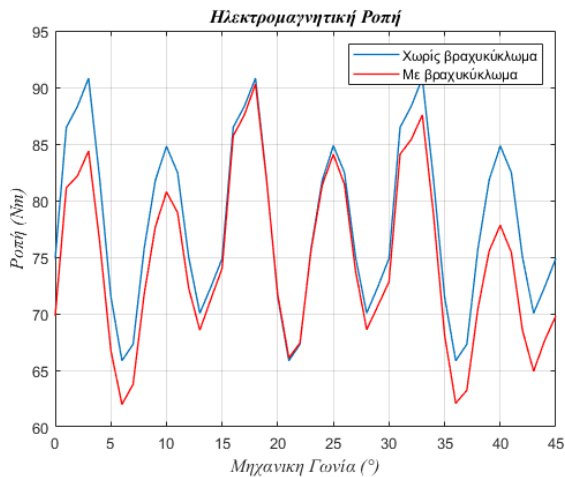
5.6.2.1 Υπολογισμός μέσης τιμής και κυμάτωσης ροπής για ονομαστική ταχύτητα περιστροφής υπό διαφορετικές τιμές φορτίου

Από την ανάλυση των διαγραμμάτων του σχήματος 5.31 παρατηρήθηκε ότι η μέση τιμή της ροπής εξόδου φαίνεται να αυξάνεται ενώ ταυτόχρονα η κυμάτωση ροπής μειώνεται όταν ο κινητήρας λειτουργεί με βραχυκυκλωμένο τύλιγμα. Κρίθηκε σκόπιμο, λοιπόν, να διενεργηθεί πεδιακή ανάλυση του κινητήρα υπό διαφορετικά φορτία, ώστε να ελεγχθεί η συμπεριφορά του. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό πεπερασμένων στοιχείων *FEMM* και στη συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα που πήραμε.

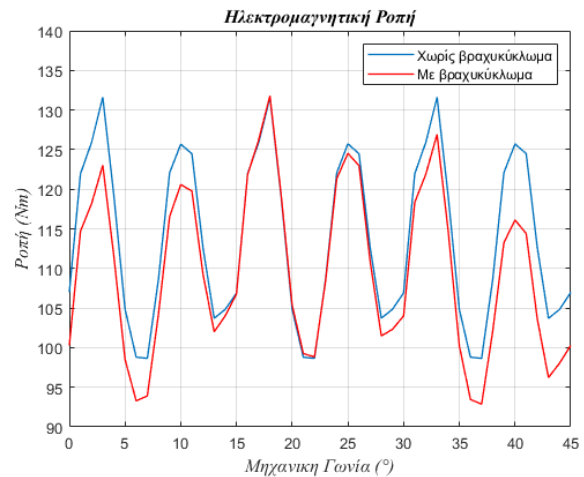
Προσομοιώθηκε η λειτουργία του κινητήρα για τρεις διαφορετικές τιμές ρεύματος στάτη 35A , 50A και 100A . Στο επόμενο σχήμα 5.34 παρατίθενται τα διαγράμματα της ροπής του κινητήρα, όταν αυτός λειτουργεί χωρίς βραχυκύκλωμα (μπλε χρώμα) και όταν λειτουργεί με βραχυκύκλωμα στα τυλίγματά του (κόκκινο χρώμα). Στον πίνακα 5.1 παρουσιάζονται συνοπτικά οι τιμές της μέση τιμής και της κυμάτωσης ροπής για τις τρεις τιμές ρεύματος.

Ρεύμα στάτη $I_{rms} (A)$	Υγιές τύλιγμα στάτη		Βραχυκυκλωμένο τύλιγμα στάτη	
	Μέση τιμή $T_{mean} (Nm)$	Κυμάτωση ροπής $T_{ripple} (\%)$	Μέση τιμή $T_{mean} (Nm)$	Κυμάτωση ροπής $T_{ripple} (\%)$
35	77.8849	32.0544	74.7800	37.8543
50	113.8419	28.9543	109.7361	35.4925
100	218.1008	28.9133	212.2225	36.5471

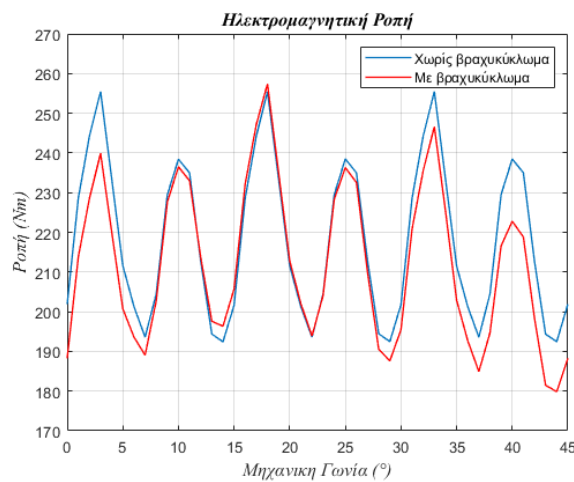
Πίνακας 5.1 Παρουσίαση αποτελεσμάτων μέσης τιμής και κυμάτωσης ροπής εξόδου κινητήρα για διαφορετικές τιμές ρεύματος στάτη



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 5.34 (α) Ηλεκτρομαγνητική ροπή για ρεύμα στάτη $I_{rms} = 35A$

(β) Ηλεκτρομαγνητική ροπή για ρεύμα στάτη $I_{rms} = 50A$

(γ) Ηλεκτρομαγνητική ροπή για ρεύμα στάτη $I_{rms} = 100A$

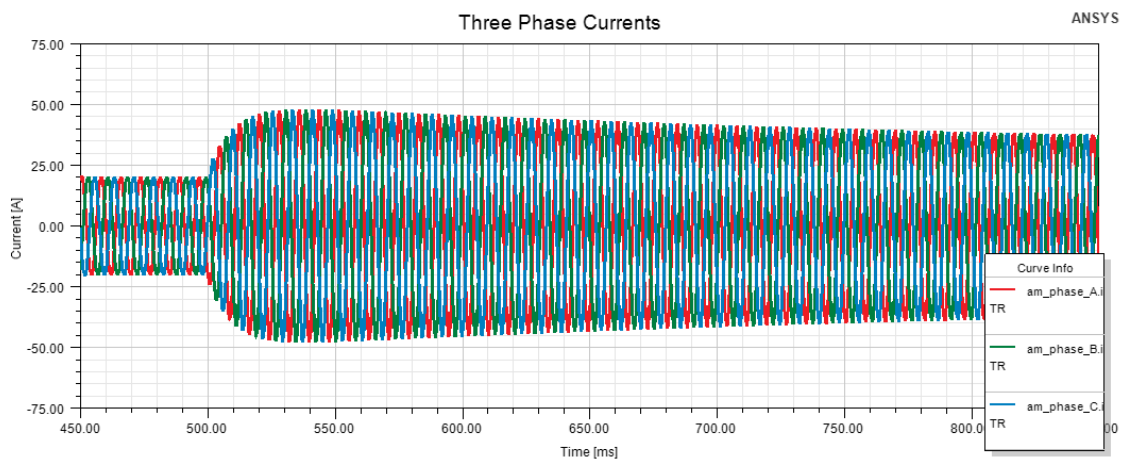
Όπως γίνεται φανερό από τα αποτελέσματα του πίνακα 5.1 και του σχήματος 5.34, η μέση τιμή της ροπής που παράγει ο κινητήρας μειώνεται όταν λειτουργεί με βραχυκυκλωμένα τυλίγματα, ενώ ταυτόχρονα η κυμάτωση της ροπής του αυξάνεται.

Παρατηρούμε ότι στο συζευγμένο μοντέλο, όπου ο κινητήρας τροφοδοτείται με τάση, η κυμάτωση ροπής του κινητήρα μειώνεται με την ύπαρξη βραχυκυκλώματος. Αντίθετα, στην περίπτωση της ανάλυσης με το λογισμικό *FEMM*, όπου ο κινητήρας τροφοδοτείται με ημιτονικό ρεύμα, η κυμάτωση ροπής αυξάνεται όταν λειτουργεί με βραχυκυκλωμένα τυλίγματα. Ένας τρόπος μείωσης της κυμάτωσης ροπής του κινητήρα είναι η έγχυση αρμονικών συνιστωσών στο τριφασικό ρεύμα στάτη [18]. Επομένως το βραχυκύκλωμα στο τύλιγμα του στάτη, ίσως, δημιουργεί αρμονικές συνιστώσες στο ρεύμα, οι οποίες οδηγούν σε μείωση της κυμάτωσης ροπής.

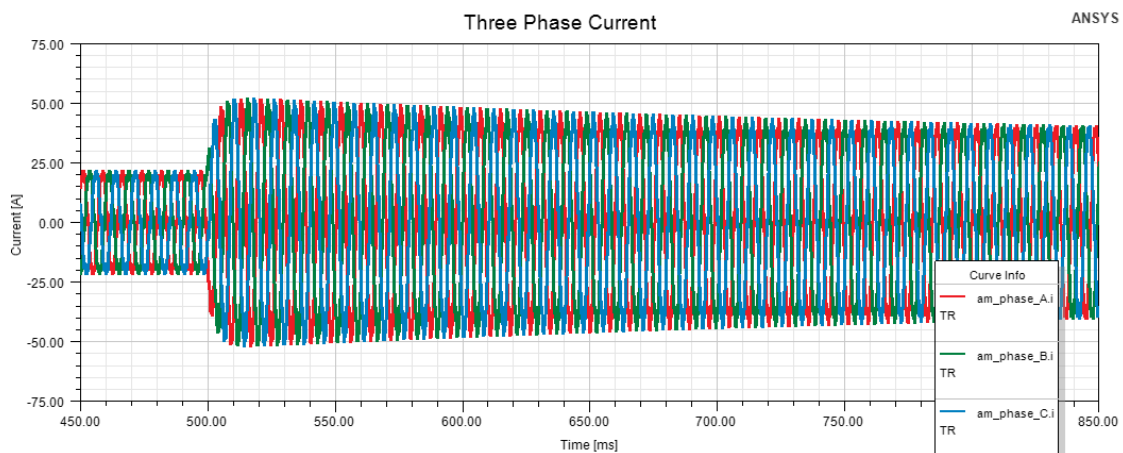
5.6.3 Σύγκριση αποτελεσμάτων συζευγμένου μοντέλου σε βηματική αύξηση φορτίου υπό ονομαστική ταχύτητα περιστροφής

Για καλύτερη κατανόηση της επίδρασης του βραχυκυκλώματος τυλίγματος στη λειτουργία της μηχανής προσομοιώθηκε η λειτουργία του κινητήρα για βηματική αύξηση του φορτίου από $20Nm$ σε $40Nm$, καθώς περιστρέφεται με ονομαστική ταχύτητα. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που αφορούν τα ρεύματα και τις τάσεις της μηχανής.

Στο σχήμα 5.35 παρουσιάζονται τα τριφασικά ρεύματα στο στάτη του κινητήρα για λειτουργία χωρίς και με βραχυκύκλωμα στα τυλίγματα του στάτη, 5.35(α) και 5.35(β) αντίστοιχα.



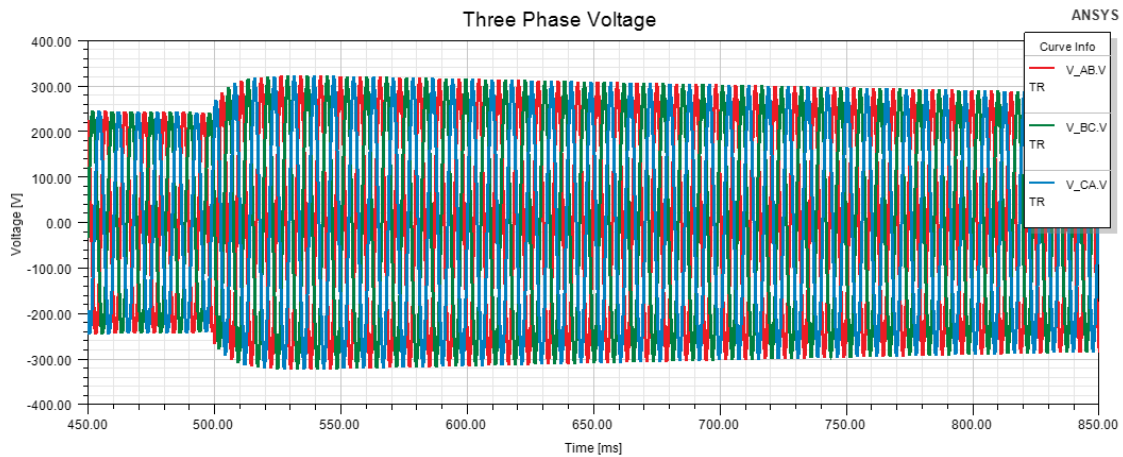
(α)



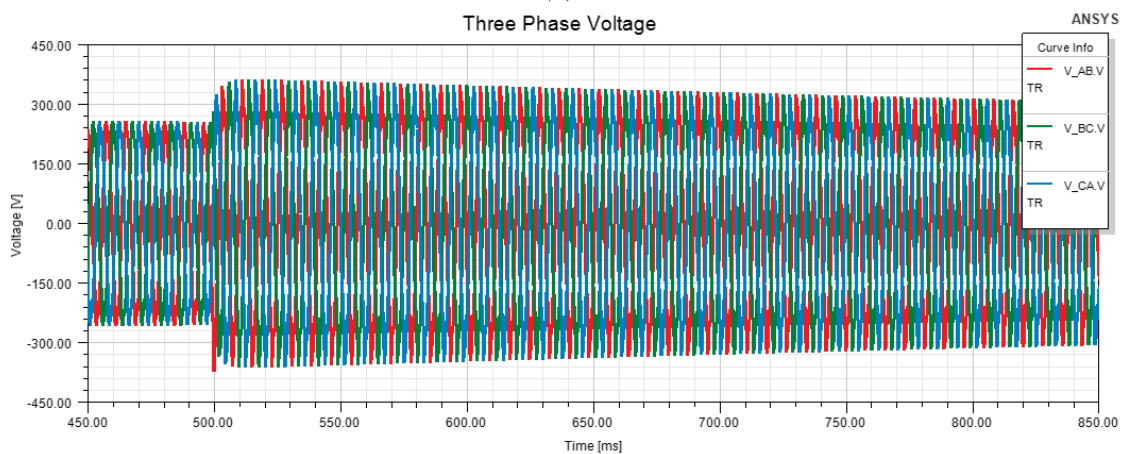
(β)

Σχήμα 5.35 (α) Τριφασικά ρεύματα στάτη χωρίς βραχυκύκλωμα, $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 20Nm \rightarrow 40Nm$
(β) Τριφασικά ρεύματα στάτη με βραχυκύκλωμα, $\omega_{rot} = 2000 \text{ ΣΑΛ}$, $T_L = 20Nm \rightarrow 40Nm$

Παρατηρούμε ότι τη στιγμή της αύξησης του φορτίου η αύξηση του ρεύματος είναι πιο απότομη στην περίπτωση του βραχυκυκλωμένου τυλίγματος, ενώ και το ρεύμα στο τέλος της προσομοίωσης είναι ελαφρώς αυξημένο σε σύγκριση με το αντίστοιχο ρεύμα του υγιούς κινητήρα.



(α)



(β)

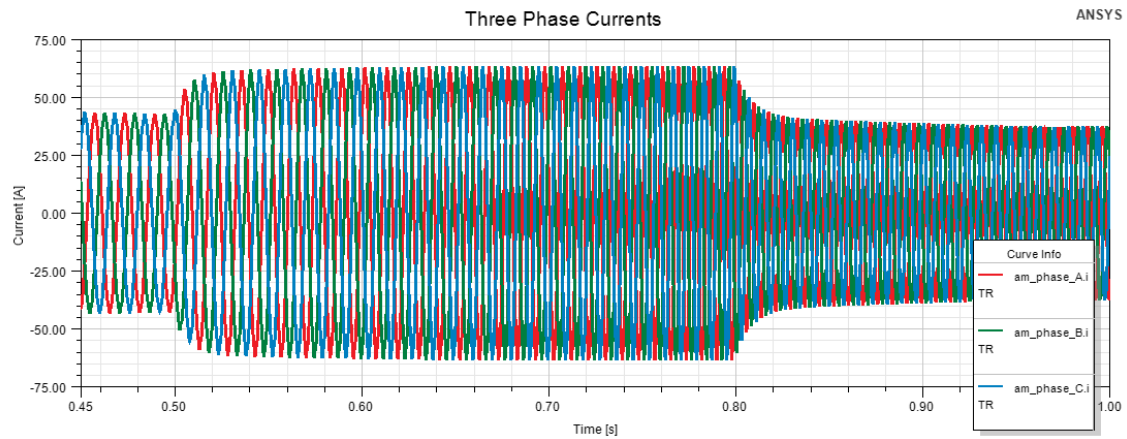
Σχήμα 5.36 (α) Τριφασική τάση εισόδου υγιούς κινητήρα , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 20\text{Nm} \rightarrow 40\text{Nm}$
(β) Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα με βραχυκύκλωμα , $\omega_{rot} = 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 20\text{Nm} \rightarrow 40\text{Nm}$

Στο σχήμα 5.36 παρατίθενται οι τριφασικές τάσεις εισόδου του κινητήρα όταν αυτός λειτουργεί φυσιολογικά (σχήμα 5.36(α)) και όταν λειτουργεί με βραχυκύκλωμα στα τυλίγματά του (σχήμα 5.36(β)). Όπως βλέπουμε οι διαφορές που παρουσιάζουν οι κυματομορφές είναι πολύ μικρές σχεδόν ανεπαίσθητες.

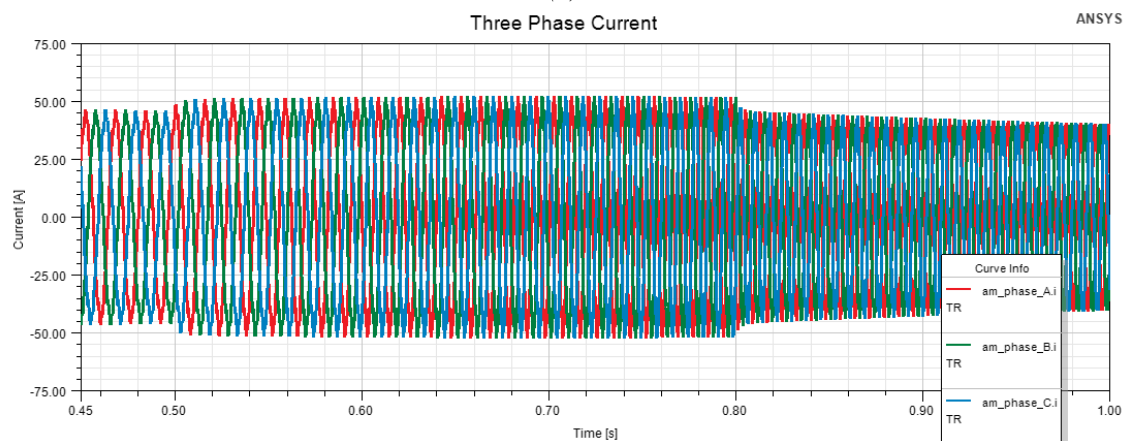
5.6.4 Σύγκριση αποτελεσμάτων συζευγμένου μοντέλου σε γραμμική αύξηση ταχύτητας υπό σταθερό φορτίο

Τέλος, εξετάστηκε η απόκριση του κινητήρα καθώς αυξάνεται γραμμικά η ταχύτητα περιστροφής του ενώ το φορτίο παραμένει σταθερό. Συγκεκριμένα προσομοιώθηκε η λειτουργία του κινητήρα υπό φορτίο 40Nm καθώς η ταχύτητα περιστροφής αυξάνεται γραμμικά από 1000ΣΑΛ σε 2000ΣΑΛ κατά το χρονικό διάστημα $0.5-0.8\text{sec}$. Στο σχήμα 5.37 παρουσιάζονται τα τριφασικά ρεύματα του στάτη και η τριφασική τάση εισόδου του κινητήρα.

Παρατηρούμε ότι η αύξηση της ταχύτητας στον κινητήρα που λειτουργεί χωρίς βραχυκύκλωμα επιφέρει εντονότερη μεταβολή των ρευμάτων στάτη. Αντίθετα στην περίπτωση του κινητήρα με βραχυκύκλωμα στο τύλιγμα στάτη παρ'ότι το ρεύμα πριν και μετά το μεταβατικό φαινόμενο έχει υψηλότερη τιμή κατά τη διάρκεια του μεταβατικού δεν εμφανίζει τόσο έντονη μεταβολή. Το ίδιο ισχύει και για την τριφασική τάση εισόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.38.

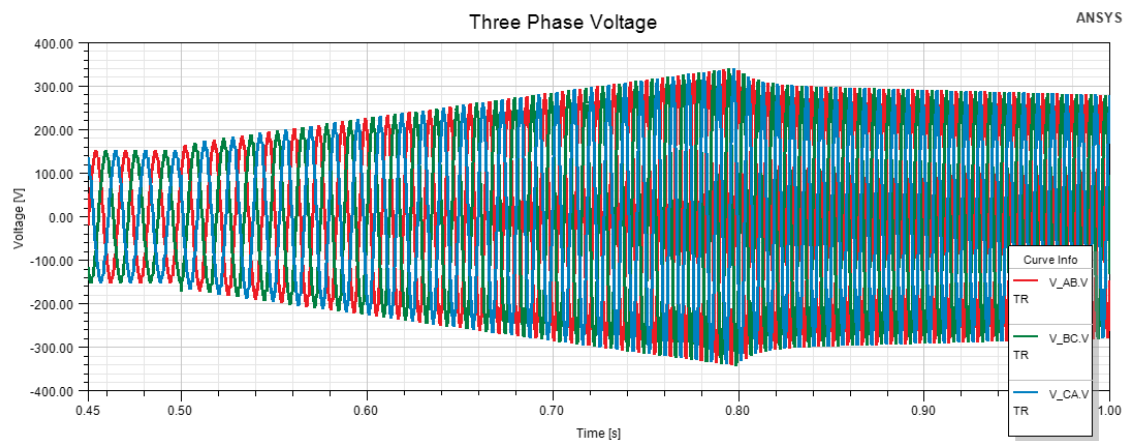


(α)

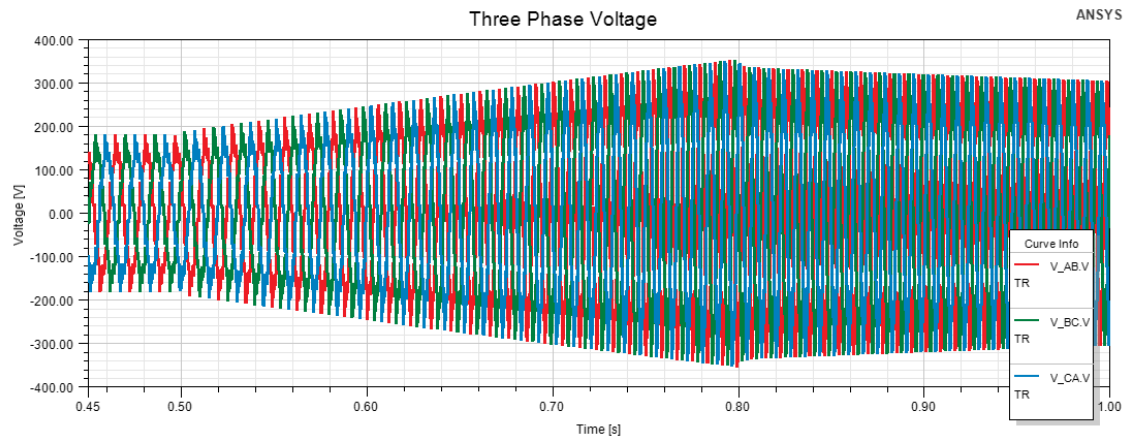


(β)

Σχήμα 5.37 (α) Τριφασικά ρεύματα στάτη υγιούς κινητήρα, $\omega_{rot} = 1000\text{ΣΑΛ} \rightarrow 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 40\text{Nm}$
 (β) Τριφασικά ρεύματα στάτη κινητήρα με βραχυκύκλωμα, $\omega_{rot} = 1000\text{ΣΑΛ} \rightarrow 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 40\text{Nm}$



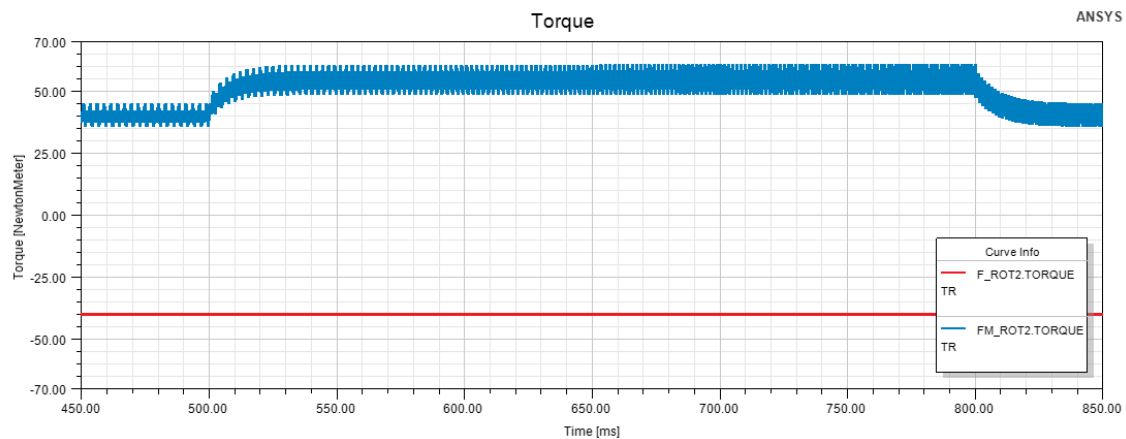
(α)



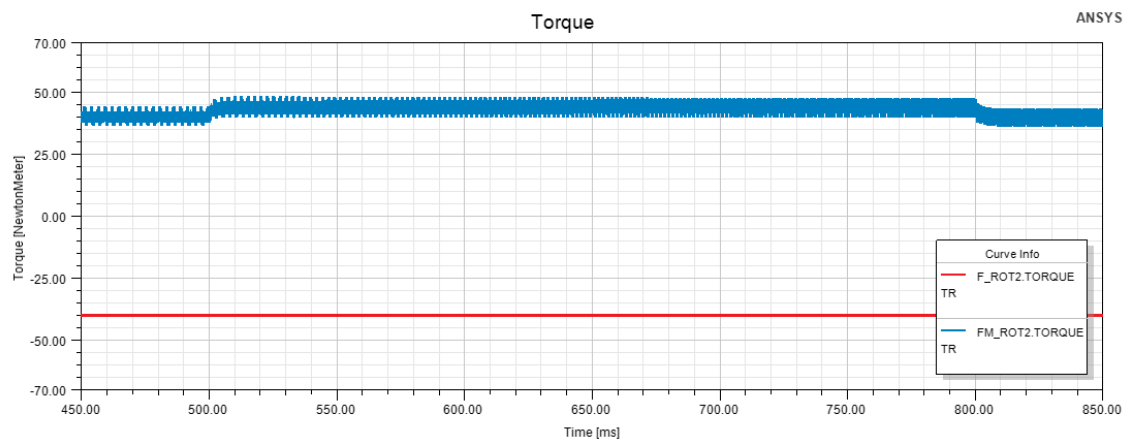
(β)

Σχήμα 5.38 (α) Τριφασική τάση εισόδου υγιούς κινητήρα , $\omega_{rot} = 1000\text{ΣΑΛ} \rightarrow 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 40\text{Nm}$
(β) Τριφασική τάση εισόδου κινητήρα με βραχυκύκλωμα , $\omega_{rot} = 1000\text{ΣΑΛ} \rightarrow 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 40\text{Nm}$

Στα παρακάτω διαγράμματα παρουσιάζεται η ροπή εξόδου του κινητήρα στην περίπτωση του υγιούς κινητήρα (σχήμα 5.39(α)) και του κινητήρα με βραχυκύκλωμα στο τύλιγμά του (σχήμα 5.39(β)) αντίστοιχα.



(α)



(β)

Σχήμα 5.39 (α) Ροπή εξόδου κινητήρα χωρίς βραχυκύκλωμα (μπλε χρώμα)
 $\omega_{rot} = 1000\text{ΣΑΛ} \rightarrow 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 40\text{Nm}$
(β) Ροπή εξόδου κινητήρα με βραχυκύκλωμα (μπλε χρώμα) $\omega_{rot} = 1000\text{ΣΑΛ} \rightarrow 2000\text{ΣΑΛ}$, $T_L = 40\text{Nm}$

Παρατηρούμε ότι και στις δύο περιπτώσεις παρ'ότι η ροπή του φορτίου (κόκκινο χρώμα) παραμένει σταθερή, στο χρονικό διάστημα που αυξάνεται η ταχύτητα του κινητήρα αυξάνεται και η ροπή εξόδου του κινητήρα. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην αύξηση του ρεύματος που διαρρέει τα τυλίγματα του στάτη το διάστημα αυτό. Επιπλέον παρατηρούμε ότι στον κινητήρα που λειτουργεί με βραχυκυκλωμένο τύλιγμα η αύξηση της ροπής εξόδου είναι μικρότερη σε σχέση με εκείνη του υγιούς κινητήρα, επειδή η μεταβολή του ρεύματος είναι μικρότερη στην περίπτωση αυτή. Και στις δύο περιπτώσεις όταν η ταχύτητα σταθεροποιηθεί στην ονομαστική τιμή η ηλεκτρομαγνητική ροπή που παράγει ο κινητήρας μειώνεται στην απαιτούμενη ροπή που καθορίζει το φορτίο, δηλαδή τα $40Nm$.

Κεφάλαιο 6. Συμπεράσματα

6.1 Κύρια συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παρούσα διπλωματική εργασία είναι τα ακόλουθα:

- Οι αποκρίσεις των δύο μοντέλων που υλοποιήθηκαν, δυναμικού και συζευγμένου πεδιακού – κυκλωματικού, είναι όμοιες όταν ο κινητήρας φθάνει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Παρουσιάζουν, όμως, σημαντικές διαφορές στο αρχικό χρονικό διάστημα του βραχυκυκλώματος, κατά το οποίο το συζευγμένο μοντέλο αποδίδει υψηλότερα ρεύματα στάτη.
- Το τριφασικό βραχυκύκλωμα επιφέρει πιο σοβαρές συνέπειες στη λειτουργία της μηχανής συγκριτικά με το διφασικό βραχυκύκλωμα. Το πλάτος του ρεύματος τη στιγμή του τριφασικού βραχυκυκλώματος είναι αρκετά υψηλότερο από αυτό του διφασικού.
- Το ρεύμα βραχυκυκλώματος σε τριφασικό βραχυκύκλωμα αυξάνεται καθώς αυξάνεται η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα υπό σταθερό φορτίο. Αντίστοιχα, αύξηση του φορτίου διατηρώντας σταθερή την ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα προ του σφάλματος συνεπάγεται αύξηση του ρεύματος τη στιγμή του τριφασικού βραχυκυκλώματος.
- Στην περίπτωση διφασικού βραχυκυκλώματος αύξηση του φορτίου υπό σταθερή ταχύτητα ή αντίστροφα αύξηση της ταχύτητας περιστροφής υπό σταθερό φορτίο προ του σφάλματος δε συνεπάγεται σημαντική αύξηση του ρεύματος βραχυκύκλωσης.
- Με την αύξηση του φορτίου μειώνεται ο χρόνος του μεταβατικού φαινομένου, αφού η απόσβεση του φορτίου οδηγεί πιο γρήγορα σε μηδενισμό της ταχύτητας του κινητήρα.
- Η εμφάνιση μερικού βραχυκυκλώματος στα τυλίγματα του στάτη καταστρέφει την ηλεκτρική συμμετρία της μηχανής και προκαλεί την εμφάνιση αρμονικών συνιστωσών τόσο στο ρεύμα που διαρρέει τον στάτη όσο και στην τάση της πηγής τροφοδοσίας του συστήματος.
- Στον κινητήρα με μερικώς βραχυκυκλωμένο τύλιγμα παρατηρείται αύξηση του μέτρου του ρεύματος στάτη καθώς και της τάσης τροφοδοσίας σε σύγκριση με τις αντίστοιχες τιμές του κινητήρα που λειτουργεί χωρίς αντίστοιχο σφάλμα.
- Βηματική αύξηση του φορτίου του κινητήρα έχει ως αποτέλεσμα πιο απότομη αύξηση του ρεύματος και της τάσης του κινητήρα στην περίπτωση που υπάρχει μερικό βραχυκύκλωμα στο τύλιγμα σε σχέση με την αντίστοιχη αύξηση που παρατηρείται σε έναν υγιή κινητήρα.
- Γραμμική αύξηση της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα επιφέρει ομαλότερες μεταβολές του ρεύματος και της τάσης του κινητήρα στην περίπτωση λειτουργίας με μερικό βραχυκύκλωμα στα τυλίγματα του στάτη.

6.2 Συνεισφορά της εργασίας στην Επιστήμη

Η επιστημονική συνεισφορά της παρούσας διπλωματικής εργασίας συνοψίζεται στα εξής:

- Αναπτύχθηκε παραμετροποιημένο μοντέλο σχεδίασης και ανάλυσης σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών μόνιμων μαγνητών τύπου V , το οποίο επιτρέπει ανάλυση του μαγνητοστατικού προβλήματος με ικανοποιητική ταχύτητα και ακρίβεια.
- Υλοποιήθηκε δυναμικό μοντέλο σύγχρονου κινητήρα συγκεντρωμένων παραμέτρων, το οποίο στηρίζεται στις εξισώσεις λειτουργίας και σε συνδυασμό μέσω ασθενούς σύζευξης με το παραμετροποιημένο πεδιακό μοντέλο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την προσομοίωση της μεταβατικής λειτουργίας ενός σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών μόνιμων μαγνητών τοπολογίας V .
- Διαμορφώθηκε πλήρως συζευγμένο κυκλωματικό – πεδιακό μοντέλο σύγχρονου κινητήρα, το οποίο παρέχει τη δυνατότητα προσομοίωσης με μεγαλύτερη ακρίβεια και μπορεί να αξιοποιηθεί για την ανάλυση τόσο συμμετρικών όσο και μη συμμετρικών βραχυκυκλωμάτων.
- Επιχειρήθηκε η μελέτη μερικού βραχυκυκλώματος στο τύλιγμα στάτη και εξετάστηκε η επίδραση της προκαλούμενης ηλεκτρικής ασυμμετρίας του κινητήρα στη μεταβατική του λειτουργία.

6.3 Σημεία για περαιτέρω διερεύνηση

Με την ολοκλήρωση της εργασίας αναδείχθηκαν τα ακόλουθα σημεία που είναι σκόπιμο να διερευνηθούν περαιτέρω:

- Σύγκριση των αποτελεσμάτων που προέκυψαν από τις προσομοιώσεις με αντίστοιχα αποτελέσματα άλλων προσεγγίσεων.
- Μελέτη εναλλακτικών τοπολογιών σύγχρονων κινητήρων εσωτερικών μόνιμων μαγνητών (π.χ. πολυστρωματικών) και συνολική αξιολόγηση της απόκρισης σε βραχυκυκλώματα.
- Μελέτη βραχυκυκλώματος σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών μόνιμων μαγνητών και σύγκριση με την τοπολογία που μελετήθηκε.

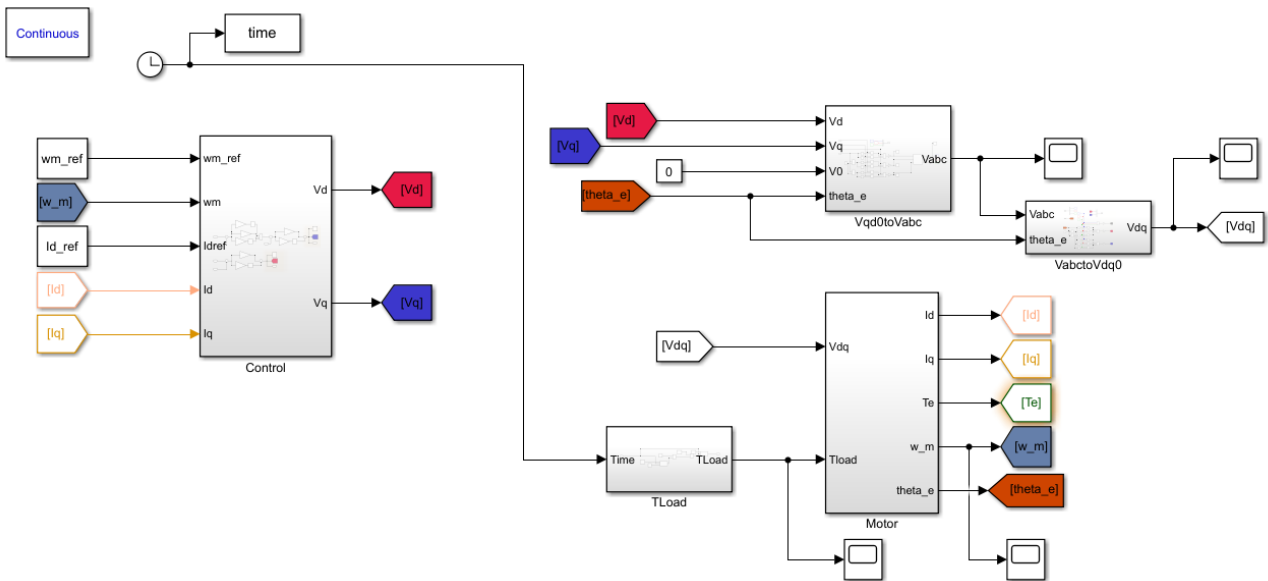
Βιβλιογραφία

- [1] Austin Hughes, “Electric Motors and Drives”, Third Edition, 2006.
- [2] Juha Pyrhönen, Tapani Jokinen & Valéria Hrabovcová, “Design of Rotating Electrical Machines”, 2008.
- [3] Nasser Hashemnia and Behzad Asaei, "Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles," *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, 2008, pp. 1-5.
- [4] N. Bianchi, M. Barcaro & S. Bolognani, “Electromagnetic and Thermal Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machines”, chapter from the book “Finite Element Analysis – From Biomedical Applications to Industrial Developments”.
- [5] Alireza Siadatan, Mehdi Kholousi Adab & H. Kashian, "Compare motors of Toyota Prius and synchronous reluctance for using in electric vehicle and hybrid electric vehicle," *2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, Saskatoon, SK, 2017, pp. 1-6.
- [6] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff & Steven Pekarek, “Analysis of Electric Machinery and Drive Systems”, Third Edition, John Wiley & Sons Inc, 2013.
- [7] Στέφανος Ν. Μανιάς, “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, Δεύτερη Έκδοση, Συμεών, 2017.
- [8] Bernard Adkins, Ronald G. Harley, “The General Theory of Alternating Current Machines: Applications to Practical Problems”, John Wiley & Sons Inc, 1975.
- [9] M. G. Say, “Alternating current machines”, Essex, 1986, Longman Scientific and Technical.
- [10] Nicola Bianchi, “Electrical Machine Analysis using Finite Elements”, Taylor & Francis Group, 2005.
- [11] J. S. Hsu, C. W. Ayers, C. L. Coomer, R. H. Wiles, S. L. Campbell, K. T. Lowe & R. T. Michelhaugh, “Report on Toyota/Prius Motor Torque Capability, Torque Property, No-Load Back EMF and Mechanical Losses”, Oak Ridge National Laboratory, U.S. Dept. of Energy, 2004.
- [12] T. A. Burress, S. L. Campbell, C. L. Coomer, C. W. Ayers, A. A. Wereszczak, J. P. Cunningham, L. D. Marlino, L. E. Seiber & H. T. Lin, “Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System”, Oak Ridge National Laboratory, U.S. Dept. of Energy, 2011.
- [13] J. S. Hsu, C. W. Ayers & C. L. Coomer, “Report on Toyota/Prius Motor Design and Manufacturing Assessment”, Oak Ridge National Laboratory, U.S. Dept. of Energy, 2004.
- [14] Bassel Aslan, Julien Korecki, Thimoté Vigier, Eric Semail, “Influence of Rotor Structure and Number of Phases on Torque and Flux Weakening Characteristics of V-Shape Interior PM Electrical Machine”, *Journal of Energy and Power Engineering* p.1461-1471 – 2012.

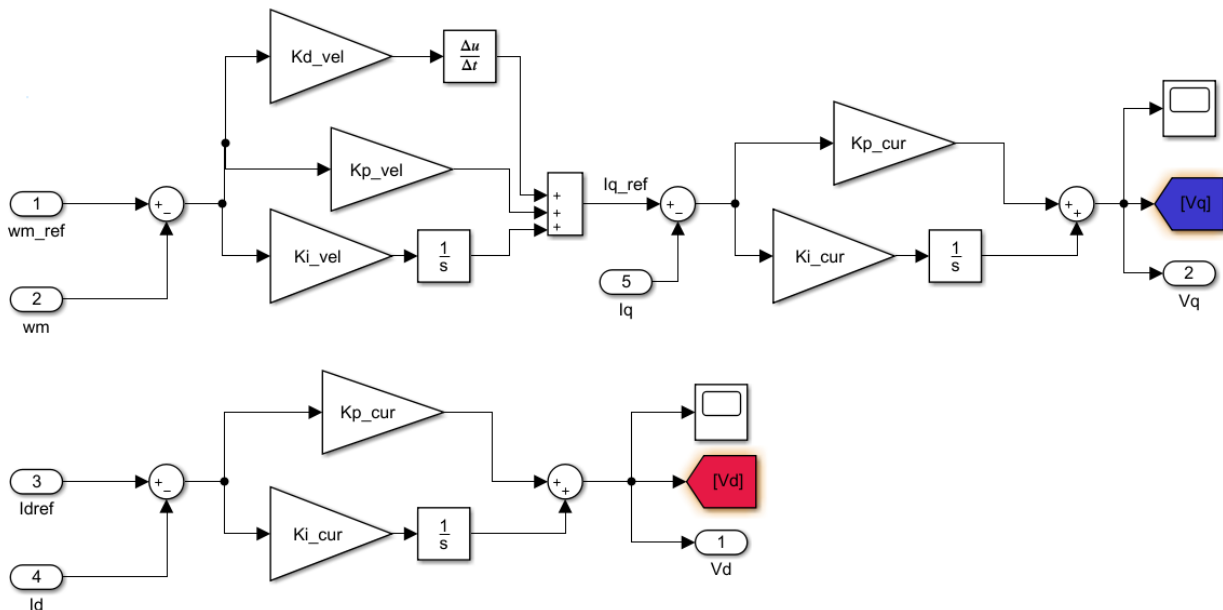
- [15] X. Liu, H. Chen, J. Zhao and A. Belahcen, "Research on the Performances and Parameters of Interior PMSM Used for Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3533-3545, June 2016.
- [16] Α.Γ. Σαρηγιαννίδης, "Βέλτιστος Σχεδιασμός και Διαχείριση Συστημάτων Κίνησης Ηλεκτρικών Οχημάτων", Διδακτορική Διατριβή, ΣΗΜΜΥ, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2016.
- [17] P. Zhou, D. Lin, W. N. Fu, B. Ionescu and Z. J. Cendes, "A general cosimulation approach for coupled field-circuit problems," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 1051-1054, April 2006.
- [18] G. Lee, S. Kim, J. Hong and J. Bahn, "Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Using Harmonic Injected Current," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp. 1582-1585, June 2008
- [19] <https://www.edfenergy.com/electric-cars/batteries>
- [20] Rare Earth Magnets <https://www.shinetsu.co.jp>

Παράρτημα

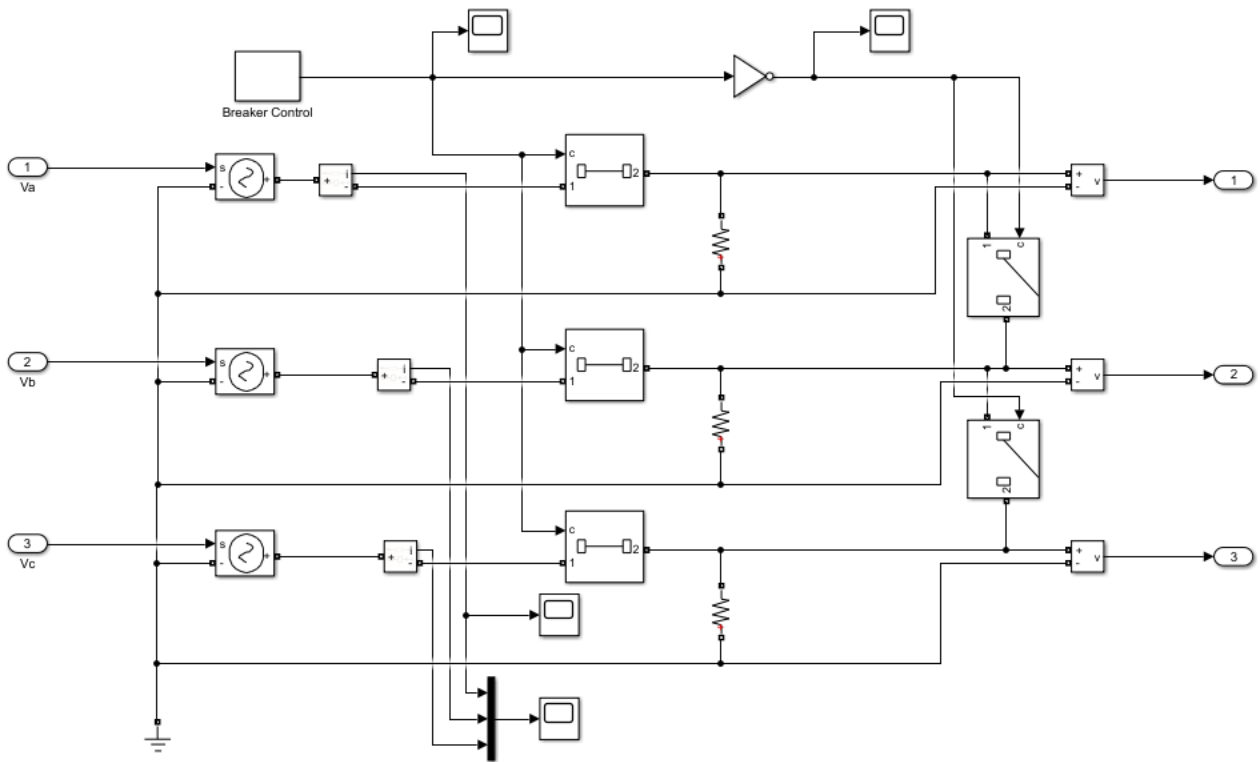
Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα μέρη του δυναμικού μοντέλου του κινητήρα, που υλοποιήθηκε σε περιβάλλον *MatLab-Simulink*[®] για την ανάλυση βραχυκυκλώματος στην παρούσα εργασία. Πρόκειται για μοντέλο σήματος, το οποίο υλοποιεί τις δυναμικές εξισώσεις του σύγχρονου κινητήρα μόνιμων μαγνητών στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς *d-q*.



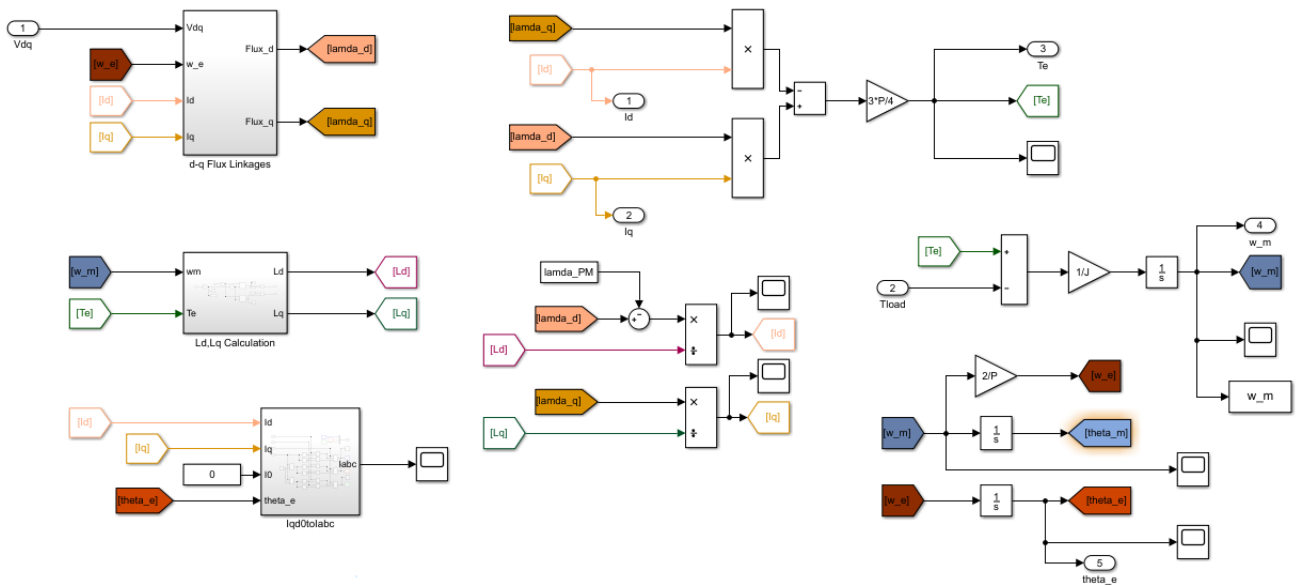
Σχήμα Π.1 Γενικό διάγραμμα δυναμικού μοντέλου σύγχρονου κινητήρα μόνιμων μαγνητών



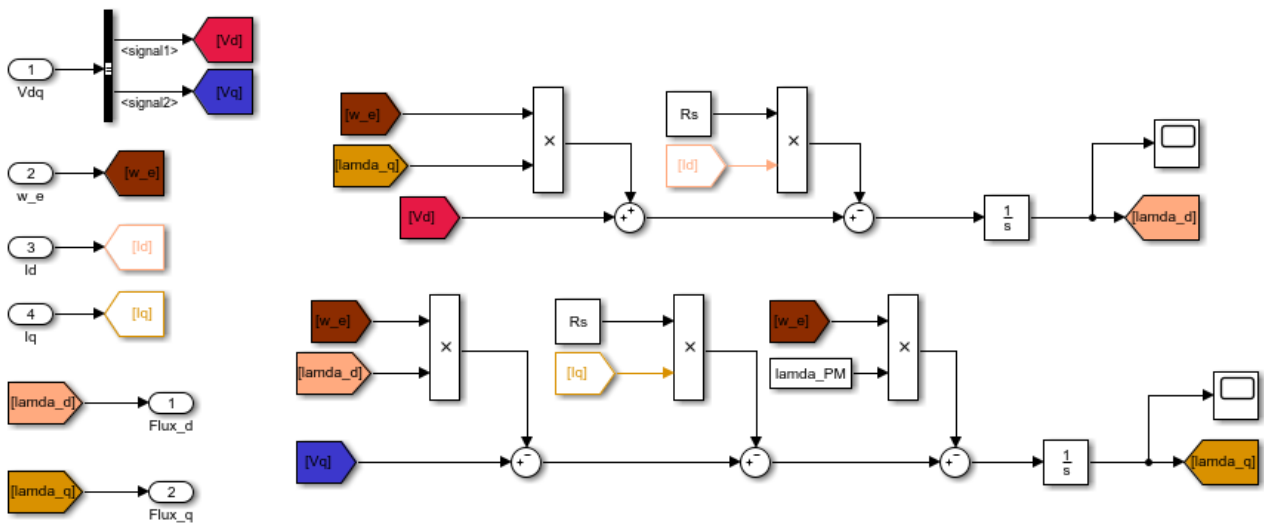
Σχήμα Π.2 Διάγραμμα ελεγκτών *PI* σύγχρονου κινητήρα



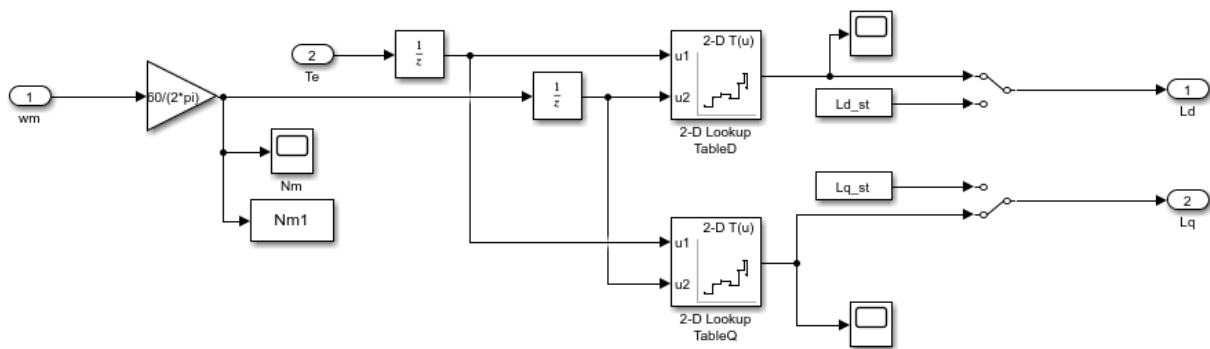
Σχήμα Π.3 Διάγραμμα ιδανικής τριφασικής πηγής τάσης και διακοπών για προσομοίωση βραχυκυκλώματος



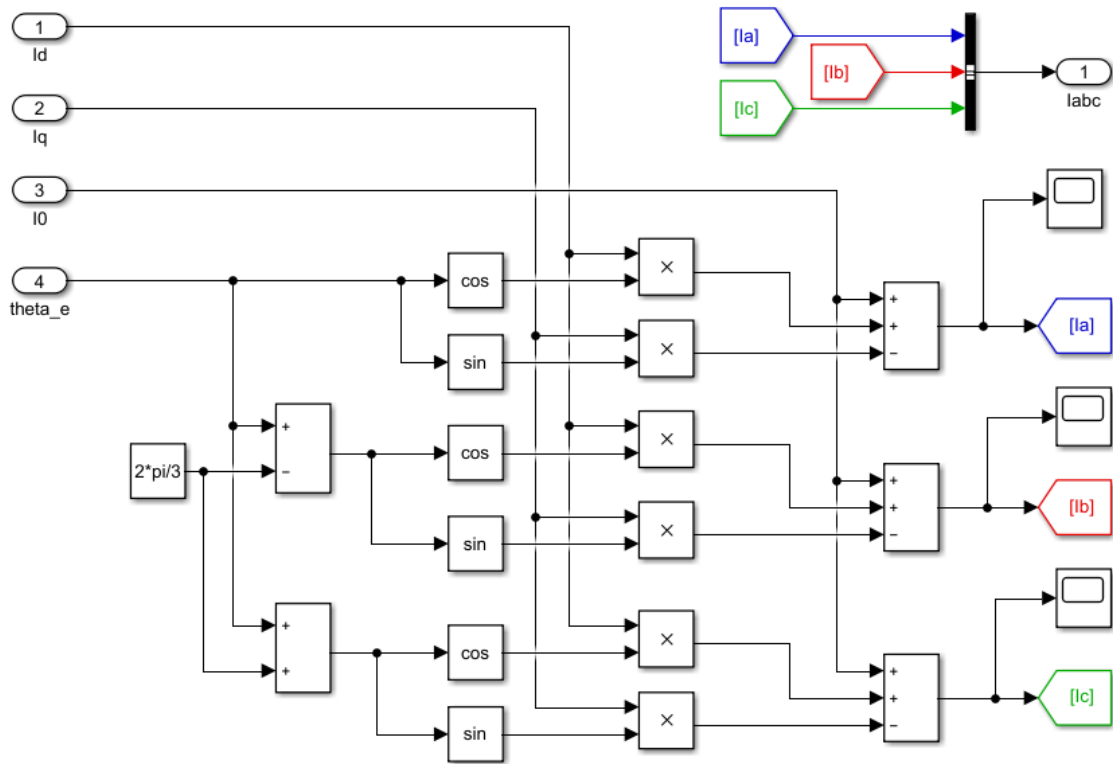
Σχήμα Π.4 Υλοποίηση δυναμικών εξισώσεων σύγχρονου κινητήρα μόνιμων μαγνητών



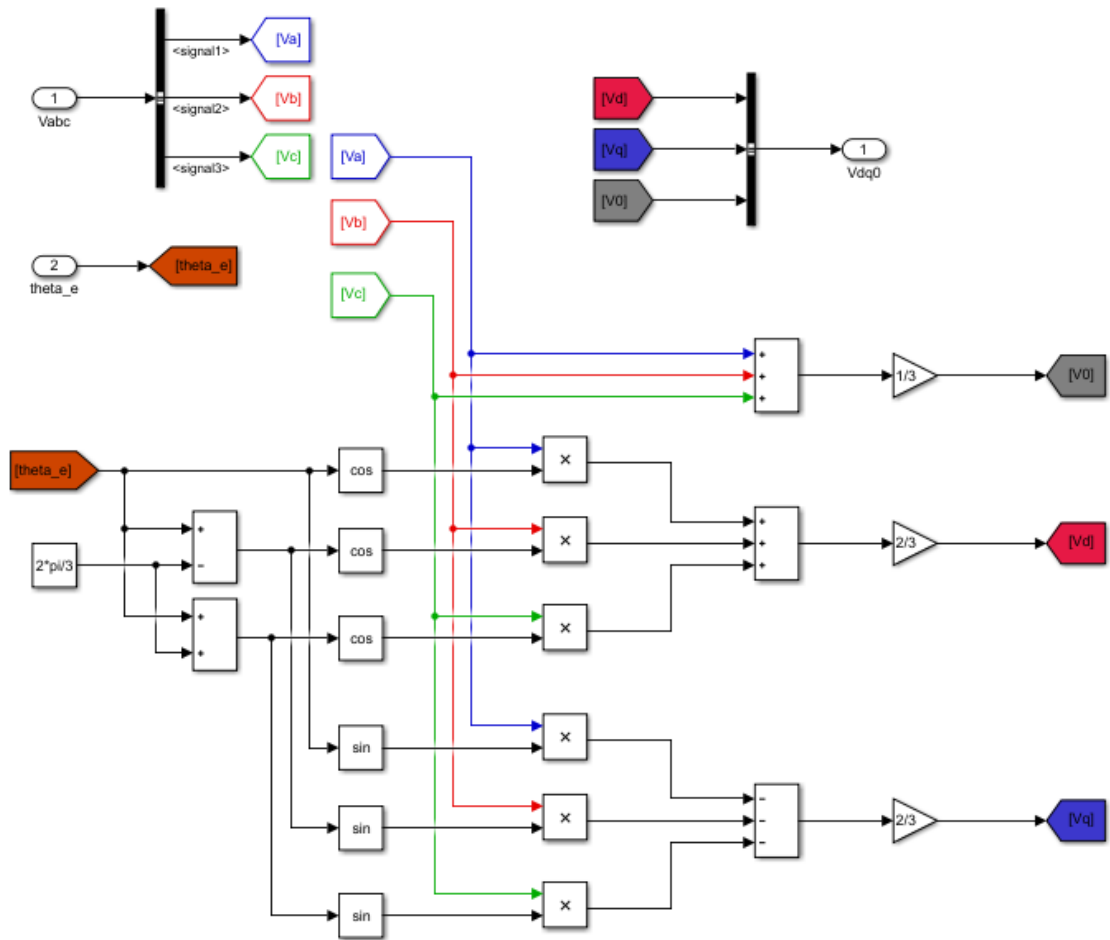
Σχήμα Π.5 Υπολογισμός πεπλεγμένων ροών ευθέως και εγκάρσιου άξονα



Σχήμα Π.6 Διάγραμμα υπολογισμού αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα



Σχήμα Π.7 Διάγραμμα αντίστροφου μετασχηματισμού Park



Σχήμα Π.8 Διάγραμμα μετασχηματισμού Park