ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Βέλτιστος Σχεδιασμός και Διαχείριση Συστημάτων Κίνησης Ηλεκτρικών Οχημάτων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Γ. ΣΑΡΗΓΙΑΝΝΙΔΗΣ

Επιβλέπων: Αντώνιος Γ. Κλαδάς, Καθηγητής
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2016

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Βέλτιστος Σχεδιασμός και Διαχείριση Συστημάτων Κίνησης Ηλεκτρικών Οχημάτων

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Γ. ΣΑΡΗΓΙΑΝΝΙΔΗΣ

Συμβουλευτική Επιτροπή : Αντώνιος Γ. Κλαδάς, Επιβλέπων
Στέφανος Ν. Μανιάς
Σταύρος Α. Παπαθανασίου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 18 / 07 / 2016

Αντώνιος Κλαδάς Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Στέφανος Μανιάς Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Σταύρος Παπαθανασίου Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.
Νικόλαος Χατζηαργυρίου Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Γεώργιος Κορρές Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Ιωάννης Προυσαλίδης Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εμμανουήλ Τατάκης
Καθηγητής Πανεπιστημίου Πατρών

Αθήνα, Ιούλιος 2016

Αθανάσιος Γ. Σαρηγιαννίδης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Τεχνολογίας Υπολογιστών, Πανεπιστήμιο Πατρών

Υποψήφιος Διδάκτωρ Ε.Μ.Π.

Η εργασία υποστηρίχθηκε από το πρόγραμμα "Υποτροφίες Αριστείας Ι.Κ.Υ. Μεταπτυχιακών σπουδών στην Ελλάδα - Πρόγραμμα Siemens"

Copyright © Αθανάσιος Γ. Σαρηγιαννίδης, 2016.
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Στην οικογένειά μου

«Τιμή σ’ εκείνους όπου στην ζωή των
ώρισαν και φυλάγουν Θερμοπύλες.
Ποτέ από το χρέος μη κινούντες·
δίκαιοι κ’ ίσιοι σ’ όλες των τες πράξεις,
αλλά με λύπη κιόλας κ’ ευσπλαχνία·
γενναίοι οσάκις είναι πλούσιοι, κι όταν
είναι πτωχοί, πάλ’ εις μικρόν γενναίοι,
πάλι συντρέχοντες όσο μπορούνε·
πάντοτε την αλήθεια ομιλούντες,
πλην χωρίς μίσος για τους ψευδομένους.

Και περισσότερη τιμή τούς πρέπει
όταν προβλέπουν (και πολλοί προβλέπουν)
πως ο Εφιάλτης θα φανεί στο τέλος,
κ’ οι Μήδοι επί τέλους θα διαβούνε.»

Κ. Π. Καβάφης
Θερμοπύλες

Περίληψη

Η παρούσα εργασία επιχειρεί τον βέλτιστο σχεδιασμό και διαχείριση του ηλεκτρικού συστήματος ισχύος ηλεκτροκίνητων οχημάτων. Πιο συγκεκριμένα, αναπτύσσονται τεχνικές βέλτιστης σχεδίασης γεωμετρίας και οδήγησης Σύγχρονων Κινητήρων Μόνιμου Μαγνήτη (ΣΚΜΜ), θεωρώντας πολλαπλά σημεία λειτουργίας, κατάλληλων για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης.

Αρχικά, στα πλαίσια της σχεδιομελέτης του κινητήρα, αναπτύσσονται δυο νέοι εξελικτικοί αλγόριθμοι, ο προσαρμοστικός αλγόριθμος διαφορικής εξέλιξης (DE) και ο αλγόριθμος σμήνους σωματιδίων (PSO), των οποίων η στιβαρότητα και η ταχύτητα σύγκλισης διερευνάται μέσω κατάλληλων συναρτήσεων δοκιμής. Ο προσαρμοστικός αλγόριθμος DE, που παρουσιάζει συνολικά την ταχύτερη σύγκλιση, ενσωματώνεται σε πλήρως παραμετροποιημένο αριθμητικό εργαλείο σχεδίασης κινητήρων, με ικανότητα θεώρησης των γεωμετρικών και λειτουργικών περιορισμών καθώς επίσης και της στρατηγικής ελέγχου. Στη διαδικασία της βελτιστοποίησης, περιλαμβάνονται τόσο μοντέλα Πεπερασμένων Στοιχείων (ΠΣ), όσο και κυκλωματικά μοντέλα συγκεντρωμένων παραμέτρων του κινητήρα με θεώρηση δυο αξόνων, ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας που επιβάλλεται από σύστημα οδήγησης. Στη συνέχεια, η διαδικασία βελτιστοποίησης επεκτείνεται για κινητήρες ηλεκτρικών οχημάτων, με την ενσωμάτωση του Νέου Ευρωπαϊκού Κύκλου Οδήγησης (New European Driving Cycle - NEDC), χρησιμοποιώντας κατάλληλα χαρακτηριστικά σημεία λειτουργίας, επιτυγχάνοντας με τον τρόπο αυτόν συμβιβασμό μεταξύ ακρίβειας και υπολογιστικού κόστους. Η προτεινόμενη μεθοδολογία βελτιστοποίησης εφαρμόζεται σε κινητήρες τοπολογίας επιφανειακών και εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών (ΜΜ) και εξετάζονται ενδελεχώς τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους για λειτουργία στον NEDC. Η ακρίβεια των μεθοδολογιών που αναπτύσσονται επιβεβαιώνεται μέσω σύγκρισης των αποτελεσμάτων με πειραματικά σε πρότυπο κινητήρα εσωτερικών ΜΜ.

Επιπλέον, αναπτύσσεται τόσο σε περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης, όσο και σε μικροεπεξεργαστή διανυσματικός ελεγκτής ροπής κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, ο οποίος λαμβάνει υπόψιν φαινόμενα μαγνητικού κορεσμού και αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ ορθού (*d*) και κάθετου (*q*) άξονα, μέσω μοντέλου ΠΣ, για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος. Αρχικά, πραγματοποιείται πλήρης χαρτογράφηση της ροής και των αυτεπαγωγών του κινητήρα για όλο το εύρος λειτουργίας και υπολογίζονται τα κατάλληλα ρεύματα στους δύο άξονες *d*-*q*, για λειτουργία τόσο στην περιοχή σταθερής ροπής-Μέγιστης Ροπής ανά Ρεύμα (Maximum Torque per Ampere - MTPA), όσο και στην περιοχή σταθερής ισχύος-Εξασθένισης Πεδίου (Field Weakening - FW). Τα αποτελέσματα της πεδιακής ανάλυσης ενσωματώνονται μέσω κατάλληλων πινάκων αντιστοίχισης στον διανυσματικό ελεγκτή, τόσο για τον υπολογισμό των ρευμάτων αναφοράς, όσο και για τον υπολογισμό της τάσης τυμπάνου του κινητήρα για την κατάσταση FW. Η λειτουργία του κινητηρίου συστήματος μέσω του προτεινόμενου ελεγκτή ροπής προσομοιώθηκε στον NEDC, παρουσιάζοντας ικανοποιητική και ευσταθή λειτουργία σε όλο το εύρος ταχυτήτων. Επιπλέον, διερευνώνται οι απώλειες των ανώτερων αρμονικών και η κυμάτωση της ροπής του κινητηρίου συστήματος, οι οποίες προκαλούνται από τη τροφοδότηση του κινητήρα μέσω ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος. Για τον σκοπό αυτόν αναπτύχθηκε συζευγμένο χρονομεταβλητό πεδιακό-κυκλωματικό μοντέλο. Προτάθηκε μεθοδολογία βελτιστοποίησης της διακοπτικής συχνότητας της τάσης που παρέχει ο μετατροπέας με σκοπό τη μείωση των απωλειών και της κυμάτωσης ροπής των ΣΚΜΜ, για πολλαπλά σημεία λειτουργίας μέσω του παραπάνω μοντέλου και κατάλληλης πειραματικής επιβεβαίωσης σε πρότυπο ΣΚΜΜ.

Τέλος, διερευνάται η δυνατότητα επικουρικής φόρτισης των μπαταριών του ηλεκτρικού οχήματος μέσω Φωτοβολταϊκής (Φ/Β) συστοιχίας, τοποθετημένης στην οροφή του οχήματος, και κατάλληλου συστήματος διαχείρισης, το οποίο αποτελείται από ηλεκτρονικό μετατροπέα DC-DC και ελεγκτή Ανίχνευσης Σημείου Μέγιστης ισχύος (MPPT), με σκοπό την αύξηση της αυτονομίας του.

Λέξεις Κλειδιά: Κινητήρες μόνιμων μαγνητών, ηλεκτρικά οχήματα, μέθοδος πεπερασμένων στοιχείων, εξελικτικοί αλγόριθμοι, προσαρμοστική διαφορική εξέλιξη, βελτιστοποίηση σμήνους σωματιδίων, έλεγχος μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, εξασθένιση πεδίου, συζευγμένο κυκλωματικό-χρονομεταβλητό πεδιακό μοντέλο, απώλειες ανώτερων αρμονικών συχνοτήτων, αυτονομία ηλεκτρικών οχημάτων, φωτοβολταϊκό σύστημα, αλγόριθμος ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος.

Abstract

The present thesis undertakes optimal design and management of electric vehicle drive-train systems. More specifically, particular Permanent Magnet Motor (PMM) design and control optimization techniques are developed, considering multiple operating points for Electric Vehicle (EV) applications.

In a first step, for the motor design, two new evolutionary optimization algorithms are developed, namely the adaptive Differential Evolution (DE) algorithm and the Particle Swarm Optimization (PSO). The robustness and convergence characteristics of the proposed algorithms are investigated via necessary test functions. The adaptive DE algorithm, exhibiting superior convergence characteristics among the developed optimization routines, is integrated in fully parameterized motor design tools, enabling consideration of both geometric and operating constraints, as well as the controller operating mode. In this process, electromagnetic analysis is performed by respective Finite Element (FE) models, incorporating circuit models for the precise calculation of the two axes input current components, regarding the operating mode imposed by the drive system. In a next step, the optimization procedure is extended for EV propulsion motors, with the integration of the New European Drive Cycle (NEDC), where equivalent multiple operating points are considered, enable achieving a convenient compromise between precision and computational cost. The proposed methodology has been applied to optimize the geometry of both surface mounted and interior PMM configurations. The proposed motor configuration is based on a thorough trade-off among the two alternative optimized geometries and has been validated by measurements on a prototype.

Furthermore, a field oriented dynamic torque controller, considering interior PMM magnetic saturation and cross coupling effects between direct (*d*) and quadrature (*q*) axis for the EV application, is developed. Initially, an extended motor flux and inductance mapping over wide load and speed range is implemented, employing a non linear FE model, in order to calculate the appropriate *d-q* axis currents, for operation in Maximum Torque per Ampere (MTPA) - constant torque region and Field Weakening (FW) - constant power region. The results of the FE mapping analysis are integrated in the torque control model via appropriate lookup tables, enabling accurate calculation of both the reference current values and the armature stator voltage for the FW operation. The effectiveness of the control model has been validated through NEDC operation for the investigated EV motor. Moreover, the harmonic losses and the torque ripple of PMMs driven by Pulse Width Modulated (PWM) inverter for a wide range of Switching Frequencies (SFs) are investigated, using a 2-D non linear time stepping FE model, including strand conductors proximity effect, coupled with an appropriate external electric circuit. The analysis undertaken proposes an optimum SF, in terms of overall drive system efficiency and torque quality, considering multiple operating conditions. The simulated results are validated by measurements on a prototype PMM, illustrating that the SF plays an important role on PMM drive applications.

Finally, the EV driving autonomy enhancement, through the incorporation of PhotoVoltaic (PV) array into the vehicle's roof, has been investigated. For the efficient control and power management of the PV array, charging supplementary the EV battery pack, a complete control strategy, including the Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm and the DC-DC converter topology has been developed.

Keywords: Permanent magnet motors, electric vehicles, finite element method, evolutionary algorithms, adaptive differential evolution, particle swarm optimization, maximum torque per ampere, field weakening, coupled circuit-transient FE model, harmonic losses, electric vehicle autonomy, PV array, MPPT algorithm.

Ευχαριστίες

Η παρούσα εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Ευχαριστώ θερμά τον επιβλέποντα της διατριβής μου Καθηγητή κ. Αντώνιο Κλαδά για την πολύτιμη καθοδήγηση και την αμέριστη υποστήριξή του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής, καθώς και τα μέλη της συμβουλευτικής επιτροπής Καθηγητή κ. Στέφανο Μανιά και Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Σταύρο Παπαθανασίου τόσο για τη διάθεση εποικοδομητικής συνεργασίας όσο και για την επιστημονική τους συνδρομή.

Ευχαριστώ ειλικρινώς για τη συμμετοχή τους στην επταμελή εξεταστική επιτροπή, τον Καθηγητή του Πανεπιστημίου Πατρών κ. Εμμανουήλ Τατάκη, τον Αναπληρωτή Καθηγητή της Σχολής Ναυπηγών Μηχανολόγων Μηχανικών του Ε.Μ.Π. κ. Ιωάννη Προυσαλίδη και τους Καθηγητές Ε.Μ.Π. κκ. Νικόλαο Χατζηαργυρίου και Γεώργιο Κορρέ.

Ευχαριστώ ιδιαιτέρως το Ίδρυμα Κρατικών Υποτροφιών για την οικονομική υποστήριξη της διατριβής, μέσω του προγράμματος υποτροφιών αριστείας Siemens.

Επιθυμώ να εκφράσω τις ευχαριστίες μου για την απρόσκοπτη και ευχάριστη συνεργασία μας, στους συναδέλφους Διδάκτορες Χάρη Πάτσιο, Γιώργο Καμπίτση, Στρατή Μπατζέλη, Ελένη Γατή, Σωτήρη Νάνου, Κώστα Τάτη, Θέμη Κεφάλα και Υποψήφιους Διδάκτορες Χρήστο Κρασόπουλο, Αλέξανδρο Αλεξάνδρου, Αποστόλη Διαμαντή, Άγγελο Μοσχούδη, Βασίλη Λάζαρη, Τατιάνα Δαματοπούλου, Σωτήρη Κοκκόση.

Ακόμη, ευχαριστώ τους Διπλωματούχους Ηλεκτρολόγους Μηχανικούς Ε.Μ.Π. Ν. Αδαμοπουλο, Σ. Στάθη, Μ. Καράλη, Π. Παπαμανώλη, Ν. Δημόπουλο, Γ. Αλπογιάννη, Α. Πιτταρά, Μ. Κυριάκο και τις φοιτήτριες της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών Ε.Μ.Π. Φ. Καραμούντζου, Ε. Μήτση για τη συνεργασία τους στα πλαίσια εκπόνησης των διπλωματικών τους εργασιών.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω στον κ. Παναγιώτη Ζάννη, Ε.Τ.Ε.Π. του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, για την ουσιαστική βοήθεια του στην κατασκευή των δοκιμίων και των πειραματικών διατάξεων και την αξιοθαύμαστη υπομονή του.

Επιπλέον, επιθυμώ να ευχαριστήσω ιδιαιτέρως κάποιους ανθρώπους των οποίων η παρουσία υπήρξε καθοριστική για μένα, σε επίπεδα που ξεπερνούν κατά πολύ τα στενά όρια της έρευνας. Θα ήθελα αρχικά να ευχαριστήσω τον Διδάκτορα και πολύ καλό φίλο Παναγιώτη Κακοσίμο για την ακεραιότητα, την ειλικρίνεια του και τις πολύτιμές συμβουλές του, τις οποίες πρόσφερε απλόχερα οποιαδήποτε στιγμή τις χρειάστηκα. Επίσης, ευχαριστώ θερμά τον Διδάκτορα και πάνω απ' όλα φίλο Μίνω Μπενιακάρ για την καθοριστική του συμβολή καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διατριβής και τη συμπαράσταση στις δύσκολες στιγμές αυτής της πορείας.

Τέλος, εκφράζω ευγνωμοσύνη στην οικογένειά μου και ιδιατέρως στους γονείς μου, οι οποίοι στήριξαν όλα αυτά τα χρόνια την προσπάθειά μου με κατανόηση και θυσίες, καθώς και στη Μαίρη, για την απέραντη υπομονή που επέδειξε κατά τη διάρκεια αυτής της πολυετούς και επίπονης προσπάθειας.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή στα συστήματα κίνησης ηλεκτρικών οχημάτων 1
1.1 Τεχνολογική εξέλιξη ηλεκτρικών οχημάτων 1
1.1.1 Υβριδικό όχημα 2
1.1.2 Ηλεκτρικό όχημα με κυψέλες καυσίμου 2
1.1.3 Πλήρως ηλεκτρικό όχημα 2
1.2 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης 3
1.2.1 Πηγή ισχύος 4
1.2.2 Μετατροπέας ισχύος 6
1.2.3 Ηλεκτρικοί κινητήρες 8
1.2.4 Μονάδα ελέγχου χαμηλής ισχύος 10
1.3 Αντικείμενο και ερευνητικοί στόχοι 11
1.4 Διάρθρωση της εργασίας 12
1.5 Βιβλιογραφία κεφαλαίου 15
Κεφάλαιο 2. Σχεδίαση κινητήρων μονίμων μαγνητών 17
2.1 Εισαγωγή 17
2.2 Επιλογή τοπολογίας κινητήρα 17
2.2.1 Κινητήρες επιφανειακών μόνιμων μαγνητών 17
2.2.2 Κινητήρες εσωτερικά επιφανειακών μαγνητών 18
2.2.3 Κινητήρες εσωτερικών μαγνητών 18
2.2.4 Κινητήρες εσωτερικού και εξωτερικού δρομέα 20
2.3 Προκαταρκτική σχεδίαση 20
2.3.1 Διαστασιολόγηση διακένου 20
2.3.1.1 Πάχος διακένου 21
2.3.1.2 Ειδική μαγνητική φόρτιση 21
2.3.1.3 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση 21
2.3.1.4 Επιφάνεια διακένου 22
2.3.2 Μεθοδολογία επιλογής διαστάσεων D_g και L 23
2.3.3 Προσδιορισμός κύριων χαρακτηριστικών στάτη 24
2.3.3.1 Διαμόρφωση τυλιγμάτων 25
2.3.4 Μελέτη χαρακτηριστικών δρομέα 30
2.4 Οριστική σχεδίαση - Ανάλυση μέσω της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων 31
2.4.1 Επίλυση μαγνητοστατικών προβλημάτων 32
2.4.2 Οριακές συνθήκες 34
2.4.3 Διαδικασία ανάλυσης με πεπερασμένα στοιχεία 35
2.4.3.1 Σχεδίαση και πλεγματοποίηση 36
2.4.3.2 Διαδικασία παραμετρικής επίλυσης κινητήρων μονίμων μαγνητών 39
2.4.3.3 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής 42
2.4.3.4 Υπολογισμός επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και τάσης τυμπάνου 43
2.4.3.5 Υπολογισμός απωλειών 45
2.4.3.5.1 Απώλειες χαλκού 45
2.4.3.5.2 Απώλειες πυρήνα 46
2.4.3.5.3 Απώλειες τριβών και ανεμισμού 48
2.4.3.5.4 Απώλειες μόνιμου μαγνήτη 49
2.4.3.6 Υπολογισμός απόδοσης 49
2.4.3.7 Υπολογισμός αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα 50
2.4.3.8 Υπολογισμός ροπής αδράνειας 51
2.5 Θερμική ανάλυση 51
2.6 Βιβλιογραφία κεφαλαίου 56

Κεφάλαιο 3. Αρχές βελτιστοποίησης και εξελικτικοί αλγόριθμοι 59
3.1 Εισαγωγή 59
3.2 Θεμελιώδεις έννοιες βελτιστοποίησης 59
3.2.1 Η έννοια του συστήματος 59
3.2.2 Η έννοια της βελτιστοποίησης 60
3.2.3 Ορισμός ακρότατων συναρτήσεων 60
3.3 Βελτιστοποίηση πραγματικών συναρτήσεων 61
3.4 Χώροι αναζήτησης και αποτίμησης 62
3.4.1 Βελτιστοποίηση υπό ή άνευ περιορισμών 62
3.4.2 Η εφικτότητα στο χώρο αποτίμησης 62
3.4.3 Μορφές πεδίων αναζήτησης και απόκρισης 62
3.5 Αντιμετώπιση περιορισμών προβλήματος βελτιστοποίησης 64
3.6 Βελτιστοποίηση μέσω κατάλληλης συνάθροισης πολλαπλών κριτηρίων 64
3.7 Εξελικτικοί αλγόριθμοι επίλυσης προβλημάτων βελτιστοποίησης 67
3.8 Ανάπτυξη εξελικτικών αλγορίθμων βελτιστοποίησης 70
3.8.1 Ο αλγόριθμος της Διαφορικής Εξέλιξης (Differential Evolution) 70
3.8.1.1 Κλασική εκδοχή του αλγορίθμου Διαφορικής Εξέλιξης 70
3.8.1.2 Προσαρμοστικός αλγόριθμος Διαφορικής Εξέλιξης 75
3.8.2 Ο αλγόριθμος Σμήνους Σωματιδίων (Particle Swarm Optimization) 79
3.8.2.1 Τοπολογίες Γειτόνων 81
3.9 Αξιολόγηση των αλγορίθμων DE και PSO 83
3.9.1 Συνάρτηση Rosenbrock 83
3.9.2 Συνάρτηση Eggholder 84
3.9.3 Συνάρτηση Rastrigin 86
3.9.4 Συνάρτηση Michalewicz 87
3.9.5 Συγκριτική αξιολόγηση των αποτελεσμάτων των προβλημάτων βελτιστοποίησης με συναρτήσεις δοκιμής 89
3.10 Βιβλιογραφία κεφαλαίου 90
Κεφάλαιο 4. Βελτιστοποίηση γεωμετρίας κινητήρων μόνιμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτρικού οχήματος 92
4.1 Εισαγωγή 92
4.2 Προδιαγραφές ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος 93
4.2.1 Μέθοδος υπολογισμού απαιτούμενης ροπής κινητήρα 94
4.2.2 Κύκλοι οδήγησης οχημάτων 96
4.2.3 Ανάλυση κινητηρίου συστήματος στον NEDC 97
4.2.4 Ενεργειακή κατανομή κατά τη λειτουργία στον NEDC και εξαγωγή ισοδύναμων σημείων λειτουργίας 100
4.3 Προκαταρκτική σχεδίαση 101
4.3.1 Τοπολογία κινητήρα επιφανειακών ΜΜ 102
4.3.2 Τοπολογία κινητήρα εσωτερικών ΜΜ 104
4.4 Οριστική σχεδίαση - διαδικασία βελτιστοποίησης 107
4.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης 112
4.6 Κατασκευή δοκιμίου 119
4.7 Πειραματική επιβεβαίωση 122
4.8 Βιβλιογραφία κεφαλαίου 126
Κεφάλαιο 5. Οδήγηση κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων 129
5.1 Εισαγωγή 129
5.2 Προδιαγραφές συστήματος 130
5.3 Προτεινόμενη μεθοδολογία χαρτογράφησης κινητήρα εσωτερικών ΜΜ 130

5.4 Αποτελέσματα χαρτογράφησης κινητήρα εσωτερικών ΜΜ 133
5.5 Υπολογισμός σύγχρονων επαγωγών d-q άξονα 137
5.6 Ανάπτυξη δυναμικού μοντέλου ελεγκτή ροπής για την οδήγηση κινητήρων εσωτερικών ΜΜ 139
5.6.1 Διανυσματικός ελεγκτής με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου (SVM) 140
5.6.2 Διανυσματικός ελεγκτής με διαμόρφωση ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος - HBCC142
5.7 Συγκριτική μελέτη λειτουργίας διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ 144
5.7.1 Συγκριτική ανάλυση αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος στην ονομαστική-μόνιμη κατάσταση λειτουργίας 145
5.7.2 Σύγκριση επιδόσεων σε μεταβατικές καταστάσεις 146
5.7.3 Ανάλυση λειτουργίας στον NEDC 149
5.7.4 Συγκριτική αξιολόγηση των διανυσματικών ελεγκτών ροπής 151
5.8 Πειραματική επιβεβαίωση 152
5.8.1 Υπολογισμός αυτεπαγωγών d-q άξονα 152
5.8.2 Μεθοδολογία υλοποίησης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής σε μικροεπεξεργαστή 153
5.8.3 Πειραματικά αποτελέσματα 155
5.9 Βιβλιογραφία κεφαλαίου 160
Κεφάλαιο 6. Επίδραση της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα στο κινητήριο σύστημα 162
6.1 Εισαγωγή 162
6.2 Προδιαγραφές συστήματος 163
6.3 Προτεινόμενη μεθοδολογία ανάλυσης φαινομένων ανώτερων αρμονικών για το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα 164
6.3.1 Χρονομεταβλητά προβλήματα 164
6.3.2 Επιδερμικό φαινόμενο 165
6.3.3 Συζευγμένο κυκλωματικό-πεδιακό μοντέλο Πεπερασμένων Στοιχείων 167
6.3.3.1 Υπολογισμός απωλειών σύγχρονου κινητήρα ΜΜ 168
6.3.3.2 Υπολογισμός απωλειών αντιστροφέα 169
6.3.3.3 Βελτιστοποίηση οδήγησης μέσω σύνθετης συνάρτησης κόστους 170
6.4 Αποτελέσματα ανάλυσης και πειραματική επιβεβαίωση 170
6.5 Βιβλιογραφία κεφαλαίου 178
Κεφάλαιο 7. Ανάπτυξη συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών για ηλεκτρικό όχημα 180
7.1 Εισαγωγή 180
7.2 Προδιαγραφές συστήματος 181
7.3 Σχεδίαση ηλεκτρονικού μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου Flyback 182
7.4 Σχεδίαση αλγορίθμου MPPT 188
7.4.1 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb & Observe) 188
7.4.2 Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (Incremental Conductance) 191
7.5 Συγκριτική ανάλυση λειτουργίας ελεγκτών MPPT για τη φ/Β γεννήτρια του ηλεκτρικού οχήματος υπό συνθήκες ομοιόμορφης ηλιοφάνειας 192
7.5.1 Μελέτη αλγορίθμων MPPT υπό ονομαστική ηλιακή ακτινοβολία 193
7.5.2 Μελέτη Αλγορίθμων P&O και INC υπό διάφορες μεταβολές της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας 195
7.6 Λειτουργία προτεινόμενου ελεγκτή MPPT υπό συνθήκες μερικής σκίασης 199
7.7 Ενεργειακή αξιολόγηση του προτεινόμενου συστήματος επικουρικής φόρτισης 203
7.8 Πειραματική επιβεβαίωση 206
7.9 Βιβλιογραφία κεφαλαίου 211
Κεφάλαιο 8. Σύνοψη και συμπεράσματα 213
8.1 Κυριότερα συμπεράσματα 213
8.1.1 Πρώτη φάση: Ανάπτυξη μεθοδολογίας βελτιστοποίησης γεωμετρίας κινητήρων μόνιμων μαγνητών μεταβλητών στροφών βασισμένη σε κύκλο λειτουργίας - Κεφάλαια 2-4 213

8.1.2 Δεύτερη φάση: Ανάπτυξη μεθοδολογιών για τη βέλτιστη οδήγηση ΣΚΜΜ (θεώρηση μαγνητικού κορεσμού, σύζευξης μεταξύ d-q άξονα και επιπτώσεων μεταβολής διακοπτικής συχνότητας) – Κεφάλαια 5 & 6 215
8.1.3 Τρίτη φάση: Ανάπτυξη μεθοδολογιών για την αύξηση της αυτονομίας του ηλεκτρικού οχήματος πόλης - Κεφάλαιο 7 217
8.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης 217
8.3 Σημεία για περαιτέρω διερεύνηση 218
Παράρτηματα 219
Π.Α1 Κώδικας παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης κινητήρων μέσω πεπερασμένων στοιχείων.. 219
Π.Α2 Αλγόριθμος εξελικτικής βελτιστοποίησης DE 238
Π.Α3 Αλγόριθμος εξελικτικής βελτιστοποίησης PSO 243
Π.Β1 Δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης των μηχανικών δυνάμεων και ροπών που απαιτούνται από το ηλεκτρικό όχημα 246
Π.Β2 Δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση SVM ... 247
Π.Β3 Δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση HBCC . 250
Π.Β4 Μοντέλο υλοποίησης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής σε μικροεπεξεργαστή 251
Π.Γ1 Δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης του συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών 252
Π.Γ2 Σχέδια τυπωμένου κυκλώματος DC-DC μετατροπέα τύπου Flyback 254
Π.Γ3 Κώδικας υλοποίησης MPPT ελεγκτή σε μικροεπεξεργαστή 256
Βιβλιογραφία παραρτημάτων 258
Ευρετήριο σχημάτων 259
Ευρετήριο πινάκων 266
Συντομογραφίες 267
Ευρετήριο Συμβόλων 268
Λίστα δημοσιεύσεων 271

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή στα συστήματα κίνησης ηλεκτρικών οχημάτων

1.1 Τεχνολογική εξέλιξη ηλεκτρικών οχημάτων

Τα τελευταία χρόνια, όλο και περισσότερο καθίσταται επιτακτική η ανάγκη αξιοποίησης των εναλλακτικών και ανανεώσιμων πηγών ενέργειας σε κάθε τομέα της ανθρώπινης δραστηριότητας. Περιβαλλοντικοί αλλά και οικονομικοί λόγοι έχουν οδηγήσει στην κατεύθυνση αυτή, καθώς η αλόγιστη χρήση των υδρογονανθράκων έχει προκαλέσει σοβαρές επιβαρύνσεις στο φυσικό περιβάλλον και την ατμόσφαιρα, ενώ η τιμή του πετρελαίου αυξάνεται συνεχώς, συντελώντας σε οικονομικοπολιτικές αναταράξεις [1.1]. Οι μηχανές εσωτερικής καύσης που αναπτύχθηκαν πρώτες στις μεταφορές έχουν μεγάλο μερίδιο ευθύνης στην οικολογική επιβάρυνση, καθώς εκπέμπουν σημαντικούς χημικούς και θερμικούς ρύπους συντελώντας στην επιδείνωση του φαινομένου του θερμοκηπίου και αυξάνοντας τη θερμοκρασία του πλανήτη [1.2]. Η τάση αντικατάστασής τους μέσω διαφορετικών τεχνολογιών κίνησης των οχημάτων, έχει στρέψει έντονα το ενδιαφέρον προς τα οχήματα με ηλεκτρική κίνηση.

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο αποτελεί έναν εναλλακτικό και φιλικό προς το περιβάλλον, τρόπο μετακίνησης, καθώς προκαλεί μειωμένη ή ακόμα και μηδενική εκπομπή ρύπων διοξειδίου του άνθρακα στην ατμόσφαιρα και ελάχιστη θερμική επιβάρυνση [1.3, 1.4]. Επιπλέον, η ενέργεια που απαιτείται για την ηλεκτροκίνηση μπορεί να παραχθεί μέσω ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, ενώ ακόμη και όταν αυτή παράγεται από συμβατικά καύσιμα, ο βαθμός απόδοσης είναι πολύ υψηλότερος λόγω του μεγέθους και της τεχνολογίας των κινητηρίων συστημάτων. Επιπλέον, η χρήση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου συντελεί σε δραστική βελτίωση της ποιότητας ζωής στην πόλη, αφού προκαλεί μηδαμινή ηχορύπανση [1.1, 1.4]. Όσον αφορά το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα, οι επιδόσεις του, ιδιαίτερα στην περίπτωση δυνατότητας σύνδεσης με ηλεκτρικό δίκτυο όπως στα μέσα μεταφοράς σταθερής τροχιάς, παρουσιάζουν πληθώρα πλεονεκτημάτων σε σχέση με εκείνο των μηχανών εσωτερικής καύσης. Μεγαλύτερη επιτάχυνση, μεγαλύτερο εύρος ταχυτήτων, μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος, μικρότερο βάρος και λιγότερη συντήρηση είναι τα κυριότερα από τα πλεονεκτήματα αυτά [1.5, 1.6]. Ταυτόχρονα, η ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος και προηγμένων μεθόδων ελέγχου κινητήρων έχουν βελτιώσει σημαντικά τον βαθμό απόδοσης του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, καθώς επιτυγχάνουν αποδοτική λειτουργία του κινητήρα σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων και παρέχουν τη δυνατότητα αναγεννητικής πέδησης, ανακτώντας ενέργεια κατά την επιβράδυνση σε κατηφορικό δρόμο ή κατά το φρενάρισμα [1.7].

Είναι γεγονός ότι τα ηλεκτρικά οχήματα είχαν κάνει ήδη την εμφάνισή τους από τα μέσα του 19^{ου} αιώνα, οπότε και άρχισαν να κυριαρχούν στην αγορά. Τα επόμενα χρόνια, όμως, η σημαντικά μειωμένη τιμή του πετρελαίου, αλλά και οι ραγδαίες τεχνολογικές εξελίξεις στον τομέα των μηχανών εσωτερικής καύσης σε συνδυασμό με τη μικρή πυκνότητα ισχύος των μπαταριών, περιόρισε την ανάπτυξη των ηλεκτρικών οχημάτων στα μέσα μαζικής μεταφοράς σταθερής τροχιάς (ηλεκτρικά τραίνα, μετρό, τραμ) και οδήγησε σε ολοκληρωτική εξαφάνισή τους από την αγορά αυτοκινήτων στις αρχές του 20^{ου} αιώνα [1.8].

Κύριος αποτρεπτικός παράγοντας στη διάδοση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου ήταν η περιορισμένη αυτονομία. Παρόλη τη σημαντική πρόοδο της τεχνολογίας των συσσωρευτών και τον υψηλό βαθμό απόδοσης των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης, η απόσταση που δύναται να διανύσει το ηλεκτρικό αυτοκίνητο, μέχρι την επόμενη φόρτιση τους, είναι σχετικά περιορισμένη. Επιπρόσθετα, ο χρόνος φόρτισης των συσσωρευτών είναι αρκετά μεγάλος (από 1 έως 8 ώρες), ενώ απαιτεί και δαπανηρή εγκατάσταση ειδικά διαμορφωμένων υποδομών του δικτύου παροχής

ηλεκτρικής ενέργειας [1.9]. Επιπλέον, το κόστος και το βάρος των μπαταριών είναι αρκετά υψηλό, ενώ παράλληλα απαιτείται και αντικατάστασή τους μετά από συγκεκριμένο αριθμό κύκλων φόρτισης - εκφόρτισης, αυξάνοντας το κόστος συντήρησης του οχήματος.

Τα ηλεκτρικά οχήματα μπορούν να διακριθούν με βάση τη λειτουργία του κινητήριου συστήματός τους σε τρεις κατηγορίες: τα υβριδικά, τα ηλεκτρικά με κυψέλες υδρογόνου και τα αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα.

1.1.1 Υβριδικό όχημα

Το υβριδικό όχημα περιλαμβάνει ένα κινητήρα εσωτερικής καύσης και τουλάχιστον ένα ηλεκτροκινητήρα και μία πηγή ηλεκτρικής ενέργειας. Η σύνδεση όλων των υποσυστημάτων γίνεται με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε να αυξηθεί ο συντελεστής απόδοσης του συστήματος που παρέχει το κινητήριο σύστημα και ταυτόχρονα να αυξηθεί η αυτονομία που παρέχει το σύστημα κίνησης με κινητήρα εσωτερικής καύσης. Η σύνδεση των υποσυστημάτων διακρίνεται σε σειρά και παράλληλη. Στη σύνδεση σε σειρά, ο κινητήρας εσωτερικής καύσης χρησιμοποιείται είτε για τη φόρτιση των συσσωρευτών, είτε για την κίνηση της γεννήτριας, που παρέχει την ενέργεια στον ηλεκτρικό κινητήρα ο οποίος πραγματοποιεί την πρόωση του οχήματος. Στην παράλληλη σύνδεση, τα δύο συστήματα κίνησης συνεργάζονται για την από κοινού πρόωση του οχήματος, με στόχο την ικανοποίηση της απαιτούμενης ισχύος υπό τη μικρότερη δυνατή κατανάλωση καυσίμου. Όπως γίνεται εμφανές, το υβριδικό όχημα επιτρέπει συνδυασμό στα οφέλη του ηλεκτρικού και του συμβατικού αυτοκινήτου, ενώ θεωρείται ως βραχυχρόνια λύση έως ότου επιλυθούν τα τεχνοοικονομικά ζητήματα που θα επιτρέψουν τη μαζική κυκλοφορία των αμιγώς ηλεκτρικών οχημάτων. Τυπικά υβριδικά οχήματα που βρίσκονται αυτή τη στιγμή σε μαζική παραγωγή είναι το Volt της GM, το Ford C-Max και το Toyota Prius [1.10]. Το σύστημα κίνησης τροφοδοτείται από μπαταρίες, από κινητήρα εσωτερικής καύσης και περιλαμβάνει φορτιστή σύνδεσης με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Η τεχνολογία αυτή είναι επίσης γνωστή με τον όρο "*plug-in hybrid*".

1.1.2 Ηλεκτρικό όχημα με κυψέλες καυσίμου

Το ηλεκτρικό όχημα με κυψέλες καυσίμου διαθέτει ηλεκτρικό σύστημα κίνησης, αλλά η πηγή ισχύος του είναι οι κυψέλες καυσίμου (συνήθως υδρογόνου). Η λειτουργία του βασίζεται σε ένα μηχανισμό ηλεκτροχημικής μετατροπής ενέργειας, σύμφωνα με τον οποίο η χημική αντίδραση υδρογόνου και οξυγόνου παράγει νερό, ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα [1.11]. Οι κυψέλες καυσίμου λειτουργούν συνήθως με υδρογόνο υψηλής καθαρότητας, ωστόσο μπορούν να χρησιμοποιηθούν με κατάλληλη τεχνολογία και άλλα καύσιμα που περιέχουν υδρογόνο, όπως η μεθανόλη, η αιθανόλη, το φυσικό αέριο, κ.τ.λ. Το όχημα αυτό δεν απαιτεί φόρτιση, αφού η τροφοδοσία του κινητήρα γίνεται από την παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια που προσφέρει η κυψέλη με καύσιμο το υδρογόνο. Ωστόσο, ο χαμηλός βαθμός απόδοσης των κυψελών καυσίμου, η χαμηλή πυκνότητα ισχύος τους και οι λειτουργικοί τους περιορισμοί, οδηγούν συχνά σε υβριδικά συστήματα συνδυασμού κυψελών με μια δεύτερη πηγή ενέργειας (πιθανόν κάποιον συσσωρευτή).

1.1.3 Πλήρως ηλεκτρικό όχημα

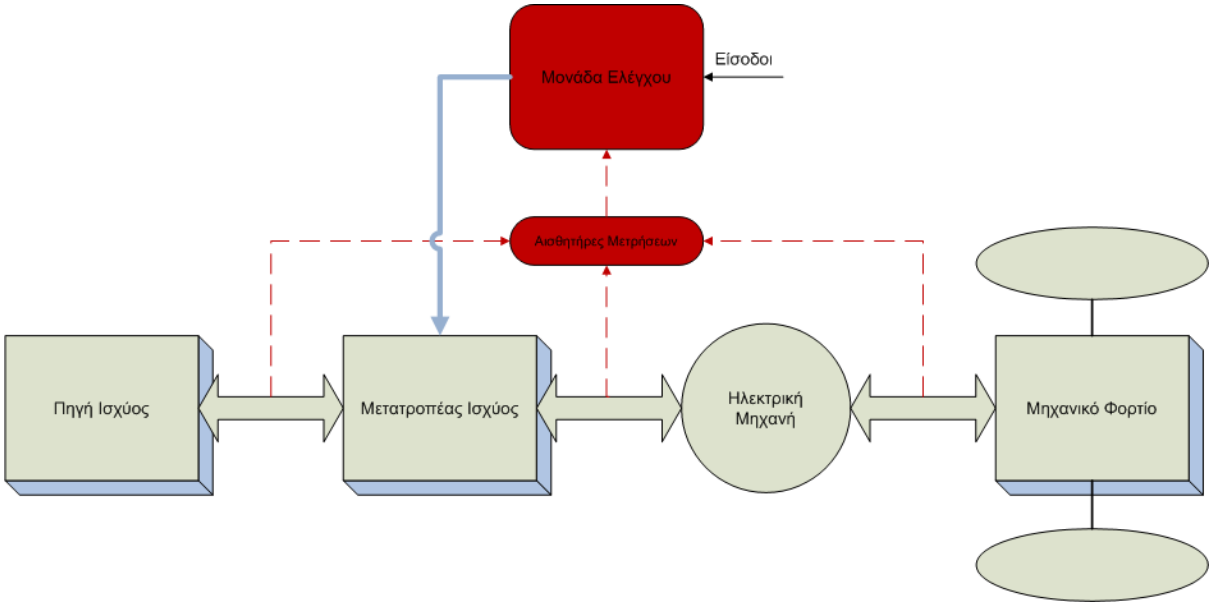
Το πλήρως ηλεκτρικό όχημα περιλαμβάνει έναν ή περισσότερους ηλεκτρικούς κινητήρες και η ηλεκτρική του ενέργεια προέρχεται από συσσωρευτές που τοποθετούνται στο εσωτερικό του. Τα οχήματα αυτά θεωρούνται οχήματα μηδενικής εκπομπής ρύπων, καθώς χρησιμοποιούν για την πρόωση τους αποκλειστικά ηλεκτρικούς κινητήρες. Όπως έχει ήδη αναφερθεί όμως, λόγω του ότι οι συσσωρευτές τους είναι επαναφορτιζόμενοι, η αυτονομία κίνησής τους είναι περιορισμένη. Ωστόσο, οι ραγδαίες τεχνολογικές εξελίξεις στην αύξηση της χωρητικότητας των μέσων αποθήκευσης ενέργειας, σε συνδυασμό με τον υψηλή απόδοση του κινητήριου συστήματος, έχει οδηγήσει σε εμπορική διάθεση οχημάτων που η αυτονομία τους ξεπερνά τα 250km [1.12].

Δημοφιλείς τύποι πλήρως ηλεκτρικών οχημάτων είναι το Nissan Leaf και το Smart ForTwo Electric "Battery Electric Vehicle (BEV)", τα οποία χρησιμοποιούνται κυρίως για χρήση στον αστικό ιστό, με σημαντική εξοικονόμηση ενέργειας, παρουσιάζοντας ταυτόχρονα και ευκολία στη φόρτισή τους. Παράλληλα, υπάρχουν προσπάθειες για ανάπτυξη ηλεκτρικών οχημάτων υψηλών επιδόσεων, κυρίως από την εταιρεία Tesla Motors [1.13].

1.2 Σύστημα ηλεκτρικής κίνησης

Η γενική μορφή ενός ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος παρουσιάζεται στο *Σχ. 1.1* και αποτελείται από τα εξής υποσυστήματα:

- Πηγή ισχύος
- Μετατροπέας ισχύος
- Ηλεκτρικός κινητήρας
- Ψηφιακός ελεγκτής
- Αισθητήρες μετρήσεων



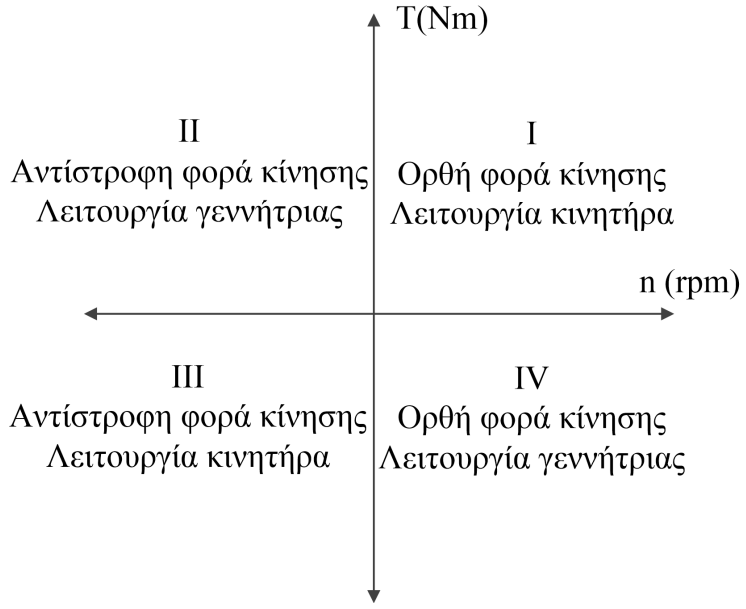
Σχήμα 1.1. Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης

Το μπλε χρώμα του *Σχ. 1.1* υποδηλώνει το υποσύστημα που ανήκει στο κύκλωμα ισχύος, ενώ το κόκκινο χρώμα αυτό που ανήκει στο κύκλωμα ελέγχου χαμηλής ισχύος. Οι βασικές απαιτήσεις οποιουδήποτε συστήματος ηλεκτρικής κίνησης για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων είναι οι εξής:

- Δυνατότητα κάλυψης αναγκών υψηλής ισχύος
- Ανάπτυξη υψηλής ροπής σε χαμηλές στροφές
- Ανάπτυξη υψηλών στροφών σε χαμηλές ροπές φορτίου
- Μεγάλο εύρος ταχυτήτων
- Υψηλή απόδοση
- Αξιοπιστία και ικανοποιητική ανοχή σε σφάλματα
- Λογικό κόστος

Το κύκλωμα ισχύος ευθύνεται για τη διαχείριση και τη μεταφορά της ισχύος του συστήματος. Βασική απαίτηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης που στοχεύουν σε υψηλές αποδόσεις είναι η αμφίδρομη μεταφορά ισχύος, δηλαδή η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος από τη πηγή ισχύος προς το φορτίο και αντίστροφα. Η ανάπτυξη κατάλληλων διατάξεων ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος έχει

επιτρέψει αυτήν τη δυνατότητα, εξασφαλίζοντας αυξημένη αξιοπιστία και υψηλή απόδοση. Η δυνατότητα αυτή, ονομάζεται λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων στο πεδίο ροπής - ταχύτητας, όπως φαίνεται στο *Σχ. 1.2.* Πιο συγκεκριμένα, όταν η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας έχουμε ίδια φορά ταχύτητας και ροπής (λειτουργία στο $1^{ο}$ και $3^{ο}$ τεταρτημόριο) και μεταφορά ισχύος από την πηγή προς το φορτίο, ενώ όταν η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια, έχουμε αντίθετη φορά ταχύτητας και ροπής (λειτουργία στο $2^{ο}$ και $4^{ο}$ τεταρτημόριο) και μεταφορά ισχύος από τη μηχανή προς την πηγή ισχύος. Η τελευταία λειτουργία στη βιβλιογραφία συναντάται ως λειτουργία αναγεννητικής πέδησης [1.14].



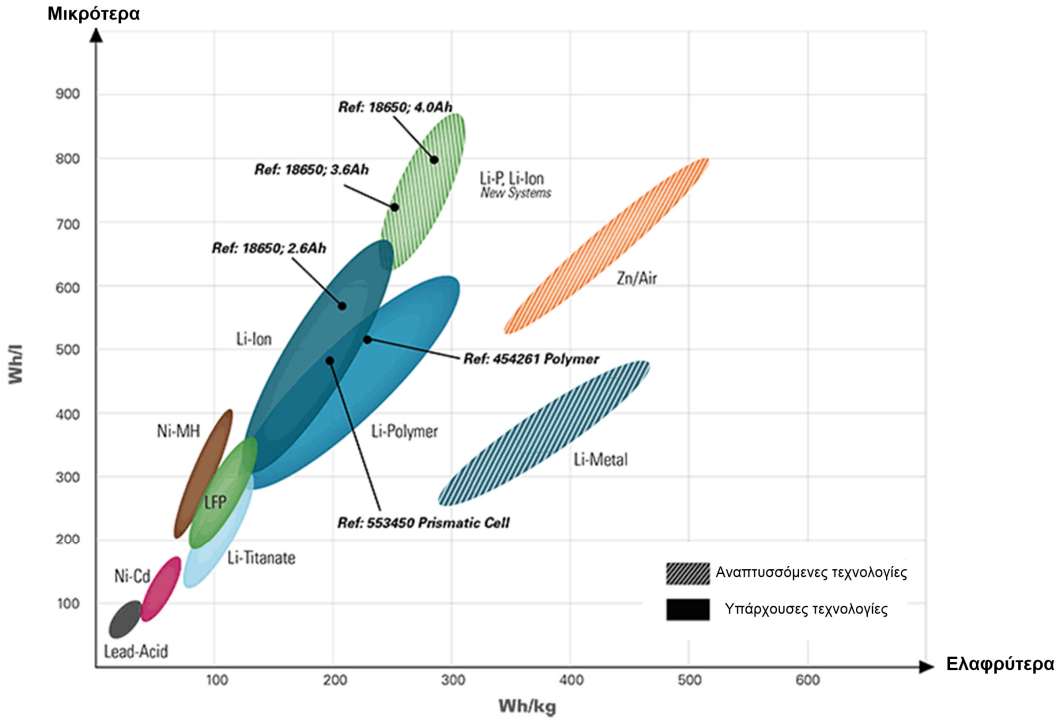
Σχήμα 1.2. Λειτουργία 4 τεταρτημορίων στο επίπεδο ταχύτητας – ροπής.

Το κύκλωμα ελέγχου λειτουργεί σε πολύ μικρότερα επίπεδα ισχύος συγκριτικά με το κύκλωμα ισχύος και είναι υπεύθυνο για την εποπτεία και τον έλεγχο του συστήματος. Οι αισθητήρες καταγράφουν τα απαιτούμενα μεγέθη (τάση, ρεύμα, ροπή, ταχύτητα) και τα μετατρέπουν σε σήματα ανάδρασης, κατάλληλα για ανάγνωση από τον ηλεκτρονικό ελεγκτή (μικροεπεξεργαστή). Ο ελεγκτής μετατρέπει τα σήματα αυτά σε ψηφιακά, τα επεξεργάζεται και παράγει κατάλληλα σήματα ελέγχου προς το μετατροπέα ισχύος, ανάλογα με τον αλγόριθμο ελέγχου που χρησιμοποιείται. Στη συνέχεια παρατίθεται συνοπτική παρουσίαση των επιμέρους υποσυστημάτων ισχύος και ελέγχου του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης.

1.2.1 Πηγή ισχύος

Η κύρια πηγή ισχύος για τα ηλεκτρικά οχήματα ήταν για χρόνια οι συσσωρευτές τύπου μολύβδου-οξέος, που προτιμήθηκαν λόγω του χαμηλού κόστους και της ευκολίας κατασκευής τους. Φυσικά, η ανάγκη για βελτιωμένα χαρακτηριστικά με στόχο την αύξηση της αυτονομίας του ηλεκτρικού οχήματος οδήγησε στην ανάπτυξη νέων τύπων συσσωρευτών με μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας και δυνατότητα παροχής μεγαλύτερης ισχύος τόσο σε μόνιμη όσο και σε μεταβατική κατάσταση, καθώς και μεγαλύτερο αριθμό κύκλων φόρτισης - εκφόρτισης. Οι τεχνολογικές εξελίξεις οδήγησαν σε συσσωρευτές νικελίου - καδμίου (NiCd), νικελίου μετάλλου - υβριδίου (NiMH), ιόντων λιθίου (LiON), λιθίου - ιόντων πολυμερών και στους εξελιγμένους συσσωρευτές μολύβδου οξέως [1.15]. Στο *Σχ. 1.3* συγκρίνονται οι υπάρχουσες και αναπτυσσόμενες τεχνολογίες στον τομέα των συσσωρευτών, με βάση την πυκνότητα ενέργειας τους (ενέργεια ανά μονάδα όγκου και ενέργεια ανά μονάδα μάζας).

Επιπροσθέτως, λόγω του μεγάλου κόστους και βάρους, καθώς και της περιορισμένης αυτονομίας που προσφέρουν οι συσσωρευτές, η έννοια του ηλεκτρικού αυτοκινήτου το οποίο επικουρείται από Φωτοβολταϊκή (Φ/Β) συστοιχία για αύξηση της αυτονομίας του και τη μείωση του κόστους καυσίμου, μελετάται εκτενώς στη βιβλιογραφία [1.16] - [1.17], ενώ αρκετές εταιρίες έχουν αρχίσει να υιοθετούν παρόμοιες λύσεις στα ηλεκτρικά/υβριδικά τους μοντέλα. Τα Φ/Β πλαίσια τοποθετημένα στην οροφή του οχήματος μπορούν να παρέχουν υπολογίσιμο μερίδιο της συνολικής ενέργειας που απαιτείται, όπως αποδεικνύεται σε πρόσφατες μελέτες [1.18], φορτίζοντας τις μπαταρίες τόσο κατά τη διάρκεια οδήγησης όσο και κατά τη στάθμευση. Η οικονομική τους σκοπιμότητα φαίνεται ενθαρρυντική: σύμφωνα με άλλες πρόσφατες μελέτες [1.19], Φ/Β πλαίσια τα οποία προστίθεται σε υβριδικά αυτοκίνητα θα μπορούσαν να είναι ακόμη πιο αποδοτικά από ότι αντίστοιχες λύσεις σε κτίρια. Τα Φ/Β πλαίσια τα οποία είναι σκόπιμο να χρησιμοποιηθούν για τέτοιες εφαρμογές θα πρέπει να είναι εύκαμπτα και να παρέχουν όσο το δυνατόν μεγαλύτερη απόδοση. Επομένως, οι πιο διαδεδομένοι τύποι Φ/Β πλαισίων για αυτές τις εφαρμογές είναι τα πλαίσια μονοκρυσταλλικού πυριτίου καθώς και άμορφου πυριτίου [1.20].



Σχήμα 1.3. Συγκριτικό διάγραμμα πυκνότητας ενέργειας διαφόρων τύπων μπαταριών [1.21].

(α)

(β)

Σχήμα 1.4. Τύποι ηλεκτρικών οχημάτων με ενσωματωμένη Φ/Β συστοιχία στην οροφή τους. (α) Ford "C-MAX Energy Solar". (β) Toyota Prius [1.22].

Πολύ πρόσφατο παράδειγμα εφαρμογής Φ/Β πλαισίων σε αυτοκίνητο αποτελεί το μοντέλο "C-MAX Solar Energy Concept" (*Σχ. 1.4α*) το οποίο παρουσίασε ως πρωτότυπο η εταιρία Ford στις αρχές του 2014. Το όχημα μπορεί να διανύσει 21 μίλια ανά ημέρα μόνο από την ηλιακή ενέργεια χρησιμοποιώντας κατάλληλες τεχνολογίες Φ/Β πάνελ [1.22]. Προσθήκες Φ/Β πλαισίων έχουν επίσης γίνει πιλοτικά σε υβριδικά και αμιγώς ηλεκτρικά οχήματα από διάφορες εταιρίες και σε άλλα μοντέλα (Toyota Prius, Highlander, Rav4 EV, Ford Escape Hybrid, Dodge Sprinter Hybrid). Στο *Σχ. 1.4β* φαίνεται αντίστοιχο εγχείρημα στο Toyota Prius.

1.2.2 Μετατροπέας ισχύος

Ο μετατροπέας ισχύος παρεμβάλλεται μεταξύ της πηγής ισχύος και του κινητήρα και μετασχηματίζει την ισχύ εισόδου σε τάση και ρεύμα εξόδου κατάλληλης μορφής, πλάτους και συχνότητας για τον κινητήρα εναλλασσομένου ρεύματος. Το είδος του μετατροπέα που απαιτείται για κάθε εφαρμογή, εξαρτάται από το είδος της πηγής ισχύος και το είδος της μηχανής. Οι συνηθέστεροι μετατροπείς, όπως φαίνεται στο *Σχ. 1.5*, που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι οι εξής [1.14] :

- Μετατροπέας Συνεχούς Ρεύματος σε Συνεχές (chopper, DC - DC converter)
- Μετατροπέας Εναλλασσομένου Ρεύματος σε Συνεχές, ανορθωτής (AC - DC converter, rectifier)
- Μετατροπέας Συνεχούς Ρεύματος σε Εναλλασσόμενο, αντιστροφέας (DC - AC converter, inverter)

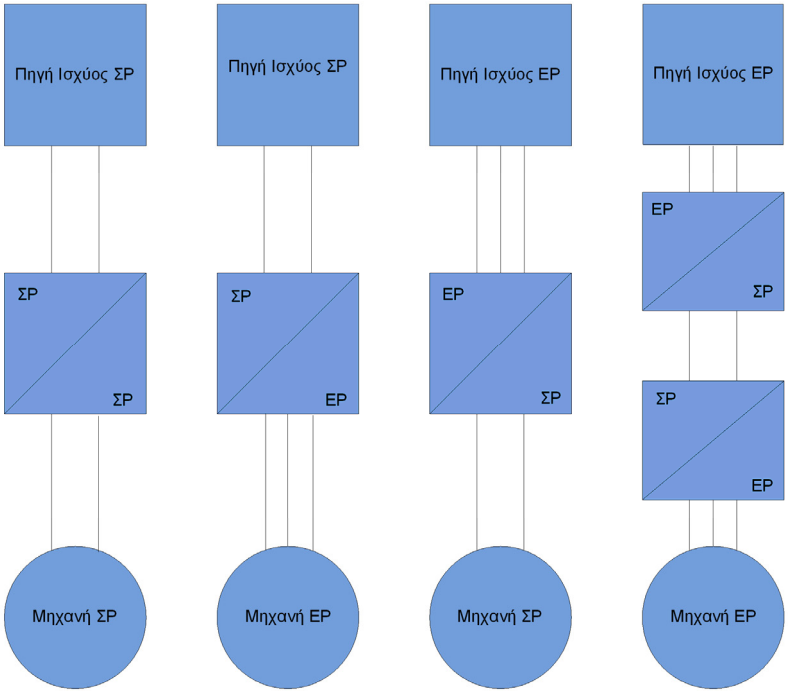
Οι μετατροπείς ισχύος βασίζουν τη λειτουργία τους στα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, που λειτουργούν ως διακόπτες, και με κατάλληλους παλμούς άγουν ή βρίσκονται σε αποκοπή. Τα ημιαγωγικά στοιχεία, ανάλογα με τον τρόπο που ελέγχεται η αγωγή τους διακρίνονται σε:

- Δίοδοι. Η κατάσταση αγωγής και αποκοπής τους οφείλεται αποκλειστικά στη διαφορά δυναμικού στα άκρα τους και τη φορά του ρεύματος.
- Θυρίστορ. Η κατάσταση αγωγής του ελέγχεται μέσω παλμού στην πύλη του, ενώ η κατάσταση αποκοπής εξαρτάται από τη φορά του ρεύματος.
- Ελεγχόμενοι διακόπτες. Η κατάσταση αγωγής και αποκοπής καθορίζονται από παλμό στην πύλη ή τη βάση των στοιχείων. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν αρκετοί τύποι ημιαγωγών, όπως τα διπολικά τρανζίστορ ένωσης (Bipolar Junction Transistors, BJTs), τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors, MOSFET), τα διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistors, IGBTs) και θυρίστορ με σβέση μέσω της πύλης τους (Gate Turn Off Thyristors, GTOs).

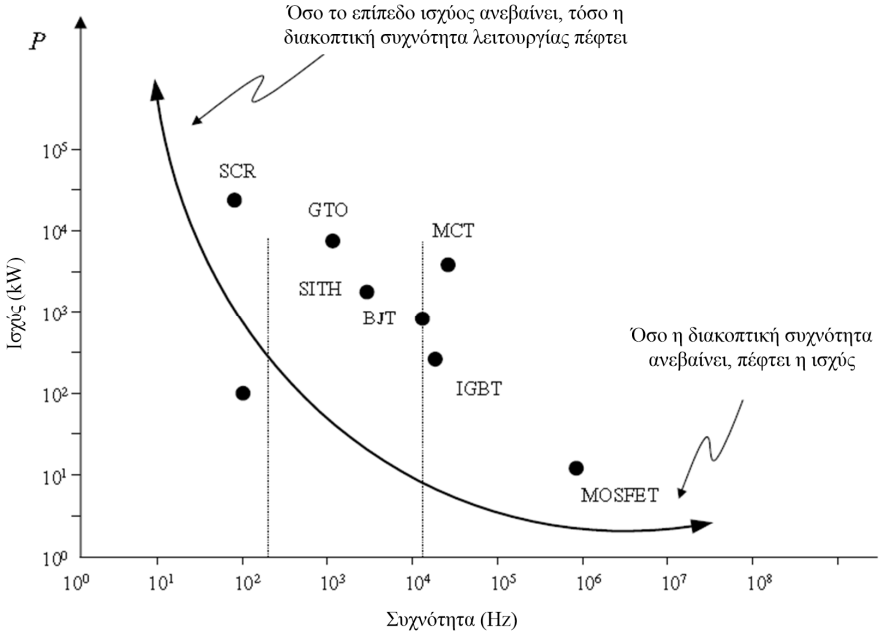
Η επιλογή του ημιαγωγού είναι ζωτικής σημασίας [1.23] για τη λειτουργία του αντιστροφέα και την επιλογή των κυκλωμάτων που τον συνοδεύουν. Η διακοπτική συχνότητα, η απαιτούμενη ισχύς, τα όρια τάσεως και ρεύματος, όπως και οι εσωτερικές χωρητικότητες των στοιχείων απαιτούν μεγάλη προσοχή κατά την επιλογή του διακόπτη ισχύος. Το *Σχ. 1.6* παρουσιάζει την κατάταξη των ημιαγωγών στοιχείων συναρτήσει της ισχύος που διαχειρίζεται ο διακόπτης και της διακοπτικής συχνότητας [1.24]. Παρατηρούμε πως εν γένει η υψηλή διακοπτική συχνότητα για περιορισμένη τιμή ισχύος οδηγεί στην επιλογή MOSFET, ενώ για υψηλή τιμή ισχύος και χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα επιλέγεται IGBT. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι η επιλογή της κατάλληλης διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος είναι ιδιαίτερα κρίσιμη στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ιδιαίτερα σε εκείνα όπου χρησιμοποιείται κινητήρας AC. Οι ανώτερες αρμονικές τάσης, οι οποίες εισάγονται στον κινητήρα μέσω του ηλεκτρονικού μετατροπέα, δημιουργούν ηλεκτρομαγνητικό πεδίο σε ανώτερες αρμονικές, προκαλώντας απώλειες δινορρευμαύτων σε διάφορα μέρη του κινητήρα (μαγνητική λαμαρίνα, μόνιμοι μαγνήτες,

τυλίγματα) καθώς επίσης και αρμονικά φαινόμενα στην επαγόμενη αντί-ΗΕΔ και στην παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή [1.25]. Επιπλέον, η διακοπτική συχνότητα προκαλεί σημαντικές απώλειες στον ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος. Επομένως, η ανάπτυξη κατάλληλων τεχνικών για την ακριβή εκτίμηση των απωλειών των ανώτερων αρμονικών που προκαλούνται από τον μετατροπέα ισχύος στο ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα κατά τη διαδικασία της σχεδίασης, μπορεί να προσφέρει σημαντικές υπηρεσίες, καθώς η αύξηση της ενεργειακής απόδοσης μπορεί να επιτευχθεί μόνο μέσα από κατάλληλες διαδικασίες που περιλαμβάνουν την ελαχιστοποίηση των απωλειών αυτών.

Για τις εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης, οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες μετατροπέων μπορούν να διακριθούν σε: α) Μετατροπείς πηγής τάσης β) Μετατροπείς πηγής ρεύματος και γ) Άμεσους μετατροπείς [1.14, 1.24].



Σχήμα 1.5. Τοπολογίες σύνδεσης συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης



Σχήμα 1.6. Δυνατότητες ισχύος και διακοπτικές συχνότητες ημιαγωγών διακοπτών [1.24].

1.2.3 Ηλεκτρικοί κινητήρες

Ο ηλεκτρικός κινητήρας αποτελεί βασικό υποσύστημα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, αφού είναι υπεύθυνος για την ηλεκτρομηχανική μετατροπή. Ο κινητήρας απαιτείται να πληροί προδιαγραφές ροπής, εύρους ταχυτήτων, μεγέθους, βάρους, κόστους, ακουστικού θορύβου, θερμοκρασιακής και μηχανικής αντοχής. Για το λόγο αυτό η σχεδίαση ενός κινητήρα αποτελεί μια σύνθετη διαδικασία λόγω της αλληλεξάρτησης παραμέτρων, οι οποίες καθορίζουν την επίδοση, την απόδοση, το κόστος του κινητήρα και κατά συνέπεια του οχήματος. Ο ηλεκτρικός κινητήρας αποτελεί την καρδιά κάθε συστήματος ηλεκτρικής κίνησης και η συστηματική του βελτιστοποίηση προκειμένου να επιτευχθεί η κατά το δυνατόν υψηλότερη απόδοση για την απαιτούμενη επίδοση δύναται να παίξει σημαντικό ρόλο στη συνολική συμπεριφορά ενός ηλεκτρικού οχήματος. Επομένως, για την οριστική σχεδίαση της γεωμετρίας του κινητήρα, είναι απαραίτητο να αναπτυχθούν προηγμένοι αλγόριθμοι βελτιστοποίησης, οι οποίοι θα λαμβάνουν υπόψιν τόσο την αλληλεξάρτηση των παραμέτρων στα χαρακτηριστικά του, όσο και την οδήγηση του ηλεκτροκινητήριου συστήματος και τα σημεία λειτουργίας σε διάφορα εύρη ταχυτήτων [1.26].

Μερικές από τις προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιούνται από κινητήρες που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικά οχήματα είναι η υψηλή ροπή σε χαμηλές ταχύτητες, το μεγάλο εύρος ταχυτήτων υπό σταθερή ισχύ, η υψηλή πυκνότητα ισχύος, η υψηλή απόδοση, η αξιοπιστία και η μεγάλη διάρκεια ζωής με την ελάχιστη δυνατή απαίτηση συντήρησης [1.6]. Στην περίπτωση που ικανοποιούνται οι παραπάνω προδιαγραφές, γίνεται η επιλογή του κινητήρα που είναι καταλληλότερος για την εκάστοτε εφαρμογή.

- ***Κινητήρας συνεχούς ρεύματος* (*DC Motor*)**

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ήταν η πρώτη τοπολογία κινητήρων που χρησιμοποιήθηκαν σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Η λειτουργία του κινητήρα συνεχούς ρεύματος βασίζεται στην αλληλεπίδραση του πεδίου διέγερσης και του πεδίου τυμπάνου. Το πρώτο βρίσκεται στο στάτη της μηχανής και συνήθως, παράγεται είτε από συγκεντρωμένο τύλιγμα συνεχούς ρεύματος, είτε από μόνιμους μαγνήτες. Το πεδίο τυμπάνου βρίσκεται στο δρομέα της μηχανής, που για να παραμείνει σταθερό απαιτεί τη χρήση συλλέκτη και ψηκτρών. Η εξασφαλισμένη μέσω του συλλέκτη καθετότητα μεταξύ των δύο αυτών πεδίων, έχει ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη σχετικά απλής μεθοδολογίας ελέγχου για την οδήγησή του.

Παρόλη την απλή μεθοδολογία ελέγχου ταχύτητας, η αξιοπιστία των κινητήρων περιορίζεται από την ύπαρξη ψηκτρών στον συλλέκτη, που αναλαμβάνουν τη μηχανική ανόρθωση της παραγόμενης τάσης από το τύλιγμα τυμπάνου. Η απαιτούμενη συχνή συντήρηση των ψηκτρών, επέφερε τον παραγκωνισμό τους και σε συνδυασμό με την εξέλιξη των AC μετατροπέων, το ενδιαφέρον κατευθύνθηκε σε κινητήρες άνευ συλλέκτη και ψηκτρών.

- ***Κινητήρας επαγωγής* (*Induction Motor*)**

Ο κινητήρας επαγωγής [1.27] βρίσκει ευρεία εφαρμογή, όχι μόνο στα ηλεκτροκίνητα οχήματα αλλά, γενικά, στη βιομηχανία λόγω του μικρού κόστους και της υψηλής αξιοπιστίας του. Το πεδίο τυμπάνου παράγεται όταν το τύλιγμα του στάτη διαρρέεται από τριφασικό συμμετρικό σύστημα ρευμάτων. Το πεδίο διεγέρσεως, ωστόσο, δεν παράγεται από κάποια άλλη πηγή ισχύος ούτε από μαγνήτες, αλλά δημιουργείται εξ επαγωγής σε βραχυκυκλωμένα τυλίγματα που βρίσκονται στον δρομέα υπό την επίδραση του πεδίου του στάτη. Τα δύο πεδία στρέφονται με σύγχρονη ταχύτητα, ενώ ο δρομέας στρέφεται σε διαφορετική ταχύτητα, κοντά όμως στη σύγχρονη. Ο δρομέας της μηχανής περιλαμβάνει είτε κατανεμημένο τριφασικό τύλιγμα που βραχυκυκλώνεται μέσω συστήματος δακτυλίων και ψηκτρών επιτρέποντας τη σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων, είτε βραχυκυκλωμένο κλωβό. Στη δεύτερη περίπτωση, η κατασκευή είναι απλούστερη συντελώντας σε περαιτέρω μείωση του κόστους. Τέλος η υψηλή αξιοπιστία, η μειωμένη απαίτηση συντήρησης σε συνδυασμό με τον υψηλό βαθμό απόδοσης, έχουν συντελέσει στη διαδεδομένη χρήση του σε ποικίλες εφαρμογές.

- ***Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών (PMSM)***

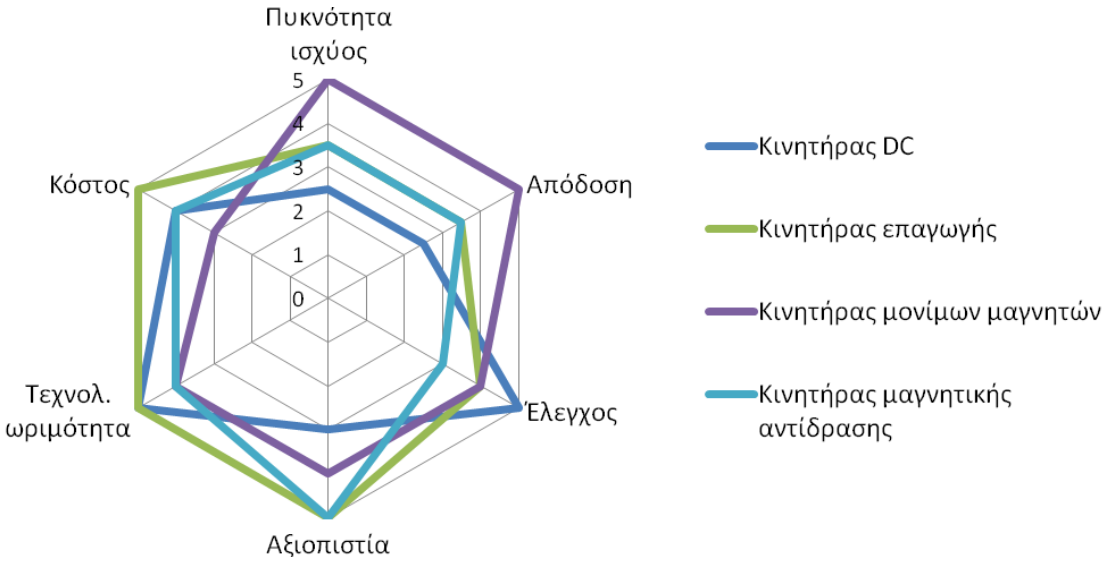
Μια εναλλακτική λύση ηλεκτρικής μηχανής που κερδίζει συνεχώς έδαφος και πλέον θεωρείται η πιο διαδεδομένη τοπολογία σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων είναι ο σύγχρονος κινητήρας με μόνιμους μαγνήτες στον δρομέα [1.28]. Με την αντικατάσταση του τυλίγματος πεδίου από Μόνιμους Μαγνήτες (ΜΜ), επιτυγχάνεται μείωση των απωλειών χαλκού. Ταυτόχρονα, η έλλειψη ψηκτρών αυξάνει την αξιοπιστία και μειώνει το κόστος και το βάρος του κινητήρα. Η μεγάλη τους διάδοση στα ηλεκτρικά οχήματα οφείλεται κυρίως στην υψηλή πυκνότητα ισχύος και στην υψηλή απόδοση, καθώς και στην εξέλιξη της τεχνολογίας των συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος. Στην εξέλιξη τους, κυρίαρχο ρόλο έπαιξε η κατασκευή ΜΜ από κράματα Νεοδημίου, Σιδήρου και Βορίου, που χαρακτηρίζονται από υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση της τάξης του 1.5 Tesla και θερμοκρασία λειτουργίας μέχρι τους 140-150^{o}C. Επιπροσθέτως, μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τοπολογίες επιφανειακών ΜΜ, χρησιμοποιώντας Συγκεντρωμένα Τυλίγματα Κλασματικής Αύλακας (Fractional Slot Concentrated Winding - FSCW), καθώς επιτυγχάνουν μεγάλη πληρότητα χαλκού, χαμηλή αντίσταση τυμπάνου, ικανοποιητική εξασθένιση πεδίου και ποιότητα ισχύος σε σχέση με τα διανεμημένα τυλίγματα πλήρους βήματος.

- ***Σύγχρονος Κινητήρας Μαγνητικής Αντίδρασης (SRM)***

Οι σύγχρονοι κινητήρες μαγνητικής αντίδρασης [1.29] έχουν κεντρίσει το ενδιαφέρον της αγοράς, λόγω του ιδιαίτερα χαμηλού κόστους τους και της σχετικά απλής κατασκευής του δρομέα. Στο τελευταίο συντελεί η απουσία τυλίγματος διέγερσης ή ΜΜ στον δρομέα, καθώς ο κινητήρας αξιοποιεί τη μεταβολή της μαγνητική αντίστασης του δρομέα και επομένως, εκμεταλλεύεται αποκλειστικά τη ροπή εκτυπότητας. Παρόλα τα πλεονεκτήματα, οι κινητήρες τέτοιου τύπου έχουν μικρή πυκνότητα ισχύος, υψηλή κυμάτωση ροπής και υψηλά επίπεδα ακουστικού θορύβου.

Μεγάλο ενδιαφέρον τόσο στην ερευνητική κοινότητα όσο και στην αυτοκινητοβιομηχανία παρουσιάζουν τα τελευταία χρόνια οι τοπολογίες σύγχρονων κινητήρων εσωτερικών ΜΜ καθώς και μαγνητικής αντίδρασης με υποβοήθηση ΜΜ, οι οποίες συνδυάζουν πλεονεκτήματα των δυο παραπάνω κατηγοριών, λειτουργώντας κατά αυτόν τον τρόπο σε μεγάλα εύρη ταχυτήτων με υψηλή απόδοση [1.30].

Τα συγκεντρωτικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των πιο διαδεδομένων κατηγοριών κινητήρων παρουσιάζονται στο *Σχ. 1.7*, όπου αξιολογούνται έξι βασικά χαρακτηριστικά τους σε κλίμακα που εκτείνεται από το ένα έως το πέντε.

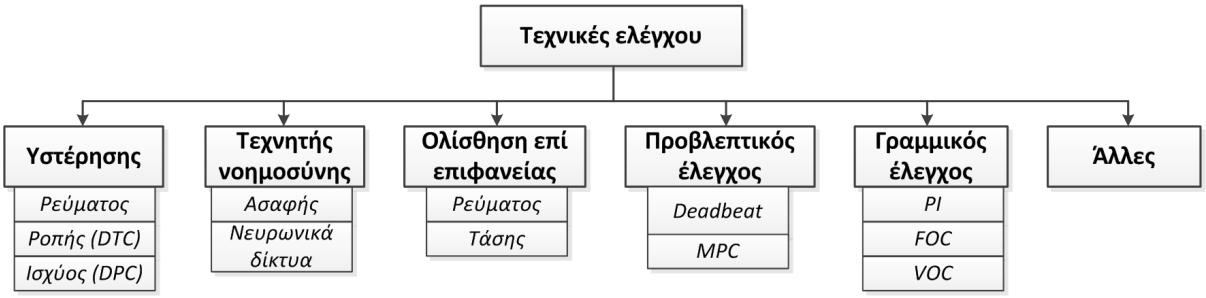


Σχήμα 1.7. Αξιολόγηση κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων.

1.2.4 Μονάδα ελέγχου χαμηλής ισχύος

Η μονάδα ελέγχου χαμηλής ισχύος αποτελείται από τους αισθητήρες μετρήσεων, τα κυκλώματα προσαρμογής των σημάτων των μετρητικών υποσυστημάτων, τον μικροεπεξεργαστή και τα κυκλώματα προσαρμογής των παλμών για την έναυση και τη σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα ισχύος. Τα μετρητικά συστήματα σε ένα τυπικό σύστημα ηλεκτρικής κίνησης περιλαμβάνουν τη μέτρηση των ρευμάτων, της θέσης και της παραγόμενης ροπής του κινητήρα. Τα περισσότερα από αυτά τα σήματα είναι απαραίτητα για την υλοποίηση του προγράμματος ελέγχου του κινητήρα. Στη συνέχεια τα σήματα των μετρήσεων εισάγονται μέσω κατάλληλων κυκλωμάτων προσαρμογής στον μικροεπεξεργαστή, ο οποίος υλοποιεί τη λογική του ελέγχου του συστήματος ηλεκτροκίνησης.

Ποικίλες τεχνικές ελέγχου έχουν προταθεί για τον έλεγχο των μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος και των συστημάτων ηλεκτροκίνησης. Κάποιες από τις βασικές μεθόδους ελέγχου μετατροπέων παρουσιάζονται στο *Σχ. 1.8*. Από αυτές, οι τεχνικές ελέγχου μέσω βρόχου υστέρησης και του γραμμικού ελέγχου με χρήση διαμορφωτή εύρους παλμού (PWM – Pulse Width Modulation) είναι οι περισσότερο διαδεδομένες στη βιβλιογραφία [1.31]. Ωστόσο με την ανάπτυξη μικροεπεξεργαστών ταχύτερων στην επεξεργασία δεδομένων και μεγαλύτερης υπολογιστικής ισχύος, η υλοποίηση νέων και πολυπλοκότερων σχημάτων ελέγχου είναι πλέον δυνατή. Στον Πίνακα 1.1 δίνονται κάποια παραδείγματα ψηφιακών συστημάτων, καθώς και κάποια βασικά χαρακτηριστικά τους, που χρησιμοποιούνται ευρέως στα συστήματα ελέγχου μετατροπέων ισχύος και ηλεκτροκίνησης.



Σχήμα 1.8. Βασικές μέθοδοι ελέγχου μετατροπέων [1.31].

Πίνακας 1.1. Παραδείγματα καρτών ψηφιακού ελέγχου [1.32]

DSP2 TMS320F2812	**DSP TMS320C6713**	**dSpace3 DS1104**	**dSpace DS1103**	**FPGA4 XC3S400**
150 MHz	225 MHz	350 MHz	150 MHz	50 MHz
Fixed-point	Floating-point	Floating-point	Floating-point	Fixed-point
150 MIPS	1800 MIPS	662 MIPS	2500 MIPS	-

Κάποιες από αυτές τις σύγχρονες μεθόδους ελέγχου συμπεριλαμβάνουν τεχνικές *ασαφούς λογικής* (fuzzy logic control) [1.33], τεχνικές *ολίσθησης επί επιφανείας* (sliding mode control) [1.34] και τεχνικές *προβλεπτικού ελέγχου* (predictive control) [1.32]. Η τεχνική ελέγχου ασαφούς λογικής θεωρείται καταλληλότερη για χρήση σε εφαρμογές όπου το ελεγχόμενο σύστημα ή κάποιες από τις εμπλεκόμενες παραμέτρους του είναι άγνωστες. Η τεχνική ολίσθησης επί επιφανείας παρουσιάζει ευρωστία λαμβάνοντας υπόψη τη διακοπτική φύση των μετατροπέων ισχύος. Άλλες τεχνικές ελέγχου που είναι ιδιαίτερα διαδεδομένες στη βιβλιογραφία περιλαμβάνουν νευρωνικά δίκτυα

(neural networks) [1.35], καθώς και συνδυασμό κάποιων εκ των προαναφερθέντων τεχνικών ελέγχου. Ο προβλεπτικός έλεγχος παρουσιάζει πολλά και σημαντικά πλεονεκτήματα που τον καθιστούν κατάλληλο για τον έλεγχο των μετατροπέων ισχύος: η βασική ιδέα της υλοποίησης της τεχνικής ελέγχου είναι εύκολη στη σύλληψή της, μπορεί να βρει εφαρμογή σε ποικίλα σχήματα ελέγχου, όπου μπορούν να ληφθούν υπόψιν πολλαπλοί περιορισμοί και μη γραμμικότητες. Ωστόσο, η μη γραμμική φύση της συμπεριφοράς του ηλεκτρικού κινητήρα, σε συνδυασμό με το γεγονός ότι απαιτείται να εκτελεστεί ένας σημαντικός αριθμός υπολογισμών σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα φτάνοντας ακόμα και τους σημερινούς μικροεπεξεργαστές στο όριο της υπολογιστικής τους ισχύος, είναι ζητήματα προς διερεύνηση σχετικά με την καταλληλότητα του ελέγχου για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης [1.36]. Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω και τις απαιτήσεις των σύγχρονων συστημάτων μετατροπέων ισχύος και ηλεκτροκίνησης για επίδοση και απόδοση, η ανάπτυξη νέων τεχνικών ελέγχου πρέπει να λαμβάνει υπόψιν την πραγματική φύση αυτών των συστημάτων.

1.3 Αντικείμενο και ερευνητικοί στόχοι

Αντικείμενο της διατριβής είναι η ανάπτυξη ολοκληρωμένων μεθοδολογιών για τον βέλτιστο σχεδιασμό και διαχείριση του ηλεκτρικού συστήματος ισχύος ηλεκτροκίνητων οχημάτων. Πιο συγκεκριμένα, αναπτύσσονται τεχνικές βέλτιστης σχεδίασης γεωμετρίας και οδήγησης διαφόρων τοπολογιών ηλεκτρικών *Σύγχρονων Κινητήρων Μόνιμου Μαγνήτη* (ΣΚΜΜ), πολλαπλών σημείων λειτουργίας, κατάλληλων για συστήματα ηλεκτρικής κίνησης οχημάτων. Επιπλέον, διερευνάται η δυνατότητα επικουρικής φόρτισης των μπαταριών ενός ηλεκτρικού οχήματος μέσω Φ/Β συστοιχίας, τοποθετημένης στην οροφή του οχήματος, και κατάλληλου συστήματος ελέγχου, με σκοπό την αύξηση της αυτονομίας του.

Σε ένα πρώτο βήμα επιχειρείται βιβλιογραφική διερεύνηση των μεθοδολογιών σχεδίασης διαφόρων τοπολογιών ΣΚΜΜ, των μεθόδων βελτιστοποίησης και των κατάλληλων κύκλων λειτουργίας που αναπαριστούν τις λειτουργικές καταστάσεις ενός κινητήρα σε ένα ηλεκτρικό όχημα. Στη συνέχεια διερευνώνται και αξιολογούνται οι υφιστάμενες μεθοδολογίες και προτείνονται βελτιωμένες εκδοχές τους, προκειμένου να ενταχθούν σε ολοκληρωμένα αλγοριθμικά σχήματα και εργαλεία αυτοματοποιημένης σχεδίασης. Ακολουθεί η εφαρμογή των τεχνικών που αναπτύχθηκαν σε κινητήρες υψηλών απαιτήσεων για εφαρμογή σε μικρό ηλεκτρικό όχημα πόλης.

Όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, η ανάπτυξη ενός ενιαίου, πλήρως παραμετροποιημένου εργαλείου βελτιστοποίησης της γεωμετρίας ηλεκτρικών κινητήρων πολλαπλών σημείων λειτουργίας, με ικανότητα θεώρησης γεωμετρικών και λειτουργικών περιορισμών, θεωρείται απαραίτητη σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, όπου υπάρχουν συγκεκριμένοι περιορισμοί βάρους, χώρου, καθώς και τάσης του κινητήρα, λόγω του περιορισμένου επιπέδου τάσεως των μπαταριών. Ιδιαίτερη σημασία έχει η ικανότητα εκτίμησης των απωλειών και των κυματώσεων ροπής που προκαλούνται στο κινητήριο σύστημα λόγω των ανώτερων αρμονικών που οφείλονται στη διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα ισχύος. Επίσης, σημαντική είναι η πειραματική επιβεβαίωση των προσομοιωμένων χαρακτηριστικών μέσω της κατασκευής πρότυπου δοκιμίου για τη βέλτιστη γεωμετρία, που επιτρέπει την ανάδειξη της ακρίβειας των προτεινόμενων τεχνικών σχεδίασης.

Οι βασικοί στόχοι της διατριβής και οι αντίστοιχες φάσεις της ερευνητικής δραστηριότητας με βάση τα κίνητρα που προαναφέρθηκαν είναι οι εξής:

- Βιβλιογραφική επισκόπηση των μεθοδολογιών σχεδίασης και οδήγησης διαφόρων τοπολογιών ΣΚΜΜ πολλαπλών σημείων λειτουργίας, των μεθοδολογιών επίλυσης προβλημάτων βελτιστοποίησης, των τεχνικών υπολογισμού απωλειών που οφείλονται στις ανώτερες αρμονικές του μετατροπέα σε ΣΚΜΜ.

- Ανάπτυξη παραμετρικών μοντέλων σχεδίασης και ανάλυσης διαφόρων τοπολογιών ΣΚΜΜ, μέσω της μεθόδου των Πεπερασμένων Στοιχείων (ΠΣ).
- Ανάπτυξη πρωτότυπων αλγοριθμικών σχημάτων εξελικτικής βελτιστοποίησης, κατάλληλων για την αντιμετώπιση προβλημάτων σχεδίασης ηλεκτρικών κινητήρων πολλαπλών σημείων λειτουργίας, όπως οι εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων.
- Εφαρμογή ολοκληρωμένης και πλήρως αυτοματοποιημένης μεθοδολογίας σχεδίασης και βελτιστοποίησης ΣΚΜΜ διαφορετικών τοπολογιών για εφαρμογή ηλεκτρικού οχήματος πόλης, με ενσωμάτωση ολόκληρου του κύκλου λειτουργίας του κινητήρα, μέσω κατάλληλης νησιδοποίησης των λειτουργικών καταστάσεων του κινητήρα και εξαγωγής ισοδυνάμων σημείων λειτουργίας.
- Συγκριτική διερεύνηση των διαφόρων τοπολογιών ΣΚΜΜ για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης, με ανάδειξη και αξιολόγηση (ποιοτική αλλά και ποσοτική) των πλεονεκτημάτων και των μειονεκτημάτων της εκάστοτε τοπολογίας, ανάλογα με την κατάσταση οδήγησης του κινητήρα.
- Πλήρης χαρτογράφηση ροής και ανάπτυξη ελεγκτή οδήγησης κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών για δυο κύριες στρατηγικές οδήγησης (μέγιστη ροπή ανά ρεύμα και εξασθένισης πεδίου), λαμβάνοντας υπ' όψιν τον μαγνητικό κορεσμό και φαινόμενα μαγνητικής σύζευξης μεταξύ ευθέως (*d*) και καθέτου (*q*) άξονα.
- Κατασκευή πρότυπου κινητήριου συστήματος και πειραματική επιβεβαίωση της ακρίβειας των αποτελεσμάτων της βελτιστοποίησης και του συστήματος οδήγησης, μέσω κατάλληλης πειραματικής διάταξης.
- Ανάπτυξη συζευγμένου κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου υπολογισμού των απωλειών δινορρευμάτων στα τυλίγματα, στη μαγνητική λαμαρίνα και στο σώμα των μόνιμων μαγνητών, καθώς και των κυματώσεων ροπής σε ΣΚΜΜ που οδηγούνται από αντιστροφέα.
- Ανάπτυξη μεθοδολογίας βελτιστοποίησης της διακοπτικής συχνότητας της τάσης που παρέχει ο μετατροπέας στον κινητήρα μονίμων μαγνητών και πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων σε πρότυπο ΣΚΜΜ.
- Ανάπτυξη αλγορίθμων ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT) Φ/Β γεννήτριας, για ενσωμάτωση σε πρότυπο σύστημα επικουρικής φόρτισης των κύριων μπαταριών ηλεκτρικού οχήματος πόλης και ενεργειακή αξιολόγηση της συστήματος.

1.4 Διάρθρωση της εργασίας

Το κείμενο της διατριβής περιλαμβάνει συνολικά οκτώ κεφάλαια στα οποία προσεγγίζονται και οι επιμέρους στόχοι.

Αρχικά, το ***πρώτο κεφάλαιο*** αποτελεί την εισαγωγή της εργασίας, όπου επιχειρείται επισκόπηση των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης και της θετικής επίδρασης της υιοθέτησής τους για το περιβάλλον. Εν συνεχεία, παρουσιάζονται τα επιμέρους υποσυστήματα του συστήματος ηλεκτρικής κίνησης οχήματος και περιγράφονται τα προβλήματα προς επίλυση. Τέλος, παρατίθενται τα ερευνητικά κίνητρα και σκιαγραφούνται οι βασικοί στόχοι της διατριβής.

Στο ***δεύτερο κεφάλαιο*** περιγράφονται λεπτομερώς οι επιμέρους διαδικασίες που ακολουθούνται κατά τη σχεδίαση ενός ΣΚΜΜ διαφόρων τοπολογιών ΜΜ - (επιφανειακών και εσωτερικών στον δρομέα της μηχανής, αντίστοιχα). Σε ένα πρώτο βήμα παρατίθενται οι θεμελιώδεις σχέσεις προκαταρκτικής σχεδίασης που προσδιορίζουν τις βασικές διαστάσεις του κινητήρα. Επιπλέον, αναλύεται λεπτομερώς η διαδικασία επιλογής διαμόρφωσης συγκεντρωμένων τυλιγμάτων κλασματικής αύλακας για κινητήρες επιφανειακών ΜΜ. Σε ένα δεύτερο βήμα, περιγράφεται η φάση της οριστικής σχεδίασης με βάση τη μέθοδο των *Πεπερασμένων Στοιχείων* (ΠΣ) και αναλύεται η δυνατότητα επίλυσης ενός δυναμικού προβλήματος μέσω μιας αλληλουχίας μαγνητοστατικών αναλύσεων κατά τις οποίες μοντελοποιείται η σχετική κίνηση στάτη-δρομέα, η

ημιτονοειδής μεταβολή των ρευμάτων τροφοδοσίας και η στρατηγική οδήγησης που εφαρμόζεται στον κινητήρα. Επιπροσθέτως, περιγράφεται η μεθοδολογία παραμετροποίησης ΣΚΜΜ διαφόρων τοπολογιών τυλιγμάτων στάτη και ΜΜ, με σκοπό την εισαγωγή του προτεινόμενου μοντέλου ΠΣ σε αλγόριθμο βελτιστοποίησης. Παράλληλα, επεξηγείται η διαδικασία θερμικής ανάλυσης με τη μέθοδο των ΠΣ, καθώς και οι τεχνικές θερμικής μοντελοποίησης των επιμέρους τμημάτων του κινητήρα. Τέλος, περιγράφεται ο τρόπος χαρακτηρισμού των μαγνητικών υλικών σε επίπεδο θερμικών και μαγνητικών ιδιοτήτων.

Στο ***τρίτο κεφάλαιο*** παρουσιάζεται το γενικό υπόβαθρο της θεωρίας βελτιστοποίησης και αναλύονται οι απαιτήσεις μιας συστηματικής διαδικασίας αναζήτησης βελτίστου. Παράλληλα, επιχειρείται βιβλιογραφική επισκόπηση των τεχνικών μονοκριτηριακής βελτιστοποίησης. Αρχικά, αναφέρονται οι κλασικές προσεγγίσεις και ακολουθεί μια κριτική παρουσίαση των σύγχρονων σχημάτων, τα οποία αξιοποιώντας εξελικτικούς αλγορίθμους επιδιώκουν τη ταυτόχρονη παραγωγή αντιπροσωπευτικών ανταγωνισμών των επιμέρους κριτηρίων. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη μέθοδο της *Διαφορικής Εξέλιξης* (Differential Evolution - DE) και του αλγορίθμου *Σμήνους Σωματιδίων* (Particle Swarm Optimization - PSO), οι οποίοι αποτέλεσαν και τη βάση των μεθοδολογιών βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν. Τέλος, περιγράφονται αναλυτικά τα δύο νέα αλγοριθμικά σχήματα που προτάθηκαν στα πλαίσια της διδακτορικής έρευνας. Αρχικά, αναπτύσσεται ο αλγόριθμος DE και στη συνέχεια ο αλγόριθμος PSO. Επιπροσθέτως, αναπτύσσεται μια νέα προσαρμοστική τεχνική για τον αλγόριθμο DE, με σκοπό την επιτάχυνση της σύγκλισης του αλγορίθμου στο ολικό βέλτιστο. Η ευρωστία των αλγορίθμων βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν αποδεικνύεται μέσω της εφαρμογής τους σε κλασικά μονοκριτηριακά προβλήματα με χρήση κατάλληλων συναρτήσεων δοκιμής, τα αποτελέσματα των οποίων παρατίθενται στο τέλος του κεφαλαίου.

Στο ***τέταρτο κεφάλαιο*** παρουσιάζεται η συνολική διαδικασία σχεδίασης και βελτιστοποίησης κινητήρων ΜΜ για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. Συγκεκριμένα, ο κινητήρας προορίζεται να χρησιμοποιηθεί ως κύρια προωστήρια μηχανή ενός ηλεκτρικού οχήματος πόλης. Η πρώτη διαμόρφωση κινητήρα που διερευνάται είναι επιφανειακών ΜΜ με συγκεντρωμένα τυλίγματα διπλής στρώσης, ενώ η δεύτερη εναλλακτική τοπολογία που σχεδιάζεται είναι εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης με διανεμημένα τυλίγματα πλήρους βήματος (Full Pitch Distributed Winding - FPDW). Αρχικά, πραγματοποιείται μια συγκριτική διερεύνηση δυο τοπολογιών εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης. Στη συνέχεια, για την επίλυση του προβλήματος συντίθεται μια πολυστοχική διαδικασία βελτιστοποίησης, βασισμένη σε πληθυσμούς που αξιοποιεί την ιδέα της προσαρμοστικής DE που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και λειτουργεί συζευγμένα με το παραμετρικό μοντέλο ΠΣ που αναπτύσσεται στο δεύτερο κεφάλαιο. Η σύνθετη συνάρτηση κόστους συνίσταται από το σταθμισμένο άθροισμα των επιμέρους στοχικών συναρτήσεων, που αφορούν στη μεγιστοποίηση της απόδοσης, στη μεγιστοποίηση της επίδοσης, στην ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης ροπής και στην ελαχιστοποίηση του αρμονικού περιεχομένου της τάσης τυμπάνου του κινητήρα. Επιπλέον, κατά τη διαδικασία βελτιστοποίησης υλοποιούνται κατάλληλες συναρτήσεις ποινής σχετικές με την τάση τυμπάνου σε κατάσταση εξασθένισης πεδίου, την απόδοση και τη θερμική ευρωστία για κάθε μέλος του πληθυσμού. Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, εισάγεται στη διαδικασία βελτιστοποίησης ο *Νέος Ευρωπαϊκός Κύκλος Οδήγησης* (NEDC) οχημάτων, μέσω κατάλληλης νησιδοποίησης του πλήθους των λειτουργικών καταστάσεων του κινητήρα και εξαγωγής ισοδύναμων σημείων λειτουργίας, με στόχο την αξιόπιστη αποτύπωση και ενσωμάτωση όλων των λειτουργικών καταστάσεων του κινητήρα. Η συγκεκριμένη μεθοδολογία βελτιστοποίησης εφαρμόζεται και στις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ που αναφέρθηκαν προηγουμένως, παρουσιάζοντας ταχύτατη σύγκλιση και στις δυο περιπτώσεις με μειωμένο αριθμό δειγμάτων, καθιστώντας την υπολογιστικά εφικτή. Στη συνέχεια, οι βέλτιστες γεωμετρίες και για τις δυο τοπολογίες συγκρίνονται ενδελεχώς ως προς τα ηλεκτρομαγνητικά χαρακτηριστικά τους για όλα τα ισοδύναμα

σημεία, και αξιολογούνται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε μιας τοπολογίας. Η τοπολογία του ΣΚΜΜ που επιλέχθηκε ως βέλτιστη για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, με βάση τη συγκριτική διερεύνηση, τελικώς χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή πρότυπου κινητήρα στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, και οι πειραματικές μετρήσεις επιβεβαίωσαν την ακρίβεια των υπολογισθέντων χαρακτηριστικών απόδοσης και επίδοσης.

Στο ***πέμπτο κεφάλαιο*** πραγματοποιείται η πλήρης χαρτογράφηση ροής για τη βέλτιστη τοπολογία για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος που προέκυψε από το προηγούμενο κεφάλαιο, η οποία είναι η τοπολογία σύγχρονου κινητήρα με εσωτερικούς ΜΜ διπλής στρώσης, με σκοπό την κατάλληλη εξαγωγή των κατάλληλων ρευμάτων οδήγησης ευθέως (*d*) και κάθετου (*q*) άξονα. Επιπλέον, αναπτύσσεται διανυσματικός ελεγκτής ροπής για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ. Συγκεκριμένα, ο έλεγχος βασίζεται στον μετασχηματισμό των ρευμάτων τυμπάνου σε συνιστώσες δυο αξόνων, ευθέως (*d*) και κάθετου (*q*), και τον προσανατολισμό του πεδίου της μηχανής, συνδυάζοντας λειτουργίες ελέγχου *Μέγιστης Ροπής ανά Ρεύμα* (MTPA), για οδήγηση από την ακινησία μέχρι τις ονομαστικές στροφές και ελέγχου *Μέγιστης Ροπής ανά Τάση* (Maximum Torque Per Voltage - MTPV) - εξασθένισης πεδίου, για οδήγηση από τις ονομαστικές στροφές μέχρι των μέγιστο αριθμό στροφών. Για τη βελτίωση της απόκρισης, καθώς και της ακρίβειας της μεθοδολογίας ελέγχου, το παραπάνω μοντέλο λαμβάνει υπόψιν τον μαγνητικό κορεσμό του πυρήνα του ΣΚΜΜ και τις αλληλεπιδράσεις σύζευξης μεταξύ *d* και *q* άξονα, μέσω κατάλληλων πινάκων αντιστοίχισης των αυτεπαγωγών *d* και *q* άξονα συναρτήσει των *d* - *q* ρευμάτων στάτη. Η εξαγωγή των παραπάνω πεδιακών χαρακτηριστικών κορεσμού και αμοιβαίας σύζευξης επιτυγχάνονται μέσω μαγνητοστατικού μοντέλου ΠΣ. Αναπτύσσονται δυο τεχνικές διαμόρφωσης του αντιστροφέα για τον παραπάνω ελεγκτή και αξιολογούνται ως προς τα ποιοτικά τους χαρακτηριστικά. Η αποδοτικότητα του ελεγκτή αναλύθηκε σε περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης για το υπό μελέτη όχημα για διάφορες λειτουργικές καταστάσεις. Επιπροσθέτως, ο προτεινόμενος διανυσματικός ελεγκτής κλειστού βρόχου με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου, υλοποιήθηκε σε μικροεπεξεργαστή και η απόκρισή του επιβεβαιώθηκε πειραματικά στον πρότυπο κινητήρα εσωτερικών ΜΜ που κατασκευάστηκε.

Στο ***έκτο κεφάλαιο*** αναπτύσσεται συζευγμένο κυκλωματικό πεδιακό-χρονομεταβλητό διδιάστατο μοντέλο ΠΣ για ΣΚΜΜ. Το υφιστάμενο μοντέλο, έχει την ικανότητα υπολογισμού των απωλειών δινορρευμάτων στα τυλίγματα, στους ΜΜ και στη μαγνητική λαμαρίνα, των απωλειών υστέρησης στη μαγνητική λαμαρίνα, καθώς επίσης και των κυματώσεων ροπής για πολύ μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Επομένως, μέσω του συγκεκριμένου μοντέλου επιτυγχάνεται η ακριβής εκτίμηση των απωλειών και των κυματώσεων ροπής που προκαλούνται στον ΣΚΜΜ από τον ηλεκτρονικό μετατροπέα ισχύος, λόγω της διακοπτικής συχνότητας της τεχνικής διαμόρφωσης του εύρους των παλμών. Σε επόμενο βήμα, βελτιστοποιείται η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα μέσω σύνθετης συνάρτησης κόστους, όπου λαμβάνονται υπόψιν η απόδοση του κινητηρίου συστήματος (ΣΚΜΜ, αντιστροφέας) και η κυμάτωση της ροπής του κινητήρα. Τέλος, επιβεβαιώνεται πειραματικά η ακρίβεια των αποτελεσμάτων μέσω κατάλληλων πειραμάτων σε πρότυπο ΣΚΜΜ υψηλών επιδόσεων.

Στο ***έβδομο κεφάλαιο*** παρουσιάζεται η συνολική διαδικασία σχεδίασης και κατασκευής ενός συστήματος επικουρικής φόρτισης των κύριων μπαταριών από Φ/Β συστοιχία τοποθετημένη στην οροφή του υπό μελέτη ηλεκτρικού οχήματος. Συγκεκριμένα, αναπτύσσονται δυο μεθοδολογίες ελέγχου MPPT της Φ/Β γεννήτριας, ο *Διαταραχής και Παρατήρησης* (Perturb and Observe - P&O) και ο *Στοιχειώδους Αγωγιμότητας* (INcremental Conductance - INC), με σταθερό και μεταβλητό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς και αξιολογούνται σε περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης τόσο στη μόνιμη, όσο και στη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας. Η βέλτιστη τεχνική που προκύπτει, η οποία είναι η τεχνική P&O με μεταβλητό βήμα τάσης αναφοράς, τροποποιείται κατάλληλα για την οδήγηση της Φ/Β γεννήτριας στο MPP ακόμα και σε συνθήκες μερικής σκίασης, όπου η κλασική

τεχνική INC δεν παρείχε αυτή τη δυνατότητα. Για το προτεινόμενο σύστημα επικουρικής φόρτισης υπολογίζεται η ενεργειακή του παραγωγή σε ετήσια βάση και η αύξηση που προκαλείται στην αυτονομία του υπό μελέτη ηλεκτρικού οχήματος, χρησιμοποιώντας πραγματικά δεδομένα ηλιοφάνειας και ρεαλιστικά σενάρια οδήγησης.

Στο ***όγδοο κεφάλαιο*** συνοψίζονται οι προτεινόμενες μεθοδολογίες βελτιστοποίησης της σχεδίασης και του ελέγχου ΣΚΜΜ που αναπτύχθηκαν, τόσο σε αλγοριθμικό επίπεδο όσο και σε επίπεδο υλοποίησης. Συγκεντρώνονται τα βασικά συμπεράσματα της διδακτορικής έρευνας, συνοψίζονται τα αποτελέσματα και τα βασικά ευρήματα, διατυπώνονται τα σημεία προαγωγής της επιστήμης και σχολιάζονται οι προοπτικές των εφαρμογών που μελετήθηκαν. Τέλος, προτείνονται σημεία που αναδείχθηκαν σημαντικά για περαιτέρω διερεύνηση.

1.5 Βιβλιογραφία κεφαλαίου

[1.1] A.O. Yu, L.C. Silva, C.L. Chu, P.S. Nascimento and A.S. Camargo, "Electric vehicles: Struggles in creating a market," *Proceedings of PICMET Technology Management in the Energy Smart World (PICMET) '11*, July 31-Aug. 4, 2011.

[1.2] Alex M.K.P. Taylor, "Science review of internal combustion engines," *Energy Policy*, Volume 36, Issue 12, December 2008, Pages 4657-4667, ISSN 0301-4215, http://dx.doi.org/10.1016/j.enpol.2008.09.001.

[1.3] Hawkins, T. R., Singh, B., Majeau-Bettez, G. and Strømman, A. H. (2013), "Comparative Environmental Life Cycle Assessment of Conventional and Electric Vehicles," *Journal of Industrial Ecology*, 17: 53–64, doi: 10.1111/j.1530-9290.2012.00532.x.

[1.4] Ramteen Sioshansi and Paul Denholm, "Emissions Impacts and Benefits of Plug-In Hybrid Electric Vehicles and Vehicle-to-Grid Services," *Environmental Science & Technology* 2009 43 (4), 1199-1204, DOI: 10.1021/es802324j.

[1.5] Larminie J., Lowry J., "Electric Vehicle Technology Explained," John Wiley and Sons, 2003.

[1.6] G. Pellegrino, A. Vagati, P. Guglielmi, and B. Boazzo, "Performance Comparison Between Surface-Mounted and Interior PM Motor Drives for Electric Vehicle Application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.59, no.2, pp.803-811, Feb.2012.

[1.7] Murthy, A.S.; Magee, D.P.; Taylor, D.G., "Vehicle braking strategies based on regenerative braking boundaries of electric machines," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, pp.1-6, 14-17 June 2015, doi: 10.1109/ITEC.2015.7165809.

[1.8] Kirsch, D A, "The Electric Vehicle and the Burden of history," Rutgers University Press, New Brunswick, NJ, 2000.

[1.9] M. Yilmaz, and P.T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol.28, no.5, pp.2151-2169, May 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2212917.

[1.10] http://www.caranddriver.com/features/best-hybrid-cars-and-evs-2015-editors-choice-for-best-electric-vehicles-and-hybrid-cars

[1.11] Di Wu, and S.S. Williamson, "A novel design and feasibility analysis of a fuel cell plug-in hybrid electric vehicle," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '08)*, pp.1-5, 3-5 Sept. 2008, doi: 10.1109/VPPC.2008.4677706.

[1.12] Z. Younes, L. Boudet, F. Suard, M. Gerard, and R. Rioux, "Analysis of the main factors influencing the energy consumption of electric vehicles," in *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp.247-253, 12-15 May 2013, doi: 10.1109/IEMDC.2013.6556260.

[1.13] http://evobsession.com/electric-car-range-comparison/

[1.14] Bimal K. Bose, "Power Electronics And Motor Drives Advances and Trends," Academic Press Elsevier, 2006.

[1.15] Stephan Buller, "Impedance-based Simulation Models for Energy Storage Devices in Advanced Automotive Applications". Dissertation published in February 2003.

[1.16] Letendre S., Perez R., Herig C. (2003), "Vehicle Integrated PV: A Clean and Secure Fuel for Hybrid Electric Vehicles", in *Proc. of the American Solar Energy Society 2003 Conference*, June 21-23, 2003, Austin,TX.

[1.17] R. Fischer, AVL List GmbH, "The Electrification of the Powertrain – from Turbohybrid to Range Extender", 30. Internationales Wiener Motorensymposium 2009.

[1.18] I. Arsie, G. Rizzo, and M. Sorrentino, (2006) "Optimal Design and Dynamic Simulation of a Hybrid Solar Vehicle", SAE paper 2006-01-2997, *SAE Transactions - Journal of Engines*, vol. 115-3, pp. 805-811.

[1.19] Arsie, I., Rizzo, G., Sorrentino, M., (2010) "Effects of engine thermal transients on the energy management of series hybrid solar vehicles", *Control Engineering Practice* (2010), DOI:10.1016/j.conengprac.2010.01.015.

[1.20] Assessment of the Environmental Performance of Solar Photovoltaic Technologies, *Environment Canada*, 2012.

[1.21] http://www.iccnexergy.com/battery-systems/battery-energy-density-comparison/

[1.22] https://media.ford.com/content/fordmedia/fna/us/en/news/2014/01/02/let-the-sun-in--ford-c-max-solar-energi-concept-goes-off-the-gri.html

[1.23] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Ηλεκτρονικά ισχύος," Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007.

[1.24] Muhammad H. Rashid, "Power Electronics Handbook," Academic Press Elsevier.

[1.25] A. G. Sarigiannidis, and A. G. Kladas, "Switching Frequency Impact on Permanent Magnet Motors Drive System for Electric Actuation Applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol.51, no.3, pp.1-4, March 2015, Art. ID 8202204.

[1.26] P. Lazari, J. Wang, and L. Chen, "A Computationally Efficient Design Technique for Electric Vehicle Traction Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.50, no.5, pp.3203-3213, Sept-Oct. 2014.

[1.27] Ion Boldea, Syed A. Nasar, "The induction machines design handbook," *CRC Press,* 2010.

[1.28] K. T. Chau, C. C. Chan, Chunhua Liu, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, June 2008.

[1.29] F.N. Jurca, R. Mircea, C. Martis, R. Martis, and P.P. Florin, "Synchronous reluctance motors for small electric traction vehicle," *International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, pp.317-321, 16-18 Oct. 2014.

[1.30] M. Barcaro, N. Bianchi, F. Magnussen, "Permanent-Magnet Optimization in Permanent-Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor for a Wide Constant-Power Speed Range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.59, no.6, pp.2495-2502, June 2012.

[1.31] M. P. Kazmierkowski, "*Control in Power Electronics: Selected Problems*," *United States of America: Academic Press*, 2002, p. 529.

[1.32] P. Cortes and J. Rodriguez, "Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives," *Wiley-IEEE Press*, 2012.

[1.33] C. Cecati, F. Ciancetta, and P. Siano, "A Multilevel Inverter for Photovoltaic Systems With Fuzzy Logic Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4115–4125, 2010.

[1.34] L. Croci, A. Martinez, P. Coirault, and G. Champenois, "Control strategy for photovoltaic-wind Hybrid System using Sliding Mode Control and Linear Parameter Varying feedback," *International Conference on Industrial Technology*, 2012, pp. 205 – 210.

[1.35] A. Alalawi, S. Malalawi, and S. Mislam, "Predictive control of an integrated PV-diesel water and power supply system using an artificial neural network," *Renewable Energy*, vol. 32, no. 8, pp. 1426–1439, Jul. 2007.

[1.36] M.N. Uddin, and M.M.I. Chy, "Online Parameter-Estimation-Based Speed Control of PM AC Motor Drive in Flux-Weakening Region," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.44, no.5, pp.1486-1494, Sept.-Oct. 2008.

Κεφάλαιο 2. Σχεδίαση κινητήρων μονίμων μαγνητών

2.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφονται λεπτομερώς οι επιμέρους διαδικασίες που ακολουθούνται κατά τη σχεδίαση των *Σύγχρονων Κινητήρων Μόνιμων Μαγνητών* (ΣΚΜΜ). Στην πραγματικότητα η γενικευμένη μεθοδολογία που θα αναλυθεί παρακάτω μπορεί με μικρές αλλαγές να εφαρμοστεί στο σύνολο των τύπων ηλεκτρικών κινητήρων. Αρχικά, παρουσιάζονται οι διάφορες τοπολογίες ΣΚΜΜ και παρατίθενται οι θεμελιώδεις σχέσεις προκαταρκτικής σχεδίασης με χρήση παραδοσιακών αναλυτικών σχέσεων που προσδιορίζουν τις βασικές διαστάσεις του κινητήρα και τις βασικές ηλεκτρικές και μαγνητικές λειτουργικές συνθήκες. Αναλύονται λεπτομερώς οι εναλλακτικές τοπολογίες τυλιγμάτων στάτη για ΣΚΜΜ, όπου παρουσιάζεται ενδελεχώς η διαδικασία επιλογής της κατάλληλης διαμόρφωσης *Συγκεντρωμένων Τυλιγμάτων Κλασματικής Αύλακας* (Fractional Slot Concentrated Winding - FSCW) και προσδιορίζονται τα κύρια χαρακτηριστικά του φορέα διέγερσης, δηλαδή του δρομέα Μόνιμων Μαγνητών (ΜΜ) για τις διάφορες τοπολογίες ΜΜ.

Στη συνέχεια, η ανάλυση επεκτείνεται στη μέθοδο των Πεπερασμένων Στοιχείων (ΠΣ) και περιγράφεται η διαδικασία επίλυσης ενός δυναμικού προβλήματος μέσω μιας αλληλουχίας μαγνητοστατικών αναλύσεων κατά τις οποίες μοντελοποιείται η σχετική κίνηση στάτη-δρομέα, η ημιτονοειδής μεταβολή των ρευμάτων τροφοδοσίας και η στρατηγική οδήγησης που εφαρμόζεται στον κινητήρα. Η συγκεκριμένη μεθοδολογία ανάλυσης παρουσιάζει ικανοποιητική ακρίβεια καθώς και μειωμένη υπολογιστική ισχύ σε σχέση με την ανάλυση μέσω ενός χρονομεταβλητού-δυναμικού μοντέλου ΠΣ. Επίσης, παρουσιάζεται η διαδικασία παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης διαφόρων τοπολογιών ΣΚΜΜ. Αναδεικνύεται η αναγκαιότητα της παραμετρικής σχεδίασης και της αυτοματοποιημένης ανάλυσης, ώστε οι μηχανισμοί που αναλύονται να μπορούν να ενσωματωθούν σε αλγόριθμους βελτιστοποίησης.

Τέλος, αναπτύσσεται μεθοδολογία θερμικής ανάλυσης μέσω της μεθόδου των ΠΣ και αναλύεται η θερμική μοντελοποίηση των επιμέρους τμημάτων του κινητήρα. Η μελέτη της θερμικής συμπεριφοράς των κινητήρων μόνιμων μαγνητών παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον, καθώς το φαινόμενο της μερικής απομαγνήτισης του δρομέα λόγω αύξησης της θερμοκρασίας αποτελεί βασική αιτία αστοχίας της σχεδίασης σε εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων. Παράλληλα, εκτενής αναφορά γίνεται στον τρόπο υπολογισμού των δεικτών απόδοσης, επίδοσης, ποιότητας ισχύος και θερμικής στιβαρότητας του κινητήρα.

2.2 Επιλογή τοπολογίας κινητήρα

Η επιλογή της τοπολογίας κινητήρα αφορά κυρίως στη διαμόρφωση του δρομέα, δηλαδή στη θέση και τη σχετική γεωμετρία των μαγνητών στο δρομέα, αλλά και στη σχετική θέση στάτη και δρομέα του κινητήρα. Οι κυριότερες κατηγορίες κινητήρα με βάση τη διαμόρφωση των μαγνητών στο δρομέα αναλύονται παρακάτω [2.1], [2.2]:

2.2.1 Κινητήρες επιφανειακών μόνιμων μαγνητών

Πρόκειται για την πιο συνηθισμένη διαμόρφωση ΣΚΜΜ στην οποία οι ΜΜ είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα (*Σχ. 2.1α*). Η διαμόρφωση του μαγνητικού κυκλώματος είναι κυλινδρικού δρομέα, με αποτέλεσμα οι αυτεπαγωγές ευθέως (*d*) και καθέτου (*q*) άξονα να είναι περίπου ίσες διότι η μαγνητική διαπερατότητα του ΜΜ είναι περίπου ίση με τη μαγνητική διαπερατότητα του αέρα. Τα βασικά πλεονεκτήματα αυτής της τοπολογίας είναι η απλότητα κατασκευής της, το χαμηλότερο κόστος της συγκριτικά με άλλες διαμορφώσεις και κυρίως η πολύ υψηλή επίδοσή της, λόγω της συγκέντρωσης του πεδίου διέγερσης πρακτικά στο διάκενο της

μηχανής. Οι μηχανές επιφανειακών ΜΜ συνδυάζονται ιδανικά με διαμορφώσεις FSCW, που αναλύονται στη συνέχεια και έχουν κεντρίσει το ενδιαφέρον της επιστημονικής κοινότητας σε πληθώρα εφαρμογών [2.5-2.9].Οι συνδυασμοί αυτοί παρέχουν σημαντικά πλεονεκτημάτα, όπως υψηλή απόδοση, επίδοση, ποιότητα ισχύος και χαμηλό κόστος [2.9], [2.10]. Η διαμόρφωση του πεδίου διέγερσης στις μηχανές επιφανειακών ΜΜ, σε συνδυασμό με την κατανομή της ΜαγνητΕγερτικής Δύναμης (ΜΕΔ) του πεδίου του τυμπάνου και τη μείωση της περιοδικότητας αυλάκων/πόλων είναι οι κύριοι λόγοι για την υψηλής ποιότητας παραγωγή ροπής και Ηλεκτρεγερτικής Δύναμης (ΗΕΔ). Τα κυριότερα μειονεκτήματα των μηχανών επιφανειακών ΜΜ είναι ο κίνδυνος απομαγνήτισης των μαγνητών λόγω εξωτερικών πεδίων, μολονότι έχει καλές ιδιότητες ψύξης των μαγνητών, οι υψηλές απώλειες δινορρευμάτων στους ΜΜ στις υψηλές ταχύτητες, οι χαμηλές τιμές αυτεπαγωγών και η χαμηλή ικανότητα εξασθένισης πεδίου. Επιπλέον, οι μαγνήτες υπόκεινται σε φυγόκεντρες δυνάμεις που μπορεί να προκαλέσουν την αποκόλλησή τους απ' τον δρομέα. Για τον λόγο αυτό, σε πολλές εφαρμογές κατασκευάζονται ειδικά στρώματα από ανθρακονήματα ή από ειδικά μέταλλα υψηλής αντοχής για τη συγκράτηση των ΜΜ [2.11]-[2.12].

2.2.2 Κινητήρες εσωτερικά επιφανειακών μαγνητών

Στη συγκεκριμένη τοπολογία, οι ΜΜ είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του δρομέα, αλλά τα μεταξύ τους διάκενα είναι πληρωμένα με σίδηρο (*Σχ. 2.1β*). Η εκτυπότητα λόγω σιδήρου προκαλεί μία επιπλέον συνιστώσα ροπής, ενώ σε σχέση με τους εξωτερικά επιφανειακούς παρέχουν αυξημένη ικανότητα συγκράτησης των μαγνητών. Παρόλα αυτά παρουσιάζουν χειρότερη θερμική συμπεριφορά.

2.2.3 Κινητήρες εσωτερικών μαγνητών

Σε αυτές τις τοπολογίες οι ΜΜ τοποθετούνται στο εσωτερικό του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα. Οι εσωτερικοί ΜΜ διατρέχουν μικρότερο κίνδυνο απομαγνήτισης λόγω θερμικών, μαγνητικών ή μηχανικών καταπονήσεων, καθώς η θέση τους δεν επιτρέπει απότομες μεταβολές στη θερμοκρασία, μειώνει την επίδραση των εξωτερικών πεδίων και προστατεύει από μηχανικές καταπονήσεις. Επιπλέον, οι διαμορφώσεις εσωτερικών ΜΜ προσφέρουν υψηλότερες τιμές αυτεπαγωγών, διότι η ισοδύναμη μαγνητική διαπερατότητα του διακένου είναι υψηλότερη σε σύγκριση με την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ. Η υψηλότερη τιμή αυτεπαγωγής προσφέρει μεγαλύτερη ικανότητα φιλτραρίσματος του ρεύματος τυμπάνου από τις ανώτερες αρμονικές που εισάγονται στον κινητήρα λόγω του αντιστροφέα, ενώ αντίστοιχα μειώνονται και τα επαγόμενα ρεύματα τυμπάνου σε καταστάσεις σφάλματος. Στον αντίποδα, υπάρχει σαφής κατασκευαστική δυσκολία καθώς και αυξημένο κόστος, τόσο κατά τη διαδικασία κοπής των ΜΜ και της μαγνητικής λαμαρίνας, όσο και κατά τη διαδικασία τοποθέτησης των ΜΜ στο δρομέα. Οι συνήθεις τοπολογίες εσωτερικών ΜΜ που συναντώνται είναι οι τοπολογίες εσωτερικών ΜΜ μονής στρώσης τύπου I (*Σχ. 2γ*), εγκαρσίων ΜΜ (*Σχ. 2δ*), εσωτερικών ΜΜ μονής στρώσης τύπου V (*Σχ. 2ε*) και μαγνητικής αντίστασης με υποβοήθηση ΜΜ (*Σχ. 2στ*).

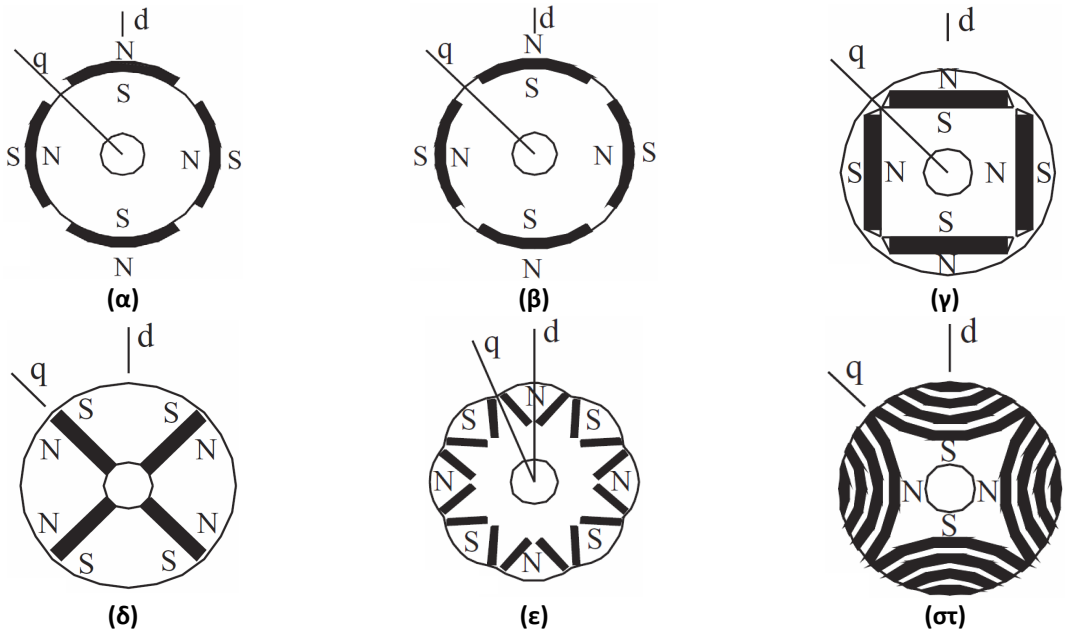
Στις περισσότερες περιπτώσεις ο κινητήρας εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει ελαφρά χαμηλότερη πυκνότητα ροπής, συγκριτικά με τον επιφανειακό ΜΜ για ίδια ονομαστικά μεγέθη ρεύματος και ΗΕΔ. Από την άλλη μεριά, προσφέρει λειτουργία σταθερής ισχύος σε μεγάλο εύρος στροφών με σχετικά υψηλή πυκνότητα ροπής, υψηλή απόδοση και υψηλό συντελεστή ισχύος, καθώς το σώμα του δρομέα αποτελεί εμπόδιο στη μαγνητική ροή, με αποτέλεσμα την εξάλειψη των απωλειών δινορρευμάτων στους ΜΜ, ενώ η διαμόρφωση του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα δημιουργεί εκτυπότητα μεταξύ του *d* και του *q* άξονα, επομένως και αντίστοιχη συνιστώσα ροπής επιπρόσθετα στη ροπή μαγνήτισης. Αντίθετα, η περιοχή σταθερής ισχύος είναι περιορισμένη σε διαμορφώσεις επιφανειακού ΜΜ, εξαιτίας της μειωμένης ικανότητας *εξασθένισης πεδίου* (FW capability), ενώ λόγω της έκθεσης των μόνιμων μαγνητών στις αρμονικές της ΜΕΔ του διακένου οι απώλειες ΜΜ είναι αυξημένες.

Η βέλτιστη τοπολογία εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει αυξημένο ενδιαφέρον στη βιβλιογραφία [2.13-2.15], καθώς η τοποθέτηση των ΜΜ στο εσωτερικό του δρομέα και η σχεδίαση των κατάλληλων φραγμάτων ροής [2.16], [2.17] επηρεάζουν σημαντικά το πλάτος, το αρμονικό περιεχόμενο της ΜΕΔ του δρομέα, την εκτυπότητα, με αποτέλεσμα να επηρεάζονται σημαντικά οι δείκτες επίδοσης, απόδοσης, ποιότητας ισχύος και αξιοπιστίας του κινητήρα.

Στην *τοπολογία εγκάρσιων ΜΜ* (*Σχ. 1δ*), η μαγνητική ροή κάθε πόλου είναι το άθροισμα των δυο γειτονικών ΜΜ. Αυτή η τοπολογία συναντάται σε εφαρμογές όπου χρησιμοποιούνται μαγνήτες με χαμηλή παραμένουσα μαγνήτιση ή σε πολυπολικές μηχανές. Η τοποθέτηση των ΜΜ σε εγκάρσια θέση προτιμάται για την επίτευξη υψηλής μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο διότι η επιφάνεια των δυο ΜΜ είναι μεγαλύτερη από την πολική επιφάνεια στο διάκενο. Επιπλέον, το υλικό του άξονα θα πρέπει να είναι μη μαγνητικό υλικό, για να αποφευχθούν οι διαδρομές μαγνητικής ροής μέσω του άξονα.

Στην *τοπολογία εσωτερικών ΜΜ τύπου* I (*Σχ. 2.1γ*), η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο είναι μικρότερη της μαγνητικής επαγωγής των ΜΜ διότι η επιφάνεια του ΜΜ είναι μικρότερη της επιφάνειας του πόλου. Επιπροσθέτως, η μαγνητική διαπερατότητα στον *q* άξονα είναι σημαντικά μεγαλύτερη σε σχέση με τη διαπερατότητα στον *d* άξονα, με αποτέλεσμα τη δημιουργία ανισοτροπίας στο μαγνητικό κύκλωμα και συνιστώσας ροπής εκτυπότητας. Εναλλακτικά, για τη βελτίωση της ημιτονικότητας της επαγόμενης ΜΕΔ του δρομέα και την αύξηση της αυτεπαγωγής *d* άξονα, με στόχο τη βελτίωση της δυνατότητας εξασθένισης πεδίου, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η *τοπολογία εσωτερικών ΜΜ τύπου* V (*Σχ. 2.1ε*).

Η *τοπολογία κινητήρων μαγνητικής αντίστασης με υποβοήθηση ΜΜ* (*Σχ. 2.1στ*) παρουσιάζει ακόμα μεγαλύτερη εκτυπότητα μεταξύ *d* και *q* άξονα, ενώ επιπρόσθετα χρησιμοποιούνται ΜΜ για την αύξηση της τιμής της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο, με αποτέλεσμα την επίτευξη υψηλής πυκνότητας ροπής. Στον αντίποδα, οι συγκεκριμένοι κινητήρες παρουσιάζουν υψηλή κυμάτωση ροπής, υψηλές απώλειες σιδήρου στο δρομέα, αυξημένη κατασκευαστική πολυπλοκότητα και κόστος, σε σχέση με τις παραπάνω τοπολογίες ΜΜ [2.18]. Για τον λόγο αυτό, ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει παρουσιαστεί και συνεχίζει να παρουσιάζεται πρόσφατα για *τοπολογίες εσωτερικών μονίμων μαγνητών διπλής στρώσης διαφόρων τύπων* (V, I), που μπορούν να συνδυάσουν πλεονεκτήματα όλων των παραπάνω τοπολογιών [2.19-2.21].



Σχήμα 2.1. Κύριες τοπολογίες δρομέων κινητήρων ΜΜ: (α) επιφανειακών ΜΜ, (β) εσωτερικά επιφανειακών ΜΜ, (γ) εσωτερικών ΜΜ τύπου I, (δ) εγκάρσιων ΜΜ, (ε) εσωτερικών ΜΜ τύπου V και (στ) μαγνητικής αντίστασης με υποβοήθηση ΜΜ [2.1].

2.2.4 Κινητήρες εσωτερικού και εξωτερικού δρομέα

Σε ότι αφορά στη σχετική θέση δρομέα και στάτη, υφίστανται δυο κατηγορίες κινητήρων, δηλαδή κινητήρες εξωτερικού και κινητήρες εσωτερικού δρομέα. Όλες οι παραπάνω τοπολογίες που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο είναι κινητήρες εσωτερικού δρομέα. Οι κινητήρες εξωτερικού δρομέα ονομάζονται και κινητήρες τροχοί και χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης. Η τοποθέτηση ηλεκτρικών μηχανών στο εσωτερικό των τροχών σε οχήματα παρουσιάζει αξιόλογη δυναμική σήμερα, καθώς μειώνει τις απώλειες μετάδοσης τόσο κατά την πρόωση όσο και κατά την αναγεννητική πέδηση. Κατά τη σχεδίαση κινητήρων - τροχών απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή στο κατασκευαστικό σκέλος διότι δεν εμπλέκεται σχέση μετάδοσης. Οι απαιτήσεις ροπής θα πρέπει να υπολογισθούν με ακρίβεια ώστε να επιτρέπεται στο όχημα να πραγματοποιεί εκκίνηση σε ανηφορικούς δρόμους και ταυτόχρονα να επιτυγχάνεται η επιθυμητή τελική ταχύτητα.

Ο εξωτερικός δρομέας πλεονεκτεί ως προς το γεγονός ότι η φυγόκεντρος δύναμη τείνει να συγκρατήσει τους μαγνήτες στη θέση τους. Επίσης, η υψηλή ροπή αδράνειας οδηγεί στη μείωση των δονήσεων λόγω εξομάλυνσης των αρμονικών ροπής. Η δυνατότητα ενσωμάτωσης του κινητήρα στον τροχό του οχήματος είναι ένα ακόμη στοιχείο που λαμβάνεται θετικά υπόψη. Οι δυσκολίες μιας τέτοιας διαμόρφωσης συνίστανται σε θέματα ψύξης, στον μειωμένο χώρο για αύλακες στον στάτη και στην υψηλότερη ροπή που πρέπει να αναπτύξουν σε σχέση με τους κινητήρες εσωτερικού δρομέα, όπου συνήθως υπάρχει σχέση μετάδοσης μεταξύ κινητήρα και τροχού [2.3].

2.3 Προκαταρκτική σχεδίαση

Η προκαταρκτική σχεδίαση λαμβάνει υπόψιν τις προδιαγραφές του συστήματος κίνησης και προσδιορίζει τη γεωμετρία του διακένου, χωρίς τη λεπτομερή διαμόρφωση του κινητήρα. Η προκαταρκτική σχεδίαση μιας ηλεκτρικής μηχανής αποτελεί θεμελιώδη διαδικασία στη βελτιστοποίηση των ηλεκτρικών μηχανών, καθώς αποτελεί ένα ασφαλές σημείο εκκίνησης για τη διαδικασία βελτιστοποίησης. Επίσης, δύναται να ορίσει με ασφάλεια το πεδίο ορισμού των μεταβλητών σχεδίασης κατά τη διαδικασία βελτιστοποίησης. Η προκαταρκτική σχεδίαση περιλαμβάνει τα εξής βήματα [2.1]-[2.2]:

- Προσδιορισμό της επιφάνειας διακένου, ώστε η μηχανή να αναπτύσσει την απαραίτητη ηλεκτρομαγνητική ροπή, σε μόνιμη αλλά και μεταβατική κατάσταση, όπως αυτή έχει υπολογιστεί από τις προδιαγραφές.
- Προσδιορισμό της διαμόρφωσης στάτη, δρομέα και πάχους διακένου. Εδώ προσδιορίζεται ο τύπος και οι βασικές γεωμετρικές διαστάσεις, τόσο του στάτη όσο και του δρομέα, ώστε να έχουμε τη δημιουργία του επιθυμητού μαγνητικού πεδίου στο διάκενο.
- Έλεγχο ειδικής ηλεκτρικής και μαγνητικής φόρτισης.
- Προσδιορισμό επίδοσης και απόδοσης.

2.3.1 Διαστασιολόγηση διακένου

Με την έννοια διαστασιολόγηση του διακένου του κινητήρα αναφέρονται οι προκαταρκτικές διαστάσεις του κυλίνδρου που ορίζει το μέσον του διακένου, ανάμεσα σε στάτη και δρομέα, το οποίο ορίζεται από τις μεταβλητές D_g και L που αντιστοιχούν στη διάμετρο του δρομέα αυξημένη κατά το μισό πάχος διακένου μεταξύ δρομέα-στάτη και στο ενεργό μήκος της μηχανής. Αυτή η διαστασιολόγηση γίνεται με βάση ορισμένες τυπικές τιμές βασικών μαγνητικών, ηλεκτρικών και θερμικών μεγεθών. Παρακάτω, παρουσιάζονται τα μεγέθη αυτά και οι βασικές σχέσεις υπολογισμού τους στην περίπτωση του τριφασικού κινητήρα.

2.3.1.1 Πάχος διακένου

Το πάχος του διακένου είναι πρωτεύουσας σημασίας για την επίτευξη των επιθυμητών χαρακτηριστικών λειτουργίας μιας ηλεκτρικής μηχανής διότι εκεί πραγματοποιείται η ηλεκτρομηχανική μετατροπή της ισχύος και εν γένει καταβάλλεται προσπάθεια, ώστε να ελαχιστοποιείται. Συχνά μάλιστα, το πάχος διακένου υπαγορεύεται από τις ανοχές των εδράσεων ή τις κατασκευαστικές ανοχές της μηχανής. Επιπλέον, αυξημένο διάκενο συνεπάγεται μειωμένη απόδοση, με μειωμένο όμως αρμονικό περιεχόμενο και πιο ημιτονική ΜΕΔ διότι μειώνονται οι τοπικοί κορεσμοί που παρατηρούνται στα άκρα των δοντιών του στάτη ή στο δρομέα. Για τον υπολογισμό του μήκους διακένου υπάρχουν στη βιβλιογραφία [2.1] εξισώσεις που υπολογίζουν το μήκος του διακένου L_g ως συνάρτηση των ηλεκτρικών και μαγνητικών χαρακτηριστικών της μηχανής:

$$L_g \geq \gamma \cdot \tau_p \cdot \frac{A}{\hat{\mathrm{B}}_\delta} \tag{2.1}$$

όπου το γ είναι ένας γεωμετρικός όρος, ο οποίος για τις σύγχρονες μηχανές επιφανειακών ΜΜ που δεν παρουσιάζουν εκτυπότητα είναι ίσος με 3x10^{-7}, ενώ για τις εσωτερικών ΜΜ που παρουσιάζουν εκτυπότητα είναι ίσος με 7x10^{-7}, τ_p είναι το πολικό βήμα, A είναι το μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό του στάτη (A/m) και $\hat{\mathrm{B}}_\delta$ η μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής (T) στο διάκενο. Συνήθως οι τιμές του κυμαίνονται από 0.5 mm ως 1 mm για μηχανές μονίμων μαγνητών μικρής έως μεσαίας κλίμακας ισχύος.

2.3.1.2 Ειδική μαγνητική φόρτιση

Η *ειδική μαγνητική φόρτιση* συνδέει τον αριθμό πόλων p με τη μαγνητική ροή ανά πόλο Φ και δίνεται ως εξής:

$$B_{av} = \frac{p \cdot \Phi}{\pi \cdot L \cdot D_g} \tag{2.2}$$

όπου D_g η διάμετρος του διακένου και L το αξονικό μήκος του ενεργού μέρους της μηχανής. Το μέγεθος αυτό λαμβάνει συνήθως τιμές από 0,4 ως 0,7 Tesla, ενώ σε ειδικές μηχανές μεγάλης απαίτησης πυκνότητας ροπής, όπου πρωτεύοντα ρόλο παίζει η επίδοση σε στατική λειτουργία, μπορεί να φτάσει και το 1 Tesla. Το άνω όριο συνήθως τίθενται από τον μαγνητικό κορεσμό του σιδηρομαγνητικού υλικού στα δόντια του στάτη. Η υψηλή μαγνητική φόρτιση σημαίνει αυξημένη δυνατότητα παραγωγής ροπής και ισχύος. Το αντίτιμο είναι αυξημένες απώλειες πυρήνα, ιδιαίτερα όταν τα δόντια του στάτη βρίσκονται σε κορεσμό.

2.3.1.3 Ειδική ηλεκτρική φόρτιση

Η *ειδική ηλεκτρική φόρτιση*, *ac*, προσδιορίζεται από την ενεργό τιμή των αμπερελιγμάτων ανά μέτρο περιφέρειας του διακένου, και εκφράζεται ως εξής:

$$ac = \frac{3 \cdot N_i \cdot p \cdot I_{rms}}{\pi \cdot D_g} \tag{2.3}$$

όπου N_i είναι οι αριθμός ελιγμάτων ανά φάση, I_{rms} η ενεργός τιμή του ρεύματος τυμπάνου. Τυπικές τιμές ηλεκτρικής φόρτισης σύγχρονων μηχανών είναι από 15000 AE/m ως 45000AE/m. Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση καθορίζει από κοινού με την ειδική μαγνητική φόρτιση την ικανότητα παραγωγής ροπής μιας δεδομένης μηχανής. Όσον αφορά τις απώλειες, η ηλεκτρική φόρτιση συνδέεται με τις απώλειες χαλκού της μηχανής.

Τα δύο παραπάνω μεγέθη (ειδική μαγνητική και ηλεκτρική φόρτιση) συνδέονται με τη λεγόμενη σχέση εξόδου της ηλεκτρικής μηχανής, η οποία δίνει μια εκτίμηση της ροπής ή της ισχύος εξόδου. Η ενεργός τιμή της επαγόμενης τάσης, V_{rms}, δίνεται από τη σχέση:

$$V_{rms} = 4,44 \cdot f \cdot k_w \cdot N_i \cdot \Phi \tag{2.4}$$

όπου k_w ο συντελεστής τυλίγματος, f η ηλεκτρική συχνότητα και Φ η θεμελιώδης μαγνητική ροή ανά πόλο. Η φαινόμενη ισχύς της μηχανής δίνεται από τη σχέση:

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} \tag{2.5}$$

όπου φαίνεται καθαρά η εξάρτηση της φαινομένης ισχύος από την ειδική ηλεκτρική και τη μηχανική φόρτιση μέσω των μεγεθών N_i, I_{rms} και Φ. Η ηλεκτρική συχνότητα f συνδέεται με τη μηχανική ταχύτητα περιστροφής, n_s, με τη σχέση:

$$n_s = \frac{120 f}{p} \tag{2.6}$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.2)-(2.6) προκύπτει η εξίσωση εξόδου της ηλεκτρικής σύγχρονης μηχανής:

$$S = 1.1 \cdot k_w \cdot \pi^2 \cdot B_{av} \cdot ac \cdot D_g^2 \cdot L \cdot n_s \tag{2.7}$$

Όπως φαίνεται από τη σχέση (2.7), η ισχύς εξόδου της μηχανής είναι ανάλογη εκτός από τα λειτουργικά της χαρακτηριστικά (συντελεστής τυλίγματος, ειδική μαγνητική και ηλεκτρική φόρτιση, μηχανική ταχύτητα περιστροφής), του τετραγώνου της διαμέτρου του διακένου και του αξονικού μήκους του ενεργού μέρους του κινητήρα. Επομένως, κατά τη σχεδίαση ενός κινητήρα πρέπει να προσδιοριστεί ο κατάλληλος συνδυασμός ειδικής ηλεκτρικής και μαγνητικής φόρτισης, διαστάσεων διακένου και ταχύτητας περιστροφής, συμπεριλαμβανομένων και των εκάστοτε γεωμετρικών και λειτουργικών περιορισμών που τίθενται από την εφαρμογή, ούτως ώστε να ληφθεί η επιθυμητή ισχύς στην έξοδο χωρίς να θυσιαστούν άλλα χαρακτηριστικά της μηχανής.

2.3.1.4 Επιφάνεια διακένου

Η *ροπή διακένου* T_e υπολογίζεται βάσει της μέσης εφαπτομενικής πίεσης των μαγνητικών δυνάμεων στο διάκενο και της επιφάνειας διακένου A, μέσω των παρακάτω σχέσεων [2.1-2.4]:

$$F_t = P_t \cdot A = P_t \cdot \pi \cdot L \cdot D_g \tag{2.8}$$

$$T_e = \frac{D_g \cdot F_t}{2} \tag{2.9}$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.8) και (2.9) προκύπτει:

$$T_e = \frac{\pi}{2} \cdot L \cdot D_g^2 \cdot P_t \tag{2.10}$$

Επίσης ,η *μέση μαγνητική δύναμη στο διάκενο*, F_t, υπολογίζεται μέσω του τανυστή του Maxwell από τη σχέση:

$$F_t = \frac{L}{\mu_0} \int_C B_n \cdot B_t dl \tag{2.11}$$

όπου B_n, B_t είναι η κάθετη και η εφαπτομενική συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο. Επομένως, η μέση πίεση της εφαπτομενικής πίεσης στο διάκενο ορίζεται από τον τύπο:

$$P_t = \frac{F_t}{A} = \frac{1}{\pi \cdot D_g \cdot \mu_0} \int_C B_n \cdot B_t dl \tag{2.12}$$

Η μέση μαγνητική φόρτιση στο διάκενο B_{av} επιλέγεται συνήθως ίση με 0,6-0,7 Tesla, ως είθισται σε εφαρμογές υψηλής απόδοσης και πυκνότητας ισχύος. Ορίζοντας ως θ τη γωνία μεταξύ της ακτινικής και της εφαπτομενικής συνιστώσας του μαγνητικού πεδίου, η εφαπτομενική πίεση προκύπτει ως εξής:

$$P_t = \frac{B_n \cdot B_t \cdot \pi \cdot D_g}{\pi \cdot D_g \cdot \mu_0} = \frac{B_{av}^2 \cdot \sin 2\theta}{2\mu_0} \tag{2.13}$$

Επομένως, για τον υπολογισμό των διαστάσεων της επιφάνειας του διακένου, αναδιατάσσοντας τη σχέση (2.10), προκύπτει:

$$D_g^2 \cdot L = \frac{2 \cdot T_e}{\pi \cdot P_t} \tag{2.14}$$

2.3.2 Μεθοδολογία επιλογής διαστάσεων D_g και L

Η διαστασιολόγηση του διακένου μιας ηλεκτρικής μηχανής εμπλέκει θέματα επίδοσης, απόδοσης και μηχανικής αντοχής [2.4]. Μια αύξηση στη διάμετρο του διακένου έχει ως αποτέλεσμα πολύ μεγαλύτερη αύξηση στην ισχύ εξόδου σε σχέση με αντίστοιχη αύξηση του ενεργού μήκους. Παρόλα αυτά, πρέπει να ληφθούν υπόψη η απαίτηση ροπής και η ονομαστική ταχύτητα. Για υψηλές απαιτήσεις ροπής, συνίσταται η επιλογή μεγάλης διαμέτρου διακένου, καθώς έτσι επιτυγχάνεται υψηλότερη παραγόμενη ροπή, λόγω της αύξησης της απόστασης του διακένου από τον άξονα. Αντιθέτως, η απόδοση της μηχανής δεν αυξάνεται κατ' ανάγκη όταν η αναλογία L/D_g είναι μειωμένη. Ο λόγος είναι ότι σε περίπτωση μεγάλης διαμέτρου διακένου σε σχέση με το μήκος της μηχανής, αυξάνεται το ποσοστό του τυλίγματος που βρίσκεται έξω από την ενεργό περιοχή του πυρήνα και κατά συνέπεια οι απώλειες χαλκού. Επίσης, μια μηχανή με πολύ επίμηκες διάκενο έχει μεγάλη μάζα πυρήνα και αναμένεται να εμφανίζει αυξημένες απώλειες σιδήρου, επομένως δεν επιτυγχάνει τη βέλτιστη απόδοση. Επιπλέον, το μικρό αξονικό μήκος επιφέρει μεγάλες τιμές ροής σκέδασης στο διάκενο.

Αντίθετα, για εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, η τυπική προσέγγιση σχεδίασης είναι η επιλογή μεγάλου αξονικού μήκους και όχι η αύξηση της διαμέτρου, ώστε να επιτευχθεί αύξηση της ισχύος. Με αυτό τον τρόπο διατηρείται η επιφανειακή ταχύτητα δρομέα σε λογικές τιμές και έτσι αποφεύγονται υψηλές τιμές φυγόκεντρων δυνάμεων, που μπορούν να προκαλέσουν αποκόλληση των ΜΜ και τοπικών απωλειών σιδήρου. Ωστόσο, οι δρομείς μεγάλου ενεργού μήκους μπορούν να εμφανίζουν έντονη ταλαντωτική συμπεριφορά, λόγω μηχανικών μεταβατικών φαινομένων με την αύξηση της ταχύτητας. Επομένως, η μηχανική αντοχή του δρομέα και η διαστασιολόγηση της επιφάνειας του διακένου εξαρτώνται και από την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Σε μικρές ταχύτητες περιστροφής προτιμάται μικρός λόγος L/D_g. Σε μεγάλες ταχύτητες περιστροφής, η οριακή τάση διακένου περιορίζει τον δρομέα σε μικρή ακτίνα και πλέον η επιθυμητή ισχύς λαμβάνεται με αύξηση του αξονικού μήκους της μηχανής. Και σε αυτή την περίπτωση όμως, υπάρχει μηχανικό όριο στην αύξηση του λόγου L/D_g, το οποίο συνίσταται στην ακαμψία του σώματος του δρομέα και στη διατήρηση του διακένου.

Στη διεθνή βιβλιογραφία [2.3], [2.4] προσδιορίζονται ορισμένες αναλογίες που πρέπει να έχει μια μηχανή ώστε να χαρακτηρίζεται από υψηλή επίδοση, απόδοση ή ένα ισορροπημένο συνδυασμό των δύο. Συνήθως γίνεται λόγος για το λόγο του αξονικού μήκους της μηχανής L και του μήκους ενός πόλου τ. Το μήκος πόλου υπολογίζεται ως εξής:

$$\tau = \frac{\pi D_g}{p} \tag{2.15}$$

Στον πίνακα 2.1 παρατίθενται οι περιοχές τιμών του λόγου L/τ που χρησιμοποιούνται συνήθως κατά τη διαδικασία της σχεδίασης, η κάθε μια από τις οποίες παρουσιάζει διαφορετικά χαρακτηριστικά. Ωστόσο, σε διπολικές μηχανές και σε κινητήρες ισχύος μικρότερης του ενός kW μπορεί να παρατηρηθούν τιμές του λόγου L/τ μικρότερες της μονάδας, μέχρι και 0,6. Ο λόγος είναι ότι σε αυτές τις μηχανές, οι μεγάλες τιμές L/τ δίνουν μικρή διάμετρο με αποτέλεσμα να μην υπάρχει αρκετός χώρος για τις αύλακες του στάτη, καθώς επίσης στις συγκεκριμένες μηχανές παρατηρείται συχνά δυσκολία επίτευξης της επιθυμητής ισχύος, με αποτέλεσμα την αύξηση της διαμέτρου του διακένου.

Πίνακας 2.1. Περιοχές τιμών του λόγου L/τ.

Λόγος L/τ	***Χαρακτηριστικά ηλεκτρικής μηχανής***
1.0	Ισορροπημένη σχεδίαση
1.0 - 1.5	Υψηλός συντελεστής ισχύος
1.5	Υψηλή απόδοση
1.5 – 2	Ελάχιστο κόστος

2.3.3 Προσδιορισμός κύριων χαρακτηριστικών στάτη

Η συχνότητα λειτουργίας αποτελεί πάρα πολύ σημαντικό λειτουργικό χαρακτηριστικό καθώς καθορίζει με άμεσο τρόπο τη διακύμανση των απωλειών πυρήνα, αλλά και την τιμή των αντιδράσεων σκέδασης και μαγνήτισης του κινητήρα. Η αύξηση της συχνότητας επιφέρει αύξηση των απωλειών πυρήνα με πολυωνυμική σχέση δευτέρου βαθμού, ενώ αυξάνει με ανάλογο τρόπο την τιμή των αντιδράσεων του κινητήρα. Παράλληλα, για την ίδια ονομαστική ροπή, μηχανές με περισσότερους πόλους έχουν ελαφρύτερο μαγνητικό κύκλωμα, καθώς η διαδρομή της μαγνητικής ροής από τον έναν πόλο στον άλλο είναι αντιστρόφως ανάλογη του αριθμού των πόλων. Η διαδρομή της ροής σε μια πολυπολική μηχανή είναι μικρότερη, με αποτέλεσμα τα μέρη σιδηρομαγνητικού υλικού, δηλαδή τα δόντια, το σώμα του στάτη και το σώμα του δρομέα, να μπορούν να μειωθούν σε μέγεθος, χωρίς να αυξηθούν τα επίπεδα κορεσμού του σιδήρου [2.4]. Ο λόγος πόλων/ηλεκτρικής συχνότητας προκύπτει ως εξής:

$$\frac{p}{f} = \frac{4\pi}{\omega_m} \tag{2.16}$$

όπου ω_m είναι η μηχανική γωνιακή συχνότητα περιστροφής της μηχανής.

Γίνεται εμφανές ότι για χαμηλή ταχύτητα περιστροφής ο αριθμός των πόλων δύναται να αυξηθεί, διατηρώντας σχετικά μικρή ηλεκτρική συχνότητα. Έτσι, οι απώλειες πυρήνα γι' αυτές τις εφαρμογές είναι σχετικά χαμηλές, συγκρινόμενες με τις απώλειες χαλκού. Επίσης, μέσω της χρήσης συγκεντρωμένων τυλιγμάτων, η αύξηση του αριθμού των πόλων αναμένεται να ελαττώσει και τις απώλειες χαλκού, καθώς αυξάνοντας τους πόλους μειώνεται το πάχος του δοντιού, συνεπώς μειώνεται τόσο το μήκος των επιμέρους αγωγών, όσο και το μήκος των αγωγών εκτός ενεργού κυκλώματος. Η μείωση του συνολικού μήκους των τυλιγμάτων συνεπάγεται μείωση της αντίστασης των αγωγών, οδηγώντας σε μείωση των ωμικών απωλειών των τυλιγμάτων. Έτσι λοιπόν, για

συγκεκριμένο επίπεδο τάσης, αναμένονται μικρότερες απώλειες χαλκού για μεγαλύτερο αριθμό πόλων. Με βάση τα παραπάνω, η μέση ροή ανά πόλο υπολογίζεται ως εξής:

$$\Phi = \frac{B_{av} \cdot \pi \cdot L \cdot D_g}{p} \tag{2.17}$$

Επομένως ο αριθμός ελιγμάτων των πηνίων κάθε φάσης προκύπτει αναδιατάσσοντας της εξίσωση (2.4) ως εξής:

$$N_i = \frac{V_{rms}}{4,44 \cdot f \cdot k_w \cdot \Phi} \tag{2.18}$$

Το επίπεδο της τάσης τυμπάνου καθορίζεται από το επίπεδο τάσης της πηγής, την τεχνική διαμόρφωσης του αντιστροφέα και τη προσπάθεια μείωσης των απωλειών. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση που η πηγή δεν είναι το δίκτυο αλλά π.χ. συσσωρευτές, όπως στις εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, τότε το επίπεδο τάσης είναι σχετικά περιορισμένο, για λόγους χώρου, κόστους και ασφάλειας. Καθώς η κυρίαρχη συνιστώσα απωλειών είναι οι απώλειες χαλκού, είναι προφανές πως όσο υψηλότερο είναι το επίπεδο τάσης τόσο πιο αποδοτικός θα είναι ο κινητήρας. Θεωρώντας για την οδήγηση της μηχανής αντιστροφέα με τεχνική διαμόρφωσης SPWM και συντελεστή διαμόρφωσης m_a το πλάτος της θεμελιώδης συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου προκύπτει:

$$V_s = \frac{m_a \cdot V_{DC}}{2} \tag{2.19}$$

και επομένως η μέγιστη επιτρεπόμενη *rms* τιμή της φασικής τάσης τυμπάνου της μηχανής, V_{rms}, προκύπτει:

$$V_{rms} = \frac{V_{p-ph}}{\sqrt{2}} \tag{2.20}$$

Η τιμή της αναπτυσσόμενης αντί-ΗΕΔ και της αντίδρασης τυμπάνου ενός κινητήρα καθορίζει τη δυνατότητα οδήγησης του από τον αντιστροφέα ισχύος με βάση τη διαθέσιμη συνεχή τάση των μπαταριών. Για να μπορεί ο κινητήρας να οδηγηθεί από το υφιστάμενο σύστημα κίνησης στο επιθυμητό εύρος στροφών, θέτουμε ως επιθυμητή τιμή της τάσης τυμπάνου το 90% με 95% της μέγιστης εναλλασσόμενης τάσης που μπορεί να παράξει ο αντιστροφέας:

$$V_{rms} = 0.90 \div 0.95 \cdot \frac{V_{p-ph}}{\sqrt{2}} \tag{2.21}$$

και η ενεργός τιμή του ρεύματος προκύπτει:

$$I_{rms} = \frac{P_e}{3V_{rms} \cos\varphi} \tag{2.22}$$

όπου P_e είναι η ηλεκτρική ενεργός ισχύς της μηχανής και $cos\varphi$ ο συντελεστής ισχύος.

2.3.3.1 Διαμόρφωση τυλιγμάτων

Τα τυλίγματα μίας ηλεκτρικής μηχανής χαρακτηρίζονται ως προς τις τερματικές συνδέσεις των επιμέρους πηνίων, τον τρόπο με τον οποίο κατανέμονται στα αυλάκια και το βήμα συστάδας. Έτσι, μπορεί να είναι βροχοειδή ή κυματοειδή (τα πρώτα χρησιμοποιούνται σε μηχανές με λίγους πόλους

ενώ τα δεύτερα σε πολυπολικές μηχανές χαμηλών ταχυτήτων), διανεμημένα (με ένα ή περισσότερα αυλάκια ανά πόλο και φάση), πλήρους ή κλασματικού βήματος. Οι συνηθέστερες περιπτώσεις τυλιγμάτων είναι οι εξής [2.9]:

- Επικαλυπτόμενα, διανεμημένα με ένα ή περισσότερα αυλάκια ανά πόλο και φάση.
- Μη επικαλυπτόμενα, συγκεντρωμένα, μονής ή διπλής στρώσης.

Τα διανεμημένα επικαλυπτόμενα τυλίγματα παράγουν γενικά πιο ημιτονοειδή ΜΕΔ στο διάκενο, γι' αυτό χρησιμοποιούνται εκτεταμένα στις μηχανές μόνιμου μαγνήτη χωρίς συλλέκτη (Brushless AC PM machines) καθώς επίσης και στις μηχανές εσωτερικών ΜΜ. Μια εναλλακτική διαμόρφωση τυλιγμάτων, που χρησιμοποιείται ολοένα και περισσότερο, είναι τα Συγκεντρωμένα Τυλίγματα Κλασματικής Αύλακας (FSCW). Ο λόγος διάδοσης έγκειται στην υψηλή πυκνότητα ισχύος, την απόδοση και τα κοντά άκρα τυλιγμάτων. Παρακάτω, στον πίνακα 2.2, παρατίθενται τα κύρια χαρακτηριστικά των συγκεντρωμένων και των διανεμημένων τυλιγμάτων [2.8]:

Πίνακας 2.2. Κύρια χαρακτηριστικά των συγκεντρωμένων και των διανεμημένων τυλιγμάτων.

Χαρακτηριστικό	***Διανεμημένα τυλίγματα***	***Συγκεντρωμένα τυλίγματα***
Συντελεστής πληρότητας χαλκού στις αύλακες	35% - 50%	50% - 66%
Κατασκευή στάτη	Συνεχή ελάσματα	Συνεχή ελάσματα ή τμηματικές κατασκευές
Τυλίγματα τερματικών συνδέσεων	Μακρά επικαλυπτόμενα	Κοντά μη επικαλυπτόμενα
Αρμονικό περιεχόμενο παραγόμενης ροπής	Χαμηλό	Υψηλό

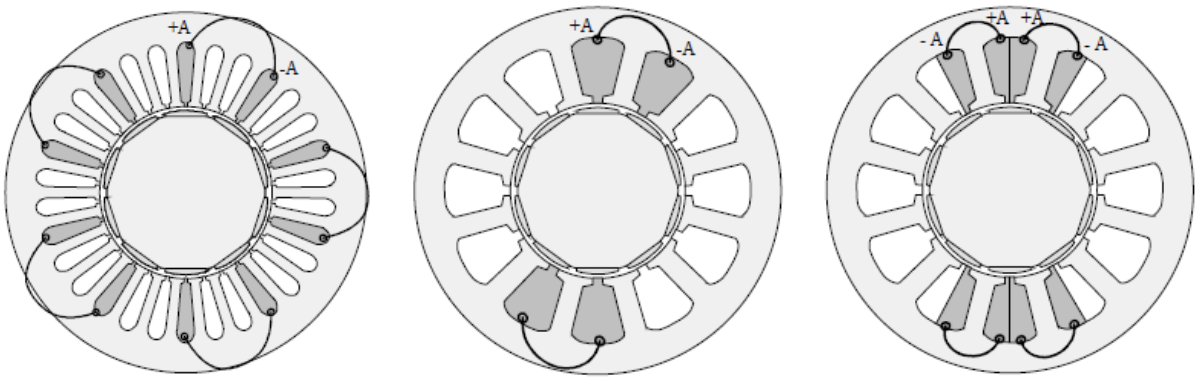
Τα κυριότερα πλεονεκτήματα των συγκεντρωμένων τυλιγμάτων είναι τα εξής:

- Ευκολία στην κατασκευή, εφόσον πρόκειται για μη επικαλυπτόμενα τυλίγματα.
- Υψηλός συντελεστής πληρότητας χαλκού, άρα μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος.
- Κοντύτερα άκρα τυλιγμάτων, με αποτέλεσμα χαμηλότερες απώλειες χαλκού.
- Υψηλότερη ανοχή στα σφάλματα και καλύτερη συμπεριφορά σε μεταβατικές καταστάσεις, εφόσον δεν υπάρχουν αμοιβαίες επαγωγές ανάμεσα στις φάσεις.
- Χαμηλή ροπή ευθυγράμμισης, δεδομένου ότι περιλαμβάνουν μεγάλο αριθμό κύκλων ευθυγράμμισης ανά μηχανική περιστροφή.

Παρόλα τα πλεονεκτήματα των FSCW που αναφέρθηκαν προηγουμένως, η αναπτυσσόμενη ροπή περιλαμβάνει σε αρκετές περιπτώσεις ανώτερες αρμονικές εν αντιθέσει με τα διανεμημένα τυλίγματα, όπου κυριαρχεί η θεμελιώδης αρμονική ροπής, χάρη στην περισσότερο ημιτονοειδή κατανομή του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο. Επιπλέον, οι συνολικές απώλειες είναι υψηλές σε μεγάλες ταχύτητες εξαιτίας των πρόσθετων απωλειών δινορρευμάτων στο δρομέα και στους μόνιμους μαγνήτες λόγω των αρμονικών του μαγνητικού πεδίου [2.6]. Η χρήση διανεμημένων τυλιγμάτων παρέχει μεγαλύτερη τιμή της θεμελιώδους της ΗΕΔ του κινητήρα χάρη στον υψηλότερο συντελεστή τυλίγματος. Ιδιαίτερα σε εφαρμογές μηχανών εσωτερικών ΜΜ, το διανεμημένο τύλιγμα παράγει υψηλότερη μέση ροπή και χαμηλότερη ροπή ευθυγράμμισης, σε σχέση με το συγκεντρωμένο για το ίδιο ρεύμα τυμπάνου.

Τα τυλίγματα στα οποία ο αριθμός αυλάκων ανά πόλο και ανά φάση δεν είναι ακέραιος, αλλά κλασματικός, ονομάζονται τυλίγματα κλασματικού βήματος. Πρακτικά, αυτό σημαίνει ότι τα πηνία έχουν τοποθετηθεί κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να είναι πιο κοντά σε μήκος συγκριτικά με τα τυλίγματα πλήρους βήματος [2.7].

Στην περίπτωση συγκεντρωμένων τυλιγμάτων κλασματικού βήματος, μία σημαντική παράμετρος σχεδίασης είναι ο αριθμός των στρώσεων. Στα τυλίγματα μονής στρώσης τα πηνία τυλίγονται γύρω από εναλλασσόμενα δόντια, ενώ στη διπλή στρώση τυλίγονται γύρω από κάθε δόντι. Τα τυλίγματα μονής στρώσης παρουσιάζουν υψηλότερη αντοχή σε βραχυκύκλωμα, χάρη στις μεγαλύτερες αυτεπαγωγές ανά φάση, περιορίζοντας έτσι το ρεύμα σφάλματος. Επίσης εμφανίζουν μικρότερες αμοιβαίες επαγωγές, εμποδίζοντας έτσι την απώλεια "υγειών" φάσεων σε περίπτωση σφάλματος. Χάρη στη μεγαλύτερη αυτεπαγωγή σκέδασης, τα τυλίγματα μονής στρώσης προτιμώνται σε εφαρμογές που απαιτείται λειτουργία *σταθερής ισχύος σε μεγάλο εύρος στροφών* (Constant Power Speed Range - CPSR). Στα τυλίγματα διπλής στρώσης οι απώλειες πυρήνα και ΜΜ λόγω δινορρευμάτων είναι χαμηλότερες, λόγω του μικρότερου αρμονικού περιεχομένου της ΜΕΔ που προκαλεί η αντίδραση τυμπάνου. Επιπλέον, η επαγόμενη ΗΕΔ είναι περισσότερο ημιτονοειδής. Παρόλα αυτά, στα τυλίγματα διπλής στρώσης η ικανότητα παραγωγής ροπής σε κατάσταση υπερφόρτισης είναι μικρότερη απ' ότι στα αντίστοιχα μονής στρώσης [2.8]. Παρακάτω, στο *Σχ. 2.2*, φαίνονται τα τρία είδη τυλιγμάτων που αναλύθηκαν.



(α) **(β)** **(γ)**

Σχήμα 2.2. Κύριες διαμορφώσεις τυλιγμάτων: (α) διανεμημένα, (β) συγκεντρωμένα μονής στρώσης και (γ) συγκεντρωμένα διπλής στρώσης [2.7].

Στους πίνακες 2.3 και 2.4 παρουσιάζονται οι εφικτοί συνδυασμοί αυλάκων/πόλων και οι αντίστοιχοι συντελεστές τυλίγματος, για FSCW μονής και διπλής στρώσης, αντίστοιχα [2.9]. Επίσης κατά την επιλογή του κατάλληλου συνδυασμού αυλάκων/πόλων, αλλά και κατά τη διαδικασία κατασκευής του τυλίγματος, ένας παράγοντας που θα πρέπει επίσης να ληφθεί υπόψιν, είναι η ασύμμετρη μαγνητική έλξη. Το φαινόμενο αυτό παρουσιάζεται όταν οι μαγνητικές ακτινικές δυνάμεις δεν είναι συμμετρικά κατανεμημένες στο διάκενο, με αποτέλεσμα το άθροισμα τους να οδηγεί σε δύναμη η οποία περιστρέφεται και παράγει θόρυβο και μηχανικές δονήσεις στη μηχανή κατά τη λειτουργία της. Χαρακτηριστικές περιπτώσεις εμφάνισης ασύμμετρης μαγνητικής έλξης σε FSCW παρουσιάζονται στα *Σχ. 2.3α* και *2.3β,* ενώ στα *Σχ. 2.3γ* και *Σχ. 2.3δ* παρουσιάζονται οι μαγνητικές δυνάμεις σε τοπολογίες FSCW, όπου δεν παρουσιάζεται το συγκεκριμένο φαινόμενο. Οι τοπολογίες FSCW που εμφανίζουν ασύμμετρη μαγνητική έλξη θα πρέπει να απορρίπτονται διότι προκαλούν θόρυβο και μηχανική καταπόνηση στον άξονα της μηχανής.

Σε ότι αφορά τη διαμόρφωση των συγκεντρωμένων τυλιγμάτων δεν υπάρχει μια πάγια τακτική δημιουργίας της ακολουθίας των φάσεων, όπως π.χ. συμβαίνει στις διαμορφώσεις διανεμημένων τυλιγμάτων. Κάθε δυνατός συνδυασμός αυλάκων/πόλων δημιουργεί διαφορετική διαμόρφωση τυλιγμάτων και διαφορετικό αριθμό συμμετριών. Παρακάτω, εξηγείται η διαδικασία τοποθέτησης των πηνίων των τριών φάσεων στις αύλακες για τον επιλεχθέντα συνδυασμό αυλάκων/πόλων. Τα βασικά βήματα που ακολουθούνται είναι τα εξής:

- Ο αριθμός των αυλάκων ανά πόλο και φάση αναλύεται σε κλάσμα που δεν επιδέχεται περαιτέρω απλοποίηση.

$$q = \frac{Q_s}{3 \cdot p} = \frac{n}{d} \tag{2.23}$$

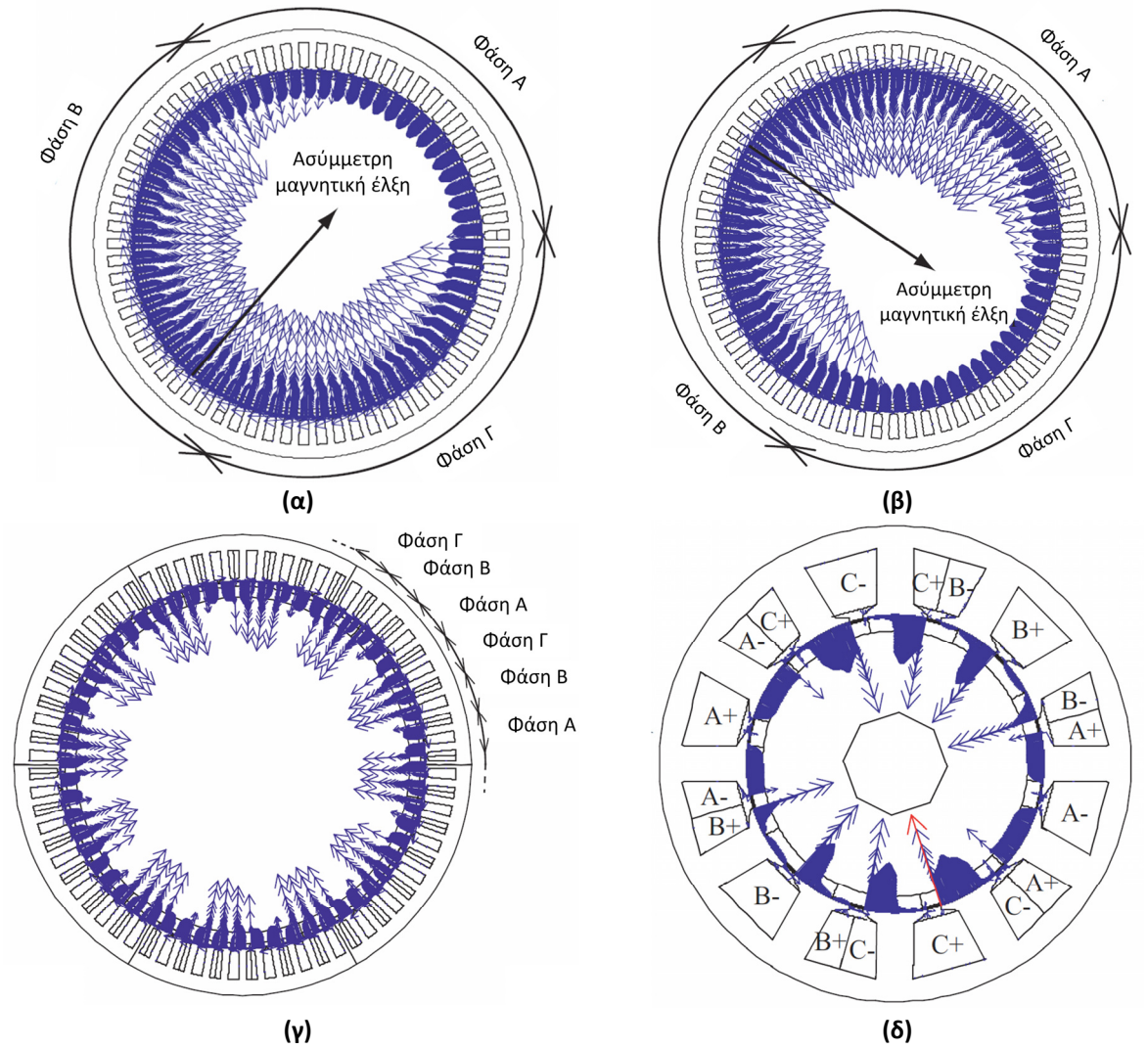
- Στη συνέχεια σχεδιάζεται μία ακολουθία από d-n μηδενικά και n άσσους, στην οποία οι άσσοι κατανέμονται όσο πιο ομοιόμορφα δύναται.
- Η προκύπτουσα ακολουθία επαναλαμβάνεται $3p/d$ φορές. Έπειτα, αντιστοιχίζεται με την αλληλουχία του διανεμημένου τυλίγματος με $3p$ αύλακες και q αύλακες ανά πόλο και ανά φάση.
- Οι αγωγοί του διανεμημένου τυλίγματος που αντιστοιχούν στους άσσους σχηματίζουν τη μία στρώση του τυλίγματος. Η δεύτερη στρώση προκύπτει με την επιστροφή του αγωγού απ' την άλλη πλευρά του δοντιού, δηλαδή στο επόμενο αυλάκι.
- Τέλος, αναπτύσσεται ένα διάνυσμα S που περιγράφει το τύλιγμα της φάσης A. Γι' αυτό, οι αύλακες αριθμούνται από το 1 έως το Q_s. Εάν και οι δύο στρώσεις μιας αύλακας περιέχουν αγωγούς της φάσης A, ο αριθμός της αύλακας αυτής γράφεται δύο φορές στο διάνυσμα. Έτσι, το διάνυσμα S περιέχει $2/3*Q_S$ στοιχεία. Για τους αγωγούς επιστροφής της φάσης A τοποθετείται ένα "-" στον αριθμό του αντίστοιχου αυλακιού. Σημειώνεται ότι απ' αυτό το διάνυσμα υπολογίζεται ο συντελεστής του τυλίγματος, k_w.

Πίνακας 2.3. Εφικτοί συνδυασμοί αριθμού αυλάκων – πόλων και αντίστοιχοι συντελεστές τυλίγματος για συγκεντρωμένα τυλίγματα μονής στρώσης.

Qs/P	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34
6	q>1/2	0.866		0.866	q<1/4												
12			q>1/2	0.866	0.966		0.966	0.866	q<1/4								
18					q>1/2	0.866	0.902	0.945		0.945	0.902	0.866	q<1/4				
24							q>1/2	0.866		0.966	0.958		0.958	0.966		0.866	q<1/4
30									q>1/2	0.866	0.874		0.936	0.951		0.951	0.936
36											q>1/2	0.866	0.870	0.902	0.966	0.945	0.956
42													q>1/2	0.866		0.890	0.913
48															q>1/2	0.866	0.859
54																	q>1/2

Πίνακας 2.4. Εφικτοί συνδυασμοί αριθμού αυλάκων – πόλων και αντίστοιχοι συντελεστές τυλίγματος για συγκεντρωμένα τυλίγματα διπλής στρώσης.

Qs/P	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34
3	0.866	0.866	q<1/4														
6	q>1/2	0.866		0.866	q<1/4												
9		q>1/2	0.866	0.945	0.945	0.866	q<1/4										
12			q>1/2	0.866	0.933		0.933	0.866	q<1/4								
15				q>1/2	0.866		0.951	0.951		0.866	q<1/4						
18					q>1/2	0.866	0.902	0.945		0.945	0.902	0.866	q<1/4				
21						q>1/2	0.866	0.890		0.953	0.953		0.890	0.866	q<1/4		
24							q>1/2	0.866		0.949	0.949		0.949	0.933		0.866	q<1/4
27								q>1/2	0.866	0.915	0.915	0.945	0.954	0.954	0.945	0.915	0.877
30									q>1/2	0.866	0.874		0.936	0.951		0.951	0.936
33										q>1/2	0.866		0.903	0.928		0.954	0.954
36											q>1/2	0.866	0.867	0.902	0.933	0.945	0.953
39												q>1/2	0.866	0.863		0.917	0.936
42													q>1/2	0.866		0.890	0.913
45														q>1/2	0.866	0.858	0.886
48															q>1/2	0.866	0.857
51																q>1/2	0.866
54																	q>1/2



Σχήμα 2.3. Μαγνητικές δυνάμεις που εμφανίζονται στον στάτη των ΣΚΜΜ με: α) και β) 68 πόλους και 69 αυλάκια, σε διαφορετικά χρονικά στιγμιότυπα, γ) 60 πόλοι / 72 αυλάκια, δ) 10 πόλοι / 12 αυλάκια [2.9].

Όπως προκύπτει απ' την κατανομή των πηνίων στις αύλακες της μηχανής, υπάρχει αντιπεριοδικότητα ανά κάποιο συγκεκριμένο αριθμό αυλάκων (ή πόλων). Βάσει αυτής της συμμετρίας δύναται να γίνει ανάλυση μέσω πεπερασμένων στοιχείων προσομοιώνοντας μόνο κάποιο τμήμα της αρχικής γεωμετρίας, όπως αντίστοιχα μπορεί να γίνει και στις τοπολογίες διανεμημένων τυλιγμάτων, όπου υπάρχει πολική συμμετρία. Πιο συγκεκριμένα, ο μέγιστος κοινός διαιρέτης του αριθμού των αυλάκων και των πόλων εκφράζει τον αριθμό των συμμετριών που εμφανίζονται στο μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής.

$$X = \gcd(Q_s, p) \tag{2.24}$$

Στη συνέχεια, διαιρώντας τον αριθμό των πόλων p και των αυλάκων Q_s με το X προκύπτει ο αριθμός των πόλων (p ΄) και των αυλάκων (Q_s΄) που απαρτίζουν το κάθε συμμετρικό κομμάτι.

$$p' = {}^{p}\!/_{X} \quad , \quad Q_s' = {}^{Q_s}\!/_{X} \tag{2.25}$$

Συνεπώς, κάθε συμμετρικό κομμάτι της μηχανής αποτελείται από p' πόλους και Q_s' αύλακες. Αν N_i είναι ο αριθμός σπειρών ανά φάση του τυλίγματος και m ο αριθμός των φάσεων, ο αριθμός σπειρών ανά αύλακα, θεωρώντας ότι τα πηνία συνδέονται εν σειρά, προκύπτει:

$$n_c = \frac{m \cdot N_i}{Q_s} \tag{2.26}$$

Η ενεργός διατομή αύλακας για μια δεδομένη τιμή πυκνότητας ρεύματος στο χαλκό των τυλιγμάτων J (A/mm^2) είναι:

$$A_{Cu} = \frac{n_c \cdot I_N}{J} \tag{2.27}$$

όπου το I_N είναι το ονομαστικό ρεύμα τυμπάνου, το οποίο υπολογίζεται από τη σχέση (2.22). Αξίζει να σημειωθεί ότι η ενεργός (rms) πυκνότητα ρεύματος του χαλκού, έτσι ώστε να μην υπάρχουν φαινόμενα υπερθέρμανσης των τυλιγμάτων για αερόψυκτη μηχανή, πρέπει να είναι περίπου 4-5 A/mm^2. Λαμβάνοντας μια τυπική τιμή συντελεστή πληρότητας χαλκού (*ff*) στην αύλακα, η οποία επηρεάζεται από την τοπολογία των τυλιγμάτων, την τεχνολογία κατασκευής και το επίπεδο ισχύος της μηχανής [2.8], η τελική απαιτούμενη επιφάνεια αύλακας προκύπτει:

$$A_{slot} = \frac{A_{Cu}}{ff} \tag{2.28}$$

2.3.4 Μελέτη χαρακτηριστικών δρομέα.

Η βέλτιστη αξιοποίηση του ΜΜ έγκειται στη λειτουργία του σε περιοχή κοντά στο σημείο μέγιστης ενέργειας στην καμπύλη απομαγνήτισης. Η καμπύλη απομαγνήτισης είναι πρακτικά ευθεία γραμμή, όπως φαίνεται και στο *Σχ. 2.4*, όπου παρουσιάζεται η καμπύλη απομαγνήτισης για τυπικό ΜΜ Νεοδυμίου τύπου *NMX41-EH*. Η θεώρηση της καμπύλης απομαγνήτισης ως ευθεία γραμμή διευκολύνει τον υπολογισμό του σημείου που αποδίδουν οι ΜΜ τη μέγιστη τους ενέργεια, αρκεί να είναι γνωστά η παραμένουσα μαγνήτιση B_r, και το μαγνητικό πεδίο επαναφοράς H_c. Η καμπύλη απομαγνήτισης μπορεί να περιγραφεί από την παρακάτω εξίσωση:

$$H(B) = \frac{H_c}{B_r} \cdot B - H_c \tag{2.29}$$

όπου η ένταση του μαγνητικού πεδίου H υπολογίζεται σε kA/m. Με χρήση της παραπάνω εξίσωσης συσχετισμού ΜΕΔ και πυκνότητας μαγνητικής ροής, υπολογίζεται η μείωση κατά την ονομαστική φόρτιση της μαγνητικής επαγωγής στην επιφάνεια του ΜΜ ως εξής:

$$\Delta B = \frac{B_r}{H_c} \cdot ac \tag{2.30}$$

Στην περίπτωση επιφανειακού ΜΜ, θεωρώντας σταθερή τη ΜΕΔ κατά μήκος του διακένου που αντιστοιχεί στον ΜΜ, προκύπτει:

$$B_g = B_r \cdot \frac{L_m}{L_m + L_g} \tag{2.31}$$

όπου B_g η μαγνητική επαγωγή στο διάκενο για την εν κενώ λειτουργία, B_r η παραμένουσα μαγνήτιση, L_m το πάχος του μαγνήτη και L_g το μήκος διακένου. Η απαιτούμενη περιφέρεια του ΜΜ εκτιμάται από τη σχέση:

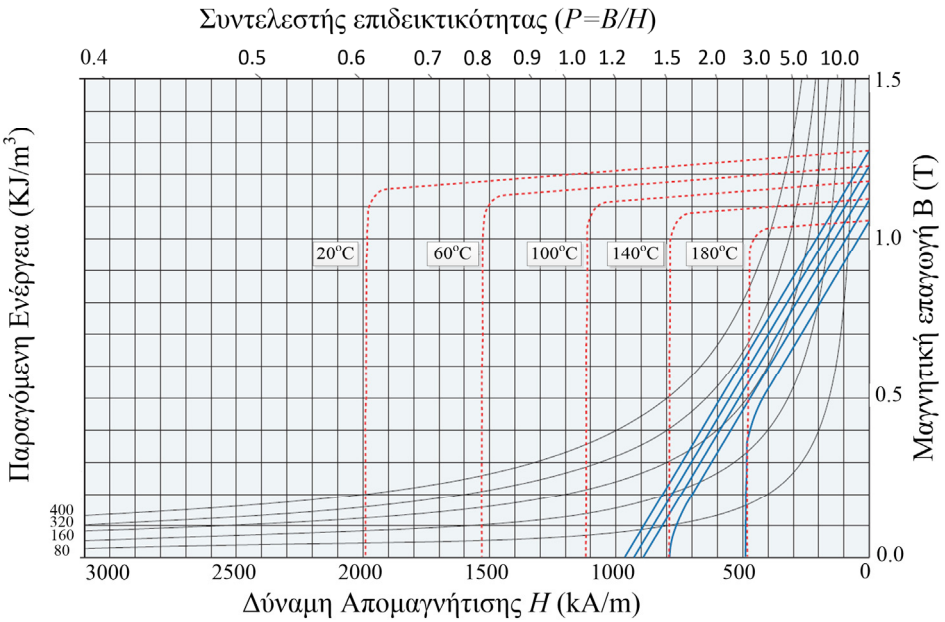
$$L_{magnet} = \frac{\Phi}{B_g \cdot L} \tag{2.32}$$

όπου Φ είναι η μαγνητική ροή στο διάκενο, όπως έχει εκτιμηθεί κατά τη διαδικασία της διαστασιολόγησης της επιφάνειας του διακένου. Η ακτίνα του δρομέα δίνεται από τη σχέση:

$$R_r = \frac{D_g - L_g}{2} - L_m \tag{2.33}$$

Το τόξο του μαγνήτη σε μοίρες υπολογίζεται ως εξής:

$$\theta_{magnet} = \frac{L_{magnet}}{R_r} \cdot \frac{180}{\pi} \tag{2.34}$$



Σχήμα 2.4. Καμπύλη απομαγνήτισης μόνιμου μαγνήτη κράματος Νεοδυμίου (NMX41-EH).

Αξίζει να σημειωθεί ότι οι παραπάνω σχέσεις διαστασιολόγησης του ΜΜ αφορούν μηχανές επιφανειακών ΜΜ. Στην περίπτωση διαμορφώσεων κινητήρων εσωτερικών ΜΜ, η μείωση της μαγνητικής επαγωγής για την ίδια ονομαστική ειδική ηλεκτρική φόρτιση είναι μικρότερη από αυτήν που προκύπτει από τον τύπο (2.29), δεδομένου ότι το στρώμα σιδήρου που παρεμβάλλεται μεταξύ διακένου και ΜΜ μειώνει το πεδίο απομαγνήτισης στην επιφάνεια του ΜΜ. Επιπλέον, είναι λογικό ότι για την επίτευξη της επιθυμητής μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο στην εν κενώ λειτουργία χρειάζεται ελαφρώς μεγαλύτερος όγκος μαγνήτη από αυτόν που υπολογίζεται μέσω των σχέσεων (2.31)-(2.34).

2.4 Οριστική σχεδίαση - Ανάλυση μέσω της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων

Κατά την προκαταρκτική σχεδίαση μιας μηχανής προκύπτει η βασική κατασκευαστική διαμόρφωση, η οποία αποτελεί προσχέδιο για τη φάση της οριστικής σχεδίασης. Προκειμένου να επιτευχθεί λεπτομερής βελτιστοποίηση γεωμετρίας και ανάλυση των ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών της μηχανής, η οριστική σχεδίαση πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των Πεπερασμένων Στοιχείων (ΠΣ) - (Finite Elements - FE), για την επίλυση των εξισώσεων του μαγνητικού πεδίου. Η ανάλυση αυτή επιτρέπει εξαιρετικά λεπτομερή αναπαράσταση του μαγνητικού πεδίου, θεωρώντας την πολυπλοκότητα της γεωμετρίας και τη μη γραμμική συμπεριφορά των μαγνητικών υλικών. Αποτέλεσμα της μεθοδολογίας αυτής είναι ο υπολογισμός της κατανομής του μαγνητικού πεδίου στο μαγνητικό κύκλωμα της μηχανής και μέσω αυτής, με κατάλληλη μετεπεξεργασία των αποτελεσμάτων ο υπολογισμός με ακρίβεια όλων των λειτουργικών μεγεθών όπως η ροπή, οι απώλειες, η επαγόμενη ΗΕΔ, η κυμάτωση ροπής, οι

αυτεπαγωγές d και q άξονα, καθώς και να εντοπιστούν οι περιοχές του πυρήνα που βρίσκονται σε μαγνητικό κορεσμό.

Η επίλυση προβλημάτων σε πολύπλοκες γεωμετρίες που περιλαμβάνουν μη γραμμικά υλικά οδήγησε στην ανάπτυξη αριθμητικών μεθόδων επίλυσης του μαγνητικού πεδίου. Η μέθοδος των ΠΣ επιτυγχάνει τη μετατροπή των διαφορικών εξισώσεων με μερικές παραγώγους σε αλγεβρικές, διακριτοποιώντας το συνεχές πρόβλημα σε ένα μεγάλο αριθμό περιοχών απλής γεωμετρίας. Κατά τη διαδικασία αυτή, η αρχική εξίσωση του πεδίου αντικαθίσταται με το πρόβλημα στασιμότητας μίας συναρτησιακής που έχει διαστάσεις ενέργειας [2.2], [2.22]. Αν η αρχική γεωμετρία χωρισθεί σε αρκετά μεγάλο αριθμό τέτοιων υποπεριοχών, το υπολογιζόμενο μέγεθος μπορεί να προσεγγισθεί με την επιθυμητή ακρίβεια.

Η διακριτοποίηση του χώρου πραγματοποιείται συνήθως με τρίγωνα στην περίπτωση διδιάστατης γεωμετρίας, ή με τετράεδρα στην περίπτωση τρισδιάστατης γεωμετρίας, αντίστοιχα. Με αυτό τον τρόπο ένα συνεχές φυσικό πρόβλημα μετατρέπεται σε διακριτό, στο οποίο οι άγνωστοι απαρτίζονται από τις τιμές του πεδίου στις κορυφές των διαδοχικών τριγώνων ή τετραέδρων. Το πρόβλημα που προκύπτει με τη χρήση της μεθόδου των ΠΣ είναι ένα αλγεβρικό σύστημα εξισώσεων όπου οι τιμές του πεδίου στο εσωτερικό των στοιχείων (τρίγωνα ή τετράεδρα) μπορούν να υπολογισθούν χρησιμοποιώντας τις τιμές των αντίστοιχων κορυφών τους.

2.4.1 Επίλυση μαγνητοστατικών προβλημάτων

Μαγνητοστατικά ονομάζονται τα προβλήματα στα οποία το μαγνητικό πεδίο είναι αμετάβλητο ως προς το χρόνο [2.9]. Στην περίπτωση αυτή, ενώ υπάρχουν τόσο το ηλεκτρικό όσο και το μαγνητικό πεδίο, οι εξισώσεις παύουν να είναι συζευγμένες και μπορούν να αντιμετωπιστούν χωριστά. Η ένταση του μαγνητικού πεδίου $\bar{H}$ και η μαγνητική επαγωγή $\bar{B}$ ικανοποιούν τις παρακάτω εξισώσεις του Maxwell:

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \tag{2.35}$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \tag{2.36}$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \tag{2.37}$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \tag{2.38}$$

όπου $\bar{E}$ είναι το ηλεκτρικό πεδίο, $\bar{D}$ η πυκνότητα του ηλεκτρικού πεδίου, $\bar{J}$ η πυκνότητα ρεύματος και ρ η πυκνότητα ηλεκτρικού φορτίου. Σύμφωνα με το νόμο του *Ampere* και θεωρώντας χαμηλές συχνότητες λειτουργίας προκύπτει:

$$\frac{\partial D}{\partial t} \approx 0 \tag{2.39}$$

και συνεπώς:

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} \tag{2.40}$$

Σύμφωνα με τη θεμελιώδη καταστατική σχέση μεταξύ των μεγεθών B και H για κάθε υλικό, προκύπτει:

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \tag{2.41}$$

όπου μ είναι η μαγνητική διαπερατότητα του υλικού. Στην περίπτωση των μόνιμων μαγνητών η καταστατική εξίσωση έχει τη γενική μορφή:

$$\bar{B} = \mu_0 \bar{H} + \bar{M} \tag{2.42}$$

όπου M είναι η μαγνήτιση του υλικού του ΜΜ. Αν το υλικό είναι μη γραμμικό, όπως για παράδειγμα κορεσμένος σίδηρος ή μαγνήτες alnico, τότε η μαγνητική διαπερατότητα είναι στην πραγματικότητα μία συνάρτηση του μέτρου του B :

$$\mu(B) = \frac{B}{H(B)} \tag{2.43}$$

Η εύρεση του μαγνητικού πεδίου σε κάθε σημείο του χώρου μπορεί να επιτευχθεί υπολογίζοντας το μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό $\bar{A}$. Το μαγνητικό πεδίο γράφεται ως συνάρτηση του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού, ως εξής:

$$\bar{B} = \nabla \times \bar{A} \tag{2.44}$$

Αυτός ο ορισμός του $\bar{B}$ ικανοποιεί πάντα την εξίσωση (2.38). Η εξίσωση (2.44), αντικαθιστώντας την εξίσωση (2.40), διατυπώνεται ως εξής:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times \bar{A} \right) = \bar{J} \tag{2.45}$$

Για ένα γραμμικό ισοτροπικό μέσο, υπό την παραδοχή πως ισχύει η συνθήκη του Coulomb $\nabla \cdot A = 0$, έχουμε:

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \cdot \bar{A} = -\bar{J} \tag{2.46}$$

Στη γενική περίπτωση, το μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό είναι ένα διάνυσμα τριών συνιστωσών. Στη θεώρηση καρτεσιανής γεωμετρίας δύο διαστάσεων, όμως, οι δύο από αυτές τις τρεις συνιστώσες μπορούν να μηδενισθούν, και μεταβάλλεται μόνο η A_z. Το πλεονέκτημα της χρήσης του διανυσματικού δυναμικού είναι πως όλες οι συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται στο μαγνητοστατικό πεδίο συνδυάζονται σε μία εξίσωση μίας μεταβλητής. Εάν είναι γνωστό το A, τότε τα B και H προκύπτουν από κατάλληλη επεξεργασία του. Συνεπώς έχουμε:

$$\bar{A} = A_z \bar{i}_z \tag{2.47}$$

Αντίστοιχα, η πυκνότητα ρεύματος J εκφράζεται ως εξής:

$$\bar{J} = J_z \bar{i}_z \tag{2.48}$$

Για την πυκνότητα μαγνητικής ροής η ανάλυση περιορίζεται στις δύο διαστάσεις και εν προκειμένω:

$$\bar{B} = B_x \bar{i}_x + B_y \bar{i}_y \tag{2.49}$$

Στο κεφάλαιο αυτό αλλά και στη διαδικασία βελτιστοποίησης γεωμετρίας των ΣΚΜΜ, τα προβλήματα που λύνονται θεωρούνται μαγνητοστατικά και επιλύονται με βάση την εξίσωση Poisson, ενώ τα δυναμικά φαινόμενα, που προϋποθέτουν περιστροφή του δρομέα, θεωρούνται ως διακριτές μαγνητοστατικές καταστάσεις, με μικρό βήμα περιστροφής, όπου γίνεται η παραδοχή

πως σε εκείνες τις χρονικές στιγμές το μαγνητικό πεδίο είναι αμετάβλητο. Η ανάλυση των ΣΚΜΜ μπορεί να επιτευχθεί με βάση τη θεώρηση αυτή, εφόσον τα αναπτυσσόμενα δινορρεύματα είναι περιορισμένα και μπορούν να αμεληθούν στη διαδικασία επίλυσης του πεδίου. Αντίθετα, οι απώλειες που προκαλούνται λόγω των δινορρευμάτων μπορούν να υπολογιστούν με ικανοποιητική ακρίβεια μέσω μοντέλων μετεπεξεργασίας των αποτελεσμάτων της πεδιακής ανάλυσης ή με αναλυτικές μεθόδους. Εκτενέστερη ανάλυση της συγκεκριμένης μεθοδολογίας περιγράφεται στη συνέχεια.

Επιπλέον, στις περιπτώσεις όπου επιθυμείται η διερεύνηση της επίδρασης των αρμονικών κατά τη λειτουργία της μηχανής, όπως στην περίπτωση ΣΚΜΜ οδηγούμενου από αντιστροφέα, τότε απαιτείται η ανάπτυξη συζευγμένου κυκλωματικού-χρονομεταβλητού πεδιακού μοντέλου. Το συγκεκριμένο μοντέλο θα περιλαμβάνει την τεχνική διαμόρφωσης του μετατροπέα ισχύος στην πεδιακή ανάλυση και θα παρέχεται η δυνατότητα να μελετηθούν δυναμικά φαινόμενα του κινητηρίου συστήματος, παρουσιάζοντας όμως αυξημένο υπολογιστικό κόστος, σε σύγκριση με την τεχνική σταθερού βήματος που αναφέρθηκε προηγουμένως. Στην περίπτωση αυτή, το μαγνητικό και το ηλεκτρικό πεδίο μεταβάλλονται ως προς το χρόνο. Εκτενέστερη ανάλυση της συγκεκριμένης μεθοδολογίας επίλυσης του μαγνητικού πεδίου και της ανάπτυξης των αντίστοιχων μοντέλων παρουσιάζεται στο κεφάλαιο 6.

2.4.2 Οριακές συνθήκες

Η επίλυση ενός μαγνητοστατικού ή ηλεκτροστατικού προβλήματος ανάγεται σε επίλυση μερικών διαφορικών εξισώσεων. Είναι γνωστό από τη θεωρία των μερικών διαφορικών εξισώσεων, ότι προκειμένου να έχουμε μοναδική λύση, πρέπει να ορισθούν οι οριακές συνθήκες του προβλήματος ώστε να έχουμε ένα καλώς τοποθετημένο πρόβλημα. Οι οριακές συνθήκες κατηγοριοποιούνται ως εξής [2.22]:

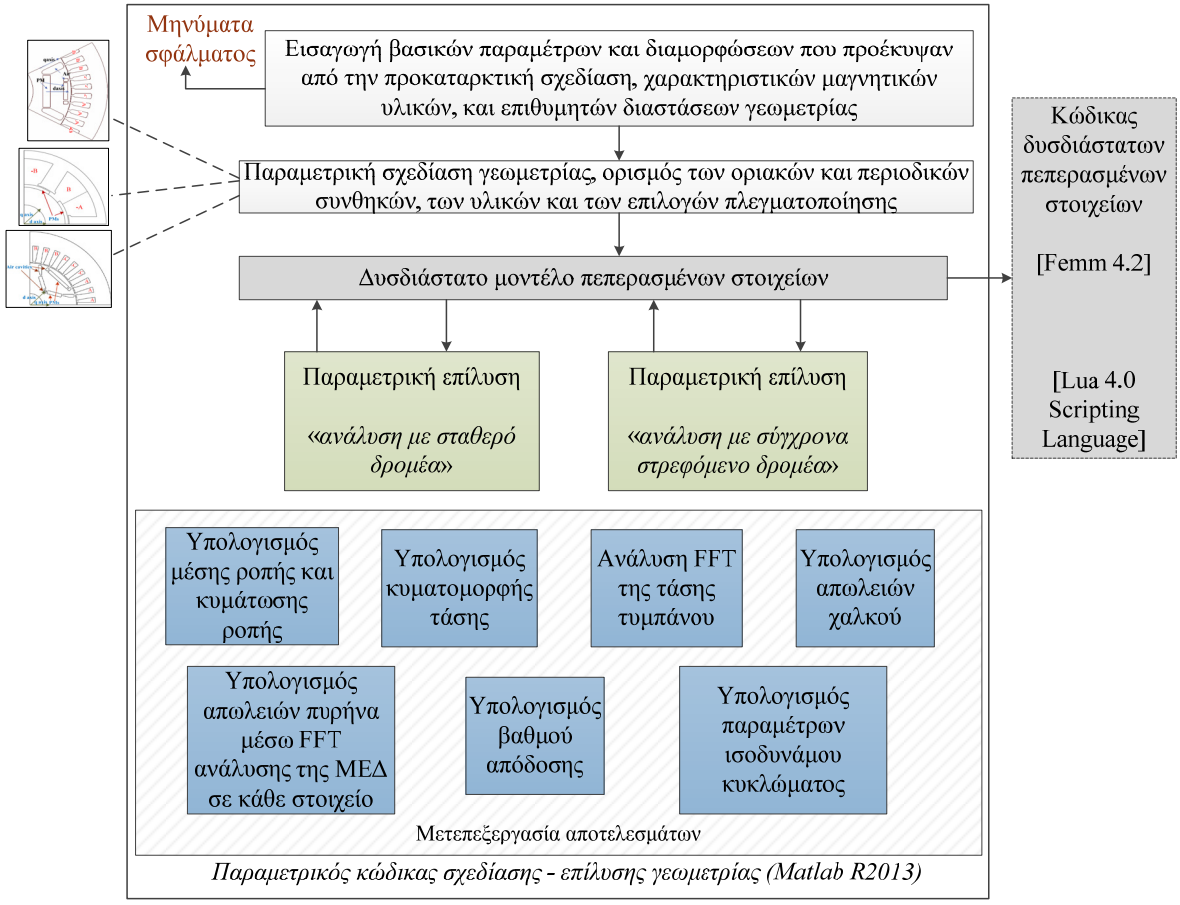
- *Dirichlet*: Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, η τιμή του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού A δηλώνεται πάνω στο όριο. Αν $A=0$ τότε πρόκειται για την ομογενή συνθήκη Dirichlet, διαφορετικά πρόκειται για τη μη ομογενή. Η συνθήκη $A=0$ απαντάται συχνά σε προβλήματα ηλεκτρικών μηχανών. Η φυσική σημασία της δήλωσης $A=0$ κατά μήκος ενός ορίου της γεωμετρίας σε ένα μαγνητικό πρόβλημα, είναι πως η μαγνητική ροή περιορίζεται εντός των ορίων της μηχανής, ενώ οι γραμμές της μαγνητικής ροής θα είναι παράλληλες προς το σύνορο αυτό. Σε περιπτώσεις όπου μοντελοποιείται ολόκληρη η μηχανή, η χρήση μόνο αυτής της οριακής συνθήκης είναι επαρκής.
- *Neumann*: Η οριακή αυτή συνθήκη ορίζει την κάθετη παράγωγο του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού κατά μήκος του ορίου. Η συνηθέστερη περίπτωση είναι η χρήση της ομογενούς συνθήκης Neumann δηλαδή $\partial A/\partial n=0$. Συνήθως χρησιμοποιείται στα μαγνητικά προβλήματα σε περιπτώσεις διεπιφάνειας με υλικό πολύ μεγάλης διαπερατότητας. Η χρήση αυτής τη συνθήκης επιβάλει στις μαγνητικές γραμμές να τέμνουν το σύνορο κάθετα.
- *Robin*: Η οριακή συνθήκη Robin είναι ένα είδος συνδυασμού των συνθηκών *Dirichlet* και *Neumann*, καθώς καθορίζει μια σχέση μεταξύ της των σταθμισμένων τιμών του A και της παραγώγου του. Αυτή η οριακή συνθήκη χρησιμοποιείται συχνά προβλήματα διάδοσης θερμότητας ως οριακή συνθήκη σε μονωτικές επιφάνειες.
- *Περιοδική*: Μία περιοδική οριακή συνθήκη συνδέει δύο όρια. Σε αυτό τον τύπο οριακής συνθήκης, οι οριακές τιμές στα αντίστοιχα σημεία των δύο ορίων είναι ίσες.
- *Αντιπεριοδική*: Μια αντιπεριοδική οριακή συνθήκη συνδέει επίσης δύο όρια μεταξύ τους, αλλά σε αυτή την περίπτωση τα αντίστοιχα σύνορα έχουν ίσα μέτρα αλλά αντίθετο πρόσημο. Τόσο οι περιοδικές όσο και οι αντιπεριοδικές οριακές συνθήκες χρησιμοποιούνται όταν μοντελοποιείται ένα τμήμα μόνο της μηχανής.

2.4.3 Διαδικασία ανάλυσης με πεπερασμένα στοιχεία

Συνοπτικά, η διαδικασία επίλυσης ενός μαγνητικού προβλήματος με πρόγραμμα ΠΣ έχει τα παρακάτω στάδια:

Βήμα 1: Σχεδίαση της γεωμετρίας, ορισμός των οριακών και περιοδικών συνθηκών και των υλικών.
Βήμα 2: Πλεγματοποίηση του προβλήματος με επιθυμητό αριθμό τριγωνικών στοιχείων, θεώρηση θεμάτων πεπερασμένης ακρίβειας ή άλλων υπολογιστικών περιορισμών.
Βήμα 3: Επίλυση του προβλήματος γραμμικής άλγεβρας και εύρεση του διανυσματικού δυναμικού.
Βήμα 4: Απεικόνιση και επεξεργασία των αποτελεσμάτων.

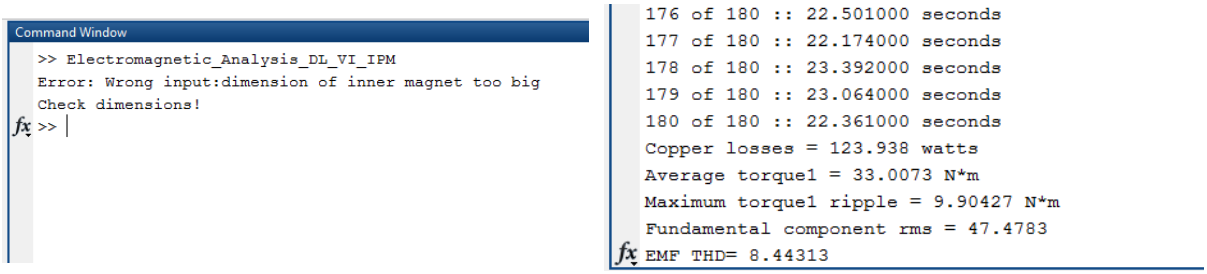
Για την υλοποίηση της παραπάνω διαδικασίας αναπτύχθηκε κώδικας παραμετρικής σχεδίασης γεωμετρίας ΣΚΜΜ διαφόρων τοπολογιών. Ο κώδικας συνδέθηκε με διδιάστατα πεπερασμένα στοιχεία και επιπλέον του ελέγχου γεωμετρικών παραμέτρων επιτρέπει έλεγχο παραμέτρων του επιλύτη για την προσομοίωση διαφορετικών λειτουργικών συνθηκών του κινητήρα. Στο *Σχ. 2.5* παρουσιάζεται η βασική δομή του προγράμματος σχεδίασης. Οι επιμέρους διαδικασίες του κώδικα παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης ΣΚΜΜ αναλύονται στις παρακάτω υποενότητες.



Σχήμα 2.5. Δομικό διάγραμμα προγράμματος παραμετρικής σχεδίασης γεωμετρίας και ανάλυσης ΣΚΜΜ.

Ο κώδικας υλοποιήθηκε μέσω του λογισμικού *Matlab* της *Mathworks* [2.23] και του ελεύθερου λογισμικού διδιάστατων ΠΣ *femm* [2.24]. Συγκεκριμένα αξιοποιήθηκε η κονσόλα Lua 4.0. του *femm* [2.25] για την επικοινωνία με το λογισμικό *Matlab*, στο οποίο γράφτηκε σε μορφή *Matlab script* (*.m file) ο κώδικας που σχεδιάζει τη γεωμετρία και εν συνεχεία καλεί τον επιλύτη του *femm*. Όλες οι κλήσεις προς τους προεπεξεργαστές (mi_* commands [2.25]), τον πλεγματοποιητή, τον επιλύτη και τους μετεπεξεργαστές (mo_* commands [2.25]) του *femm*, γίνονται με χρήση ορισμάτων, που στην πλειοψηφία τους ελέγχονται από το χρήστη. Στο *Σχ. 2.6* φαίνονται δύο χαρακτηριστικές αποτυπώσεις του παραθύρου εντολών της *Matlab* κατά την κλήση του προγράμματος. Στο *Σχ. 2.6α*

το πρόγραμμα επιστρέφει χαρακτηριστικό μήνυμα σφάλματος, λόγω λανθασμένων δεδομένων εισόδου, ενώ στο *Σχ. 2.6β* το πρόγραμμα επιστρέφει στο χρήστη χαρακτηριστικές τιμές μεγεθών, όπως τις έχει προεπιλέξει, σε χρόνο επίλυσης. Περισσότερες πληροφορίες σχετικά με την υλοποίηση του προγράμματος παραμετρικής σχεδίασης γεωμετρίας και ανάλυσης ΣΚΜΜ σε γλώσσα προγραμματισμού *Matlab*© περιέχεται στην ενότητα Π.Α1 των παραρτημάτων.



(α) **(β)**

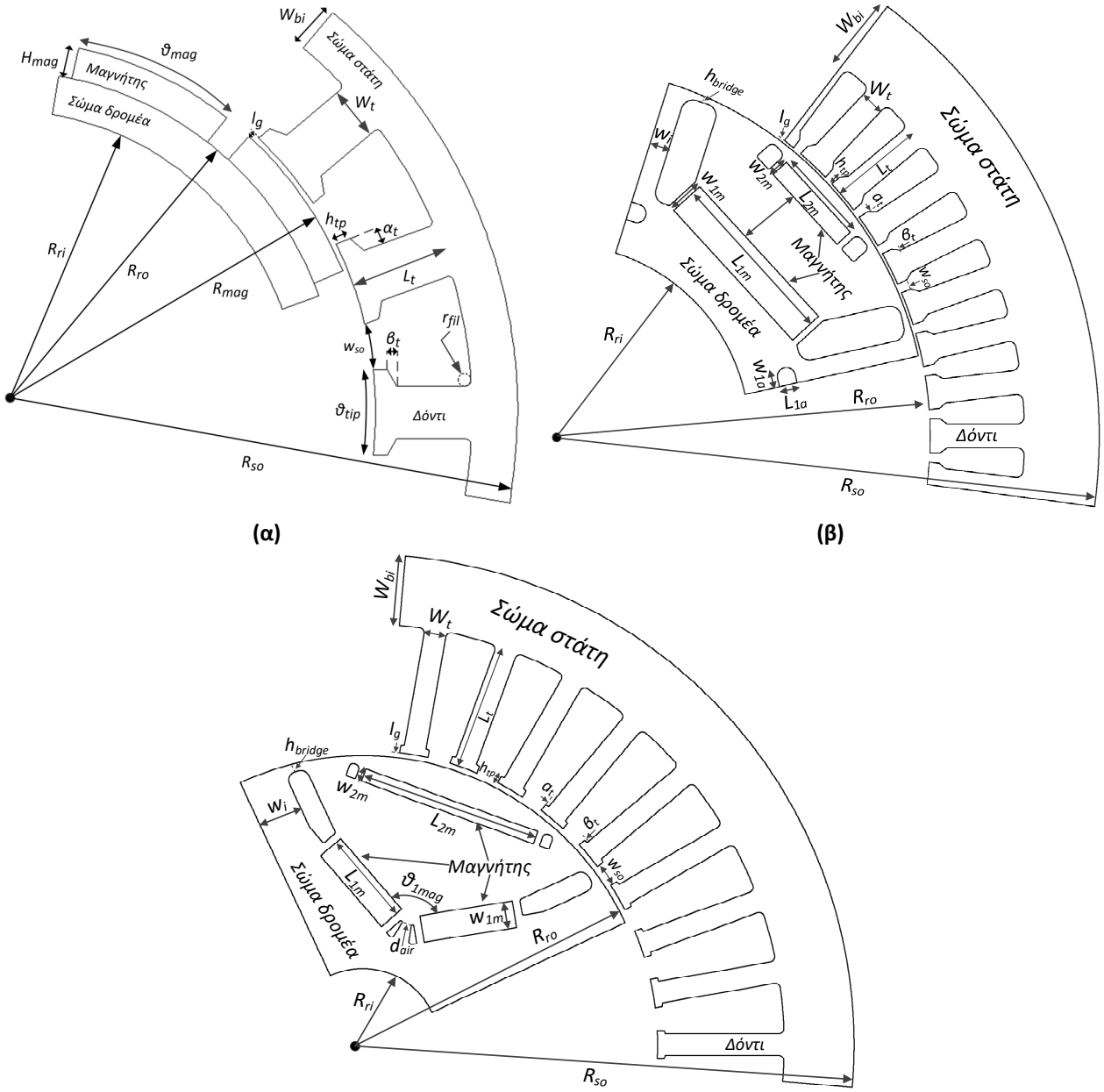
Σχήμα 2.6. Έξοδος προγράμματος (στο παράθυρο εντολών (command window) της *Matlab*). (α) Επιστροφή μηνύματος σφάλματος, ύστερα από λανθασμένη είσοδο δεδομένων. (β) Επιστροφή αποτελεσμάτων επίλυσης (λειτουργία «ανάλυσης με σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα»).

2.4.3.1 Σχεδίαση και πλεγματοποίηση

Κατά τη διαδικασία της σχεδίασης της εκάστοτε γεωμετρίας κινητήρα αρχικά πραγματοποιείται η παραμετροποίησή της. Επιλέγεται ένα πλήθος ανεξάρτητων μεταβλητών σχεδίασης και ακολούθως πραγματοποιείται η έκφραση όλων των υπόλοιπων μεταβλητών σχεδίασης ως εξαρτημένες από τις πρώτες. Στα πλαίσια της εργασίας υλοποιήθηκαν τρία παραμετρικά μοντέλα σχεδίασης ηλεκτρικών κινητήρων μονίμων μαγνητών εσωτερικού δρομέα για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. Οι κινητήρες που μοντελοποιήθηκαν είναι οι εξής:

- Κινητήρας επιφανειακών ΜΜ με συγκεντρωμένα τυλίγματα κλασματικής αύλακας (*Σχ. 2.7α*).
- Κινητήρας εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου *2I* με διανεμημένα τυλίγματα πλήρους βήματος (*Σχ. 2.7β*).
- Κινητήρας εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου *VI* με διανεμημένα τυλίγματα πλήρους βήματος (*Σχ. 2.7γ*).

Η επιλογή της διαμόρφωσης του τυλίγματος και ο αριθμός των στρώσεων γίνεται με απόλυτα αυτοματοποιημένο τρόπο με βάση την ανάλυση της παραγράφου 2.3.3.1 για τα συγκεντρωμένα τυλίγματα. Αντίστοιχη διαδικασία ακολουθείται και για τα διανεμημένα τυλίγματα, όπου δίνεται η δυνατότητα επιλογής των αυλάκων ανά πόλο και ανά φάση. Στα μοντέλα δίνεται επίσης η δυνατότητα αυτόματου καθορισμού του πάχους των σωμάτων σιδήρου στάτη και δρομέα με βάση το πάχος των δοντιών και του εύρους του μόνιμου μαγνήτη. Δίνεται επίσης η δυνατότητα διαμόρφωσης του σχήματος των στρωμάτων αέρα στις τοπολογίες εσωτερικών ΜΜ. Για τον σχεδιασμό της δομής του στρώματος αέρα παίζουν ρόλο οι εξής μεταβλητές: γέφυρα σιδήρου, απόσταση στρώματος από τον *q* άξονα της μηχανής, μήκος και πάχος εσωτερικής και εξωτερικής στρώσης ΜΜ και γωνία εσωτερικής στρώσης ΜΜ για τη διαμόρφωση *VI*. Επίσης, ο σχεδιαστής μπορεί να επιλέξει αν επιθυμεί ανοιχτές αύλακες ή δόντια με πέδιλο. Στη δεύτερη περίπτωση, για τη σχεδίαση των δοντιών εμπλέκονται οι εξής μεταβλητές: το πάχος του πέδιλου του δοντιού, η απόσταση μεταξύ πέδιλου και σώματος δοντιού, το πάχος και το ύψος του δοντιού και η ακτίνα καμπυλότητας στις ακμές των αυλάκων, που δίνουν τη δυνατότητα σχεδίασης οποιασδήποτε γεωμετρίας στάτη κατανεμημένου ή συγκεντρωμένου τυλίγματος με μονή ή διπλή στρώση. Παρακάτω, στο *Σχ. 2.7* παρατίθενται οι προαναφερθείσες γεωμετρίες κινητήρα με τις μεταβλητές σχεδίασής τους. Σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις παραμετρικής σχεδίασης προκύπτει η ανάγκη επίλυσης εξισώσεων αναλυτικής γεωμετρίας για την εύρεση πχ σημείου τομής με κύκλο κτλ. Οι παραπάνω εξισώσεις λύνονται μέσω του λογισμικού *Matlab* με κατάλληλες εντολές (*fsolve*, *vpasolve*) [2.23].

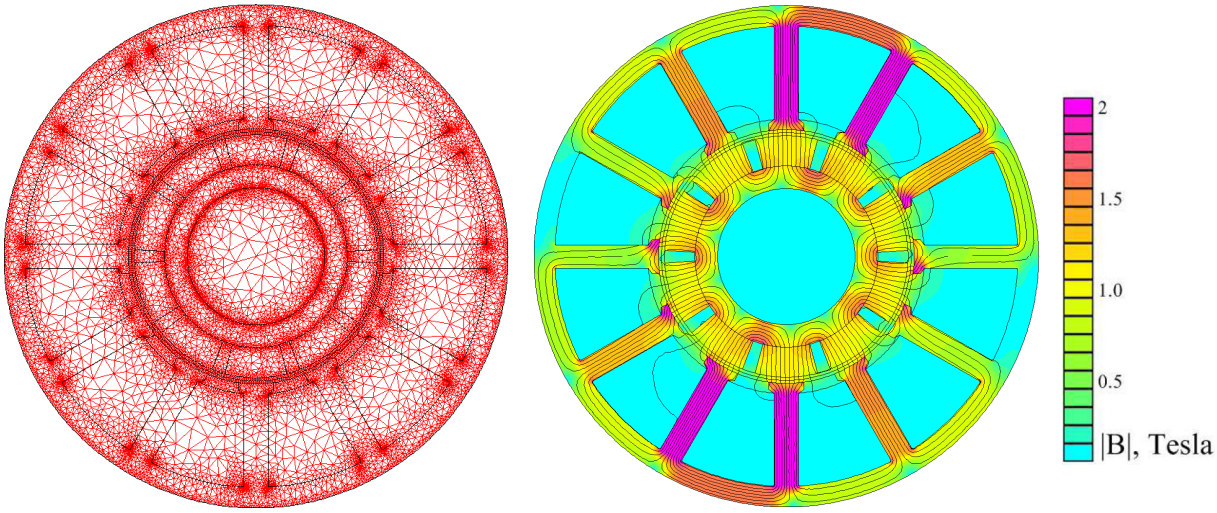


Σχήμα 2.7. Παραμετροποιήσεις γεωμετρίας και μεταβλητές σχεδίασης για κινητήρα (α) επιφανειακών ΜΜ (β) εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου *2I* και (γ) εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου *VI*.

Μετά τη σχεδίαση της επιθυμητής γεωμετρίας και πριν τη διαδικασία της ανάλυσης παρεμβάλλεται η διαδικασία της πλεγματοποίησης. Η πλεγματοποίηση, αν και γίνεται αυτόματα από το πρόγραμμα, χρήζει ιδιαίτερης αναφοράς καθώς η ακρίβεια των αποτελεσμάτων βασίζεται στην επιτυχημένη διεξαγωγή της. Η πλεγματοποίηση, αφορά στην κατάτμηση της γεωμετρίας, σε τριγωνικά θεμελιώδη στοιχεία και κόμβους και πέραν της ακρίβειας της ανάλυσης καθορίζει και το υπολογιστικό κόστος, καθώς ο αριθμός των υπολογισμών είναι άμεσα συνδεδεμένος με τον αριθμό των κόμβων και των στοιχείων. Συνεπώς, καθώς στη βελτιστοποίηση ο κύριος όγκος του υπολογιστικού χρόνου δαπανάται στην επίλυση και επεξεργασία των πεπερασμένων στοιχείων, είναι θεμελιώδους σημασίας ζήτημα να βρεθεί η χρυσή τομή ανάμεσα στην ακρίβεια και την ταχύτητα επεξεργασίας.

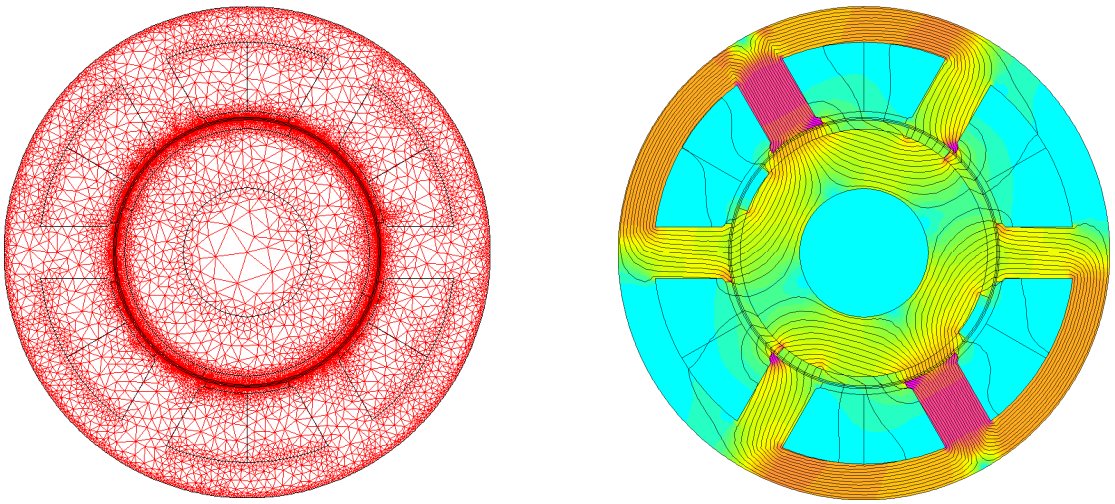
Ο τρόπος υπολογισμού της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, είναι ένας από τους πιο χαρακτηριστικούς λόγους που επιβάλλουν την πύκνωση του πλέγματος στις περιοχές που υπολογίζεται η ροπή. Πιο συγκεκριμένα, η ροπή προκύπτει από το γινόμενο της ακτινικής και

εφαπτομενικής συνιστώσας της μαγνητικής επαγωγής. Οι προαναφερθείσες συνιστώσες προκύπτουν από την παραγώγιση του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού A. Συνεπώς για τον ακριβή υπολογισμό της ροπής, απαιτείται πυκνότερο πλέγμα στο διάκενο, ώστε να υπολογιστούν με ακρίβεια οι συνιστώσες τις μαγνητικής επαγωγής. Έχει αποδειχθεί πως αν στο διάκενο υπάρχουν 5 στρώσεις στοιχείων, τότε η ροπή προσεγγίζεται με πολύ μεγάλη ακρίβεια, ενώ περαιτέρω πύκνωση θα αυξήσει αρκετά το υπολογιστικό κόστος με δυσανάλογη αύξηση της ακρίβειας. Κατά κανόνα 3-4 στρώσεις στοιχείων δίνουν πολύ καλή ακρίβεια στις περισσότερες εφαρμογές σχεδίασης. Επίσης, πυκνότερο πλέγμα χρησιμοποιείται στα δόντια του στάτη και στις γέφυρες σιδήρου, όπου αναμένονται υψηλές τιμές της μαγνητικής επαγωγής, ενώ αντίθετα στον άξονα του δρομέα η πυκνότητα του πλέγματος μπορεί να μειωθεί. Παρακάτω, στα *Σχ. 2.8* ως *2.11* παρουσιάζονται παραδείγματα πλεγματοποίησης και ανάλυσης του μαγνητικού πεδίου με χρήση του προγράμματος ΠΣ *femm* 4.2. Τα δύο πρώτα αφορούν σε κινητήρα επιφανειακών ΜΜ, το τρίτο και τέταρτο σε κινητήρες εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου *2I* και *VI*, αντίστοιχα. Προκύπτει έτσι μια οπτικοποίηση των δυνατοτήτων σχεδίασης που προσφέρει το παραμετρικό πρόγραμμα σχεδίασης και ανάλυσης μηχανών που αναπτύχθηκε.



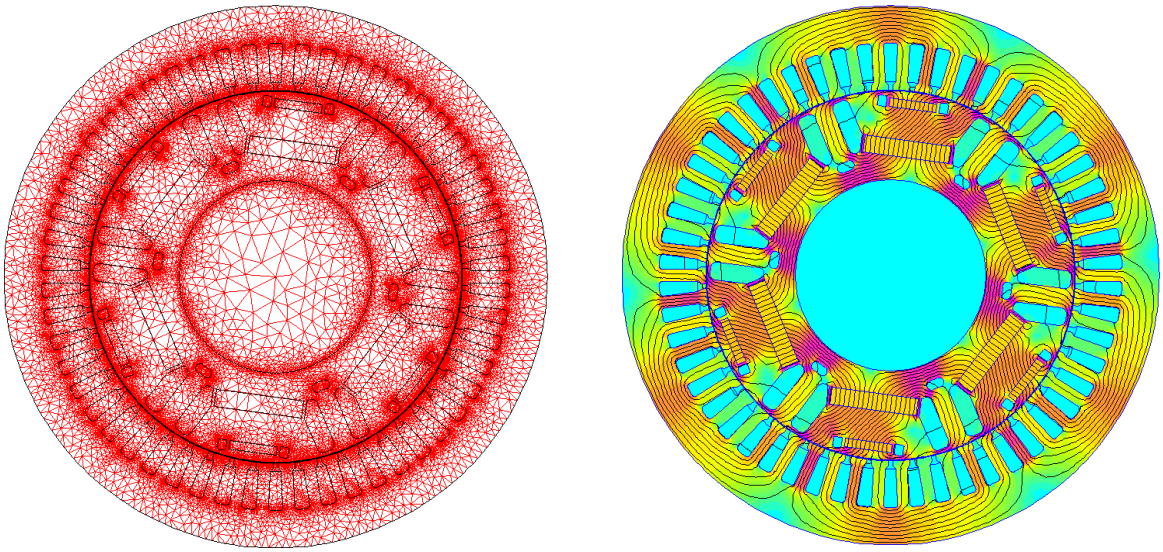
(α) **(β)**

Σχήμα 2.8. Παράδειγμα (α) πλεγματοποίησης και (β) κατανομής της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου 10-πολικού κινητήρα επιφανειακών ΜΜ ονομαστικής ισχύος 210W (17627 κόμβοι).



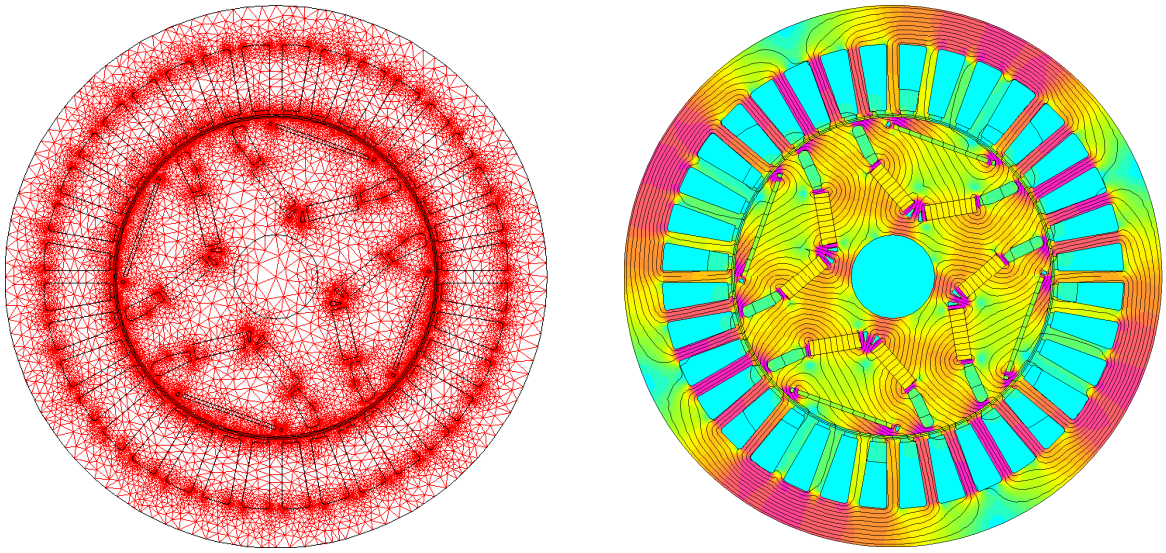
(α) **(β)**

Σχήμα 2.9. Παράδειγμα (α) πλεγματοποίησης και (β) κατανομής της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου 4-πολικού κινητήρα επιφανειακών ΜΜ ονομαστικής ισχύος 11,8 kW (21189 κόμβοι).



(α) **(β)**

Σχήμα 2.10. Παράδειγμα (α) πλεγματοποίησης και (β) κατανομής της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου 6-πολικού κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου *2I* ισχύος 19,4 kW (51327 κόμβοι).

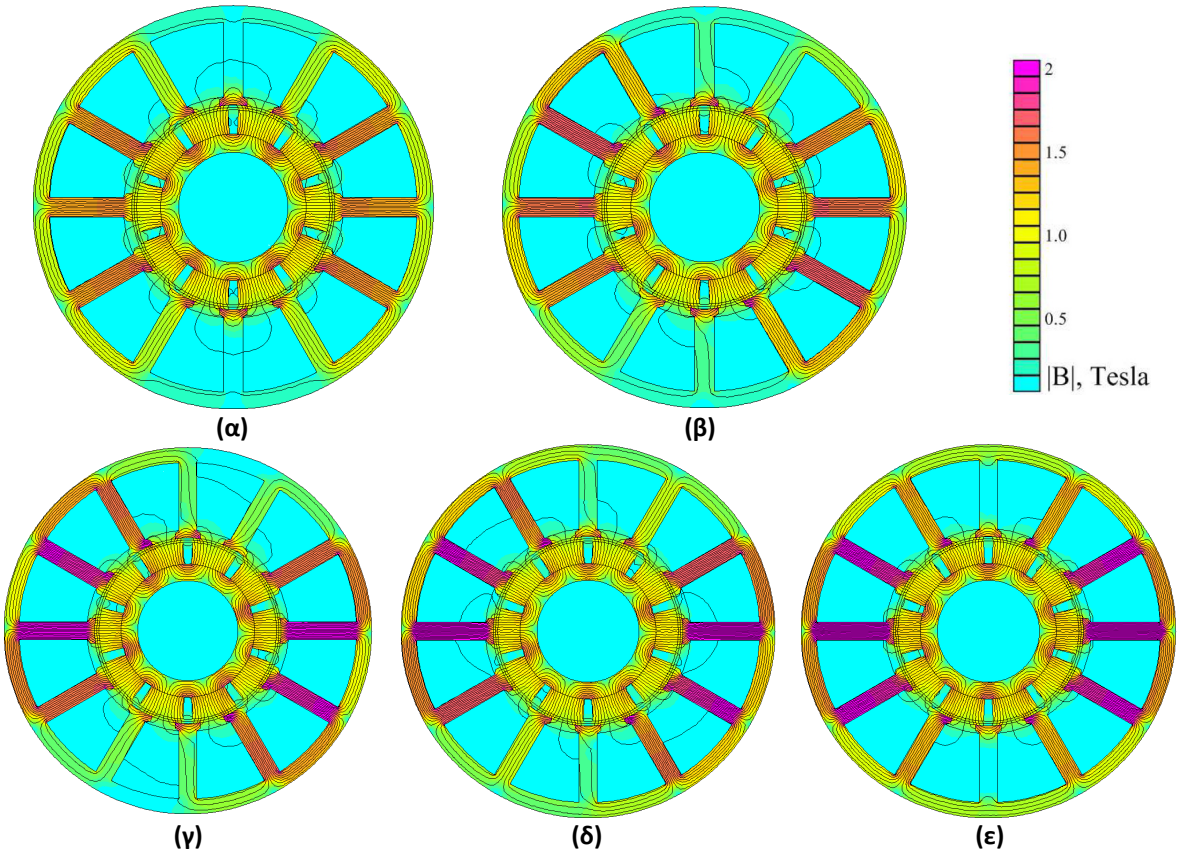


(α) **(β)**

Σχήμα 2.11. Παράδειγμα (α) πλεγματοποίησης και (β) ανάλυσης του μαγνητικού πεδίου 4-πολικού κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου *VI* ονομαστικής ισχύος 11,8 kW (39743 κόμβοι).

2.4.3.2 Διαδικασία παραμετρικής επίλυσης κινητήρων μονίμων μαγνητών

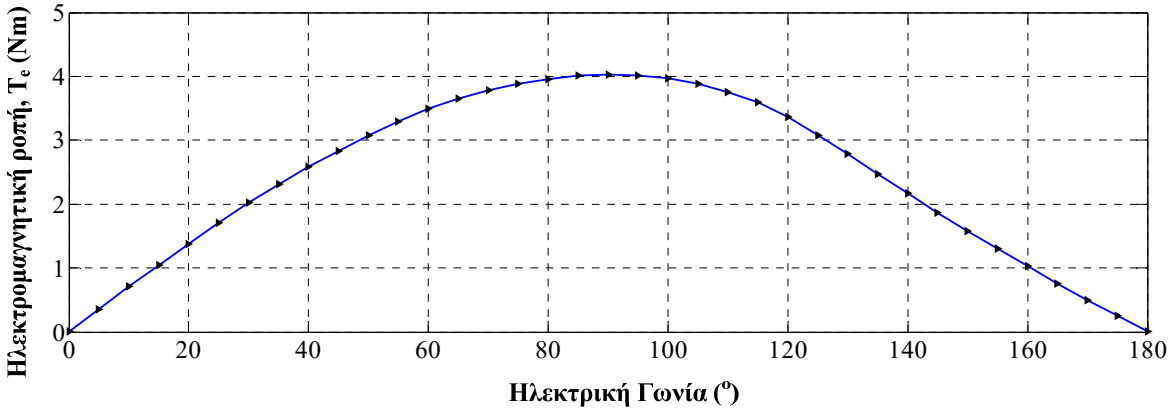
Μετά τον καθορισμό των επιθυμητών γεωμετρικών χαρακτηριστικών και την εισαγωγή του απαραίτητου επιπέδου ηλεκτρικής φόρτισης στα τυλίγματα του στάτη (πυκνότητα ρεύματος *J*), ακολουθεί η «*ανάλυση με σταθερό δρομέα*», όπως απεικονίζεται στο δομικό διάγραμμα του *Σχ. 2.5*. Στην περίπτωση επιλογής «*ανάλυσης με σταθερό δρομέα*», η γεωμετρία σχεδιάζεται και πλεγματοποιείται μόνο κατά την πρώτη εκτέλεση του επιλύτη. Εν συνεχεία προσομοιώνεται μεταβολή της ηλεκτρικής γωνίας ισχύος του κινητήρα, στο διάστημα (0^o, 180^o) μέσω ολίσθησης της φάσης των ρευμάτων στάτη, διατηρώντας την ημιτονοειδή κατανομή των ρευμάτων των τριών φάσεων. Στιγμιότυπα της κατανομής της πυκνότητας μαγνητικής ροής του κινητήρα σε τέσσερις διαφορετικές ηλεκτρικές γωνίες ισχύος για τον κινητήρα του *Σχ. 2.8* δίνονται στο *Σχ. 2.12*., όπου αποτυπώνονται χαρακτηριστικές μαγνητοστατικές επιλύσεις.



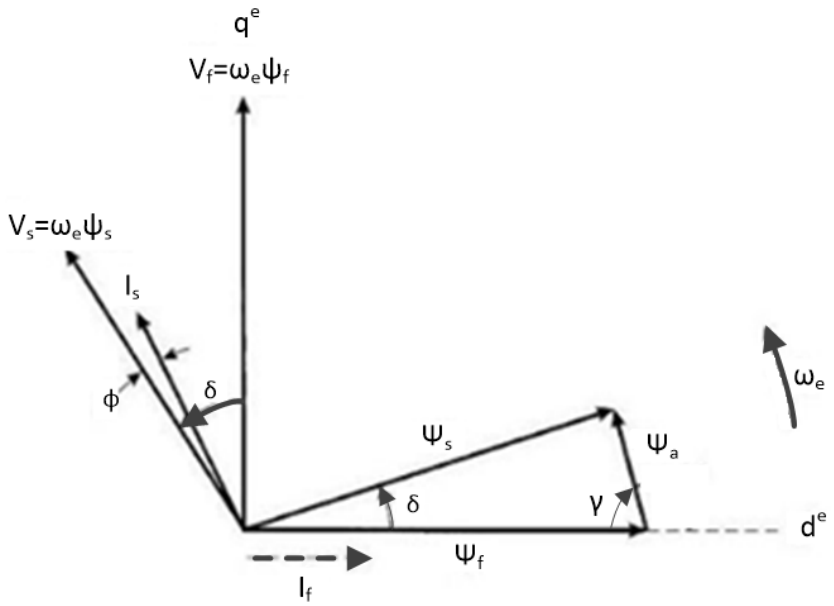
Σχήμα 2.12. Κατανομή της μαγνητικής επαγωγής κατά τη μεταβολή της εσωτερικής γωνίας ισχύος σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών 12-αυλάκων, 10-πόλων στο διάστημα (γ=0°-180°). (α) γ=0°, T_e=0Nm (β) γ=45°, T_e=2.85Nm γ) γ=90°, T_e=4.03Nm, δ) γ=135°, T_e=2.84Nm, ε) γ=180°, T_e=0Nm.

Μέσω του παραπάνω συνόλου επιλύσεων προκύπτει η μεταβολή της στιγμιαίας ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα συναρτήσει της φάσης των ρευμάτων στάτη, όπως φαίνεται στο *Σχ. 2.13*. Η πληροφορία αυτή μπορεί στη συνέχεια να χρησιμοποιηθεί για την εξαγωγή της επιθυμητής αρχικής γωνίας των ρευμάτων των τριών φάσεων κατά την «*ανάλυση με σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*», έτσι ώστε να εξαχθούν τα χαρακτηριστικά επίδοσης, απόδοσης και ποιότητας ισχύος του κινητήρα υπό δεδομένη ηλεκτρική φόρτιση (π.χ. ονομαστική φόρτιση, υπερφόρτιση) και συνθήκες οδήγησης που επιβάλλονται από το σύστημα ελέγχου (π.χ. συνθήκη μέγιστης ροπής ανά ρεύμα, ενίσχυσης πεδίου, εξασθένισης πεδίου). Αξίζει να σημειωθεί ότι η λειτουργία μέγιστης ροπής ανά ρεύμα αντιστοιχεί στη γωνία ισχύος με τη μεγαλύτερη παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή για το συγκεκριμένο επίπεδο ηλεκτρικής φόρτισης, ενώ αντίστοιχα οι περιοχές εξασθένισης και ενίσχυσης του πεδίου αντιστοιχούν σε γωνίες που βρίσκονται εκατέρωθεν της γωνίας μέγιστης ροπής, όπως φαίνεται και στο *Σχ. 2.13*. Πιο συγκεκριμένα, οι γωνίες ισχύος των *Σχ. 2.12β* και *2.12δ* παράγουν την ίδια ηλεκτρομαγνητική ροπή, αλλά η γωνία ισχύος του *Σχ. 2.12β* προκαλεί εξασθένιση του πεδίου που προκαλούν οι ΜΜ, ενώ η γωνία ισχύος του Σχ. *2.12δ* προκαλεί ενίσχυση του συνολικού μαγνητικού πεδίου, όπως γίνεται φανερό από τον έντονο κορεσμό που παρατηρείται στο στάτη του κινητήρα.

Πέρα όμως και από την επιβεβαίωση της εξασθένισης ή της ενίσχυσης του πεδίου από τα αποτελέσματα της πεδιακής ανάλυσης «*με σταθερό δρομέα*», γίνεται αντιληπτό από το διανυσματικό διάγραμμα του *Σχ. 2.14* πως η γωνία γ επηρεάζει το πλάτος της ροής στο στάτη Ψ_s. Αν είναι μικρότερη από 90°, τότε η συνολική ροή στο στάτη είναι μικρότερη από τη ροή του ΜΜ (θεωρώντας τη ροή του τυμπάνου Ψ_α αντίρροπη της ροής του ΜΜ Ψ_f για γ=0ο, όπως συμβαίνει στην παρούσα προσομοίωση), με συνέπεια την απομείωση της συνολικής ροής (εξασθένιση πεδίου). Αντιθέτως, αν η γωνία γ είναι μεγαλύτερη από 90°, η ροή του μαγνήτη ενισχύεται.

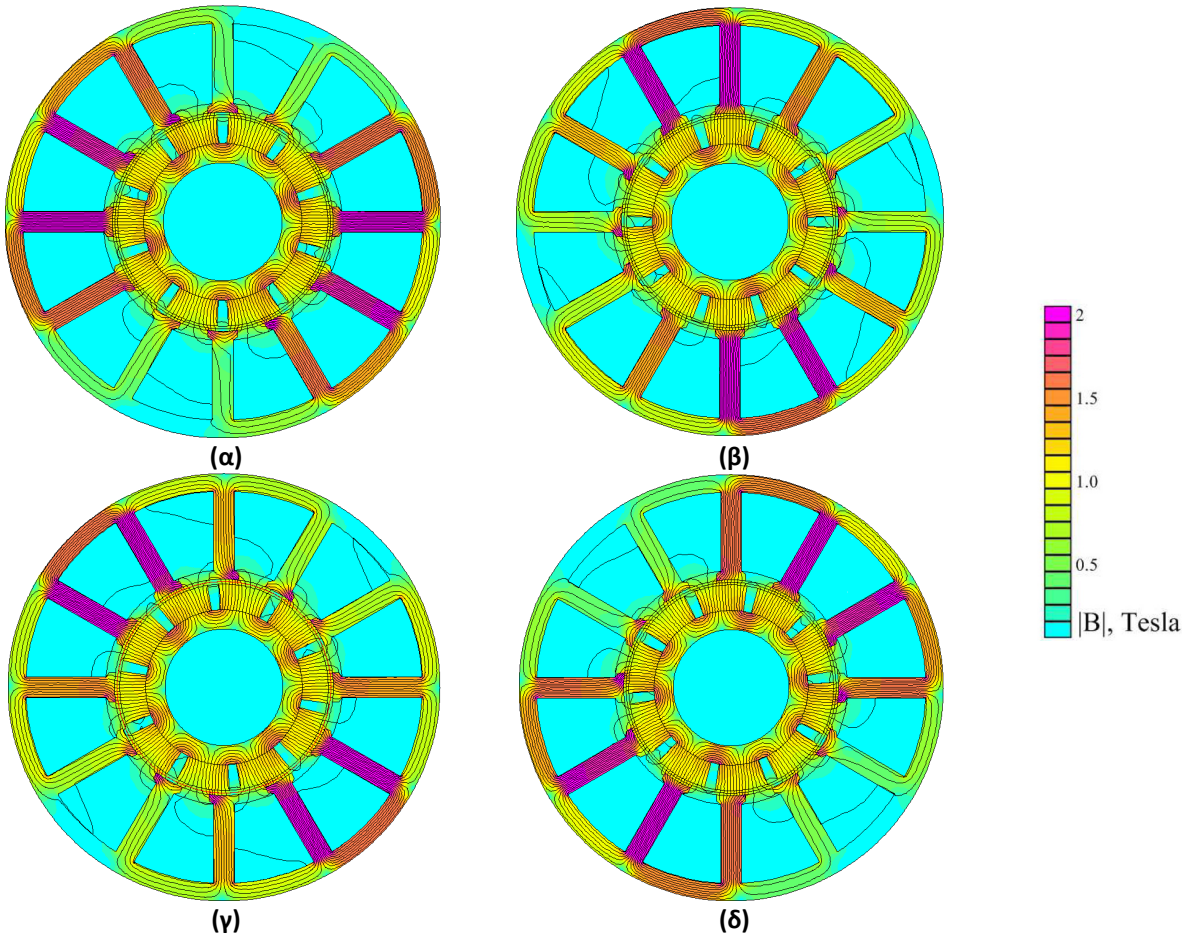


Σχήμα 2.13. Μεταβολή ηλεκτρομαγνητικής ροπής με τη μεταβολή της ηλεκτρικής γωνίας των ρευμάτων των τυλιγμάτων στάτη για σύγχρονο κινητήρας επιφανειακών μονίμων μαγνητών 12-αυλάκων, 10-πόλων κατά την «*ανάλυση με σταθερό δρομέα*».



Σχήμα 2.14. Διανυσματικό διάγραμμα ΣΚΜΜ σε λειτουργία εξασθένισης πεδίου [2.26].

Στη συνέχεια, έπειτα από την εισαγωγή στο πρόγραμμα παραμετρικής επίλυσης της επιθυμητής αρχικής γωνίας ισχύος, ακολουθεί η ανάλυση με «*σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*», όπου σε αυτή την περίπτωση τα πεδία δρομέα και στάτη στρέφονται συγχρονισμένα για διάστημα μιας πλήρους ηλεκτρικής περιστροφής μέσω συγχρονισμένης ολίσθησης της φάσης των ρευμάτων στάτη και της γωνίας στροφής του δρομέα. Η κατανομή της μαγνητικής επαγωγής για διάφορα μαγνητοστατικά στιγμιότυπα κατά τη διάρκεια της σύγχρονης στροφής παρουσιάζονται στο *Σχ. 2.15* για τον 10-πολικό κινητήρα επιφανειακών ΜΜ του παραδείγματος του *Σχ. 2.8* και λειτουργία μέγιστης ροπής ανά ρεύμα (γ=90°). Για τις ανάγκες αυτής της ανάλυσης, σε αντίθεση με πριν, η γεωμετρία σχεδιάζεται και επαναπλεγματοποιείται κάθε φορά που καλείται ο μαγνητοστατικός επιλύτης. Επιπλέον οι πυκνότητες ρεύματος για τις φάσεις *A,B,C* εισάγονται κατά τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να λαμβάνεται υπ' όψιν η αρχική γωνία, αλλά και να ικανοποιείται η ημιτονοειδής τριφασική κατανομή των κινητήρων AC για κάθε μαγνητοστατικό στιγμιότυπο. Ως έξοδος του αλγορίθμου ύστερα από την ανάλυση με «*σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*» προκύπτει η ακριβής κυματομορφή στιγμιαίας ροπής, η κυματομορφή της επαγόμενης τάσης στάτη και ο υπολογισμός των απωλειών του κινητήρα. Οι διαδικασίες υπολογισμού των παραπάνω μεγεθών θα αναλυθούν εκτενώς στις επόμενες υποενότητες.



Σχήμα 2.15. Κατανομή της μαγνητικής επαγωγής κατά την ανάλυση με «*σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*» σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών 12-αυλάκων, 10-πόλων για διάφορα στιγμιότυπα κατά τη διάρκεια μιας πλήρους ηλεκτρικής περιστροφής. (α) γ=0° (β) *γ*=90° γ) *γ*=150° δ) *γ*=240°

2.4.3.3 Υπολογισμός μέσης ροπής και κυμάτωσης ροπής

Για την εξαγωγή της κυματομορφής της ηλεκτρομαγνητικής ροπής αρχικά υπολογίζεται η επιθυμητή αρχική γωνία των ρευμάτων στάτη, από την ανάλυση με «*σταθερό δρομέα*», συναρτήσει της συνθήκης λειτουργίας που επιβάλλεται από το σύστημα ελέγχου. Στη συνέχεια, μέσω της ανάλυσης με «*σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*», όπως περιγράφηκε παραπάνω, μπορεί να υπολογιστεί κυματομορφή της στιγμιαίας ροπής για κάθε βήμα, μέσω ολοκλήρωσης του τανυστή του Maxwell κατά μήκος της επιφάνειας του διακένου, πολλαπλασιαζόμενο με το ενεργό μήκος του κινητήρα, λόγω της διδιάστασης φύσης του προβλήματος [2.22]:

$$T_e = \frac{D_g \cdot L}{\mu_0} \int_{l_g} B_n \cdot B_t dl \tag{2.50}$$

όπου l_g είναι η περιφέρεια του διακένου. Τα υπόλοιπα μεγέθη της σχέσης (2.50) είναι τα ίδια με αυτά που αναφέρονται στην ενότητα 2.3. Η τιμή της στιγμιαίας ροπής αποθηκεύεται για κάθε βήμα της ανάλυσης με «*σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*». Σε επόμενο στάδιο υπολογίζεται η *μέση ροπή* (mean torque) για μια ηλεκτρική περίοδο, καθώς και η *κυμάτωσή* της (torque ripple). Η κυμάτωση προκύπτει από το ποσοστό της μέγιστης μείον της ελάχιστης ροπής διά τη μέση ροπή ως εξής:

$$T_r = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\mathrm{m}}} \tag{2.51}$$

Προφανώς, όσο μειώνεται το βήμα της γωνίας, τόσο αυξάνεται η ακρίβεια αλλά και το υπολογιστικό κόστος της διαδικασίας, και συνεπώς τίθεται εκ νέου μια ανάγκη συμβιβασμού. Συνήθως χρησιμοποιείται βήμα 1^o. Ο υπολογισμός της κυμάτωσης ροπής είναι ιδιαίτερα σημαντικός κατά την ανάγκη ανάλυσης της λειτουργίας των ΣΚΜΜ διότι είναι ένα στοιχείο προσδιορισμού της αξιοπιστίας του κινητήρα, καθώς όσο μικρότερη τιμή έχει, τόσο μικρότερη καταπόνηση ασκείται στον άξονα του. Επιπλέον, οι κινητήρες με μεγάλη κυμάτωση ροπής προκαλούν σημαντικό θόρυβο κατά τη λειτουργία τους, γεγονός που τους καθιστά ακατάλληλους για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, όπου ένας από τους κύριους στόχους είναι η όσο το δυνατόν πιο αθόρυβη λειτουργία του.

2.4.3.4 Υπολογισμός επαγόμενης ηλεκτρεγερτικής δύναμης και τάσης τυμπάνου.

Ένα από τα βασικά μεγέθη του κινητήρα που χρήζει διερεύνησης, αφορά στην επαγόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη που αναπτύσσεται από τον κινητήρα (αντί-ΗΕΔ). Επίσης, η επαγόμενη τάση παίζει σημαντικό ρόλο στην ικανότητα λειτουργίας του κινητήρα για μεγάλο εύρος στροφών, καθώς και στις προδιαγραφές του συστήματος οδήγησής του. Η ποιότητα της επαγόμενης κυματομορφής (αρμονική παραμόρφωση) διαδραματίζει σημαντικό ρόλο τόσο στην ποιότητα της εξόδου του ίδιου του κινητήρα (μηχανική ισχύς), όσο στην ποιότητα της ηλεκτρικής ισχύος του δικτύου με το οποίο αλληλεπιδρά ο κινητήρας. Επιπλέον, η τιμή της αρμονικής παραμόρφωση της επαγόμενης τάσης με ημιτονοειδή τροφοδοσία ρευμάτων παρέχει μια αξιόπιστη ένδειξη για την ανάπτυξη ρευμάτων ανώτερων αρμονικών όταν ο ΣΚΜΜ θα τροφοδοτηθεί από αντιστροφέα, όπου η τάση δεν θα είναι πλήρως ημιτονοειδής αλλά θα περιέχει ανώτερες αρμονικές λόγω της τεχνικής διαμόρφωσης του εύρους των παλμών. Η ανάπτυξη ρευμάτων ανώτερων αρμονικών έχει ως συνέπεια την αύξηση της κυμάτωσης ροπής και την ανάπτυξη απωλειών λόγω δινορρευμάτων, φαινόμενα τα οποία θα μελετηθούν εκτενώς στο κεφάλαιο 6. Όσον αφορά τη μεθοδολογία προσδιορισμού της ΗΕΔ και της τάσης τυμπάνου, αυτός αναλύεται παρακάτω.

Όταν ένας αγώγιμος βρόχος διαρρέεται από μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή, τότε επάγεται μια τάση στο βρόχο. Από τον νόμο του *Faraday* η αναπτυσσόμενη *αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη* δίνεται από τη σχέση:

$$E = -N_i \frac{d\Phi}{dt} \tag{2.52}$$

όπου N ο αριθμός των σπειρών ανά φάση και Φ η μαγνητική ροή που εμπλέκουν τα τυλίγματα αυτά. Το πρόσημο μείον οφείλεται στον κανόνα του Lenz, σύμφωνα με τον οποίο το αιτιατό αντιτίθεται στο αίτιο. Συνεπώς το αποτέλεσμα, δηλαδή η αναπτυσσόμενη αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη, τείνει να μειώσει το αίτιο που την προκάλεσε δηλαδή τη μεταβολή της μαγνητικής ροής, εξ` ου και το πρόσημο αλλά και το πρόθεμα “αντί” στην ηλεκτρεγερτική δύναμη. Καθώς όμως δεν υφίσταται μια αναλυτική σχέση για τη μαγνητική ροή συναρτήσει του χρόνου και συνεπώς για τη μεταβολή της μαγνητικής ροής, καταφεύγουμε στον ορισμό της παραγώγου, ούτως ώστε να προκύψει μια βολικότερη για τη διενέργεια των υπολογισμών μορφή:

$$E(t) = -N \lim_{h \to 0} \frac{\Phi(h+t) - \Phi(t)}{h} = -N \frac{\Phi(t_2) - \Phi(t_1)}{t_2 - t_1} \tag{2.53}$$

όπου t_2 και t_1 δύο χρονικές στιγμές, που στην εφαρμογή μας καθορίζονται από τη μεταβολή της γωνίας δρομέα και καθώς είναι γνωστή η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής, μπορεί να υπολογιστεί η χρονική διαφορά μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{\Delta\theta}{\omega_m} \tag{2.54}$$

όπου $d\theta$ είναι το βήμα περιστροφής που χρησιμοποιείται στην ανάλυση με «*σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*» και ω_{m} είναι η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Επομένως, αν υποτεθεί ότι ο δρομέας της μηχανής βρίσκεται στη θέση k, τότε η πεπλεγμένη ροή που επάγεται στη φάση *A* προκύπτει:

$$\Lambda(k)=\sum_{j\in A}\Lambda_j(k)-\sum_{j\in(-A)}\Lambda_j(k) \tag{2.55}$$

Σε κάθε μαγνητοστατικό στιγμιότυπο που αντιστοιχεί σε μια συγκεκριμένη γωνιακή μετατόπιση του δρομέα σε σχέση με τη θέση εκκίνησης, η μαγνητική ροή είναι ίση με το άθροισμα των μαγνητικών ροών των πηνίων των αυλάκων της αναχώρησης της φάσης A μείον το άθροισμα των μαγνητικών ροών των πηνίων των αυλάκων της επιστροφής της φάσης A, δηλαδή της -A. Λαμβάνονται με θετικό πρόσημο οι επιμέρους ροές που επάγουν τάση στους αγωγούς των αυλάκων που ανήκουν στη φάση A και με αρνητικό οι αντίστοιχες ροές για τους γειτονικούς αγωγούς επιστροφής -A. Πιο συγκεκριμένα, η πεπλεγμένη ροή της φάσης A υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την παρακάτω σχέση:

$$\Lambda(k)=2*p*L_{Fe}*\frac{n_q}{n_{PP}}*\sum_{q=1}^{\frac{Q}{2*p}}k_q*\frac{1}{S_q}*\int_{S_q}A_z*dS \tag{2.56}$$

όπου p είναι τα ζεύγη των πόλων, n_q είναι ο αριθμός των αγωγών ανά αυλάκι, n_{pp} είναι ο αριθμός των παράλληλων πηνίων στα τυλίγματα κάθε φάσης, k_q = 1 ένας συντελεστής όταν το $q^{\text{στο}}$ αυλάκι περιλαμβάνεται στα τυλίγματα της φάσης A *και* το ρεύμα του είναι θετικό, k_q = -1 όταν το $q^{\text{στο}}$ αυλάκι περιλαμβάνεται στο τύλιγμα της φάσης A και το ρεύμα είναι αρνητικό και k_q = 0 όταν το $q^{\text{στο}}$ αυλάκι δεν περιλαμβάνεται στο τύλιγμα της φάσης A, S_q είναι η επιφάνεια της αύλακας και A_z είναι το μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό για μια στοιχειώδης επιφάνεια dS. Με βάση τα παραπάνω ο τελικός τύπος υπολογισμού της επαγόμενης αντί-ΗΕΔ έχει ως εξής:

$$E=-\frac{\Delta\Lambda(k)}{\Delta\theta}\cdot\omega_m \tag{2.57}$$

Όπως γίνεται προφανές από τις παραπάνω σχέσεις, όσο μικρότερο είναι το χρονικό βήμα Δt, που στην ουσία πρόκειται για βήμα περιστροφής $\Delta\theta$, τόσο αυξάνεται η ακρίβεια των υπολογισμών, αλλά τόσο αυξάνεται και ο αριθμός των απαιτούμενων επιλύσεων. Για την επιλογή του βήματος συνήθως χρησιμοποιείται το θεώρημα δειγματοληψίας του *Shannon-Nyquist*, σύμφωνα με το οποίο για την αξιόπιστη δειγματοληψία ενός σήματος και του φάσματός του, απαιτείται αριθμός δειγμάτων διπλάσιος ή μεγαλύτερος από τη θεμελιώδη συχνότητα του σήματος. Συνεπώς καθώς είναι σημαντική παράμετρος η αρμονική παραμόρφωση και επιθυμούμε στη συνέχεια μέσω ανάλυσης Fourier να δούμε και την επίδραση των αρμονικών απαιτείται ένας ελάχιστος αριθμός δειγμάτων της τάσης ώστε τα αποτελέσματα της ανάλυσης σε συνιστώσες να είναι αξιόπιστα.

Στην περίπτωση υπολογισμού της επαγόμενης τάσης στάτη για τριφασική ημιτονοειδή τροφοδότηση των ρευμάτων τυμπάνου, αντί για την επαγόμενη αντί-ΗΕΔ που αντιστοιχεί σε κενό φορτίο, ακολουθείται η ίδια διαδικασία υπολογισμού. Επιπλέον για την ανάλυση Fourier, έτσι ώστε να υπολογιστούν οι κύριες αρμονικές της τάσης και ο *συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης* (Total Harmonic Distortion-THD), έπειτα από την πλήρη ηλεκτρική περιστροφή για διάστημα δυο πολικών βημάτων της μηχανής και καταγραφής της κυματομορφής της τάσης, χρησιμοποιείται η εντολή *fft* της *Matlab* στον κωδικό μετεπεξεργασίας των δεδομένων της πεδιακής ανάλυσης.

2.4.3.5 Υπολογισμός απωλειών

Οι απώλειες σε μια μηχανή καθορίζουν την τιμή της απόδοσης της. Συνεπώς είναι πολύ σημαντική η ανάπτυξη αυτοματοποιημένων διαδικασιών για τον ακριβή προσδιορισμό τους. Οι σημαντικότερες απώλειες ενός κινητήρα και οι οποίες είναι εφικτό να υπολογιστούν στα πλαίσια μαγνητοστατικών αναλύσεων ή με χρήση αναλυτικών εργαλείων είναι οι εξής:

- *Απώλειες χαλκού*
- *Απώλειες σιδήρου*
- *Απώλειες τριβών και ανεμισμού*
- *Απώλειες μονίμων μαγνητών*

2.4.3.5.1 Απώλειες χαλκού

Οι απώλειες χαλκού οφείλονται στις ωμικές απώλειες που εμφανίζονται στα τυλίγματα του στάτη. Ο υπολογισμός τους γίνεται μέσω του παρακάτω τύπου:

$$P_{cu} = 3I_a^2 \cdot R_\alpha \tag{2.58}$$

Για τον υπολογισμό τους πρέπει να προσδιοριστούν οι τιμές του ρεύματος στάτη I_N και της ωμικής αντίστασης φάσης του τυλίγματος R_α. Για τον υπολογισμό του ρεύματος στάτη I_N, για δεδομένη πυκνότητα ρεύματος εισόδου J, χρησιμοποιείται ο παρακάτω τύπος:

$$I_N = \frac{J \cdot ff \cdot A_{slot}}{N_i} \tag{2.59}$$

όπου J είναι η *RMS* τιμή της πυκνότητα ρεύματος, N_i ο αριθμός των ελιγμάτων ανά αύλακα, ff ο συντελεστής πληρότητας και A_{slot} η επιφάνεια αύλακας.

Εν συνεχεία πρέπει να υπολογιστεί η ωμική αντίσταση ανά φάση. Προκειμένου να συμβεί αυτό χρειάζεται η γνώση του συνολικού μήκους αγωγού ανά φάση, που εξαρτάται από τον αριθμό των ελιγμάτων ανά φάση, των αριθμό των αυλάκων και τις γεωμετρικές ιδιότητες και διαστάσεις της τοπολογίας. Επίσης απαιτείται η γνώση της ειδικής αντίστασης του αγωγού. Η ειδική αντίσταση του χαλκού για θερμοκρασία περιβάλλοντος θ=20^{o}C είναι ίση με $r_{cu,20}$=1.75 μΩ·cm. Η διορθωμένη ειδική αντίσταση προκύπτει σε μΩ·cm ως εξής:

$$r_{cu} = r_{cu,20} \cdot \left[1 + a \cdot \left(\theta - 20^o\right)\right] \tag{2.60}$$

Θεωρώντας πως η θερμοκρασία λειτουργίας της μηχανής σε ονομαστική φόρτιση είναι περίπου θ=90^{o}C και για συντελεστή θερμοκρασιακής μεταβολής αντίστασης του χαλκού α=3.9*10^{-3}, η διορθωμένη ειδική αντίσταση είναι ίση με 2.228 μΩ·cm.

Για τον υπολογισμό του μέσου μήκους μιας σπείρας του τυλίγματος, λαμβάνεται υπόψη το ενεργό μήκος L της μηχανής και ορίζεται η απόσταση d_{avg} από το γεωμετρικό μέσο της μίας στρώσης μιας αύλακας, μέχρι το γεωμετρικό μέσο της ακόλουθης στρώσης της γειτονικής αύλακας. Επίσης, εισάγεται ένας συντελεστής προσαύξησης του μέσου μήκους μιας σπείρας, ο συντελεστής πλέξης *olf*. Ο συντελεστής αυτός υπεισέρχεται καθώς τα πηνία στην πραγματικότητα τυλίγονται κατά τέτοιο τρόπο που οδηγεί σε αυξημένο μήκος. Αυτό οφείλεται κυρίως στο ότι οι αγωγοί έχουν κάποιες ελάχιστες ακτίνες καμπυλότητας που πρέπει να πληρούνται για μηχανικούς λόγους. Επιπροσθέτως, στις κεφαλές τυλίγματος ένα τμήμα των αγωγών βρίσκεται εκτός ενεργού μήκους και τέλος κατά την πλέξη υφίστανται συχνά μεταθέσεις αγωγών. Θεωρώντας μια τυπική τιμή για το συντελεστή πλέξης *olf*=1.2 [2.3], προκύπτει το μέσο μήκος μιας σπείρας ως εξής:

$$l_{turn} = olf \cdot \left(2L + 2d_{avg}\right) \tag{2.61}$$

Η διατομή του κάθε αγωγού είναι:

$$A_{cu} = \frac{ff \cdot A_{slot}}{n_c} \tag{2.62}$$

όπου *ff* είναι η πληρότητα χαλκού. Η αντίσταση ανά φάση δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$R_a = \frac{N \cdot Q_s}{m} \cdot r_{cu} \cdot \frac{l_{turn}}{A_{cu}} \tag{2.63}$$

όπου m ο αριθμός των φάσεων της μηχανής, τυπικά m=3, και Q_s ο αριθμός των αυλάκων του στάτη. Αξίζει να σημειωθεί ότι τα διανεμημένα τυλίγματα πλήρους βήματος έχουν μεγαλύτερο d_{avg} και μεγαλύτερο αριθμό αυλάκων για τον ίδιο αριθμό πόλων σε σχέση με τα συγκεντρωμένα τυλίγματα κλασματικού βήματος, με αποτέλεσμα να παρουσιάζουν μεγαλύτερη τιμή αντίστασης και συνεπώς απώλειες χαλκού.

Ένα άλλο φαινόμενο που χρήζει διερεύνησης σε σχέση με τις απώλειες χαλκού είναι οι απώλειες οι οποίες προκαλούνται λόγω φαινομένων γειτνίασης των αγωγών αλλά και λόγω του επιδερμικού φαινομένου [2.27]. Συνήθως, για μηχανές μικρής και μεσαίας κλίμακας ισχύος, οι διατομές των αγωγών που χρησιμοποιούνται στα τυλίγματα είναι αρκετά χαμηλές, έτσι ώστε οι απώλειες στα τυλίγματα λόγω του επιδερμικού φαινομένου και φαινομένων γειτνίασης να μην είναι ιδιαίτερα υψηλές. Στην περίπτωση όμως οδήγησης από μετατροπέα, οι ανώτερες αρμονικές του πεδίου που εισάγονται λόγω της τεχνικής διαμόρφωσης και των χαμηλών αυτεπαγωγών των κινητήρων μονίμων μαγνητών, ιδιαίτερα των επιφανειακών ΜΜ, δύναται να επηρεάσουν σημαντικά την απόδοση του κινητήρα [2.27]. Στο κεφάλαιο 6 εξετάζεται αναλυτικά το επιδερμικό φαινόμενο και το φαινόμενο γειτνίασης στα τυλίγματα των ΣΚΜΜ και μελετάται ποσοτικά η επίδραση των ανώτερων αρμονικών που εισάγονται από το σύστημα οδήγησης στις απώλειες χαλκού σε πρότυπο ΣΚΜΜ.

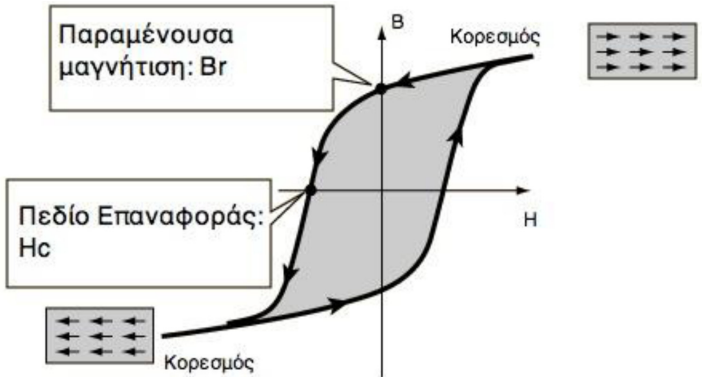
2.4.3.5.2 Απώλειες πυρήνα

Ένα χρονικά ή χωρικά μεταβαλλόμενο πεδίο δημιουργεί απώλειες υστέρησης και απώλειες δινορρευμάτων. Όταν ένα μαγνητικό υλικό βρίσκεται μέσα σε χρονικά μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο, απορροφά ενέργεια (απώλειες πυρήνα) η οποία αυξάνει τη θερμοκρασία του. Οι μηχανισμοί μετατροπής της ενέργειας του πεδίου σε θερμότητα μπορούν να διακριθούν σε *απώλειες υστέρησης* και σε *απώλειες δινορρευμάτων*.

Όταν η πυκνότητα μαγνητικής ροής σε ένα μέσο μεταβάλλεται τότε απορροφάται ή αποδίδεται ενέργεια από το μέσο αυτό. Η ενέργεια αυτή σε (J/m^3) δίνεται από το ολοκλήρωμα:

$$w_m = \int_{B1}^{B2} H \cdot dB \tag{2.64}$$

όπου H (A/m) είναι το μαγνητικό πεδίο και dB (T) η στιγμιαία μεταβολή της μαγνητικής επαγωγής. Τα μαλακά σιδηρομαγνητικά υλικά περιλαμβάνουν δομές με διαφορετική μαγνήτιση, οι οποίες μεταβάλλουν το μέγεθός τους υπό τη επίδραση εξωτερικού μαγνητικού πεδίου. Τα σύνορα των περιοχών αυτών κατά τη μετακίνησή τους συναντούν αντίσταση. Γι' αυτό το λόγο οι καμπύλες μαγνήτισης και απομαγνήτισης διαφέρουν, σχηματίζοντας τελικά τον βρόχο υστέρησης όπως φαίνεται στο *Σχ. 2.16*. Υπολογίζοντας το παραπάνω ολοκλήρωμα για ένα πλήρη κύκλο μαγνήτισης και απομαγνήτισης προκύπτει ότι το υλικό απορροφά περισσότερη ενέργεια από όση αποδίδει. Η ενεργειακή διαφορά μετατρέπεται σε θερμότητα και ισούται με το εμβαδό του βρόχου υστέρησης. Αυτή η ενέργεια που χάνεται σε κάθε κύκλο ονομάζεται απώλεια υστέρησης και παράγεται σε όλο τον όγκο του υλικού, με συνέπεια την αύξηση της θερμοκρασίας και τη μείωση της απόδοσης.



Σχήμα 2.16. Βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού [2.41].

Όσον αφορά τις απώλειες δινορρευμάτων, η χρονική μεταβολή της μαγνητικής ροής επάγει ηλεκτρικό πεδίο στο σώμα του πυρήνα το οποίο προκαλεί ροή δινορρευμάτων που προσπαθούν να διατηρήσουν σταθερό το μαγνητικό πεδίο μέσα στο υλικό. Τα δινορρεύματα εμφανίζονται λόγω της αγωγιμότητας των σιδηρομαγνητικών υλικών και ρέουν κυκλικά σε επίπεδο κάθετο προς τη διεύθυνση της μεταβαλλόμενης μαγνητικής ροής. Ως συνέπεια, εμφανίζονται απώλειες Joule και μέρος της ενέργειας του πεδίου μετατρέπεται σε θερμότητα.

Για τη μοντελοποίηση και τον υπολογισμό των απωλειών σιδήρου για ΣΚΜΜ υπάρχουν δυο κύριες μεθοδολογίες οι οποίες μπορούν να τις υπολογίσουν, αξιοποιώντας δεδομένα της μαγνητοστατικής επίλυσης.

Στην πρώτη μεθοδολογία υπολογισμού, αξιοποιούνται τα πειραματικά δεδομένα της καμπύλης ειδικών απωλειών του σιδηρομαγνητικού υλικού, τα οποία παρέχονται από τον κατασκευαστή σε μορφή διαγράμματος. Η διαδικασία βασίζεται στον υπολογισμό των τιμών της πυκνότητας της μαγνητικής ροής στο βαρύκεντρο κάθε τριγώνου (δηλαδή κάθε στοιχείου του πλέγματος) σε όλες τις περιοχές της μηχανής που θεωρείται ως υλικό η σιδηρομαγνητική λαμαρίνα [2.28]. Αρχικά, καταγράφεται η θέση κάθε στοιχείου του πλέγματος, καθώς και η επιφάνεια που αυτό καταλαμβάνει. Με δεδομένο το ενεργό μήκος της μηχανής υπολογίζεται και ο όγκος των ισοδύναμων πρισμάτων. Ακολούθως, καταγράφεται χωριστά για όλα τα στοιχεία του στάτη και του δρομέα η τιμή της μαγνητικής επαγωγής τους. Στη συνέχεια αξιοποιούνται τα πειραματικά δεδομένα της καμπύλης ειδικών απωλειών του σιδηρομαγνητικού υλικού, τα οποία παρέχονται από τον κατασκευαστή σε μορφή διαγράμματος. Συνήθως η λαμαρίνα που χρησιμοποιείται στις εφαρμογές μας είναι η M235-35A, η οποία παρουσιάζει μικρές τιμές απωλειών και ικανοποιητικό κόστος. Από το φυλλάδιο προδιαγραφών της λαμαρίνας εξάγεται ένας αριθμός σημείων ικανοποιητικός να περιγράψει την καμπύλη ειδικών απωλειών σε ένα μεγάλο εύρος τιμών μαγνητικής επαγωγής. Με χρήση αυτών των σημείων προσομοιώνεται η καμπύλη ειδικών απωλειών της λαμαρίνας με πολυώνυμο κάποιου βαθμού μέσω του πακέτου *fitting tool* στο *Matlab* [2.23]. Στην πλειοψηφία των εφαρμογών ένα πολυώνυμο $5^{ου}$ βαθμού προσομοιώνει με αρκετή ακρίβεια τη μορφή της καμπύλης. Μια στενωπός της συγκεκριμένης μεθόδου είναι η έλλειψη πειραματικών δεδομένων σε υψηλές τιμές μαγνητικής επαγωγής και μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται συνήθως γραμμική παρεμβολή, ώστε οι καμπύλες να αναχθούν στη ζητούμενη συχνότητα. Στη συνέχεια για κάθε στοιχείο του πλέγματος υπολογίζεται μέσω του πολυωνύμου προσαρμογής της καμπύλης η ειδική απώλεια πυρήνα. Οι απώλειες πυρήνα εξαρτώνται από τη μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής, ενώ λόγω της ημιτονικής κατανομής της ΜΕΔ στο διάκενο, επαρκεί η ανάλυση σε μια μόνο θέση του δρομέα. Συνεπώς για τον προσδιορισμό των απωλειών, εντοπίζεται το στοιχείο με τη μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής και υπολογίζονται οι απώλειες που του αντιστοιχούν. Γνωρίζοντας την επιφάνεια κάθε στοιχείου και πολλαπλασιάζοντας με το ενεργό μήκος της μηχανής και την πυκνότητα του υλικού της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας αλλά και τις ειδικές απώλειες που υπολογίστηκαν για το στάτη και το δρομέα, προκύπτουν οι συνολικές απώλειες πυρήνα.

Στη δεύτερη μεθοδολογία υπολογισμού, λαμβάνονται υπ' όψιν και φαινόμενα αρμονικών χώρου, εκτός της θεμελιώδους συχνότητας λειτουργίας, μέσω υπέρθεσης των απωλειών διαφόρων συχνοτήτων. Ο τύπος που υπολογίζει τις απώλειες πυρήνα είναι ο εξής [2.29]:

$$P_{FE} = \left(\sum_{m=1}^{\infty} C_h \cdot B_m \cdot m \cdot \omega_r^2 + C_e \cdot B_m^2 \cdot m \cdot \omega_r^2 \right) * V_{FE} \tag{2.65}$$

όπου C_h=143 και C_e=0.53 (W/(m^3*T^2*Hz) είναι οι συντελεστές απωλειών υστέρησης και δινορρευμάτων, αντίστοιχα, για μαγνητική λαμαρίνα πάχους 0.35mm^2, B_m είναι το πλάτος της μαγνητικής επαγωγής της m τάξης αρμονικής, ω_m είναι η ταχύτητα του δρομέα σε Hz και V_{FE} ο όγκος του σιδηρομαγνητικού υλικού της μηχανής. Οι συντελεστές απωλειών C_h και C_e λαμβάνονται μέσω πειραματικών μετρήσεων για τη μαγνητική λαμαρίνα και αντιστοιχούν σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας (30-600Hz). Για τον υπολογισμό των απωλειών, σε κάθε βήμα της αλληλουχίας των μαγνητοστατικών λύσεων στην «*ανάλυση με σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*» αποθηκεύεται η τιμή της μαγνητικής επαγωγής σε κάθε στοιχείο του πλέγματος. Οι πληροφορίες για την αρχική θέση και την τιμή της επιφάνειας των στοιχείων αποθηκεύονται στην πρώτη επανάληψη. Επιπλέον, τα στοιχεία που ανήκουν στον δρομέα στρέφονται μαζί με το δρομέα, έτσι ώστε να υπολογίζεται η επαγωγή για τα ίδια σημεία του δρομέα, σε κάθε επανάληψη. Οι τιμές της μαγνητικής επαγωγής που λαμβάνονται σε κάθε βήμα θα πρέπει επίσης να στρέφονται, έτσι ώστε να βρίσκονται στο επίπεδο αναφοράς του δρομέα. Αφού ολοκληρωθεί μια πλήρης ηλεκτρική περιστροφή του κινητήρα και επομένως υπολογιστεί η τιμή της μαγνητικής επαγωγής σε κάθε στοιχείο του αρχικού πλέγματος για κάθε βήμα, στη συνέχεια λαμβάνονται μέσω ανάλυσης *fourier* τα πλάτη της μαγνητικής επαγωγής για κάθε συχνότητα σε κάθε σημείο μπορούν να υπολογιστούν οι απώλειες σιδήρου εφαρμόζοντας την εξίσωση (2.65), λαμβάνοντας υπ' όψιν έναν συντελεστή αξιοποίησης της λαμαρίνας 0.92.

Είναι προφανές ότι η δεύτερη τεχνική υπολογισμού των απωλειών σιδήρου προσφέρει μεγαλύτερη ακρίβεια, εφόσον υπολογίζει και τις απώλειες που προκαλούνται λόγω αρμονικών χώρου του μαγνητικού πεδίου. Από την άλλη μεριά το υπολογιστικό κόστος της δεύτερης μεθοδολογίας υπολογισμού είναι σημαντικά υψηλότερο από αυτό της πρώτης, διότι απαιτείται η αποθήκευση των στιγμιαίων τιμών της μαγνητικής επαγωγής για κάθε στοιχείο του πλέγματος, γεγονός ιδιαίτερα σημαντικό π.χ. σε αλγοριθμικές διαδικασίες βελτιστοποίησης γεωμετρίας. Επομένως, κριτήρια για την επιλογή της κατάλληλης μεθόδου υπολογισμού των απωλειών σιδήρου για την εκάστοτε εφαρμογή είναι η ύπαρξη σημαντικών αρμονικών χώρου στον πυρήνα, τα επίπεδα κορεσμού, η συχνότητα λειτουργίας, η ακρίβεια της μέτρησης και το υπολογιστικό κόστος.

2.4.3.5.3 Απώλειες τριβών και ανεμισμού

Οι απώλειες τριβών και ανεμισμού συνήθως αμελούνται, ειδικότερα όταν πρόκειται για εφαρμογές χαμηλών ταχυτήτων. Παρ` όλα αυτά, για λόγους πληρότητας παρατίθεται η μέθοδος εκτίμησης τους. Σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων και χαμηλής ισχύος οι απώλειες τριβών και ανεμισμού είναι σημαντική συνιστώσα των συνολικών απωλειών, με σημαντική επιρροή στην απόδοση του κινητήριου συστήματος. Οι απώλειες λόγω τριβών υπολογίζονται από την εμπειρική σχέση:

$$P_{fr} = \frac{k_{fb} \cdot \left(m_r + m_{mag} \right) \cdot n}{1000} \tag{2.66}$$

όπου k_{fb} είναι ένας εμπειρικός συντελεστής, που λαμβάνεται συνήθως ίσος με 3, m_r είναι η μάζα του δρομέα, συμπεριλαμβανομένου του άξονα του κινητηρίου συστήματος, m_{mag} είναι η συνολική μάζα των μόνιμων μαγνητών και n είναι η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα εκπεφρασμένη σε

Στροφές Ανά Λεπτό (ΣΑΛ). Οι απώλειες λόγω ανεμισμού στην περίπτωση επιφανειακών ΜΜ εκτιμώνται από τον τύπο:

$$P_{wind} = \begin{cases} \dfrac{L \cdot \left(2R_r + 2\mathrm{H}_{mag}\right)^3 \cdot n^3}{10^6} & \text{, επιφανειακών ΜΜ} \\ \dfrac{L \cdot \left(2R_r\right)^3 \cdot n^3}{10^6} & \text{, εσωτερικών ΜΜ} \end{cases} \tag{2.67}$$

όπου R_r είναι η εξωτερική ακτίνα του δρομέα και H_{mag} είναι το πάχος των ΜΜ.

2.4.3.5.4 Απώλειες μόνιμου μαγνήτη

Οι απώλειες δινορρευμάτων στο σώμα των μόνιμων μαγνητών αποτελούν μια σημαντική απώλεια ισχύος στους κινητήρες επιφανειακών ΜΜ, όπου οι ΜΜ που τοποθετούνται στο διάκενο της μηχανής και αναπτύσσουν δινορρεύματα λόγω της μεταβολής της ΜΕΔ στο διάκενο [2.30]. Οι απώλειες δινορρευμάτων προκαλούν αύξηση της θερμοκρασίας των ΜΜ, που μπορεί να οδηγήσει σε απομαγνήτισή τους. Επιπλέον, σε διαμορφώσεις FSCW, οι απώλειες των ΜΜ αποτελούν πολύ σημαντική συνιστώσα λόγω της ανάπτυξης υφαρμονικών στη ΜΕΔ του διακένου. Επίσης, οι απώλειες ΜΜ διαδραματίζουν ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο σε εφαρμογές υψηλών ταχυτήτων, λόγω του γεγονότος ότι οι απώλειες ΜΜ είναι ανάλογες του τετραγώνου της συχνότητας λειτουργίας. Για τον υπολογισμό τους μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε αριθμητικές μέθοδοι επίλυσης μέσω μοντέλων ΠΣ [2.31], είτε αναλυτικές μέθοδοι [2.30]. Η μέθοδος υπολογισμού μέσω πεπερασμένων στοιχείων έχει ιδιαίτερα καλή ακρίβεια, είτε σε διδιάστατη είτε σε τρισδιάστατη ανάλυση, απαιτεί όμως σημαντικό υπολογιστικό κόστος διότι πρέπει να επιλυθεί το ηλεκτρομαγνητικό πρόβλημα θεωρώντας το μαγνητικό πεδίο συνάρτηση του χρόνου. Από την άλλη μεριά οι αναλυτικές λύσεις έχουν το πλεονέκτημα της γρήγορης επίλυσης, με μειωμένη όμως ακρίβεια, καθώς θεωρούν παραδοχές και απλουστεύσεις σχετικά με τις μαγνητικές ιδιότητες των υλικών και με τις γεωμετρικές διαμορφώσεις στα άκρα των δοντιών του στάτη [2.30]. Για τον υπολογισμό των απωλειών ΜΜ στις τοπολογίες επιφανειακών ΜΜ που χρησιμοποιούν FSCW, θα χρησιμοποιηθούν αναλυτικά μοντέλα που αναπτύχθηκαν στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος [2.32]. Τα συγκεκριμένα μοντέλα βασίζονται στη θεώρηση καρτεσιανής ή πολικής συμμετρίας στη γεωμετρία του κινητήρα και στη θεώρηση της ηλεκτρικής φόρτισης, ανεξαρτήτως διαμόρφωσης τυλίγματος, ως ένα ισοδύναμο ρευματικό στρώμα στο άνοιγμα της αύλακας, προσφέροντας ικανοποιητικά αποτελέσματα.

Αντίθετα, στις διαμορφώσεις εσωτερικών ΜΜ οι απώλειες ΜΜ είναι σημαντικά μικρότερες [2.33] και μπορούν να παραληφθούν, δεδομένου ότι το πεδίο στην επιφάνεια των ΜΜ είναι περίπου σταθερό, μέσω και της κατάλληλης σχεδίασης των φραγμάτων ροής. Αντιθέτως, σημαντικές αρμονικές χώρου προκαλούνται λόγω αυτής της τοπολογίας ΜΜ στη μαγνητική λαμαρίνα του δρομέα, με αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών σιδήρου στο δρομέα.

2.4.3.6 Υπολογισμός απόδοσης

Έπειτα από τον υπολογισμό όλων των συνιστωσών απωλειών με βάση τις προαναφερθείσες διαδικασίες, η απόδοση του κινητήρα δίνεται από τη σχέση:

$$\eta = \frac{P_m}{P_{in}} = \frac{P_m}{P_m + P_{losses}} \tag{2.68}$$

όπου $P_m = T_m \cdot \omega_m$ και T_m είναι η μέση παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή. Οι συνολικές απώλειες του κινητήρα P_{losses} είναι:

$$P_{losses} = P_{cu} + P_{FE} + P_{mag} + P_{fr} + P_{wind} \tag{2.69}$$

2.4.3.7 Υπολογισμός αυτεπαγωγών ευθέως και εγκάρσιου άξονα

Ο ακριβής υπολογισμός των *αυτεπαγωγών* ευθέως (*d*) και εγκάρσιου (*q*) άξονα κρίνεται ιδιαίτερα σημαντικός για τον αξιόπιστο έλεγχο των ΣΚΜΜ [2.34], [2.35]. Επιπλέον, οι αυτεπαγωγές του *d* και *q* άξονα επηρεάζονται σημαντικά από τον μαγνητικό κορεσμό, επομένως ο υπολογισμός τους μέσω κατάλληλων μοντέλων ΠΣ μπορεί να προσφέρει την επιθυμητή ακρίβεια. Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής *d* άξονα με τη μέθοδο της συγκέντρωσης μαγνητικής ροής πρέπει να μηδενιστεί η διέγερση του κινητήρα. Εν προκειμένω, πρέπει να μηδενιστεί η μαγνητική ροή των ΜΜ. Για το λόγο αυτό οι μαγνήτες αντικαθίστανται από μη-μαγνητικό υλικό με την ίδια μαγνητική διαπερατότητα. Δεδομένου ότι η μαγνητική διαπερατότητα του μαγνήτη είναι κοντά στη μονάδα, συνήθως αντικαθίσταται από αέρα [2.22], [2.36]. Επιπλέον, ο *d* άξονας του δρομέα ευθυγραμμίζεται με τον μαγνητικό άξονα της φάσης *A*. Τα τυλίγματα των τριών φάσεων τροφοδοτούνται ως εξής:

$$\begin{cases} I_a = I_{\max} \\ I_b = -0.5 \cdot I_{\max} \\ I_c = -0.5 \cdot I_{\max} \end{cases} \tag{2.70}$$

τα οποία μετασχηματιζόμενα κατά *Park* δίνουν:

$$\begin{cases} I_d = I_{\max} \\ I_q = 0 \end{cases} \tag{2.71}$$

Στη συνέχεια υπολογίζεται η πεπλεγμένη ροή της φάσης *A* χρησιμοποιώντας τη σχέση (2.57). Η αυτεπαγωγή ευθέως άξονα δίνεται από τη σχέση:

$$L_d = \frac{\Lambda_a}{I_a} = \frac{\Lambda_d}{I_d} \tag{2.72}$$

Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής του *q* άξονα ο δρομέας στρέφεται κατά 90° ηλεκτρικές μοίρες, δηλαδή κατά μισό πολικό βήμα, ώστε να ευθυγραμμιστεί με τον εγκάρσιο άξονα και η αντίστοιχη αυτεπαγωγή εγκάρσιου άξονα δίνεται από τη σχέση:

$$L_q = \frac{\Lambda_a}{I_a} = \frac{\Lambda_q}{I_q} \tag{2.73}$$

Στην περίπτωση των μηχανών επιφανειακών ΜΜ, οι αυτεπαγωγές *d* και *q* άξονα είναι ίσες, λόγω του γεγονότος ότι η μαγνητική διαπερατότητα των ΜΜ είναι περίπου ίδια με αυτή του αέρα, επομένως μπορεί να παραληφθεί ο δεύτερος υπολογισμός. Στην περίπτωση των μηχανών εσωτερικών ΜΜ, παρατηρούνται φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ του *d* και *q* άξονα, λόγω της διαμόρφωσης του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εξάρτηση των αυτεπαγωγών ορθού και εγκάρσιου άξονα από τα ρεύματα *d* και *q* άξονα, και όχι μόνο από ρεύματα του ιδίου άξονα, όπως θεωρείται στην προηγούμενη περίπτωση.

Για τον υπολογισμό των αυτεπαγωγών *d* και *q* άξονα συναρτήσει των ρευμάτων *d* και *q* άξονα, αρχικά ευθυγραμμίζεται μαγνητικός άξονας της φάσης Α με τον άξονα *d* του δρομέα. Με αυτόν τον τρόπο η αρχική γωνία του μετασχηματισμού ορίζεται ίση με θ=0. Στη συνέχεια ορίζονται τα επιθυμητά ρεύματα *d* και *q* άξονα. Έπειτα, εφαρμόζεται ο αντίστροφος μετασχηματισμός *Park* για

τον υπολογισμό των στιγμιαίων ρευμάτων των τριών φάσεων που θα εισαχθούν στο μοντέλο ΠΣ. Επομένως, τα τυλίγματα των τριών φάσεων τροφοδοτούνται ως εξής:

$$\begin{cases} I_a = I_d \\ I_b = -0.5 \cdot \left(I_d - \sqrt{3} I_q \right) \\ I_c = -0.5 \cdot \left(I_d + \sqrt{3} I_q \right) \end{cases} \tag{2.74}$$

Μέσω της πεδιακής ανάλυσης υπολογίζονται οι πεπλεγμένες ροές και των τριών φάσεων Λ_a, Λ_b και Λ_c. Εφαρμόζοντας μετασχηματισμό *Park* με γωνία θ=0 για τις πεπλεγμένες ροές Λ_a, Λ_b, Λ_c προκύπτουν οι ροές του *d* και *q* άξονα ως εξής:

$$\begin{cases} \Lambda_d(I_d, I_q) = \dfrac{2}{3} \cdot \left(\Lambda_a - \dfrac{\Lambda_b + \Lambda_c}{2} \right) \\ \Lambda_q(I_d, I_q) = \dfrac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left(\Lambda_b - \Lambda_c \right) \end{cases} \tag{2.75}$$

ενώ αντίστοιχα οι αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα υπολογίζονται ως εξής:

$$\begin{cases} L_d(I_d, I_q) = \dfrac{\Lambda_d(I_d, I_q)}{I_d} \\ L_q(I_d, I_q) = \dfrac{\Lambda_q(I_d, I_q)}{I_q} \end{cases} \tag{2.76}$$

2.4.3.8 Υπολογισμός ροπής αδράνειας

Η ροπή αδράνειας είναι ένα πολύ χρήσιμο μέγεθος στον προσδιορισμό της γεωμετρίας της μηχανής. Η ροπή της μηχανής μπορεί να αυξηθεί είτε με αύξηση της ακτίνας του διακένου είτε με αύξηση του ενεργού μήκους. Επομένως, οι ανάγκες της εφαρμογής όσον αφορά ροπή αδράνειας μπορούν να οδηγήσουν τον σχεδιασμό προς δισκοειδή ή κυλινδρική τοπολογία:

$$J_r = 0.5 \cdot \pi \cdot \rho \cdot L \cdot (R_{out}^4 - R_{in}^4) \tag{2.77}$$

2.5 Θερμική ανάλυση

Η θερμική ανάλυση του κινητήρα, παρουσιάζει ιδιαίτερο κατασκευαστικό, αλλά και σχεδιαστικό ενδιαφέρον. Έχει ήδη διαφανεί από τα προηγούμενα πως η θερμοκρασία λειτουργίας επηρεάζει πολλές παραμέτρους όπως π.χ. τις απώλειες χαλκού. Επιπλέον, η υπερβολική αύξηση της θερμοκρασίας μπορεί να προκαλέσει καταστροφικές επιπτώσεις στην επίδοση των ΜΜ. Ακόμα, η αντοχή της μονωτικής ικανότητας των αγωγών τυλίγματος στο χρόνο, και κατ` επέκταση η ορθή λειτουργία του κινητήρα, εξαρτάται από τη θερμοκρασία λειτουργίας. Επιπρόσθετα, τα περισσότερα υλικά υφίσταται ισχυρή θερμοκρασιακή εξάρτηση των χαρακτηριστικών τους και συνήθως η αύξηση της θερμοκρασίας έχει αρνητικές συνέπειες σε αυτά. Καθίσταται επομένως σαφές, πως η θερμική ανάλυση είναι μια σημαντική διαδικασία που μπορεί να οδηγήσει είτε σε μεταβολές μεγεθών είτε ακόμα και σε πιθανή αλλαγή του τρόπου ψύξης της μηχανής. Αν και η θερμική ανάλυση, αφορά κατά κύριο λόγο στην ονομαστική λειτουργία, ανάλογα με την εφαρμογή μπορεί να ληφθούν υπόψη και άλλες καταστάσεις καθώς και καταστάσεις σφαλμάτων. Τέλος, αξίζει να αναφερθεί πως, καθώς η σταθερά χρόνου των θερμικών φαινομένων είναι αρκετά μεγάλη (της τάξης των αρκετών λεπτών), οι μεταβατικές ηλεκτρικές καταστάσεις δεν έχουν ιδιαίτερη

συνεισφορά στη θερμική ανάλυση, και κατά κανόνα αγνοούνται. Το γεγονός αυτό καθιστά δυνατή την ανεξάρτητη ανάλυση της θερμοκρασιακής συμπεριφοράς του κινητήρα, αλλά και τη θεώρηση στατικών μοντέλων ανάλυσης.

Η αύξηση της θερμοκρασίας οφείλεται στις απώλειες που λαμβάνουν χώρα στα διάφορα κατασκευαστικά μέρη του κινητήρα. Έχοντας λοιπόν προσδιορίσει τις απώλειες του κινητήρα μέσω της επίλυσης του μαγνητικού προβλήματος, μπορούν να καθοριστούν οι ισοδύναμες πηγές θερμότητας. Οι κύριες πηγές θερμότητες ή θερμικών απωλειών, είναι τα τυλίγματα στις αύλακες του κινητήρα, λόγω των απωλειών χαλκού, τα τμήματα σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας με υψηλό κορεσμό, όπως τα δόντια, λόγω των υψηλών απωλειών πυρήνα και το σώμα των μόνιμων μαγνητών λόγω των απωλειών δινορρευμάτων, στις τοπολογίες κινητήρων επιφανειακών ΜΜ. Προκειμένου να εξασφαλιστεί η αξιοπιστία της ανάλυσης, απαιτείται καλή γνώση των μηχανισμών ανταλλαγής θερμότητας, των θερμικών ιδιοτήτων των υλικών (συντελεστής θερμικής αγωγιμότητας και θερμοχωρητικότητα), καθώς και των οριακών συνθηκών. Οι μηχανισμοί μεταφοράς θερμότητας είναι οι εξής [2.37], [2.38]:

- Με *θερμική αγωγή* (conduction): αφορά στη διάδοση της θερμότητας από μόριο σε μόριο σε στερεά, υγρά ή αέρια σώματα. Περιγράφεται από τη σχέση:

$$\nabla\left(\lambda\nabla T\right)+q=\rho\cdot C_p\cdot\frac{\partial T}{\partial t} \tag{2.78}$$

όπου λ είναι συντελεστής θερμικής αγωγιμότητας σε $\mathrm{W/m\cdot K}$, q είναι η χωρική πυκνότητα ενέργειας σε $\mathrm{W/m^3}$, C_p είναι η ειδική θερμότητα σε $\mathrm{J/kg\cdot K}$ και ρ η πυκνότητα σε $\mathrm{kg/m^3}$.

- Με *συναγωγή* ή *συναγωγιμότητα* (thermal convection): Ορίζεται, ως ο μηχανισμός μεταφοράς θερμότητας μεταξύ μιας στερεής επιφάνειας και ενός γειτονικού κινούμενου ρευστού (υγρού ή αερίου). Διέπεται από την παρακάτω σχέση:

$$q_s=-\lambda\cdot\frac{\partial T}{\partial n}=h\left(T-T_0\right)=0 \tag{2.79}$$

ή εναλλακτικά:

$$\lambda\cdot\frac{\partial T}{\partial n}+h\left(T-T_0\right)=0 \tag{2.80}$$

όπου q_s είναι η επιφανειακή πυκνότητα ενέργειας σε $\mathrm{W/m^3}$, h ο συντελεστής συναγωγιμότητας σε $\mathrm{W/m^2\cdot K}$ που είναι χαρακτηριστικός του κάθε υλικού και T_0 η θερμοκρασία του ρευστού (ψυκτικού μέσου). Η συναγωγή χωρίζεται σε φυσικής ροής και εξαναγκασμένης ροής.

- *Μέσω ακτινοβολίας* (radiation): Ορίζεται ως η ανταλλαγή θερμότητας μέσω ακτινοβολίας μεταξύ επιφανειών στερεών σωμάτων που βρίσκονται σε απόσταση. Η εξίσωση που περιγράφει τον μηχανισμό μεταφοράς θερμότητας μέσω ακτινοβολίας εκφράζεται ως εξής:

$$\lambda\cdot\frac{\partial T}{\partial n}+\beta\cdot k_{sb}\cdot\left(T^4-T_0^4\right)=0 \tag{2.81}$$

όπου β είναι ο συντελεστής ακτινοβολίας $0<\beta<1$, k_{sb} η σταθερά του Boltzmann ($k_{sb}=5.6\cdot10^{-8}$ $\mathrm{W/m^2\cdot K^4}$) και T_0 η θερμοκρασία του ρευστού (ψυκτικού μέσου). Για $T<273$ Kelvin η μετάδοση μέσω ακτινοβολίας είναι πρακτικά αμελητέα.

Παρακάτω, στον πίνακα 2.5 παρατίθενται οι τυπικές τιμές του συντελεστή k για υλικά ενδιαφέροντος στη σχεδίαση ηλεκτρικών κινητήρων, ενώ στον πίνακα 2.6 παρουσιάζονται οι τυπικές τιμές του συντελεστή συναγωγιμότητας h ανάλογα με τον τύπο ψύξης [2.37].

Πίνακας 2.5. Τυπικές τιμές του συντελεστή θερμικής αγωγιμότητας.

Υλικό	***Τιμή k (W/mK)***
Αέρας	0.024 – 0.026
Χαλκός	385 - 400
Στερεοί μονωτές	0.035 – 0.16
Mica	0.71
Χαρτί	0.05
Πλαστικό	0.03
Μαγνήτης	5 - 15
Σίδηρος	60 -80
Ατσάλι	36 - 54
Αλουμίνιο	225 - 250

Στα πλαίσια της εργασίας αναπτύχθηκαν δύο παραμετρικά θερμικά μοντέλα πεπερασμένων στοιχείων, ένα αξισυμμετρικό και ένα καρτεσιανό. Το καρτεσιανό μοντέλο παρέχει μεγαλύτερη ακρίβεια όσον αφορά τη θερμοκρασία στο εσωτερικών των αυλάκων και στις λεπτομέρειες του μαγνητικού κυκλώματος, ενώ το αξισυμμετρικό προσφέρει καλύτερη ακρίβεια για τον υπολογισμό της θερμοκρασίας στις κεφαλές των τυλιγμάτων και στον χώρο που βρίσκεται μεταξύ των άκρων των τυλιγμάτων και του κελύφους. Παρακάτω, στο *Σχ. 2.17* φαίνονται τα προαναφερθέντα μοντέλα και οι κυριότερες μεταβλητές σχεδίασης.

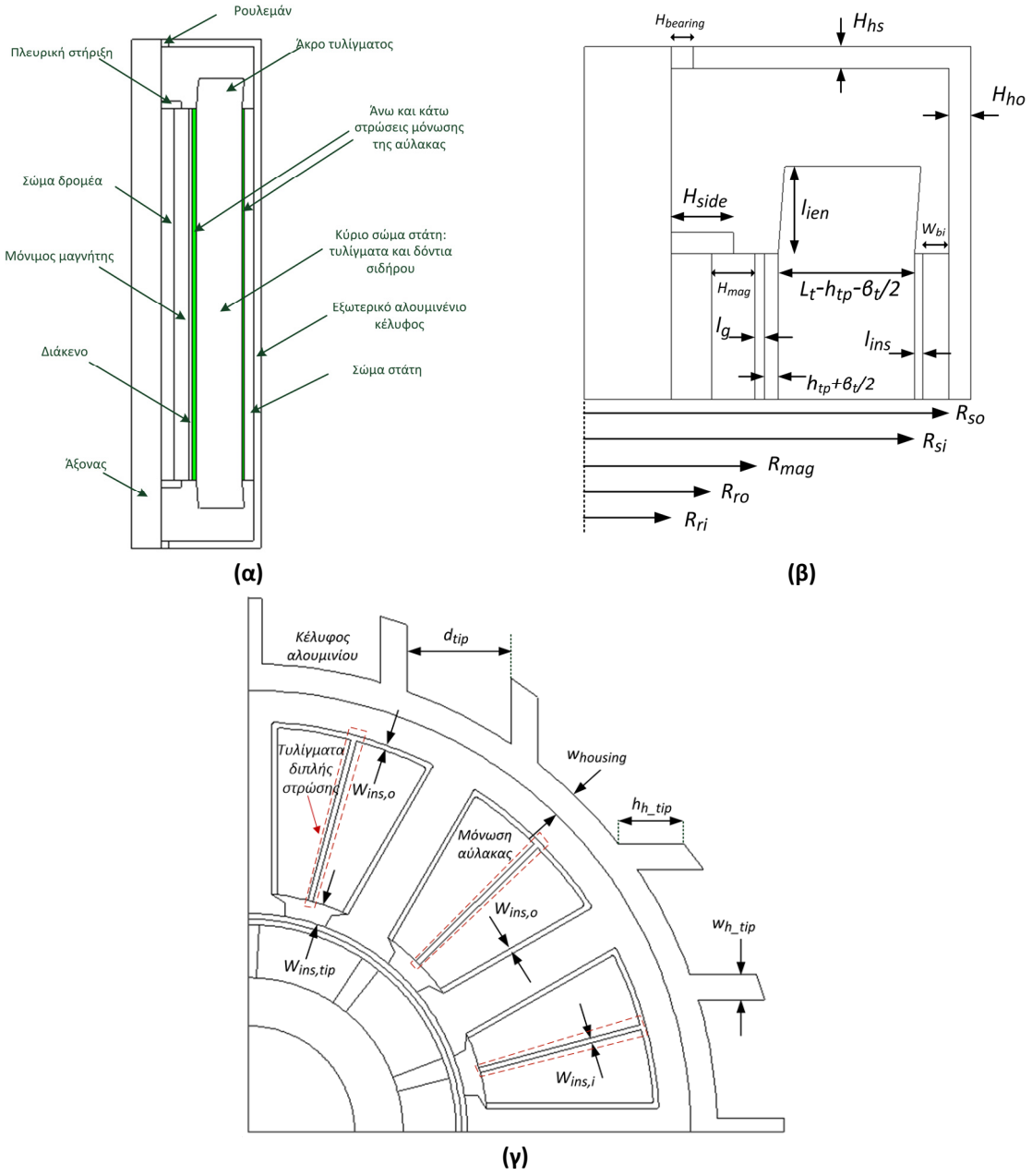
Πίνακας 2.6. Τυπικές τιμές του συντελεστή συναγωγιμότητας ανάλογα με τον τύπο ψύξης.

Τύπος ψύξης	***Τιμή h*** $(\mathrm{W/m^2 \cdot K})$
Φυσική ροή αέρα	5-25
Φυσική ροή νερού	20-100
Εξαναγκασμένη ροή αέρα	10 – 200
Εξαναγκασμένη ροή νερού	50-10000

Για την επίλυση του θερμικού προβλήματος καθορίζονται αρχικά οι πηγές της θερμότητας βάσει των απωλειών που έχουν ήδη υπολογιστεί, με συγκεκριμένη ειδική ισχύ εκφρασμένη σε $\mathrm{W/m^3 \cdot K}$. Έπειτα καθορίζονται οι οριακές συνθήκες, δηλαδή ο τύπος μετάδοσης της θερμότητας, η θερμοκρασία περιβάλλοντος T_0, η τιμή των συντελεστών συναγωγιμότητας καθώς και τυχούσες περιοδικές συνθήκες. Τέλος, καθορίζονται οι θερμικές ιδιότητες των υλικών του κινητήρα. Κατά την υλοποίηση των μοντέλων δόθηκε ιδιαίτερη σημασία στη σωστή και πλήρη μοντελοποίηση των μονώσεων του κινητήρα για τυλίγματα μονής και διπλής στρώσης, καθώς αυτές συνήθως αμελούνται, αλλά και στον υπολογισμό της τιμής της θερμικής αγωγιμότητας των τυλιγμάτων και του διακένου της μηχανής, καθώς η μη λεπτομερής και απλουστευτική μοντελοποίηση τους αποτελεί συνήθως την Αχίλλειο πτέρνα των θερμικών μοντέλων.

Για τον υπολογισμό της θερμικής αγωγιμότητας του διακένου, η οποία γενικά εξαρτάται από το μήκος και το πάχος του διακένου, την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα και τη μορφή της ροής του αέρα στο διάκενο, εξετάζεται αρχικά η μορφή της ροής του αέρα στο διάκενο [2.39]. Υπολογίζεται η κρίσιμη ταχύτητα της μηχανής και ο αριθμός Taylor, με στόχο τον καθορισμό της μορφής της ροής του αέρα στο διάκενο (ομαλή, ροή με στροβιλισμό, τυρβώδης ροή). Ο αριθμός Taylor εκφράζεται ως εξής:

$$T_a = \frac{\omega_m \cdot R_{ag}^{0.5} \cdot b - a^{1.5}}{v} \tag{2.82}$$



Σχήμα 2.17. Παραμετροποιημένα θερμικά μοντέλα κινητήρων μόνιμων μαγνητών: (α), (β) αξισυμμετρικό και (γ) καρτεσιανό.

όπου ω είναι η γωνιακή ταχύτητα δρομέα, R_{ag} η ακτίνα του διακένου, ν το ιξώδες του αέρα, b και a είναι η εξωτερική και η εσωτερική ακτίνα του διακένου, αντίστοιχα. Η κρίσιμη ταχύτητα δρομέα, η οποία καθορίζει την ύπαρξη στροβιλισμών στο διάκενο, υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\Omega_{cr} = \frac{41.19 \cdot \nu}{R_{ag}^{0.5} \cdot (b-a)^{1.5}} \tag{2.83}$$

Εάν η κρίσιμη ταχύτητα που προκύπτει από τη σχέση (2.83) για τον υπό μελέτη κινητήρα είναι μικρότερη από την ταχύτητα λειτουργίας, τότε παρατηρούνται στροβιλισμοί στο διάκενο του κινητήρα. Στη συνέχεια, μέσω του λόγου T_a^2 / F_g^2, όπου F_g είναι ένας γεωμετρικός παράγοντας του κινητήρα, υπολογίζεται ο συντελεστής θερμικής αγωγιμότητας του διακένου ως εξής [2.39]:

$$\begin{cases} h_n = \dfrac{k\cdot[(b-a)/a]}{l_g\cdot\ln[1+(b-a)/a]}, T_a^2/F_g^2 < 1700 & \rightarrow \textit{ομαλή ροή} \\ h_v = \dfrac{0,064k}{l_g}\cdot\left(T_a^2/F_g^2\right)^{0,367}, 1700 < T_a^2/F_g^2 < 10^4 & \rightarrow \textit{ομαλή ροή με στροβιλισμούς} \\ h_t = \dfrac{0,2045k}{l_g}\cdot\left(T_a^2/F_g^2\right)^{0,241}, 10^4 < T_a^2/F_g^2 < 10^7 & \rightarrow \textit{τυρβώδης ροή} \end{cases} \quad (2.84)$$

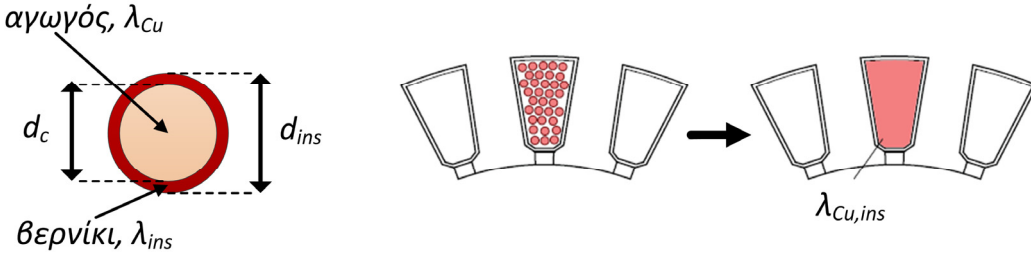
Για τον υπολογισμό της θερμικής αγωγιμότητας του τυλίγματος στην αύλακα, το κάθε πηνίο μοντελοποιείται ως ένα ισοδύναμο ομογενές υλικό που χαρακτηρίζεται από μια καινούρια τιμή αγωγιμότητας, όπως φαίνεται παρακάτω, στο *Σχ. 2.18*. Η ισοδύναμη θερμική αγωγιμότητα εξαρτάται από το λόγο της διαμέτρου του χαλκού του αγωγού προς τη διάμετρο του μονωμένου με βερνίκι αγωγού, και υπολογίζεται ως εξής [2.40]:

$$\lambda_{Cu-ins} = F\cdot\lambda_{ins} \quad (2.85)$$

όπου το F είναι μια γεωμετρική παράμετρος, η οποία υπολογίζεται ως εξής:

$$F = 37.5\left(\frac{d_C}{d_{ins}}\right)^2 - 43.75\left(\frac{d_C}{d_{ins}}\right) + 14 \quad (2.86)$$

και λ_{ins} είναι η θερμική αγωγιμότητα του μονωτικού βερνικιού.

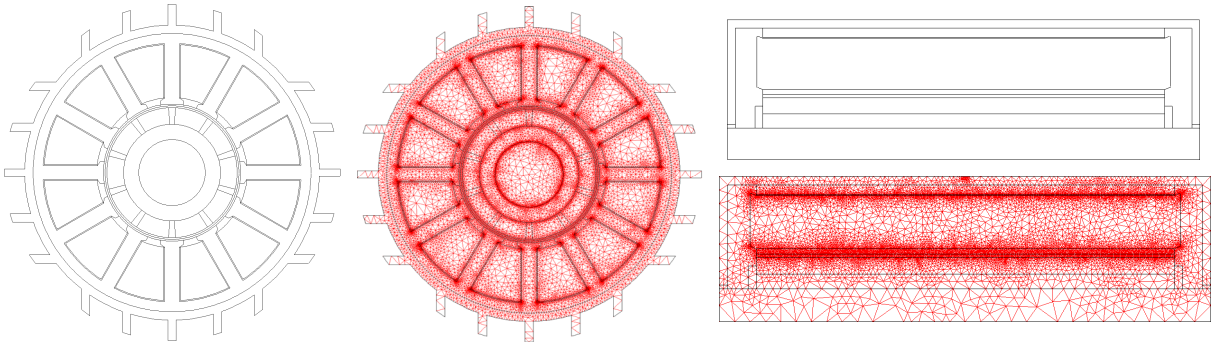


Σχήμα 2.18. Ισοδύναμο θερμικό μοντέλο της αύλακας [2.32].

Κατά τη διαδικασία της σχεδίασης και της ανάλυσης των ΣΚΜΜ πρέπει να λαμβάνονται υπ' όψιν οι μέγιστες επιτρεπόμενες θερμοκρασίες λειτουργίας των υλικών που απαρτίζουν τον κινητήρα, για την αποφυγή σφαλμάτων και αστοχιών κατά τη λειτουργία του. Πιο συγκεκριμένα, οι τυπικές μονώσεις των τυλιγμάτων των ηλεκτρικών μηχανών (μόνωση κλάσης *H*) αντέχουν μέγιστες θερμοκρασίες λειτουργίας κοντά στους 180^o C, ενώ οι τυπικές μονώσεις των μαγνητικών λαμαρινών έχουν μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας τους 180-200^o C [2.1]. Αντίθετα οι μέγιστες επιτρεπόμενες θερμοκρασίες λειτουργίας των ΜΜ διαφέρουν ανάλογα το υλικό τους. Παραδείγματος χάριν, οι ΜΜ τύπου Νεοδυμίου παρουσιάζουν υψηλή παραμένουσα μαγνήτιση αλλά μικρή επιτρεπόμενη θερμοκρασία λειτουργίας (150^o C), όπως φαίνεται στο *Σχ. 2.4*. Για θερμοκρασίες μεγαλύτερες των 150^o C, η τιμή του πεδίου επαναφοράς έχει πολύ μικρότερη τιμή, με αποτέλεσμα τη μειωμένη επίδοση και τον κίνδυνο απομαγνήτισης του ΜΜ. Αντίθετα, οι ΜΜ Σαμαρίου-Κοβαλτίου παρουσιάζουν καλύτερη συμπεριφορά για θερμοκρασίες άνω των 150^o C. Συνεπώς, κατά τη διαδικασία σχεδίασης ενός ΣΚΜΜ, η επιλογή των υλικών και του τύπου των μονώσεων, ανάλογα με την εφαρμογή, είναι ζητήματα βαρύνουσας σημασίας για τη βέλτιστη θερμική και λειτουργική συμπεριφορά του.

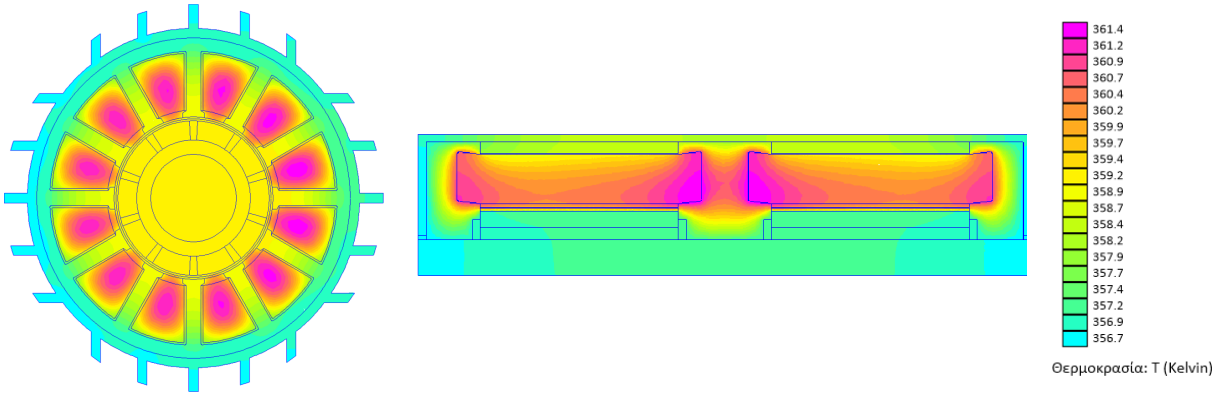
Παρακάτω, στα *Σχ.* 2.19 και 2.20 παρουσιάζονται δύο παραδείγματα πλεγματοποίησης και ανάλυσης της θερμοκρασίας για την ονομαστική κατάσταση λειτουργίας, με χρήση του κώδικα παραμετρικής σχεδίασης και θερμικής ανάλυσης μέσω προγράμματος ΠΣ για τον κινητήρα

επιφανειακών ΜΜ του *Σχ.* 2.8. Το πρώτο (α) αφορά στο καρτεσιανό και το δεύτερο (β) στο αξισυμμετρικό αναπτυχθέν μοντέλο.



(α) **(β)**

Σχήμα 2.19. Παραδείγματα πλεγματοποίησης με χρήση προγράμματος πεπερασμένων στοιχείων: (α) καρτεσιανό και (β) αξισυμμετρικό μοντέλο.



(α) **(b)**

Σχήμα 2.20. Παραδείγματα κατανομής θερμοκρασίας με χρήση προγράμματος πεπερασμένων στοιχείων: (α) καρτεσιανό και (β) αξισυμμετρικό μοντέλο.

2.6 Βιβλιογραφία κεφαλαίου

[2.1] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, Valeria Hrabovcova, "Design of Rotating Electrical Machines", *John Wiley & Sons ltd*., 2008.

[2.2] R. H. Staunton, S. C. Nelson, P. J. Otaduy, J. W. McKeever, J. M. Bailey, S. Das, and R. L. Smith, "PM Motor Parametric Design Analyses for a Hybrid Electric Vehicle Traction Drive Application", Oak *Ridge National Labolatory report*, 2004.

[2.3] Κωνσταντίνος Λάσκαρης, "Σχεδιασμός και Κατασκευή Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών για Ηλεκτρικά Οχήματα", *Διδακτορική διατριβή*, ΕΜΠ, Αθήνα, Δεκέμβριος 2011.

[2.4] M. G. Say, "Alternating Current Machines", *John Wiley & Sons ltd.*, 1983.

[2.5] Jiabin Wang, V.I. Patel and Weiya Wang, "Fractional-Slot Permanent Magnet Brushless Machines with Low Space Harmonic Contents", *IEEE Trans. Magn.*, vol.50, no.1, pp.1-9, Jan. 2014.

[2.6] P. Salminen, M. Niemela, J. Pyhonen and J. Mantere, "Performance analysis of fractional slot wound PM-motors for low speed applications", *39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference*, 2004, vol.2, no., pp.1032,1037 vol.2, 3-7 Oct 2004.

[2.7] N. Bianchi, M. Dai Pré, L. Alberti and E. Fornasiero, "Theory and Design of Fractional-Slot PM Machines", *Tutorial Course notes of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, CLEUP, Padova, 2007.

[2.8] A.M. El-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.57, no.1, pp. 107-121, 2010.

[2.9] Florence Meier, "Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications", *PhD Thesis*, Royal Institute of Technology, School of Electrical Engineering, Electrical Machines and Power Electronics, Stockholm, 2008.

[2.10] M. E. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Multiobjective evolutionary optimization of a surface mounted PM actuator with fractional slot winding for aerospace applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, Feb. 2014, Art. ID 7016404.

[2.11] M. R. Shah, and A. M. El-Refaie, "Eddy-Current Loss Minimization in Conducting Sleeves of Surface PM Machine Rotors With Fractional-Slot Concentrated Armature Windings by Optimal Axial Segmentation and Copper Cladding," *IEEE Trans. on Industry Appl.*, vol.45, no.2, pp.720-728, March-April 2009.

[2.12] M. van der Geest, J. J. Wolmarans, H. Polinder, J. A. Ferreira, and D. Zeilstra, "Rotor losses in laminated magnets and an anisotropic carbon fiber sleeve," *6t^h IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, pp.1-6, 27-29 March 2012.

[2.13] T. Ohnishi and N. Takahashi, "Optimal design of efficient IPM motor using finite element method", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 5, pp. 3537–3539, 2000.

[2.14] A. Wang, J. Zhao, and Y. Wang, "Optimal shape design of rotor to reduce torque ripple for IPM motor based on the principle of mutual harmonics exclusion," *15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp.1-5, 21-24 Oct. 2012.

[2.15] S. I. Kim, J. P. Hong, J. Hur, "Investigation on Characteristics and Optimal Shapes of Interior PM Synchronous Motor for Electric Vehicle Application," *IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion (VPPC)*, pp.784-790, 9-12 Sept. 2007.

[2.16] M. Barcaro, N. Bianchi, F. Magnussen, "Rotor Flux-Barrier Geometry Design to Reduce Stator Iron Losses in Synchronous IPM Motors Under FW Operations," *IEEE Trans. Industry Appl*., vol.46, no.5, pp.1950-1958, Sept.-Oct. 2010.

[2.17] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon, M.D. Pré, "Rotor Flux-Barrier Design for Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance and PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors," *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol.45, no.3, pp.921-928, May-June 2009.

[2.18] A. Fratta, G. P. Troglia, A. Vagati, and F. Villata, "Evaluation of torque ripple in high performance synchronous reluctance machines," *in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, Toronto, Canada, vol. I, pp. 163–170, Oct. 1993.

[2.19] L. Fang, J.-W. Jung, J.-P. Hong, J.-H. Lee, "Study on High-Efficiency Performance in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor With Double-Layer PM Design," *IEEE Trans. Magn.*, vol.44, no.11, pp.4393-4396, Nov. 2008.

[2.20] K. Yamazaki, Y. Kato, T. Ikemi, S. Ohki, "Reduction of Rotor Losses in Multilayer Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors by Introducing Novel Topology of Rotor Flux Barriers," *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol.50, no.5, pp.3185-3193, Sept.-Oct. 2014.

[2.21] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, "Investigation of Magnet Arrangements in Double Layer Interior Synchronous Permanent Magnet Motor over Wide-Speed Range for Electric Vehicle Applications", *Materials Science Forum*, Vol. 792, pp. 379-384, 2014

[2.22] N. Bianchi, "Electrical Machine Analysis using Finite Elements", CRC Press, Taylor & Francis Group, Boca Raton (USA), 2005.

[2.23] Matlab, "Simulink User Guide", *The MathWorks Inc.*, Natick, MA, March 2012.

[2.24] [Online]. Available: http://www.femm.info/wiki/HomePage.

[2.25] [Online]. Available: http://www.lua.org/.

[2.26] Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics and A.C. Drives," *Prentice Hall PTR*, ISBN: 0-13-016743-6, 2002.

[2.27] S. Iwasaki, R. P. Deodhar, Y. Liu, A. Pride, Z. Q. Zhu, and J.J. Bremer, "Influence of PWM on the Proximity Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.45, no.4, pp.1359-1367, July/Aug. 2009.

[2.28] D. Meeker, "Iron Loss Calculation in PM synchronous machines", [Online]. Available: http://www.femm.info/wiki/CoreLossCalculation.

[2.29] E. Dlala, "Comparison of Models for Estimating Magnetic Core Losses in Electrical Machines Using the Finite-Element Method," *IEEE Trans. Magn.*, vol.45, no.2, pp.716-725, Feb. 2009.

[2.30] J. Pyrhönen , H. Jussila , Y. Alexandrova , P. Rafajdus , and J. Nerg, " Harmonic Loss Calculation in Rotor Surface Permanent Magnets - New Analytic Approach," *IEEE Trans. Magn.*, vol.48, no.8, pp.2358-2366, Aug. 2012.

[2.31] M. Mirzaei, A. Binder, B. Funieru, and M. Susic, "Analytical Calculations of Induced Eddy Currents Losses in the Magnets of Surface Mounted PM Machines With Consideration of Circumferential and Axial Segmentation Effects," *IEEE Trans. Magn.*, vol.48, no.12, pp.4831-4841, Dec. 2012.

[2.32] Μίνως Η. Μπενιακάρ, "Πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση κινητήρων με θεώρηση των απωλειών των μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης," *Διδακτορική διατριβή*, ΕΜΠ, Αθήνα, Νοέμβριος 2014.

[2.33] K. Yamazaki, and A. Abe, "Loss Investigation of Interior Permanent-Magnet Motors Considering Carrier Harmonics and Magnet Eddy Currents," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.45, no.2, pp.659-665, March-April 2009.

[2.34] J. Nerg, M. Rilla, V. Ruuskanen, J. Pyrhönen, and S. Ruotsalainen, "Direct-Driven Interior Magnet Permanent-Magnet Synchronous Motors for a Full Electric Sports Car," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no.8, Aug. 2014.

[2.35] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, and M. Trlep, " Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.39, no.5, pp.1264-1271, Sep. - Oct. 2003.

[2.36] R. Bargallo, J. Llaverias, A. De Blas, H. Martín και R. Piqué, "Main inductance determination in rotating machines. Analytical and Numerical calculation: A didactical approach".

[2.37] N. Bianchi, M. Barcaro και S. Bolognani, "Electromagnetic and Thermal Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machines", Finite Element Analysis - From Biomedical Applications to Industrial Developments, InTech, 2012, pp. 407-438.

[2.38] H. Li and Y. Shen," Thermal Analysis of the Permanent-Magnet Spherical Motor", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 30, no. 3, Sept. 2015.

[2.39] D. A. Howey, P. R. N. Childs, and A. S. Holmes, "Air-Gap Convection in Rotating Electrical Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.59, no.3, pp.1367-1375, Mar. 2012.

[2.40] R. Wrobel, P. Mellor, and D. Holliday, "Thermal analysis of a segmented stator winding design," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.1290-1297, 12-16 Sept. 2010.

[2.41] Γεώργιος Αλπογιάννης, "Σχεδίαση και ανάλυση λειτουργίας κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών διπλής στρώσης για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων," *Διπλωματική Εργασία*, ΕΜΠ, Αθήνα, Νοέμβριος 2014.

Κεφάλαιο 3. Αρχές βελτιστοποίησης και εξελικτικοί αλγόριθμοι

3.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται το γενικό υπόβαθρο της θεωρίας βελτιστοποίησης. Ειδικότερα, εισάγονται οι θεμελιώδεις έννοιες που αφορούν στην αναζήτηση ακρότατων, δίνονται οι απαραίτητοι ορισμοί και διατυπώνεται η γενικευμένη μορφή του προβλήματος βελτιστοποίησης. Επιπλέον, περιγράφονται οι απαιτήσεις μιας συστηματικής διαδικασίας αναζήτησης και γίνεται μια συνοπτική βιβλιογραφική επισκόπηση των στοχαστικών μεθόδων αναζήτησης ακρότατων μη γραμμικών συναρτήσεων.

Παράλληλα, αναλύεται η τεχνική μετασχηματισμού ενός πολυκριτηριακού διανυσματικού προβλήματος σε βαθμωτό πρόβλημα ενός στόχου, με στόχο την εφαρμογή των τεχνικών βελτιστοποίησης γεωμετρίας σε κινητήρες μεταβλητών στροφών με πολλαπλά σημεία λειτουργίας. Ακολουθεί μια κριτική παρουσίαση των σύγχρονων σχημάτων, που με υπόβαθρο τους εξελικτικούς αλγορίθμους επιδιώκουν την ταχύτατη και εύρωστη σύγκλιση στο ολικό βέλτιστο. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη μέθοδο της *Διαφορικής Εξέλιξης* (DE) - (Differential Evolution) και του αλγόριθμου *Σμήνους Σωματιδίων* - PSO (Particle Swarm Optimization), οι οποίοι αποτέλεσαν και τη βάση των μεθοδολογιών που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της εργασίας.

Τέλος, περιγράφονται αναλυτικά τα δυο αλγοριθμικά σχήματα που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της διατριβής. Αρχικά, αναλύεται η μέθοδος της DE και έπειτα ο Αλγόριθμος PSO. Επιπροσθέτως, στη μέθοδο DE προτείνεται και μια βελτιωμένη εκδοχή του αλγορίθμου, όπου εφαρμόζεται μια πρωτότυπη προσαρμοστική τεχνική σχετικά με τον συντελεστή μετάλλαξης, καθώς επίσης, για τον αλγόριθμο PSO, υλοποιούνται δυο τοπολογίες γειτόνων του σμήνους, η τοπολογία κύκλου και η τοπολογία αστέρα. Η ευρωστία, καθώς και η ταχύτητα σύγκλισης των παραπάνω τεχνικών βελτιστοποίησης αποδεικνύεται μέσω της εφαρμογής τους σε κλασικά προβλήματα ενός στόχου με κατάλληλες συναρτήσεις δοκιμής, τα αποτελέσματα των οποίων παρατίθενται και αξιολογούνται στο τέλος του κεφαλαίου.

3.2 Θεμελιώδεις έννοιες βελτιστοποίησης

Αρχικά, με σκοπό να καταστούν σαφέστερα, ο τρόπος λειτουργίας, οι στόχοι, τα δεδομένα εισόδου και τα αποτελέσματα, αλλά και προκειμένου να θεσπιστεί μια κοινή νομενκλατούρα γίνεται μια εκτενής αναφορά σε βασικές έννοιες και αρχές που διέπουν τη βελτιστοποίηση.

3.2.1 Η έννοια του συστήματος

Η έννοια του *συστήματος* (system) είναι θεμελιώδης για τη διατύπωση του ορισμού της βελτιστοποίησης σε πραγματικά προβλήματα, τα οποία καλείται να αντιμετωπίσει ένας μηχανικός. Ως σύστημα νοείται ένα σύνολο ανεξάρτητων μεταξύ τους στοιχείων που αλληλεπιδρούν και χαρακτηρίζεται από: (α) ένα σύνορο που καθορίζει αν ένα στοιχείο ανήκει στο σύστημα ή στο περιβάλλον, (β) αλληλεπιδράσεις με το περιβάλλον (είσοδοι-έξοδοι), και (γ) σχέσεις μεταξύ των στοιχείων του και των εισόδων-εξόδων [3.1]. Από τον ορισμό προκύπτουν τρεις ακόμα θεμελιώδεις έννοιες, των οποίων οι ορισμοί δίνονται παρακάτω:

- *Είσοδος* (input) ή *φόρτιση* (stress) ενός συστήματος καλείται κάθε σύνολο δράσεων που προέρχονται από το εξωτερικό περιβάλλον και επιφέρουν μεταβολές στην κατάσταση του συστήματος.
- *Έξοδος* (output) ή *απόκριση* (response) ενός συστήματος καλείται κάθε αντίδραση που παράγεται από το σύστημα και γίνεται αντιληπτή από το περιβάλλον.

- *Μεταβλητές κατάστασης* (state variables) καλούνται οι εσωτερικές ιδιότητες που περιγράφουν το τρέχον καθεστώς του συστήματος και μεταβάλλονται ως συνέπεια των εισόδων.

Όταν οι είσοδοι εφαρμόζονται σταθερά στο χρόνο, το σύστημα (ή το μοντέλο) θεωρείται στατικό, ενώ αν μεταβάλλονται χρονικά τότε το σύστημα θεωρείται δυναμικό.

3.2.2 Η έννοια της βελτιστοποίησης

Η επίλυσή ενός προβλήματος βασίζεται σε ένα σύνολο εναλλακτικών αποφάσεων και αξιολογήσεων των επιπτώσεων της κάθε απόφασης. Αν κάθε μια από τις εναλλακτικές αποφάσεις, που ικανοποιούν τους περιορισμούς του προβλήματος, δύναται να περιγραφεί από ένα σύνολο $\{x_1, x_2,\ldots x_n\}$ και αν για κάθε τέτοια περιγραφή μπορεί να αντιστοιχιστεί ένα πραγματικό μέτρο επίδοσης, πχ μέσω μιας κατάλληλα σχεδιασμένης συνάρτησης, τότε ως βέλτιστη θεωρείται η απόφαση που μεγιστοποιεί το μέτρο της επίδοσης. Σύμφωνα με τον ορισμό του Pierre (1984) [3.2]:

Ένα σύστημα είναι βέλτιστο ως προς ένα δεδομένο μέτρο επίδοσης και ένα δεδομένο σύνολο περιορισμών, εφόσον λειτουργεί/αποδίδει τουλάχιστον ίσα αν όχι καλύτερα από κάθε άλλο σύστημα που ικανοποιεί τους ίδιους περιορισμούς.

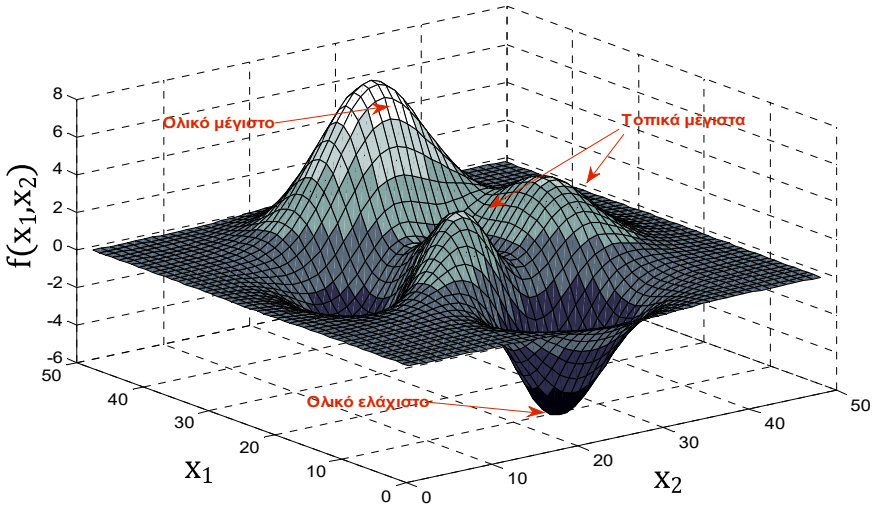
Η άρρηκτη σχέση μεταξύ των εννοιών «*σύστημα*» και «*βελτιστοποίηση*» εξηγεί τον λόγο που η τελευταία συναντάται και με τον πρακτικά ισοδύναμο όρο «*ανάλυση συστημάτων*» - (systems analysis) [3.3].

3.2.3 Ορισμός ακρότατων συναρτήσεων

Μια πραγματική συνάρτηση *f(x)* ορισμένη στο $D \subseteq R^n$ παρουσιάζει *τοπικό ελάχιστο* στο σημείο $x^* \in D$ όταν υπάρχει περιοχή $D_0 \subset D$ του x^* τέτοια ώστε για κάθε $x \in D_0$ να ισχύει:

$$f\left(x^*\right) \le f\left(x\right) \tag{3.1}$$

Με αντίστοιχο τρόπο ορίζεται και το τοπικό μέγιστο. Κάθε σημείο τοπικού ελαχίστου ή τοπικού μεγίστου καλείται τοπικό ακρότατο, ενώ όταν επιπλέον ισχύει πως $D_0 \equiv D$ χαρακτηρίζεται ως απόλυτο ή, συνηθέστερα, ολικό ακρότατο. Κατά συνέπεια, το *ολικό ελάχιστο* (global minimum) μιας συνάρτησης, δεν είναι τίποτα άλλο παρά το μικρότερο από τα τοπικά της ελάχιστα που ανήκουν στο πεδίο ορισμού της, και αντίστοιχα το ολικό μέγιστο είναι το μεγαλύτερο από τα τοπικά της μέγιστα [3.4], [3.5]. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα συνάρτησης με τοπικά και ολικά ακρότατα απεικονίζεται στο *Σχ. 3.1*.



Σχήμα 3.1. Παράδειγμα ολικών και τοπικών ακρότατων για τη συνάρτηση *f(x)*.

3.3 Βελτιστοποίηση πραγματικών συναρτήσεων

Έστω $P=f(x_1, x_2,\dots x_n)$ το βαθμωτό μέτρο επίδοσης ενός συστήματος, όπου $f(x_1, x_2,\dots x_n)$ είναι μια πραγματική συνάρτηση ορισμένη στο πεδίο $D \subseteq R^n$ και $x=(x_1, x_2,\dots x_n)^{\mathrm{T}}$ το διάνυσμα στήλη των ανεξάρτητων μεταβλητών. Το μέτρο f καλείται *στοχική συνάρτηση* (objective function), ενώ οι συνιστώσες του διανύσματος x καλούνται *μεταβλητές απόφασης* (decision variables) ή *παράμετροι* (parameters) του συστήματος. Επίσης η στοχική συνάρτηση συχνά αναφέρεται ως, *συνάρτηση κόστους* (cost function) ή *αντικειμενική συνάρτηση*. Το πεδίο ορισμού της συνάρτησης καλείται *χώρος αναζήτησης* (search space), και συμβολίζεται με D. Το πεδίο τιμών, ονομάζεται *χώρος αποτίμησης* (evaluation space), ή αντικειμενικός χώρος και συμβολίζεται με F.

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας, θεωρούμε ότι το μέτρο επίδοσης είναι βαθμωτό μέγεθος. Ως απόρροια αυτού, σε κάθε διάνυσμα x αντιστοιχεί μια πραγματική τιμή $P=f(x)$. Η τιμή αυτή αντιπροσωπεύει ένα κριτήριο για την αξιολόγηση του υπό μελέτη συστήματος, ως προς τις μεταβλητές εισόδου του. Το κριτήριο αυτό μπορεί να είναι ένα πραγματικό, μετρήσιμο μέγεθος, ή ένας συνδυασμός πραγματικών μεγεθών. Με βάση τα παραπάνω, το πρόβλημα βελτιστοποίησης διατυπώνεται ως εξής [3.4]:

$$\min\left\{P = f\left(x\right)\right\},\ x \in D \tag{3.2}$$

Αντί του τελεστή ελαχιστοποίησης "*min*" θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ο δυικός του, δηλαδή ο τελεστής μεγιστοποίησης. Βέβαια, σε κάθε περίπτωση μπορούμε να οδηγηθούμε από τη μία μορφή στην άλλη μέσω των κατάλληλων μετασχηματισμών στη στοχική συνάρτηση. Οι συνηθέστεροι μετασχηματισμοί που συναντώνται είναι:

$$f'\left(x\right) = -f\left(x\right) \tag{3.3}$$

ή

$$f'\left(x\right) = {1}\big/{f\left(x\right)} \tag{3.4}$$

Στην παρούσα εργασία θα χρησιμοποιηθεί η τεχνική της ελαχιστοποίησης της συνάρτησης κόστους. Συνεπώς, όποτε αναφερόμαστε πλέον, σε βελτιστοποίηση θα συνεπάγεται το πρόβλημα ελαχιστοποίησης της συνάρτησης κόστους. Τονίζεται επίσης, ότι ως στοχική συνάρτηση δεν νοείται κατ' ανάγκη μια αναλυτική έκφραση. Με την κλασική μαθηματική χροιά του όρου, η βελτιστοποίηση υποδηλώνει τον αναλυτικό εντοπισμό του ολικού ακροτάτου της συνάρτησης, με υπολογισμό όλων των στάσιμων σημείων της, δηλαδή των σημείων μηδενισμού του διανύσματος κλίσης της συνάρτησης. Αυτό βεβαίως προϋποθέτει ότι τόσο η συνάρτηση όσο και μερικές της παράγωγοι μέχρι δεύτερης τάξης έχουν γνωστή αναλυτική έκφραση, κάτι που ωστόσο έχει ήδη αποκλειστεί από τον γενικευμένο ορισμό του μέτρου επίδοσης που δόθηκε παραπάνω. Για τον λόγο αυτό, η έμφαση δίνεται αποκλειστικά στις αριθμητικές τεχνικές και στους εξελικτικούς αλγορίθμους, που είναι οι μόνες πρόσφορες προσεγγίσεις για τη συντριπτική πλειονότητα των προβλημάτων του πραγματικού κόσμου. Τόσο γενικά, όσο και ειδικά στην παρούσα εργασία, η στοχική συνάρτηση μπορεί να συνιστά μια πολύπλοκη διαδικασία που επιστρέφει μια μοναδική τιμή, συναρτήσει των τιμών των μεταβλητών εισόδου. Εν προκειμένω, η στοχική συνάρτηση αποτιμάται, μέσω της ανάλυσης κινητήτων μέσω ΠΣ, όπως θα παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 4. Έπειτα από ένα σύνολο πολύπλοκων υπολογιστικών διαδικασιών, λαμβάνουμε τελικά το αποτέλεσμα της διαδικασίας, που είναι ένας πραγματικός αριθμητικός δείκτης αποτίμησης της επίδοσης του συστήματος ως προς τις αντίστοιχες μεταβλητές απόφασης.

3.4 Χώροι αναζήτησης και αποτίμησης

3.4.1 Βελτιστοποίηση υπό ή άνευ περιορισμών

Στη γενικότερη περίπτωση, όπου $D \equiv R^n$, το πεδίο ορισμού ή ισοδύναμα ο χώρος αναζήτησης, ταυτίζεται με τον *n*-διάστατο ευκλείδειο χώρο, και το πρόβλημα βελτιστοποίησης διατυπώνεται άνευ περιορισμών. Αντίθετα, η συνηθέστερη περίπτωση στις πραγματικές εφαρμογές διατυπώνεται ως ένα πρόβλημα βελτιστοποίησης υπό περιορισμούς [3.6]. Στις περιπτώσεις αυτές, το πεδίο ορισμού D περιγράφεται από ένα σύνολο περιορισμών της μορφής:

$$c\left(x_1, x_2, ..., x_n\right) \leq, =, \geq 0 \tag{3.5}$$

Συχνά όμως, οι περιορισμοί διατυπώνονται υπό τη μορφή διπλής ανισότητας με ανώτερα και κατώτερα όρια. Έτσι διατυπώνονται στην ακόλουθη μορφή:

$$l_j \leq x_j \leq u_j \tag{3.6}$$

Οι περιορισμοί ορίου, αυτής της μορφής εκφράζουν όρια διακύμανσης παραμέτρων ή περιορισμούς τύπου χωρητικότητας. Όσον αφορά στους πιο πολύπλοκους ανισοτικούς περιορισμούς, αυτοί συνήθως δεν έχουν φυσική αντιστοίχιση, αλλά σχετίζονται με τους στόχους και τις λειτουργικές απαιτήσεις του υπό μελέτη συστήματος.

3.4.2 Η εφικτότητα στο χώρο αποτίμησης

Κάθε διάνυσμα μεταβλητών $x \in R^n$ που δεν ικανοποιεί τους θεσπισμένους περιορισμούς του προβλήματος βελτιστοποίησης θεωρείται μη εφικτό. Σε προβλήματα με περιορισμούς, όπως είναι και τα περισσότερα φυσικά προβλήματα βελτιστοποίησης, το θεωρητικό ολικό ακρότατο της στοχικής συνάρτησης ενδέχεται να είναι μη εφικτό, εφόσον βρίσκεται εκτός των ορίων του χώρου αναζήτησης. Στην περίπτωση αυτή, ζητείται το σημείο όπου ελαχιστοποιείται η τιμή της συνάρτησης εντός του εφικτού χώρου [3.7].

Η ύπαρξη περιορισμών εισάγει επιπλέον απαίτηση στη διαδικασία βελτιστοποίησης, αφού επιβάλλει την αναζήτηση εφικτών, αποκλειστικά, λύσεων. Αυτό σημαίνει ότι οι κανόνες μετάβασης του αλγόριθμου βελτιστοποίησης πρέπει να σχεδιαστούν με τρόπο τέτοιο ώστε να εξασφαλίζουν τη διερεύνηση εφικτών και μόνο περιοχών, μην επιτρέποντας την παραβίαση των ορίων του πεδίου D.

3.4.3 Μορφές πεδίων αναζήτησης και απόκρισης

Ανάλογα με τον τύπο των περιορισμών, διαφοροποιείται η γεωμετρία του πεδίου αναζήτησης και, συνακόλουθα, η στρατηγική αναζήτησης λύσεων. Στα προβλήματα βελτιστοποίησης, μπορούμε να διακρίνουμε τις εξής κατηγορίες πεδίων, και τους αντίστοιχους συνδυασμούς αυτών:

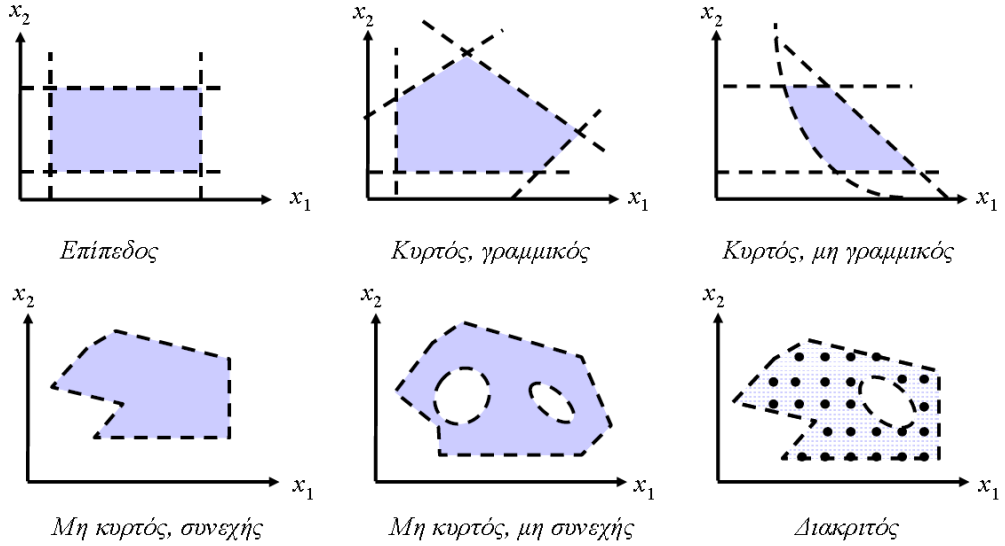
- συνεχή και διακριτά.
- γραμμικά και μη γραμμικά.
- κυρτά και μη κυρτά.

Το πεδίο αναζήτησης X είναι γραμμικό όταν περιγράφεται από περιορισμούς της μορφής:

$$\alpha_1 x_1 + a_2 x_2 + ... + a_N x_N \leq, =, \geq 0 \tag{3.7}$$

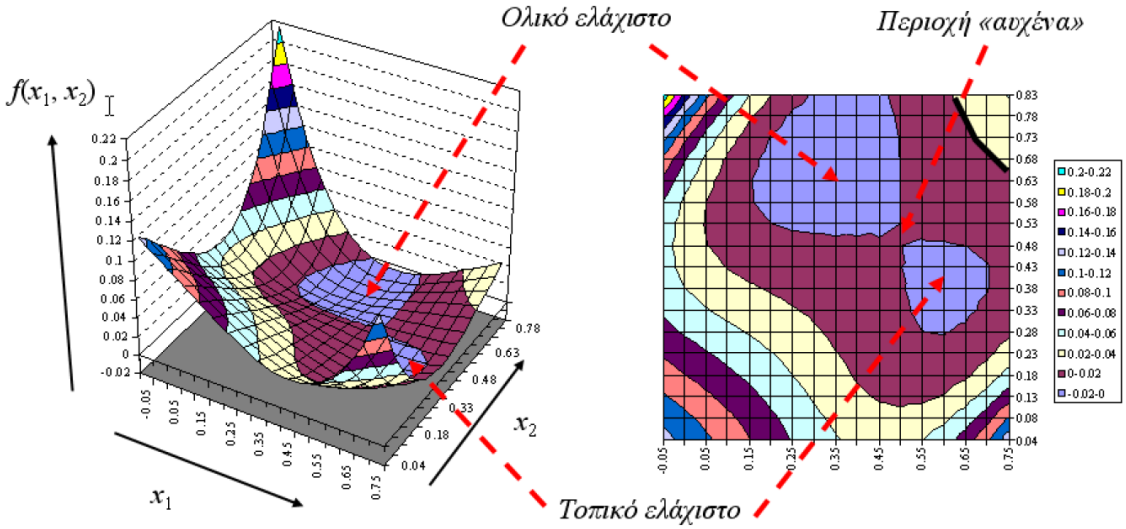
Αν έστω και ένας περιορισμός είναι μη γραμμικός, τότε το πεδίο θεωρείται μη γραμμικό. Η κυρτότητα υποδηλώνει ότι κάθε γραμμικός συνδυασμός εγγυάται τη γέννηση σημείων εντός του χώρου αναζήτησης *X*, και συνακόλουθα τη de facto παραγωγή εφικτών λύσεων. Εξ ορισμού, κάθε υπέρ-ορθογώνιο είναι κυρτό, ενώ κάθε διακριτό πεδίο είναι μη κυρτό. Συνήθως, στα προβλήματα βελτιστοποίησης γεωμετρίας ηλεκτρικών μηχανών, όπου τίθενται ποικίλοι γεωμετρικοί περιορισμοί

των ανεξάρτητων μεταβλητών σχεδίασης, το πεδίο ορισμού έχει μη κυρτή και μη συνεχή μορφή, όπως φαίνεται στο παράδειγμα του *Σχ. 3.2*.



Σχήμα 3.2. Τυπικές μορφές διδιάστατων χώρων αναζήτησης [3.1].

Η γεωμετρική απεικόνιση του πεδίου αναζήτησης D, μέσω της στοχικής συνάρτησης $f(x)$, ονομάζεται *επιφάνεια απόκρισης* ή *χώρος απόκρισης* ή *αντικειμενικός χώρος* [3.1]. Αναφέρεται εδώ, πως σε περιπτώσεις στοχικής συνάρτησης πολλών μεταβλητών, η απεικόνιση ξεπερνά τις τρεις διαστάσεις και συνεπώς δεν μπορεί να αποτυπωθεί άμεσα, ενώ συνιστά πλέον έναν υπέρ-χώρο N-διαστάσεων, όπου N ο αριθμός των συνιστωσών του διανύσματος εισόδου. Η κατανόηση της γεωμετρίας της επιφάνειας απόκρισης της στοχικής συνάρτησης θεωρείται κομβική προϋπόθεση για τον επιτυχή χειρισμό του προβλήματος βελτιστοποίησης. Παρακάτω, στο *Σχ.3.3*, φαίνεται ένα παράδειγμα απεικόνισης μιας στοχικής συνάρτησης δυο μεταβλητών. Όπως συμβαίνει με το πεδίο αναζήτησης, έτσι και για την επιφάνεια απόκρισης της συνάρτησης η κυρτότητα αποτελεί θεμελιώδη ιδιότητα. Όταν μια μη γραμμική συνάρτηση είναι κυρτή, η επιφάνεια απόκρισης περιλαμβάνει ένα και μόνο ακρότατο, που προφανώς αντιστοιχεί στο ολικό της ελάχιστο. Αντιθέτως, όταν η συνάρτηση είναι μη κυρτή, έχει μια πιο πολύπλοκη γεωμετρία, και περιλαμβάνει περισσότερα από ένα ακρότατα, που απεικονίζονται ως κορυφές ή βυθίσματα της επιφάνειας απόκρισης. Εκτός από το ολικό ακρότατο, όλα τα υπόλοιπα είναι τοπικά ελάχιστα και μέγιστα.



Σχήμα 3.3. Απεικόνιση της επιφάνειας απόκρισης (αριστερά) και των ισοσταθμικών καμπυλών της (δεξιά) σε μη γραμμικό πρόβλημα δύο μεταβλητών [3.1].

3.5 Αντιμετώπιση περιορισμών προβλήματος βελτιστοποίησης

Τα πραγματικά προβλήματα βελτιστοποίησης διέπονται από ένα πλήθος περιορισμών, τόσο φυσικών, που συνήθως εκφράζονται μέσω του πεδίου ορισμού, όσο και λειτουργικών, που εκφράζονται συνήθως μέσω της στοχικής συνάρτησης. Αυτό εισάγει μια επιπλέον δυσκολία, δεδομένου ότι η βέλτιστη λύση πρέπει να αναζητηθεί στο χωρίο που συναληθεύει τους περιορισμούς. Στη συνέχεια, παρουσιάζεται μια προτεινόμενη μέθοδος χειρισμού των περιορισμών. Η γενική στρατηγική έγκειται στον μετασχηματισμό του αρχικού προβλήματος βελτιστοποίησης υπό περιορισμούς, όπως εκφράζεται μέσω της σχέσης (3.2), σε ένα ισοδύναμο πρόβλημα χωρίς περιορισμούς, της μορφής:

$$\min\{\varphi(x)\}, x \in R \tag{3.8}$$

Για τον χειρισμό του προβλήματος βελτιστοποίησης με περιορισμούς ακολουθείται η μη αναλυτική προσέγγιση, με την οποία επιδιώκεται ο «εμπειρικός» μετασχηματισμός του αρχικού προβλήματος βελτιστοποίησης υπό περιορισμούς, σε ένα σχεδόν ισοδύναμο πρόβλημα χωρίς περιορισμό, διότι ο χειρισμός μέσω αναλυτικών μεθόδων (συνθήκες Kuhn-Tucker [3.1] είναι εξαιρετικά δυσχερής, καθώς προϋποθέτει τον αναλυτικό υπολογισμό των παραγώγων της βοηθητικής συνάρτησης $\varphi(x, \lambda)$ [3.1]. Σε κάθε περίπτωση, η κλασική προσέγγιση απαιτεί τη γνώση της αναλυτικής έκφρασης της στοχικής συνάρτησης, των περιορισμών καθώς και των παραγώγων τους, κάτι που βεβαίως στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές δεν είναι δυνατό να ισχύει. Επομένως, όταν η δομή είναι σχετικά απλή ή όταν το πλήθος των περιορισμών είναι μικρό, μια συνήθης προσέγγιση είναι η χρήση των λεγόμενων *συναρτήσεων ποινής* (penalty functions), για τις οποίες ο *Pierre* δίνει τον ακόλουθο ορισμό [3.2]:

Συνάρτηση ποινής είναι μια αριθμητική έκφραση που εισάγεται στο μέτρο επίδοσης ενός συστήματος, με σκοπό την τεχνητή «επιδείνωση» του εν λόγω μέτρου επίδοσης, στην περίπτωση παραβίασης των περιορισμών.

Η γενική διατύπωση του προβλήματος βελτιστοποίησης με ποινές είναι:

$$\min\{\varphi(x)\} = f(x) + w^T p(x), x \in R \tag{3.9}$$

όπου $p(x) = [p_1(x), p_2(x), ..., p_k(x)]^T$ είναι το διάνυσμα που περιέχει τις συναρτήσεις ποινής για κάθε έναν από τους k περιορισμούς του προβλήματος και $w = [w_1, w_2, ..., w_k]^T$ είναι το διάνυσμα συντελεστών που εκφράζουν τη σχετική προτεραιότητα των περιορισμών, το οποίο ορίζεται εκ των προτέρων και αυθαίρετα από τον σχεδιαστή του αλγορίθμου. Γενικά, η ενσωμάτωση όρων ποινής στη στοχική συνάρτηση δημιουργεί σημαντική παραμόρφωση της επιφάνειας απόκρισης. Για τον λόγο αυτό, η διαμόρφωση των συναρτήσεων ποινής προϋποθέτει μια αρχική διερεύνηση των επιπτώσεων στη συμπεριφορά του αλγορίθμου βελτιστοποίησης. Όταν κάποιος όρος ποινής, που αναφέρεται σε συγκεκριμένο περιορισμό, είναι υπερβολικά μεγάλος σε σχέση με το μέτρο επίδοσης του προβλήματος, προκύπτει ο κίνδυνος πρόωρης σύγκλισης σε μια λύση που απλά ικανοποιεί τον περιορισμό, μη λαμβάνοντας σημαντικά υπόψιν τον όρο της αρχικής στοχικής συνάρτησης. Από την άλλη πλευρά, όταν ο όρος ποινής είναι πολύ μικρός σε σχέση με το μέτρο επίδοσης, τότε η υπολογιστική διαδικασία δυσκολεύεται να εντοπίσει εφικτές περιοχές. Στην πράξη, δεν είναι δυνατός ο χειρισμός μεγάλου πλήθους περιορισμών μέσω συναρτήσεων ποινής.

3.6 Βελτιστοποίηση μέσω κατάλληλης συνάθροισης πολλαπλών κριτηρίων

Η μαθηματική διατύπωση ενός προβλήματος βελτιστοποίησης αποτελείται από τρία μέρη: τον καθορισμό του πεδίου ορισμού, τη συνάρτηση στόχου $f(x)$ και τους περιορισμούς [3.6]. Αν η

συνάρτηση στόχου $f(x)$ είναι απλή ή αποτελείται από σύνθετη κατάλληλη συνάθροιση επιμέρους κριτηρίων, τότε ορίζεται το πρόβλημα της κλασσικής βελτιστοποίησης ή βελτιστοποίησης ενός κριτηρίου [3.8]. Τότε, η συνάρτηση στόχου είναι ένα βαθμωτό μέγεθος και το πρόβλημα ανάγεται στην εύρεση των τιμών των μεταβλητών x που ελαχιστοποιούν τη συνάρτηση κόστους $f(x)$. Έχοντας ένα πλήθος N μεταβλητών απόφασης x_i, ορίζουμε το διάνυσμα-στήλη των μεταβλητών απόφασης ως εξής:

$$x = \left(x_1, x_2, \ldots, x_{\mathrm{N}}\right)^T \tag{3.10}$$

Η μαθηματική έκφραση του προβλήματος είναι η εξής:

$$\begin{aligned} &\min\left\{f\left(x\right)\right\} \\ &s.t. \\ &g_i\left(x\right) \otimes b_i \quad i = 1, 2, \ldots, m \end{aligned} \tag{3.11}$$

όπου x είναι οι μεταβλητές απόφασης, $f(x)$ η συνάρτηση στόχου, $g_i(x)$ οι συναρτήσεις αριστερού μέλους των περιορισμών (συναρτήσεις των μεταβλητών απόφασης), το σύμβολο $\otimes$ σημαίνει είτε $\leq$, είτε =, ή $\geq$, και b_i είναι ο συντελεστής δεξιού μέλους του περιορισμού, i και m είναι το πλήθος των περιορισμών. Η έκφραση «*s.t.*» είναι η συντομογραφία της φράσης «υποκείμενο σε» - (subject to). Οι περιορισμοί εκφράζονται ως ανισοτικές σχέσεις ανάμεσα σε κάποιες συναρτήσεις των μεταβλητών απόφασης (συναρτήσεις ποινής) και κάποιους σταθερούς όρους. Γενικά, για την επίλυση προβλημάτων βελτιστοποίησης ακολουθείται μια διαδικασία τυπικών βημάτων, η οποία παρουσιάζεται παρακάτω:

Βήμα 1α : Σχηματοποίηση υπό μελέτη συστήματος
Βήμα 1β : Καθορισμός μεταβλητών απόφασης
Βήμα 2 : Καθορισμός συνάρτησης στόχου
Βήμα 3 : Μαθηματική έκφραση φυσικών διεργασιών – Κατάρτιση περιορισμών
Βήμα 4 : Διάσπαση ή απλοποίηση του προβλήματος (εφόσον κρίνεται απαραίτητο)
Βήμα 5 : Επίλυση με εφαρμογή τεχνικής βελτιστοποίησης
Βήμα 6 : Έλεγχος αποτελεσμάτων – Ανάλυση ευαισθησίας

Στην κλασσική περίπτωση της μονοκριτηριακής προσέγγισης του προβλήματος, η στοχική συνάρτηση λαμβάνει ένα μόνο κριτήριο επίδοσης, το οποίο καλείται να ελαχιστοποιήσει ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης. Τα μειονεκτήματα της μονοκριτηριακής προσέγγισης γίνονται εμφανή όταν απαιτείται να διερευνηθούν διαφορετικά κριτήρια επίδοσης τα οποία δύναται να είναι αντικρουόμενα ή/και μη σύμμετρα, δηλαδή μη αποτιμώμενα σε κοινή μονάδα μέτρησης. Στην πρώτη περίπτωση, η διαδικασία περιπλέκεται, αφού η βελτίωση ορισμένων κριτηρίων οδηγεί σε αναπόφευκτη επιδείνωση των υπολοίπων. Η περίπτωση των μη σύμμετρων κριτηρίων αναφέρεται σε μεγέθη που δεν αξιολογούνται με ένα κοινό μέτρο (π.χ. χρηματικό αντίτιμο), με αποτέλεσμα το καθολικό μέτρο που προκύπτει από τη συνάθροισή τους να μην έχει φυσικό νόημα, παρόλο που τα επιμέρους κριτήρια έχουν πλήρες φυσικό νόημα.

Από τα παραπάνω προκύπτει η ανάγκη αναδιατύπωσης του προβλήματος βελτιστοποίησης, ώστε τα επιμέρους κριτήρια να αντιπροσωπεύονται με σαφήνεια στο μέτρο επίδοσης του συστήματος, καθώς και στο μαθηματικό της ανάλογο, δηλαδή τη στοχική συνάρτηση. Ο κλασικός χειρισμός ενός προβλήματος ταυτόχρονης βελτιστοποίησης πολλών κριτηρίων, όπως είναι το πρόβλημα βελτιστοποίησης της γεωμετρίας των ηλεκτρικών μηχανών, συνίσταται στον εκ των προτέρων καθορισμό των προτιμήσεων του αναλυτή σχετικά με τη μορφή της καλύτερα συμβιβαστικής λύσης [3.9]-[3.11]. Αυτό προϋποθέτει τη χρήση κατάλληλων τελεστών ενσωμάτωσης των επιμέρους κριτηρίων σε μια ενιαία έκφραση, που είναι ισοδύναμη της στοχικής συνάρτησης ενός βαθμωτού προβλήματος. Επιπλέον, για την επίτευξη κοινού μέτρου επίδοσης μεταξύ των

κριτηρίων συνίσταται η χρήση των δεδομένων επί τοις εκατό (%), έχοντας ως αναφορά κάποιους αρχικούς στόχους του προβλήματος.

Η παραπάνω μεθοδολογία ενσωμάτωσης των κριτηρίων σε μια στοχική συνάρτηση κρίνεται κατάλληλη για εφαρμογές βελτιστοποίησης ηλεκτρικών μηχανών μεταβλητών στροφών. Πιο συγκεκριμένα, κατά τη διαδικασία της σχεδίασης των ηλεκτρικών μηχανών εμπλέκονται διάφορα κριτήρια αξιολόγησης, όπως π.χ. η επίδοση (παραγόμενη ροπή), απόδοση (απώλειες), ποιότητα ισχύος (αρμονική παραμόρφωση τάσης τυμπάνου, κυμάτωση ροπής), βάρος, ανοχή σε σφάλματα (ρεύμα βραχυκύκλωσης) κ.τ.λ., τα οποία σε πολλές περιπτώσεις είναι και αντικρουόμενα μεταξύ τους. Επιπλέον, σε διάφορες εφαρμογές όπως π.χ. στα ηλεκτρικά οχήματα, οι ηλεκτρικές μηχανές είναι μεταβλητών στροφών με διάφορα πιθανά σημεία λειτουργίας, τα οποία παρουσιάζουν διαφορετικές απαιτήσεις επίδοσης, απόδοσης, ποιότητας ισχύος, σε διαφορετικές μηχανικές στροφές [3.12]. Επομένως, η διατύπωση του προβλήματος βελτιστοποίησης μέσω ανεξάρτητων κριτηρίων θα δυσχέραινε τη διαδικασία αξιολόγησης των μη κυριαρχούμενων λύσεων, καθώς επίσης και την επιλογή της καλύτερης συμβιβαστικής λύσης, λόγω της πληθώρας ανεξάρτητων κριτηρίων και λειτουργικών καταστάσεων που απαιτούνται για την εφαρμογή. Αντίθετα, η κατάλληλη συσταδοποίηση των επιμέρους λειτουργικών καταστάσεων του κινητήρα της υπό μελέτη εφαρμογής και η χρησιμοποίηση των κατάλληλων τελεστών, τόσο για την αποτύπωση των λειτουργικών καταστάσεων, όσο και για τη συσχέτιση μεταξύ των επιμέρους κριτηρίων, παρέχει μια αξιόπιστη, πολυκριτηριακή και εύληπτη λύση στον χρήστη.

Αναλυτικότερα, η μέθοδος των βαρών συνίσταται στη στάθμιση των κριτηρίων βελτιστοποίησης με χρήση προεπιλεγμένων συντελεστών βάρους, οπότε η συνάρτηση χρησιμότητας προκύπτει ως γραμμικός συνδυασμός των συνιστωσών της διανυσματικής στοχικής συνάρτησης. Συνεπώς, το πολυκριτηριακό πρόβλημα μετασχηματίζεται σε βαθμωτό της μορφής:

$$\min\left\{\sum_{i=1}^{m} w_i f_i(x)\right\} \tag{3.12}$$

όπου w_i συντελεστές βάρους που υποδηλώνουν τη σχετική σημασία των επιμέρους κριτηρίων, και $f_i(x)$ οι στοχικές συναρτήσεις των επιμέρους κριτηρίων, οι οποίες εκφράζονται επί τοις εκατό, για την επίτευξη κοινού μέτρου επίδοσης μεταξύ των κριτηρίων. Κατά κανόνα θεωρείται ότι:

$$\sum_{i=1}^{m} w_i = 1 \tag{3.13}$$

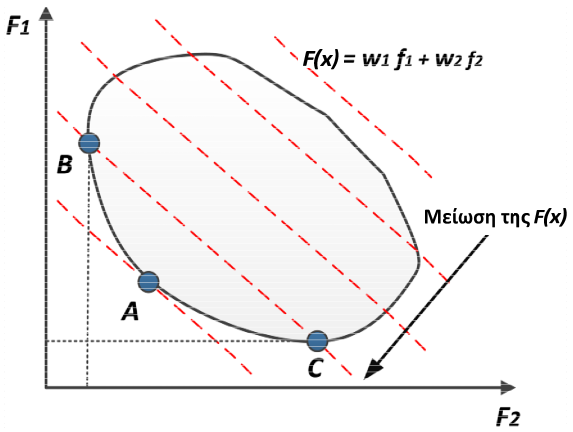
Η μέθοδος των βαρών είναι η πρώτη που αναπτύχθηκε για την εύρεση μη κατώτερων λύσεων στην πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση, και η μαθηματική της τεκμηρίωση αποτελεί άμεση συνέπεια των αντίστοιχων θεωρημάτων Kuhn-Tucker για τον πολυστοχικό προγραμματισμό. Η γεωμετρική ερμηνεία της μεθόδου απεικονίζεται στο *Σχ. 3.4*. Η βέλτιστη λύση κείται στο σημείο όπου η σύνθετη στοχική συνάρτηση, όπως εκφράζεται παρακάτω, εφάπτεται του πεδίου τιμών.

$$F(x) = \sum_{i=1}^{m} w_i f_i(x) \tag{3.14}$$

Εφ’ όσον το πεδίο είναι κυρτό, τότε μεταβάλλοντας τις τιμές των συντελεστών βάρους, δηλαδή την κλίση της ευθείας $F(x)$, εντοπίζονται διαφορετικές βέλτιστες λύσεις που είναι εξ ορισμού μη κατώτερες.

Στο *Σχ. 3.4* απεικονίζεται ένα υποθετικό κυρτό πεδίο τιμών για την περίπτωση ενός προβλήματος ελαχιστοποίησης δύο κριτηρίων, f_1 και f_2. Το μέτωπο Pareto, το οποίο αποτελείται από το σύνολο των μη κυριαρχούμενων-κατώτερων λύσεων [3.9], αντιστοιχεί στο κάτω όριο του πεδίου, και

περιλαμβάνει το σύνολο των μη κατώτερων λύσεων που βρίσκονται μεταξύ των σημείων Β και C. Η ελαχιστοποίηση της συνάρτησης $F(x) = w_1 f_1(x) + w_2 f_2(x)$, που στον χώρο των δύο διαστάσεων έχει τη μορφή κεκλιμένου επιπέδου, οδηγεί στον εντοπισμό όλων των μη κατωτέρων λύσεων του προβλήματος, όπου η κάθε μία αντιστοιχεί μονοσήμαντα σε συγκεκριμένο συνδυασμό συντελεστών βάρους. Σε ένα πολυκριτηριακό πρόβλημα συνεχών μεταβλητών υπάρχουν άπειροι συνδυασμοί τιμών των συντελεστών βάρους. Συνεπώς, άπειρο είναι και το πλήθος των μη κατωτέρων λύσεων, με τις ακραίες να αντιστοιχούν σε μηδενικά βάρη για όλα πλην ενός κριτηρίου. Στο υποθετικό πρόβλημα του σχήματος, οι ακραίες λύσεις Β και C προκύπτουν για τα ζεύγη βαρών (1, 0) και (0, 1), αντίστοιχα. Επομένως, σημειώνεται ότι για κυρτό πεδίο τιμών της συνάρτησης κόστους, η βέλτιστη λύση η οποία προκύπτει μέσω της κατάλληλης συνάθροισης πολλαπλών κριτηρίων είναι σημείο του συνόλου *Pareto*.



Σχήμα 3.4. Γεωμετρική ερμηνεία της μεθόδου βαρών σε ένα πρόβλημα ελαχιστοποίησης δύο συναρτήσεων, για την περίπτωση κυρτού μετώπου Pareto. Το σκιασμένο πεδίο είναι ο εφικτός χώρος. Με διακεκομμένη παρίστανται οι ισοσταθμικές της συνάρτησης χρησιμότητας.

3.7 Εξελικτικοί αλγόριθμοι επίλυσης προβλημάτων βελτιστοποίησης

Για την επίλυση των προβλημάτων βελτιστοποίησης υφίστανται διάφορες μέθοδοι. Οι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενες είναι οι εξής [3.13], [3.14]:

- *Αναλυτικές* ή *ντετερμινιστικές* μέθοδοι, που βασίζονται συνήθως στον υπολογισμό της κλίσης του πεδίου αποτίμησης. Επιπλέον, οι συγκεκριμένοι μέθοδοι έχουν μεγάλη πιθανότητα να εγκλωβιστούν σε κάποιο τοπικό ελάχιστο της στοχικής συνάρτησης, μιας και εξαρτώνται σημαντικά από το σημείο εκκίνησης. Προϋποθέτει την ύπαρξη συνεχής και παραγωγίσιμης συνάρτηση κάτι που δεν ισχύει πάντα, ενώ φυσικά σε εφαρμογές όπως η παρούσα είναι πρακτικά ανέφικτο.
- *Αριθμητικές* μέθοδοι, οι οποίες αναζητούν το βέλτιστο μέσα από ένα πεπερασμένο σύνολο υποψηφίων λύσεων ή σε ένα άπειρο σύνολο διακριτών υποψηφίων λύσεων, μέσω σάρωσης του πεδίου ορισμού, υπολογίζοντας την τιμή της στοχικής συνάρτησης για κάθε υποψήφιο σημείο ξεχωριστά. Λόγω της απλότητας εφαρμόζονται σε αρκετές εφαρμογές όπου το υπολογιστικό κόστος είναι μικρό.
- *Τυχαίες* ή *στοχαστικές* μέθοδοι, οι οποίες επεκτείνονται και διαδίδονται ολοένα και περισσότερο καθώς δεν έχουν τους περιορισμούς των αναλυτικών και των αριθμητικών μεθόδων και έτσι προτιμώνται όλο και περισσότερο ειδικά σε κλάδους όπως των μηχανικών οπού ο χώρος αναζήτησης είναι πολύ μεγάλος, οι στοχικές συναρτήσεις υλοποιούνται μέσω πολύπλοκων διαδικασιών (προσομοιώσεις μέσω ΠΣ κ.τ.λ.), και οι χώροι αποτίμησης έχουν απρόβλεπτες τοπολογίες, καθιστώντας τις στοχαστικές μεθόδους ιδιαίτερα θελκτικές. Σε αντίθεση με τις μεθόδους της κλίσης που δύναται να συγκλίνουν σε τοπικό ακρότατο με ντετερμινιστικό τρόπο, αυτές οι τεχνικές επιτρέπουν την αναζήτηση του

ολικού ακρότατου αλλά απαιτούν περισσότερους υπολογισμούς και εμπεριέχουν στατιστική δικαιολόγηση. Οι γενετικοί και εξελικτικοί αλγόριθμοι ανήκουν σε αυτή την κατηγορία και θα γίνει εκτενής αναφορά στη συνέχεια.

Για την καλύτερη κατανόηση αλλά και τη θέσπιση μια κοινής νομενκλατούρας, μέσω κάποιων βασικών ορισμών, ακολουθεί μια μικρή εισαγωγή περί *εξελικτικών αλγόριθμων βελτιστοποίησης* (evolutionary algorithms). Ως τέτοιοι, νοούνται οι υπολογιστικές μέθοδοι που χρησιμοποιώντας ως πρότυπο εξελικτικές διεργασίες που συναντώνται στη φύση και στον άνθρωπο, επιχειρούν μέσω υπολογιστικά ανάλογων διεργασιών να επιλύσουν σύνθετα προβλήματα βελτιστοποίησης.

Πιο συγκεκριμένα, βάση των περισσότερων αλγόριθμων είναι η παρατήρηση πως η εξέλιξη οργανισμών ως φυσική διαδικασία οδηγεί τόσο στη διαιώνιση, όσο και στη βελτίωση του εκάστοτε είδους [3.15]. Κατ' αναλογία λοιπόν, οι εξελικτικοί αλγόριθμοι, προσομοιώνουν την εξέλιξη ενός πληθυσμού εφικτών σημείων μέσω υπολογιστικών διαδικασιών που είναι εμπνευσμένες από τη φύση και αφορούν:

- Τη *φυσική διαλογή* (selection), σύμφωνα με την οποία τα ισχυρότερα μέλη ενός είδους έχουν μεγαλύτερη πιθανότητα επιβίωσης.
- Την *αναπαραγωγή* ή *ανασυνδυασμό* (recombination), σύμφωνα με την οποία κάποια γενετικά χαρακτηριστικά των γονέων μεταφέρονται στα παιδιά τους μέσω της διαδικασίας *διασταύρωσης* (crossover).
- Τη *μετάλλαξη* (mutation), σύμφωνα με την οποία τυχαίες αλλαγές λαμβάνουν χώρα στο γονιδιακό υλικό των απόγονων οδηγώντας σε διαφοροποίηση των ειδών.

Η έννοια του πληθυσμού είναι θεμελιώδης στους εξελικτικούς αλγορίθμους, και τους διαφοροποιεί σε σχέση με κάθε άλλη μέθοδο που βασίζεται σε διαδοχικούς μετασχηματισμούς ενός αρχικού σημείου ή διανύσματος. Ο πληθυσμός απαρτίζεται από ένα σύνολο ατόμων, όπου κάθε άτομο δεν είναι τίποτα άλλο, παρά ένα εφικτό διάνυσμα μεταβλητών. Για κάθε άτομο, η θέση του στον χώρο αναζήτησης, συνιστά τα γενετικά του χαρακτηριστικά. Με άλλα λόγια οι μεταβλητές απόφασης, είναι το μαθηματικό ανάλογο των γενετικών χαρακτηριστικών. Όπως στην πραγματικότητα, έτσι και στη βελτιστοποίηση έχουμε συχνά την ύπαρξη των διαδικασιών της μετάλλαξης και της διασταύρωσης. Η μετάλλαξη αφορά την τυχαία αλλοίωση - μεταβολή κάποιων γενετικών χαρακτηριστικών, ενώ η διασταύρωση αφορά την αποκοπή αυτούσιων αλληλουχιών γενετικών χαρακτηριστικών των γονέων και τη δημιουργία μέσω αυτών, των απογόνων όπου έχουν τμήματα γενετικού υλικού και από τους δύο γονείς.

Το μέγεθος του αρχικού πληθυσμού ορίζεται από τον χρήστη και, ως επί το πλείστον, διατηρείται σταθερό. Συνήθως ο αρχικός πληθυσμός δημιουργείται με τυχαίο τρόπο. Για κάθε νέα γενιά, μέσω του λεγόμενου τελεστή επιλογής, καθορίζονται οι ευκαιρίες αναπαραγωγής κάθε ατόμου, αντιστοιχώντας σε κάθε μέλος του πληθυσμού μια συγκεκριμένη πιθανότητα επιβίωσης. Δημιουργείται η λεγόμενη δεξαμενή ζευγαρώματος, στην οποία αντιγράφονται τα πλέον ικανά άτομα περισσότερες από μία φορές, ενώ και τα λιγότερο ικανά άτομα αντιγράφονται λιγότερες φορές ή και καμία. Μέτρο της ικανότητας επιβίωσης είναι ο βαθμός καταλληλότητας, που αντιπροσωπεύει τα εξωτερικά χαρακτηριστικά του κάθε ατόμου, και συνήθως ταυτίζεται, με τη σύνθετη στοχική συνάρτηση του προβλήματος. Η διαδικασία αυτή αποσκοπεί στη βελτίωση των μέσων χαρακτηριστικών του πληθυσμού, παρέχοντας σε άτομα-λύσεις υψηλότερης ποιότητας μεγαλύτερη πιθανότητα επιβίωσης στην επόμενη γενιά. Οι συνηθέστεροι μηχανισμοί επιλογής είναι οι εξής [3.9]:

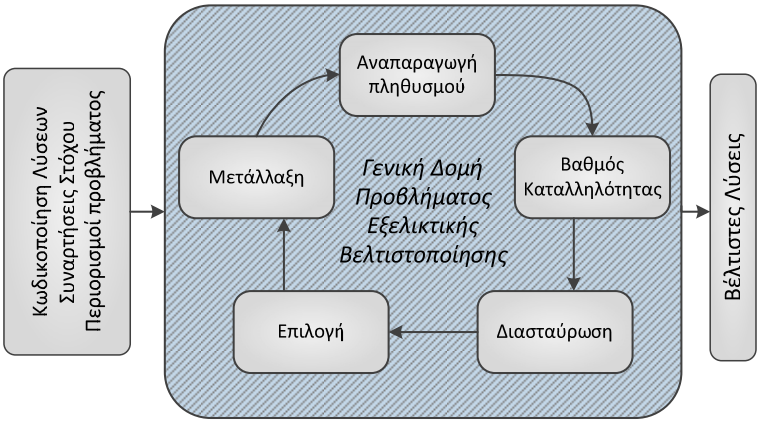
- Επιλογή μέσω του «*τροχού της ρουλέτας*» (roulette wheel): Διαμορφώνεται ένας εικονικός τροχός, με πλήθος εγκοπών όσο και το μέγεθος του πληθυσμού, ενώ το πλάτος κάθε εγκοπής είναι ανάλογο του βαθμού καταλληλότητας κάθε ατόμου, έτσι ώστε ακόμα και το πλέον αδύναμο μέλος να έχει μη μηδενική πιθανότητα επιλογής.

- Επιλογή με *διαγωνισμό* (tournament): Επιλέγονται τυχαία δύο ή περισσότερα μέλη του πληθυσμού, και το ισχυρότερο εξ αυτών αντιγράφεται στο βοηθητικό σύνολο. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται τόσες φορές όσες απαιτείται για να συμπληρωθεί το μέγεθος του πληθυσμού.
- *Εκλεκτικισμός* (elitism): Η τρέχουσα βέλτιστη λύση στον πληθυσμό αντιγράφεται πάντοτε στη δεξαμενή ζευγαρώματος, ώστε να μην υπάρχει κίνδυνος να χαθεί εξαιτίας της τυχαιότητας της διαδικασίας επιλογής.
- Επιλογή *βαθμολόγησης* (rank selection): Η μέθοδος αυτή μειώνει την πίεση της επιλογής όταν η διασπορά των τιμών της συνάρτησης κόστους είναι μεγάλη και την αυξάνει σε αντίθετη περίπτωση, με σκοπό την αντιμετώπιση του φαινομένου της πρώιμης σύγκλισης.
- Επιλογή *σταθερής κατάστασης*: Αντικαθίστανται λίγα άτομα σε κάθε γενιά, σε αντίθεση με τις προηγούμενες μεθόδους. Ένας μικρός αριθμός των λιγότερο κατάλληλων ατόμων αντικαθίσταται από απογόνους των πιο ισχυρών χρωμοσωμάτων.

Αφού ολοκληρωθεί η διαδικασία της επιλογής, και έχουν καθοριστεί τα άτομα που θα αποτελέσουν το νέο πληθυσμό, εφαρμόζεται η διαδικασία της διασταύρωσης. Από τη δεξαμενή ζευγαρώματος επιλέγονται τυχαία ζεύξη ατόμων-γονέων που, μέσω του τελεστή διασταύρωσης, ανταλλάσσουν τη γενετική τους πληροφορία, με σκοπό την παραγωγή στατιστικά ισχυρότερων απογόνων, με δεδομένο ότι οι ισχυρότερες γονιδιακές δομές αντιγράφονται στις επόμενες γενιές. Για την απομίμηση του στοχαστικού χαρακτήρα της αντίστοιχης φυσικής διεργασίας, ορίζεται μια πιθανότητα (συχνότητα) διασταύρωσης, της τάξης του 60-90%. Συνεπώς, το υπόλοιπο μέρος του πληθυσμού δεν συμμετέχει στη διαδικασία αναπαραγωγής, και αντιγράφεται ως έχει στην επόμενη γενιά.

Στη συνέχεια, σε αρκετές περιπτώσεις εφαρμόζεται ο τελεστής μετάλλαξης, που επιφέρει τυχαίες τροποποιήσεις σε πολύ μικρό ποσοστό των γενετικών χαρακτηριστικών της νέας γενιάς, αποσκοπώντας στην αύξηση της ποικιλίας του πληθυσμού και τη διαφυγή από τοπικά ακρότατα. Η συχνότητα μετάλλαξης είναι της τάξης του 0.1-1%, ώστε να μην επιβραδύνεται η πορεία σύγκλισης. Με την εφαρμογή και της διαδικασίας της μετάλλαξης, ολοκληρώνεται η δημιουργία μιας νέας γενιάς λύσεων-ατόμων. Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται μέχρι να ικανοποιηθεί ένα κριτήριο τερματισμού του αλγόριθμου, το οποίο ορίζεται εξαρχής από τον αναλυτή. Με τον τερματισμό του αλγόριθμου, έχουμε τον τελικό πληθυσμό των λύσεων του προβλήματος βελτιστοποίησης.

Μετά τη θεμελίωσή τους από τους *Holland και De Jong* (1975), οι εξελικτικοί αλγόριθμοι έχουν βρει ένα εξαιρετικά ευρύ πεδίο εφαρμογής, καθώς χρησιμοποιούνται με επιτυχία και σε προβλήματα γενετικού προγραμματισμού [3.16], αυτο-εκμάθησης μηχανών [3.17] και νευρωνικών δικτύων [3.18]. Έως τώρα έχει αναπτυχθεί μια πολύ μεγάλη ποικιλία εξελικτικών αλγόριθμων, που βασίζονται σε κοινή λογική, παρόλο που διαφοροποιούνται σε επιμέρους λεπτομέρειες. Στο *Σχ. 3.5*, απεικονίζεται η γενική δομή ενός προβλήματος βελτιστοποίησης με γενετικούς-εξελικτικούς αλγόριθμους.



Σχήμα 3.5. Γενική δομή ενός προβλήματος βελτιστοποίησης με εξελικτικούς αλγόριθμους.

3.8 Ανάπτυξη εξελικτικών αλγορίθμων βελτιστοποίησης

3.8.1 Ο αλγόριθμος της Διαφορικής Εξέλιξης (Differential Evolution)

Η μέθοδος της *Διαφορικής εξέλιξης* (DE) είναι μια από τις στοχαστικές μεθόδους που αναδείχθηκε τα τελευταία χρόνια και έχει αποδείξει κατά το παρελθόν την ικανότητα της στη γρήγορη προσέγγιση της βέλτιστης λύσης σε πλήθος ηλεκτρολογικών προβλημάτων [3.18-3.20]. Προτάθηκε το 1995 από τους Reiner Storn και Kenneth Price. Η DE είναι μέθοδος βασισμένη σε πληθυσμό και παρουσιάζει τρία κύρια πλεονεκτήματα: προσεγγίζει το πραγματικό ελάχιστο της συνάρτησης κόστους ανεξαρτήτως των αρχικών τιμών των παραμέτρων, παρουσιάζει πολύ γρήγορη σύγκλιση και εμπλέκει τη χρήση ελάχιστων παραμέτρων ελέγχου. Λόγω του ιδιαίτερου χειρισμού της διαδικασίας της μετάλλαξης με χρήση διανυσμάτων διαφορών, ο αλγόριθμος DE διαφοροποιείται από τους κλασικούς εξελικτικούς αλγορίθμους [3.20-3.24]. Τα κύρια αλγοριθμικά βήματα που ακολουθούνται για την κάθε γενιά G έχουν ως εξής:

- *Βήμα 1*: Δημιουργείται ο πληθυσμός μεταλλαγμένων *διανυσμάτων δοτών* (donor vectors) $v_{i,G}$ μέσω του συνδυασμού τριών διαφορετικών διανυσμάτων του τρέχοντος πληθυσμού $x_{i,G}$, μέσω διαφόρων μεθοδολογιών που αναλύονται στη συνέχεια. Στη διαδικασία αξιοποιείται για κάθε λύση ένα σταθμισμένο διαφορικό διάνυσμα.
- *Βήμα 2*: Δημιουργείται ο δοκιμαστικός πληθυσμός *διανυσμάτων γονέων* (trial vectors) $u_{i,G}$ μέσω μιας διαδικασίας διασταύρωσης. Στη διαδικασία αξιοποιείται μια στοχαστική διαδικασία μεταβολής των παραμέτρων των διανυσμάτων και μια διαδικασία αύξησης της διαφοροποίησης.
- *Βήμα 3*: Αξιολογούνται οι υποψήφιες λύσεις με υπολογισμό της συνάρτησης κόστους $f(u_{i,G})$. Για κάθε μέλος του διανύσματος - στόχου του πληθυσμού της τρέχουσας γενιάς (target vector) $x_{i,G}$, αν $f(u_{i,G}) < f(x_{i,G})$ τότε η υποψήφια λύση παίρνει τη θέση της λύσης $x_{i,G}$ στον πληθυσμό της επόμενης γενιάς, αλλιώς η υποψήφια λύση απορρίπτεται.
- *Βήμα 4*: Εντοπίζεται η υποψήφια λύση του πληθυσμού με τη μικρότερη τιμή της συνάρτησης κόστους και ελέγχεται το κριτήριο σύγκλισης.

3.8.1.1 Κλασική εκδοχή του αλγορίθμου Διαφορικής Εξέλιξης

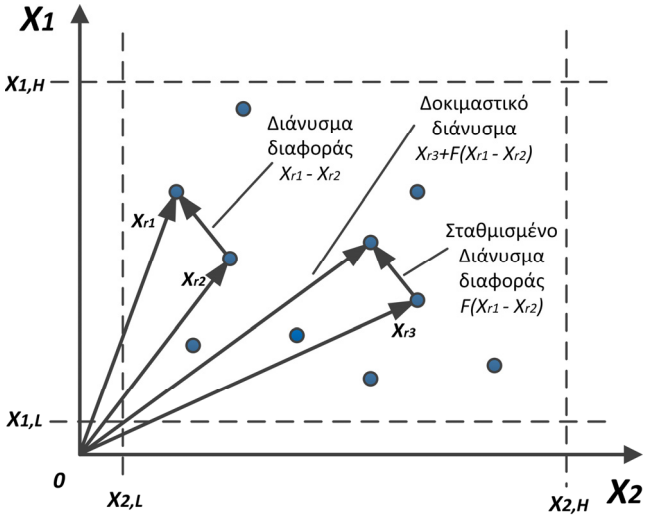
Στην κλασική εκδοχή του αλγορίθμου DE, η διαδικασία της παραγωγής των διανυσμάτων δοτών (*μετάλλαξη*) βασίζεται στη διαταραχή ενός *διανύσματος βάσης* (base vector) $x_{r3,G}$ μέσω ενός σταθμισμένου *διανύσματος διαφοράς* $x_{r1,G}$ -$x_{r2,G}$ ως εξής:

$$v_{i,G} = x_{r1,G} + F \cdot \left(x_{r2,G} - x_{r3,G} \right) \tag{3.15}$$

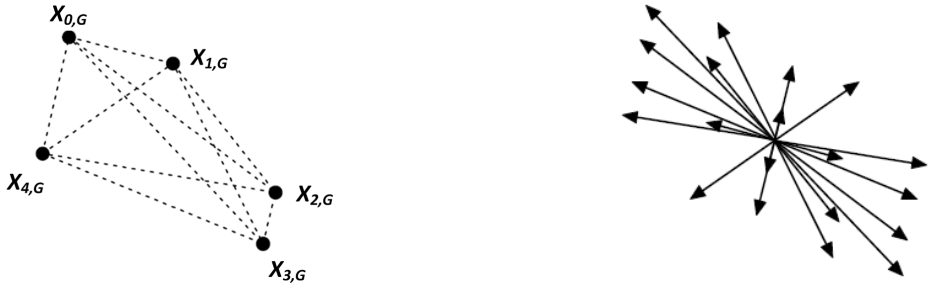
όπου τα διανύσματα $x_{r1,G}$, $x_{r2,G}$ και $x_{r3,G}$ είναι τρία τυχαία διανύσματα του τρέχοντος πληθυσμού διαφορετικά μεταξύ τους και F είναι ένας πραγματικός σταθερός συντελεστής στην κλασική θεώρηση της DE που λαμβάνει τιμές στο διάστημα [0,2] και ελέγχει ουσιαστικά την επίδραση του διαφορικού διανύσματος. Στη συνέχεια, με στόχο τη βελτίωση της σύγκλισης, προτείνεται μια νέα μεθοδολογία, όπου ο συντελεστής μετάλλαξης F να μεταβάλλεται δυναμικά για κάθε μέλος του πληθυσμού της γενιάς, με βάση την τιμή της στοχικής του συνάρτησης και της χωρικής διασποράς του. Εκτενέστερη ανάλυση για την προσαρμοστική εκδοχή της DE παρουσιάζεται παρακάτω. Η οριακή τιμή του συντελεστή δίνεται από τη σχέση:

$$F_{crit} = \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{CR}{2}\right)}{N_P}} \tag{3.16}$$

όπου N_p είναι ο αριθμός των διανυσμάτων μελών του πληθυσμού και CR ο *συντελεστής διασταύρωσης* (crossover coefficient), ο οποίος είναι ένας πραγματικός αριθμός που ανήκει στο διάστημα [0,1]. Ο μηχανισμός παραγωγής των διανυσμάτων δοτών μέσω των διαφορικών διανυσμάτων, παρουσιάζεται στο *Σχ. 3.6*, ενώ στο *Σχ. 3.7* απεικονίζονται 5 τυχαία διανύσματα πληθυσμού καθώς και τα είκοσι διαφορετικά διαφορικά διανύσματα που μπορούν να παραχθούν από αυτά.



Σχήμα 3.6. Μηχανισμός παραγωγής των διαφορικών διανυσμάτων και των διανυσμάτων δοτών [3.9].



(α) **(β)**

Σχήμα 3.7. Απεικόνιση (α) 5 τυχαίων διανυσμάτων πληθυσμού και (β) των είκοσι διαφορικών διανυσμάτων που μπορούν να παραχθούν από αυτά.

Για την αύξηση της διασποράς και της διαφοροποίησης στο χώρο των μεταβλητών σχεδίασης χρησιμοποιείται η μέθοδος της διασταύρωσης, που ουσιαστικά αναμειγνύει τις παραμέτρους του διανύσματος μετάλλαξης με αυτές του διανύσματος στόχου με σκοπό τη δημιουργία ενός δοκιμαστικού διανύσματος [3.21]. Η πιο κοινή φόρμα για την ανταλλαγή είναι η ομοιόμορφη, η οποία περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$u_{i,G} = \begin{cases} v_{i,G} & \text{εάν } rand[0,1] \le CR \\ x_{i,G} & \text{διαφορετικά} \end{cases} \tag{3.17}$$

όπου $rand[0,1]$ είναι ένας ομοιόμορφα κατανεμημένος αριθμός που ανήκει στο διάστημα [0,1], μέσω κατανομής Gauss, ο οποίος υπολογίζεται εκ νέου για κάθε παράμετρο του εκάστοτε διανύσματος i. Για τον αποκλεισμό της περίπτωσης αντιγραφής κάποιου διανύσματος χρησιμοποιείται η εξαναγκασμένη διασταύρωση, που σημαίνει ότι τουλάχιστον μια παράμετρος-μεταβλητή κάθε δοκιμαστικού διανύσματος προέρχεται από το διάνυσμα δότη, ως εξής:

$$u_{j,i,G} = \begin{cases} v_{j,i,G} & \varepsilon\acute{\alpha}\nu\ j = I_{rand} \\ x_{j,i,G} & \varepsilon\acute{\alpha}\nu\ j \ne I_{rand} \end{cases} \tag{3.18}$$

όπου $i=1,2,\ldots,N_p$, $j=1,2,\ldots,D$, D είναι ο αριθμός των παραμέτρων κάθε διανύσματος μέλους του πληθυσμού και I_{rand} μια διάσταση (παράμετρος) του διανύσματος που επιλέγεται τυχαία, δηλαδή ανήκει στο σύνολο $[1,2,\ldots,D]$.

Η DE χρησιμοποιεί ένα μηχανισμό επιλογής κατά τον οποίο το διανυσματικό διάνυσμα ανταγωνίζεται το διάνυσμα στόχο. Το διάνυσμα που δίνει τη μικρότερη τιμή στη σύνθετη στοχική συνάρτηση επιλέγεται και εισάγεται στον πληθυσμό της επόμενης γενιάς ως εξής:

$$x_{i,G+1} = \begin{cases} u_{i,G} & \varepsilon\acute{\alpha}\nu\ f(u_{i,G}) \le f(x_{i,G}) \\ x_{i,G} & \text{διαφορετικά} \end{cases} \tag{3.19}$$

Έχουν διατυπωθεί αρκετές παραλλαγές του αρχικού αλγορίθμου της διαφορικής εξέλιξης σε ότι αφορά στις διαδικασίες της μετάλλαξης και της διασταύρωσης. Η γενική σύμβαση που χρησιμοποιείται για την περιγραφή του αλγορίθμου DE είναι η $DE/x/y/z$ [3.21]. Το x αντιπροσωπεύει μια συμβολοσειρά που προσδιορίζει τη μεθοδολογία επιλογής του διανύσματος βάσης. Είναι "rand" όταν το διάνυσμα βάσης επιλέγεται τυχαία και "best" όταν επιλέγεται το καλύτερο ως την τρέχουσα γενιά διάνυσμα-στόχος του πληθυσμού (το διάνυσμα που παρουσιάζει τη μικρότερη τιμή της σύνθετης συνάρτησης κόστους). Το y δηλώνει τον αριθμό των διανυσμάτων διαφοράς που προστίθενται στο διάνυσμα βάσης. Το z είναι μια συμβολοσειρά που προσδιορίζει τον τύπο της διασταύρωσης που χρησιμοποιείται. Είναι "bin" όταν χρησιμοποιείται διωνυμική διασταύρωση και "exp" όταν χρησιμοποιείται εκθετική. Οι κυριότεροι εναλλακτικοί τύποι μετάλλαξης είναι οι εξής [3.20]:

- *DE/best/1/*

$$v_{i,G} = x_{best,G} + F\left(x_{r1,G} - x_{r2,G}\right) \tag{3.20}$$

- *DE/target-to-best/1 ή DE/local-to-best/1*

$$v_{i,G} = x_{i,G} + F\left(x_{best,G} - x_{i,G}\right) + F\left(x_{r2,G} - x_{r3,G}\right) \tag{3.21}$$

- *DE/best/2*

$$v_{i,G} = x_{best,G} + F\left(x_{r1,G} - x_{r2,G}\right) + F\left(x_{r3,G} - x_{r4,G}\right) \tag{3.22}$$

- *DE/rand/2*

$$v_{i,G} = x_{r1,G} + F\left(x_{r2,G} - x_{r3,G}\right) + F\left(x_{r4,G} - x_{r5,G}\right) \tag{3.23}$$

- *DE/rand with-per-vector-ditcher/1*

$$\begin{aligned} v_{i,G} &= x_{r3,G} + \left(x_{r1,G} - x_{r2,G}\right) \cdot x_{r5,G} \\ \text{όπου} \qquad x_{r5,G} &= \left(1 - F\right) \cdot rand(0,1) + F \end{aligned} \tag{3.24}$$

όπου οι δείκτες των επιμέρους διανυσμάτων στα διάφορα διανύσματα διαφορών είναι φυσικοί αριθμοί διάφοροι του i. Όπως φαίνεται από τις σχέσεις (3.20)-(3.24), υπάρχουν μεθοδολογίες όπου χρησιμοποιείται ως διάνυσμα βάσης το βέλτιστο διάνυσμα ή κάποιο τυχαίο διάνυσμα του πληθυσμού. Επιπλέον, υπάρχει μεθοδολογία, η οποία επηρεάζει με τυχαίο τρόπο το συντελεστή μετάλλαξης, με σκοπό τη μεγαλύτερη διασπορά του διανύσματος δοτών.

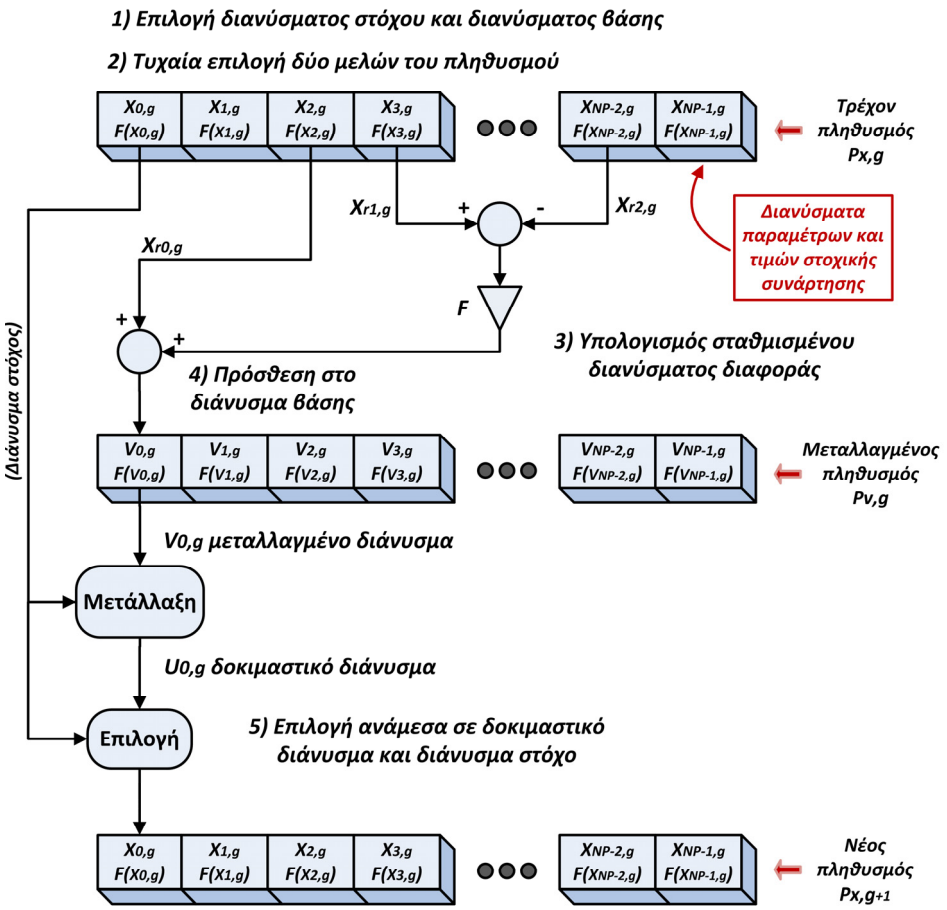
Η διαδικασία της διασταύρωσης μπορεί να είναι διωνυμική ή εκθετική, ενός ή N-σημείων. Η διωνυμική διασταύρωση είναι η πιο συνηθισμένη μορφή διασταύρωσης και εκφράζεται μέσω της

σχέσης (3.17). Αντιθέτως, στην εκθετική διασταύρωση επιλέγεται με τυχαίο τρόπο ένας ακέραιος αριθμός n από το διάστημα $[1,D]$, ο οποίος αποτελεί το σημείο εκκίνησης της διασταύρωσης στο διάνυσμα στόχο. Επιλέγεται επίσης ένας δεύτερος ακέραιος αριθμός L από το διάστημα $[1,D]$ ο οποίος υποδηλώνει τον αριθμό των παραμέτρων που προσφέρονται από το διάνυσμα δότη στο δοκιμαστικό διάνυσμα. Έπειτα από την επιλογή των παραμέτρων n, L δοκιμαστικό διάνυσμα έχει τη μορφή:

$$u_{j,i,G} = \begin{cases} v_{j,i,G} & \gamma\iota\alpha\ j = \langle n \rangle_D, \langle n+1 \rangle_D, ..., \langle n+L-1 \rangle_D \\ x_{j,i,G} & \gamma\iota\alpha\ \kappa\alpha\theta\varepsilon\ \acute{\alpha}\lambda\lambda o\ j \in [1,D] \end{cases} \tag{3.25}$$

όπου ο τελεστής $\langle . \rangle_D$ δηλώνει μια πράξη ψηφιακής διαίρεσης (modulo) με διαιρέτη το D.

Το δομικό διάγραμμα των διαδικασιών δημιουργίας του δοκιμαστικού πληθυσμού, μετάλλαξης και επιλογής του αλγορίθμου της DE παρουσιάζεται στο *Σχ. 3.8*.

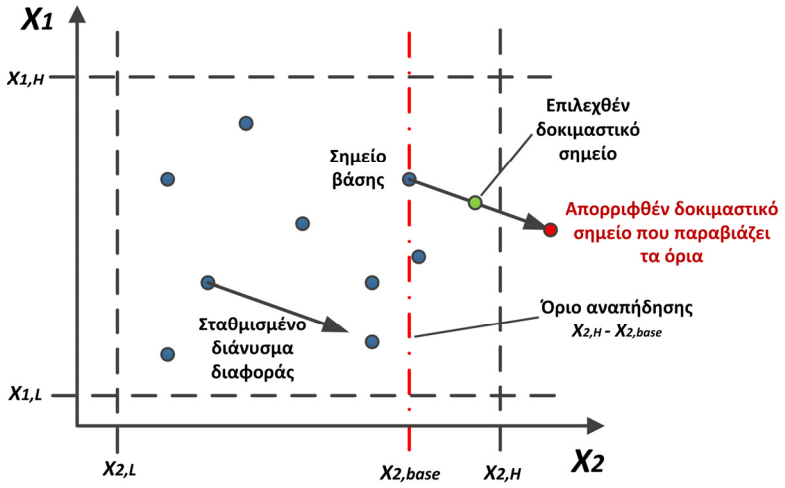


Σχήμα 3.8. Δομικό διάγραμμα των διαδικασιών δημιουργίας του δοκιμαστικού πληθυσμού, μετάλλαξης και επιλογής της μονοκριτηριακής DE.

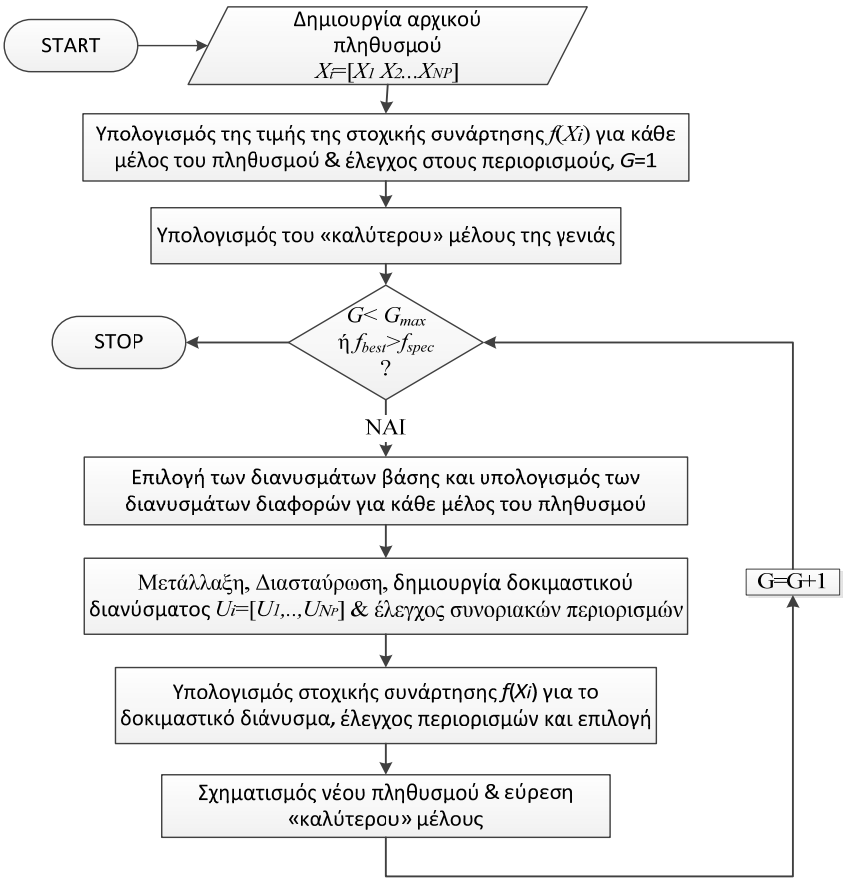
Στη DE, κάθε διάνυσμα του πληθυσμού διασταυρώνεται με ένα μεταλλαγμένο διάνυσμα που δημιουργείται με τυχαίο τρόπο, ανάλογα με την παραλλαγή του αλγορίθμου. Εφόσον τα διανύσματα-μέλη του τρέχοντος πληθυσμού βρίσκονται εντός των προκαθορισμένων πεδίων ορισμού, ικανοποιούν όλους τους *συνοριακούς περιορισμούς* του πεδίου ορισμού (boundary constraints) και κατ΄ επέκταση μόνο η συνεισφορά από τα διανύσματα μετάλλαξης μπορεί να προκαλέσει πιθανές παραβιάσεις ορίων. Συνεπώς τα όρια χρειάζεται να ελεγχθούν μόνο όταν κάποια παράμετρος μεταλλαγμένου διανύσματος επιλέγεται στο δοκιμαστικό διάνυσμα.

Στον αλγόριθμο που αναπτύχθηκε οι παραβιάσεις των ορίων του πεδίου ορισμού αντιμετωπίζονται μέσω μιας τεχνικής επαναφοράς. Τα σχήματα αυτά μετασχηματίζουν τις

παραμέτρους που δεν ικανοποιούν τα όρια σε καινούριες που δεν τα παραβιάζουν. Συγκεκριμένα χρησιμοποιείται η *μέθοδος της αναπήδησης* (bounce-back method), σύμφωνα με την οποία κάθε διάνυσμα που δεν ικανοποιεί τους συνοριακούς περιορισμούς αντικαθίσταται από ένα άλλο διάνυσμα που κείται εντός ορίων, ανάμεσα στο όριο και την παράμετρο του διανύσματος βάσης. Η στρατηγική αυτή εξυπηρετεί την ταχύτερη προσέγγιση του ολικού βέλτιστου καθώς για κάθε παράμετρο που παραβιάζει τα όρια επιλέγει μια καινούρια που βρίσκεται ανάμεσα στο όριο και την παράμετρο του διανύσματος βάσης. Επίσης, αν ο πληθυσμός μετακινείται προς τα όρια του πεδίου ορισμού, η μέθοδος αναπήδησης δημιουργεί διανύσματα που βρίσκονται ακόμα πιο κοντά στα όρια. Παρακάτω, στο *Σχ. 3.9*, φαίνεται η σχηματοποίηση της τεχνικής αναπήδησης. Στο *Σχ. 3.10* παρουσιάζεται το συνολικό διάγραμμα ροής του αλγορίθμου DE.



Σχήμα 3.9. Απεικόνιση του μηχανισμού διαχείρισης των συνοριακών περιορισμών με χρήση της μεθόδου αναπήδησης (bounce-back).



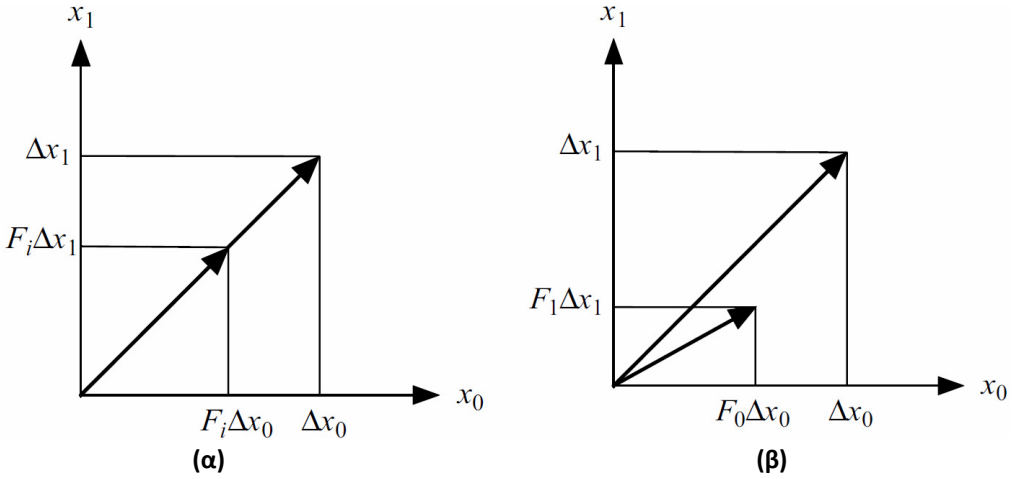
Σχήμα 3.10. Διάγραμμα ροής αλγόριθμου DE.

Ο αλγόριθμος DE τερματίζεται εάν οι υπολογισμοί του αλγορίθμου ολοκληρωθούν για το σύνολο των γενεών που έχουν οριστεί αρχικά από τον χρήστη, είτε εάν η στοχική συνάρτηση ελαχιστοποιηθεί στην επιθυμητή τιμή f_{spec} που έχει οριστεί από την εφαρμογή, όπως φαίνεται στο διάγραμμα ροής του *Σχ. 3.10*.

Η ανάπτυξη του αλγορίθμου έγινε σε γλώσσα προγραμματισμού *Matlab*, όπου ο χρήστης αρχικά ορίζει κάποιες βασικές παραμέτρους του προβλήματος βελτιστοποίησης στη συνάρτηση *Rundeopt* (όρια πεδίου ορισμού, αριθμός επαναλήψεων, μέλη πληθυσμού, στρατηγική μετάλλαξης και διασταύρωσης, συντελεστές F και CR). Οι παράμετροι αυτοί εισάγονται στη συνάρτηση *deopt*, η οποία εκτελεί τον αλγόριθμο βελτιστοποίησης. Η συγκεκριμένη συνάρτηση στη συνέχεια καλεί τη συνάρτηση κόστους *obj_fun*, η οποία στις εφαρμογές που θα μελετηθούν αποτελείται από το λογισμικό παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης σύγχρονων κινητήρων μονίμων μαγνητών μέσω ΠΣ που αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 2, και υπολογίζει την τιμή της σύνθετης συνάρτησης κόστους για κάθε μέλος του πληθυσμού. Επιπλέον, η συνάρτηση *deopt* καλεί συναρτήσεις που υλοποιούν τον έλεγχο του δοκιμαστικού διανύσματος και του διανύσματος στόχου (*left_win*), καθώς και συναρτήσεις απεικόνισης των αποτελεσμάτων της βελτιστοποίησης (*plot_population*, *PlotIt*). Περισσότερες πληροφορίες σχετικά με την ανάπτυξη του κώδικα που υλοποιεί τον αλγόριθμο βελτιστοποίησης DE περιέχεται στην ενότητα Π.Α2 των παραρτημάτων.

3.8.1.2 Προσαρμοστικός αλγόριθμος Διαφορικής Εξέλιξης

Στις σχέσεις (3.20)-(3.24) απεικονίζονται οι τυπικές τεχνικές μετάλλαξης, όπου χρησιμοποιείται συνήθως ένας σταθερός συντελεστής μετάλλαξης F, ενώ χρησιμοποιούνται ως διανύσματα βάσης είτε το διάνυσμα με τη χαμηλότερη τιμή της συνάρτησης κόστους, είτε ένα τυχαίο διάνυσμα του πληθυσμού. Επιπλέον, έχουν εισαχθεί διάφοροι μέθοδοι στη βιβλιογραφία, όπου πραγματοποιείται τυχαία μεταβολή του συντελεστή μετάλλαξης F σε ένα συγκεκριμένο εύρος τιμών [3.20], όπως φαίνεται στη σχέση (3.24). Η τυχαία μεταβολή του συντελεστή F μπορεί να εφαρμοστεί είτε σε κάθε παράμετρο του μεταλλαγμένου διανύσματος, με εύρος $[1,D]$ (*τεχνική jitter*) είτε σε κάθε διάνυσμα του μεταλλαγμένου διανύσματος, με εύρος $[1,N_p]$ (*τεχνική dithering*). Η τεχνική *dithering* αυξάνει ή μειώνει το μήκος των διανυσμάτων διαφορών με τον ίδιο συντελεστή F_i, ο οποίος εφαρμόζεται σε όλα τα διανύσματα διαφορών, όπως φαίνεται στο *Σχ. 3.11α*. Επομένως, η τεχνική *dithering* δεν αποκλίνει σημαντικά από την κλασσική DE, όπου κάθε μέλος του διαφορικού διανύσματος πολλαπλασιάζεται με τον συντελεστή F. Αντιθέτως, η τεχνική *jitter* αλλάζει εκτός από το μέτρο και την κατεύθυνση του διανύσματος διαφορών, καθώς κάθε παράμετρος του διανύσματος διαφορών πολλαπλασιάζεται με ένα διαφορετικό συντελεστή F_j, όπως φαίνεται στο παράδειγμα του *Σχ. 3.11β*.



Σχήμα 3.11. Τεχνική *dithering* (α), που μετασχηματίζει το μέτρο του διαφορικού διανύσματος, ενώ η τεχνική *jitter* (β) μετασχηματίζει το μέτρο και τη γωνία του.

Οι παραπάνω μεθοδολογίες αποσκοπούν στη βελτίωση της διασποράς των μεταλλαγμένων διανυσμάτων του πληθυσμού, με σκοπό την εύρεση του ολικού βελτίστου και όχι τον εγκλωβισμό του αλγορίθμου βελτιστοποίησης σε κάποιο τοπικό ελάχιστο. Από την άλλη μεριά, η τυχαιότητα με την οποία εφαρμόζεται η μεταβολή του συντελεστή μετάλλαξης στις παραπάνω μεθόδους, μπορεί να οδηγήσει σε αργή σύγκλιση του αλγορίθμου στο ολικό βέλτιστο, καθώς και σε πιθανή αστάθεια.

Με βάση τα παραπάνω, για μείωση του χρόνου σύγκλισης του αλγορίθμου, χαρακτηριστικό το οποίο είναι ιδιαίτερα σημαντικό στη βελτιστοποίηση γεωμετρίας ηλεκτρικών μηχανών μέσω πεπερασμένων στοιχείων, σχεδιάζεται στα πλαίσια της εργασίας ένας δεύτερος συντελεστής μετάλλαξης για το διάνυσμα διαφορών, ο οποίος μεταβάλλεται δυναμικά. Ο συγκεκριμένος συντελεστής μετάλλαξης χρησιμοποιεί μια νέα μεθοδολογία υπολογισμού της τιμής του, η οποία λαμβάνει υπόψιν της τόσο την πυκνότητα του πληθυσμού, όσο και την τιμή της σύνθετης συνάρτησης κόστους κάθε μέλους. Η συγκεκριμένη τεχνική επιτυγχάνει βελτίωση της σύγκλισης, χωρίς να μειώνει αντίστοιχα την ευστάθεια του αλγορίθμου, όπως οι παραπάνω μεθοδολογίες. Επομένως, για κάθε ($i^{στο}$) διάνυσμα μετάλλαξης, η σχέση η οποία εφαρμόζεται είναι η εξής:

$$v_{i,G} = x_{i,G} + F_m \cdot \left(x_{best,G} - x_{i,G} \right) + F_{Adap} \cdot \left(x_{r2,G} - x_{r3,G} \right) \tag{3.26}$$

όπου F_m είναι ο σταθερός συντελεστής μετάλλαξης, ο οποίος παίρνει τιμές στο διάστημα [0-2], όπως και στις τυπικές μεθοδολογίες μετάλλαξης που αναφέρθηκαν προηγουμένως και F_{Adap} ο δυναμικός συντελεστής μετάλλαξης των διανυσμάτων διαφορών, ο οποίος παίρνει τιμές στο διάστημα [0,5-1,0].

Πιο συγκεκριμένα, η αξιολόγηση κάθε μέλους του πληθυσμού εξαρτάται από τον αριθμό των μελών του πληθυσμού που «κυριαρχούν» σε αυτό. Η σύνθετη μονοκριτηριακή φύση του προβλήματος βελτιστοποίησης επιτρέπει τον άμεσο χαρακτηρισμό των σχέσεων «κυριαρχίας» μεταξύ των μελών του εκάστοτε πληθυσμού. Ένα μέλος κυριαρχεί έναντι κάποιου άλλου εάν παρουσιάζει μικρότερη τιμή της σύνθετης στοχικής συνάρτησης. Επομένως, το κριτήριο κυριαρχίας κάθε μέλους, ορίζεται ως ένας όρος ποινής με τιμές μικρότερες της μονάδας, ο οποίος σχετίζεται απ' ευθείας με την ευρωστία του συγκεκριμένου μέλους του πληθυσμού και θα επηρεάσει κατάλληλα τον συντελεστή μετάλλαξης. Ο όρος ποινής κάθε μέλους του πληθυσμού $R(i)$ ορίζεται ως εξής:

$$R\left(i\right) = \frac{n_d\left(i\right)}{N_p + 1} \tag{3.27}$$

όπου N_p είναι ο αριθμός των μελών του πληθυσμού και $n_d(i)$ είναι ο αριθμός των μελών της γενιάς οι οποίοι «κυριαρχούν» σε σχέση με το $i^{στο}$ μέλος της γενιάς.

Επιπλέον, για τη διαμόρφωση του δυναμικού συντελεστή μετάλλαξης, εισάγεται και ένας όρος που αφορά τη χωρική πυκνότητα του κάθε μέλους του πληθυσμού. Ο όρος πυκνότητας εφαρμόζεται σε κάθε μέλος του πληθυσμού, με σκοπό τη διαφοροποίηση των μελών του πληθυσμού της γενιάς με ίδιους όρους ποινής. Επιπροσθέτως, μέσω του συγκεκριμένου όρου, παρέχεται και η απαραίτητη διασπορά στο διάνυσμα μετάλλαξης σε μέλη που είναι πολύ κοντά χωρικά μεταξύ τους, με σκοπό τον αποκλεισμό εγκλωβισμού της σύνθετης στοχικής συνάρτησης σε κάποιο τοπικό ελάχιστο. Η διαδικασία που εφαρμόζεται βασίζεται στη μέθοδο του k-πλησιέστερου γείτονα (k^{th} - nearest neighbor), λαμβάνοντας ως εκτιμήτρια της πυκνότητας ενός σημείου i την απόσταση του k-οστού κοντινότερου σημείου του δείγματος, που συμβολίζεται με σ_i^k. Οι ερευνητές προτείνουν ως αντιπροσωπευτική τιμή της πυκνότητας την τετραγωνική ρίζα του μεγέθους του πληθυσμού και του εξωτερικού συνόλου, αν και μπορεί να θεωρηθεί επαρκής ακόμη και η τιμή k=1. Ο συγκεκριμένος όρος πυκνότητας $D(i)$ υπολογίζεται μέσω της μεθόδου του $k^{στου}$

κοντινότερου γείτονα, σύμφωνα με τη βελτιωμένη έκδοση του αλγόριθμου SPEA [3.9], [3.25], ως εξής:

$$D(i) = \frac{1}{\sigma_i^k + 2} \tag{3.28}$$

όπου σ_i^k είναι η απόσταση του $i^{στου}$ μέλους του πληθυσμού σε σχέση με τον $k^{στο}$ κοντινότερο γείτονα. Επομένως, όσο πιο κοντά βρίσκεται το μέλος του πληθυσμού σε σχέση με τον $k^{στο}$ κοντινότερο γείτονα, τόσο πιο μεγάλη τιμή παίρνει ο συντελεστής πυκνότητας, με στόχο την αύξηση της διασποράς στο μεταλλαγμένο διάνυσμα. Η συνολική τιμή ποινής για κάθε μέλος υπολογίζεται με τον κάτωθι τύπο:

$$C(i) = R(i) + D(i) \tag{3.29}$$

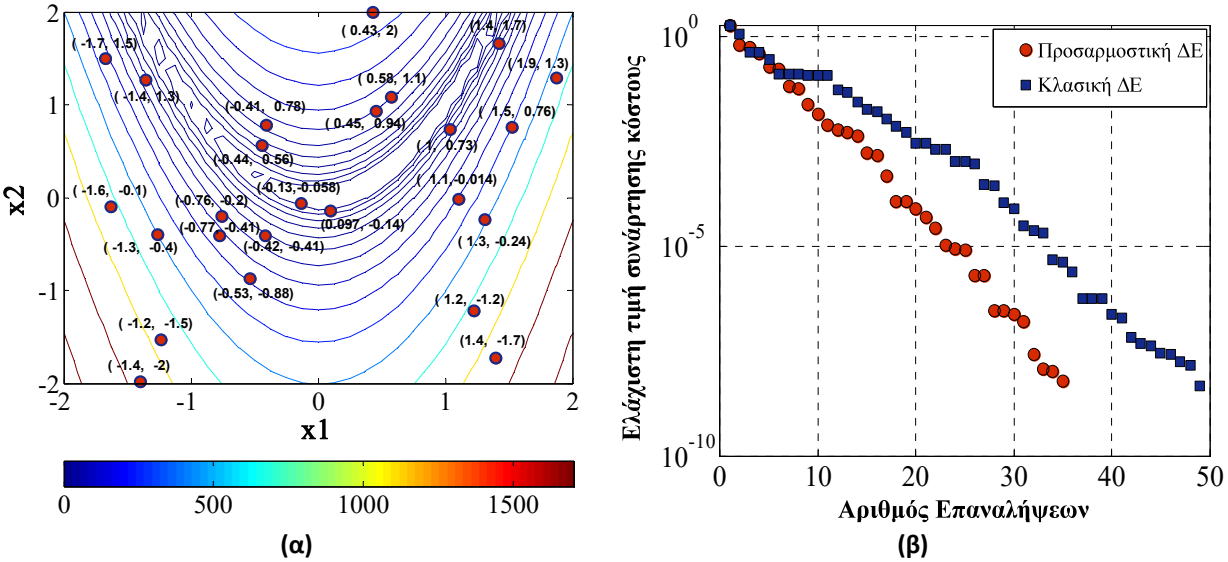
Ο συντελεστής μετάλλαξης F_{Adap} για κάθε μέλος καθορίζεται από τον συντελεστή ποινής, μέσω μιας Gaussian κατανομής, για την κατάλληλη μετάβαση σε πεδίο τιμών επιθυμητού διαστήματος:

$$F_{Adapt} = N(C, \max(C(i)), \sigma^2) \tag{3.30}$$

όπου $max(C(i))$ είναι η ολική μέγιστη τιμή του συντελεστή ποινής του πληθυσμού σε κάθε γενιά και σ^2 είναι η τυπική απόκλιση των τιμών του συντελεστή ποινής της κάθε γενιάς.

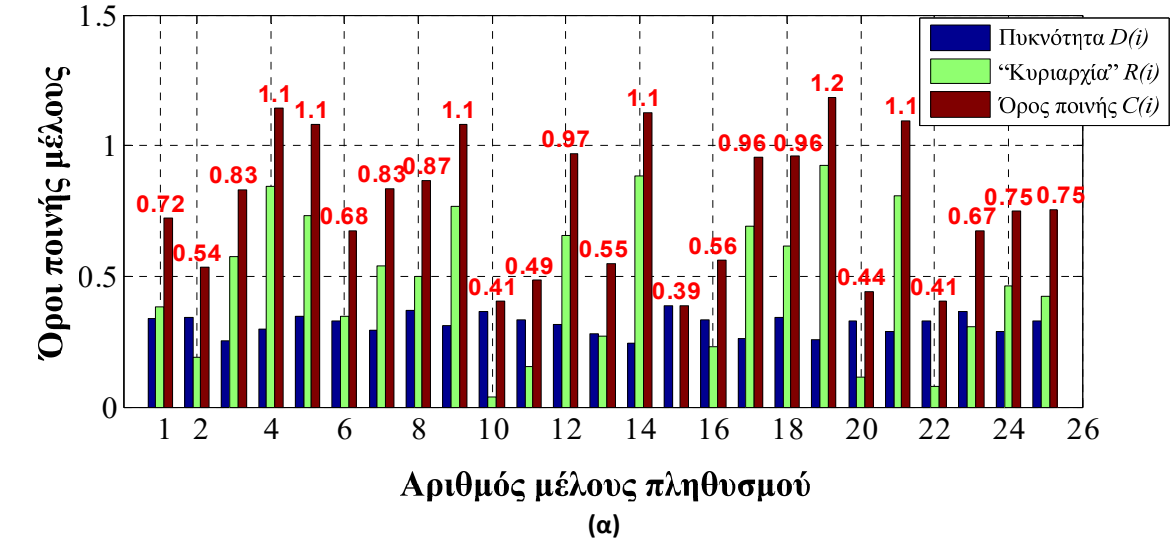
Για την αξιόπιστη εκτίμηση της ταχύτητας του προτεινόμενου αλγορίθμου, ακολουθεί η σύγκριση της κλασικής εκδοχής του αλγορίθμου της DE σε σχέση με τον προτεινόμενο προσαρμοστικό αλγόριθμο DE, χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση ελέγχου *Rosenbrock* [3.26]. Στην ενότητα 3.9 θα αναλυθούν εκτενώς οι συναρτήσεις ελέγχου που θα χρησιμοποιηθούν για την κατάλληλη αξιολόγηση των αλγορίθμων βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της εργασίας.

Για τις ανάγκες της ανάλυσης, κάθε γενιά αποτελείται από 25 μέλη. Στο *Σχ. 3.12α* παρουσιάζεται η κατανομή του αρχικού πληθυσμού στο σύνολο του πεδίου ορισμού, απεικονίζοντας μέσω του χρωματικού κώδικα που φαίνεται στο σχήμα την τιμή της συνάρτησης κόστους. Στο *Σχ. 3.12β* παρουσιάζεται συγκριτικά η ταχύτητα σύγκλισης των αλγορίθμων για τον αρχικό πληθυσμό που επιλέχθηκε (*Σχ. 3.12α*). Συγκεκριμένα, απεικονίζεται η μέση τιμή των συναρτήσεων κόστους σε κάθε επανάληψη για 50 επιλύσεις για τις δυο εκδοχές του αλγορίθμου DE (κλασική και προσαρμοστική DE). Αξίζει να σημειωθεί ότι για την κλασική εκδοχή του αλγορίθμου DE χρησιμοποιήθηκε η τεχνική μετάλλαξης *DE/target-to-best/1/bin,* όπου οι τιμές του δοκιμαστικού διανύσματος υπολογίζονται μέσω της σχέσης (3.21). Από το *Σχ. 3.12β* συμπεραίνεται ότι ο τροποποιημένος αλγόριθμος DE με k=5 παρουσιάζει ταχύτερη σύγκλιση κατά 14 επαναλήψεις, σε σχέση με την κλασική εκδοχή του. Στο *Σχ. 3.13α* απεικονίζονται οι τιμές ποινής, συμπεριλαμβανομένων των όρων πυκνότητας και κυριαρχίας όπως εκφράζονται μέσω των σχέσεων (3.27-3.30), στο *Σχ. 3.13β* οι τιμές της συνάρτησης κόστους και στο *Σχ. 3.13γ* οι τιμές του συντελεστή μετάλλαξης F_{Adap} για κάθε μέλος του πληθυσμού κατά την 20η επανάληψη του βελτιωμένου προσαρμοστικού αλγορίθμου DE. Μέσω του *Σχ. 3.13* γίνεται αρκετά κατανοητή η λογική του προσαρμοστικού αλγορίθμου DE: Για μέλη του πληθυσμού με αρκετά μεγάλη τιμή συνάρτησης κόστους δίνεται μια μεγάλη τιμή ποινής $R(i)$ λόγω "κυριαρχίας", όπως συμβαίνει π.χ. στο 14ο μέλος του πληθυσμού. Επιπλέον, η τιμή του όρου πυκνότητας $D(i)$ μπορεί να επηρεάσει αντίστοιχα τον συνολικό όρο ποινής, όπως φαίνεται π.χ. μεταξύ του 10ου και του 11ου μέλους του πληθυσμού, όπου παρουσιάζουν και οι δυο όροι αρκετά μικρό όρο ποινής $R(i)$.

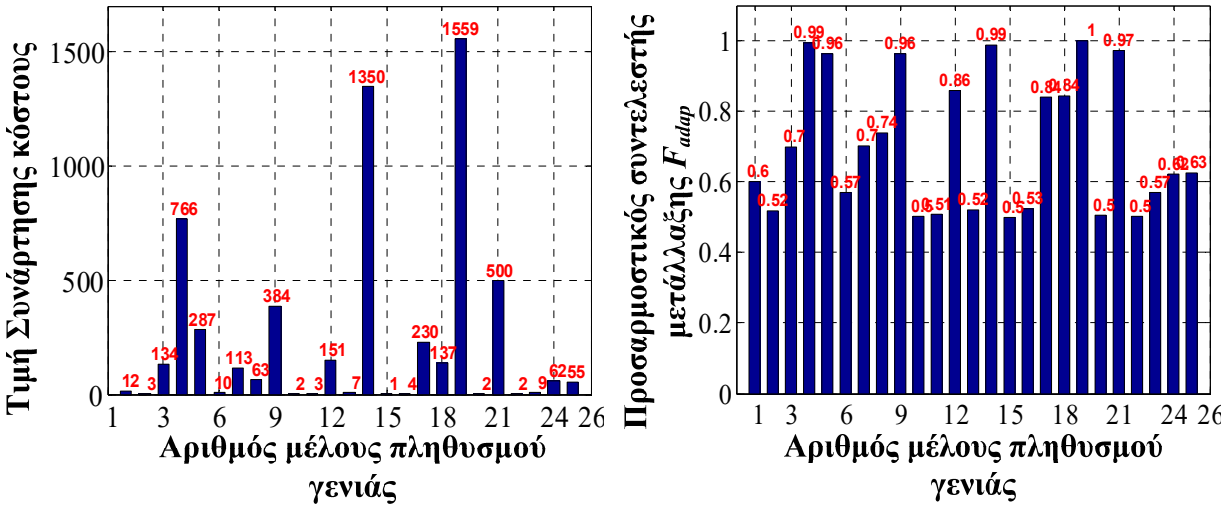


(α) (β)

Σχήμα 3.12. Κατανομή αρχικού πληθυσμού και τιμές συνάρτησης κόστους (συνάρτηση Rosenbrock) (α). Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 50 επαναλήψεις.



(α)



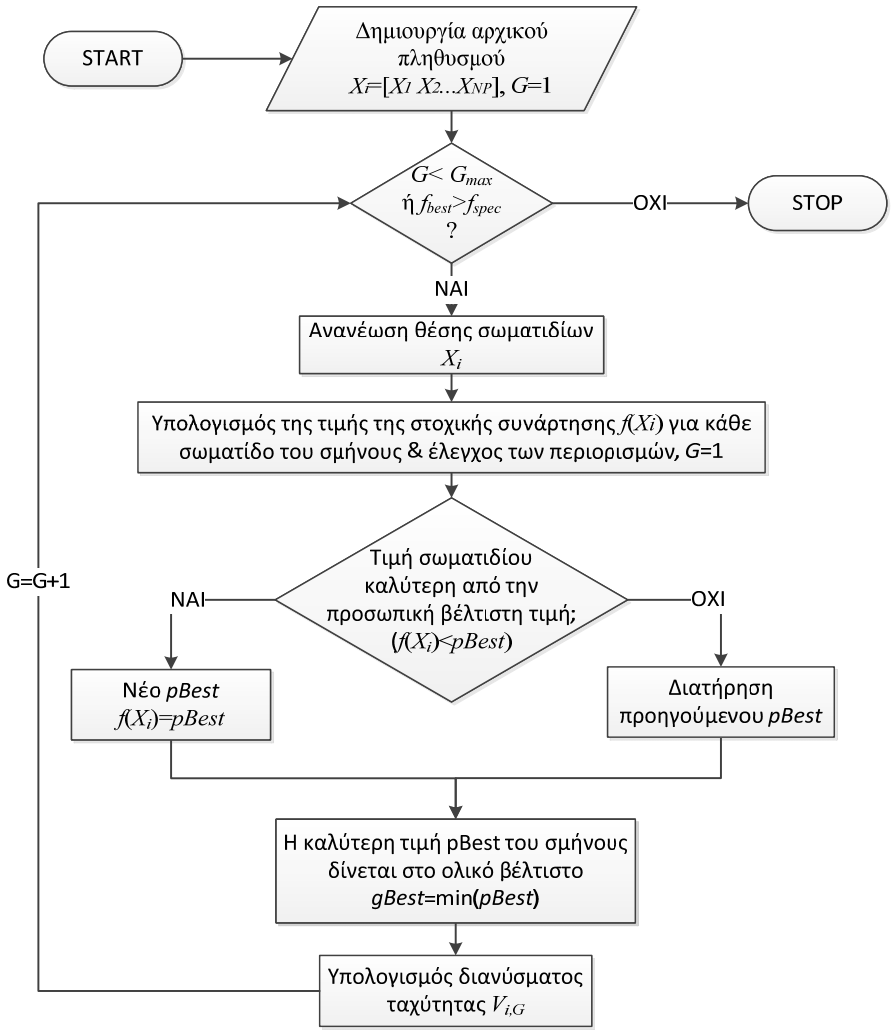
(β) (γ)

Σχήμα 3.13. Τιμές ποινής (α), συνάρτησης κόστους (β), και προσαρμοστικού συντελεστή μετάλλαξης F_{adap} (γ) για κάθε μέλος του πληθυσμού κατά την 20η επανάληψη.

3.8.2 Ο αλγόριθμος Σμήνους Σωματιδίων (Particle Swarm Optimization)

Ο αλγόριθμος *Σμήνους Σωματιδίων* (PSO) είναι ένας προσαρμοζόμενος αλγόριθμος βασισμένος με μια κοινωνικό-ψυχολογική μεταφορά, όπου ένας πληθυσμός ατόμων προσαρμόζεται επιστρέφοντας με τυχαίο τρόπο σε προηγουμένως επιτυχημένες περιοχές [3.27]. Ο αλγόριθμος PSO προτάθηκε αρχικά από τους *Kennedy*, *Eberhart* και *Shi* και αρχικά προοριζόταν για προσομοίωση της κοινωνικής συμπεριφοράς [3.27], [3.28], έχοντας ως αντιπροσωπευτικά παραδείγματα την κίνηση του σμήνους των ιπτάμενων πτηνών ή τις κινήσεις των ψαριών στη θάλασσα.

Το σμήνος σωματιδίων (particle swarm) υλοποιεί κυρίως δύο εντολές, την ανανέωση της ταχύτητας του πληθυσμού και την ανανέωση της θέσης του. Σε κάθε γενιά (επανάληψη) του αλγορίθμου, το σωματίδιο επιταχύνεται προς την *προσωπική* του *βέλτιστη θέση* (particle best - *pBest*) καθώς και προς τη *συνολική βέλτιστη θέση* (global best - *gBest*). Σε κάθε επανάληψη μια νέα τιμή ταχύτητας υπολογίζεται για κάθε σωματίδιο, συναρτήσει της τρέχουσας ταχύτητάς του και της απόστασής του από το προσωπικό και το ολικό βέλτιστο. Η νέα ταχύτητα στη συνέχεια χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της νέας θέση του κάθε σωματιδίου. Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται είτε για ένα συγκεκριμένο αριθμό επαναλήψεων είτε μέχρι να επιτευχθεί η σύγκλιση στην τελική επιθυμητή τιμή. Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου PSO φαίνεται στο *Σχ. 3.14*. Η παρακάτω περιγραφή αντικατοπτρίζει απόλυτα τη γενική λογική του αλγορίθμου, αλλά αξίζει να σημειωθεί ότι από την πρώτη σύλληψη του αλγορίθμου έχουν δημιουργηθεί τρεις κύριες παραλλαγές αυτής της γενικής φιλοσοφίας, οι οποίες εφαρμόζονται στο πεδίο των πραγματικών αριθμών. Οι παραλλαγές αυτές διαφέρουν κυρίως στο βήμα όπου γίνεται ο υπολογισμός της ταχύτητας του κάθε σωματιδίου, οι οποίες θα αναλυθούν εκτενώς στη συνέχεια.



Σχήμα 3.14. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου PSO.

Ο πιο απλός τρόπος καθορισμού της ταχύτητας των σωματιδίων, έτσι ώστε σε έναν ετερογενή χώρο αναζήτησης, όπου υπάρχουν «καλύτερες» και «χειρότερες» περιοχές, σε σχέση με την τιμή της σύνθετης στοχικής συνάρτησης που παρουσιάζουν τα σωματίδια να έλκονται από τις καλύτερες περιοχές, επιτυγχάνεται μέσω της παρακάτω σχέσης:

$$V_{i,G} = V_{i,G-1} + C_1 \cdot rand(0,1) \cdot \left(X_{pBest,G-1} - X_{i,G-1} \right) + C_2 \cdot rand(0,1) \cdot \left(X_{nBest,G-1} - X_{i,G-1} \right) \quad (3.31)$$

όπου $V_{i,G}$ είναι το διάνυσμα ταχύτητας για κάθε σωματίδιο i, $X_{pBest,G-1}$ είναι η θέση του προσωπικού βελτίστου κάθε ατόμου, $X_{nBest,G-1}$ είναι η θέση όπου το γειτονικό άτομο έχει τη βέλτιστη τιμή, C_1, C_2 είναι οι συντελεστές επιτάχυνσης και $X_{i,G-1}$ είναι η θέση που κατείχε το σωματίδιο τη γενιά $G-1$. Οι συντελεστές επιτάχυνσης λαμβάνουν θετικές τιμές και συνήθως ισούται με 2. Ο δεύτερος όρος της εξίσωσης (3.31) εκφράζει την επίδραση του ίδιου του σωματιδίου στη διαδικασία αναζήτησης της βέλτιστης λύσης, ενώ ο τρίτος όρος της εξίσωσης (3.31) εκφράζει την επίδραση της «κοινωνίας», δηλαδή του συνόλου του πληθυσμού ή ενός μέρους του, στη διαδικασία αναζήτησης της βέλτιστης λύσης. Η νέα θέση του κάθε σωματιδίου καθορίζεται από τη παρακάτω σχέση:

$$X_{i,G} = X_{i,G-1} + V_{i,G} \quad (3.32)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι στον αλγόριθμο PSO χρησιμοποιούνται διάφορες μέθοδοι ορισμού των γειτόνων ενός σωματιδίου, τα οποία δύναται να επηρεάσουν αντίστοιχα την ταχύτητα και την ικανότητα σύγκλισης του αλγορίθμου. Εκτενέστερη ανάλυση και διερεύνηση των εναλλακτικών τοπολογιών γειτόνων παρουσιάζεται στη συνέχεια.

Η παραπάνω μέθοδος υπολογισμού της ταχύτητας είναι η πρώτη που παρουσιάστηκε, αλλά έχει ένα βασικό μειονέκτημα, ότι έχει την τάση να οδηγεί τον αλγόριθμο σε αστάθεια [3.29]. Τα σωματίδια αρχίζουν να ταλαντώνονται όλο και πιο έντονα, με τις ταχύτητές τους να αυξάνονται κατά απόλυτο βαθμό συνεχώς, προκαλώντας αδυναμία σύγκλισης του αλγορίθμου βελτιστοποίησης, γεγονός μη αποδεκτό. Μια αρχική προσέγγιση στην αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος είναι ο περιορισμός της ταχύτητας του κάθε σωματιδίου. Ο πιο απλός περιορισμός για τη μείωση των ταλαντώσεων είναι να τεθεί ως ανώτατο όριο ταχύτητας το μέγιστο διάστημα του πεδίου ορισμού, κάτι το οποίο υλοποιείται μέσω των παρακάτω σχέσεων.

$$|V_{max}| = X_{max,1} - X_{min,1} \quad (3.33)$$

$$\text{εάν } V_{i,G} > |V_{max}|, \text{τότε} V_{i,G} = |V_{max}| \quad (3.34)$$

$$\text{είτε εάν } V_{i,G} < -|V_{max}|, \text{τότε } V_{i,G} = -|V_{max}| \quad (3.35)$$

όπου $X_{max,1}$ και $X_{min,1}$ είναι η μέγιστη και η ελάχιστη τιμή της κάθε μεταβλητής του αρχικού πληθυσμού. Ο έλεγχος της ταχύτητας για κάθε σωματίδιο επιτυγχάνεται μέσω των σχέσεων (3.34) και (3.35). Ταυτόχρονα, για την αποφυγή της παραβίασης των ορίων του πεδίου ορισμού, εφαρμόζεται η *τεχνική της αναπήδη*σης (*bounce-back method*) για τα διανύσματα που παραβιάζουν τους συνοριακούς περιορισμούς, όπως παρουσιάστηκε στην υποενότητα 3.8.1.1, με στόχο τη βελτίωση της ταχύτητας σύγκλισης του αλγορίθμου.

Μια εναλλακτική τεχνική υπολογισμού της ταχύτητας είναι η τεχνική υπολογισμού της ταχύτητας με αδράνεια, η οποία αναπτύχθηκε αρχικά από τους *Shi* και *Eberhart* [3.29], [3.30]. Στη συγκεκριμένη μεθοδολογία υπολογισμού της ταχύτητας του κάθε σωματιδίου, η προηγούμενη ταχύτητα πολλαπλασιάζεται με ένα συντελεστή αδράνειας. Ο συγκεκριμένος συντελεστής αδράνειας μειώνεται στη συνέχεια γραμμικά σε κάθε γενιά. Ένας μη μηδενικός συντελεστής αδράνειας εισάγει μια τάση στο σωματίδιο να συνεχίσει να κινείται στην ίδια κατεύθυνση, όπως στην προηγούμενη επανάληψη. Καθώς ο συντελεστής μειώνεται, ο αλγόριθμος από την καθολική

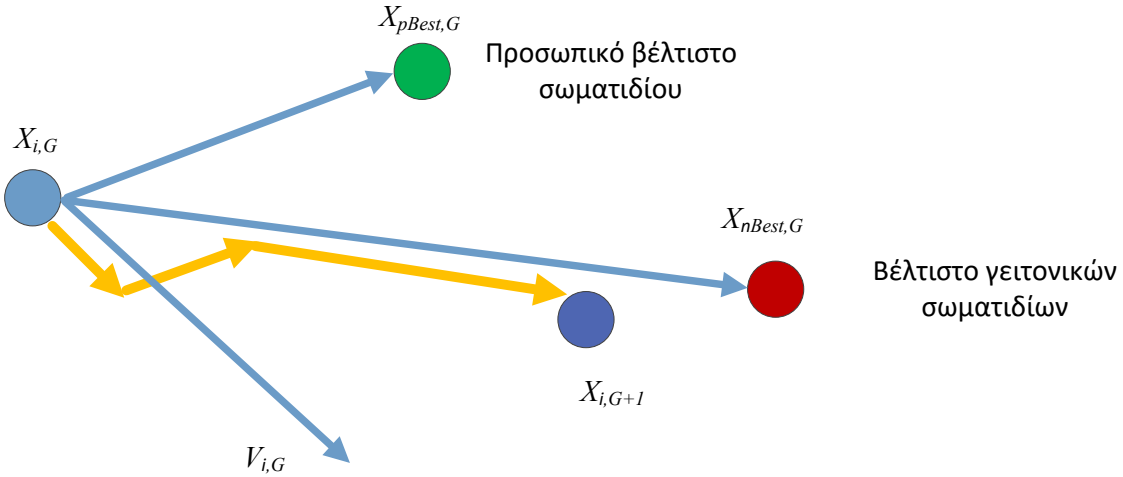
αναζήτηση τείνει στην τοπική αναζήτηση. Με τον τρόπο αυτό, αρχικά τα σωματίδια υποχρεώνονται να εξερευνήσουν με τον καλύτερο τρόπο το σύνολο του πεδίου ορισμού, αφού το κάθε ένα τείνει να διατηρεί την ταχύτητά του, που όμως αρχικά ήταν τυχαία. Επιπλέον, τα σωματίδια επιταχύνονται όλο και πιο έντονα προς τις καλύτερες περιοχές, λόγω του γεγονότος ότι υπάρχουν οι όροι του προσωπικού και του γειτονικού βέλτίστου, οι οποίοι ενισχύονται συγκριτικά με τον όρο ταχύτητας λόγω του συντελεστή αδράνειας, βελτιώνοντας την ακρίβεια της εξερεύνησης, οδηγώντας σε λύση του προβλήματος βελτιστοποίησης. Ο υπολογισμός της ταχύτητας με αδράνεια για κάθε σωματίδιο γίνεται ως εξής:

$$V_{i,G} = w_G \cdot V_{i,G-1} + C_1 \cdot rand(0,1) \cdot \left(X_{pBest,G-1} - X_{i,G-1} \right) + C_2 \cdot rand(0,1) \cdot \left(X_{nBest,G-1} - X_{i,G-1} \right) \quad (3.36)$$

όπου w_G είναι ο συντελεστής αδρανείας. Ο υπολογισμός της νέας θέσης για το κάθε σωματίδιο της γενιάς υπολογίζεται και εδώ μέσω της σχέσης (3.32), ενώ ο συντελεστής αδράνειας της κάθε γενιάς υπολογίζεται μέσω της παρακάτω σχέσης:

$$w_G = \frac{(G_{\max} - G) \cdot (w_{start} - w_{end})}{G_{\max}} + w_{end} \quad (3.37)$$

όπου w_{start}, w_{end} είναι οι συντελεστές αδρανείας κατά την έναρξη και τη λήξη του αλγορίθμου, G ο αριθμός της γενιάς και G_{max} ο συνολικός αριθμός επαναλήψεων. Οι τυπικές τιμές που λαμβάνουν οι συντελεστές w_{start} και w_{end} είναι 0,9 και 0,4 , αντίστοιχα [3.27]. Στο *Σχ. 3.15* απεικονίζεται ένα παράδειγμα που εξηγεί τη διαδικασία ανανέωσης της θέσης ενός σωματιδίου του πληθυσμού, όπου αναδεικνύεται η συσχέτιση του πληθυσμού τόσο με την ταχύτητα που έχει αποκτήσει από την προηγούμενη γενιά και εκφράζει την κατεύθυνσή του προς το βέλτιστο των γειτόνων και με τη θέση που βρίσκονται το προσωπικό αλλά και το βέλτιστο των γειτόνων. Επομένως, γίνεται εμφανής και μέσω του *Σχ. 3.15* η σημαντικότητα της τοπολογίας των γειτόνων στη διαδικασία επίλυσης του προβλήματος βελτιστοποίησης μέσω του αλγορίθμου PSO.



Σχήμα 3.15. Διαδικασία ανανέωσης της θέσης ενός σωματιδίου του πληθυσμού στη μεθοδολογία υπολογισμού ταχύτητας μέσω αδρανείας.

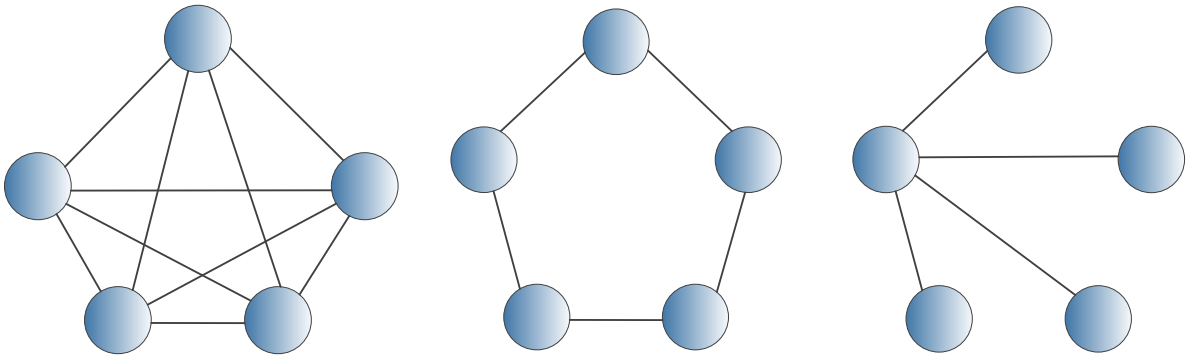
3.8.2.1 Τοπολογίες Γειτόνων

Μια σημαντική παράμετρος της λειτουργίας του αλγορίθμου όπως αναφέρθηκε προηγουμένως είναι ο ορισμός των γειτόνων του κάθε ατόμου. Ο ορισμός αυτός καθορίζει πως διαδίδεται η πληροφορία μεταξύ των σωματιδίων του σμήνους. Επιλέγοντας διαφορετικές τοπολογίες γειτόνων μπορεί να καθοριστεί κυρίως το πόσο καθολική θα είναι η αναζήτηση και το πόσο γρήγορα θα επιτευχθεί η σύγκλιση. Πρακτικά, όσο περισσότερους γείτονες έχει το κάθε άτομο τόσο ταχύτερα επιτυγχάνεται η σύγκλιση του αλγορίθμου σε κάποιο βέλτιστο, αφού τα άτομα επιταχύνονται προς

τις συνολικά καλύτερες περιοχές (*gBest*). Από την άλλη μεριά, η ταχύτερη σύγκλιση πιθανώς να μειώσει την καθολικότητα της αναζήτησης και έχει σαν αποτέλεσμα, σε περιπτώσεις συναρτήσεων με πολλές βέλτιστες περιοχές, ο αλγόριθμος να εγκλωβιστεί σε κάποιο τοπικό βέλτιστο, αφού η περιοχή όπου βρίσκεται το ολικό βέλτιστο δεν πρόλαβε να εξερευνηθεί αρχικά πριν αρχίσει η έντονη σύγκλιση.

Οι σημαντικότερες τοπολογίες γειτόνων που συναντώνται στο αλγόριθμο PSO είναι η τοπολογία αστέρα, η τοπολογία κύκλου και η τοπολογία τροχού [3.28], [3.31]. Η σύνδεση των σωματιδίων για τις τοπολογίες που αναφέρθηκαν προηγουμένως παρουσιάζεται σχηματικά στο *Σχ. 3.16*. Στην τοπολογία αστέρα (*Σχ. 3.16α*), όλα τα άτομα επικοινωνούν με όλα τα υπόλοιπα άτομα. Το γεγονός αυτό απλοποιεί την υλοποίηση αυτής της σχέσης, αφού τελικά το βέλτιστο των γειτόνων είναι το ολικό βέλτιστο. Από την άλλη μεριά, η συγκεκριμένη μεθοδολογία γειτόνων παρουσιάζει δυσκολία εύρεσης του ολικού βελτίστου σε προβλήματα βελτιστοποίησης με πολλά τοπικά ελάχιστα στη συνάρτηση κόστους. Στην τοπολογία κύκλου (*Σχ. 3.16β*), κάθε άτομο του πληθυσμού συνδέεται με τους k χωρικά κοντινότερους γείτονες στο πεδίο αναζήτησης. Το k συνήθως λαμβάνει την τιμή 2. Επομένως, το βέλτιστο *nbest* που προκύπτει για κάθε άτομο είναι το βέλτιστο διάνυσμα μεταξύ των k γειτόνων του. Η συγκεκριμένη τοπολογία παρέχει τη δυνατότητα σταδιακής εύρεσης του ολικού βελτίστου, δεδομένου τα άτομα αναζητούν το ολικό βέλτιστο σε κοντινές γειτονικές τους περιοχές. Η συγκεκριμένη τοπολογία συνήθως παρουσιάζει πιο αργή σύγκλιση σε σχέση με την τοπολογία αστέρα, παρόλα αυτά συνίσταται σε περιπτώσεις προβλημάτων βελτιστοποίησης με πολλά τοπικά βέλτιστα στη σύνθετη συνάρτηση στόχου. Στην τοπολογία τροχού (*Σχ.3.16γ*), όλα τα άτομα του πληθυσμού συνδέονται μέσω ενός κεντρικού ατόμου, το οποίο επιλέγεται τυχαία. Το βέλτιστο των γειτόνων ορίζεται το βέλτιστο μεταξύ του κάθε ατόμου και του κεντρικού ατόμου. Η συγκεκριμένη τοπολογία κρίνεται επίσης κατάλληλη σε επίλυση σύνθετων προβλημάτων βελτιστοποίησης με πολλαπλά τοπικά ελάχιστα λόγω του ελάχιστου αριθμού γειτόνων και της τυχαιότητας ορισμού του κεντρικού σημείου.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι η κατάλληλη τοπολογία γειτόνων για τον αλγόριθμο PSO εξαρτάται από τη φύση του προβλήματος, τις απαιτήσεις και τις προδιαγραφές του. Στα πλαίσια της εργασίας, αναπτύχθηκαν και διερευνήθηκαν ως προς την ευρωστία και την ταχύτητα σύγκλισης οι τοπολογίες αστέρα και κύκλου διότι καλύπτουν ένα ευρύ φάσμα προβλημάτων βελτιστοποίησης [3.11], [3.27], [3.29], [3.31-3.35] με διαφορετική εξελικτική λογική. Επομένως, οι παραπάνω τοπολογίες γειτόνων κρίνονται κατάλληλες για εφαρμογές ηλεκτρικών μηχανών, όπου η φύση του προβλήματος βελτιστοποίησης είναι μη γραμμική και απαιτείται σημαντική μείωση του υπολογιστικού κόστους λόγω της ανάλυσης μέσω της μεθόδου των ΠΣ [3.11], [3.29], [3.32] [3.34], [3.35]. Η ανάπτυξη του αλγορίθμου έγινε σε γλώσσα προγραμματισμού *Matlab*©. Εκτενή παρουσίαση και ανάλυση της ανάπτυξης του αλγορίθμου βελτιστοποίησης PSO περιέχεται στην ενότητα Π.Α3 των παραρτημάτων.



(α) **(β)** **(γ)**

Σχήμα 3.16. Τοπολογίες γειτόνων αλγορίθμου Σμήνους Σωματιδίων (PSO). (α) Τοπολογία αστέρα (β) Τοπολογία κύκλου (γ) Τοπολογία τροχού.

3.9 Αξιολόγηση των αλγορίθμων DE και PSO

Η αποτίμηση και η αξιολόγηση της επίδοσης των υλοποιημένων αλγορίθμων (κλασσικός αλγόριθμος DE, προσαρμοστικός αλγόριθμος DE, αλγόριθμος PSO τοπολογίας αστέρα, αλγόριθμος PSO τοπολογίας κύκλου) βασίστηκε πάνω σε τυπικά μαθηματικά προβλήματα ελέγχου της βιβλιογραφίας [3.36-3.38]. Ειδικότερα, εξετάστηκαν τέσσερις συναρτήσεις ελέγχου, με αριθμό μεταβλητών ελέγχου από 2 έως 3, που καλύπτουν χαρακτηριστικές περιπτώσεις σύνθετων στοχικών συναρτήσεων με τοπικά και ολικά ελάχιστα. Παρακάτω, δίνεται η διατύπωση κάθε προβλήματος και συζητούνται οι ιδιαιτερότητές τους. Επίσης, απεικονίζονται γραφικά για κάθε συνάρτηση δοκιμής, για τους τέσσερις αλγόριθμους βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν, η μέση τιμή της εξέλιξης-ελαχιστοποίησης της συνάρτησης κόστους για τον ίδιο αρχικό πληθυσμό. Αξίζει να σημειωθεί ότι για την επίτευξη δίκαιης και αξιόπιστης σύγκρισης μεταξύ των αλγορίθμων βελτιστοποίησης, για κάθε πρόβλημα χρησιμοποιήθηκε ο ίδιος αρχικός πληθυσμός, ενώ το πρόβλημα βελτιστοποίησης εκτελέστηκε 50 φορές και υπολογίστηκε η μέση τιμή των ελάχιστων τιμών της συνάρτησης κόστους για κάθε επανάληψη.

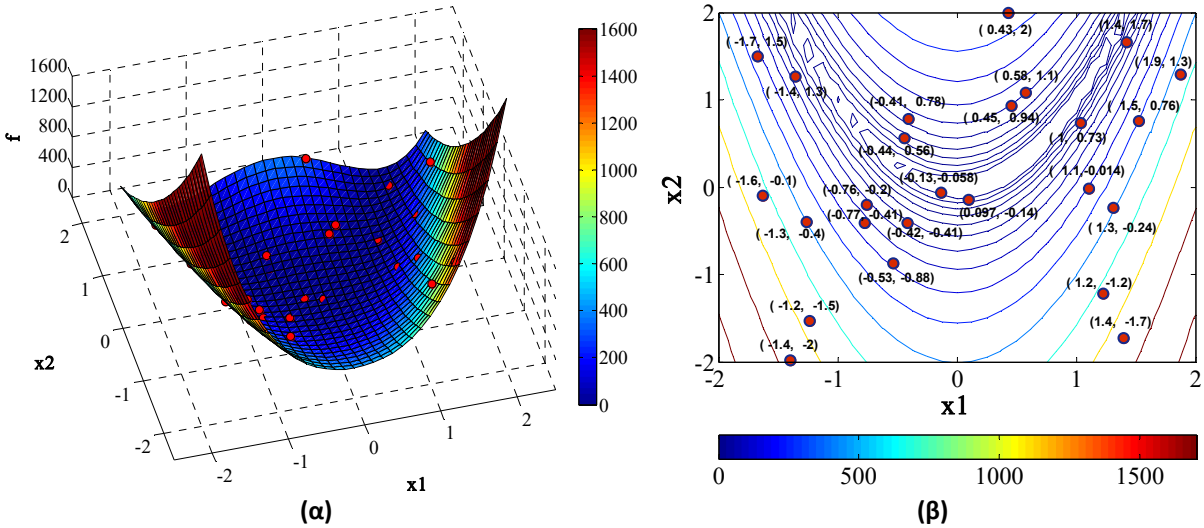
3.9.1 Συνάρτηση Rosenbrock

Η συνάρτηση *Rosenbrock* είναι μια μη κυρτή συνάρτηση, η οποία χρησιμοποιείται κατά κόρον σε προβλήματα βελτιστοποίησης. Η μαθηματική αποτύπωση της συνάρτησης είναι η εξής [3.36]:

$$f(x_1, x_2) = \left(1 - x_1^2\right) + 100 \cdot \left(x_2 - x_1^2\right)^2 \tag{3.38}$$

όπου $-2<x_1<2$, $-2<x_2<2$ οι μεταβλητές του προβλήματος. Το ολικό βέλτιστο της συνάρτησης βρίσκεται εσωτερικά μιας στενής, παραβολικής «κοιλάδας», όπως φαίνεται στο *Σχ. 3.17*. Η εύρεση της «κοιλάδας» όπου βρίσκεται το ολικό βέλτιστο είναι σχετικά απλή. Ωστόσο, η επίτευξη σύγκλισης στο ολικό βέλτιστο είναι μια αρκετά απαιτητική διαδικασία.

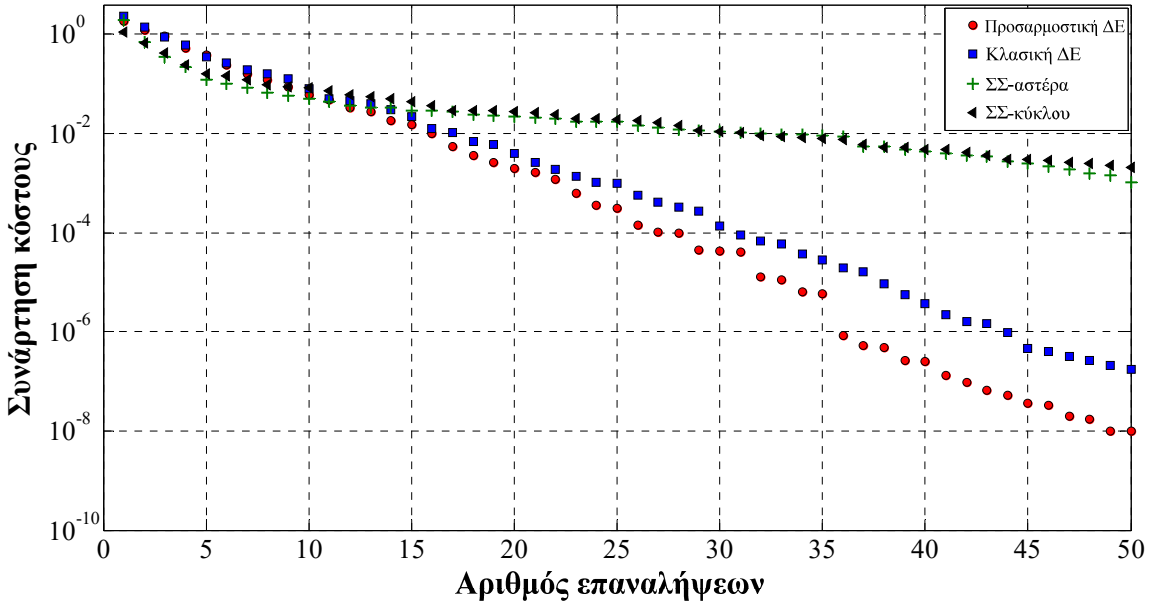
Ο αρχικός πληθυσμός του προβλήματος βελτιστοποίησης αποτελείται από N_p=25 μέλη. Επιπλέον, ως ελάχιστη τιμή πρόωρου τερματισμού του αλγορίθμου ορίζεται f_{spec}=1e^{-8}. Οι θέσεις των μελών του αρχικού πληθυσμού φαίνονται στο *Σχ. 3.17β*. Οι μεταβλητές του προβλήματος βελτιστοποίησης για τους τέσσερις διαφορετικούς αλγορίθμους βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν παρουσιάζονται στον πίνακα 3.1. Στο *Σχ. 3.18* απεικονίζεται η εξέλιξης της μέσης τιμής των συναρτήσεων κόστους σε κάθε επανάληψη για 50 επιλύσεις, όπου η προσαρμοστική εκδοχή του αλγορίθμου DE παρουσιάζει βελτιωμένα χαρακτηριστικά συγκριτικά με τους υπόλοιπους αλγορίθμους και σύγκλιση στη βέλτιστη τιμή f_{spec} από την 49^{η} επανάληψη.



Σχήμα 3.17. Κατανομή αρχικού πληθυσμού και σύνολο τιμών συνάρτησης κόστους (συνάρτηση *Rosenbrock*).

Πίνακας 3.1. Παράμετροι αλγορίθμων βελτιστοποίησης για το πρόβλημα Rosenbrock

	Αλγόριθμοι βελτιστοποίησης			
Ποσότητα	***Κλασική DE***	***Προσαρμοστική DE***	***PSO - αστέρα***	***PSO - κύκλου***
Συντελεστής Διασταύρωσης CR	0,9	0,9	-	-
Τεχνική μετάλλαξης	*DE/target -to-best/1*	*DE/target -to-best/1*	-	-
Συντελεστής Μετάλλαξης F_M	0,85	0,85	-	-
Συντελεστής Μετάλλαξης F_{Adap}	-	0,5 - 1,0	-	-
Αριθμός γειτόνων k	-	5	-	2
Συντελεστής Επιτάχυνσης C_1, C_2	-	-	2 , 2	2 , 2
Αδράνεια εκκίνησης w_{start}	-	-	1,0	1,0
Αδράνεια λήξης w_{end}	-	-	0,4	0,4
Μέγιστη ταχύτητα V_{max}	-	-	$(X_{max,1}$-$X_{min,1})/4$	$(X_{max,1}$-$X_{min,1})/4$



Σχήμα 3.18. Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 50 επαναλήψεις (συνάρτηση *Rosenbrock*).

3.9.2 Συνάρτηση Eggholder

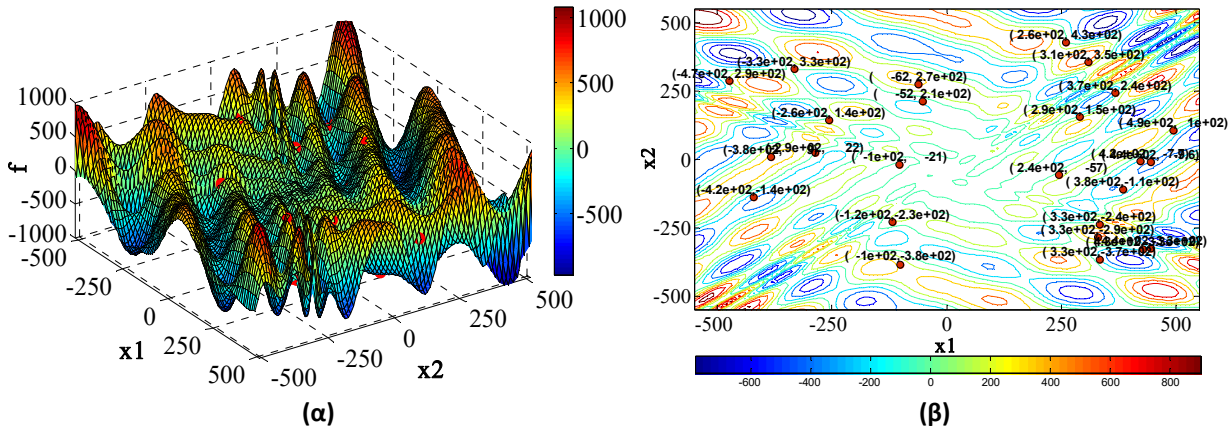
Η συνάρτηση *Eggholder* είναι μια μη κυρτή συνάρτηση, όπου η εύρεση του βέλτιστου κρίνεται ιδιαίτερα απαιτητική, λόγω της ύπαρξης μεγάλου πλήθους τοπικών ελαχίστων [3.37]. Η μαθηματική αποτύπωση της συνάρτησης είναι η εξής:

$$f(x_1,x_2) = -(x_2+47)\cdot\sin\left(\sqrt{\left|x_2+\frac{x_1}{2}+47\right|}\right) - x_1\cdot\sin\left(\sqrt{\left|x_1-x_2-47\right|}\right) \qquad (3.39)$$

όπου -512<x_1<512, -512<x_2<512 οι μεταβλητές του προβλήματος. Το ολικό βέλτιστο της συνάρτησης βρίσκεται στο σημείο (x_1,x_2)=[512, 404.23]. Στο *Σχ. 3.19α* απεικονίζεται το σύνολο τιμών της συνάρτησης κόστους, όπου παρατηρούνται σημαντικές αυξομειώσεις των τιμών της συνάρτησης κόστους, αλλά και μεγάλο πλήθος τοπικών ελαχίστων.

Ο αρχικός πληθυσμός του προβλήματος βελτιστοποίησης αποτελείται από N_p=25 μέλη. Επιπλέον, ως ελάχιστη τιμή πρόωρου τερματισμού του αλγορίθμου ορίζεται f_{spec}=959,64 που είναι και η ελάχιστη τιμή που μπορεί να λάβει η συνάρτηση κόστους, για το καθορισμένο πεδίο τιμών. Οι θέσεις των μελών του αρχικού πληθυσμού φαίνονται στο *Σχ. 3.19β*. Οι μεταβλητές του

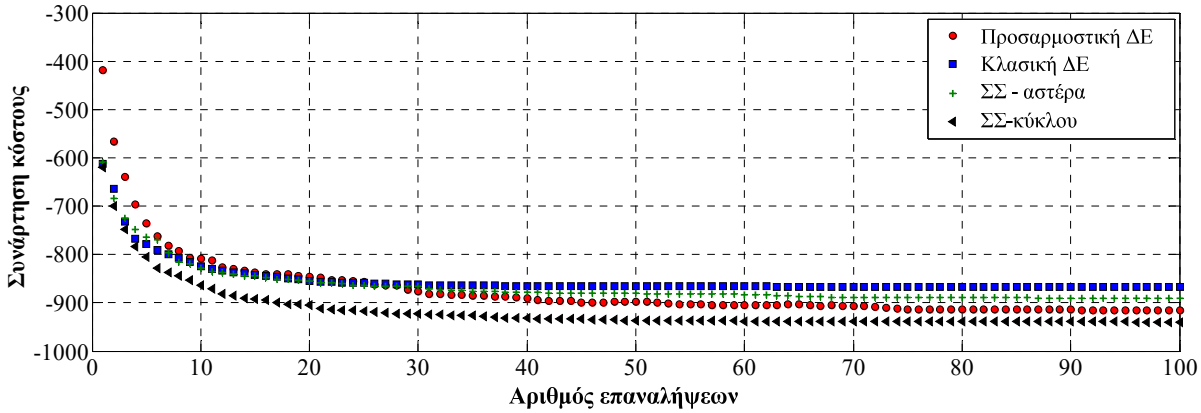
προβλήματος βελτιστοποίησης για τους τέσσερις διαφορετικούς αλγορίθμους βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν παρουσιάζονται στον πίνακα 3.2. Οι τιμές που τίθενται σε κάποιους συντελεστές διαφέρουν σε σχέση με τους συντελεστές που χρησιμοποιήθηκαν στη δοκιμή της παραγράφου 3.9.1, για την επίτευξη μεγαλύτερης διασποράς των θέσεων του πληθυσμού κάθε γενιάς, με σκοπό να μειωθεί η πιθανότητα εγκλωβισμού του πληθυσμού σε κάποιο τοπικό ελάχιστο. Στο *Σχ. 3.20* απεικονίζεται η εξέλιξης της μέσης τιμής των συναρτήσεων κόστους σε κάθε επανάληψη για 50 επιλύσεις, όπου ο αλγόριθμος PSO τοπολογίας κύκλου και ο προσαρμοστικός αλγόριθμος DE παρουσιάζουν βελτιωμένα χαρακτηριστικά, λόγω της μικρότερης εξάρτησής τους από το ολικό βέλτιστο της γενιάς, σε σύγκριση με τους υπόλοιπους αλγορίθμους βελτιστοποίησης. Πιο συγκεκριμένα, στον αλγόριθμο PSO τοπολογίας κύκλου, ως γείτονες για τον υπολογισμό της ταχύτητας κάθε ατόμου ορίζονται οι δυο κοντινότεροι χωρικά γείτονες και όχι το ολικό βέλτιστο, όπως συμβαίνει στην τοπολογία αστέρα. Στον προσαρμοστικό αλγόριθμο DE, η απαραίτητη διασπορά των θέσεων του πληθυσμού κάθε γενιάς εξασφαλίζεται από τον όρο πυκνότητας $D(i)$, όπως εκφράζεται στην (3.28), ο οποίος περιλαμβάνεται στον υπολογισμό του συντελεστή μετάλλαξης F_{adap}. Η σημαντικότητα του συγκεκριμένου συντελεστή φαίνεται στο *Σχ. 3.20*, όπου ο μοναδικός αλγόριθμος που συνεχίζει να μειώνει σημαντικά την τιμή της συνάρτησης κόστους μετά την 30η γενιά είναι ο προσαρμοστικός αλγόριθμος DE. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, ενώ ο αλγόριθμος έχει εγκλωβιστεί σε τοπικό ελάχιστο, λόγω του συντελεστή πυκνότητας δημιουργούνται μεταλλαγμένα διανύσματα με σημαντικά διαφοροποιημένες θέσεις, με αποτέλεσμα τη μεταπήδηση σε αρκετές περιπτώσεις από τοπικό, στο ολικό βέλτιστο.



Σχήμα 3.19. Κατανομή αρχικού πληθυσμού και σύνολο τιμών της συνάρτησης κόστους (συνάρτηση *Eggholder*).

Πίνακας 3.2. Παράμετροι αλγορίθμων βελτιστοποίησης για το πρόβλημα Eggholder

	Αλγόριθμοι βελτιστοποίησης			
Ποσότητα	***Κλασική DE***	***Προσαρμοστική DE***	***PSO - αστέρα***	***PSO - κύκλου***
Συντελεστής Διασταύρωσης CR	1,0	1,0	-	-
Τεχνική μετάλλαξης	*DE/target -to-best/1*	*DE/target -to-best/1*	-	-
Συντελεστής Μετάλλαξης F_M	0,7	0,7	-	-
Συντελεστής Μετάλλαξης F_{Adap}	-	0,5 - 1,1	-	-
Αριθμός γειτόνων k	-	4	-	2
Συντελεστής Επιτάχυνσης C_1, C_2	-	-	2 , 2	2 , 2
Αδράνεια εκκίνησης w_{start}	-	-	1,1	1,1
Αδράνεια λήξης w_{end}	-	-	0,6	0,6
Μέγιστη ταχύτητα V_{max}	-	-	$(X_{max,1}$-$X_{min,1})/3$	$(X_{max,1}$-$X_{min,1})/3$



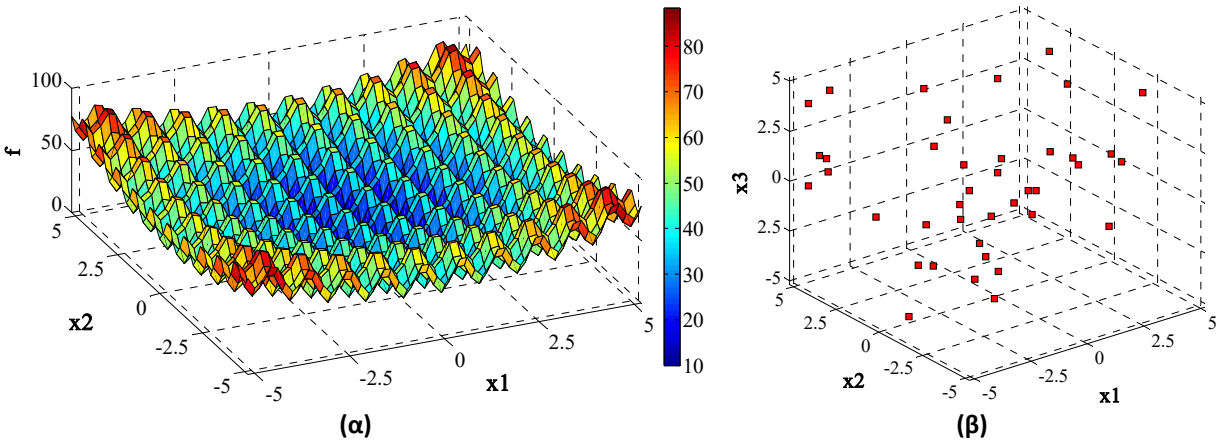
Σχήμα 3.20. Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 100 επαναλήψεις (συνάρτηση *Eggholder*).

3.9.3 Συνάρτηση Rastrigin

Η συνάρτηση *Rastrigin* είναι μια μη κυρτή συνάρτηση [3.36], όπου η εύρεση του βέλτιστου κρίνεται ιδιαίτερα απαιτητική, λόγω της ύπαρξης πολύ μεγάλου πλήθους τοπικών ελαχίστων, οι οποίες κατανέμονται ομοιόμορφα, όπως απεικονίζεται στην κατανομή του συνόλου τιμών της συνάρτησης με δυο μεταβλητές *Σχ. 3.21α*. Η μαθηματική αποτύπωση της συνάρτησης είναι η εξής:

$$f(x_j) = 10 \cdot D + \sum_{j=1}^{D} \left[x_j^2 - 10\cos\left(2\pi x_j\right) \right] \tag{3.40}$$

όπου -5.12<x_j<5.12, για κάθε j=1,...,D, όπου D είναι το σύνολο των μεταβλητών του προβλήματος. Το ολικό βέλτιστο της συνάρτησης βρίσκεται στο σημείο x=[0,...,0].



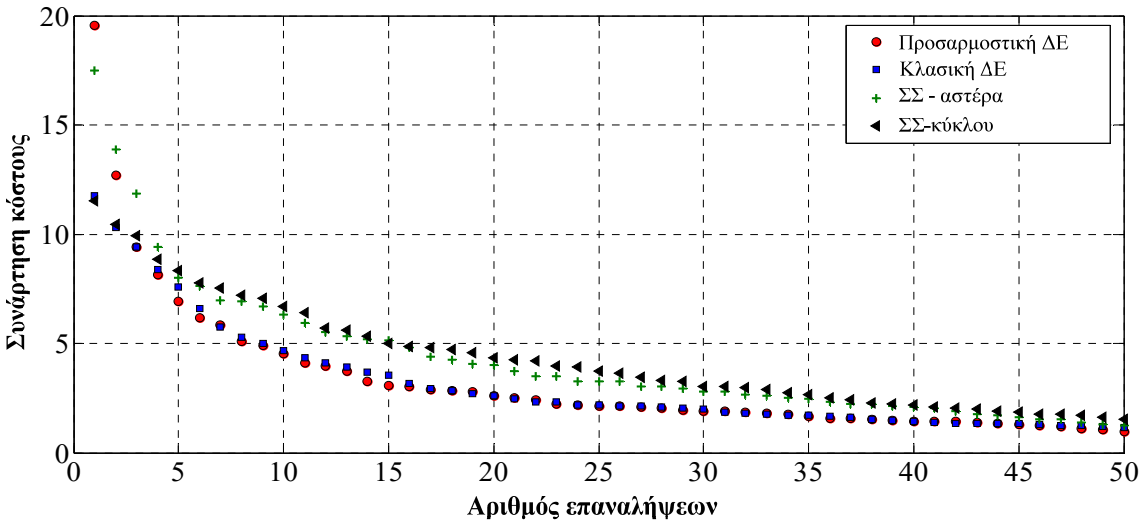
Σχήμα 3.21. (α) Σύνολο τιμών της συνάρτησης κόστους (συνάρτηση *Rastrigin*-2 μεταβλητές). (β) κατανομή αρχικού πληθυσμού.

Για το πρόβλημα βελτιστοποίησης, επιλέχθηκαν τρεις μεταβλητές (D=3). Ο αρχικός πληθυσμός του προβλήματος βελτιστοποίησης αποτελείται από N_p=40 μέλη και οι συντεταγμένες τους φαίνονται στο *Σχ. 3.21β*. Επιπλέον, ως ελάχιστη τιμή πρόωρου τερματισμού του αλγορίθμου ορίζεται f_{spec}=0, που είναι και η ελάχιστη τιμή που μπορεί να λάβει η συνάρτηση κόστους για το καθορισμένο πεδίο τιμών. Οι μεταβλητές του προβλήματος βελτιστοποίησης για τους τέσσερις διαφορετικούς αλγορίθμους που αναπτύχθηκαν παρουσιάζονται στον πίνακα 3.3. Οι τιμές που τίθενται σε κάποιους συντελεστές διαφέρουν σε σχέση με τους συντελεστές που χρησιμοποιήθηκαν στη δοκιμή της παραγράφου 3.9.2, λόγω της πολύ κοντινής απόστασης μεταξύ των τοπικών ελαχίστων. Πιο συγκεκριμένα, τόσο οι συντελεστές μετάλλαξης F_m και F_{adap} για τους αλγόριθμους DE, όσο και οι συντελεστές αδρανείας w για τους αλγόριθμους PSO λαμβάνουν

μικρότερες τιμές σε σχέση με το πρόβλημα *Eggholder* για να μειωθεί η πιθανότητα να μετακινηθεί το βέλτιστο της γενιάς κατά την εξελικτική διαδικασία, σε κάποιο τοπικό βέλτιστο, ενώ προσεγγίζει την περιοχή του ολικού βελτίστου. Στο *Σχ. 3.22* απεικονίζεται η εξέλιξης της μέσης τιμής των συναρτήσεων κόστους σε κάθε επανάληψη για 50 επιλύσεις, όπου οι αλγόριθμοι DE παρουσιάζουν μια ελαφρώς ανώτερη συμπεριφορά σε σχέση με τους αλγόριθμους PSO, κυρίως κατά τις πρώτες 20 επαναλήψεις. Εντούτοις, όλες οι αναπτυχθείσες ρουτίνες βελτιστοποίησης προσεγγίζουν το ολικό βέλτιστο στις 50 επαναλήψεις.

Πίνακας 3.3. Παράμετροι αλγορίθμων βελτιστοποίησης για το πρόβλημα *Rastrigin*

	Αλγόριθμοι βελτιστοποίησης			
Ποσότητα	***Κλασική DE***	***Προσαρμοστική DE***	***PSO - αστέρα***	***PSO - κύκλου***
Συντελεστής Διασταύρωσης CR	1,0	1,0	-	-
Τεχνική μετάλλαξης	*DE/target -to-best/1*	*DE/target -to-best/1*	-	-
Συντελεστής Μετάλλαξης F_M	0,4	0,4	-	-
Συντελεστής Μετάλλαξης F_{Adap}	-	0,2 - 0,8	-	-
Αριθμός γειτόνων k	-	5	-	2
Συντελεστής Επιτάχυνσης C_1, C_2	-	-	2 , 2	2 , 2
Αδράνεια εκκίνησης w_{start}	-	-	1,0	1,0
Αδράνεια λήξης w_{end}	-	-	0,5	0,5
Μέγιστη ταχύτητα V_{max}	-	-	$(X_{max,1}$-$X_{min,1})/3$	$(X_{max,1}$-$X_{min,1})/3$



Σχήμα 3.22. Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 50 επαναλήψεις (συνάρτηση *Rastrigin*).

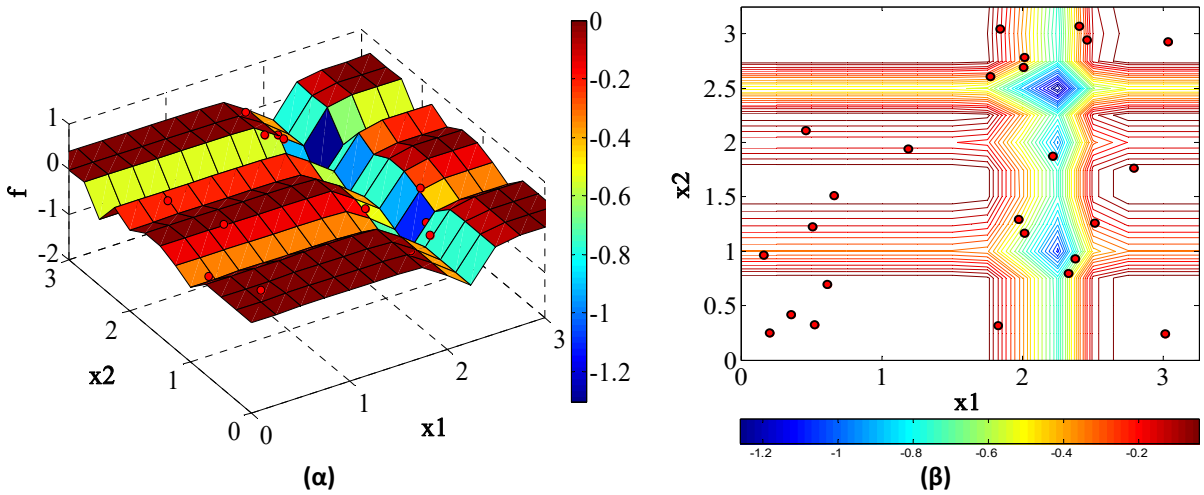
3.9.4 Συνάρτηση Michalewicz

Η συνάρτηση *Michalewicz* είναι μια πολυκόρυφη συνάρτηση δοκιμής [3.38], (περιέχει $D!$ τοπικά ελάχιστα) και εκφράζεται μέσω του παρακάτω τύπου:

$$f(x_j) = -\sum_{j=1}^{D} \sin(x_j) \left(\sin\left(\frac{j x_j^2}{\pi} \right) \right)^{2 \cdot m} \tag{3.41}$$

όπου $0<x_j<\pi$, για κάθε $j=1,\ldots,D$, όπου D είναι το σύνολο των μεταβλητών του προβλήματος. Η παράμετρος m καθορίζει την «κλίση» των περιοχών που περιέχουν τοπικά ελάχιστα, καθώς και το ολικό ελάχιστο. Μεγαλύτερη τιμή του συντελεστή m καθιστά δυσκολότερη την εύρεση των ελαχίστων, μιας και γίνεται πιο απότομή η περιοχή των ελαχίστων και πιο μικρή στο πεδίο ορισμού. Στην παρούσα εφαρμογή τίθεται m=10, D=2 και αρχικός πληθυσμός N_p=25 μέλη. Το ολικό βέλτιστο

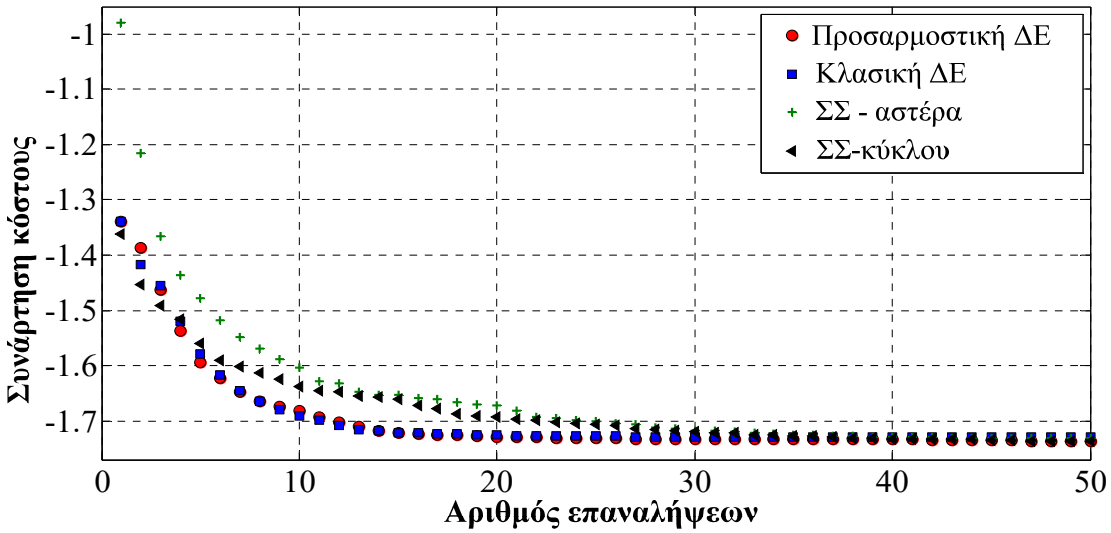
της συνάρτησης βρίσκεται στο σημείο $[x_1,x_2]$=[2.2,1.92] και η τιμή του είναι ίση με f_{min}=-1.7398. Η κατανομή του συνόλου τιμών της συνάρτησης με δυο μεταβλητές καθώς και οι θέσεις του αρχικού πληθυσμού του προβλήματος βελτιστοποίησης φαίνονται στο *Σχ. 3.23*.



Σχήμα 3.23. Κατανομή αρχικού πληθυσμού και σύνολο τιμών της συνάρτησης κόστους (συνάρτηση Michalewicz).

Πίνακας 3.4. Παράμετροι αλγορίθμων βελτιστοποίησης για το πρόβλημα *Michalewicz*

	Αλγόριθμοι βελτιστοποίησης			
Ποσότητα	***Κλασική DE***	***Προσαρμοστική DE***	***PSO - αστέρα***	***PSO - κύκλου***
Συντελεστής Διασταύρωσης CR	1,0	1,0	-	-
Τεχνική μετάλλαξης	*DE/target -to-best/1*	*DE/target -to-best/1*	-	-
Συντελεστής Μετάλλαξης F_M	0,5	0,5	-	-
Συντελεστής Μετάλλαξης F_{Adap}	-	0,2 - 1,0	-	-
Αριθμός γειτόνων k	-	5	-	2
Συντελεστής Επιτάχυνσης C_1, C_2	-	-	2 , 2	2 , 2
Αδράνεια εκκίνησης w_{start}	-	-	0,9	0,9
Αδράνεια λήξης w_{end}	-	-	0,4	0,4
Μέγιστη ταχύτητα V_{max}	-	-	$(X_{max,1}$-$X_{min,1})/3$	$(X_{max,1}$-$X_{min,1})/3$



Σχήμα 3.24. Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 50 επαναλήψεις (συνάρτηση *Michalewicz*).

Οι μεταβλητές του προβλήματος βελτιστοποίησης για τους τέσσερις διαφορετικούς αλγορίθμους βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν παρουσιάζονται στον πίνακα 3.4. Στο *Σχ. 3.24* απεικονίζεται η εξέλιξης της μέσης τιμής των συναρτήσεων κόστους σε κάθε επανάληψη για 50 επιλύσεις. Από το *Σχ. 3.24*, παρατηρούμε ότι και οι τέσσερις αλγόριθμοι βελτιστοποίησης συγκλίνουν στο ολικό βέλτιστο για την πλειοψηφία των επιλύσεων. Οι αλγόριθμοι DE παρουσιάζουν γρηγορότερη σύγκλιση προς το ολικό βέλτιστο, σε σύγκριση με τους αλγόριθμους PSO, ενώ τις χαμηλότερες μέσες τιμές συνάρτησης κόστους εμφανίζουν ο προσαρμοστικός αλγόριθμος DE (f_{min}=-1.7372) και ο αλγόριθμος PSO τοπολογίας κύκλου (f_{min}=-1.7366).

3.9.5 Συγκριτική αξιολόγηση των αποτελεσμάτων των προβλημάτων βελτιστοποίησης με συναρτήσεις δοκιμής

Οι τέσσερις αλγόριθμοι βελτιστοποίησης που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της εργασίας (κλασσικός αλγόριθμος DE, προσαρμοστικός αλγόριθμος DE, αλγόριθμος PSO τοπολογίας αστέρα, αλγόριθμος PSO τοπολογίας κύκλου) εξετάστηκαν σε τέσσερις διαφορετικές συναρτήσεις δοκιμής (*Rosenbrock*, *Eggholder*, *Rastrigin*, *Michalewicz*). Οι συναρτήσεις δοκιμής παρουσιάζουν διαφορετικά χαρακτηριστικά μεταξύ τους, έτσι ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά και η επίδοση κάθε αλγορίθμου σε διαφορετικές περιπτώσεις. Πιο συγκεκριμένα, στη συνάρτηση *Rosenbrock* (*Σχ. 3.17*) το ολικό ελάχιστο είχε το σχήμα μιας στενής παραβολικής "κοιλάδας", ενώ οι υπόλοιπες τρεις συναρτήσεις δοκιμής παρουσίαζαν σημαντικό αριθμό τοπικών ελαχίστων. Η συνάρτηση *Eggholder* (*Σχ. 3.19*) είχε ανομοιόμορφη κατανομή των τοπικών ελαχίστων, σε αντίθεση με τη συνάρτηση *Rastrigin* (*Σχ. 3.21*). Επίσης το ολικό βέλτιστο της συνάρτησης *Eggholder* βρίσκεται στο άκρο του πεδίου ορισμού. Για τις συναρτήσεις *Rosenbrock*, *Eggholder* και *Michalewicz* χρησιμοποιήθηκαν 2 μεταβλητές (D=2) ενώ για τη συνάρτηση *Rastrigin* τρεις (D=3). Τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα των προβλημάτων βελτιστοποίησης και για τους τέσσερις αναπτυχθέντες αλγορίθμους παρουσιάζονται στον πίνακα 3.5.

Πίνακας 3.5. Συγκεντρωτικά αποτελέσματα προβλημάτων βελτιστοποίησης με συναρτήσεις δοκιμής

	Αλγόριθμοι βελτιστοποίησης			
Συνάρτηση Rosenbrock	***Κλασική DE***	***Προσαρμοστική DE***	***PSO - αστέρα***	***PSO - κύκλου***
Μέση τιμή συνάρτησης κόστους στην 20η επανάληψη	0,004	0,002	0,0223	0,027
Μέση τιμή συνάρτησης κόστους στην τελευταία επανάληψη	1,737e-7	1,0e-8	0,001	0,0021
Συνάρτηση Eggholder				
Μέση τιμή συνάρτησης κόστους στην 40η επανάληψη	-864,77	-890,64	-877,88	-941,78
Μέση τιμή συνάρτησης κόστους στην τελευταία επανάληψη	-866,78	-915,88	-890,07	-950,09
Συνάρτηση Rastrigin				
Μέση τιμή συνάρτησης κόστους στην 20η επανάληψη	2,605	2,583	4,037	4,352
Μέση τιμή συνάρτησης κόστους στην τελευταία επανάληψη	1,167	0,976	1,256	1,52
Συνάρτηση Michalewicz				
Μέση τιμή συνάρτησης κόστους στην 20η επανάληψη	-1,759	-1,729	-1,673	-1,693
Μέση τιμή συνάρτησης κόστους στην τελευταία επανάληψη	-1,7293	-1,7372	-1,7314	-1,7366

Από τη συγκριτική αξιολόγηση και ανάλυση των αποτελεσμάτων επίλυσης των τεσσάρων αλγορίθμων βελτιστοποίησης που υλοποιήθηκαν, παρατηρούμε ότι ο προσαρμοστικός αλγόριθμος DE παρουσιάζει βελτιωμένα χαρακτηριστικά ως προς τη σύγκλιση προς το ολικό βέλτιστο στις τρεις

από τις τέσσερις περιπτώσεις, ενώ και στην άλλη περίπτωση ο συγκεκριμένος αλγόριθμος εμφανίζει την $2^{η}$ καλύτερη επίδοση. Επιπλέον, συμπεραίνεται μέσω των *Σχ. 3.18, 3.20, 3.22, 3.24* και του πίνακα 3.5 ότι οι αλγόριθμοι DE σε όλες τις περιπτώσεις εκτός του προβλήματος *Eggholder*, παρουσιάζουν βελτιωμένα χαρακτηριστικά ταχύτητας εύρεσης των περιοχών των τοπικών ελαχίστων, δεδομένης της μικρότερης τιμής συνάρτησης κόστους που παρουσιάζουν στις πρώτες 20 επαναλήψεις-γενιές. Το γεγονός αυτό οφείλεται κυρίως στη λογική του διανύσματος διαφορών που χρησιμοποιεί ο συγκεκριμένος αλγόριθμος. Επιπλέον, ο προσαρμοστικός αλγόριθμος DE και ο αλγόριθμος PSO τοπολογίας κύκλου παρουσιάζουν ανώτερα χαρακτηριστικά επίδοσης σε προβλήματα με πολλαπλά τοπικά ελάχιστα, διότι δεν στηρίζουν την ευρετική τους διαδικασία σε ένα προσωρινό τοπικό βέλτιστο της γενιάς.

Επομένως, με βάση τα αποτελέσματα των πρότυπων προβλημάτων βελτιστοποίησης, της ποσοτικής και ποιοτικής συγκριτικής ανάλυσης των αλγορίθμων, προκρίνεται ο προσαρμοστικός αλγόριθμος DE για προβλήματα βελτιστοποίησης γεωμετρίας κινητήρων μονίμων μαγνητών για εφαρμογές μεταβλητών στροφών-πολλαπλών σημείων λειτουργίας.

3.10 Βιβλιογραφία κεφαλαίου

[3.1] Α. Ευστρατιάδης, "Μη γραμμικές μέθοδοι σε πολυκριτηριακά προβλήματα βελτιστοποίησης υδατικών πόρων, με έμφαση στη βαθμονόμηση υδρολογικών μοντέλων," *Διδακτορική διατριβή*, Αθήνα, 2008.

[3.2] D.A. Pierre, "Optimization Theory with Applications," *Dover Publications*, New York, 1986.

[3.3] Ivan V. Sergienko, "Methods of Optimization and Systems Analysis for Problems of Transcomputational Complexity," *Springer-Verlag New York*, 2012.

[3.4] C.A. Coello Coello, "A comprehensive survey of evolutionary-based multiobjective optimization techniques," *International Journal in Knowledge and Information Systems*, 1(3), 269-308, 1999.

[3.5] M. Pereyra, P. Schniter, E. Chouzenoux, J.-C. Pesquet, J.-Y. Tourneret, A.O. Hero, and S. McLaughlin, "A Survey of Stochastic Simulation and Optimization Methods in Signal Processing," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol.10, no.2, pp.224-241, March 2016.

[3.6] P. M. Pardalos and J. B. Rosen, "Constrained Global Optimization: Algorithms and Applications", Springer-Verlag, (1987).

[3.7] L.A. Vardhan, and A. Vasan, "Evaluation of penalty function methods for constrained optimization using particle swarm optimization," in *IEEE Second International Conf. on Image Information Processing (ICIIP)*, pp.487-492, 9-11 Dec. 2013.

[3.8] L. Xiaosheng, Z. Guoshan, "Biased multiobjective optimization for constrained single-objective evolutionary optimization," in *11th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA)*, June 29-July 4 2014.

[3.9] Μίνως Η. Μπενιακάρ, "Πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση κινητήρων με θεώρηση των απωλειών των μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης," *Διδακτορική διατριβή*, Αθήνα, Νοέμβριος 2014.

[3.10] M.E. Beniakar, A.G. Sarigiannidis, P.E. Kakosimos and A.G Kladas, "Evolutionary optimization of a Fractional Slot Interior Permanent Magnet motor for a small electric bus," *Materials Science Forum*, vol.792, pp. 373-378, Aug. 2014.

[3.11] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E Kakosimos and A. G. Kladas, "Multi-operating points PM Motor Design Methodology for Electric Actuation systems," in *XXIth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp.2506-2512, Sep. 2-5, 2014, Berlin, Germany.

[3.12] P. Lazari, J. Wang, and L. Chen, "A Computationally Efficient Design Technique for Electric Vehicle Traction Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.50, no.5, pp.3203-3213, Sept-Oct. 2014.

[3.13] H.-G. Beyer, and B. Sendhoff, "Robust optimization – A comprehensive survey", *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, vol. 196, issues 33–34, pp. 3190–3218, July 2007.

[3.14] W. H. Swann, "A Survey of non-linear Optimization techniques," FEBS Letters, vol.2, issue 1, March 1969.

[3.15] Kursawe, F., "A variant of evolution strategies for vector optimization," in *Parallel Problem Solving from Nature*, H. P. Schwefel and R. Manner (editors),pp. 193-197, Springer-Verlag, Berlin, 1991.

[3.16] S. Behbahani, and C.W. de Silva, "Mechatronic Design Evolution Using Bond Graphs and Hybrid Genetic Algorithm With Genetic Programming," in *IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, vol.18, no.1, pp.190-199, Feb. 2013.

[3.17] Z. Yang, X. Wen, and Z. Wang, "QPSO-ELM: An evolutionary extreme learning machine based on quantum-behaved particle swarm optimization," in *Seventh International Conference on Advanced Computational Intelligence (ICACI)*, pp.69-72, 27-29 March 2015.

[3.18] E.E. Elattar, "Prediction of wind power based on evolutionary optimised local general regression neural network," in *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol.8, no.5, pp.916-923, May 2014.

[3.19] H. Yahia, N. Liouane, and R. Dhifaoui, "Differential evolution method-based output power optimisation of switched reluctance generator for wind turbine applications," in *IET Renewable Power Generation*, vol.8, no.7, pp.795-806, September 2014.

[3.20] K. V. Price, R. M. Storn, and J. A. Lampinen, " Differential Evolution: A Practical Approach to Global Optimization," *Springer-Verlag*, 2005.

[3.21] S. Das, and P. N. Suganthan, "Differential Evolution: A Survey of the State-of-the-Art," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol.15, no.1, pp.4–31, 2011.

[3.22] R. Storn, and K. V. Price, "Differential evolution: A simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces," *Journal of Global Optimization*, vol. 11, no. 4, pp. 341–359, Dec. 1997.

[3.23] W. Ouyang, D. Zarko, and T.A. Lipo, "Permanent Magnet Machine Design Practice and Optimization," in *41st Industry Applications Conference*, 2006.

[3.24] M. E. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Multi-objective Evolutionary Optimization of a Surface Mounted PM Actuator with Fractional Slot Winding for Aerospace Applications," *IEEE Trans. Magn.,* vol.50, no.2, pp.665-668, Feb. 2014, Art. ID 7016404.

[3.25] M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Strength Pareto Evolutionary Optimization of an In-Wheel PM Motor with Unequal Teeth for Electric Traction," *IEEE Trans. Magn.*, vol.51, no.3, March 2015, Art. ID 8102804.

[3.26] W. Ahmed, M. F. Shirazi, O. M. Jamil, M. H. Abbasi, "PSO with Gompertz increasing inertia weight," *8th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp.923-928, June 19-21, 2013.

[3.27] J. Kennedy και R. Eberhart, "Swarm Intelligence," *Morgan Kaufmann Publishers Inc.*, San Fransisco, CA, USA, 2001. (ISBN:1-55860-595-9)

[3.28] Matthew Settles, "An Introduction to Particle Swarm Optimization," *University of Idaho*, pp. 1–8, Moscow (2005) November.

[3.29] Νικόλαος Δημόπουλος, "Ανάπτυξη Κώδικα Εξελικτικής Βελτιστοποίησης και Εφαρμογή στη Σχεδίαση Ηλεκτρικών Μηχανών Μόνιμων Μαγνητών," *Διπλωματική Εργασία*, ΕΜΠ, Αθήνα, 2014.

[3.30] Jianbin Xin, Guimin Chen; and Yubao Hai, "A Particle Swarm Optimizer with Multi-stage Linearly-Decreasing Inertia Weight," in *International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization*, pp.505-508, 24-26 April 2009.

[3.31] Engelbrecht, A.P., "Particle Swarm Optimization: Global Best or Local Best?," in *BRICS Congress on Computational Intelligence and 11th Brazilian Congress on Computational Intelligence (BRICS-CCI & CBIC)*, pp.124-135, 8-11 Sept. 2013.

[3.32] Rafal Wrobel, and Phil H. Mellor, "Particle Swarm Optimisation for the Design of Brushless Permanent Magnet Machines," in *41st Industry Applications Conference*, pp.1891-1897, 2006.

[3.33] M. R. AlRashidi, and M. E. El-Hawary, "A survey of particle swarm optimization applications in electric power systems," *IEEE Trans. Evol. Comput*., vol. 13, no. 4, pp. 913-918, Aug. 2009.

[3.34] M. van der Geest, H. Polinder, J. A. Ferreira, and D. Zeilstra, "Optimization and comparison of electrical machines using particle swarm optimization," in *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1380-1386, 2012.

[3.35] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, L. Papini, and C. Gerada, "Fault Tolerant Design of Fractional Slot Winding Permanent Magnet Aerospace Actuator," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, in Press (DOI: 10.1109/TTE.2016.2574947).

[3.36] Momin Jamil and Xin-She Yang, "A literature survey of benchmark functions for global optimization problems," *Int. Journal of Mathematical Modelling and Numerical Optimisation*, Vol. 4, No. 2, pp. 150–194 (2013).

[3.37] Gilberto A. Ortiz, "Evolution Strategies (ES)". *Mathworks*, retrieved 1 November 2012.

[3.38] M. Molga, C. Smutnicki, "Test functions for optimization needs," *Computer and Information Science*, pp. 1–43, 2005.

Κεφάλαιο 4. Βελτιστοποίηση γεωμετρίας κινητήρων μόνιμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτρικού οχήματος

4.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η συνολική διαδικασία σχεδίασης και βελτιστοποίησης ενός σύγχρονου κινητήρα μόνιμων μαγνητών (ΣΚΜΜ), που θα χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογή μικρού ηλεκτρικού οχήματος πόλης. Πιο συγκεκριμένα, συγκρίνονται διαφορετικές τοπολογίες και δρομέων (επιφανειακών ΜΜ - εσωτερικών ΜΜ), τυλιγμάτων στάτη (διανεμημένα πλήρους βήματος - συγκεντρωμένα κλασματικής αύλακας), λαμβάνοντας υπ' όψιν στη μεθοδολογία σχεδίασης και βελτιστοποίησης τον *Νέο Ευρωπαϊκό Κύκλο Οδήγησης* (NEDC).

Όπως έχει ήδη αναλυθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο, οι κυρίαρχες τοπολογίες που συναντώνται σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων είναι ο ασύγχρονος κινητήρας και ο ΣΚΜΜ [4.1-4.3]. Ωστόσο, υπάρχει μια σαφής τάση τα τελευταία χρόνια στην εισαγωγή των υλικών σπάνιων γαιών, όπως οι ΜΜ, σε κινητήρες που απαιτούν υψηλή πυκνότητας ισχύος, όπως στις εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων [4.4-4.9]. Σε αυτήν την κατεύθυνση, η χρησιμοποίηση των ΣΚΜΜ παρουσιάζει εγγενή πλεονεκτήματα, λαμβάνοντας υπόψιν τόσο λειτουργικά, όσο και περιβαλλοντικά κριτήρια.

Μεταξύ των τοπολογιών ΣΚΜΜ, ο κινητήρας επιφανειακών ΜΜ και ο κινητήρας εσωτερικών ΜΜ είναι οι κυρίαρχες τοπολογίες ΣΚΜΜ που συναντώνται σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων [4.1], [4.2], [4.4], [4.9]. Η τοπολογία επιφανειακών ΜΜ παρουσιάζει μεγάλη πυκνότητα ισχύος, επίδοση και απόδοση στις χαμηλές στροφές, καθώς και μικρή κατασκευαστική πολυπλοκότητα [4.4]. Επιπλέον, η χρήση Συγκεντρωμένων Τυλιγμάτων Κλασματικής Αύλακας (FSCW) στις τοπολογίες επιφανειακών ΜΜ, βελτιώνει τον συντελεστή πληρότητας χαλκού στα τυλίγματα, καθώς επίσης και την ημιτονικότητα της αναπτυσσόμενης αντί-Ηλεκτρεγερτικής Δύναμης (ΗΕΔ) [4.5-4.7]. Ωστόσο, στην τοπολογία επιφανειακών ΜΜ, λόγω της ύπαρξης των ΜΜ πάνω στο διάκενο, απαιτείται μεγάλο ρεύμα απομαγνήτισης για τη λειτουργία *Εξασθένισης Πεδίου* (FW), καθώς επίσης προκαλούνται σημαντικές απώλειες δινορρευμάτων στους ΜΜ, ιδιαίτερα στις υψηλές στροφές [4.4], [4.6]. Αντιθέτως, η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ, χρησιμοποιώντας Διανεμημένα Τυλίγματα Πλήρους Βήματος (FPDW), παράγει σημαντική ροπή αντίδρασης συμπληρωματικά με τη ροπή που οφείλεται στους ΜΜ, λόγω της εκτυπότητας του μαγνητικού κυκλώματος [4.8-4.10]. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα την επίτευξη υψηλής επίδοσης και απόδοσης, ιδιαίτερα στις περιοχές υψηλών ταχυτήτων. Επιπροσθέτως, η συγκεκριμένη τοπολογία παρέχει ικανοποιητική προστασία στους ΜΜ από φυγοκεντρικές δυνάμεις, καθώς και από δυνάμεις απομαγνήτισης, καθιστώντας τη σε πολλές περιπτώσεις την κατάλληλη επιλογή για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης [4.11]. Παρόλα αυτά, η κατασκευαστική πολυπλοκότητα καθώς και οι απώλειες σιδήρου στον δρομέα είναι ζητήματα που χρήζουν εκτεταμένης διερεύνησης [4.4], [4.12]. Η επιλογή της κατάλληλης τοπολογίας μεταξύ των δυο παραπάνω εναλλακτικών τοπολογιών εξαρτάται από τις προδιαγραφές της εφαρμογής, καθώς πλεονεκτούν σε διαφορετικές συνθήκες και εύρη λειτουργίας.

Οι εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων απαιτούν κινητήρες υψηλής επίδοσης με υψηλή πυκνότητα ισχύος, υψηλή απόδοση για μεγάλο εύρος στροφών. Για την επίτευξη μεγάλου εύρους στροφών, χρησιμοποιούνται δυο κύριες καταστάσεις οδήγησης, η οδήγηση *σταθερής ροπής* - *MTPA* και η οδήγηση *σταθερής ισχύος* - *FW* [4.9]. Η απαιτητική φύση των προδιαγραφών της εφαρμογής του ηλεκτρικού οχήματος, τόσο σε χωρικό όσο και σε λειτουργικό επίπεδο, αναδεικνύει την αναγκαιότητα για την εις βάθος διερεύνηση της λειτουργικής συμπεριφοράς της μηχανής για ολόκληρο τον κύκλο λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, η κύρια πρόκληση της διαδικασίας σχεδίασης

του ΣΚΜΜ είναι το γεγονός ότι η μέγιστη ροπή απαιτείται κατά τη διάρκεια της επιτάχυνσης, όπου η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα είναι μικρή, ενώ ο κινητήρας συνήθως λειτουργεί σε χαμηλότερες ροπές φορτίου και υψηλότερες ταχύτητες περιστροφής. Επιπλέον, σημαντικές διακυμάνσεις ροπής και ταχύτητας λαμβάνουν χώρα κατά τη διάρκεια ενός τυπικού κύκλου λειτουργίας ενός ηλεκτρικού οχήματος [4.7-4.9]. Επομένως, μια γρήγορη και εύρωστη διαδικασία βελτιστοποίησης, η οποία θα λαμβάνει υπόψιν της το σύνολο των λειτουργικών καταστάσεων του κινητήρα, κρίνεται απαραίτητη [4.5-4.7], [4.10-4.14]. Είναι προφανές ότι μια τεχνική σχεδίασης ΣΚΜΜ που βασίζεται μόνο σε ένα ή δύο σημεία λειτουργίας θα καταλήξει σε υποβέλτιστη γεωμετρία, με χαμηλή συνολική απόδοση, υψηλή κατανάλωση ενέργειας και μειωμένο εύρος ισχύος.

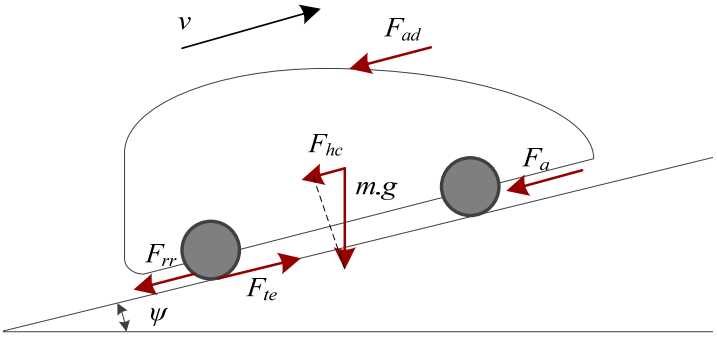
Στην παρούσα μελέτη αναπτύσσεται μια βιώσιμη και υπολογιστικά εφικτή διαδικασία βελτιστοποίησης γεωμετρίας ΣΚΜΜ, η οποία επιτρέπει τη σημαντική μείωση των απωλειών κατά τη λειτουργία στον NEDC για το υπό μελέτη όχημα. Μετά τον ορισμό τον βασικών λειτουργικών καταστάσεων του κινητήρα, υλοποιείται ένας εξελικτικός αλγόριθμος βελτιστοποίησης. Πιο συγκεκριμένα, η προτεινόμενη μεθοδολογία βελτιστοποίησης υλοποιεί τον αλγόριθμο προσαρμοστικής Διαφορικής Εξέλιξης (DE) που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και παρουσίασε ανώτερα αποτελέσματα σε σύγκριση με τις υπόλοιπες ρουτίνες βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν. Ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης συνδυάζεται κατάλληλα με μη γραμμικό μοντέλο ΠΣ και κυκλωματικά μοντέλα συγκεντρωμένων παραμέτρων του κινητήρα με θεώρηση δυο αξόνων. Η σύνθετη στοχική συνάρτηση, η οποία εξετάζει την επίδοση, απόδοση και την ποιότητα της παραγόμενης ροπής και της τάσης τυμπάνου, είναι το σταθμισμένο άθροισμα των αντίστοιχων στοχικών συναρτήσεων για κάθε ισοδύναμο σημείο λειτουργίας του κινητήρα. Τα ισοδύναμα σημεία εξάγονται από τον συνολικό κύκλο λειτουργίας του κινητήρα, μέσω κατάλληλης μεθοδολογίας, η οποία θα αναλυθεί στη συνέχεια. Στην παρούσα εφαρμογή σχεδιάζονται και βελτιστοποιούνται μέσω της παραπάνω μεθοδολογίας δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ (επιφανειακών ΜΜ - εσωτερικών ΜΜ), χρησιμοποιώντας διαφορετικές τοπολογίες τυλιγμάτων (FSCW διπλής στρώσης και FPDW). Στη συνέχεια οι βέλτιστες γεωμετρίες ΣΚΜΜ που προκύπτουν αναλύονται και συγκρίνονται ποσοτικά, έτσι ώστε να αξιολογηθεί συνολικά η καταλληλότητά τους για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. Επιπροσθέτως, για τη βέλτιστη τοπολογία ΣΚΜΜ, πραγματοποιήθηκε ηλεκτρομαγνητική και θερμική ανάλυση για συνθήκες υπερφόρτισης.

Η μεθοδολογία βελτιστοποίησης παρουσίασε ικανοποιητική ταχύτητα σύγκλισης και για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ που εφαρμόστηκε, και η γεωμετρία κινητήρα που επιλέχθηκε ως συνολικά βέλτιστη κατασκευάστηκε και μετρήθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, επαληθεύοντας τα υπολογισθέντα χαρακτηριστικά απόδοσης και επίδοσης.

4.2 Προδιαγραφές ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος

Οι προδιαγραφές του συστήματος επιβάλλονται από τη φύση της εφαρμογής και είναι αρκετά απαιτητικές. Οι προδιαγραφές αφορούν τόσο στην επίδοση και την απόδοση του κινητήρα, όσο και στην επιλογή των μαγνητικών υλικών. Παράλληλα, υφίστανται και αυστηροί χωροταξικοί περιορισμοί, που αφορούν στην ενσωμάτωση του κινητήρα σε ήδη υπάρχον αμάξωμα συμβατικού αυτοκινήτου [4.15]. Συγκεκριμένα πρόκειται για ένα συμβατικό *Mercedes Smart*, όπως φαίνεται και στο *Σχ. 4.1α*. Στο *Σχ. 4.1β* φαίνεται η κατανομή των δυνάμεων που ασκούνται στο όχημα.

Το υπό μελέτη όχημα είναι ένα μικρό όχημα πόλης με ικανότητα λειτουργίας και σε υπεραστικό περιβάλλον. Το κινητήριο σύστημα αποτελείται από έναν κινητήρα συνδεδεμένο με τους πίσω τροχούς μέσω διαφορικού. Η σχέση μετάδοσης που χρησιμοποιείται είναι αρκετά υψηλή, έτσι ώστε να μειωθεί η απαιτούμενη ροπή στον κινητήρα, με σκοπό τη μείωση του όγκου και του βάρους του. Οι κυριότερες κατασκευαστικές προδιαγραφές του υπό μελέτη οχήματος παρατίθενται παρακάτω στον πίνακα 4.1. Οι απαιτούμενες τιμές ροπής για λειτουργία στον NEDC υπολογίζονται χρησιμοποιώντας του κλασικούς αναλυτικούς τύπους αεροδυναμικής ανάλυσης [4.15-4.17].



(α) **(β)**

Σχήμα 4.1. (α) Συμβατικό Mercedes Smart ForTwo στο οποίο θα ενσωματωθεί ο κινητήρας και (β) Κατανομή των δυνάμεων που ασκούνται στο όχημα σε δρόμο με κλίση.

Πίνακας 4.1. Προδιαγραφές του υφιστάμενου οχήματος Mercedes Smart.

Χαρακτηριστικό μέγεθος	***Τιμή***
Τύπος οχήματος	Επιβατικό όχημα πόλης
Απόβαρο (kg)	480
Ωφέλιμο φορτίο	Φορτίο 20 kg+2 άτομα 75 Kg= 180kg
Εμβαδόν μετωπικής επιφάνειας (mm^2)	Ενεργό εμβαδόν χωρίς καθρέπτες/τροχούς = 2,14
Λόγος μετάδοσης	6:1
Διάμετρος των τροχών (m)	0,3
Ενδεικτικό βάρος ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος (kg)	100
Μέγιστη ταχύτητα οχήματος (km/h)	120

4.2.1 Μέθοδος υπολογισμού απαιτούμενης ροπής κινητήρα

Η συνολική δύναμη πρόωσης για το όχημα υπολογίζεται ως εξής:

$$F_{te} = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_a \tag{4.1}$$

όπου F_{rr} είναι η αντίσταση κύλισης, F_{ad} είναι η οπισθέλκουσα δύναμη από αεροδυναμικές τριβές, F_{hc} είναι η δύναμη της συνιστώσας του βάρους και F_a η δύναμη επιτάχυνσης του οχήματος. Η αντίσταση κύλισης είναι πρακτικά σταθερή και ανεξάρτητη της ταχύτητας του οχήματος και ανάλογη του βάρους του και δίνεται ως εξής, για πλήρες φορτίο:

$$F_{rr,OL} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g = 0,015 \cdot 760kg \cdot 9,81\frac{m}{s^2} = 111.8N \tag{4.2}$$

και για όχημα μόνο με τον οδηγό:

$$F_{rr,NL} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g = 0,015 \cdot 665kg \cdot 9,81\frac{m}{s^2} = 97.8N \tag{4.3}$$

όπου μ_{rr} ο συντελεστής αντίστασης κύλισης, m η συνολική μάζα του οχήματος και g η επιτάχυνση της βαρύτητας. Η αεροδυναμική αντίσταση για τη μέγιστη επιτρεπόμενη ταχύτητα προκύπτει:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2 = 0,5 \cdot 1,25\frac{kg}{m^3} \cdot 2,14m^2 \cdot 0,22 \cdot 1110\frac{m^2}{s^2} = 327N \tag{4.4}$$

όπου ρ είναι η πυκνότητα του αέρα, v η γραμμική ταχύτητα του οχήματος, C_d ο αεροδυναμικός συντελεστής και A το εμβαδό της μετωπικής επιφάνειας. Ο συντελεστής οπισθέλκουσας δύναμης

μπορεί να μειωθεί με τον κατάλληλο σχεδιασμό του αμαξώματος. Τυπική τιμή του συντελεστή C_d για ένα μέσο οικογενειακό αυτοκίνητο είναι 0,3, αλλά μερικά ηλεκτρικά οχήματα επιτυγχάνουν τιμές έως και 0,19 [4.15]. Η ικανότητα μείωσης του συντελεστή C_d είναι ακόμα μεγαλύτερη στα ηλεκτρικά οχήματα, καθώς υπάρχει μεγάλη ευελιξία στη χωροθέτηση των διαφόρων υποσυστημάτων και απαιτείται λιγότερη ψύξη που μεταφράζεται ως μειωμένη ροή αέρα κάτω από το αμάξωμα σε σύγκριση με τα συμβατικά οχήματα. Ωστόσο, σε οχήματα όπως οι μοτοσυκλέτες και τα λεωφορεία είναι αναπόφευκτη η σημαντική αύξηση του συντελεστή C_d (τυπική τιμή είναι περίπου 0,7). Για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, όπου το υπό μελέτη όχημα είναι ένα μικρό όχημα πόλης, θεωρήθηκε C_d=0,22. Η δύναμη της συνιστώσας του βάρους δίνεται συναρτήσει της κλίσης του επιπέδου κύλισης ως εξής:

$$F_{hc} = m \cdot g \cdot \sin(\psi) \tag{4.5}$$

όπου ψ είναι η γωνία που σχηματίζεται με το οριζόντιο επίπεδο. Το όχημα θα πρέπει να έχει τη δυνατότητα αναρρίχησης, από πλευράς προδιαγραφών ροπής, ακόμη και σε ανηφορικό δρόμο κλίσης ως και 15°. Αυτό μεταφράζεται ως εξής:

$$F_{hc,OL} = 760 \cdot 9,81 \cdot \sin d(15) = 1929,7N \tag{4.6}$$

Η συνολική ελάχιστη δύναμη πρόωσης για πολύ ανηφορικό δρόμο 15% προκύπτει από το άθροισμα της αντίστασης κύλισης και της συνιστώσας του βάρους, θεωρώντας ότι το όχημα ξεκινάει από ακινησία:

$$F_{te,OL} = F_{rr,OL} + F_{hc,OL} = 111,8 + 1929,7 = 2041,5N \tag{4.7}$$

Εάν η ταχύτητα του οχήματος αλλάζει, τότε σαφώς δύναμη θα πρέπει να εφαρμόζεται, η οποία θα παρέχει τη γραμμική επιτάχυνση του οχήματος, και δίνεται από τη γνωστή εξίσωση που προέρχεται από το δεύτερο νόμο του Νεύτωνα:

$$F_a = m \cdot a \tag{4.8}$$

όπου α είναι η γραμμική επιτάχυνση του οχήματος.

Η επιτάχυνση του οχήματος παράγει δυνάμεις αντίστασης, όπως η αεροδυναμική τριβή και η αντίσταση κύλισης, όμως και το σύστημα μετάδοσης της κίνησης αυξάνει την απαίτηση ροπής λόγω της αδράνειας των στρεφόμενων μερών του οχήματος. Η απαιτούμενη δύναμη προώθησης F_{mt} σε συνάρτηση με την απαιτούμενη ροπή του κινητήρα και τον λόγο μετάδοσης περιγράφεται ως εξής:

$$F_{mt} = \frac{T_m \cdot N_{tf} \cdot \eta_{tf}}{r} - \left[\left(J_r + J_d + J_t \right) * N_{tf}{}^2 + J_w \right] * \frac{a}{r^2} \tag{4.9}$$

όπου T_m η απαιτούμενη ροπή στον κινητήρα, N_{tf} ο λόγος μετάδοσης του κιβωτίου ταχυτήτων, r η εξωτερική διάμετρος των ελαστικών, J_r, J_t, J_d, J_w η ροπή αδράνειας κινητήρα, του κιβωτίου ταχυτήτων, του διαφορικού και των τροχών, αντίστοιχα. Συνεπώς, η περιγραφή συνολικά της επίδοσης ενός οχήματος δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$F_{mt} = F_{te} \tag{4.10}$$

Επομένως, συνδυάζοντας τις εξισώσεις (4.9) και (4.10), η απαιτούμενη ροπή που απαιτείται από τον κινητήρα κατά την κίνηση και τη μεταβολή της ταχύτητας εκφράζεται ως εξής:

$$T_m = \frac{r}{N_{tf} \cdot \eta_{tf}} * \left[\left[\left(J_r + J_d + J_t \right) \cdot N_{tf}^{\ 2} + J_w \right] \cdot \frac{a}{r^2} + F_{ad} + F_a + F_{rr} + F_{hc} \right] \quad (4.11)$$

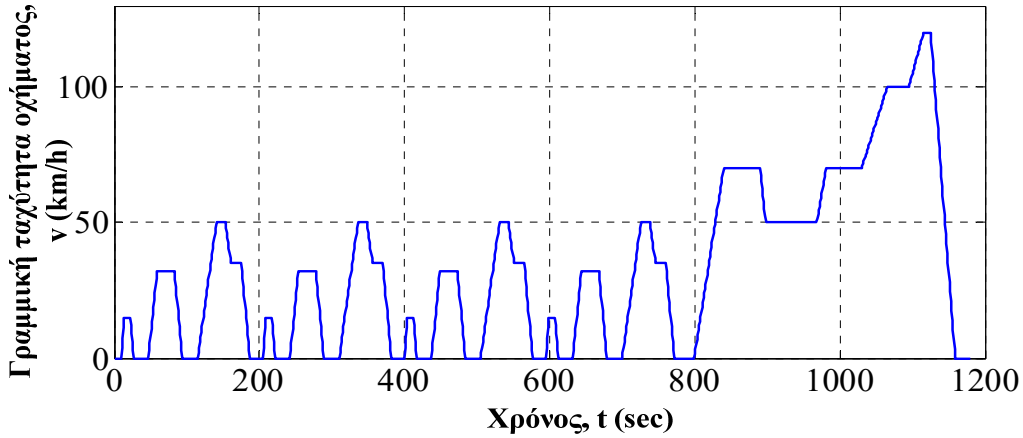
4.2.2 Κύκλοι οδήγησης οχημάτων

Οι κύκλοι οδήγησης είναι πρότυπα οδήγησης, τα οποία περιλαμβάνουν συναρτήσεις ταχύτητας με το χρόνο, βασισμένες σε εμπειρικές παρατηρήσεις και στατιστικά δεδομένα πάνω στις συνήθειες οδηγών για συγκεκριμένες περιοχές και τύπους οχημάτων [4.18]-[4.20]. Εξυπηρετούν πολλούς σκοπούς πέρα από τη στατιστική παρατήρηση της οδηγικής συμπεριφοράς μικροσκοπικά και μακροσκοπικά. Μικροσκοπικά χρησιμοποιούνται κυρίως για την αξιολόγηση κινητήριων συστημάτων ως προς την αντοχή, την καταλληλότητα, την επίδοση, τις εκπομπές ρύπων αλλά και την προκαταρκτική σχεδίαση και τον έλεγχο προσομοιωτικά διαφόρων συστημάτων κίνησης, μετάδοσης, ηλεκτρονικών ισχύος και μπαταριών. Ακόμα, είναι σημαντικό να τονιστεί ότι οι κύκλοι οδήγησης μπορούν να λειτουργήσουν ως στατιστικό εργαλείο για τη βελτιστοποίηση της επίδοσης και της απόδοσης ενός κινητήριου οχήματος όχι απλά σε ένα ονομαστικό σημείο λειτουργίας αλλά σε ένα φάσμα λειτουργικών καταστάσεων με βάση τις προδιαγραφές που αυτό καλείται να καλύψει, όπως πραγματοποιείται στην προτεινόμενη μεθοδολογία σχεδίασης και βελτιστοποίησης του ΣΚΜΜ. Μακροσκοπικά μπορούν να συμβάλλουν στη βελτιστοποίηση της εφοδιαστικής αλυσίδας, στην κατασκευή και τον έλεγχο συνολικών μοντέλων εκπομπών ρύπων και στη διαχείριση και πρόβλεψη της κίνησης σε αστικές περιοχές.

Οι κύκλοι οδήγησης χωρίζονται σε *στατικούς* (steady-state) και *δυναμικούς* (transient) κύκλους. Οι δυναμικοί κύκλοι ορίζονται από μία διαδοχή από σταθερά μηχανικά φορτία και ταχύτητες μηχανής και χρησιμοποιούνται κυρίως για την αξιολόγηση μεγάλων μηχανών diesel. Οι δυναμικοί κύκλοι οδήγησης αποτελούνται από πολλές και σύντομες μεταβολές της ταχύτητας με περιόδους σταθερής επιτάχυνσης και επιβράδυνσης και προσομοιώνουν άλλοι περισσότερο και άλλοι λιγότερο την πραγματική οδήγηση. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο χαρακτηρισμός της οδηγικής συμπεριφοράς είναι μια πολυπαραμετρική προσέγγιση και η μοντελοποίησή της σε πρότυπα είναι εξαιρετικά δύσκολη, λόγω διαφόρων παραγόντων που έχουν να κάνουν με την οδηγική συμπεριφορά, τις καιρικές συνθήκες, τον τύπο του οχήματος, το περιβάλλον οδήγησης, το επίπεδο της κυκλοφοριακής συμφόρησης [4.19]. Παρόλα αυτά, ερευνητικοί και πολιτειακοί φορείς έχουν μελετήσει εκτενώς το ζήτημα και έχουν καταλήξει σε βασικούς κύκλους οδήγησης ως μια αποτελεσματική προσέγγιση της πραγματικότητας ανά περιβάλλον οδήγησης (αστικό, επαρχιακό, υπεραστικό) και τύπο οχήματος (αυτοκίνητο, μηχανή, φορτηγό), ενώ ενδεχομένως να λαμβάνεται υπόψιν και η εποχικότητα.

Στη βιβλιογραφία υπάρχει μεγάλη ποικιλία κύκλων λειτουργίας, όπως ο NEDC, ο Ευρωπαϊκός μεταβατικός κύκλος, ο αστικός κύκλος Νέας Υόρκης, ο κύκλος εξοικονόμησης καυσίμου σε μεγάλους αυτοκινητόδρομους. Ομοίως υπάρχουν αντίστοιχοι κύκλοι για την Ιαπωνία ενώ άλλα ερευνητικά προγράμματα όπως το *ARTEMIS*, το *MODEM-IM*, το *INRETS* και το *WSL* έχουν αναπαραστήσει συνθήκες οδήγησης για αστικούς, προαστιακούς και αγροτικούς δρόμους σε διάφορα μεγέθη οχημάτων ενώ στο πρόγραμμα *TRAMAQ* έχει γίνει μία καλύτερη προσέγγιση της κυκλοφοριακής συμφόρησης στα αστικά κέντρα [4.19]. Στην παρούσα εφαρμογή θα χρησιμοποιηθεί ο NEDC, ο οποίος κρίνεται κατάλληλος για οχήματα πόλης που κινούνται σε ευρωπαϊκό αστικό περιβάλλον [4.18].

Ο NEDC αποτελείται από τέσσερις επαναλήψεις του αστικού κύκλου και μία επανάληψη του Υπεραστικού Κύκλου, όπως απεικονίζεται και στο διάγραμμα ταχυτήτων του *Σχ. 4.2*. Ο αστικός κύκλος αναπαριστά τις συνθήκες οδήγησης στα μεγάλα αστικά κέντρα των Ευρωπαϊκών χωρών και χαρακτηρίζεται από χαμηλά μηχανικά φορτία, μέγιστη ταχύτητα τα 50 km/h και μέση ταχύτητα τα 18,35 km/h. Αντίθετα, ο υπεραστικός κύκλος αναπαριστά περισσότερο απότομες αλλαγές και υψηλές ταχύτητες με μέγιστη ταχύτητα τα 120 km/h και μέση ταχύτητα τα 62,6 km/h.



Σχήμα 4.2. Διακύμανση γραμμικής ταχύτητας οχήματος στον Νέο Ευρωπαϊκό Κύκλο Οδήγησης (NEDC).

4.2.3 Ανάλυση κινητηρίου συστήματος στον NEDC

Στη συνέχεια, μέσω των εξισώσεων (4.1), (4.2), (4.4), (4.5), (4.8)-(4.11) η ταχύτητα, η απαιτούμενη ροπή, σε απόλυτη τιμή και ισχύς του κινητήρα υπολογίζονται για λειτουργία του υπό μελέτη οχήματος στον NEDC, λαμβάνοντας υπόψιν μια μικρή κλίση οδοστρώματος 2^o. Τα αποτέλεσμα απεικονίζονται στο *Σχ. 4.3*. Η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

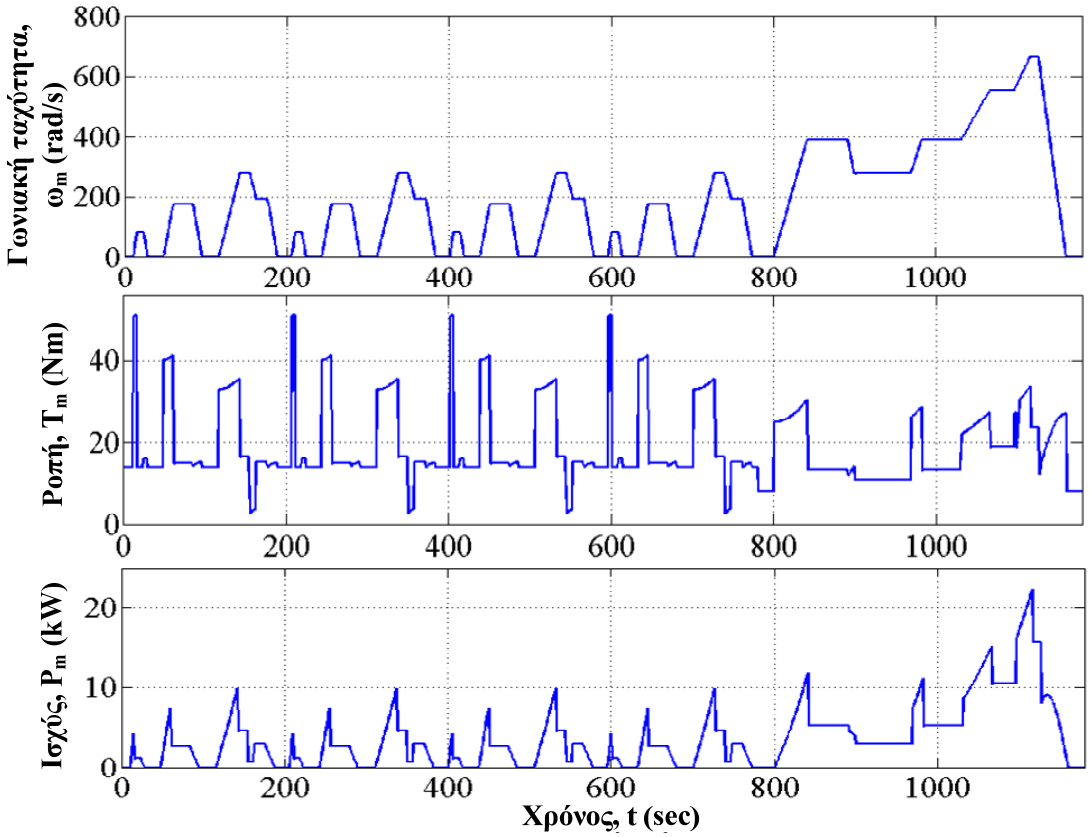
$$\omega_m = N_{tf} \cdot \frac{v}{r} \tag{4.12}$$

Αξιολογώντας τα αποτελέσματα του κινητήρα για λειτουργία στον NEDC, παρατηρούμε ότι η ροπή αυξάνεται απότομα κατά τη διάρκεια των εκκινήσεων, ενώ για όσο διάστημα διαρκεί, η επιτάχυνση είναι σχεδόν σταθερή, κυρίως για να ικανοποιήσει τη ροπή επιτάχυνσης. Όταν η ταχύτητα δεν μεταβάλλεται ουσιαστικά η επιτάχυνση είναι μηδέν και συνεπώς ο κινητήρας τροφοδοτεί το όχημα με ροπή αποκλειστικά και μόνο για να καλύψει τις δυνάμεις που αντιτίθενται στην κίνηση, δηλαδή την αεροδυναμική αντίσταση, την τριβή ολίσθησης και αν υπάρχει κλίση στο οδόστρωμα, τη δύναμη ανηφορικής κλίσης. Επομένως, για σταθερή ταχύτητα, η ροπή που απαιτείται από τον κινητήρα είναι σταθερή, μιας και εξαρτάται γραμμικά με το τετράγωνο της ταχύτητας. Παραδείγματος χάρη, για διατήρηση ταχύτητας 50 km/h η ροπή είναι σταθερή και ίση με 15 Nm. Επιπλέον, παρατηρούμε αύξηση της απαιτούμενης ισχύος κατά τη λειτουργία στον υπεραστικό κύκλο, γεγονός που οφείλεται κυρίως στην αύξηση των στροφών και στην αύξηση της αεροδυναμικής αντίστασης.

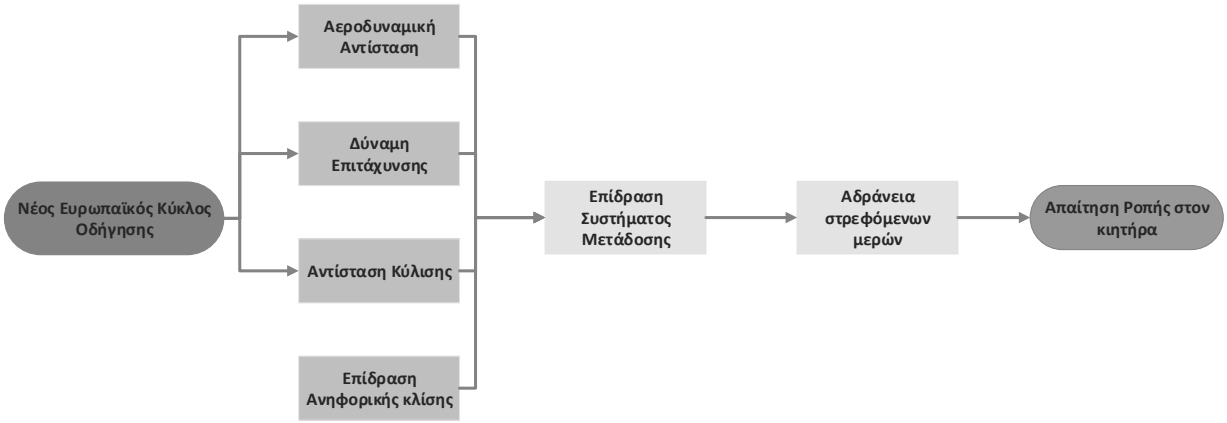
Για τον υπολογισμό της γωνιακής ταχύτητας, των απαιτήσεων ροπής και ισχύος του κινητήρα, αναπτύσσεται δυναμικό μοντέλο σε περιβάλλον *Matlab/Simulink*© με είσοδο την ταχύτητα και έξοδο την απαιτούμενη ροπή και ισχύ στον κινητήρα, όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.4*. Το μοντέλο αυτό εμπεριέχει σχεδιαστικές παραμέτρους, όπου με ένα κατάλληλο συνδυασμό αυτών μπορεί να περιγραφεί οποιοδήποτε όχημα, όπως η συνολική μάζα, η σχέση μετάδοσης του κιβωτίου ταχυτήτων, η εξωτερική ακτίνα των ελαστικών, η ροπή αδράνειας του δρομέα του κινητήρα, ο συντελεστής οπισθέλκουσας, η μετωπική επιφάνεια του οχήματος καθώς επίσης και οι συνθήκες κατά την οδήγηση, όπως η γωνία κλίσης του οδοστρώματος. Στιγμιότυπα του υλοποιημένου δυναμικού μοντέλου υπολογισμού της χρονοσειράς ροπής του κινητήρα παρουσιάζονται στην ενότητα Π.Β1 των παραρτημάτων.

Οι βασικές προδιαγραφές και ιδιότητες του κινητηρίου συστήματος παρουσιάζονται στον πίνακα 4.2. Οι προδιαγραφές σχεδίασης και λειτουργίας αποσκοπούν στην ικανοποίηση τόσο των χωρικών περιορισμών του υπό μελέτη οχήματος, όσο και των λειτουργικών χαρακτηριστικών και αποκρίσεων στο NEDC, όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.3*. Η προδιαγραφή ροπής κατά τη συνεχή λειτουργία, όπως παρουσιάζεται στον πίνακα 4.2 επιλέχθηκε σε μια τιμή μικρότερη, εντούτοις

κοντά στη μέγιστη απαιτούμενη ροπή κατά τη διάρκεια της επιτάχυνσης από ακινησία. Επιπροσθέτως, ο κινητήρας πρέπει να έχει την ικανότητα παραγωγής ροπής υπερφόρτισης, κατά 70% υψηλότερη από τη ροπή συνεχούς λειτουργίας, για χρονική διάρκεια μικρότερη των 10 λεπτών, στην περίπτωση απότομου προσπεράσματος ή εκκίνησης σε δρόμο με μεγαλύτερη κλίση.



Σχήμα 4.3. Γωνιακή ταχύτητα, απόλυτη τιμή ροπής και ισχύος κινητήρα συναρτήσει του χρόνου για λειτουργία στον NEDC.



Σχήμα 4.4. Σχηματικό διάγραμμα μοντέλου υπολογισμού ροπής συναρτήσει της ταχύτητας του οχήματος.

Πίνακας 4.2. Προδιαγραφές και ιδιότητες του ΣΚΜΜ για την εφαρμογή ηλεκτροκίνητου οχήματος πόλης

Χαρακτηριστικό μέγεθος	*Τιμή*
Μέγιστο ενεργό μήκος / εξωτερική διάμετρος στάτη (mm)	105 / 180
Ονομαστική / μέγιστη ταχύτητα (σαλ)	2500 / 6370
Συνεχής / Μέγιστη ροπή κινητήρα (Nm) από 0-ονομαστική ταχύτητα	45 / 77
Συνεχής / Μέγιστη απαιτούμενη ισχύς (kW)	11,8 / 20,2
Μέγιστη θερμοκρασία τυλιγμάτων / ΜΜ (^oC)	180 / 150
DC τάση συστοιχίας μπαταριών (V)	210-255

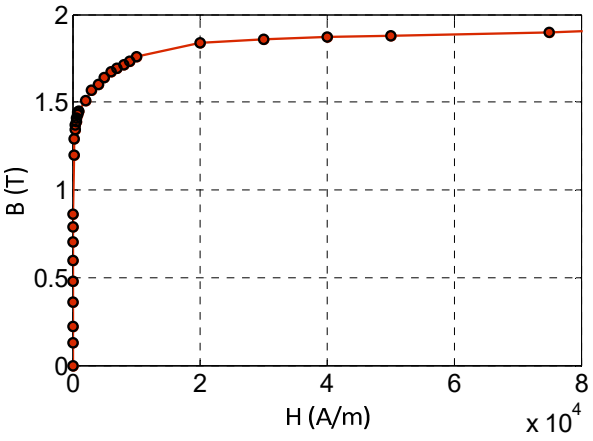
Για την ικανοποίηση των λειτουργικών προδιαγραφών κρίνεται απαραίτητη η επιλογή για την κατασκευή του κινητήρα υλικών υψηλής απόδοσης και χαμηλών απωλειών. Οι μαγνήτες κράματος Νεοδυμίου - Σιδήρου - Βορίου (NdFeB) επιλέγονται ως υλικό, γιατί έχουν τη μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας από τις υπόλοιπες εναλλακτικές του εμπορίου και παρουσιάζουν ικανοποιητική συμπεριφορά μέχρι τους 150^{o}C. Παρακάτω, στους πίνακες 4.3 - 4.5 καταγράφονται τα υλικά που επιλέχθηκαν για την κατασκευή του κινητήρα και τα κύρια χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας και του μόνιμου μαγνήτη Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου. Στο *Σχ. 4.5* φαίνεται η χαρακτηριστική μαγνήτισης του σιδηρομαγνητικού υλικού και στο *Σχ. 4.6* οι χαρακτηριστικές του ΜΜ για διάφορες θερμοκρασίες.

Πίνακας 4.3. Κυριότερες προδιαγραφές υλικών που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του κινητήρα

Κατασκευαστικό κομμάτι κινητήρα	***Τεχνολογία υλικού***
Μόνιμοι μαγνήτες	NdFeB- N40SH
Μαγνητική λαμαρίνα στάτη	M235-35A
Μαγνητική λαμαρίνα δρομέα	M235-35A
Τυλίγματα στάτη	Κλάση Η
Υλικό κελύφους κινητήρα	Αλουμίνιο
Εμπρόσθιος σφαιροτριβέας (ρουλεμάν)	61907-2RZ
Όπισθεν σφαιροτριβέας (ρουλεμάν)	NU 1005

Πίνακας 4.4. Κύρια λειτουργικά χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας M 235-35 A [4.21]

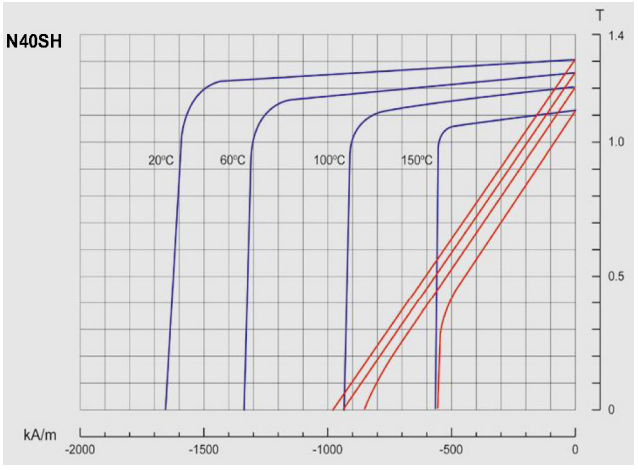
Τύπος: M 235-35 A	
Πάχος (mm)	0.35
Πυκνότητα (kg/dm^3)	7.60
Μέγιστες απώλειες πυρήνα @ 1T, 50Hz (W/kg)	1.30
Μέγιστες απώλειες πυρήνα @ 1.5T, 50Hz (W/kg)	3.30



Σχήμα 4.5. Χαρακτηριστική μαγνήτισης του σιδηρομαγνητικού υλικού

Πίνακας 4.5. Κύρια λειτουργικά χαρακτηριστικά του ΜΜ [4.22]

Τύπος: NdFeB N40SH	
Πεδίο απομαγνήτισης H_c (kA/m)	989
Μαγνητική διαπερατότητα, μ_r	1.045
Παραμένουσα μαγνητική επαγωγή, B_r (T)	1.28
Ηλεκτρική αγωγιμότητα (MS/m)	0.694



Σχήμα 4.6. Χαρακτηριστική απομαγνήτισης του μόνιμου μαγνήτη NdFeB N40SH [4.22]

4.2.4 Ενεργειακή κατανομή κατά τη λειτουργία στον NEDC και εξαγωγή ισοδύναμων σημείων λειτουργίας

Σε επόμενο βήμα, η καταναλισκόμενη / παραγόμενη, λόγω αναγεννητικής πέδησης, ενέργεια του κινητήρα υπολογίζεται συναρτήσει του χρόνου και της γωνιακής ταχύτητας. Η ενέργεια υπολογίζεται με κατάλληλη ολοκλήρωση της ισχύος, θεωρώντας την είτε σταθερή (στα σημεία όπου η ταχύτητα είναι σταθερή) είτε γραμμική συνάρτηση του χρόνου (στα χρονικά σημεία όπου πραγματοποιείται επιτάχυνση / επιβράδυνση), όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.3*. Το χρονικό βήμα επιλέγεται σχετικά μικρό (dt=0.4 sec), έτσι ώστε να επιτευχθεί λεπτομερής αναπαράσταση της ενεργειακής κατανομής σε σχέση με τη ροπή και την ταχύτητα. Πιο συγκεκριμένα, οι περιοχές όπου η ισχύς και γωνιακή ταχύτητα είναι σταθερές η καταναλισκόμενη / παραγόμενη, λόγω αναγεννητικής πέδησης, ενέργεια υπολογίζεται ως εξής:

$$E\left(\omega(t_i)=\text{σταθερή}\right) = P_{e,i}\cdot t_i \tag{4.13}$$

όπου $i\in[1,21]$ αναπαριστά τις περιοχές του NEDC όπου η ταχύτητα παραμένει σταθερή, P_e είναι η ισχύς του κινητήρα και t είναι το χρονικό διάστημα της κάθε περιοχής. Για τις περιοχές όπου η ισχύς είναι γραμμική συνάρτηση του χρόνου, η ενέργεια σε κάθε χρονικό βήμα υπολογίζεται με τη μεθοδολογία που απεικονίζεται στο *Σχ. 4.7* και εκφράζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$E\left(t_i+dt\right) = \int_{t_i}^{t_i+dt}\left(a_i\cdot t\right)dt + E_o = \frac{a_i}{2}\cdot\left(t_i+dt\right)^2 - \frac{a_i}{2}\cdot\left(t_i\right)^2 + E_o \tag{4.14}$$

όπου a_i είναι η κλίση της γραμμικής συνάρτησης της ισχύος στο $i^{στο}$ χρονικό διάστημα και E_o η αρχική ενέργεια όπου η ισχύς αρχίζει να μεταβάλλεται γραμμικά. Για την αποτύπωση της ισοδύναμης ταχύτητας $\omega(t_i+dt)$ σε κάθε χρονικό διάστημα, θεωρείται η μέση τιμή των ταχυτήτων του χρονικού διαστήματος, όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.7*.

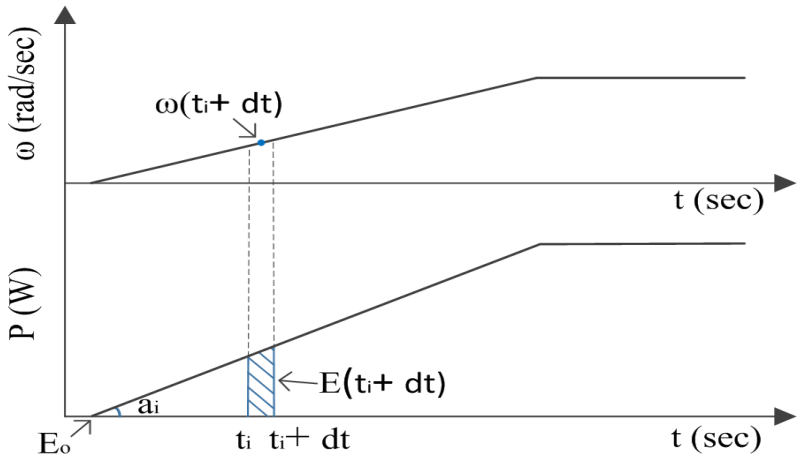
Η ενεργειακή κατανομή συναρτήσει της ταχύτητας και της ροπής για τον υπό μελέτη κινητήρα, εφαρμόζοντας την παρούσα μεθοδολογία, παρουσιάζεται στο *Σχ. 4.8*. Στη συνέχεια, η ενεργειακή κατανομή του κινητήρα κατά την λειτουργία στον NEDC (*Σχ. 4.8*) συσταδοποιείται σε τέσσερις κύριες περιοχές ροπών - ταχυτήτων, όπου παρατηρείται συγκέντρωση μεγάλου πλήθους ενεργειών σε κοντινές περιοχές ροπών και ταχυτήτων. Οι περιοχές αυτές μπορούν να αποτυπωθούν από ισοδύναμα σημεία, τα οποία θα αναπαριστούν το "ενεργειακό κέντρο βάρους" της [4.7]. Για κάθε $j^{στη}$ περιοχή, η συνολική καταναλισκόμενη ενεργειακή κατανάλωση υπολογίζεται ως το άθροισμα:

$$E_j = \sum_{k=1,2,\ldots}^{N_j} E_{jk} \tag{4.15}$$

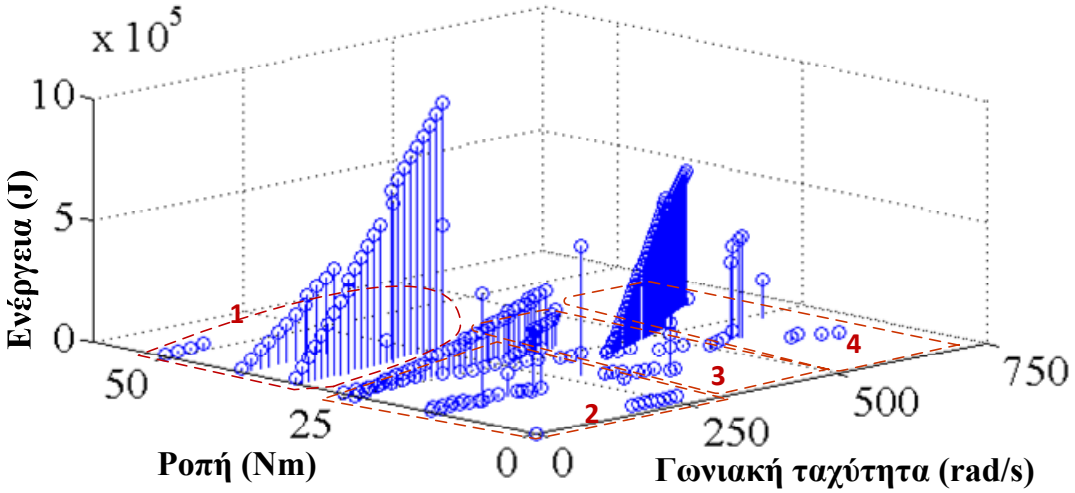
το οποίο αντιστοιχεί στη γωνιακή ταχύτητα ω_{mci} και ροπή T_{mci}, τα οποία προκύπτουν από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} \omega_{m,j} &= \frac{1}{E_j}\sum_{k=1,2,\ldots}^{N_j} E_{kj}\cdot\omega_{m,j} \\ \mathrm{T}_{m,j} &= \frac{1}{E_j}\sum_{k=1,2,\ldots}^{N_j} E_{kj}\cdot\mathrm{T}_{m,j} \end{aligned} \tag{4.16}$$

όπου N_j είναι ο αριθμός των σημείων που αντιστοιχεί στην $j^{στη}$ περιοχή. Τα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας τα οποία προέκυψαν μέσω της συγκεκριμένης μεθοδολογίας και το ποσοστό της καταναλισκόμενης ενέργειας κάθε περιοχής σε σχέση με τη συνολική καταναλισκόμενη ενέργεια κατά τη διάρκεια λειτουργίας στον NEDC συνοψίζονται στον πίνακα 4.6.



Σχήμα 4.7. Υπολογισμός ταχύτητας και ενέργειας κινητήρα σε κάθε χρονικό διάστημα *dt* για μεταβλητή ισχύ.



Σχήμα 4.8. Κατανομή ενέργειας κινητήρα (μπλε) και συσταδοποίηση (κόκκινο) κατά την λειτουργία στον NEDC συναρτήσει της ροπής και της γωνιακής ταχύτητας.

Πίνακας 4.6. Ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του κινητήρα για οδήγηση στον NEDC

Περιοχή (j)	$\omega_{m,j}$ (rad/s)	$T_{m,j}$ (Nm)	*% της συνολικής ενέργειας*	w_j
1	176.1	35.2	35.6	0.356
2	194.3	22.5	11.3	0.113
3	417.7	24.7	17.9	0.179
4	561.1	27.6	35.2	0.352

4.3 Προκαταρκτική σχεδίαση

Αρχικά, για τη σχεδίαση των ΣΚΜΜ χρησιμοποιούνται αναλυτικές κλασσικές εξισώσεις σχεδίασης ηλεκτρικών μηχανών, όπως αναλύονται εκτενώς στην παράγραφο 2.3, με σκοπό την εκτίμηση των βασικών γεωμετρικών χαρακτηριστικών τους και τον κατάλληλο ορισμό των ορίων των γεωμετρικών μεταβλητών που θα εισαχθούν στον αλγόριθμο βελτιστοποίησης. Η προκαταρκτική σχεδίαση βασίζεται στην ικανοποίηση των βασικών χωρικών περιορισμών και των λειτουργικών χαρακτηριστικών, όπως παρουσιάζεται στον πίνακα 4.2. Η συνεχής ροπή λειτουργίας στην ονομαστική ταχύτητα (2500 σαλ) θεωρείται ως το κύριο σημείο λειτουργίας κατά την προκαταρκτική σχεδίαση. Η ονομαστική ταχύτητα επιλέγεται ως το όριο της περιοχής λειτουργίας σταθερής ροπής - MTPA, όπου η τάση τυμπάνου παραμένει σε ελεγχόμενα επίπεδα, όσον αφορά το επίπεδο συνεχούς τάσης των μπαταριών και την λογική διαμόρφωσης. Η ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα αντιστοιχεί σε γραμμική ταχύτητα οχήματος v=45.2 km/h. Για οδήγηση σε στροφές

μεγαλύτερες από την ονομαστική, η λειτουργία FW αναλαμβάνει τη διατήρηση του επιπέδου της τάσης τυμπάνου σε σταθερή τιμή, με αντίστοιχη απομείωση της ικανότητας φόρτισης του ΣΚΜΜ [4.9]-[4.10].

4.3.1 Τοπολογία κινητήρα επιφανειακών ΜΜ

Λαμβάνοντας τη μέση μαγνητική φόρτιση στο διάκενο ίση με 0,62 Τ, ως είθισται σε εφαρμογές που απαιτούν αφενός χαμηλές απώλειες σιδήρου και αφετέρου βέλτιστη αξιοποίηση αυτού, και θεωρώντας γωνία θ=85^o μεταξύ των συνιστωσών του πεδίου, όπως συναντάται συνήθως στους ΣΚΜΜ [4.23], [4.24], η εφαπτομενική πίεση προκύπτει ως εξής:

$$P_t = \frac{\mathrm{B}_{av}^2 \cdot \sin(2\theta)}{2 \cdot \mu_0} = \frac{0,62^2 \sin(170^o)}{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} = 2657 \frac{kN}{m^2} \tag{4.17}$$

Επομένως προκύπτει:

$$D_g^2 \cdot L = \frac{2 \cdot T_e}{\pi \cdot P_t} = \frac{2 \cdot 45}{\pi \cdot 2657} = 1079\, cm^3 \tag{4.18}$$

Η τελική διαστασιολόγηση του διακένου προκύπτει έπειτα από τη διενέργεια πεδιακής ανάλυσης και λαμβάνοντας υπόψιν χωρικούς περιορισμούς που θέτει η κατασκευή του κινητήρα. Επιλέγεται η μέγιστη αξιοποίηση του αξονικού μήκους (105mm), με στόχο την όσο τον δυνατόν μείωση της διαμέτρου του διακένου. Κατόπιν δοκιμών επιλέγονται οι τιμές: L=105mm και D_g=104mm. Το πάχος του διακένου υπολογίστηκε μέσω της σχέσης (2.1), λαμβάνοντας ταυτόχρονα υπόψιν το εύρος των στροφών του κινητήρα. Το ελάχιστο πάχος διακένου μέσω της σχέσης (2.1) υπολογίστηκε ίσο με 0,65mm. Λαμβάνοντας υπ' όψιν την υψηλή μέγιστη ταχύτητα (6370σαλ), επιλέχθηκε L_g=0.9mm. Ο λόγος πόλων/ηλεκτρικής συχνότητας προκύπτει ως εξής:

$$\frac{P}{f} = \frac{4\pi}{\omega_m} = 0,05\, s \tag{4.19}$$

Επιλέγεται η λειτουργία του κινητήρα να παραμείνει σε συχνότητα χαμηλότερη των 100Hz για την ονομαστική και 250 Hz για τη μέγιστη ταχύτητα περιστροφής με παράλληλη χρήση λαμαρίνας χαμηλών ειδικών απωλειών, με στόχο τη μεγιστοποίηση της απόδοσης του κινητήρα. Το κάτω όριο συχνότητας τίθεται για λόγους αξιοποίησης υλικού στα 20 Hz περίπου. Επίσης, με δεδομένο τον τρόπο κατασκευής του κινητήρα και τις προβλεπόμενες διαστάσεις, ο αριθμός των πόλων δεν μπορεί να είναι αρκετά μεγάλος. Ένα αποδεκτό ζεύγος τιμών (*P,f*) είναι επομένως, 4 πόλοι και ονομαστική ηλεκτρική συχνότητα 80 Hz. Επομένως, ο λόγος L/τ για τετραπολικό κινητήρα και τις παραπάνω τιμές D_g και L προκύπτει L/τ=1,22, που οδηγεί σε επιλογή κινητήρα με ισχυρό συντελεστή ισχύος. Η μέση ροή ανά πόλο για την ονομαστική κατάσταση λειτουργίας υπολογίζεται ως εξής:

$$\Phi_{nom} = \frac{B_{av} \cdot \pi \cdot L \cdot D_g}{p} = \frac{0,62 \cdot \pi \cdot 105mm \cdot 104mm}{4} = 5,06 mWb \tag{4.20}$$

Στην υπερφόρτιση (T_e=85Nm), θεωρούμε μέση μαγνητική φόρτιση στο διάκενο ίση με 0,82 Τ. Η μέση ροή ανά πόλο για την ονομαστική κατάσταση λειτουργίας υπολογίζεται ως εξής:

$$\Phi_{ovl} = \frac{B_{av} \cdot \pi \cdot L \cdot D_g}{p} = \frac{0,82 \cdot \pi \cdot 105mm \cdot 104mm}{4} = 6,69 mWb \tag{4.21}$$

Η ενεργός τιμή της φασικής τάσης, που είναι ικανή να αναπτύξει ο μετατροπέας, θεωρώντας λογική διαμόρφωσης του εύρους των παλμών μέσω διανυσμάτων χώρου (Space Vector Modulation) - SVM και θεωρώντας ένα συντελεστή ασφαλείας 0,9 σε περίπτωση πτώσης της τάσης των μπαταριών είτε αύξησης της αντίστασης των εξωτερικών καλωδίων στην έξοδο του αντιστροφέα, υπολογίζεται ως εξής [4.25]:

$$V_{rms} = 0,9 \cdot \frac{2 \cdot V_{DC} \cdot m_{\max}}{3 \cdot \sqrt{2}} = \frac{2 \cdot 230 \cdot \cos 30^{o}}{3 \cdot \sqrt{2}} = 85V \tag{4.22}$$

Για την τοπολογία του κινητήρα επιφανειακών ΜΜ, επιλέχθηκε ο συνδυασμός 4 πόλοι - 6 αυλάκια, χρησιμοποιώντας FSCW διπλής στρώσης, όπως παρουσιάζεται σχηματικά στο *Σχ. 4.9*. Η τοπολογία FSCW επιλέχθηκε λόγω της κατασκευαστικής της απλότητας, της επίτευξης μεγάλου συντελεστή πληρότητας χαλκού, της μείωσης της αντίστασης τυμπάνου και της επαρκής ικανότητας ΕΠ που προσφέρει [4.2], [4.5], [4.24]. Η τάση τυμπάνου που δύναται να αναπτυχθεί για το συνολικό εύρος στροφών δεν πρέπει να υπερβαίνει τη μέγιστη τιμή που μπορεί να εξασφαλίσει ο αντιστροφέας, όπως υπολογίστηκε στη σχέση (4.22). Η τάση τυμπάνου αυξάνεται γραμμικά σε σχέση με την αύξηση της ταχύτητας μέχρι την ονομαστική (2500 σαλ) και στη συνέχεια η στρατηγική οδήγησης για λειτουργία ΕΠ, εξασφαλίζει τη διατήρηση της τάσης τυμπάνου. Επομένως, ο συνολικός αριθμός ελιγμάτων των πηνίων κάθε φάσης προκύπτει:

$$n_c = \frac{85V}{4,44 \cdot 0,866 \cdot 80Hz \cdot 0,0067Wb} = 40 \text{ σπείρες/φάση} \tag{4.23}$$

όπου χρησιμοποιήθηκε η μέση ροή ανά πόλο κατά την υπερφόρτιση (4.21). Η ενεργός τιμή του ρεύματος στην ονομαστική κατάσταση προκύπτει, υπό την προϋπόθεση πως ο κινητήρας λειτουργεί με συντελεστή ισχύος 0,95:

$$I_{rms} = \frac{P_{el}}{3 \cdot V_{rms} \cdot \cos\varphi} = \frac{11295W}{3 \cdot 62,2V \cdot 0,95} = 63,7A \tag{4.24}$$

Η ειδική ηλεκτρική φόρτιση προκύπτει:

$$ac = \frac{3 \cdot N_i \cdot p \cdot I_{rms}}{\pi \cdot D_g} = 93630 \frac{A - \varepsilon}{m} \tag{4.25}$$

Η ελάχιστη διατομή αύλακος για μια φάση, ορίζοντας την πυκνότητα ρεύματος του χαλκού ίση με J_{cu}=5A/mm² και τον συντελεστή πληρότητας *ff*=0.55, υπολογίζεται ως εξής:

$$A_{slot} = \frac{A_{Cu}}{ff} = \frac{n_c \cdot I_{rms}}{J_{cu} \cdot ff} = \frac{40 \cdot 63,7}{5 \cdot 0,55} = 927mm^2 \tag{4.26}$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι η επιλογή της ονομαστικής πυκνότητας χαλκού επιλέχθηκε θεωρώντας ότι η ψύξη του κινητήρα γίνεται μέσω εξαναγκασμένης ροής αέρα, ενώ η τιμή του συντελεστή πληρότητας χαλκού είναι τυπική τιμή πληρότητας που επιτυγχάνεται για τις συγκεκριμένες τοπολογίες τυλιγμάτων σε αυτά τα επίπεδα ισχύος χρησιμοποιώντας τυπικές τεχνικές περιέλιξης [4.26].

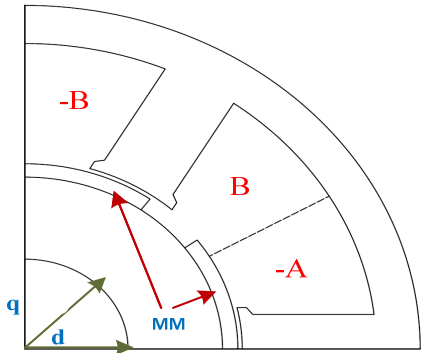
Θεωρώντας γραμμική καμπύλη απομαγνήτισης για τον ΜΜ, αυτή περιγράφεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$H(B) = \frac{989,3}{1,28} B - 989,3 = 773B - 989,3 \tag{4.27}$$

όπου η ένταση του μαγνητικού πεδίου H υπολογίζεται σε $\mathrm{kA/m}$. Με χρήση της παραπάνω εξίσωσης συσχετισμού μαγνητεγερτικής δύναμης και πυκνότητας μαγνητικής ροής, συμπεραίνεται ότι στην ονομαστική φόρτιση η πυκνότητα μαγνητικής ροής στην επιφάνεια του μαγνήτη μειώνεται κατά:

$$\Delta B = \frac{B_r}{H_c} \cdot ac = 0{,}11 \tag{4.28}$$

Όπως προκύπτει, ο ΜΜ θα χρησιμοποιείται κοντά στο σημείο μέγιστης ενέργειας ανεξαρτήτως κατάστασης λειτουργίας, με περιθώριο μικρής αύξησης της ενέργειάς του ακόμα και σε περίπτωση υπερφόρτισης. Το πάχος των ΜΜ υπολογίζεται μέσω της εξίσωσης (2.31), θεωρώντας τη μαγνητική επαγωγή στο διάκενο για την κενώ λειτουργία B_g=1T, από όπου προκύπτει L_m=4mm. Η απαιτούμενη περιφέρεια του ΜΜ υπολογίζεται μέσω της σχέσης (2.32), αντικαθιστώντας την ονομαστική μαγνητική ροή, όπως υπολογίστηκε στην (4.20) και προκύπτει ίση με L_{magnet}=51,1mm, η οποία αντιστοιχεί σε τόξο μαγνήτη θ_{magnet}=61º=67,8% του συνολικού πολικού βήματος.

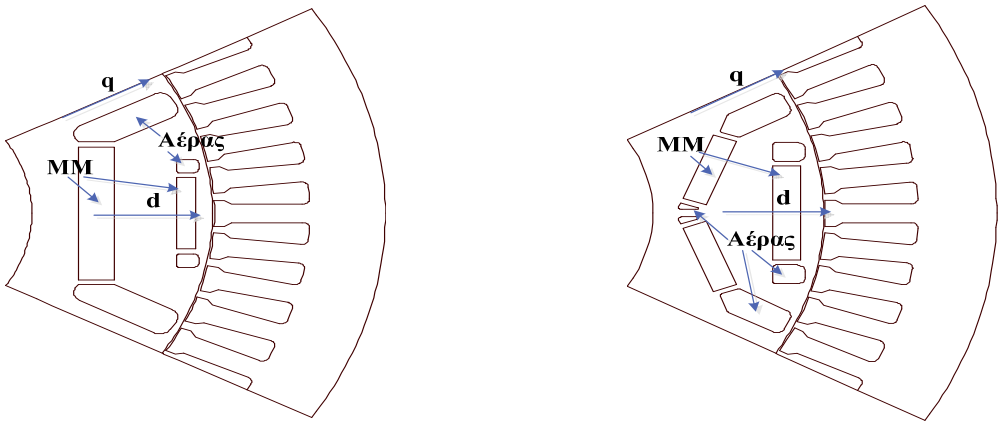


Σχήμα 4.9. Τοπολογία σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών ΜΜ, 4 πόλοι- 6 αυλάκια.

4.3.2 Τοπολογία κινητήρα εσωτερικών ΜΜ

Αρχικά, για την τοπολογία εσωτερικών ΜΜ, ένα βασικό ζήτημα το οποίο τίθεται προς διερεύνηση είναι η σχεδίαση του δρομέα και η τοπολογία των ΜΜ [4.9], [4.27]-[4.29]. Οι αρμονικές της ΜΕΔ, οι οποίες εμφανίζονται ιδιαίτερα στην περιοχή λειτουργίας FW, σε συνδυασμό με την υψηλή ταχύτητα, μπορούν να προκαλέσουν σημαντικές απώλειες πυρήνα και με συνέπεια τη μείωση της απόδοσης, την υπερθέρμανση του δρομέα, γεγονός που θα έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση και της επίδοσης του κινητήρα.

Στη βιβλιογραφία, τα τελευταία χρόνια υπάρχουν αρκετές προτεινόμενες τοπολογίες κινητήρων εσωτερικών ΜΜ. Πιο συγκεκριμένα, υπάρχουν κινητήρες τοπολογίας τύπου *I*, τύπου V όπως παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 2.2.3. Επιπροσθέτως, τοπολογίες πολυστρωματικών ΜΜ χρησιμοποιούνται σε διάφορες εφαρμογές για την αύξηση της ροπής εκτυπότητας. Πιο συγκεκριμένα, οι ΜΜ διπλής στρώσης τύπου Νεοδυμίου συναντώνται σε διάφορες εφαρμογές [4.10], [4.12], [4.23], [4.27]-[4.31]. Σε αυτές τις περιπτώσεις, προτείνονται διάφορες τοπολογίες εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης. Ωστόσο, ελάχιστα άρθρα από αυτά αναδεικνύουν τη βέλτιστη τοποθέτηση των ΜΜ σε σχέση με το εύρος λειτουργίας του κινητήρα, τις απώλειες σιδήρου, την απόδοση και την ποιότητα ισχύος του κινητήρα. Σε αυτό το πλαίσιο, διερευνάται στη συνέχεια η βέλτιστη τοπολογία εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης για μεγάλο εύρος στροφών σε εργοστασιακό κινητήρα της εταιρείας *Brusa Electronik* [4.31], που χρησιμοποιείται σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. Οι τοπολογίες ΜΜ διπλής στρώσης που θα διερευνηθούν είναι η *2I* (*Σχ. 4.10α*), τοπολογία που χρησιμοποιεί ήδη ο εργοστασιακός κινητήρας και η *VI* (*Σχ.4.10β*). Τα κύρια γεωμετρικά και λειτουργικά χαρακτηριστικά του εργοστασιακού κινητήρα, όπως προέκυψαν από την ανάλυση μέσω του παραμετρικού μοντέλου ΠΣ που περιγράφτηκε στο κεφάλαιο 2, παρουσιάζονται στον πίνακα 4.7.



(α) **(β)**

Σχήμα 4.10. Τοπολογίες σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης (α) *2I* (β) *VI*.

Πίνακας 4.7. Χαρακτηριστικά αρχικής σχεδίασης εργοστασιακού κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης-*2I*

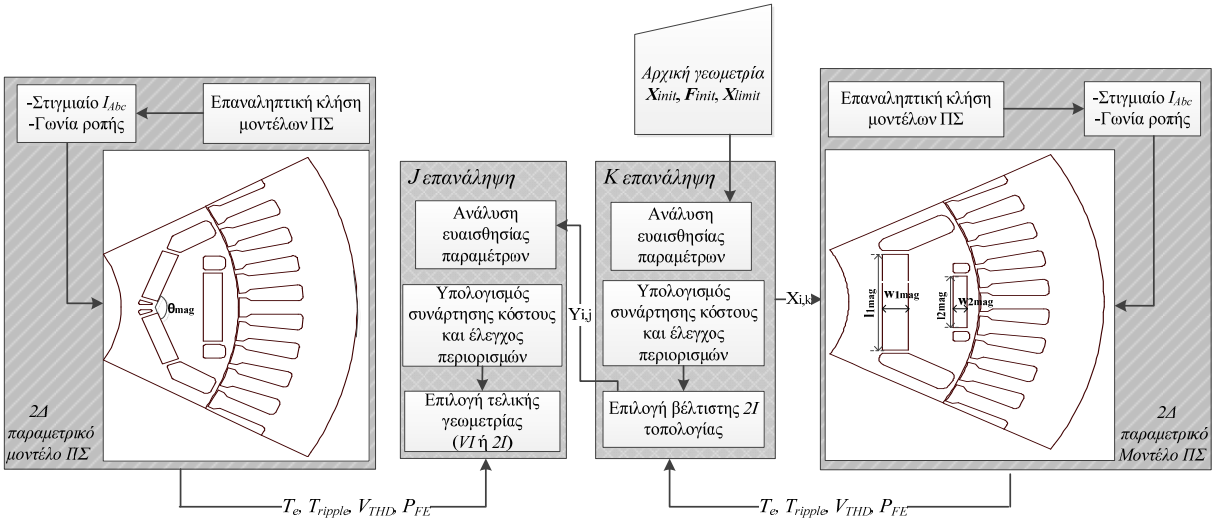
Κύρια γεωμετρικά χαρακτηριστικά		***Κύρια ονομαστικά λειτουργικά χαρακτηριστικά***	
Αριθμός φάσεων / πόλων / αυλάκων	3/ 6/ 54	P=Ισχύς (kW) / n=ταχύτητα (σαλ)	16,5 / 2000
R_{so}=Εξωτερική διάμετρος στάτη (cm)	24	J=Πυκνότητα ρεύματος (A/mm^2)	4,5
L=ενεργό μήκος (cm)	12,3	T_e=Μέση ροπή (Nm)	78,9
l_{1mag} =μήκος 1^{ης} στρώσης ΜΜ (mm)	39	T_{ripple}= Κυμάτωση ροπής (%)	35,9
l_{2mag} =μήκος 2^{ης} στρώσης ΜΜ (mm)	21	V_{rms}=Τάση τυμπάνου (V)	76,3
w_{1mag}= πλάτος 1^{ης} στρώσης ΜΜ (mm)	7,8	Φ_{mag}=Επαγόμενη ροή ΜΜ (Wb)	0,1205
w_{2mag}= πλάτος 2^{ης} στρώσης ΜΜ (mm)	4	P_{FE}=Απώλειες σιδήρου (W)	153
Άνοιγμα αύλακας	20,9	P_{cu}=Απώλειες χαλκού (W)	846
Πλάτος δοντιού (mm)	5,4	η=απόδοση (%)	94,81

Η γεωμετρική βελτιστοποίηση των δυο εναλλακτικών τοπολογιών για τη συγκεκριμένη εφαρμογή πραγματοποιείται μέσω ανάλυσης ευαισθησίας παραμέτρων. Η συγκεκριμένη διερεύνηση βασίζεται σε εργοστασιακό κινητήρα και αποσκοπεί στη διερεύνηση μόνο των γεωμετρικών χαρακτηριστικών του δρομέα. Επομένως, λόγω του μικρού αριθμού μεταβλητών που τίθενται προς βελτιστοποίηση και της μικρής απόστασης από το ολικό βέλτιστο, κρίνεται κατάλληλη η επιλογή της ανάλυσης ευαισθησίας παραμέτρων. Η διαδικασία βελτιστοποίησης παρουσιάζεται σχηματικά στο *Σχ. 4.11*. Οι μεταβλητές X_i και Y_i ορίζονται ως X_i=[w_{1mag} w_{2mag}], με l_{2mag}=$f(X_i)$, έτσι ώστε να παραμείνει ο συνολικός όγκος των ΜΜ σταθερός και Y_i=[θ_{mag}]. Αξίζει να σημειωθεί ότι η διαδικασία βελτιστοποίησης υλοποιείται στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας (n=2000rpm, J=4.5A/mm^2). Αρχικά, η διαδικασία βελτιστοποίησης ξεκινάει με τις γεωμετρικές διαστάσεις της αρχικής σχεδίασης (τοπολογία *2I*), όπως φαίνονται στον πίνακα 4.7. Σε δεύτερο στάδιο, ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης αφού εντοπίσει τη μεταβλητή X_i που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους της τοπολογίας *2I,* υλοποιεί την ίδια διαδικασία για την *VI* τοπολογία, σαρώνοντας την Y_i μεταβλητή σχεδίασης. Αξίζει να σημειωθεί ότι η συνάρτηση κόστους για την παρούσα εφαρμογή λαμβάνει υπόψιν της τη μείωση της κυμάτωσης ροπής, του συνολικού συντελεστή παραμόρφωσης (THD) της τάσης τυμπάνου και των απωλειών σιδήρου, διατηρώντας ταυτόχρονα τη μέση ροπή στα ονομαστικά επίπεδα, επιτρέποντας μια απόκλιση της τάξης του ±1%. Η συνάρτηση κόστους εκφράζεται ως εξής:

$$F = w_1 \frac{T_r}{T_{r,0}} + w_2 \frac{THD_V}{THD_{V,0}} + w_3 \frac{P_{FE}}{P_{FE,0}} \tag{4.29}$$

όπου F είναι η σύνθετη συνάρτηση κόστους, THD_V είναι το THD της τάσης τυμπάνου και $w_{1\text{-}3}$ κατάλληλοι συντελεστές βαρύτητας $\in$ [0,1]. Ο δείκτης 0 αναφέρεται στα ηλεκτρομαγνητικά χαρακτηριστικά της αρχικής σχεδίασης.

Η προτεινόμενη τελική βέλτιστη σχεδίαση, εφαρμόζοντας την παραπάνω μεθοδολογία είναι τοπολογίας *VI,* με w_{1mag}=5.1mm, w_{2mag}=6.7mm, l_{1mag}=39mm, l_{2mag}=27.1973mm, θ_{mag}=139.2^o. Από τις προτεινόμενες διαστάσεις για τους ΜΜ, παρατηρούμε ότι η εξωτερική στρώση των ΜΜ έχει περίπου τον ίδιο όγκο σε σχέση με την εσωτερική, σε αντίθεση με την αρχική σχεδίαση, γεγονός που οδηγεί σε σημαντική μείωση των αρμονικών φαινομένων στην παραγόμενη ροπή και στην τάση τυμπάνου, όπως φαίνεται στη συνέχεια.



Σχήμα 4.11. Αλγόριθμος ανάλυσης και βελτιστοποίησης κινητήρων εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης.

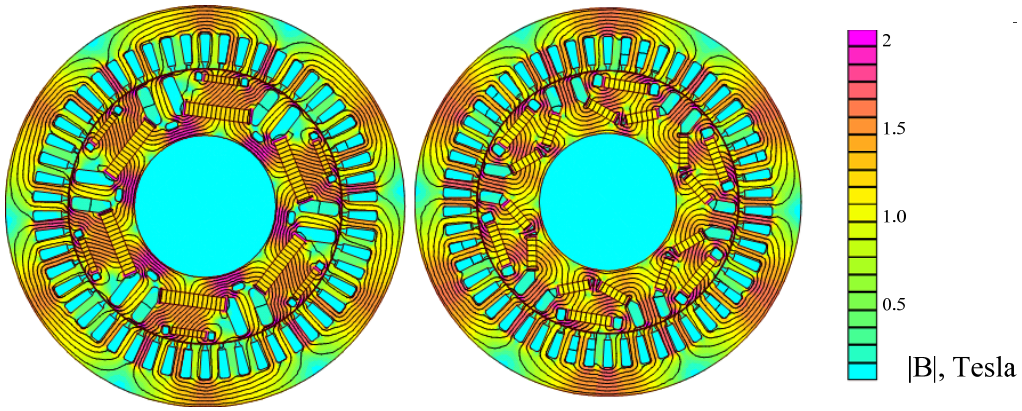
Πίνακας 4.8. Κύρια λειτουργικά χαρακτηριστικά της αρχικής (*2I*) και της τελικής γεωμετρίας (*VI*) σε δυο καταστάσεις λειτουργίας

	Ονομαστική λειτουργία - οδήγηση MTPA (n=2000σαλ)		***Λειτουργία σταθερής ισχύος (16.5kW) - οδήγηση FW (n=6000σαλ)***	
Τοπολογία	***2I***	***VI***	***2I***	***VI***
T_e (Nm)	78,9	78,3	22,7	23,8
T_{ripple} (%)	35,9	25,6	63,4	45,8
$V_{Fund,rms}$ (V) / THD (%)	76,3 / 15,17	79,9 / 16,4	99,2 / 39,85	91,6 / 54,3
J (A/mm^2)	4,5	4,5	3,91	3,75
Φ_{mag} (Wb)	0,1205	0,0965	0,1205	0,0965
L_d /L_q (mH)	1,05 / 2,75	1,28 / 2,8	1,06 / 2,8	1,29 / 2,86
P_{cu} / P_{FE} (W)	846 / 153	846 / 132	595,1 / 599,9	531,4 / 412,1
η (%)	94,81	94,55	92,38	94,18

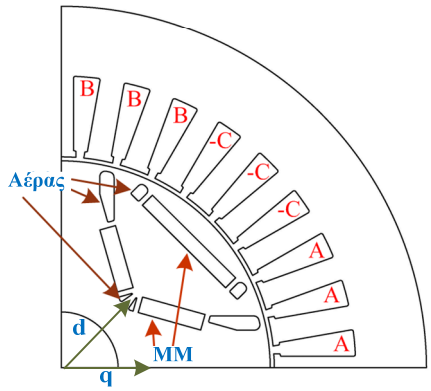
Στον πίνακα 4.8 συγκεντρώνονται τα αποτελέσματα της πεδιακής ανάλυσης για την ονομαστική κατάσταση (οδήγηση MTPA) και για λειτουργία σε υψηλές στροφές (οδήγησηFW). Για την ανάλυση της λειτουργίας στην κατάσταση FW, εισήχθησαν τα κατάλληλα ρεύματα απομαγνήτισης (ρεύματα I_d) μέσω κατάλληλων δοκιμών, λαμβάνοντας υπ' όψιν τον περιορισμό της τάσης τυμπάνου ($V_{rms,max}$=100V). Από τον πίνακα 4.8 συμπεραίνουμε ότι η προτεινόμενη τοπολογία *VI* παρουσιάζει κατά 0,8 % χαμηλότερη ροπή στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας σε σχέση με την αρχική τοπολογία *2I*. Επιπλέον, τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά παραμένουν περίπου τα ίδια στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας. Από την άλλη μεριά, σύμφωνα με τα προσομοιωμένα αποτελέσματα, συμπεραίνουμε ότι η τοπολογία *VI* παρουσιάζει σαφώς βελτιωμένη συμπεριφορά κατά την λειτουργία FW. Η επαγόμενη ροή των ΜΜ στην τοπολογία *VI* είναι κατά 19 % μικρότερη σε σχέση με την τοπολογία *2I*, με αποτέλεσμα το ρεύμα απομαγνήτισης που απαιτείται για τη διατήρηση της τάσης τυμπάνου να είναι μικρότερο, οδηγώντας σε μικρότερα ρεύματα τυμπάνου, όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στον πίνακα 4.8. Επιπροσθέτως, η τοπολογία *VI* παρουσιάζει σημαντικά (κατά 31%) μικρότερες απώλειες σιδήρου, λόγω των γεφυρών σιδήρου που υπάρχουν ανάμεσα στην εσωτερική στρώση ΜΜ, οι οποίες αυξάνουν τη σκέδαση της

επαγόμενης ροής των ΜΜ. Η συγκεκριμένη διαδρομή ροής είναι ιδιαίτερα ευεργετική στις συνθήκες FW διότι μειώνει τον κορεσμό στα υπόλοιπα σημεία του στάτη και του δρομέα, μειώνοντας αντίστοιχα και τις απώλειες σιδήρου, γεγονός που αποδεικνύεται και από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Η κατανομή του μαγνητικού πεδίου στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας για τους δυο κινητήρες εσωτερικών ΜΜ, απεικονίζεται στο *Σχ. 4.12*.

Επομένως, με βάση τα αποτελέσματα της παραπάνω ανάλυσης, αλλά και παρόμοιων αποτελεσμάτων και συμπερασμάτων που συναντώνται στη βιβλιογραφία [4.12], [4.28]-[4.30], για την τοπολογία εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης επιλέγεται η τοπολογία *VI*, όπως απεικονίζεται στο *Σχ. 4.10β*. Σε ό,τι αφορά τα τυλίγματα του στάτη, επιλέγεται διαμόρφωση FPDW με q=3 αυλάκια/πόλο/φάση. Η συγκεκριμένη τοπολογία τυλιγμάτων παρουσιάζει αρκετά ημιτονική ΜΕΔ, με χαμηλό επίπεδο αρμονικής παραμόρφωσης και ταυτόχρονα εκμεταλλεύεται στο έπακρο την εκτυπότητα του μαγνητικού κυκλώματος στον δρομέα, παρέχοντας ικανοποιητική ποσότητα ροπής εκτυπότητας [4.9]. Επιπλέον, σε ό,τι αφορά τον αριθμό των πόλων, του πάχους και της διαμέτρου του διακένου, του αξονικού μήκους επιλέχθηκαν οι ίδιες τιμές με τον κινητήρα επιφανειακών ΜΜ. Λόγω της διαμόρφωσης των τυλιγμάτων, επιλέχθηκαν n_c=42 σπείρες ανά φάση. Επομένως, εφαρμόζοντας τις εξισώσεις (2.4), (4.24)-(4.26), με k_w=1 και θεωρώντας $cos\varphi$=0,95 και ff=0.5, προκύπτει για την ονομαστική κατάσταση λειτουργίας: I_{rms}=55.2A, V_{rms}=71.9V, ac=85194 A-ε/m, A_{slot}=927mm^2. Η σχηματική αναπαράσταση του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης που θα αναλυθεί και θα βελτιστοποιηθεί στη συνέχεια μέσω παραμετρικού μοντέλου ΠΣ απεικονίζεται στο *Σχ. 4.13*.



Σχήμα 4.12. Κατανομή μαγνητικού πεδίου αρχικού (*2I*) και τελικού (*VI*) κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης για ονομαστικό φορτίο.



Σχήμα 4.13. Τοπολογία σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης, 4 πόλοι - 36 αυλάκια.

4.4 Οριστική σχεδίαση - διαδικασία βελτιστοποίησης

Έπειτα από τον καθορισμό των βασικών λειτουργικών και γεωμετρικών χαρακτηριστικών για τις τοπολογίες ΣΚΜΜ που εξετάζονται για την εφαρμογή, εφαρμόζεται ο προσαρμοστικός αλγόριθμος

DE, ο οποίος αναπτύχθηκε στην παράγραφο 3.8.1.2 και παρουσίασε, βάσει της παραγράφου 3.9 σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι άλλων εξελικτικών τεχνικών βελτιστοποίησης σε πληθώρα απαιτητικών προβλημάτων βελτιστοποίησης. Για την υλοποίηση του αλγόριθμου DE, εφαρμόζονται τυπικές διαδικασίες σχετικά με τη μετάλλαξη και τη διασταύρωση του διανύσματος-στόχου [4.32]-[4.35]. Ωστόσο, ο συντελεστής μετάλλαξης του διαφορικού διανύσματος F_{Adap} μεταβάλλεται δυναμικά σε ένα εύρος μεταξύ 0.5-1.0, με τη διαδικασία που περιγράφεται στην παράγραφο 3.8.1.2. Επίσης, επιλέγεται από τον αλγόριθμο η εξασφάλιση της μετάλλαξης και διασταύρωσης σε μια τουλάχιστον μεταβλητή για κάθε μέλους του πληθυσμού, με σκοπό την αποφυγή αναπαραγωγής πανομοιότυπου πληθυσμού. Η στρατηγική μετάλλαξης που χρησιμοποιείται είναι η DE/local-to-best/1/bin, η οποία εξασφαλίζει την κατάλληλη ισορροπία μεταξύ ευρωστίας και ταχείας σύγκλισης [4.6], [4.14]. Για κάθε ($i^{στο}$) μεταλλαγμένο διάνυσμα χρησιμοποιούνται δυο διανύσματα διαφορών:

$$v_{i,G} = x_{i,G} + F_m \cdot \left(x_{best,G} - x_{i,G} \right) + F_{Adap} \cdot \left(x_{r2,G} - x_{r3,G} \right) \tag{4.30}$$

όπου $v_{i,G}$ είναι το διάνυσμα μετάλλαξης, x_{best} είναι το διάνυσμα με τη χαμηλότερη τιμή συνάρτησης κόστους, x_{r2}, x_{r3} είναι δυο τυχαία επιλεγμένα διανύσματα της G γενιάς, F_m είναι ο σταθερός συντελεστής μετάλλαξης, F_{Adap} είναι ο δυναμικός συντελεστής μετάλλαξης. Ο ορισμός και η μεθοδολογία υπολογισμού του δυναμικού συντελεστή μετάλλαξης F_{Adap} για κάθε διάνυσμα μετάλλαξης περιγράφεται εκτενώς στην παράγραφο 3.8.1.2.

Η ρουτίνα βελτιστοποίησης καλεί για κάθε μέλος του πληθυσμού ένα πλήρως αυτοματοποιημένο διδιάστατο παραμετρικό μοντέλο σχεδίασης και ανάλυσης κινητήρα επιφανειακών ή εσωτερικών ΜΜ μέσω της μεθόδου των ΠΣ, όπως αναλύθηκε εκτενώς στην παράγραφο 2.4.3. Η συνολική διαδικασία σχεδίασης και βελτιστοποίησης των ΣΚΜΜ για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος παρουσιάζεται στο *Σχ. 4.14*. Έξι και εννιά μεταβλητές σχεδίασης επιλέγονται για την τοπολογία επιφανειακών και εσωτερικών ΜΜ, αντίστοιχα, καθώς επηρεάζουν σημαντικά την επίδοση, της απόδοση και την ποιότητα της παραγόμενης ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, ιδιαίτερη προσοχή απαιτούν οι σχεδιαστικές παράμετροι που αφορούν τα φράγματα ροής - αέρα στην τοπολογία εσωτερικών ΜΜ, καθώς μια κατάλληλη σχεδίαση μπορεί να αυξήσει σημαντικά την ανισορροπία του μαγνητικού κυκλώματος του δρομέα, με αποτέλεσμα την αύξηση της ροπής εκτυπότητας [4.10-4.12], [4.30]. Το διάνυσμα ανεξάρτητων μεταβλητών σχεδίασης για τους κινητήρες επιφανειακών και εσωτερικών ΜΜ είναι:

$$X_G = \begin{cases} SPM \Rightarrow \left[m_w \quad \theta_m \quad R_g \quad W_t \quad L_t \quad w_{so} \right]_G \\ IPM \Rightarrow \left[w_i \quad \theta_{1m} \quad L_{1m} \quad w_{1m} \quad L_{2m} \quad R_g \quad W_t \quad L_t \quad w_{so} \right]_G \end{cases} \tag{4.31}$$

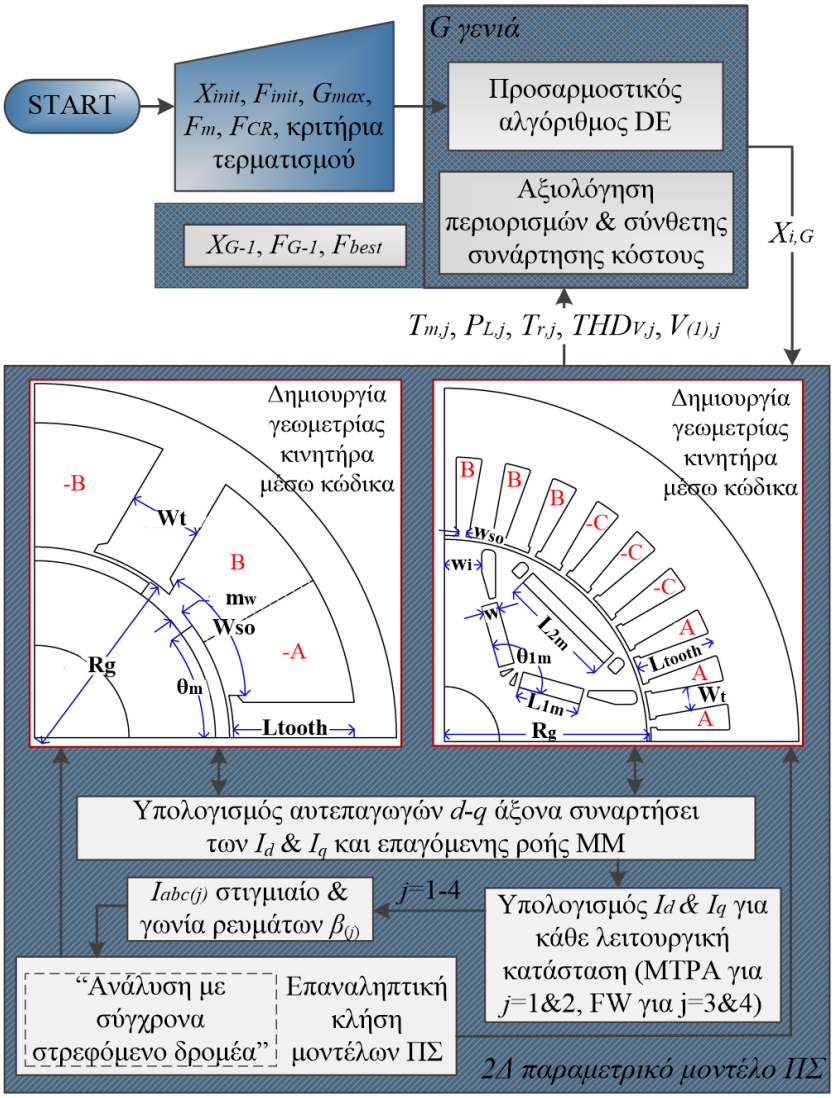
όπου m_w, θ_m είναι το πάχος και η ακτίνα του επιφανειακού ΜΜ, αντίστοιχα, R_g είναι η διάμετρος του διακένου, W_t, L_t είναι το πάχος και το μήκος του δοντιού, αντίστοιχα, w_{so} είναι το άνοιγμα της αύλακας, w_i είναι το πάχος του σιδήρου στο δρομέα, θ_{1m}, L_{1m}, w_{1m} είναι η γωνία, μήκος και πάχος της εσωτερικής στρώσης ΜΜ, αντίστοιχα, και L_{2m} είναι το μήκος της εξωτερικής στρώσης ΜΜ. Τα όρια των μεταβλητών σχεδίασης επιλέχθηκαν έπειτα από την προκαταρκτική σχεδίαση και παρουσιάζονται στον πίνακα 4.9. Τα όρια αυτά καθορίζονται συνδυάζοντας κατασκευαστικά όρια και τον περιορισμό να μην υπερβαίνουν κατά 30% τις τιμές των αρχικών διαστάσεων, έτσι ώστε να επιτευχθεί ο κατάλληλος συμβιβασμός μεταξύ της βεβαιότητας και της ταχύτητας σύγκλισης του αλγορίθμου προς το ολικό βέλτιστο. Οι γεωμετρικοί περιορισμοί αντιμετωπίζονται μέσω της τεχνικής της αναπήδησης (*bounce-back*), όπως περιγράφτηκε στην ενότητα 3.8.1.1.

Η στρατηγική διαχείρισης των ποινών είναι η "*θανατική ποινή*" (death penalty). Για κάθε δοκιμαστικό διάνυσμα που παράγεται σε κάθε γενιά, οι συναρτήσεις ποινής αξιολογούνται και το δοκιμαστικό διάνυσμα απορρίπτεται σε περίπτωση που έστω ένας περιορισμός παραβιαστεί. Οι

κύριοι λειτουργικοί περιορισμοί της εφαρμογής για κάθε τοπολογία ΣΚΜΜ έχουν να κάνουν με τα εξής: την ικανοποίησης μιας ελάχιστης απόδοσης, για κάθε λειτουργικό σημείο, C_1 ίσης με 93%, μιας μέγιστης ενεργού (rms) τάσης τυμπάνου C_2 ίσης με V_{rms}=90V, η οποία καθορίζεται από το επίπεδο συνεχούς τάσης της συστοιχίας των μπαταριών, μιας μέγιστης ενεργού πυκνότητας ρεύματος C_3 ίσης με 5.5 A/mm^2, για την επίτευξη της επιθυμητής θερμικής ευρωστίας του κινητήρα, και μιας μέγιστης κυμάτωσης ροπής C_4 ίσης με 10% της μέγιστης ροπής, για την ικανοποίηση των βιομηχανικών προτύπων για του κινητήρες πρόωσης ηλεκτρικών οχημάτων, για κάθε ισοδύναμο ($j^{στο}$) σημείο λειτουργίας στον NEDC. Η συνάρτηση ποινής C_j, η οποία υπολογίζεται επαναληπτικά για κάθε μέλος του πληθυσμού της κάθε γενιάς και για κάθε ισοδύναμο σημείο λειτουργίας, εκφράζεται ως εξής:

$$C_j = \left[C_1 \quad C_2 \quad C_3 \quad C_4\right]_j = \left[\eta \quad V_{(1)} \quad J_{rms} \quad T_r\right]_j \tag{4.32}$$

όπου η είναι ο βαθμός απόδοσης του κινητήρα, $V_{(1)}$ είναι η θεμελιώδης ενεργός τάση τυμπάνου, J_{rms} είναι η πυκνότητα του ρεύματος τυμπάνου και T_r είναι η κυμάτωση ροπής (% της μέγιστης ροπής).



Σχήμα 4.14. Διάγραμμα συνολικής διαδικασίας σχεδίασης και βελτιστοποίησης των ΣΚΜΜ.

Η σύνθετη συνάρτηση κόστους για κάθε ισοδύναμο σημείο λειτουργίας, όπως προέκυψαν μέσω της μεθοδολογίας που περιγράφτηκε στην παράγραφο 4.2.4, λαμβάνει υπόψιν την επίδοση, την απόδοση, την ποιότητα ροπής και το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης τυμπάνου του κινητήρα. Η

συνολική σύνθετη συνάρτηση κόστους είναι το σταθμισμένο άθροισμα των αντίστοιχων συναρτήσεων κόστους για κάθε ισοδύναμο λειτουργικό σημείο του κινητήρα, που εξάγεται από τον κύκλο λειτουργίας (NEDC) και καθορίζεται από το ποσοστό της ενεργειακής κατανάλωσης/παραγωγής (αναγεννητική πέδηση) κάθε περιοχής σε σχέση με τη συνολική ενέργεια του κινητήρα, όπως παρουσιάζεται στον πίνακα 4.6. Η συνάρτηση κόστους είναι:

$$F = \sum_{j=1}^{4} w_j \cdot F_j = \sum_{j=1}^{4} w_j \cdot \left(w_{1j} \cdot F_{1j} + w_{2j} \cdot F_{2j} + w_{3j} \cdot F_{3j} + w_{4j} \cdot F_{4j} \right) \Rightarrow$$
$$F = \sum_{j=1}^{4} w_j \cdot \left(w_{1j} \cdot \frac{T_{m0,j}}{T_{m,j}} + w_{2j} \cdot \frac{P_{L,j}}{P_{L0,j}} + w_{3j} \cdot \frac{T_{r,j}}{T_{r0,j}} + w_{4j} \cdot \frac{THD_{V,j}}{THD_{V0,j}} \right) \quad (4.33)$$

όπου T_m είναι η μέση παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή, P_L είναι το ποσοστό (%) των απωλειών συναρτήσει της ηλεκτρικής ισχύος στην είσοδο του κινητήρα, THD_V είναι ο συνολικός συντελεστής παραμόρφωσης της τάσης τυμπάνου, θεωρώντας ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου, F_j είναι η συνάρτηση κόστους της j περιοχής λειτουργίας, όπως εξάγεται από τη διαδικασία συσταδοποίησης που παρουσιάζεται στην παράγραφο 4.2.4, w_j είναι το ποσοστό ενέργειας της j λειτουργικής περιοχής σε σχέση με τη συνολική ενέργεια του κινητήρα, όπως πινακοποιείται στον πίνακα 4.6, $w_{1\text{-}4}$ είναι οι συντελεστές βαρύτητας της σύνθετης συνάρτησης κόστους και ο δείκτης 0 εκφράζει τις προδιαγραφές των επιμέρους συναρτήσεων κόστους. Οι συντελεστές βαρύτητας καθορίζονται με σκοπό την επίτευξη της απαραίτητης ισορροπίας μεταξύ κατασκευαστικού και λειτουργικού κόστους, καθώς επίσης και στην επίτευξη μηχανικής αξιοπιστίας και μειωμένου θορύβου λειτουργίας το κινητήρα. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο όρος της ροπής στη εξίσωση (4.33) έχει εισαχθεί έτσι ώστε να καθορίζει τη μέση ροπή της κάθε υποψήφιας λύσης σε μια τιμή κοντά στην προδιαγραφόμενη. Οι τιμές των παραμέτρων και των συντελεστών της ρουτίνας βελτιστοποίησης συνοψίζονται στον πίνακα 4.9.

Πίνακας 4.9. Παράμετροι ρουτίνας βελτιστοποίησης

Περιοχή λειτουργίας (j)	$w_{1\text{-}4}$	$T_{m0,j}$ **(Nm)**	$P_{L0,j}$ **(%)**	$T_{r0,j}$ **(%)**	$THD_{V0,j}$ **(%)**
1	[0.2 0.45 0.2 0.15]	35.2	4	5	12
2	[0.2 0.45 0.2 0.15]	22.5	4.5	5	12
3	[0.2 0.45 0.2 0.15]	24.7	4.5	7	16
4	[0.2 0.45 0.2 0.15]	27.6	4	7	16
F_m / F_{CR} / F_{Adap}			0.85, 0.85, [0.5-1]		
Όριο μεταβλητών σχεδίασης			***Επιφανειακών ΜΜ***		***Εσωτερικών ΜΜ***
m_w (mm)			[3-5]		-
θ_m / θ_{1m} (μοίρες)			[58-87.3]		[108-135]
L_{1m} / L_{2m} (mm)			-		[15.5-18.5], [29-34]
w_i / w_{1m} (mm)			-		[7-9.5], [3-5]
R_g / w_{so} (mm)			[49-55], [5-38]		[49-55], [1-5.5]
L_t (mm) / w_t (mm)			[21-30], [18-25]		[20-25], [4-6.5]

Έπειτα από τη σχεδίαση της υποψήφιας βέλτιστης γεωμετρίας, υπολογίζονται μέσω του παραμετρικού μοντέλου ΠΣ οι αυτεπαγωγές ευθέως (d) και κάθετου (q) άξονα, συναρτήσει των d-q ρευμάτων, η επαγόμενη ροή των ΜΜ και η αντίσταση τυμπάνου. Στη συνέχεια, μέσω των παραπάνω τιμών, υπολογίζονται με ακρίβεια τα απαιτούμενα ρεύματα d και q άξονα, για κάθε j κατάσταση λειτουργίας του κινητήρα, λαμβάνοντας υπ' όψιν τον κορεσμό του μαγνητικού κυκλώματος, καθώς και τα φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ d και q άξονα, που αφορούν κυρίως την τοπολογία εσωτερικών ΜΜ [4.8], [4.29] [4.36]. Η τεχνική οδήγησης των ΣΚΜΜ (MTPA για τις περιοχές 1-2 και FW για τις περιοχές 3-4), λαμβάνεται υπόψιν μέσω της τεχνικής των δυο αξόνων. Η τάση και η ροπή των ΣΚΜΜ στη μόνιμη κατάσταση σε ένα σύγχρονα στρεφόμενο dq πλαίσιο αναφοράς εκφράζονται ως εξής [4.27]:

$$V_d = R_a \cdot I_d - \omega_e \cdot L_q(I_d, I_q) \cdot I_q \tag{4.34}$$

$$V_q = R_a \cdot I_q + \omega_e \cdot L_d(I_d, I_q) \cdot I_d + \omega_e \cdot \Phi_{mag} \tag{4.35}$$

$$T_e = \frac{3}{4} p \cdot \left(\Phi_{mag} \cdot I_q + \left(L_d(I_d, I_q) - L_q(I_d, I_q) \right) \cdot I_d \cdot I_q \right) \tag{4.36}$$

όπου I_d, I_q είναι τα ρεύματα d και q-άξονα, αντίστοιχα, $L_d(I_d,I_q)$, $L_q(I_d,I_q)$ είναι οι αυτεπαγωγές d και q-άξονα, αντίστοιχα, εκπεφρασμένες συναρτήσει των I_d και I_q, Φ_{mag} είναι η επαγόμενη ροή των ΜΜ, R_a είναι η αντίσταση των τυλιγμάτων στάτη, ω_e είναι η γωνιακή ηλεκτρική ταχύτητα και p είναι ο αριθμός των πόλων.

Για την MTPA στρατηγική ελέγχου, που υλοποιείται για τα ισοδύναμα σημεία 1 και 2, οι αντίστοιχες σχέσεις μεταξύ των μεταξύ των ρευμάτων I_d και I_q για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ που εξετάζονται εκφράζονται ως εξής [4.37]:

$$\begin{aligned} &\text{Επιφανειακών ΜΜ} \Rightarrow I_d = 0, I_q = I \\ &\text{Εσωτερικών ΜΜ} \Rightarrow I_d = \frac{\Phi_{mag}}{2 \cdot \left(L_q(I_{d,q}) - L_d(I_{d,q}) \right)} - \sqrt{\frac{\Phi_{mag}^2}{4 \cdot \left(L_q(I_{d,q}) - L_d(I_{d,q}) \right)^2} + I_q^2} \end{aligned} \tag{4.37}$$

Επομένως, ο υπολογισμός των ρευμάτων I_d και I_q γίνεται μέσω επίλυσης του συστήματος των εξισώσεων (4.36), (4.37) και των πολυωνυμικών σχέσεων $L_d = f(I_d,I_q)$, $L_q = f(I_d,I_q)$,εφαρμόζοντας την κατάλληλη $T_{m0,j}$. Για τη στρατηγική ελέγχου FW, που υλοποιείται για τα ισοδύναμα λειτουργικά σημεία 3 και 4, εφαρμόζεται ο παρακάτω περιορισμός, θεωρώντας τεχνική διαμόρφωσης μέσω χωρικών διανυσμάτων (SVM):

$$V_d^2 + V_q^2 \le V_{\max}^2 = \left(\frac{2 \cdot V_{DC} \cdot \cos 30^o}{3} \right)^2 \tag{4.38}$$

όπου V_{max} είναι η τιμή της μέγιστα αποδεκτής φασικής τάσης τυμπάνου και V_{dc} η τάση της συστοιχίας των μπαταριών που εφαρμόζεται στον αντιστροφέα. Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (4.35), (4.36) στην (4.38) ο περιορισμός της τάσης τυμπάνου μπορεί να εκφραστεί σε ελλειπτική μορφή μέσω της κάτωθι σχέσης:

$$\left(R_a \cdot I_d - \omega_e \cdot L_q(I) \cdot I_q \right)^2 + \left[R_a \cdot I_q + \omega_e \cdot \left(L_d(I) \cdot I_d + \Phi_{mag} \right) \right]^2 = V_{\max}^2 \tag{4.39}$$

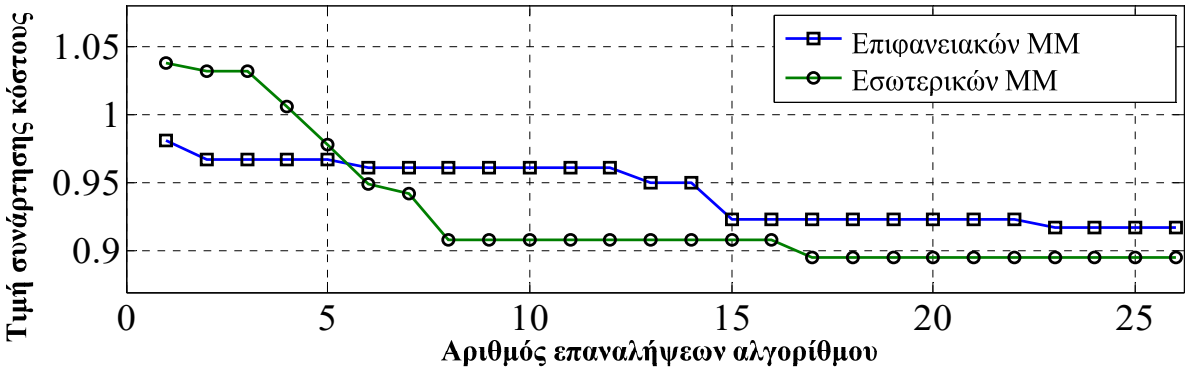
Για την κατάσταση FW, η οδήγηση στην καμπύλη μέγιστης τάσης επιλέγεται, με σκοπό τη βελτίωση της απόδοσης του ΣΚΜΜ [4.9], [4.37]. Επομένως, τα απαιτούμενα ρεύματα d και q άξονα υπολογίζονται, επιλύοντας το σύστημα των εξισώσεων (4.36), (4.39) και των πολυωνυμικών σχέσεων $L_d = f(I_d,I_q)$, $L_q = f(I_d,I_q)$, εφαρμόζοντας την κατάλληλη $T_{m0,j}$.

Έπειτα, τα αντίστοιχα ρεύματα για κάθε λειτουργική περιοχή εισάγονται στο παραμετρικό διδιάστατο μοντέλο ΠΣ, έτσι ώστε να υπολογιστούν οι επιδόσεις του ΣΚΜΜ. Πιο συγκεκριμένα, στο στάδιο της «ανάλυσης με σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα», τα στιγμιαία ρεύματα I_{abc} και η αρχική γωνία των ρευμάτων εισάγονται στην αρχική θέση ($\theta_m=0$) και ο δρομέας σε συνδυασμό με τη ΜΕΔ του στάτη μεταβάλλονται σύγχρονα. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται για μια πλήρη ηλεκτρική γωνία 360^o. Μετά το πέρας αυτής της ανάλυσης, υπολογίζονται από τις στιγμιαίες τιμές όλοι οι δείκτες επίδοσης των ΣΚΜΜ και προωθούνται για τον υπολογισμό της τιμής της συνάρτησης κόστους (4.33). Εκτενής παρουσίαση της μεθοδολογίας ανάλυσης μέσω του παραμετρικού μοντέλου ΠΣ παρουσιάζεται στην ενότητα 2.4.3. Επίσης, για την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ, οι απώλειες δινορρευμάτων στους ΜΜ υπολογίζονται μέσω αναλυτικών τεχνικών [4.6]. Αξίζει να

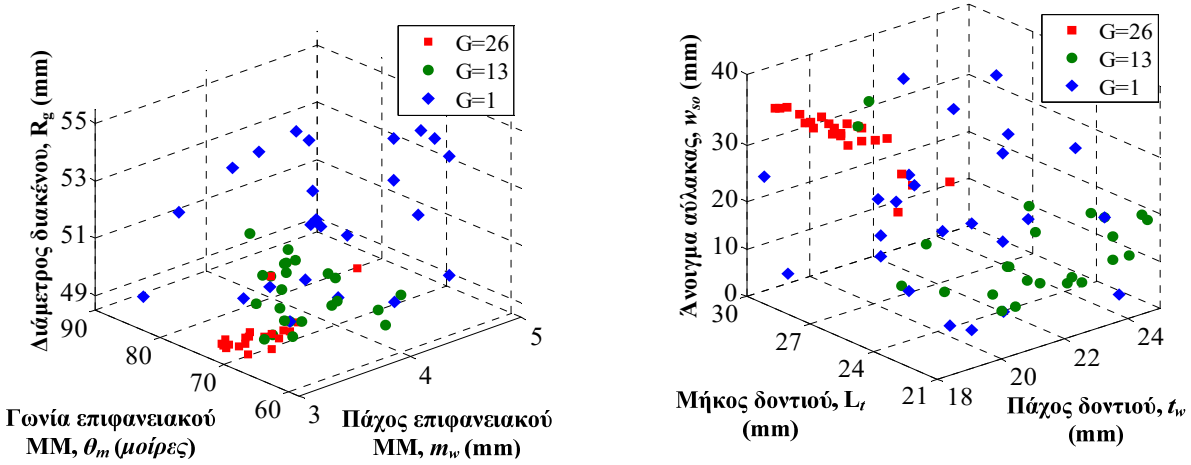
σημειωθεί ότι η τεχνική υπολογισμού του μέτρου του στιγμιαίου ρεύματος και της αρχικής γωνίας του μέσω των εξισώσεων δυο αξόνων, λαμβάνοντας ταυτόχρονα υπόψιν τον μαγνητικό κορεσμό και τα φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ *d* και *q* άξονα, όπως αναλύθηκε παραπάνω, παρέχει την απαραίτητη ακρίβεια και είναι υπολογιστικά αποδοτική, αφού αποφεύγονται οι πολλαπλές δοκιμές και επιλύσεις μαγνητοστατικών πεδίων της «*ανάλυσης με σταθερό δρομέα*» (ενότητα 2.5), έτσι ώστε να υπολογισθεί το απαιτούμενο ρεύμα και η αρχική του γωνία.

4.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης

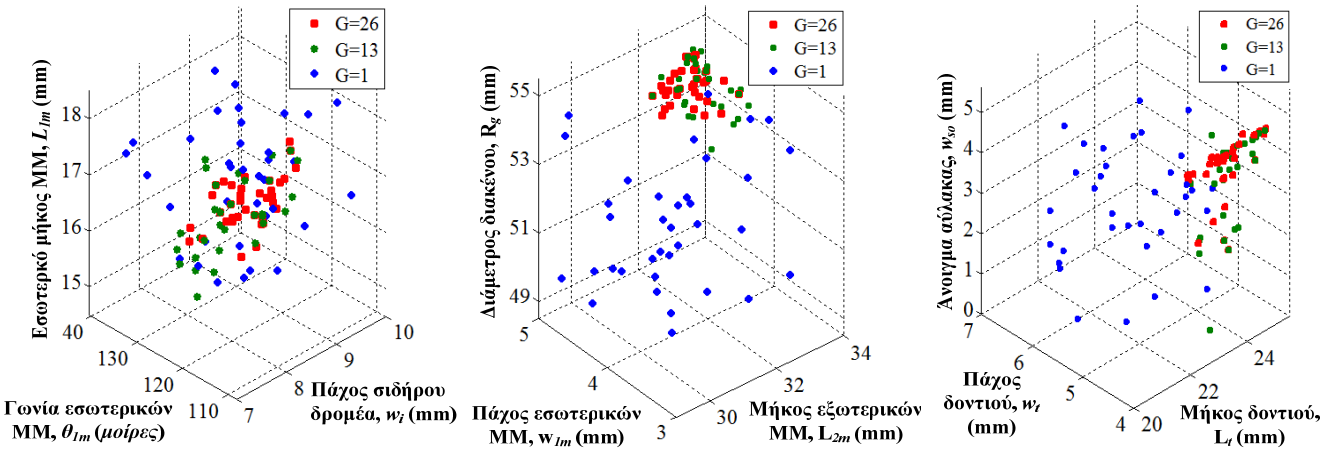
Όσον αφορά τη ρουτίνα βελτιστοποίησης, ο αρχικός πληθυσμός περιέχει 24 και 36 μέλη για τον κινητήρα επιφανειακών και εσωτερικών ΜΜ, έτσι ώστε να επιτευχθεί ο απαραίτητος συμβιβασμός μεταξύ του υπολογιστικού κόστους και της ταχύτητας σύγκλισης προς το ολικό βέλτιστο. Σημειώνεται ότι επιλέγεται ο ίδιος όγκος ΜΜ για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ, στα πλαίσια της ίσης και δίκαιης σύγκρισης. Η εξέλιξη της τιμής της συνάρτησης κόστους για 26 επαναλήψεις φαίνεται στο *Σχ. 4.15*. Η κατανομή των θέσεων των μελών του πληθυσμού για το σύνολο των μεταβλητών σχεδίασης για διάφορες γενιές για τον κινητήρα επιφανειακών ΜΜ και εσωτερικών ΜΜ φαίνεται στα *Σχ. 4.16* και *Σχ. 4.17*, αντίστοιχα. Από τα *Σχ. 4.15-4.17*, παρατηρείται ότι η διαδικασία βελτιστοποίησης επιτυγχάνει γρήγορη σύγκλιση, περίπου στην 17η γενιά και για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ. Το γεγονός αυτό οφείλεται κυρίως στην προσαρμοστική τεχνική σε σχέση με τον συντελεστή μετάλλαξης, το μικρό πεδίο ορισμού των μεταβλητών σχεδίασης και την επιλογή κατάλληλου αριθμού μελών του πληθυσμού. Η ελαφρά μεγαλύτερη διαφοροποίηση των θέσεων του πληθυσμού που παρατηρείται στην 26η γενιά για την τοπολογία εσωτερικών ΜΜ, ιδιαίτερα στις μεταβλητές που αφορούν τον δρομέα, οφείλεται κυρίως στους αυστηρούς γεωμετρικούς περιορισμούς που επιβάλλονται, οι οποίοι μειώνουν τον αριθμό των εφικτών συνδυασμών.



Σχήμα 4.15. Εξέλιξη της συνάρτησης κόστους για κάθε επανάληψη του αλγορίθμου βελτιστοποίησης.



Σχήμα 4.16. Κατανομή των θέσεων του πληθυσμού για την 1η, 13η και 26η γενιά ανά σειρά των τριών μεταβλητών σχεδίασης για τον κινητήρα επιφανειακών ΜΜ.



Σχήμα 4.17. Κατανομή των θέσεων του πληθυσμού για την 1η, 13η και 26η γενιά ανά σειρά των τριών μεταβλητών σχεδίασης για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ.

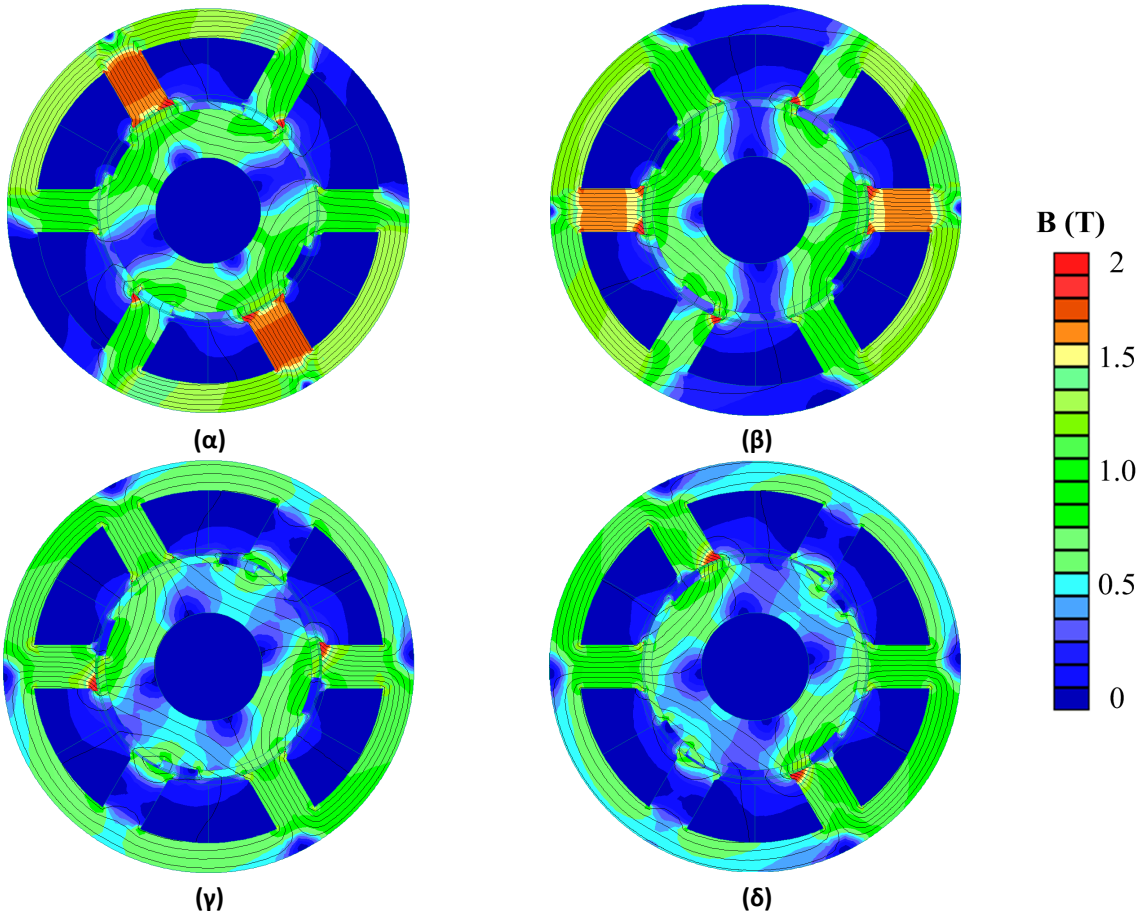
Οι παράμετροι σχεδίασης, τα αποτελέσματα της πεδιακής ανάλυσης και οι δείκτες επίδοσης για τις δυο βέλτιστες τοπολογίες ΣΚΜΜ που προκύπτουν από τη διαδικασία βελτιστοποίησης συνοψίζονται στον πίνακα 4.10. Από το *Σχ. 4.15* και τον πίνακα 4.10, συμπεραίνουμε ότι η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει συνολικά χαμηλότερη συνάρτηση κόστους και κυμάτωση ροπής, καθώς επίσης και υψηλότερη ικανότητα ροπής και απόδοση, ιδιαίτερα στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων-FW.

Πίνακας 4.10. Σχεδιαστικά και λειτουργικά χαρακτηριστικά βέλτιστων ΣΚΜΜ

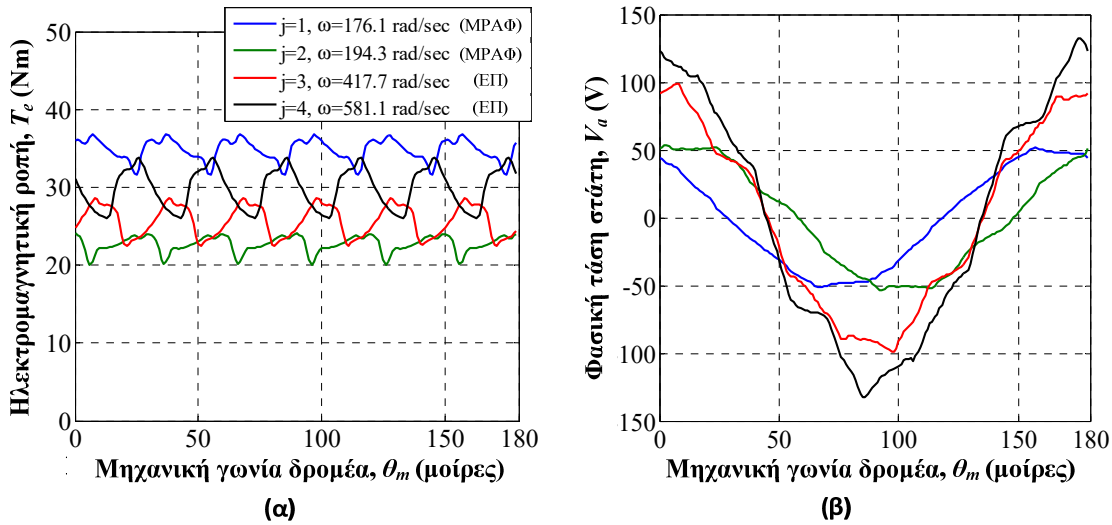
	Ποσότητα	***Κινητήρας επιφανειακών ΜΜ***				***Κινητήρας εσωτερικών ΜΜ***			
	Περιοχές λειτουργίας (*j*)	1	2	3	4	1	2	3	4
Λειτουργικά χαρακτηριστικά	T_m (Nm)	34,8	22,7	25,7	28,7	35,1	21,7	24,8	28,6
	η (%)	95,6	96,4	96,9	96,7	96,1	97,1	97,4	97,4
	I_d *(A)*	0	0	-37,3	-57,4	-54	-29,5	-59,2	-89,1
	I_q*(A)*	94,8	60,6	66,5	73,1	53,2	39,1	33,5	25,2
	I_{rms} (A)	66,8	42,8	53,9	65,8	53,6	34,6	50,1	65,5
	J_{rms} (A/mm^2)	4,2	2,6	3,2	4,1	4,5	2,9	4	5,4
	$V_{(1)}$ (V)	35,2	37	66,3	83,9	43,2	41	68,5	84,1
	THD_V (%)	3,9	6,6	8,9	10,02	10,2	13,4	19,2	21,4
	T_r (% της μέγιστης ροπής)	6,7	5,2	7,1	9,2	4,9	3,7	6	7,51
	L_d (mH)	0,81	0,81	0,81	0,8	1,52	1,6	1,46	1,05
	L_q (mH)	0,81	0,81	0,81	0,8	3,7	4,32	3,91	4,12
	Φ_{mag} (mWb) / R_a (mΩ)	124 / 18				102 / 25			
Μεταβλητές σχεδίασης	L_{1m} / L_{2m} (mm)	-				17 / 32,7			
	w_{1m} / w_i (mm)	-				4,97 / 1,41 / 7,94			
	L_t / w_t / R_g (mm)	26,8 / 19,02 / 49,07				23,2 / 4 / 53,43			
	θ_m / θ_{1m} (o)	69,6				116,4			
	w_{so} / m_w (mm)	30,3 / 3,33				4.1 / -			
	Σπείρες ανά φάση	40				42			
	Συντελεστής πληρότητας χαλκού	0,55				0,5			

Η διαδικασία βελτιστοποίησης εφαρμόστηκε σε έναν υπολογιστή Intel Core i7-4820KCPU στα 3.70GHz με 32 GB DDR3 στα 800 MHz RAM μέσω παράλληλης επεξεργασίας που παρέχει η εντολή *matlabpool* της *matlab* και τη δυνατότητας επίλυσης πολλών αρχείων femm που θα τρέχουν διάφορες καταστάσεις της της "*ανάλυσης με σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα*". Ο συνολικός χρόνος επίλυσης για τον κινητήρα επιφανειακών ΜΜ ήταν 147 ώρες, ενώ για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ ήταν 334 ώρες. Ο μεγαλύτερος χρόνος επίλυσης που παρατηρήθηκε στην τοπολογία

εσωτερικών ΜΜ οφείλεται στον μεγαλύτερο αριθμό πληθυσμού και στην πολυπλοκότερη γεωμετρία, η οποία οδήγησε σε αύξηση των κόμβων του πλέγματος (39743 κόμβοι για την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ, 21189 κόμβοι για την τοπολογία εσωτερικών ΜΜ). Παρόλα αυτά, η τεχνική εξαγωγής των ισοδύναμων σημείων λειτουργίας από τον κύκλο λειτουργίας σε συνδυασμό με τον προσαρμοστικό αλγόριθμο DE και τις κυκλωματικές εξισώσεις συγκεντρωμένων παραμέτρων δυο αξόνων (*d*-*q*), οδηγούν σε μια λεπτομερής και αξιόπιστη μεθοδολογία βελτιστοποίησης ΣΚΜΜ, με σχετικά ανεκτό υπολογιστικό κόστος.

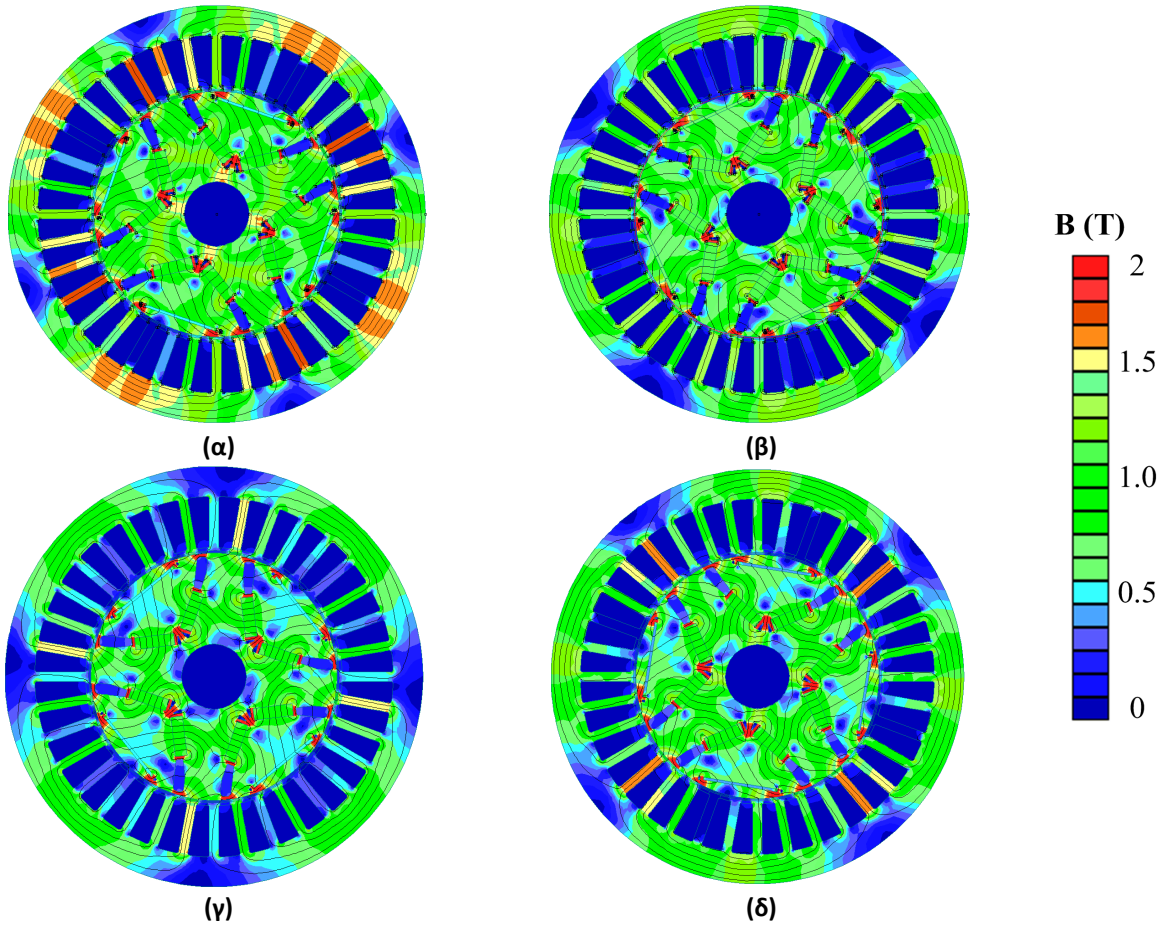


Σχήμα 4.18. Κατανομή μαγνητικής επαγωγής για τη βέλτιστη γεωμετρία του κινητήρα επιφανειακών ΜΜ στα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας στον NEDC (α) *j*=1 (β) *j*=2 (γ) *j*=3 και (δ) *j*=4.



Σχήμα 4.19. Προσομοιωμένη ηλεκτρομαγνητική ροπή του βέλτιστου κινητήρα επιφανειακών ΜΜ (α) και φασική τάση (β) συναρτήσει της γωνίας δρομέα για τα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του NEDC.

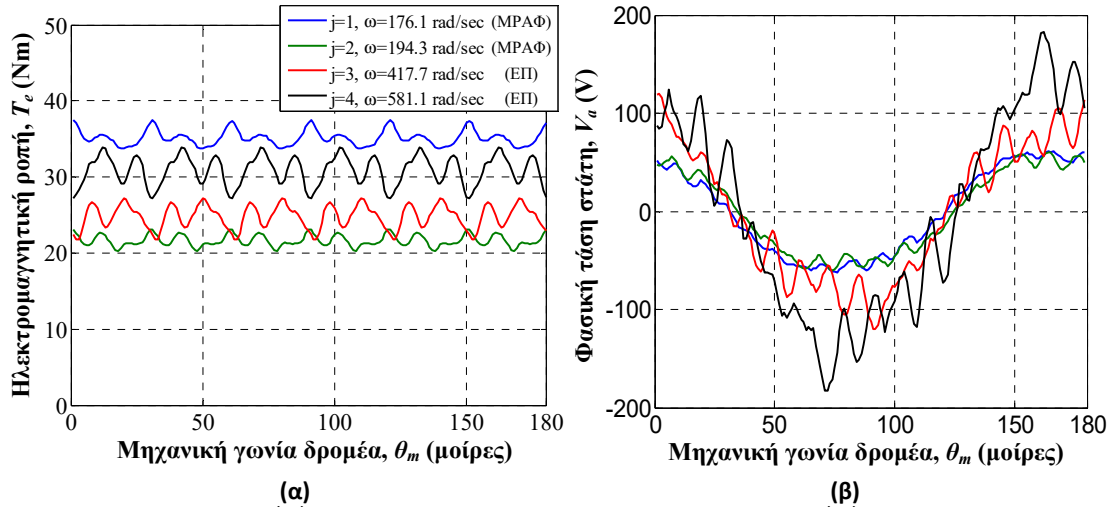
Η κατανομή της μαγνητικής επαγωγής για τη βέλτιστη γεωμετρία της τοπολογίας επιφανειακών ΜΜ για το πρώτο (j=1) και τέταρτο (j=4) ισοδύναμο σημείο λειτουργίας απεικονίζεται στο *Σχ. 4.18*. Οι κυματομορφές ροπής και τάσης τυμπάνου για τα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργία του NEDC για την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ για μια πλήρη ηλεκτρική περιστροφή φαίνονται στο *Σχ. 4.19*. Τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά και επιδόσεις από την πεδιακή ανάλυση για τη βέλτιστη γεωμετρία της τοπολογίας εσωτερικών ΜΜ φαίνονται στα *Σχ. 4.20* και *Σχ.4.21*, αντίστοιχα.



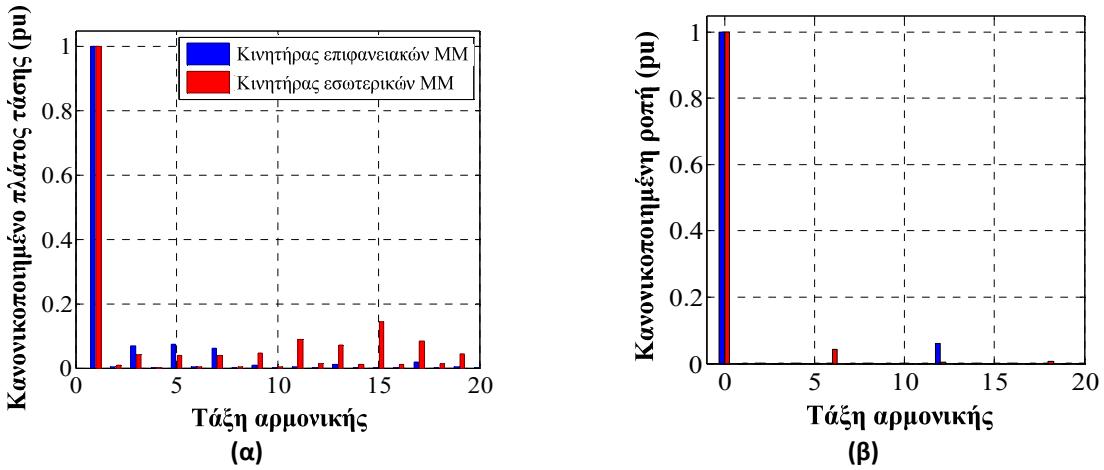
Σχήμα 4.20. Κατανομή μαγνητικής επαγωγής για τη βέλτιστη γεωμετρία του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ στα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας στον NEDC (α) j=1 (β) j=2 (γ) j=3 και (δ) j=4.

Στο *Σχ. 4.22* φαίνεται η σύγκριση των αρμονικών παραμορφώσεων της φασικής τάσης τυμπάνου και της παραγόμενης ροπής, θεωρώντας ημιτονοειδές ρεύμα τυμπάνου στο τέταρτο σημείο λειτουργίας (j=4) για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ, όπου δημιουργούνται σημαντικά φαινόμενα παραμόρφωσης του μαγνητικού πεδίου, λόγω του υψηλού ρεύματος απομαγνήτισης (I_d) που εισάγεται. Στο *Σχ. 4.22*, παρατηρούμε ότι η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει υψηλής τάξεως αρμονικές χώρου ($11^{η}$, $15^{η}$ και $17^{η}$) στην τάση τυμπάνου, λόγω του μεγάλου αριθμού αυλάκων και φραγμάτων αέρα. Αντιθέτως, στην τοπολογία επιφανειακών ΜΜ, παρατηρούνται χαμηλής τάξεως αρμονικές ($3^{η}$, $5^{η}$ και $7^{η}$) στην τάση τυμπάνου, λόγω των FSCW, που χρησιμοποιούν μικρό αριθμό αυλάκων. Από τα *Σχ. 4.18* και *4.20*, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι στην τοπολογία επιφανειακών ΜΜ η ικανότητα FW οφείλεται στη ροή σκέδασης που συναντάται στο ζύγωμα του στάτη, λόγω της τοπολογίας FSCW, ενώ στην τοπολογία εσωτερικών ΜΜ, διαδρομές ροής σκέδασης παρατηρούνται στον δρομέα, ανάμεσα στις στρώσεις των ΜΜ, και διαμέσου των γεφυρών σιδήρου, οι οποίες βελτιώνουν την ικανότητα FW. Επιπλέον, η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει μικρότερη κυμάτωση ροπής κατά την λειτουργία στον NEDC, σε σύγκριση με την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ, κυρίως λόγω της μειωμένης ροπής ευθυγράμμισης και του μειωμένου τοπικού κορεσμού στα δόντια του στάτη, τα οποία επηρεάζουν σημαντικά την κυμάτωση ροπής [4.38], όπως φαίνεται στα *Σχ. 4.19α* και *4.21α*.

Επιπροσθέτως, από τα χαρακτηριστικά που προκύπτουν από την πεδιακή ανάλυση για τις δυο βέλτιστες γεωμετρίες ΣΚΜΜ, όπως συνοψίζονται στον πίνακα 4.10, παρατηρούμε ότι η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει υψηλότερες τιμές αυτεπαγωγών, λόγω του γεγονότος ότι οι ΜΜ τοποθετούνται εσωτερικά στο δρομέα, αυξάνοντας την ισοδύναμη μαγνητική διαπερατότητα του διακένου, σε σύγκριση με την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ, όπου οι ΜΜ, οι οποίοι παρουσιάζουν διαπερατότητα περίπου ίση με αυτήν του αέρα, είναι τοποθετημένοι στην επιφάνεια του διακένου. Οι υψηλότερες τιμές αυτεπαγωγών παρέχουν σημαντικό πλεονέκτημα στην τοπολογία εσωτερικών ΜΜ σε περίπτωση σφάλματος, μειώνοντας το ρεύμα βραχυκύκλωσης, καθώς επίσης προσφέρουν ικανοποιητική μείωση των αρμονικών του ρεύματος, όταν ο κινητήρας οδηγείται από αντιστροφέα.



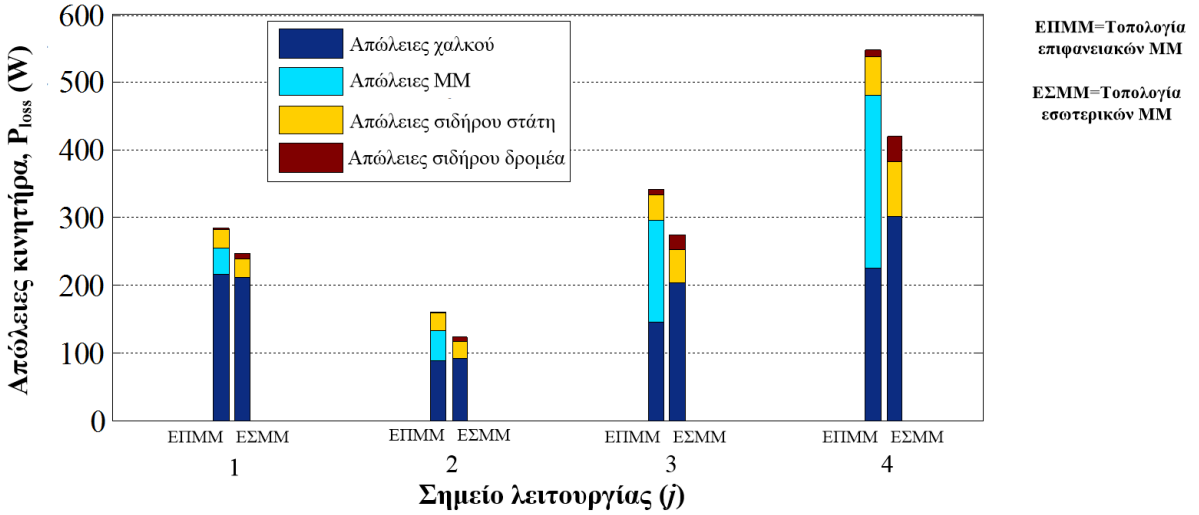
Σχήμα 4.21. Προσομοιωμένη ηλεκτρομαγνητική ροπή του βέλτιστου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ (α) και φασική τάση (β) συναρτήσει της γωνίας δρομέα για τα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του NEDC.



Σχήμα 4.22. Αρμονικό περιεχόμενο της φασικής τάσης (α) και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (β) στο j=4° ισοδύναμο σημείο λειτουργίας (οδήγηση FW) για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ.

Η κατανομή των απωλειών για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ για τα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας φαίνεται στο *Σχ. 4.23*. Οι απώλειες χαλκού είναι παρόμοιες για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ. Η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ απαιτεί μικρότερες τιμές ρεύματος για την παραγωγή ίδιας ποσότητας ηλεκτρομαγνητικής ροπής, λόγω της συνεισφοράς της ροπής εκτυπότητας, που οφείλεται στην ανισοτροπία του μαγνητικού κυκλώματος, και στον υψηλότερο συντελεστή τυλίγματος. Η τοπολογία επιφανειακών ΜΜ χρησιμοποιεί FSCW, επομένως παρουσιάζει μικρότερη αντίσταση τυμπάνου, λόγω του υψηλότερου συντελεστή πληρότητας χαλκού και των μικρότερων σε μήκος τερματικών τυλιγμάτων. Επιπλέον, αξίζει να σημειωθεί ότι για την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ, θεωρήθηκαν τρεις κατατμήσεις κατά ακτίνα για τους ΜΜ, με στόχο τη μείωση

των απωλειών δινορρευμάτων στους ΜΜ. Παρόλα αυτά, η τοπολογία επιφανειακών ΜΜ παρουσιάζει σημαντικές απώλειες δινορρευμάτων στους ΜΜ, ιδιαίτερα στις υψηλές ταχύτητες, εξαιτίας της υψηλής αγωγιμότητας των ΜΜ και της μεταβλητότητας του πεδίου στο διάκενο . Από την άλλη μεριά, η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει υψηλότερες απώλειες σιδήρου στο δρομέα, ιδιαίτερα στην περιοχή FW (j=3 και j=4), όπου λόγω της έντονης μεταβλητότητας του πεδίου στο δρομέα, με στόχο την εξασθένιση του επαγόμενου πεδίου των ΜΜ [4.39]. Η συγκεκριμένη κατάσταση οδήγησης (FW) δημιουργεί υψηλής τάξεως αρμονικές στη μαγνητική επαγωγή κάθε σημείου του δρομέα, αυξάνοντας τις απώλειες σιδήρου. Ωστόσο, συγκρίνοντας τα δυο προαναφερθέντα είδη απωλειών, παρατηρούμε ότι οι απώλειες σιδήρου στο δρομέα της τοπολογίας εσωτερικών ΜΜ είναι αρκετά χαμηλότερες από τις απώλειες δινορρευμάτων των ΜΜ στην τοπολογία επιφανειακών ΜΜ, καθιστώντας έτσι την τοπολογία εσωτερικών ΜΜ αποδοτικότερη σε εφαρμογές μεγάλου εύρους στροφών. Συνολικά, από τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται σε αυτήν την ενότητα, συμπεραίνουμε ότι η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ πλεονεκτεί έναντι της τοπολογίας επιφανειακών ΜΜ θεωρώντας έναν ολόκληρο κύκλο λειτουργίας (NEDC), για εφαρμογές οχημάτων πόλης, σε σχέση με την απόδοση, την ποιότητα ροπής, την ανοχή σε σφάλματα και τη μηχανική ευρωστία, εφ' όσον ο σίδηρος του δρομέα παρέχει την απαραίτητη στήριξη και μηχανική προστασία στους ΜΜ στις υψηλές στροφές.

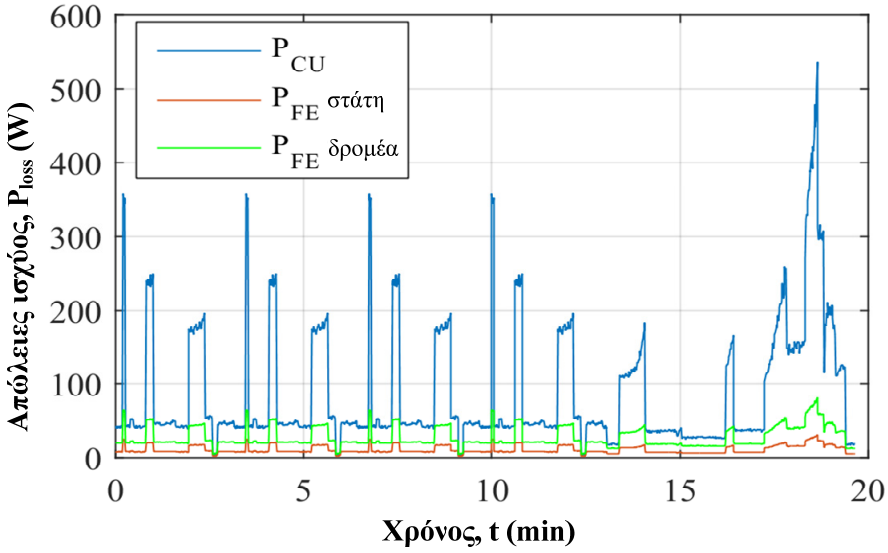


Σχήμα 4.23. Κατανομή των απωλειών ισχύος για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ στα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του NEDC.

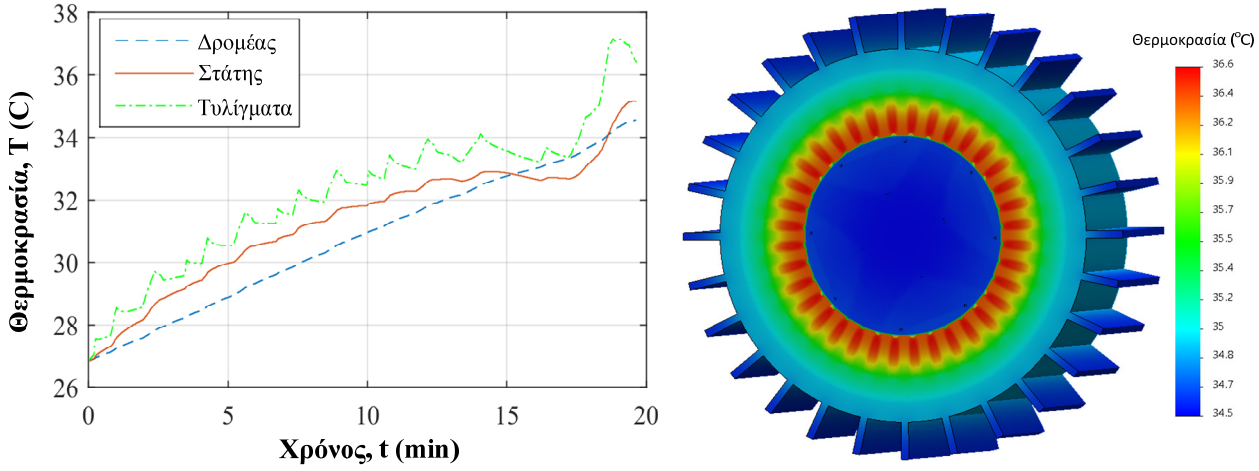
Σε επόμενο βήμα, διερευνάται η θερμική συμπεριφορά της τελικής γεωμετρίας του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, έτσι ώστε να διερευνηθεί η θερμική του ευρωστία. Για την επίτευξη αξιόπιστης και ακριβούς αποτύπωσης της διακύμανσης της θερμοκρασίας κατά τη διάρκεια διάφορων μεταβολών στη ροπή και στην ταχύτητα του κινητήρα, που λαμβάνουν χώρα σε ένα τυπικό κύκλο πόλης, όπως ο NEDC, αναπτύσσεται τρισδιάστατο θερμικό δυναμικό μοντέλο ΠΣ [4.40-4.42].

Αρχικά, θεωρείται η λειτουργία για τον πλήρη NEDC, όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.3*. Οι απώλειες του κινητήρα σε κάθε λειτουργική κατάσταση του NEDC, υπολογίζονται μέσω του διδιάστατου μοντέλου ΠΣ σταθερού βήματος, που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 2.4. Οι απώλειες στα τυλίγματα, στις μαγνητικές λαμαρίνες του στάτη και του δρομέα κατά τη διάρκεια του NEDC απεικονίζονται στο *Σχ. 4.24*. Ο συντελεστής συναγωγιμότητας h του δρομέα μεταξύ του κελύφους και του περιβάλλοντος κυμαίνεται μεταξύ των τιμών 20 έως 70 W/m^2*K, προσομοιώνοντας το εξωτερικό σύστημα εξαναγκασμένης ψύξης αέρα που επιβάλλεται [4.40]. Για τον υπολογισμό του συντελεστή συναγωγιμότητας στην επιφάνεια του διακένου εφαρμόζεται η τεχνική υπολογισμού που αναλύθηκε στην παράγραφο 2.5 και λαμβάνει υπόψιν τον τύπο ροής (ομαλή ροή, ομαλή ροή με δίνες αέρα, τυρβώδης ροή) ανάλογα με την ταχύτητα του κινητήρα και τις γεωμετρικές διαστάσεις της επιφάνειας του διακένου [4.43].

Η κατανομή των θερμοκρασιών στον δρομέα, στον στάτη και στα τυλίγματα κατά την λειτουργία στο NEDC, θεωρώντας θερμοκρασία περιβάλλοντος ίση με 20°C, παρουσιάζεται στο *Σχ. 4.25α*. Ο κινητήρας παρουσιάζει ικανοποιητική θερμική συμπεριφορά κατά την λειτουργία στο NEDC, με ανάπτυξη χαμηλών θερμοκρασιών (30-40 °C) γεγονός που οφείλεται στην υψηλή απόδοση του κινητήρα σε μεγάλο εύρος στροφών και στο ότι η υψηλή απαίτηση σε ροπή συναντάται για μικρά χρονικά διαστήματα, όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.3*. Η κατανομή των θερμοκρασιών στο εσωτερικό του κινητήρα μέσω του θερμικού τρισδιάστατου μοντέλου ΠΣ φαίνεται στο *Σχ. 4.25β*.



Σχήμα 4.24. Απώλειες ισχύος στα τυλίγματα και στις μαγνητικές λαμαρίνες του στάτη και του δρομέα κατά τη διάρκεια λειτουργίας στον NEDC.

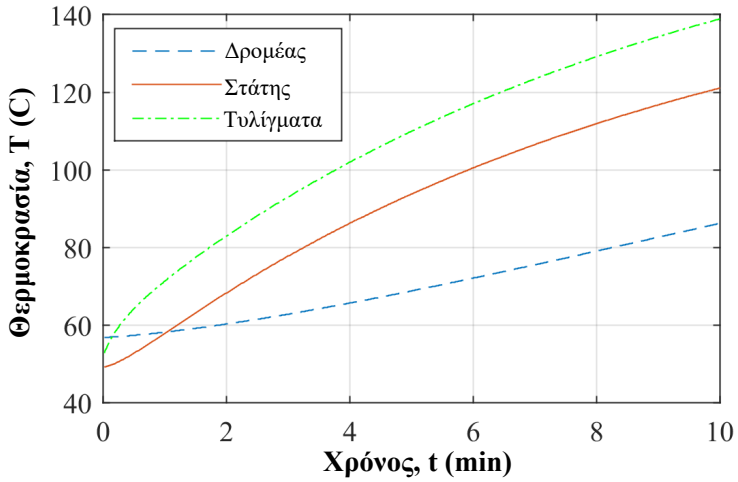


(α) **(β)**

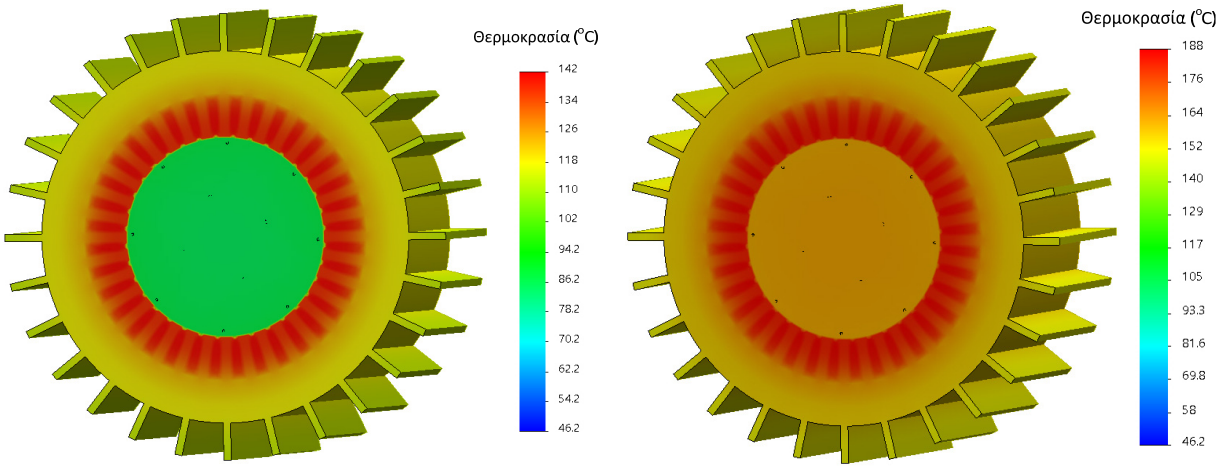
Σχήμα 4.25. (α) Μεταβολή της θερμοκρασία κατά την λειτουργία στον NEDC. (β) Κατανομή της θερμοκρασίας στο εσωτερικό του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ.

Σε επόμενο βήμα, διερευνάται η θερμική ευρωστία του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ σε συνθήκες προσωρινής ακραίας υπερφόρτισης για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος. Πιο συγκεκριμένα, μελετάται το σενάριο όπου το όχημα κινείται με σταθερή ταχύτητα 50 km/h (2500 σαλ στον κινητήρα) από οδώστρωμα με μικρή κλίση (2°) σε οδόστρωμα με απότομη ανηφορική κλίση (12°). Για τη διατήρηση της ταχύτητας του οχήματος στα ίδια επίπεδα, απαιτείται ροπή ίση με 80Nm από τον κινητήρα. Στο *Σχ. 4.26* φαίνεται η μεταβολή της θερμοκρασίας του κινητήρα για χρονική διάρκεια 10 λεπτών, θεωρώντας ως αρχική κατάσταση για την κατανομή των θερμοκρασιών την λειτουργία στον NEDC. Στο *Σχ. 4.27* παρουσιάζεται η κατανομή της θερμοκρασίας στην κατάσταση υπερφόρτισης (80Nm, 2500σαλ), έπειται από 10 λεπτά (*Σχ. 4.27α*) και στη μόνιμη κατάσταση (*Σχ.*

4.27β). Από τα αποτελέσματα που παρουσίαζονται στο *Σχ. 4.27,* παρατηρούμε ότι ο προτεινόμενος κινητήρας πολυστρωματικών εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει επαρκή θερμική ευρωστία για την κατάσταση προσωρινής υπερφόρτισης, καθώς οι μέγιστες θερμοκρασίες που παρουσιάζονται στον κινητήρα είναι χαμηλότερες από τις μέγιστες επιτρεπτές θερμοκρασίες στα τυλίγματα και στους ΜΜ, όπως ορίστηκαν στον πίνακα 4.2, ακόμα και για διάρκεια λειτουργίας ίση με 10 λεπτά, που κρίνεται επαρκές χρονικό διάστημα για την κάλυψη ακραίων στιγμιαίων απαιτήσεων σε ροπή. Αξίζει να σημειωθεί ότι για την κατάσταση υπερφόρτισης επιλέχθηκε ο μέγιστος συντελεστής συναγωγιμότητας h που μπορεί να εξασφαλίσει το σύστημα εξαναγκασμένης ψύξης αέρα (70 W/m^2*K).



Σχήμα 4.26. Μεταβολή της θερμοκρασία κατά τη στιγμιαία υπερφόρτιση του κινητήρα (80Nm, 2500σαλ).



(α) **(β)**

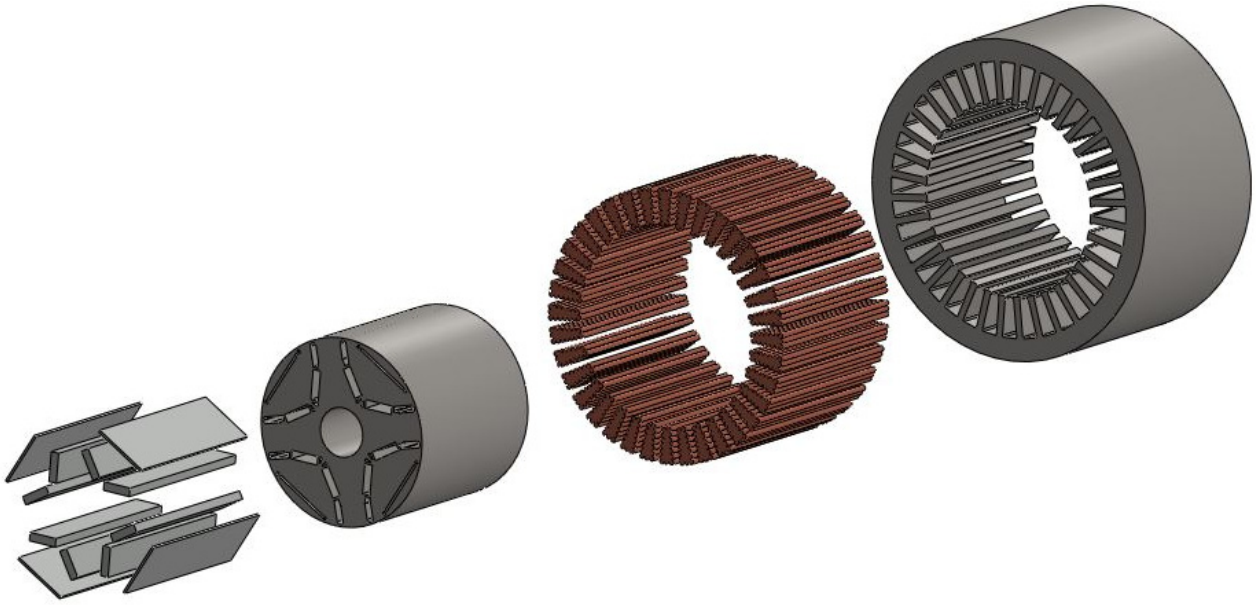
Σχήμα 4.27. Κατανομή της θερμοκρασίας στο εσωτερικό του κινητήρα για την κατάσταση στιγμιαίας υπερφόρτισης. (α) t=10 min (β) μόνιμη κατάσταση.

4.6 Κατασκευή δοκιμίου

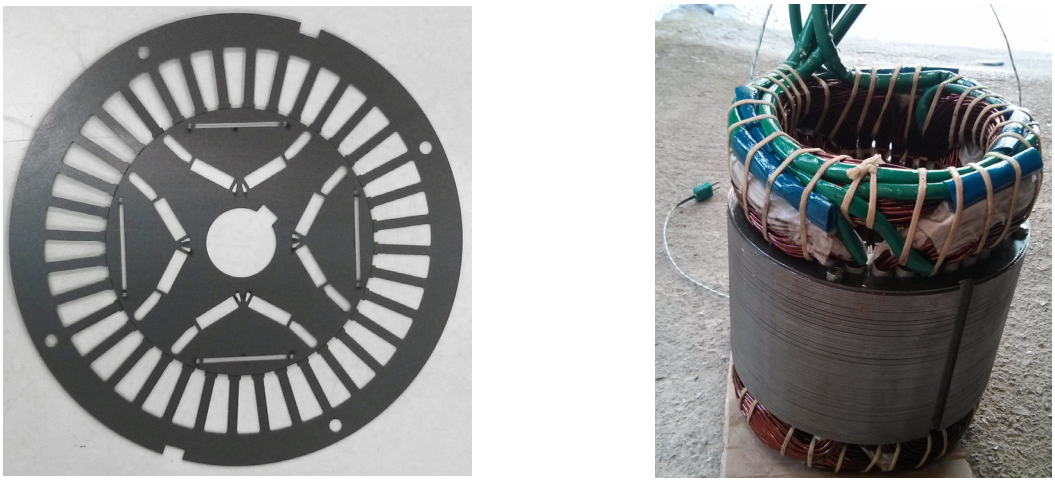
Η βελτιστοποιημένη γεωμετρία του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, ο οποίος πλεονεκτεί στον NEDC σε σχέση με τον κινητήρα επιφανειακών ΜΜ, βάσει της παραπάνω ανάλυσης, απεικονίζεται με χρήση τρισδιάστατου προγράμματος CAD (*Σχ.4.28*). Με βάση την τελική γεωμετρία, πραγματοποιήθηκε η κατασκευή του κινητήρα. Η κοπή της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας πραγματοποιήθηκε με χρήση κατάλληλου laser σε συνεργαζόμενη εταιρεία επεξεργασίας μετάλλων (*Σχ. 4.29α*) και η κατασκευή του συνολικού μαγνητικού κυκλώματος του στάτη έγινε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος με κατάλληλη προσαρμογή του συνόλου των μαγνητικών λαμαρινών μέσω ντιζών (*Σχ. 4.29β*). Η κατασκευή των πηνίων

πραγματοποιήθηκε σε συνεργαζόμενο περιελικτή, όπου χρησιμοποιήθηκαν κατάλληλα διαστασιολογημένα καλούπια από αλουμίνιο. Η διαμόρφωση των τυλιγμάτων του στάτη και οι διαστάσεις των τερματικών τυλιγμάτων φαίνονται στο *Σχ. 4.29β*. Για τη συγκόλληση και συγκράτηση των μαγνητών στις εσοχές που έχουν δημιουργηθεί στις μαγνητικές λαμαρίνες του δρομέα χρησιμοποιήθηκε κατάλληλη εποξική κόλλα δύο συστατικών.

Στη συνέχεια το αλουμινένιο κέλυφος του στάτη, τα καπάκια, και ο άξονας του κινητήρα επεξεργάστηκαν κατάλληλα, με τη χρήση τόρνου σε συνεργαζόμενο μηχανουργείο, έτσι ώστε να προσαρμοστούν και να συγκρατούν κατάλληλα το μαγνητικό κύκλωμα του κινητήρα και τον *κωδικοποιητή θέσης* (*encoder*), καθώς επίσης και για την τελική διαμόρφωση του κελύφους, με στόχο της αύξηση της επιφάνειάς του για καλύτερη απαγωγή θερμότητας. Επιπλέον, ο στάτης και ο δρομέας του κινητήρα υπέστησαν κατάλληλη επεξεργασία με χρήση τόρνου, για την επίτευξη του επιθυμητού πάχους διακένου (L_g=0,9mm). Τα σχέδια για την κατεργασία των καπακιών, του κελύφους και του δρομέα φαίνονται στο *Σχ. 4.30*. Η τελική διαμόρφωση του στάτη μαζί με το αλουμινένιο κέλυφος και τα καπάκια φαίνονται στα *Σχ. 4.31α* και *Σχ. 4.31β*, αντίστοιχα, ενώ η τελική διαμόρφωση του δρομέα φαίνεται στο *Σχ.4.31γ*.

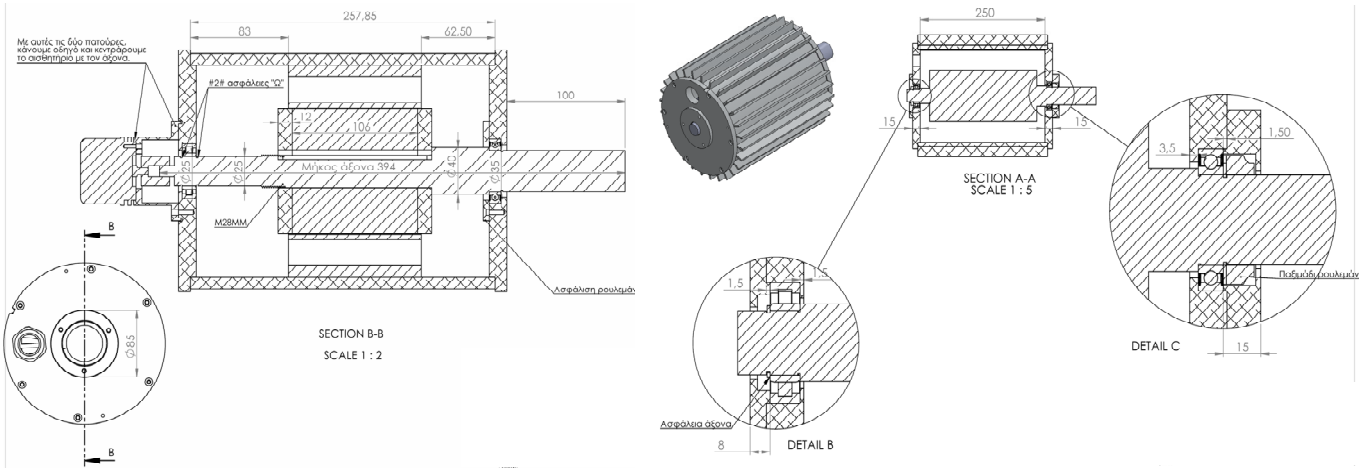


Σχήμα 4.28. Απεικόνιση της γεωμετρίας του κινητήρα με χρήση τρισδιάστατου προγράμματος CAD.



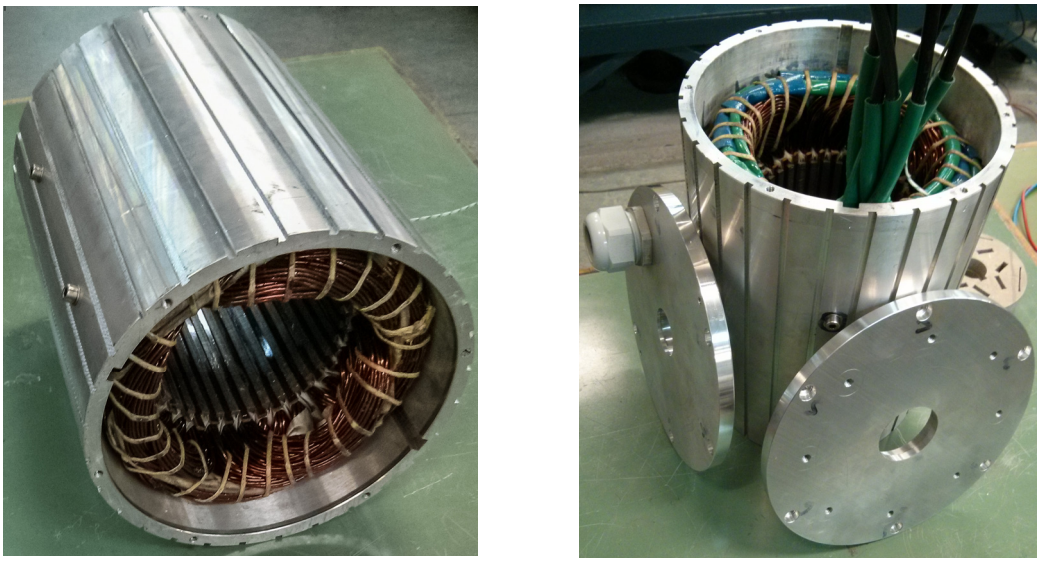
(α) **(β)**

Σχήμα 4.29. (α) Μαγνητική λαμαρίνα M235-35A του στάτη και του δρομέα. (β) Συνολικό μαγνητικό κύκλωμα στάτη και τελική διαμόρφωση τυλιγμάτων.

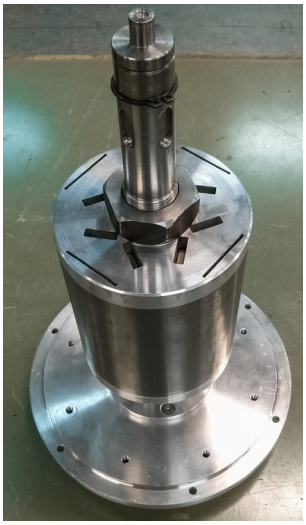


(α) **(β)**

Σχήμα 4.30. (α) Σχέδιο για την κατεργασία του δρομέα και της στήριξης του κωδικοποιητή θέσης. (β) Σχέδιο για την κατεργασία του κελύφους του στάτη και των καπακιών.



(α) **(β)**

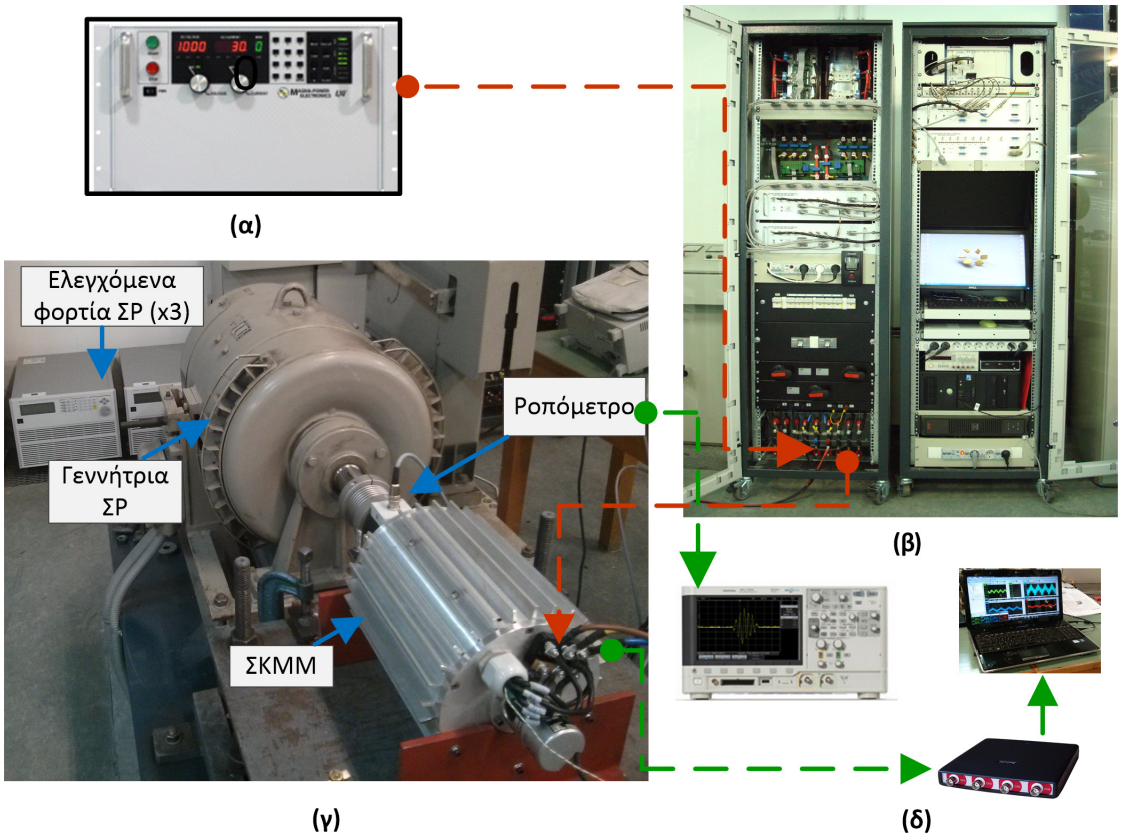


(γ)

Σχήμα 4.31. (α) Τελική διαμόρφωση στάτη μαζί με το αλουμινένιο κέλυφος. (β) Τελική διαμόρφωση καπακιών. (γ) Τελική διαμόρφωση δρομέα.

4.7 Πειραματική επιβεβαίωση

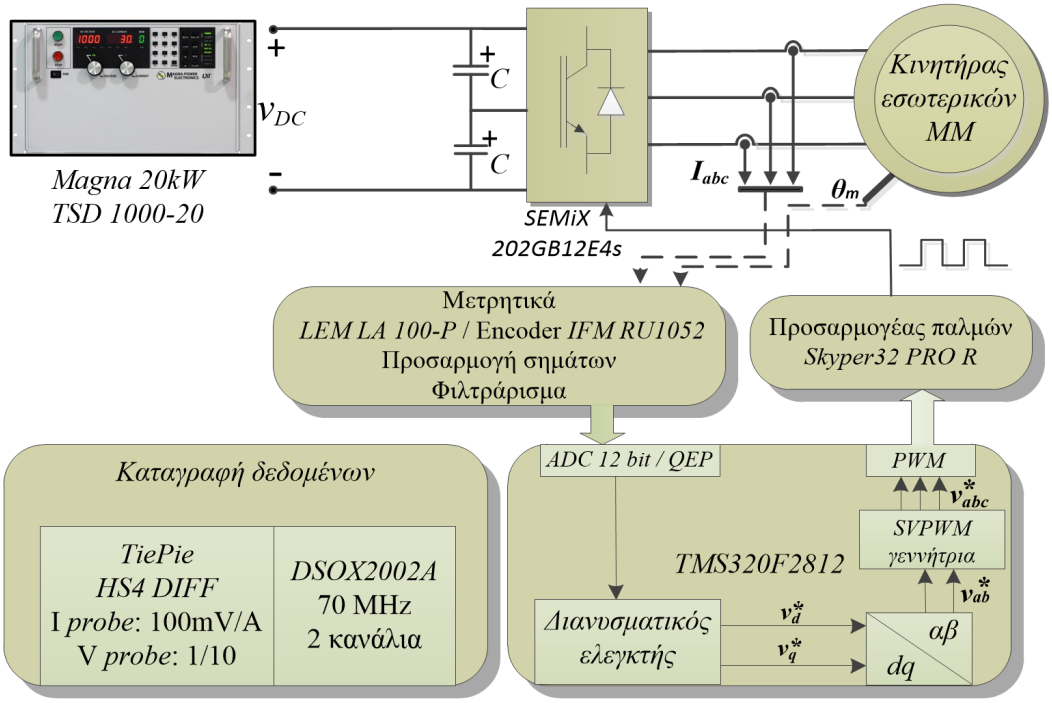
Έπειτα από την κατασκευή της βέλτιστης γεωμετρίας του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, ο κινητήρας δοκιμάζεται σε πρότυπη πειραματική διάταξη του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, με στόχο την πειραματική επιβεβαίωση της παραπάνω μεθοδολογίας σχεδίασης και βελτιστοποίησης. Η διάταξη περιλαμβάνει τον πρότυπο κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, τη γεννήτρια η οποία χρησιμοποιείται ως φορτίο, το ροπόμετρο και τον κωδικοποιητή θέσης, όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.32*. Η γεννήτρια είναι μια μηχανή Συνεχούς Ρεύματος (DC) ξένης διέγερσης, ονομαστικής ισχύος 22 kW, όπου ως φορτία της χρησιμοποιούνται ελεγχόμενα φορτία και αντιστάσεις, τα οποία συνδέονται στο τύλιγμα τυμπάνου της πέδης. Ο πρότυπος κινητήρας οδηγείται από αντιστροφέα που χρησιμοποιεί ως διακοπτικά στοιχεία IGBT, με μέγιστη τάση αποκοπής 1200V και μέγιστο ρεύμα 300A.



Σχήμα 4.32. Πειραματική διάταξη (α) Ελεγχόμενη πηγή DC. (β) Μονάδα οδήγησης και ελέγχου ΣΚΜΜ. (γ) Διάταξη δοκιμής ΣΚΜΜ και ελεγχόμενα φορτία DC. (δ) Καταγραφή και αποθήκευση δεδομένων.

Η μονάδα ελέγχου της πειραματικής διάταξης λαμβάνει και επεξεργάζεται τα σήματα που παράγονται από τον κωδικοποιητή θέσης και τα μετρητικά ρεύματος και παράγει ως έξοδο τους επιθυμητούς παλμούς για τον έλεγχο της έναυσης και της σβέσης των IGBT. Η διάταξη ηλεκτρονικών ισχύος και ελέγχου αποτελείται από μονάδες υψηλής ισχύος, μονάδες μετρητικών, μονάδες χαμηλής ισχύος, όπου υπάρχουν κατάλληλα κυκλώματα προσαρμογής παλμών (drivers), μονάδες μικροεπεξεργαστών (DSP), κατάλληλα κυκλώματα προσαρμογής των αναλογικών σημάτων, μέσω τελεστικών ενισχυτών, καθώς επίσης και μονάδα καταγραφής και αποθήκευσης πειραματικών δεδομένων. Η μονάδα ηλεκτρονικών ισχύος και ελέγχου σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, όπου περισσότερες πληροφορίες περιέχονται στην [4.44]. Στο *Σχ. 4.33* φαίνεται η διαδρομή των σημάτων από και προς το κύκλωμα ισχύος και τον μικροεπεξεργαστή. Ο μικροεπεξεργαστής που χρησιμοποιείται (*TMS320F2812*) παρουσιάζει ικανοποιητική επεξεργαστική ισχύ (150 MIPS), γεγονός που τον καθιστά κατάλληλο για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, τροφοδοτώντας τον κινητήρα με ελεγχόμενη τάση μέσω *διαμόρφωσης με διανύσματα χώρου* (Space Vector Pulse Width

Modulation-SVPWM), διακοπτικής συχνότητας 9 kHz. Η συγκεκριμένη διακοπτική συχνότητα επιλέχθηκε λόγω των πλεονεκτημάτων που παρέχει στο κινητήριο σύστημα σε σχέση με την απόδοση και την ποιότητα ροπής [4.45]. Με στόχο την ακριβή αποτύπωση και αποθήκευση των μετρήσεων που αφορούν τη ροπή, τη φασική τάση και τα ρεύματα, χρησιμοποιείται το διαφορικό καταγραφικό *TiePie HS4* και ο παλμογράφος *DSOX2002A* 70MHz. Μέσω των αποθηκευμένων διακριτών τιμών τάσης και ρεύματος, υπολογίζεται στη συνέχεια η μετρούμενη ισχύς εισόδου του κινητήρα, με στόχο τη μέτρηση της απόδοσης του κινητήρα, ενώ η επίδοση του κινητήρα καταγράφεται μέσω των μετρήσεων που λαμβάνονται από το ροπόμετρο.

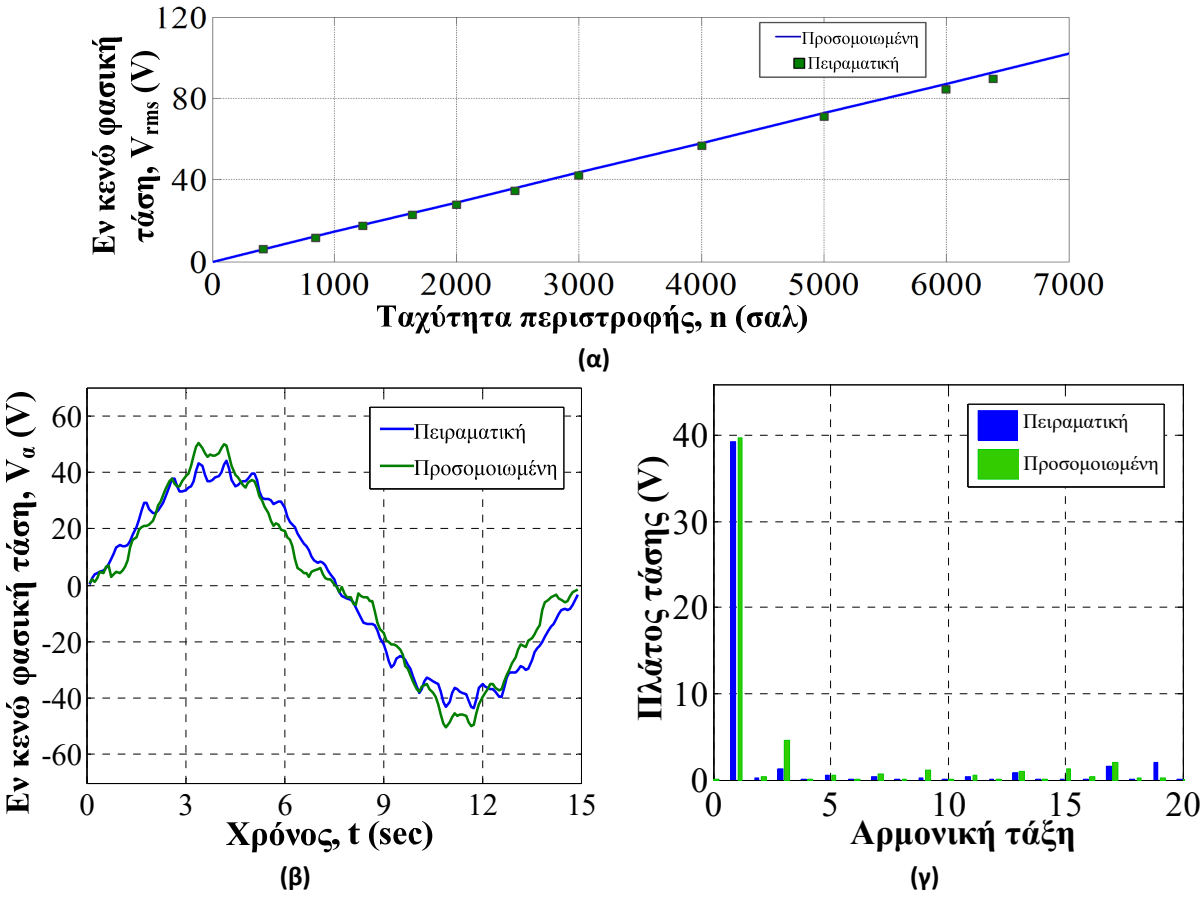


Σχήμα 4.33. Σχηματική αναπαράσταση συνολικού συστήματος οδήγησης ΣΚΜΜ.

Αρχικά, πραγματοποιείται η δοκιμή ανοιχτοκύκλωσης για τον πρότυπο ΣΚΜΜ, έτσι ώστε να επιβεβαιωθεί η σταθερά τάσης και η ημιτονικότητα της επαγόμενης αντί-ΗΕΔ. Ο ΣΚΜΜ στρέφεται σε διαφορετικά εύρη στροφών, λειτουργώντας ως φορτίο για τη μηχανή DC και η ΗΕΔ κάθε φάσης μετριέται στα άκρα των τυλιγμάτων. Ο ΣΚΜΜ παρουσιάζει ικανοποιητική συμπεριφορά, για όλο το εύρος στροφών λειτουργίας του κινητήρα, αφού παρατηρούμε ότι οι μετρήσεις των ΗΕΔ συμβαδίζουν με τις προσομοιωμένες τιμές, όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.34*. Η τάση εν κενώ του κινητήρα παρουσιαζει γραμμική συμπεριφορά, αφού η μηχανή λειτουργεί στο γραμμικό μέρος της *B-H* χαρακτηριστικής της μαγνητικής λαμαρίνας M235-35A. Από τα *Σχ. 4.34β* και *4.34γ* παρατηρείται μια ελαφριά μείωση της τιμής της $3^{ης}$ αρμονικής στην εν κενώ φασική τάση στις 2000 σαλ (2,9V), η οποία οφείλεται στην κατασκευαστική διαδικασία, κυρίως λόγω των κενών αέρα που δημιουργούνται κατά την τοποθέτηση των ΜΜ στις εσοχές και της διαδικασίας κοπής της μαγνητικής λαμαρίνας με laser, η οποία επηρεάζει ιδιαίτερα τα μαγνητικά χαρακτηριστικά στο πέδιλο των δοντιών [4.46].

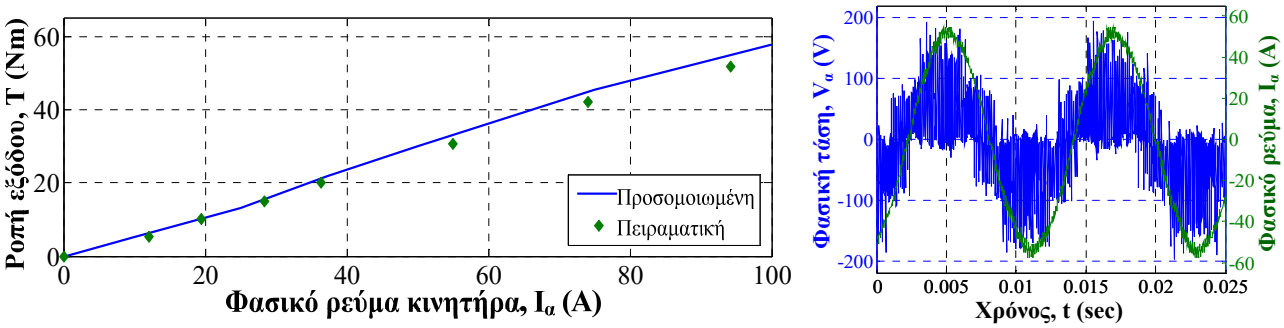
Στη συνέχεια, ο ΣΚΜΜ δοκιμάστηκε υπό φορτίο, έτσι ώστε να επαληθευτεί η ικανότητα παραγωγής ροπής του κινητήρα και να εξεταστεί ο κορεσμός του μαγνητικού κυκλώματος. Η μηχανή στρέφεται στις ονομαστικές στροφές (2500 σαλ) και το ρεύμα τυμπάνου του κινητήρα μεταβάλλεται μέχρι την 30% πάνω από την ονομαστική τιμή. Η σύγκριση της προσομοιωμένης και της πειραματικής ροπής, η οποία μετριέται μέσω του ροπομέτρου, φαίνεται στο *Σχ. 4.35α*. Ο κορεσμός του πυρήνα γίνεται αντιληπτός από την αλλαγή στην κλίση της ευθείας ροπής/ρεύμα όταν το ρεύμα τυμπάνου φτάνει την τιμή των 80 Ampere, το οποίο αντιστοιχεί σε ροπή μεγαλύτερη της συνεχούς ροπής που απαιτείται από την προδιαγραφή (45 Nm). Οι μικρές διαφορές που προκύπτουν μεταξύ των προσομοιωμένων και των μετρούμενων τιμών οφείλονται κυρίως στις

μηχανικές απώλειες και τριβές του συστήματος κινητήρας-πέδη και στην ακρίβεια του ροπομέτρου. Οι κυματομορφές φασικής τάσης και ρεύματος για φορτίο ίσο με 20 Nm στην ονομαστική ταχύτητα φαίνονται στο *Σχ. 4.35β*. Από το *Σχ. 4.35* συμπεραίνουμε ότι ο κινητήρας οδηγείται αρκετά ικανοποιητικά στην περιοχή λειτουργίας MTPA με το προτεινόμενο σύστημα οδήγησης, με ρεύματα που παρουσιάζουν ιδιαίτερα χαμηλό αρμονικό περιεχόμενο (THD=3.9%). Το γεγονός αυτό οφείλεται κυρίως στην αρκετά ημιτονοειδή τάση τυμπάνου, όπως φαίνεται στο *Σχ. 4.21β*, στην επιλογή κατάλληλης διακοπτικής συχνότητας και στην ικανοποιητική ικανότητα φιλτραρίσματος του ρεύματος μέσω της αντίδρασης τυμπάνου.



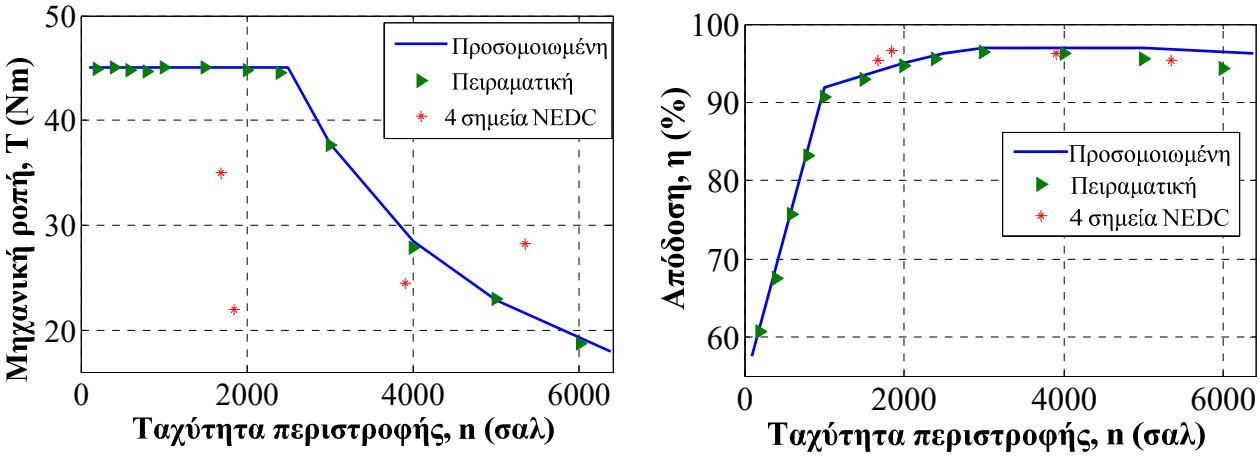
Σχήμα 4.34. Δοκιμή κενού φορτίου. (α) Προσομοιωμένη και πειραματική φασική εν κενώ τάση συναρτήσει της γωνιακής ταχύτητας. (β) Σύγκριση προσομοιωμένης και πειραματικής κυματομορφής φασικής τάσης στις 2000 σαλ. (γ) Σύγκριση αρμονικού περιεχομένου ΗΕΔ στις 2000 σαλ.

Σε επόμενο βήμα, υπολογίζονται οι καμπύλες ροπής-ταχύτητας και απόδοσης-ταχύτητας, για περιοχές λειτουργίας σταθερής ροπής και σταθερής ισχύος στο ονομαστικό φορτίο. Επιπροσθέτως, υπολογίζονται οι πειραματικές τιμές της παραγόμενης ροπής και της απόδοσης του κινητήρα για τα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του NEDC. Τα αντίστοιχα προσομοιωμένα και πειραματικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στο *Σχ. 4.36*. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι μηχανικές απώλειες έχουν αφαιρεθεί από την προσομοίωση και τις πειραματικές μετρήσεις. Η πειραματική απόδοση, τόσο για το ονομαστικό φορτίο, όσο και για τα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του NEDC, βρέθηκε κατά 0.6-2% μικρότερη, σε σύγκριση με την προσομοιωμένη. Η διαφορά αυτή οφείλεται σε διάφορους λόγους. Πρώτον, η αντίσταση των τυλιγμάτων είχε περίπου 14% μεγαλύτερη τιμή σε σχέση με την υπολογισμένη στην προσομοίωση, λόγω των σχετικά μεγαλύτερων άκρων τυλιγμάτων και των αντιστάσεων σύνδεσης μεταξύ των πηνίων των τυλιγμάτων. Επιπλέον, οι απώλειες σιδήρου αυξήθηκαν κατά 12%, λόγω της κατασκευαστικής διαδικασίας, σύμφωνα με τη δοκιμή κενού φορτίου. Επιπροσθέτως, πιθανά σφάλματα στη μέτρηση της ροπής και της ταχύτητας ενδέχεται να συνεισέφεραν στην τελική διαφορά.



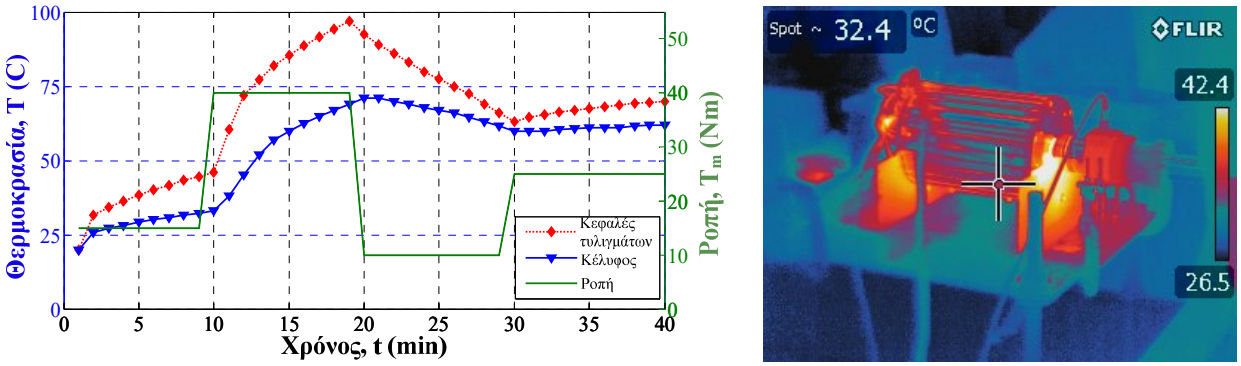
(α) (β)

Σχήμα 4.35. Δοκιμή φορτίου στις ονομαστικές στροφές (2500σαλ). (α) Σύγκριση της προσομοιωμένης (από μοντέλο ΠΣ) και πειραματικής ροπής συναρτήσει το ρεύματος. (β) Πειραματική SVM φασική τάση και ρεύμα κινητήρα για φορτίο 20 Nm.



(α) (β)

Σχήμα 4.36. Προσομοιωμένες και πειραματικές καμπύλες (α) ροπής και (β) απόδοσης για περιοχές λειτουργίας σταθερής ροπής και σταθερής ισχύος υπό ονομαστικό φορτίο.



(α) (β)

Σχήμα 4.37. Θερμική συμπεριφορά πειραματικού δοκιμίου σε μεταβλητή χρονοσειρά ροπής. (α) Θερμοκρασία κεφαλών τυλιγμάτων, κελύφους. (β) Στιγμιότυπο θερμικής κάμερας για t=10 min.

Στο *Σχ. 4.37* συνοψίζονται οι μετρήσεις θερμοκρασίας που πάρθηκαν κατά τη διάρκεια μεταβλητής φόρτισης. Οι μετρήσεις θερμοκρασίας πραγματοποιήθηκαν σε εργαστηριακό περιβάλλον, εφαρμόζοντας φυσική ψύξη στο κέλυφος του κινητήρα. Η ταχύτητα του κινητήρα παραμένει σταθερή στα 2200 σαλ, ενώ αντίστοιχα η ροπή μεταβάλλεται ανά 10 λεπτά με βάση την κυματομορφή που φαίνεται στο *Σχ. 4.37α*. Η μέτρηση της θερμοκρασίας των κεφαλών των τυλιγμάτων πραγματοποιείται μέσω θερμοζεύγους, ενώ αντίστοιχα η μέτρηση του κελύφους του κινητήρα γίνεται μέσω θερμοκάμερας, όπως απεικονίζεται στο στιγμιότυπο του *Σχ. 4.37β* για *t*=10min. Η θερμική συμπεριφορά του κατασκευασμένου κινητήρα προέκυψε αποδεκτή για την υπό

μελέτη εφαρμογή [4.41], όπου ο κινητήρας χωρίς κάποια εξαναγκασμένη ψύξη ικανοποιεί ένα φορτίο ίσο με το 90% του ονομαστικού (40Nm) με τη μέγιστη θερμοκρασία στα τυλίγματα να μην υπερβαίνει τους 100^{o}C, έπειτα από 10 λεπτά λειτουργίας. Επιπλέον, μέσω των αποτελεσμάτων του *Σχ. 4.37α* συμπεραίνουμε ότι η μεταβολή της θερμοκρασίας ανάλογα με το φορτίο είναι πιο έντονη στα τυλίγματα σε σχέση με το κέλυφος. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα τυλίγματα είναι πηγή θερμότητας, ενώ αντίθετα μέσω του κελύφους πραγματοποιείται η μεταφορά της θερμότητας, που αναπτύσσεται στα τυλίγματα και τη μαγνητική λαμαρίνα, προς το περιβάλλον.

4.8 Βιβλιογραφία κεφαλαίου

[4.1] J. de Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergård, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, and M. Leijon, "Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.61, no.2, pp.475-484, Feb. 2012.

[4.2] P. B. Reddy, A. M. El-Refaie, K. K. Huh, J. K. Tangudu, and T. M. Jahns, "Comparison of Interior and Surface PM Machines Equipped With Fractional-Slot Concentrated Windings for Hybrid Traction Applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.27, no.3, pp.593-602, Sep. 2012.

[4.3] V. T. Buyukdegirmenci, A. M. Bazzi, and P. T. Krein, "Evaluation of Induction and Permanent-Magnet Synchronous Machines Using Drive-Cycle Energy and Loss Minimization in Traction Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.50, no.1, pp.395-403, Jan.-Feb. 2014.

[4.4] K. I. Laskaris, and A. G. Kladas, "Optimal Power Utilization by Adjusting Torque Boost and Field Weakening Operation in Permanent Magnet Traction Motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.27, no.3, pp.615-623, Sep. 2012.

[4.5] R. Wrobel and P.H. Mellor, "Design Considerations of a Direct Drive Brushless Machine with Concentrated Windings," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.23, no.1, pp.1-8, March. 2008.

[4.6] M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Strength Pareto Evolutionary Optimization of an In-Wheel PM Motor with Unequal Teeth for Electric Traction," *IEEE Trans. Magn.*, vol.51, no.3, March 2015, Art. ID 8102804.

[4.7] P. Lazari, J. Wang, and L. Chen, "A Computationally Efficient Design Technique for Electric Vehicle Traction Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.50, no.5, pp.3203-3213, Sept-Oct. 2014.

[4.8] J. Nerg, M. Rilla, V. Ruuskanen, J. Pyrhönen, and S. Ruotsalainen, "Direct-Driven Interior Magnet Permanent-Magnet Synchronous Motors for a Full Electric Sports Car," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no.8, Aug. 2014.

[4.9] G. Pellegrino, A. Vagati, P. Guglielmi, and B. Boazzo, "Performance Comparison Between Surface-Mounted and Interior PM Motor Drives for Electric Vehicle Application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.59, no.2, pp.803-811, Feb.2012.

[4.10] F. Parasiliti, M. Villani, S. Lucidi, and F. Rinaldi, "Finite-Element-Based Multiobjective Design Optimization Procedure of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Wide Constant-Power Region Operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.59, no.6, pp.2503-2514, June 2012.

[4.11] Kiyota, K., Sugimoto, H., Chiba, A.: "Comparing Electric Motors: An Analysis Using Four Standard Driving Schedules," *IEEE Industry Appl. Magazine*, vol. 20, no. 4, pp.12-20, 2014.

[4.12] K. Yamazaki, M. Kumagai, T. Ikemi, and S. Ohki, "A Novel Rotor Design of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors to Cope with Both Maximum Torque and Iron-Loss Reduction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.49, no.6, pp.2478-2486, Nov.-Dec. 2013.

[4.13] M. E. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Multi-objective Evolutionary Optimization of a Surface Mounted PM Actuator with Fractional Slot Winding for Aerospace Applications," *IEEE Trans. Magn.,* vol.50, no.2, pp.665-668, Feb. 2014, Art. ID 7016404.

[4.14] A.G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, and A. G. Kladas, "Fast Adaptive Evolutionary PM Traction motor Optimization based on Electric Vehicle Drive Cycle," *IEEE Trans. Vehicular Technology*.

[4.15] http://www.autoevolution.com/cars/smart-city-coupe-1998.html#aeng_smart-city-coupe-1998-06-45-hp

[4.16] J. M. Terras, D.M. Sousa, A. Roque, A. Neves, "Simulation of a commercial electric vehicle: Dynamic aspects and performance", in *Proc. European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE)*, Birmingham, UK, pp.1-10, Aug. 2011.

[4.17] Larminie J., Lowry J., "Electric Vehicle Technology Explained," *John Wiley and Sons*, 2003.

[4.18] S. Gunther, S. Ulbrich, and W. Hofmann, "Driving Cycle-Based Design Optimization of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Electric Vehicle Application," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pp.25-30, 18-20 June 2014.

[4.19] T. J. Barlow, S. Latham, I. S. McCrae, P. G. Boulter, "A reference book of driving cycles for use in the measurement of road vehicle emissions", *Project report PPR354*, June 2009.

[4.20] Κάραλη Μαρία Ελένη, «Βελτιστοποίηση λειτουργίας κινητήρων μεταβλητής μαγνητικής αντίστασης με μόνιμους μαγνήτες με βάση κύκλους οδήγησης ηλεκτρικών οχημάτων,» *Διπλωματική Εργασία*, ΕΜΠ, Αθήνα, Ιούλιος 2015.

[4.21] ThyssenKrupp electrical steel, "Non grain oriented electrical steel PowerCore," technical datashhet.

[4.22] Eclipse Magnetics Ltd, "Sintered Neodymium Iron Boron (NdFeB) Magnets," technical datasheet.

[4.23] Γεώργιος Αλπογιάννης, "Σχεδίαση και ανάλυση λειτουργίας κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών διπλής στρώσης για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων," *Διπλωματική Εργασία*, ΕΜΠ, Αθήνα, 2014.

[4.24] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E Kakosimos and A. G. Kladas, "Multi-operating points PM Motor Design Methodology for Electric Actuation systems," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 2506-2512, Sept. 2-5, 2014.

[4.25] Dorin O. Neacsu, "Space vector modulation – An Introduction," in *the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (*IECON*), pp.1583-1592, 2001.

[4.26] A.M. El-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.57, no.1, pp. 107-121, 2010.

[4.27] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, "Investigation of Magnet Arrangements in Double Layer Interior Synchronous Permanent Magnet Motor over Wide-Speed Range for Electric Vehicle Applications", *Materials Science Forum*, Vol. 792, pp. 379-384, 2014

[4.28] K. Yamazaki, and K. Kitayuguchi, "Investigation of Magnet Arrangements in Double Layer Interior Permanent Magnet Motor," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),* pp. 1384-1391, Atlanta, GA, 2010.

[4.29] K. Yamazaki and M. Kumagai, "Torque Analysis of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors by Considering Cross-Magnetization: Variation in Torque Components With Permanent-Magnet Configurations,", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3192-3201, July 2014.

[4.30] K. Yamazaki and H. Ishigami, "Rotor shape optimization of interior permanent magnet motors to reduce harmonic iron losses," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 61–69, Jan. 2010.

[4.31] A. Muntean, M. M. Radulescu and A. Miraoui, "Torque analysis and control of a double-layer interior permanent-magnet synchronous motor for electric vehicle propulsion applications," *in 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium (ELECTROMOTION)*, pp. 1-8, Lille, 2009.

[4.32] S. Das, and P. N. Suganthan, "Differential Evolution: A Survey of the State-of-the-Art," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol.15, no.1, pp.4–31, 2011.

[4.33] M. E. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, "Multi-objective Evolutionary Optimization of a Surface Mounted PM Actuator with Fractional Slot Winding for Aerospace Applications", *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, Feb. 2014.

[4.34] Z. Peng, D. M. Ionel, and N. A. O. Demerdash, "Morphing parametric modeling and design optimization of spoke and V-type permanent magnet machines by combined design of experiments and differential evolution algorithms", in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.5056-5063, Sept. 2013.

[4.35] Wen Ouyang, D. Zarko, and T.A. Lipo, "Permanent Magnet Machine Design Practice and Optimization," in *41st Industry Applications Conference*, 2006.

[4.36] S.-Y. Kwak, J.-K. Kim, and H.-K. Jung, "Characteristic Analysis of Multilayer-Buried Magnet Synchronous Motor Using Fixed Permeability Method," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol.20, no.3, pp.549-555, Sept. 2005

[4.37] S.-M. Sue, and C.-T. Pan, "Voltage-Constraint-Tracking-Based Field-Weakening Control of IPM Synchronous Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol.55, no.1, pp.340-347, Jan. 2008

[4.38] Z. Azar, Z. Q. Zhu, and G. Ombach, "Influence of Electric Loading and Magnetic Saturation on Cogging Torque, Back-EMF and Torque Ripple of PM Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol.48, no.10, pp.2650-2658, Oct. 2012.

[4.39] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, and A. G. Kladas, "Hybrid Analytical-FEM Methodology for Loss evaluation in Traction Motors for Electric Vehicle Applications," accepted for presentation in *17th*

Biennial Conference on Electromagnetic Field Computation (*CEFC2016*), Miami, FL, USA, November 13-16, 2016.

[4.40] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. Staton, M. Shanel, M. Mueller, and C. Mejuto, "Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 871-882, Mar. 2009.

[4.41] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Performance Evaluation and Thermal Analysis of Interior Permanent Magnet Traction Motor over a Wide Load Range," *XXIIth International Conference on Electrical Machines* (*ICEM'2016*), Lausanne-Switzerland, September 4-7, 2016.

[4.42] X. Chen, J. Wang and A. Griffo, "A High-Fidelity and Computationally Efficient Electrothermally Coupled Model for Interior Permanent-Magnet Machines in Electric Vehicle Traction Applications," *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, vol. 1, no. 4, pp. 336-347, Dec. 2015.

[4.43] D. A. Howey, P. R. N. Childs, A. S. Holmes, "Air-Gap Convection in Rotating Electrical Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no.3, pp. 1367-1375, Mar. 2012.

[4.44] Ευάγγελος Μ. Τσαμπούρης, «Σχεδίαση ελάχιστου λειτουργικού-κατασκευαστικού κόστους και Δυναμικός Έλεγχος απωλειών κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης», *Διδακτορική διατριβή*, ΕΜΠ, Αθήνα, Δεκέμβριος 2012.

[4.45] A. G. Sarigiannidis, and A. G. Kladas, "Switching Frequency Impact on Permanent Magnet Motors Drive System for Electric Actuation Applications," *IEEE Trans. Magn.,* vol.51, no.3, pp.1-4, March 2015, Art. ID 8202204.

[4.46] P. Lazari, K. Atallah and J. Wang, "Effect of Laser Cut on the Performance of Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 11, pp. 1-4, Nov. 2015.

Κεφάλαιο 5. Οδήγηση κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων

5.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η συνολική διαδικασία οδήγησης και ελέγχου του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης που σχεδιάστηκε στο κεφάλαιο 4 και προέκυψε έπειτα από την πρωτότυπη διαδικασία βελτιστοποίησης για λειτουργία στον NEDC και συγκριτικής διερεύνησης μεταξύ των τοπολογιών επιφανειακών και εσωτερικών ΜΜ.

Όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, η απαιτητική φύση των προδιαγραφών της εφαρμογής του ηλεκτρικού οχήματος, τόσο σε χωρικό όσο και σε λειτουργικό επίπεδο, αναδεικνύει την αναγκαιότητα για την εις βάθος διερεύνηση της λειτουργικής συμπεριφοράς του κινητήρα για ολόκληρο τον κύκλο λειτουργίας του. Επιπλέον, σημαντικές διακυμάνσεις λαμβάνουν χώρα κατά τη διάρκεια ενός τυπικού κύκλου λειτουργίας ενός ηλεκτρικού οχήματος [5.1-5.5]. Ο κινητήρας πρόωσης του ηλεκτρικού οχήματος λειτουργεί σε λογική οδήγησης *Μέγιστου Ρεύματος ανά Φάση* (ΜΤΡΑ) στις χαμηλές στροφές, όπου συμβαίνουν σημαντικές καταστάσεις προσωρινής υπερφόρτισης, διάρκειας 1-10 λεπτών, π.χ. σε περίπτωση προσπέρασης είτε σε εκκίνηση σε οδόστρωμα με κλίση. Αυτές οι ακραίες λειτουργικές καταστάσεις μπορούν να δημιουργήσουν φαινόμενα έντονου κορεσμού, καθώς επίσης και φαινόμενα υπερθέρμανσης [5.6]. Επιπλέον, στην περιοχή υψηλών ταχυτήτων, χρησιμοποιείται η λογική οδήγησης *Εξασθένισης Πεδίου* (FW), έτσι ώστε να μπορέσει να διατηρηθεί το επίπεδο της τάσης τυμπάνου στα επιθυμητά ελεγχόμενα επίπεδα. Αξίζει να σημειωθεί ότι η τάση εισόδου του αντιστροφέα, ο οποίος τροφοδοτεί και ελέγχει τον κινήτηρα του ηλεκτρικού οχήματος, περιορίζεται από το επίπεδο της τάσης των συσσωρευτών, το οποίο για λόγους ασφαλείας δεν είναι ιδιαίτερα υψηλό στις εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. Κάτω από αυτές τις συνθήκες λειτουργίας, ο κινητήρας παράγει μεγάλη ποσότητα αρμονικών στη ΜΕΔ, έτσι ώστε να μειώσει το πεδίο των ΜΜ, γεγονός που προκαλεί την αύξηση των απωλειών σιδήρου, ιδιαίτερα στον δρομέα [5.7], [5.8]. Επομένως, για τη βέλτιστη αξιοποίηση των χαρακτηριστικών του κινητήρα κατά τη διάρκεια λειτουργίας του, απαιτείται αξιόπιστη και ακριβής αποτύπωση της επίδοσής του. Επιπροσθέτως, ο ακριβής υπολογισμός των ρευμάτων ορθού (*d*) και καθέτου (*q*) άξονα για κάθε λειτουργική κατάσταση και μεθοδολογία οδήγησης μπορεί να παρέχει σημαντικά οφέλη στο σύστημα ελέγχου του κινητήρα [5.9]. Η ακριβής ανάλυση του κινητήρα απαιτεί τη χρήση αριθμητικών τεχνικών όπως είναι η μέθοδος των ΠΣ, η οποία λαμβάνει υπόψιν της φαινόμενα κορεσμού και φαινόμενα αμοιβαίας μαγνητικής σύζευξης μεταξύ *d* και *q* άξονα, φαινόμενα τα οποία συναντώνται κατά κόρον στις μηχανές εσωτερικών ΜΜ, όπου οι ΜΜ περιβάλλονται από σιδηρομαγνητική λαμαρίνα [5.10].

Αρχικά, πραγματοποιείται η πλήρης χαρτογράφηση της ροής του κινητήρα μέσω διδιάστατου δυναμικού πεδιακού μοντέλου ΠΣ σε μεγάλο εύρος καταστάσεων φόρτισης. Τα κατάλληλα ρεύματα *d* και *q* άξονα υπολογίζονται για το σύνολο του εύρους λειτουργίας του κινητήρα, χρησιμοποιώντας τους χάρτες ροής. Επιπλέον, λαμβάνονται υπόψιν στη διαδικασία υπολογισμού των ρευμάτων οι προδιαγραφές ροπής και στροφών του κινητήρα, καθώς επίσης και ο περιορισμός της τάσης τυμπάνου, λόγω περιορισμού του επιπέδου συνεχούς τάσης της συστοιχίας των μπαταριών. Η εξαγωγή των κατάλληλων ρευμάτων *d* και *q* άξονα υλοποιείται μέσω μιας πρότυπης ευρετικής τεχνικής, η οποία χρησιμοποιεί στρατηγική οδήγησης ΜΤΡΑ για την λειτουργική *Περιοχή Σταθερής Ροπής* (ΠΣΡ) και στρατηγική οδήγησης *Μέγιστης Ροπής ανά Τάση* (ΜΤΡV) για την λειτουργική *Περιοχή Σταθερής Ισχύος* (ΠΣΙ).

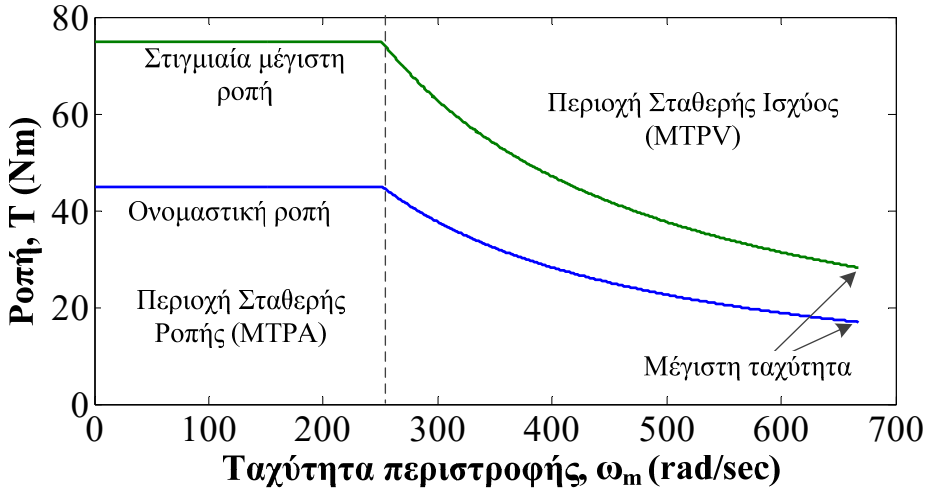
Στη συνέχεια, υπολογίζονται οι αυτεπαγωγές *d* και *q* άξονα συναρτήσει μεγάλου εύρους ρευμάτων *d*-*q*, με σκοπό τη διερεύνηση του μαγνητικού κορεσμού και των φαινομένων αμοιβαίας μαγνητικής σύζευξης μεταξύ των δυο αξόνων (*d*-*q*). Ο ακριβής υπολογισμός των αυτεπαγωγών είναι

βαρύνουσας σημασίας για την επίτευξη βέλτιστης μεθοδολογίας ελέγχου στους κινητήρες εσωτερικών ΜΜ που χρησιμοποιούνται σε μεγάλο εύρος στροφών, σύμφωνα με [5.3], [5.4], [5.11]. Ο υπολογισμός των αυτεπαγωγών πραγματοποιείται μέσω της μεθοδολογίας που αναλύθηκε ενδελεχώς στην παράγραφο 2.4.3.7. Παράλληλα, χρησιμοποιούνται αναλυτικές τεχνικές για την εκτίμηση των επαγωγών σκέδασης που οφείλονται στις κεφαλές τυλιγμάτων.

Σε επόμενο βήμα, σχεδιάζεται σε περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης η προτεινόμενη μεθοδολογία ελέγχου για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ που σχεδιάστηκε στο κεφάλαιο 4. Ο προτεινόμενος ελεγκτής ροπής συνδυάζει τις τεχνικές οδήγησης ΜΤΡΑ για την ΠΣΡ και ΜΤΡV για την ΠΣΙ, ενώ λαμβάνει υπόψιν τον μαγνητικό κορεσμό και τα φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης μέσω κατάλληλων πινάκων αντιστοίχισης των αποτελεσμάτων της πλήρους χαρτογράφησης της ροής και των αυτεπαγωγών *d-q* άξονα. Επιπλέον, υλοποιήθηκαν δυο τεχνικές διαμόρφωσης του εύρους των παλμών του αντιστροφέα, η διαμόρφωση μέσω της τεχνικής της ζώνης υστέρησης του ρεύματος και η διαμόρφωση μέσω χωρικών διανυσμάτων και διερευνήθηκαν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους. Η αποτελεσματικότητα του ελεγκτή αναλύθηκε σε περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης για το υπό μελέτη όχημα, για διάφορες λειτουργικές καταστάσεις. Τέλος, ο προτεινόμενος διανυσματικός ελεγκτής κλειστού βρόχου με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου, υλοποιήθηκε σε μικροεπεξεργαστή και η απόκρισή του επιβεβαιώθηκε πειραματικά στον πρότυπο κινητήρα εσωτερικών ΜΜ που κατασκευάστηκε.

5.2 Προδιαγραφές συστήματος

Το υπό μελέτη κινητήριο σύστημα προορίζεται για εφαρμογή μικρού ηλεκτρικού οχήματος πόλης και αναλύθηκε εκτενώς στην παράγραφο 4.2. Πιο συγκεκριμένα, στον πίνακα 4.2 παρουσιάζονται τα ονομαστικά λειτουργικά χαρακτηριστικά του κινητήρα, ενώ στο *Σχ. 4.3* απεικονίζεται η διακύμανση της ταχύτητας, της ροπής και της μηχανικής ισχύος του κινητήρα. Τα τελικά χαρακτηριστικά του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ που προέκυψε από τη διαδικασία βελτιστοποίησης στον πλήρη κύκλο λειτουργίας του (NEDC), παρουσιάζονται στον πίνακα 4.10. Η χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-στροφών του κινητήρα για το ονομαστικό φορτίο (45Nm) και τη στιγμιαία υπερφόρτιση (77Nm) απεικονίζεται στο *Σχ. 5.1*.



Σχήμα 5.1. Προδιαγραφή χαρακτηριστικής ροπής-στροφών του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος, για ονομαστικό (μπλε) και μέγιστο (πράσινο) φορτίο.

5.3 Προτεινόμενη μεθοδολογία χαρτογράφησης κινητήρα εσωτερικών ΜΜ

Ο προσανατολισμός της οδήγησης του κινητήρα για το σύνολο του εύρους στροφών είναι η βελτιστοποίηση της απόδοσης, όμοια με τη διαδικασία βελτιστοποίησης γεωμετρίας που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4, δεδομένου ότι η αυτονομία των ηλεκτρικών οχημάτων είναι

βαρύνουσας σημασίας για την ανάπτυξή του [5.1]-[5.3]. Επομένως, για την περιοχή των χαμηλών στροφών, όπου η ροπή παραμένει σταθερή, προτείνεται η τεχνική οδήγησης MTPA, η οποία επιτυγχάνει τη βέλτιστη λειτουργική απόδοση για τον κινητήρα [5.12], [5.13]. Κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ εφαρμόζονται δυο περιορισμοί: ο περιορισμός της μέγιστης τάσης τυμπάνου και ο περιορισμός του ρεύματος, όπως παρουσιάζονται παρακάτω:

$$V_s = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \le V_{s,\max} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{DC} \tag{5.1}$$

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \le I_{s,\max} \tag{5.2}$$

όπου V_s είναι το πλάτος της τάσης τυμπάνου, V_d είναι η τάση του d άξονα, V_q είναι η τάση του q άξονα, V_{DC} είναι η ΣΤ της συστοιχίας των μπαταριών, I_s είναι το πλάτος του ρεύματος τυμπάνου, I_d, I_q είναι τα ρεύματα στάτη d και q-άξονα, αντίστοιχα. Ο όρος $V_{s,max}$ είναι το όριο της τάσης το οποίο καθορίζεται από το επίπεδο της συνεχούς τάσης των μπαταριών και την λογική διαμόρφωσης του αντιστροφέα (στην προκειμένη περίπτωση θεωρείται λογική διαμόρφωσης μέσω χωρικών διανυσμάτων-SVM), και $I_{s,max}$ είναι το όριο ρεύματος, το οποίο εξαρτάται από το θερμικό όριο του κινητήρα, του μετατροπέα καθώς επίσης και από το στιγμιαίο ρεύμα εκφόρτισης των μπαταριών. Σύμφωνα με τις εξισώσεις (4.34) και (4.35) των δυο αξόνων (d-q) για την τάση τυμπάνου του κινητήρα, παραλείποντας την πτώση τάσης στην αντίσταση τυμπάνου, η οποία λαμβάνει πολύ μικρές τιμές, η εξίσωση (5.1) μπορεί να γραφτεί στην παρακάτω ελλειπτική μορφή:

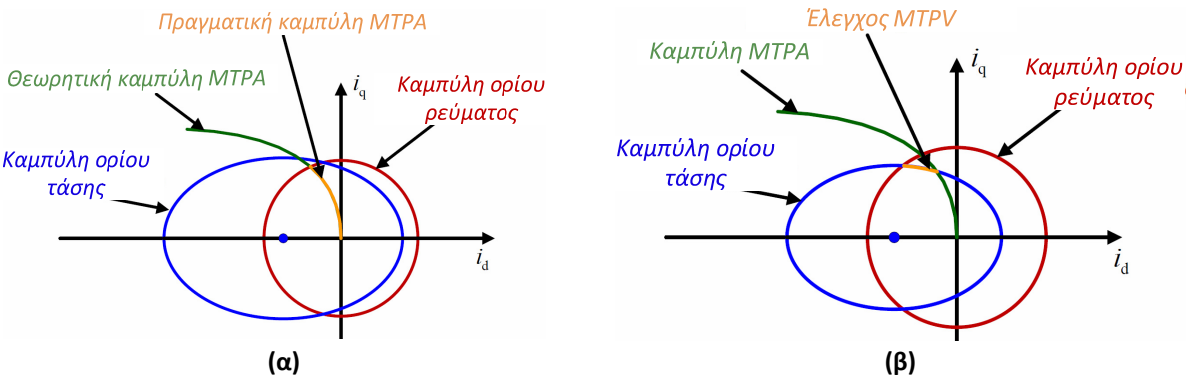
$$\left(-\omega_e \cdot L_q(I) \cdot I_q\right)^2 + \left[\omega_e \cdot \left(L_d(I) \cdot I_d + \Phi_{mag}\right)\right]^2 = V_{\max}^2 \tag{5.3}$$

όπου I_d, I_q είναι τα ρεύματα d και q-άξονα, αντίστοιχα, $L_d(I)$, $L_q(I)$ είναι οι αυτεπαγωγές d και q-άξονα, αντίστοιχα, οι οποίες επηρεάζονται από τα ρεύματα I_d, I_q, όπως θα μελετηθεί στη συνέχεια, Φ_{mag} είναι η επαγόμενη ροή των ΜΜ και ω_e είναι η γωνιακή ηλεκτρική ταχύτητα. Οι εξισώσεις (5.2) και (5.3) ονομάζονται και ως καμπύλη ορίου ρεύματος (κόκκινο) και καμπύλη ορίου τάσης (μπλε) όπως φαίνεται στο *Σχ. 5.2*, το οποίο περιγράφει τη χρησιμότητα της λειτουργίας FW κατά τη στρατηγική ελέγχου MTPA (Σχ.5.2α).

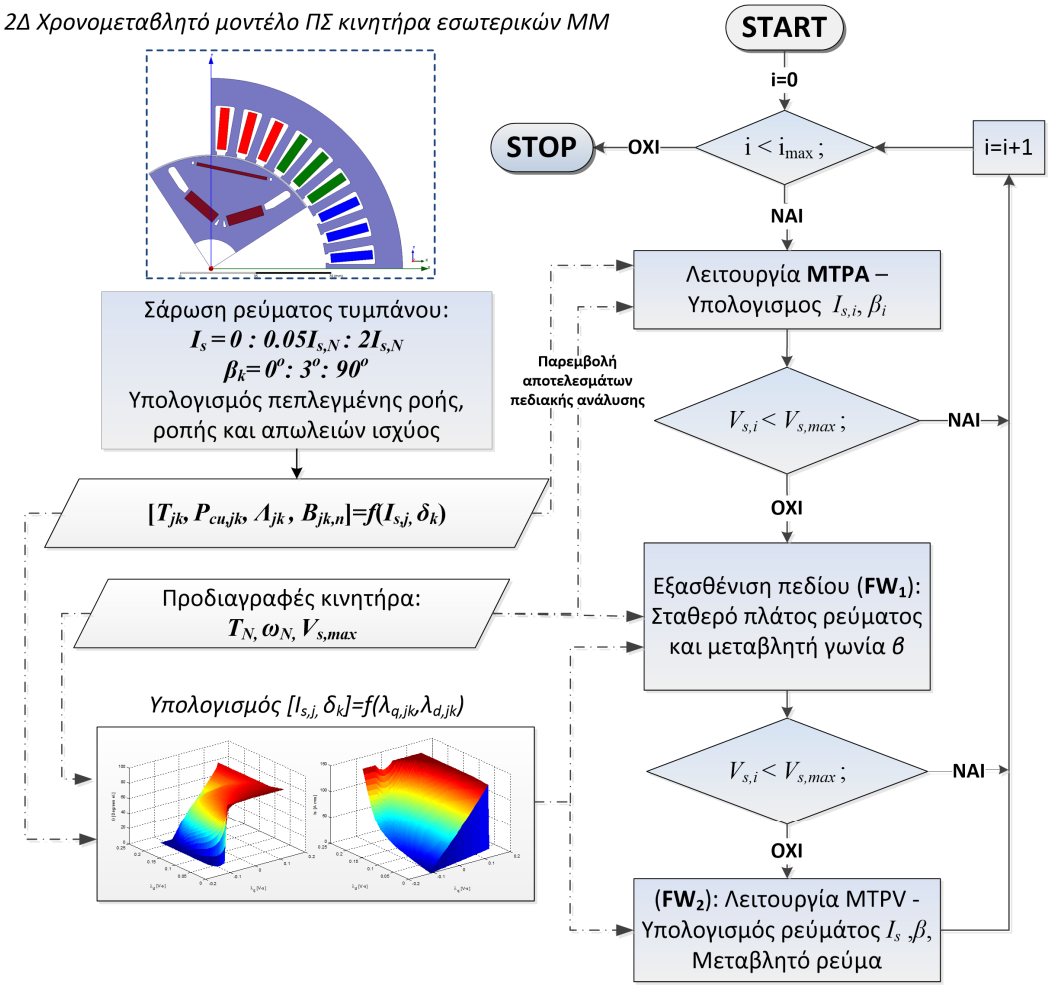
Στην ΠΣΙ, η εξίσωση που διέπει τη σχέση μεταξύ του I_d και του I_q (4.37), πρέπει να ρυθμιστεί καταλλήλως για την ικανοποίηση του περιορισμού της τάσης, σε συνδυασμό με την ικανοποίηση της καμπύλης του οριακού ρεύματος, όπως φαίνεται στο *Σχ. 5.2β*. Επομένως η γωνία των ρευμάτων β (β=90-γ, *Σχ. 2.14*) πρέπει να αυξηθεί σε αυτή την λειτουργική κατάσταση, έτσι ώστε να αυξηθεί η τιμή του ρεύματος απομαγνήτισης κατ' απόλυτη τιμή και να μειωθεί το πεδίο των ΜΜ, όπως φαίνεται στην εξίσωση (5.3).

Το συνολικό διάγραμμα ροής της προτεινόμενης μεθοδολογίας χαρτογράφησης [5.14] παρουσιάζεται στο *Σχ. 5.3*. Αρχικά, αναπτύσσεται το χρονομεταβλητό μοντέλο ΠΣ για τον σχεδιασμένο κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, έτσι ώστε να υπολογισθεί με ακρίβεια η επίδοση, η απόδοση και η πεπλεγμένη ροή του στάτη για μεγάλο εύρος ρευμάτων τυμπάνου I και γωνιών ρευμάτων β. Μέσω της συγκεκριμένης επαναληπτικής διαδικασίας σάρωσης των ρευμάτων επιτυγχάνεται η ακριβής χαρτογράφηση του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ. Για κάθε ανάλυση μέσω ΠΣ υπολογίζονται η μέση ηλεκτρομαγνητική ροπή, η πεπλεγμένη ροή του στάτη, ο Συντελεστής Ισχύος (ΣΙ), και οι απώλειες χαλκού και σιδήρου. Στη συνέχεια, πραγματοποιείται πολυωνυμική παρεμβολή των αποτελεσμάτων της πεδιακής ανάλυσης, με σκοπό τη γενίκευση της μεθόδου για κάθε δυνατό συνδυασμό ρεύματος και γωνίας.

Έπειτα, θεωρείται γραμμική αύξηση της τάσης τυμπάνου σε σχέση με την ταχύτητα μέχρι το σημείο όπου η τάση γίνει ίση με τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή της. Μέχρι αυτό το σημείο, για οποιαδήποτε απαίτηση ροπής φορτίου επιλέγεται η λειτουργία MTPA. Συνεπώς, για οποιοδήποτε



Σχήμα 5.2. Στρατηγική ελέγχου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος με έλεγχο (α) MTPA - ΠΣΡ και (β) FW - ΠΣΙ.



Σχήμα 5.3. Προτεινόμενη μεθοδολογία χαρτογράφησης του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ και εξαγωγής των ρευμάτων *d-q* άξονα για μεγάλο εύρος φόρτισης και στροφών.

φορτίο, η λειτουργία FW θεωρείται για ταχύτητες όπου η τάση τυμπάνου έχει ξεπεράσει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή. Για τη λειτουργία FW, τα ρεύματα *d* και *q* άξονα ρυθμίζονται κατάλληλα, ακολουθώντας έναν απλό έλεγχο τροχιάς. Η αρχική λειτουργία FW θεωρεί την τιμή του πλάτους του ρεύματος σταθερή, μεταβάλλοντας κατάλληλα τις γωνίες ρεύματος, δηλαδή επιβάλλοντας μια μετατόπιση του διανύσματος του ρεύματος κατά μήκος της καμπύλης σταθερού ρεύματος. Η επόμενη λειτουργία FW εφαρμόζεται στην περίπτωση που τα όρια τάσης παραβιάζονται για το συγκεκριμένο ρεύμα, για οποιαδήποτε γωνία ρεύματος *β*, επομένως επιλέγεται ο έλεγχος MTPV, μέσω του οποίου μειώνεται το πλάτος του ρεύματος, μεταβάλλοντας ταυτόχρονα τη γωνία του ρεύματος *β* [5.11]. Στην παρούσα λειτουργική κατάσταση, η παραγόμενη ροπή μπορεί να είναι

σημαντικά χαμηλότερη από την προδιαγραφόμενη [5.3]. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην παρούσα μεθοδολογία, η ηλεκτρική συχνότητα εισάγεται ως μεταβλητή μετεπεξεργασίας, αξιοποιώντας τους χάρτες ροής που υπολογίστηκαν. Η συγκεκριμένη τεχνική επιτρέπει τον ακριβή υπολογισμό της τάσης τυμπάνου για οποιαδήποτε ταχύτητα και φόρτιση, μέσω των υπολογισμένων τιμών πεπλεγμένης ροής του στάτη. Η συγκεκριμένη διαδικασία εξασφαλίζει σημαντικά οφέλη σε υπολογιστικό κόστος. Οι απώλειες σιδήρου υπολογίζονται μέσω της σχέσης (2.65), η οποία λαμβάνει υπόψιν τις αρμονικές χώρου του πεδίου [5.15].

5.4 Αποτελέσματα χαρτογράφησης κινητήρα εσωτερικών ΜΜ

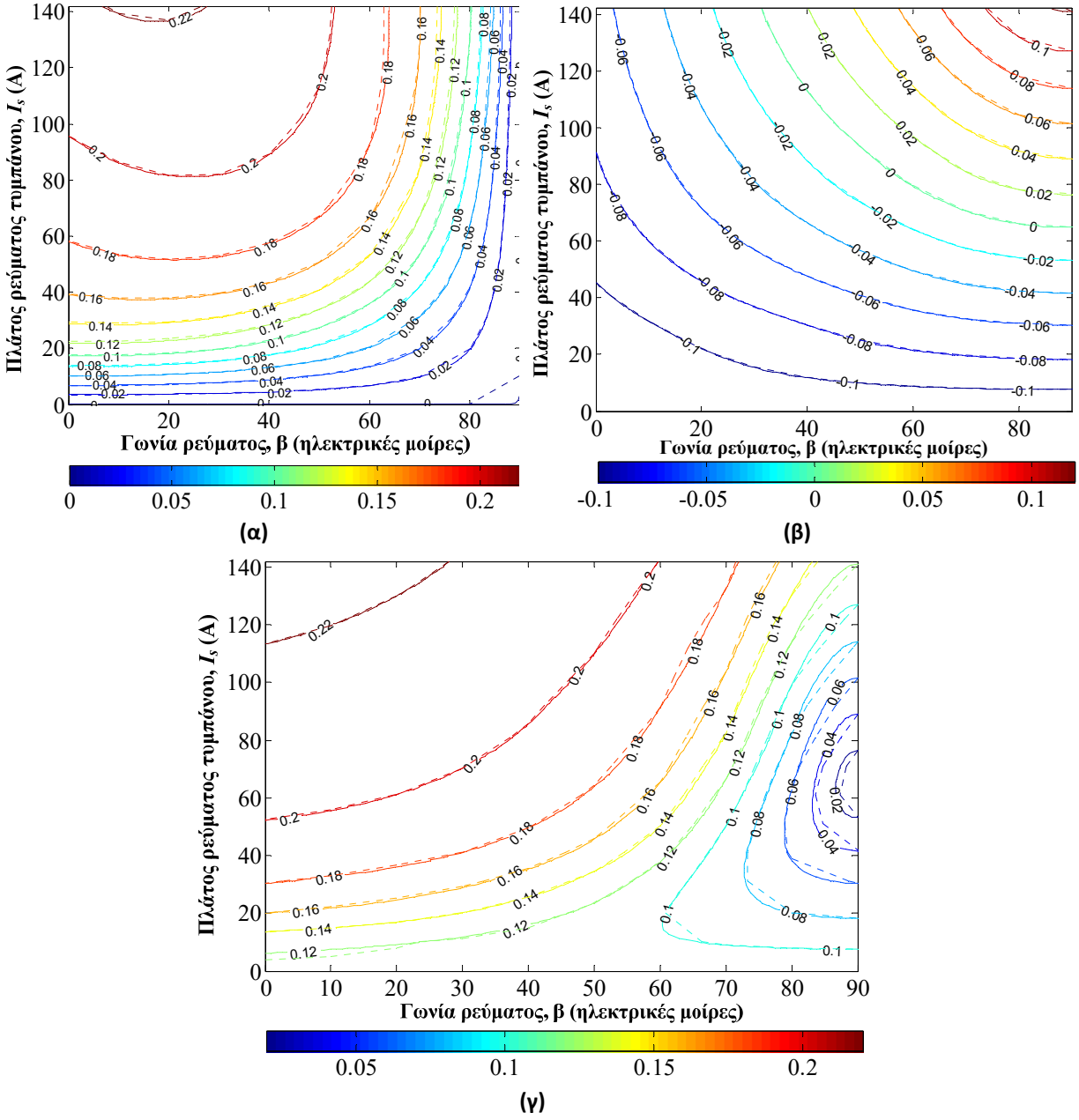
Η προτεινόμενη μεθοδολογία χαρτογράφησης του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για εφαρμογή μικρού ηλεκτρικού οχήματος εκτελέστηκε σε έναν υπολογιστή με επεξεργαστή Intel Core i7-4800KCPU στα 3.70 GHz με μνήμη χωρητικότητας 64.0 GB DDR3 στα 800 MHz. Ο συνολικός χρόνος υπολογισμού της μεθόδου ήταν ίσος με 440 λεπτά.

Τα αποτελέσματα της προτεινόμενης μεθοδολογίας φαίνονται στα Σχ. 5.4-5.9. Πιο συγκεκριμένα, η πεπλεγμένη ροή στον *q, d* άξονα καθώς και η συνολική ροή του στάτη, συναρτήσει της ενεργού τιμής I_s και της γωνίας β του ρεύματος τυμπάνου, φαίνονται στα *Σχ. 5.4α*, *5.4β* και *5.4γ*, αντίστοιχα. Από το *Σχ. 5.4β*, παρατηρούμε ότι για μεγάλες τιμές της γωνίας του ρεύματος τυμπάνου (I_d>I_q) το πεδίο των ΜΜ εξασθενεί, ενώ για μεγάλες τιμές ρευμάτων αλλάζει και η πολικότητα στη ροή του *d*-άξονα. Επίσης, από το *Σχ. 5.4γ*, παρατηρούμε ότι λόγω της εκτυπότητας του μαγνητικού κυκλώματος, η συνολική ροή του στάτη αυξάνεται με την αύξηση της γωνίας ρεύματος β, για όλο το εύρος των ρευμάτων. Επιπλέον, από το *Σχ. 5.4γ*, παρατηρούμε ότι στις γωνίες ρεύματος κοντά στις 90^o, η συνολική ροή του στάτη μειώνεται, λόγω της εξασθένισης του πεδίου των ΜΜ. Εντούτοις, για μεγάλα πλάτη ρευμάτων ($Is>80A$), η αύξηση του ρεύματος απομαγνήτισης I_d δεν επιφέρει μείωση της ροής του στάτη, επομένως και περιορισμό της τάσης τυμπάνου, που είναι αναγκαία στην ΠΣΙ. Για τον λόγο αυτό όπως φαίνεται στη συνέχεια, αποφεύγονται στην τεχνική οδήγησης τιμές γωνίας ρεύματος β μεγαλύτερες από 80^o, ιδιαίτερα για υψηλές λειτουργικές συνθήκες, μεγαλύτερες του ονομαστικού.

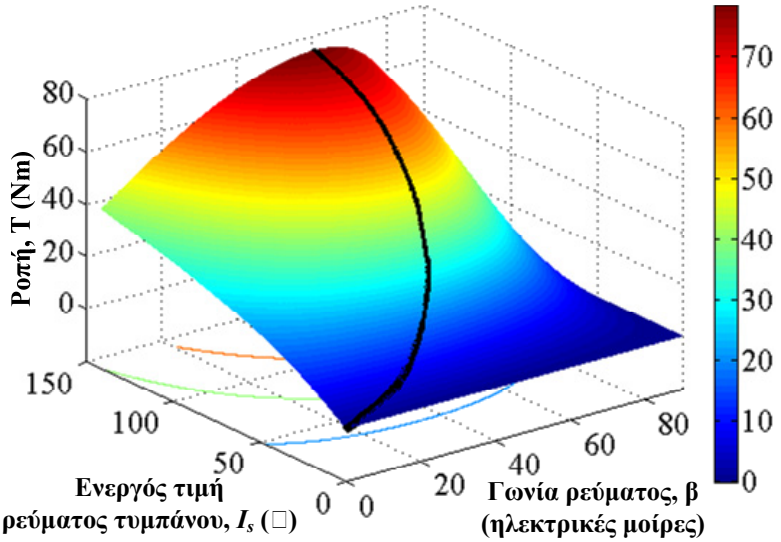
Η ροπή συναρτήσει της ενεργού τιμής I_s και της γωνίας β του ρεύματος τυμπάνου φαίνεται στο *Σχ. 5.5*. Στο *Σχ. 5.5* απεικονίζονται επίσης οι τιμές των ροπών που προκύπτουν έπειτα από την πολυωνυμική παρεμβολή των τιμών των ρευμάτων, καθώς επίσης και οι τιμές των ρευμάτων *d* και *q* άξονα που αντιστοιχούν στην λειτουργία MTPA ($I_q = \sqrt{2}\cdot I\cdot\cos\beta,\ I_d = \sqrt{2}\cdot I\cdot\sin\beta$), οι οποίες κινούνται κατά μήκος της μαύρης γραμμής. Οι τιμές των ρευμάτων για την MTPA κατάσταση λειτουργίας προκύπτουν έπειτα από μια απλή ευρετική τεχνική, όπου για κάθε ροπή φορτίου υπολογίζεται από το σύνολο των υποψήφιων λύσεων το ελάχιστο πλάτος ρεύματος που την ικανοποιεί. Από τα αποτελέσματα του *Σχ. 5.5* για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, προκύπτει ότι κατά τη διάρκεια λειτουργίας με λογική οδήγησης MTPA, για χαμηλές λειτουργικές συνθήκες απαιτείται μεγάλο ρεύμα I_q και σχεδόν μηδενικό I_d, ενώ όσο αυξάνεται η ροπή, τα ρεύματα I_q και I_d είναι περίπου ίσα, με τη γωνία β να κυμαίνεται μεταξύ 40-50 μοιρών για ροπές φορτίου μεγαλύτερες των 40Nm.

Στη συνέχεια, υπολογίζονται οι τιμές του ρεύματος τυμπάνου καθώς και οι γωνίες ρεύματος που απαιτούνται για την οδήγηση του κινητήρα σε μεγάλο εύρος στροφών και φορτίσεων, μέσω της μεθοδολογίας που αναλύθηκε στην ενότητα 5.3. ΟΙ προκύπτουσες τιμές ρευμάτων φαίνονται στο *Σχ. 5.6*. Είναι προφανές ότι αυξάνοντας την απαίτηση της παραγόμενης ροπής του κινητήρα, ο περιορισμός της τάσης επιβάλλεται για χαμηλότερες ταχύτητες περιστροφής, όπως φαίνεται αντίστοιχα στο *Σχ. 5.7α*, όπου παρουσιάζεται η τάση τυμπάνου συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα, για μεγάλο εύρος φορτίσεων. Ωστόσο, η μεταβολή του σημείου στο οποίο η λογική οδήγησης μεταβαίνει από την κατάσταση λειτουργίας MTPA στην λειτουργία FW, δεν είναι ιδιαίτερα σημαντική (3250 σαλ για φορτίο 0,5 αμ. - 2700 σαλ για φορτίο 1,75 αμ.).

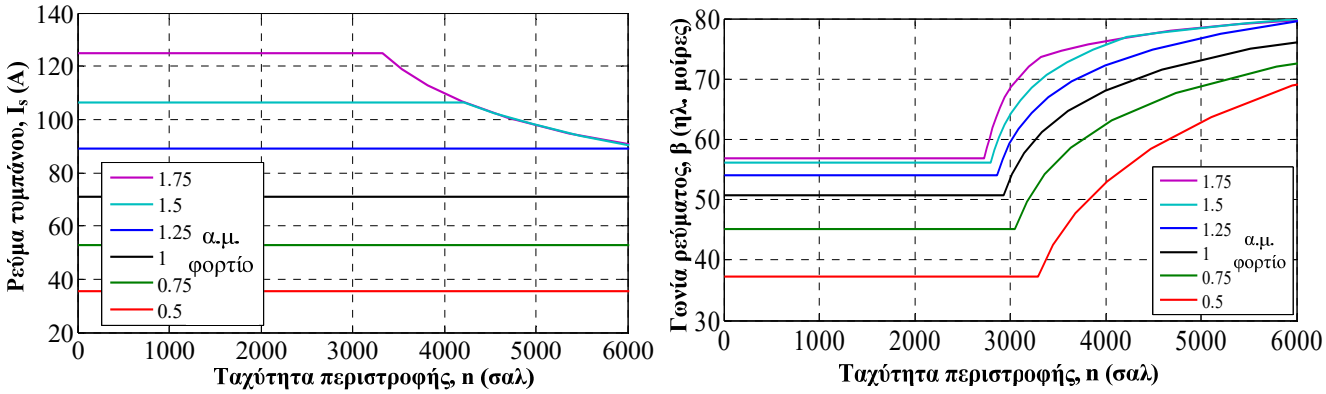
Επομένως, ο κινητήρας εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει μια εκτεταμένη ΠΣΡ για μεγάλο εύρος ροπών φορτίου, όπως φαίνεται στο *Σχ. 5.8α*, παρέχοντας σημαντική ικανότητα υπερφόρτισης στα χαμηλά και μεσαία εύρη στροφών. Επιπροσθέτως, από τα *Σχ. 5.5* και *5.6β*, παρατηρούμε ότι η γωνία ρεύματος στην ΠΣΡ αυξάνεται αντίστοιχα με την αύξηση της παραγόμενης ροπής, έτσι ώστε να λειτουργεί με λογική MTPA, με αποτέλεσμα τη μειωμένη εφεδρεία ρεύματος απομαγνήτισης στην λειτουργία FW στην ΠΣΙ. Ειδικότερα για λειτουργικές συνθήκες ίσες με 1.5 και 1.75 αμ. παρατηρούμε ότι ο κινητήρας εισέρχεται στον έλεγχο FW2, όπου επιβάλλεται η λειτουργία MTPV, έτσι ώστε να ικανοποιηθεί ο περιορισμός της τάσης τυμπάνου. Άπαξ και φτάσει ο κινητήρας στο όριο λειτουργίας MTPV, η παραγόμενη μηχανική ισχύς του κινητήρα περιορίζεται στα 17.6kW, όπως φαίνεται στο *Σχ. 5.8β*, ανεξαρτήτως της οριακής συνθήκης για το ρεύμα τυμπάνου. Ο ΣΙ του κινητήρα, αγνοώντας την εξωτερική αντίσταση των καλωδίων φαίνεται στο *Σχ. 5.7β*, όπου παρατηρείται ότι ο ΣΙ αυξάνεται στην λειτουργία FW, προσεγγίζοντας την τιμή 1 στην περιοχή των υψηλών ταχυτήτων περιστροφής, επιβεβαιώνοντας το διανυσματικό διάγραμμα του *Σχ. 2.14*.



Σχήμα 5.4. Πεπλεγμένη ροή στάτη συναρτήσει του πλάτους και της γωνίας του ρεύματος τυμπάνου (α) Ροή *q*-άξονα (β) Ροή *d*-άξονα (γ) Συνολική ροή.

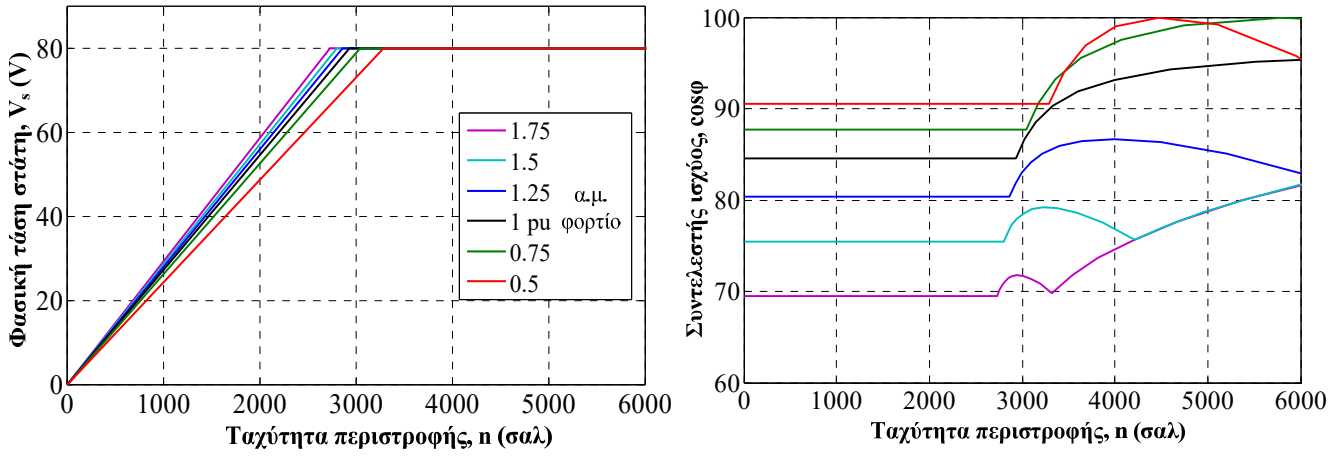


Σχήμα 5.5. Ροπή συναρτήσει ενεργού τιμής I_s και γωνίας β του ρεύματος τυμπάνου για λειτουργία MTPA.



(α) **(β)**

Σχήμα 5.6. (α) Ενεργός τιμή ρεύματος τυμπάνου και (β) γωνία ρεύματος συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής, για μεγάλο εύρος φορτίσεων (0.5 - 1.75 α.μ. του ονομαστικού φορτίου).

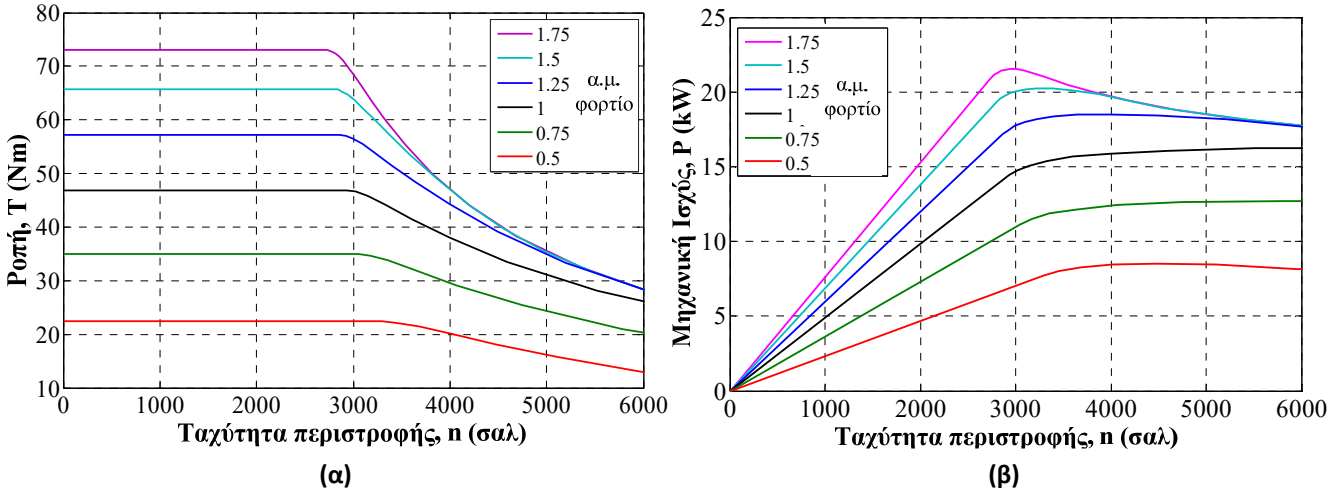


(α) **(β)**

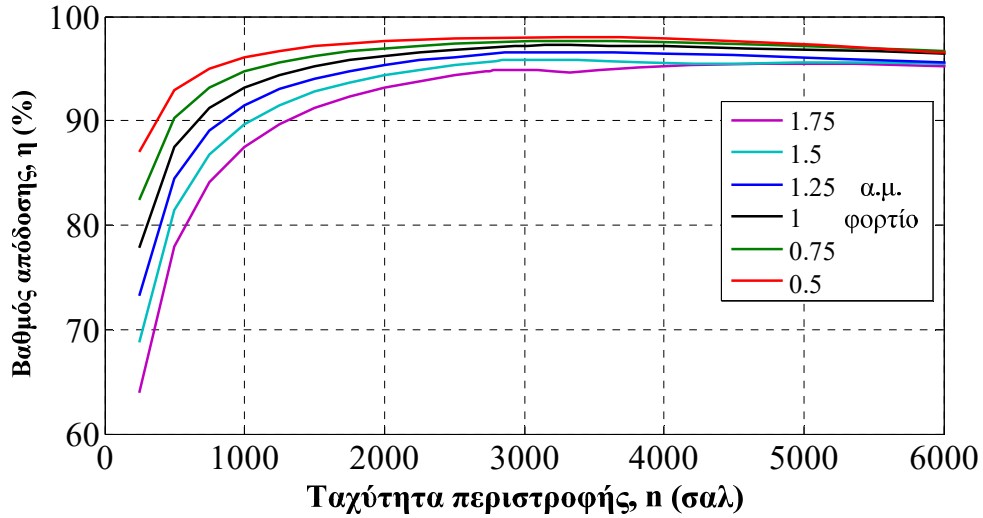
Σχήμα 5.7. (α) Τάση τυμπάνου και (β) συντελεστής ισχύος συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής, για μεγάλο εύρος φορτίσεων (0.5 - 1.75 α.μ. του ονομαστικού φορτίου).

Ο βαθμός απόδοσης του κινητήρα για λειτουργικές καταστάσεις από 0.5 έως 1.75 α.μ. του ονομαστικού ρεύματος απεικονίζεται στο *Σχ. 5.9*. Αξίζει να σημειωθεί ότι η μεταβλητότητα της αντίστασης τυμπάνου λόγω της αυξημένης θερμοκρασίας στα τυλίγματα κατά τη διάρκεια της υπερφόρτισης λαμβάνεται υπόψιν κατά τον υπολογισμό των απωλειών ισχύος, ενώ οι μηχανικές απώλειες παραλείπονται. Από τα αποτελέσματα του *Σχ. 5.9*, παρατηρούμε ότι ο κινητήρας

παρουσιάζει υψηλό βαθμό απόδοσης τόσο για μεγάλο εύρος φορτίσεων, όσο και στροφών. Αυτό οφείλεται στην κατάλληλη επιλογή τοπολογίας ΣΚΜΜ (κινητήρας εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης-τοπολογίας *VI*), τη βελτιστοποίηση της γεωμετρίας του μέσω της προτεινόμενης διαδικασίας βελτιστοποίησης που αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4, και την προτεινόμενη μεθοδολογία οδήγησης, η οποία αξιοποιεί κατάλληλα τις λειτουργικές καταστάσεις MTPA και FW.

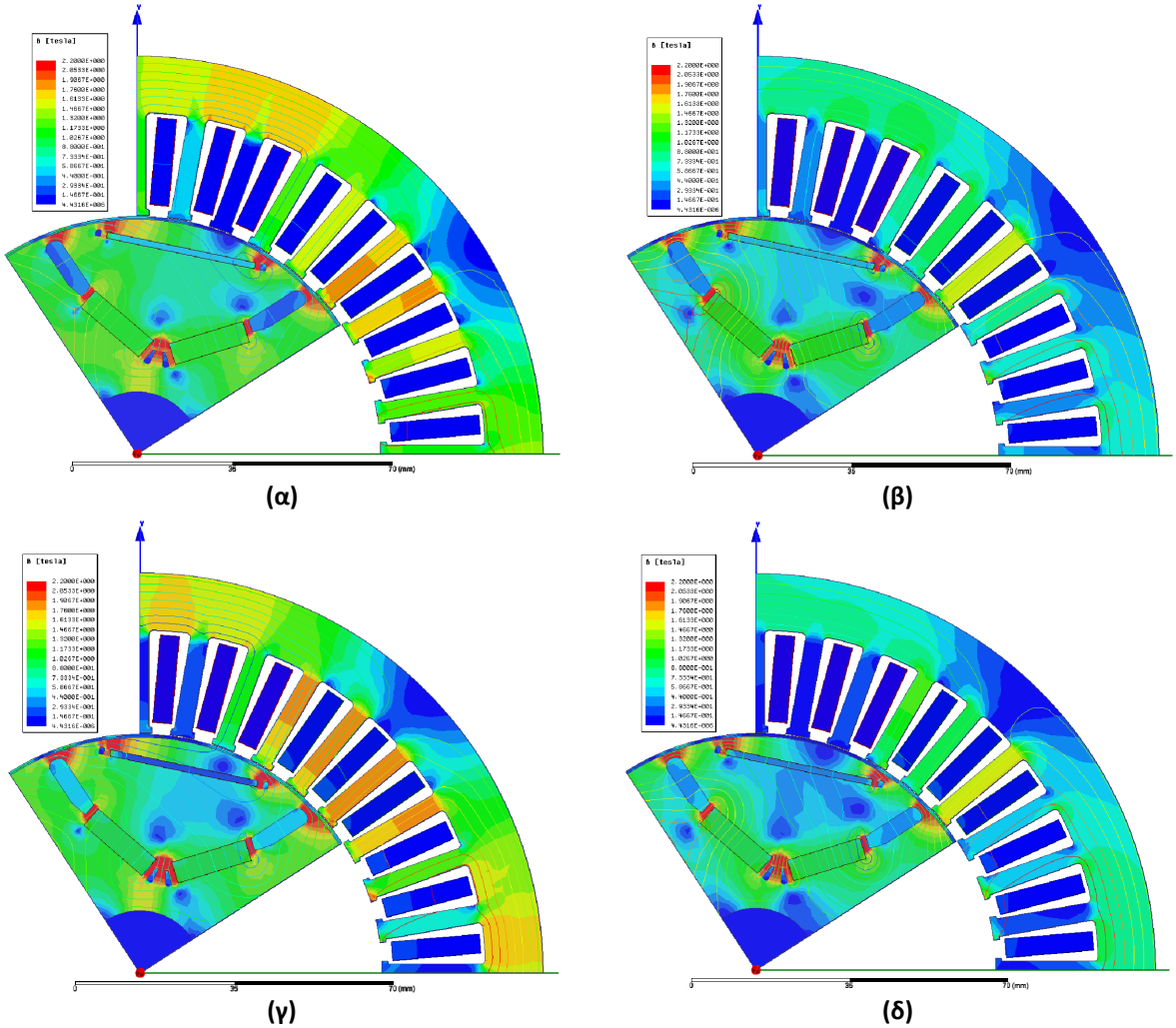


Σχήμα 5.8. Παραγόμενη (α) ροπή και (β) μηχανική ισχύς συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής, για μεγάλο εύρος φορτίσεων (0.5 - 1.75 α.μ. του ονομαστικού φορτίου).



Σχήμα 5.9. Βαθμός απόδοσης συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής, για εύρος λειτουργικών συνθηκών 0.5 - 1.75 α.μ.

Η κατανομή του πεδίου στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας και για 75% υπερφόρτιση στις 3000 και στις 5500 σαλ απεικονίζονται στο *Σχ. 5.10*. Από την κατανομή του πεδίου, παρατηρείται έντονος μαγνητικός κορεσμός στα δόντια και στο σώμα του στάτη στην κατάσταση υπερφόρτισης, σε ταχύτητα περιστροφής ίση με 3000 σαλ, η οποία βρίσκεται στο όριο μεταξύ των λειτουργικών καταστάσεων MTPA και FW, έχοντας ως επακόλουθο τη μειωμένη ικανότητα παραγωγής ροπής. Η μειωμένη ικανότητα παραγωγής ροπής φαίνεται τόσο στο *Σχ. 5.8α*, για μεγάλο εύρος στροφών, όσο και στο *Σχ. 4.33α* για την ονομαστική ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα (2500 σαλ). Στην λειτουργία FW, οι διαδρομές ροής σκέδασης παρατηρούνται στον δρομέα, μεταξύ της εσωτερικής στρώσης ΜΜ και διαμέσου των γεφυρών σιδήρου και των τμημάτων αέρα βελτιώνοντας την ικανότητα FW. Επιπλέον, τα επίπεδα κορεσμού στον στάτη στην κατάσταση FW είναι μειωμένα, καθώς το ρεύμα απομαγνήτισης που επιβάλλεται από τον ρεύμα τυμπάνου δρα κυρίως στον δρομέα, με σκοπό την εξασθένιση του πεδίου των ΜΜ.



Σχήμα 5.10. Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ (α) n=3000rpm, I_s=71A, β=53°, T_e=46 Nm. (β) n=5500rpm, I_s=71A, β=75°, T_e=28 Nm. (γ) n=3000rpm, I_s=125A, β=67°, T_e=68 Nm. (δ) n=5500rpm, I_s=93A, β=79° (FW με μειωμένο ρεύμα), T_e=32 Nm.

5.5 Υπολογισμός σύγχρονων επαγωγών d-q άξονα

Για την επίτευξη κατάλληλου ελέγχου των κινητήρων εσωτερικών ΜΜ, οι σύγχρονες επαγωγές του κινητήρα πρέπει να είναι γνωστές με τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια για το σύνολο των λειτουργικών καταστάσεων της μηχανής, λόγω του επηρεασμού των δυναμικών εξισώσεων τάσης και ροπής του κινητήρα κατά τη μόνιμη αλλά και τη δυναμική κατάσταση λειτουργίας από τις επαγωγές του *d* και *q* άξονα [5.11], [5.16]. Πιο συγκεκριμένα, οι δυναμικές εξισώσεις που εκφράζουν την τάση και τη ροπή των ΣΚΜΜ στο σύγχρονα στρεφόμενο *d-q* πλαίσιο αναφοράς του στάτη, αμελώντας τη μεταβολή των επαγωγών *d-q* άξονα συναρτήσει της γωνίας περιστροφής $\left(\frac{dL_d}{dt}, \frac{dL_q}{dt}\right)$, εκφράζονται ως εξής [5.17]:

$$V_d = R_a \cdot I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_e \cdot L_q \cdot I_q \tag{5.4}$$

$$V_q = R_a \cdot I_q + L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_e \cdot L_d \cdot I_d + \omega_e \cdot \Phi_{mag} \tag{5.5}$$

$$T_e = \frac{3}{4} p \cdot \left(\Phi_{mag} \cdot I_q + \left(L_d - L_q\right) \cdot I_d \cdot I_q\right) \tag{5.6}$$

όπου I_d, I_q είναι τα ρεύματα d και q-άξονα αντίστοιχα, L_d, L_q είναι οι αυτεπαγωγές d και q-άξονα αντίστοιχα, Φ_{mag} είναι η επαγόμενη ροή των ΜΜ, R_a είναι η αντίσταση των τυλιγμάτων στάτη, ω_e είναι η γωνιακή ηλεκτρική ταχύτητα και p είναι ο αριθμός των πόλων. Όπως παρατηρήθηκε και στο κεφάλαιο 4 για τις επαγωγές των τεσσάρων ισοδύναμων σημείων NEDC, οι επαγωγές του *d-q* άξονα επηρεάζονται σημαντικά από τις συνιστώσες των ρευμάτων και των δυο αξόνων, επομένως η επίδραση τόσο του μαγνητικού κορεσμού όσο και της αμοιβαίας μαγνητικής σύζευξης πρέπει να ληφθεί υπόψιν κατά τη μεθοδολογία υπολογισμού των αυτεπαγωγών [5.18]. Για τον υπολογισμό των αυτεπαγωγών, χρησιμοποιήθηκε η μεθοδολογία που αναπτύχθηκε στην ενότητα 2.4.3.7 όπου η αυτεπαγωγή υπολογίζεται μέσω κατάλληλου μαγνητοστατικού μοντέλου ΠΣ και μετασχηματισμού *Park*.

Οι σύγχρονες επαγωγές *d-q* άξονα που υπολογίζονται μέσω του διδιάστατου μοντέλου ΠΣ και του κατάλληλου μετασχηματισμού *Park* δεν λαμβάνουν υπόψιν τους τις επαγωγές σκεδάσεων που προκαλούνται λόγω των κεφαλών τυλιγμάτων. Για τον υπολογισμό τους χρησιμοποιούνται κατάλληλες αναλυτικές εξισώσεις, οι οποίες προσφέρουν ικανοποιητική ακρίβεια, δεδομένου ότι οι κεφαλές των τυλιγμάτων βρίσκονται σε σχετικά μακρινή απόσταση από τη μαγνητική λαμαρίνα. Επιπλέον, με τη χρησιμοποίηση αναλυτικών τεχνικών για τον υπολογισμό των επαγωγών σκέδασης των κεφαλών των τυλιγμάτων, μειώνεται αισθητά το υπολογιστικό κόστος της μεθόδου, εν συγκρίσει με τον υπολογισμό των επαγωγών μέσω τρισδιάστατου μοντέλου ΠΣ.

Η ροή των κεφαλών τυλιγμάτων είναι το αποτέλεσμα της επίδρασης όλων των σπειρών κάθε πηνίου που ανήκει στο τύλιγμα της μιας φάσης. Επομένως η επαγωγή σκέδασης των κεφαλών τυλιγμάτων υπολογίζεται ως εξής [5.19]:

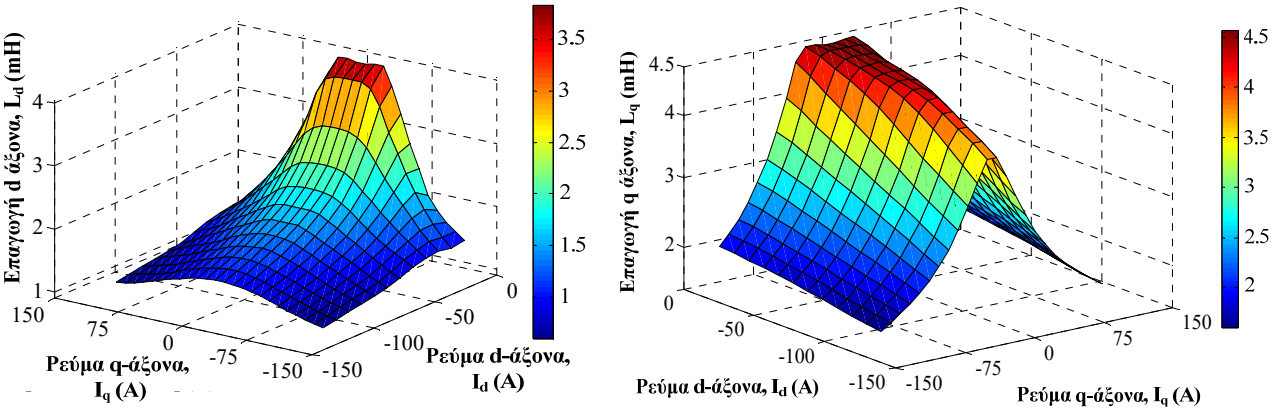
$$L_w = \frac{4m}{Q} \cdot q \cdot N_i^2 \cdot \mu_0 \cdot l_w \cdot \lambda_w \tag{5.7}$$

όπου m είναι ο αριθμός των φάσεων του κινητήρα, q είναι ο λόγος αυλάκων/πόλο/φάση, N_i είναι ο αριθμός σπειρών ανά φάση, μ_0 είναι η μαγνητική διαπερατότητα του κενού, l_w είναι το συνολικό μήκος των κεφαλών τυλιγμάτων και λ_w είναι ο συντελεστής διαπερατότητας των κεφαλών τυλιγμάτων, όπου για τις σύγχρονες μηχανές με εκτυπότητας είναι ίσος με 0.413 [5.19]. Επομένως, για τη μηχανή εσωτερικών ΜΜ, η επαγωγή σκέδασης λόγω των κεφαλών τυλιγμάτων προκύπτει ίση με L_w=0.21mH, όπου το μέσο αξονικό μήκος των κεφαλών τυλιγμάτων προέκυψε ίσο με 21mm.

Οι επαγωγές *d-q* άξονα συναρτήσει των ρευμάτων I_d, I_q όπως προέκυψαν έπειτα από την εφαρμογή της παραπάνω μεθόδου υπολογισμού φαίνονται στο *Σχ. 5.11*. Το βήμα επιλέχθηκε ίσο με ΔI_q=ΔI_d=10A. Η ανάλυση πραγματοποιήθηκε τόσο για θετικές όσο και για αρνητικές τιμές του I_q, που αντιπροσωπεύουν την λειτουργία κινητήρα και γεννήτριας (αναγεννητική πέδηση), ενώ για το ρεύμα I_d έλαβε αρνητικές τιμές στην παρούσα ανάλυση (ρεύμα απομαγνήτισης). Από τα *Σχ. 5.11α* και *5.11β*, μπορούμε να παρατηρούμε την επίδραση του μαγνητικού κορεσμού, αλλά και των φαινομένων αμοιβαίας μαγνητικού σύζευξης μεταξύ των δυο αξόνων, δεδομένου ότι οι τιμές των επαγωγών L_d, L_q επηρεάζονται από συνιστώσες ρευμάτων τυμπάνου και των δυο αξόνων. Ως προς τα φαινόμενα αμοιβαίας σύζευξης, πιο σημαντική επίδραση φαίνεται να έχει η q-συνιστώσα του ρεύματος τυμπάνου στην επαγωγή L_d, ιδιαίτερα για χαμηλές τιμές ρεύματος I_d (*Σχ. 5.11α*). Αντίθετα, η επαγωγή L_q επηρεάζεται λιγότερο από την επίδραση του ρεύματος I_d (*Σχ. 5.11β*). Το γεγονός αυτό είναι λογικό λόγω του μαγνητικού κυκλώματος της τελικής γεωμετρίας ΣΚΜΜ (*Σχ. 4.27α*), εξαιτίας των γεφυρών σιδήρου που χρησιμοποιούνται για τη βελτίωση της ικανότητας FW. Επιπλέον, από το *Σχ. 5.11β* παρατηρείται απότομη μεταβολή της επαγωγής L_q από το ρεύμα I_q, ιδιαίτερα για λειτουργικές συνθήκες άνω των 40A, γεγονός που υποδηλώνει την ύπαρξη κορεσμού κατά μήκος του q άξονα στον δρομέα. Αντίστοιχα φαινόμενα παρατηρούνται και για την επαγωγή στον d άξονα (*Σχ.5.11α*), όπου όμως για ρεύμα άνω των 50A, η επαγωγή παραμένει σχεδόν σταθερή, γεγονός που υποδηλώνει τον έντονο κορεσμό που αναπτύσσεται στις γέφυρες σιδήρου

της εσωτερικής στρώσης ΜΜ. Αξίζει επίσης να σημειωθεί η συμμετρικότητα των προκυπτουσών τιμών L_d, L_q για θετικές και αρνητικές τιμές του ρεύματος I_q.

Από τα αποτελέσματα των ενοτήτων 5.4 και 5.5 παρατηρείται η έντονη συσχέτιση των λειτουργικών καταστάσεων του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ από τις μεταβολές των παραμέτρων του ισοδυνάμου κυκλώματος, οι οποίες είναι ιδιαίτερα έντονες λόγω της ιδιομορφίας του μαγνητικού του κυκλώματος. Επομένως, για εφαρμογές όπου απαιτείται μεγάλο εύρος στροφών και φορτίσεων, όπως είναι οι εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, κρίνεται αναγκαία η εισαγωγή της επίδρασης του κορεσμού και των φαινομένων αμοιβαίας σύζευξης στο δυναμικό μοντέλο ελέγχου του κινητήρα.



(α) **(β)**

Σχήμα 5.11. Αυτεπαγωγές (α) ορθού και (β) κάθετου άξονα, συναρτήσει των ρευμάτων *d* και *q* άξονα.

5.6 Ανάπτυξη δυναμικού μοντέλου ελεγκτή ροπής για την οδήγηση κινητήρων εσωτερικών ΜΜ

Η στρατηγική ελέγχου η οποία επιλέχθηκε για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, είναι στρατηγική ελέγχου της ροπής του κινητήρα, στρατηγική που συνίσταται για κινητήρες οχημάτων, με ένα σημείο ελέγχου (γκάζι) [5.20]. Όπως αναλύθηκε στην ενότητα 2.4, υπάρχουν διάφορες μεθοδολογίες ελέγχου. Κατά τη διάρκεια των τελευταίων 30 χρόνων, οι μεθοδολογίες ελέγχου των σύγχρονων κινητήρων ΜΜ βασίζονται στην λογική των διανυσματικών ελεγκτών ρεύματος [5.21], οι οποίοι παρουσιάζουν ικανοποιητική απόκριση, ακρίβεια και ευστάθεια, παρέχοντας τη δυνατότητα εισαγωγής των μη γραμμικών χαρακτηριστικών του κινητήρα [5.9], [5.11-5.13], [5.16], [5.22].

Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ υλοποιείται στο σύγχρονα στρεφόμενο πεδίο του στάτη, ελέγχοντας κατάλληλα τις δυο συνιστώσες του ρεύματος I_d και I_q, για οδήγηση τόσο στην ΠΣΡ - MTPA όσο και στην ΠΣΙ - MTPV, όπως φαίνεται στο *Σχ. 5.1*. Στις μηχανές εσωτερικών ΜΜ δεν παρέχεται πλήρης αποσύζευξη των δυο αξόνων ως προς την παραγόμενη ροπή για την επίτευξη λειτουργίας MTPA, όπως συμβαίνει στις μηχανές επιφανειακών ΜΜ, λόγω της εκτυπότητας του μαγνητικού κυκλώματος (5.3). Επομένως για τον καθορισμό των ρευμάτων αναφοράς $I_{d,ref}$, $I_{q,ref}$, για την λειτουργία MTPA, προτιμάται η χρήση κατάλληλων πινάκων αντιστοίχισης μεταξύ της απαιτούμενης ροπής και των ρευμάτων αναφοράς, από τα αποτελέσματα της διαδικασίας χαρτογράφησης του κινητήρα, τα οποία παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 5.4. Στη συνέχεια, για την οδήγηση στην ΠΣΙ, όπου απαιτείται κατάλληλη FW, λόγω του περιορισμού που επιβάλλεται στην τάση τυμπάνου, χρησιμοποιούνται κατάλληλοι πίνακες αντιστοίχισης για τα ρεύματα αναφοράς $I_{d,ref}$, $I_{q,ref}$, οι οποίοι εξάγονται από τα αποτελέσματα της διαδικασίας χαρτογράφησης για την ΠΣΙ, σε συνδυασμό με τη χρήση *αναλογικών-ολοκληρωτικών* (proportional integral-PI) ελεγκτών για τον έλεγχο ικανοποίησης της προδιαγραφής της ροπής και του περιορισμού της τάσης τυμπάνου για την ταχύτητα λειτουργίας. Εκτενέστερη ανάλυση της μεθοδολογίας ελέγχου παρατίθεται στις ενότητες 5.6.1 και 5.6.2. Για την υλοποίηση του

διανυσματικού ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου χρησιμοποιούνται δυο τεχνικές διαμόρφωσης του αντιστροφέα, η *τεχνική διαμόρφωσης μέσω διανυσμάτων χώρου* (Space Vector Modulation - SVM), η οποία είναι τεχνική διαμόρφωσης σταθερής διακοπτικής συχνότητας και η *τεχνική διαμόρφωσης μέσω ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος* (Hysteresis Based Current Controller – HBCC), η οποία είναι τεχνική διαμόρφωσης μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας.

5.6.1 Διανυσματικός ελεγκτής με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου (SVM)

Η τεχνική διαμόρφωσης μέσω διανυσμάτων χώρου-SVM είναι μια τεχνική σταθερής διακοπτικής συχνότητας για τον καθορισμό των παλμών στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Σε αντίθεση με την ημιτονοειδή διαμόρφωση του εύρους των παλμών [5.23], η τεχνική SVM δε χρησιμοποιεί τριγωνικά φέροντα σήματα και συγκριτές, αλλά αναπαριστά όλες τις πιθανές φασικές τάσεις ως διανύσματα. Πρόκειται πιθανότατα για την πλεονεκτικότερη τεχνική διαμόρφωσης για συστήματα κίνησης, καθώς η φιλοσοφία του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα, όπως αναλύεται στη συνέχεια, έρχεται σε απόλυτη συμφωνία με τη φιλοσοφία των διανυσμάτων κατάστασης της μηχανής στο *d-q* σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Επίσης, η μέθοδος SVM λαμβάνει υπόψιν την αλληλεπίδραση μεταξύ των φάσεων του κινητήρα, λόγω του απομονωμένου ουδέτερου κόμβου τους και ελαχιστοποιεί, έτσι, την αρμονική παραμόρφωση της φασικής τάσεως του φορτίου. Περισσότερες πληροφορίες σχετικά με την τεχνική διαμόρφωσης μέσω διανυσμάτων χώρου παρέχονται στις αναφορές [5.24], [5.25].

Το δομικό διάγραμμα του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου φαίνεται στο *Σχ. 5.12*. Αρχικά ορίζεται η επιθυμητή ροπή από τον χειριστή, T_e^*, και η τιμή της περιορίζεται συναρτήσει των στροφών με βάση τη μέγιστη καμπύλη ροπής-στροφών που μπορεί να λειτουργήσει ο κινητήρας, δηλαδή για ρεύμα 1.75 α.μ. (*Σχ. 5.8α*). Στη συνέχεια, ορίζονται οι επιθυμητές τιμές ρευμάτων *d-q* άξονα για την λειτουργία MTPA, με βάση τα αποτελέσματα της χαρτογράφησης του κινητήρα μέσω ΠΣ που παρουσιάστηκαν στην ενότητα 5.4 (*Σχ. 5.5*), μέσω κατάλληλων *πινάκων αντιστοίχισης* (look-up tables). Οι πίνακες αντιστοίχισης είναι ένας ιδιαίτερα αποδοτικός τρόπος συσχέτισης της ροπής με τα επιθυμητά ρεύματα *d-q* άξονα, καθώς αποφεύγεται η επίλυση συστήματος μη γραμμικών εξισώσεων (4.36 και 4.37), ενώ ταυτόχρονα μέσω των πινάκων αντιστοίχισης λαμβάνονται υπόψιν και φαινόμενα μαγνητικού κορεσμού και αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ d και q άξονα. Η ακρίβεια των συγκεκριμένων πινάκων είναι αρκετά καλή, με βήμα στη ροπή αναφοράς ίσο με 0.7Nm. Επιπλέον, για τις ενδιάμεσες τιμές ροπής αναφοράς πραγματοποιείται γραμμική παρεμβολή. Στη συνέχεια, οι επιθυμητές τιμές ρευμάτων για την λειτουργία MTPA προσαρμόζονται μέσω κατάλληλου συντελεστή ροής για την λειτουργία FW, λαμβάνοντας υπόψιν την ταχύτητα λειτουργίας του κινητήρα, η οποία υπολογίζεται μέσω του αισθητήριου θέσης. Πιο συγκεκριμένα, για ταχύτητες μικρότερες του ορίου ταχύτητας της ΠΣΡ (n=2700rpm), ο συντελεστής των ρευμάτων I_d, I_q λαμβάνει την τιμή 1, ενώ για ταχύτητες μεγαλύτερες του συγκεκριμένου ορίου, το ρεύμα I_q μειώνεται ενώ αντίστοιχα το ρεύμα I_d αυξάνεται με την αύξηση της ταχύτητας, με βάση τη γωνία ρευμάτων που προκύπτει από την πεδιακή ανάλυση για την ονομαστική ισχύ του κινητήρα (*Σχ. 5.6β, Σχ. 5.8*), με σκοπό την υλοποίηση του ελέγχου σταθερής ισχύος για την ΠΣΙ. Οι μέγιστες και ελάχιστες τιμές των συντελεστών ροής για τα ρεύματα I_q, I_d φαίνονται στο *Σχ. 5.12*.

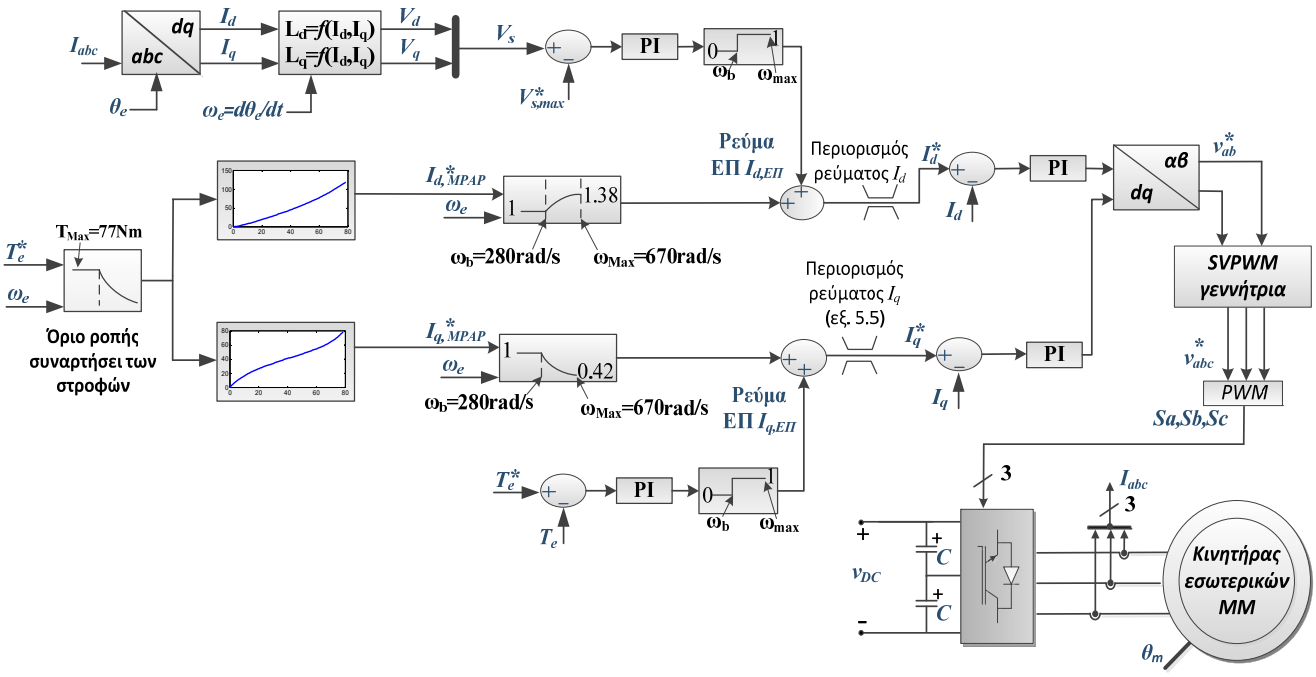
Παράλληλα, για την επίτευξη αποδοτικού ελέγχου στην ΠΣΙ (λειτουργία FW), εισάγονται δυο ελεγκτές κλειστού βρόχου, οι οποίοι είναι υπεύθυνοι για τον έλεγχο της ροπής και του ορίου της τάσης τυμπάνου στην λειτουργία FW. Πιο συγκεκριμένα, ο PI ελεγκτής τάσης είναι υπεύθυνος για τη ρύθμιση του ρεύματος στον *d* άξονα (ρεύμα απομαγνήτισης), στην τιμή όπου η τάση τυμπάνου του κινητήρα θα συμβαδίζει με τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή. Η λειτουργία στη μέγιστη επιτρεπόμενη τάση παρέχει ικανοποιητική απόδοση, μειώνοντας τις απώλειες χαλκού [5.13]. Η τάση τυμπάνου του κινητήρα υπολογίζεται με βάση τις εξισώσεις (5.1) και (5.2), αντικαθιστώντας τα μετρούμενα ρεύματα στον *d* και *q* άξονα και τις κατάλληλες τιμές L_d, L_q που αντιστοιχούν σε

αυτά τα ρεύματα (*Σχ. 5.11*). Ταυτόχρονα, ο PI ρυθμιστής της ροπής κατά το FW, ελέγχει το ρεύμα στον *q* άξονα. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο PI ελεγκτής ροπής στην λειτουργία FW σχεδιάζεται σε ταχύτητα υλοποίησης πέντε φορές μικρότερης αυτής του ελεγκτή τάσης διότι στην παραγωγή ηλεκτρομαγνητικής ροπής συνεισφέρει και το ρεύμα στον *d* άξονα, λόγω της εκτυπότητας του μαγνητικού κυκλώματος. Οι παραπάνω ελεγκτές ροπής και τάσης λειτουργούν συμπληρωματικά για τη ρύθμιση των ρευμάτων *d* και *q* άξονα κατά την λειτουργία FW και όχι αποκλειστικά, με σκοπό τη βελτίωση της ευρωστίας του ελέγχου κατά τη μετάβαση από την λειτουργία MTPA στην λειτουργία FW. Επομένως, από το άθροισμα των δυο συνιστωσών που αναφέρθηκαν, προκύπτουν τα επιθυμητά ρεύμα I_q^*, I_d^*. Για τις τελικές επιθυμητές τιμές ρευμάτων, εφαρμόζονται κατάλληλοι περιορισμοί, όπου για το ρεύμα I_d^* είναι η μέγιστη τιμή ρεύματος απομαγνήτισης που απαιτείται στη μέγιστη ταχύτητα λειτουργίας για τη μέγιστη επιτρεπόμενη ροπή φορτίου (77Nm) με βάση την πεδιακή ανάλυση (I_d=171A), ενώ το μέγιστο ρεύμα I_q^* υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\mathrm{I}_{q,\max}^{*} = \sqrt{I_o^2 - \left(I_d^*\right)^2} \tag{5.8}$$

όπου I_o είναι το μέγιστο επιτρεπόμενο πλάτος του ρεύματος τυμπάνου (177 A) και I_d^* είναι η επιθυμητή τιμή ρεύματος στον *d*-άξονα που έχει προκύψει για τη συγκεκριμένη κατάσταση λειτουργίας από τον ελεγκτή. Αξίζει να σημειωθεί ότι όλες οι τιμές μεταβλητές ελέγχου (ροπή, ρεύματα *d-q* άξονα, τάση τυμπάνου), καθώς και οι μετρούμενες τιμές ρεύματος κανονικοποιούνται σε α.μ. τιμές, για την καλύτερη προσαρμογή των κερδών των PI ελεγκτών.

Στη συνέχεια, οι επιθυμητές τιμές ρευμάτων I_q^*, I_d^* που προκύπτουν, συγκρίνονται με τις μετρούμενες τιμές ρευμάτων και η διαφορά τους εισάγεται σε δυο PI ελεγκτές ρεύματος, οι οποίοι είναι ταχύτεροι των ελεγκτών ροπής και τάσης που εφαρμόζονται στην λειτουργία FW. Έπειτα, στις εξόδους των ελεγκτών των ρευμάτων εφαρμόζεται αντίστροφος μετασχηματισμός *Clarke*, για την κατάλληλη τροφοδότηση του διαμορφωτή διανύσματος χώρου [5.24]. Η διαμόρφωση μέσω χωρικών διανυσμάτων αφορά την εφαρμογή της σε αντιστροφέα δυο επιπέδων τάσης, ο οποίος κρίνεται κατάλληλος για την εφαρμογή, με βάση τα επίπεδα ισχύος και τάσης της.



Σχήμα 5.12. Δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελεγκτή ροπής κινητήρα εσωτερικών ΜΜ με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου.

Όσον αφορά τους PID (Proportional Integral Derivative) ελεγκτές που χρησιμοποιούνται στο σύστημα ελέγχου, η συνάρτηση μεταφοράς στο πεδίο της συχνότητας είναι [5.25-5.27]:

$$G(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s \tag{5.9}$$

όπου K_P, K_I, K_D, είναι τα κέρδη του αναλογικού, ολοκληρωτικού και διαφορικού όρου αντίστοιχα. Με κατάλληλο μετασχηματισμό ο ελεγκτής εκφράζεται ως εξής:

$$G(s) = \frac{K_D \cdot s^2 + K_P \cdot s + K_I}{s} \tag{5.10}$$

Είναι εμφανές ότι, ο PID ελεγκτής έχει ένα πόλο στην αρχή των αξόνων και δύο μηδενικά στο μιγαδικό επίπεδο, που η θέση τους καθορίζεται από τα κέρδη του ελεγκτή. Οι τιμές των κερδών είναι αυτές που καθορίζουν τη μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος, την ευστάθεια ή την αστάθειά του. Είναι προφανές ότι η ρύθμιση των τιμών του PID ελεγκτή (*tunning*) είναι διαδικασία πρωτευούσης σημασίας για την απόδοση του συστήματος ελέγχου. Η ρύθμιση αυτή μπορεί να γίνει με δοκιμές (manual method), με τη βοήθεια εργαλείων προσομοίωσης ή με εφαρμογή κατάλληλων τεχνικών.

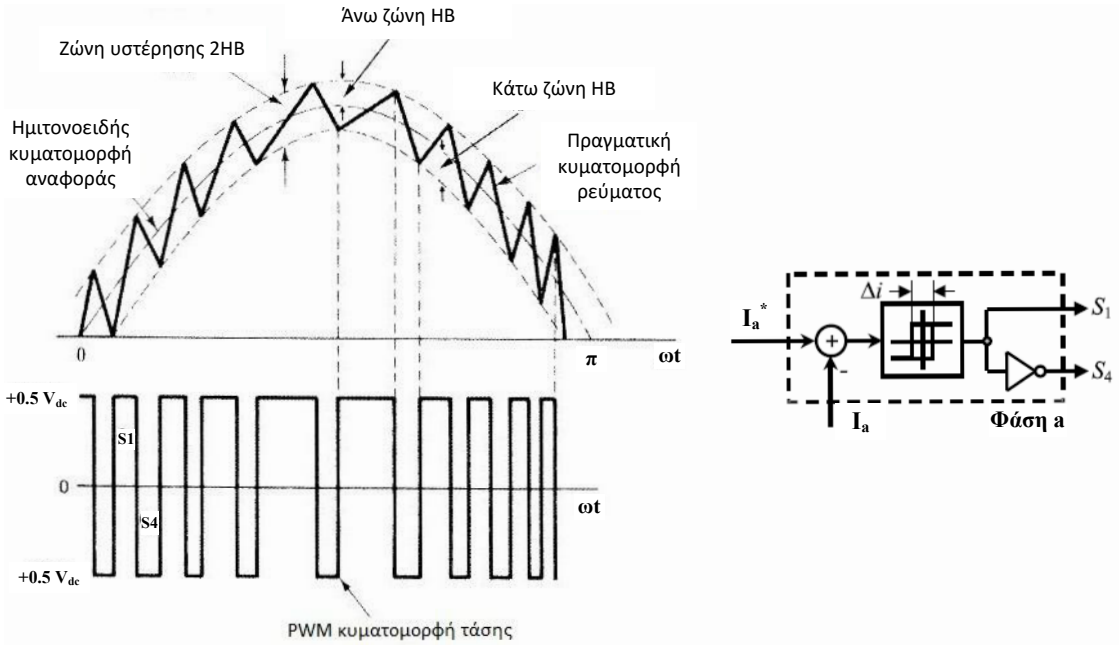
Κατά τη ρύθμιση των κερδών των PID ελεγκτών θα πρέπει να γνωρίζουμε ότι, ο αυξημένος αναλογικός όρος k_p μπορεί να οδηγήσει το σύστημα σε *υπερύψωση* (overshooting), ο αυξημένος ολοκληρωτικός όρος μπορεί να οδηγήσει σε *ταλαντώσεις* (oscillations) και αργή *μεταβατική απόκριση*, ενώ ο αυξημένος διαφορικός όρος οδηγεί σε υψίσυχνες ταλαντώσεις, λόγω θορύβου, οι οποίες μειώνουν τη σχετική ευστάθεια του συστήματος ελέγχου. Για τον λόγο αυτό, ο διαφορικός όρος τις περισσότερες φορές δεν χρησιμοποιείται, λόγω θορύβου που υφίσταται στις ηλεκτρικές μετρήσεις. Όταν ρυθμίζεται πρώτη φορά ένας PID ελεγκτής χειροκίνητα, όλοι οι όροι μηδενίζονται. Στη συνέχεια αυξάνεται ο αναλογικός όρος, μέχρι η απόκριση του συστήματος να παρουσιάσει υπερύψωση. Όταν παρατηρηθεί υπερύψωση, μειώνουμε ελάχιστα τον αναλογικό όρο, έτσι ώστε η να εξαλειφθεί η υπερύψωση. Έπειτα, η αύξηση του ολοκληρωτικού όρου εξαλείφει το όποιο μόνιμο σφάλμα, διατηρώντας την ταχεία απόκριση. Περαιτέρω αύξηση του όρου, υπερκαλύπτει τον αναλογικό όρο και οδηγεί σε καθυστερημένη απόκριση, καθώς και σε ταλαντώσεις γύρω από το σημείο ισορροπίας. Λόγω της χρήσης περιοριστή στην έξοδο του PI ελεγκτή, εισάγεται ο όρος διόρθωσης του ολοκληρωτικού όρου k_c, έτσι ώστε το σφάλμα πριν την ενεργοποίηση του περιοριστή να μην συσσωρεύεται (anti-windup control) [5.27]. Πιο συγκεκριμένα, ο συγκεκριμένος όρος επεμβαίνει με σκοπό τη μείωση της διαφοράς των τιμών πριν και μετά το σφάλμα. Η αναγκαιότητα του συγκεκριμένου ολοκληρωτικού όρου έγκειται στο γεγονός ότι, όταν παρουσιαστεί μια μεγάλη τιμή απόκρισης του PI ελεγκτή, η οποία ενεργοποιεί τον περιοριστή, απαιτείται να ληφθεί υπόψιν από το σύστημα ελέγχου, έτσι ώστε η απόκριση του PI ελεγκτή να μην συνεχίσει να αυξάνεται. Εάν δεν ληφθεί υπόψιν, τότε ακόμα και αν το σφάλμα μειωθεί, ο περιοριστής θα παραμείνει ενεργοποιημένος, με αποτέλεσμα να παρατηρούνται υποβέλτιστες αποκρίσεις του ελεγκτή.

5.6.2 Διανυσματικός ελεγκτής με διαμόρφωση ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος - HBCC

Η τεχνική διαμόρφωσης μέσω ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος - HBCC είναι μια τεχνική μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας [5.25]. Η κύρια στόχευση της συγκεκριμένης τεχνικής είναι ο έλεγχος του εναλλασσόμενου ρεύματος του φορτίου εντός ενός προκαθορισμένου εύρους (ζώνη υστέρησης) μέσω της διαμόρφωσης του αντιστροφέα. Αν S_1, είναι ο άνω και S_4 ο κάτω διακόπτης ισχύος της φάσης a του αντιστροφέα, η κατάσταση του αλλάζει οποτεδήποτε το πραγματικό ρεύμα I_a ξεπεράσει την αναφορά κατά $\Delta I/2$. Στο *Σχ. 5.13* απεικονίζεται η λειτουργία του ελεγκτή υστέρησης για τη φάση *A*. Παρόμοιοι ελεγκτές χρησιμοποιούνται για τις άλλες δύο φάσεις. Η υλοποίηση του ελεγκτή είναι σχετικά απλή, τόσο με αναλογικό τρόπο χρησιμοποιώντας έναν

τελεστικό ενισχυτή σε λειτουργία υστέρησης όσο και με ψηφιακό, ενώ ο ελεγκτής και ο διαμορφωτής αποτελούν μία μονάδα, σε αντίθεση με την τεχνική διαμόρφωσης SVM που παρουσιάστηκε προηγουμένως. Η συγκεκριμένη τεχνική, λόγω της απλότητάς της, απαιτεί μειωμένο υπολογιστικό κόστος στον ψηφιακό επεξεργαστή, καθιστώντας την ιδανική για εφαρμογές χαμηλού κόστους. Η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου δύναται να μειωθεί, χρησιμοποιώντας μικρότερο βρόχο υστέρησης, ωστόσο το τελευταίο οδηγεί σε μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες, λόγω των περισσότερων διακοπτικών καταστάσεων που επιβάλλονται στα ημιαγωγικά στοιχεία.

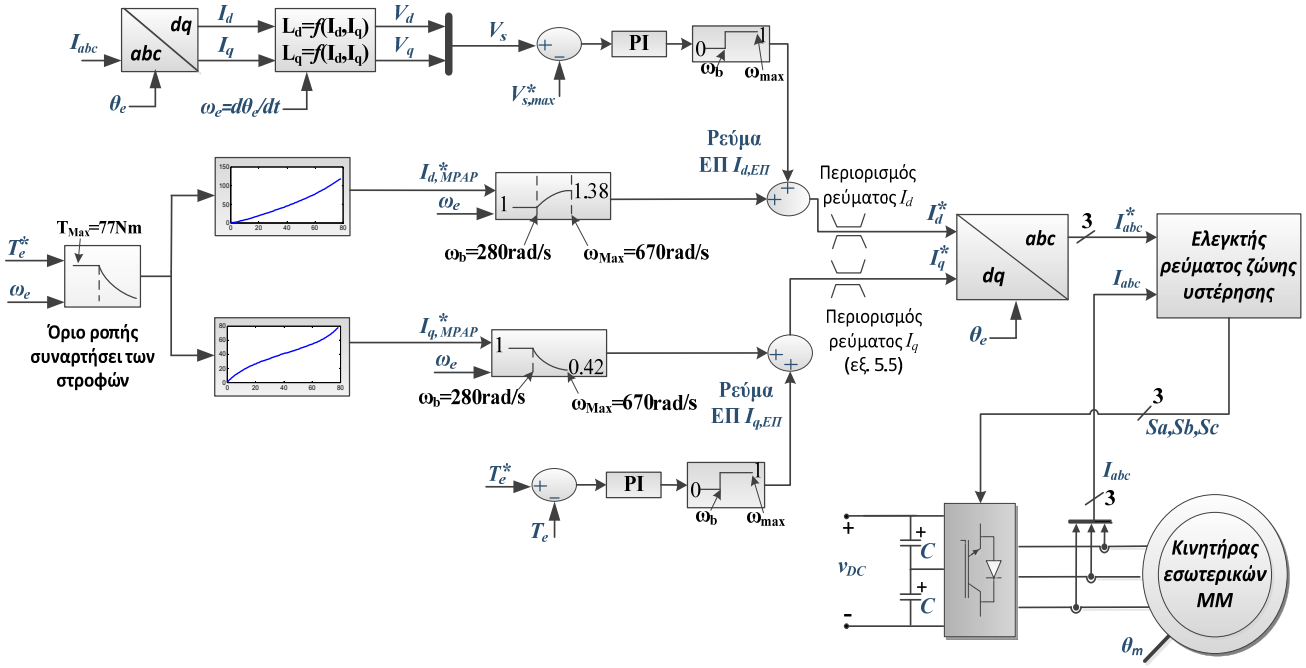
Η διακοπτική συχνότητα τέτοιας μορφής διαμόρφωσης δεν μπορεί να προβλεφθεί, οδηγώντας σε τυχαίο αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος που μπορεί να δημιουργήσει σημαντικές απώλειες στο κινητήριο σύστημα, καθώς επίσης και σημαντικές αρμονικές στην παραγόμενη ροπή, αυξάνοντας την κυμάτωσή της [5.29]. Ένα ακόμα σημαντικό μειονέκτημα της τεχνικής HBCC είναι ότι, παρόλο που στις περισσότερες εφαρμογές υπάρχει απομονωμένος ουδέτερος κόμβος αστέρα, ο οποίος συνεπάγεται ότι το στιγμιαίο άθροισμα των τριών ρευμάτων ισούται με μηδέν, οι ελεγκτές υστέρησης δεν μπορούν να διαβεβαιώσουν ότι στα ρεύματα αυτά δεν θα εισαχθεί κάποια συνιστώσα συνεχούς ρεύματος. Τα δυο παραπάνω μειονεκτήματα της τεχνικής HBCC (υψηλή τιμή αρμονικών χαμηλής τάξης, dc συνιστώσα ρεύματος) οδηγούν σε αύξηση της *ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής* (ElectroMagnetic Intereference - EMI) του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος στο ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα. Εντούτοις, η απλότητα υλοποίησης του συγκεκριμένου ελεγκτή σε συνδυασμό με τις γρήγορες δυναμικές αποκρίσεις που παρουσιάζει σε εφαρμογές μεσαίου επιπέδου ισχύος (10-100kW) [5.30], αναδεικνύει την αναγκαιότητα συγκριτικής διερεύνησης των διαμορφώσεων SVM και HBCC για εφαρμογή στον διανυσματικό ελεγκτή ροπής.



Σχήμα 5.13– Λειτουργία τεχνικής διαμόρφωσης ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος [5.25].

Επομένως, ο ελεγκτής ροπής του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για λειτουργία σε μεγάλο εύρος στροφών, που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 5.6.1, προσαρμόζεται καταλλήλως για παλμοδότηση του αντιστροφέα μέσω τεχνικής διαμόρφωσης ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος. Το δομικό διάγραμμα του ελεγκτή για διαμόρφωση HBCC παρουσιάζεται στο *Σχ. 5.14*. Όπως παρατηρούμε από τα *Σχ. 5.12* και *Σχ. 5.14*, οι PI ελεγκτές ρευμάτων έχουν αντικατασταθεί από τον ελεγκτή ρεύματος ζώνης υστέρησης. Επομένως, οι PI ελεγκτές οι οποίοι παραμένουν στο σύστημα ελέγχου είναι οι ελεγκτές ροπής και ταχύτητας για την λειτουργία FW στην ΠΣΙ. Οι μεταβλητές ελέγχου (ροπή, ρεύματα *d-q* άξονα, τάση τυμπάνου) είναι σε α.μ. τιμές, όπως στον ελεγκτή με διαμόρφωση SVM, εντούτοις οι επιθυμητές και οι πραγματικές τιμές των ρευμάτων των

τριών φάσεων, οι οποίες συγκρίνονται στον ελεγκτή ρεύματος ζώνης υστέρησης, εκφράζονται σε φυσικές τιμές. Οι συντελεστές ροής των *d-q* αξόνων για την λειτουργία FW καθώς και οι πίνακες αντιστοίχισης των ρευμάτων αναφοράς λαμβάνουν τις ίδιες τιμές σε σχέση με τον ελεγκτή με διαμόρφωση SVM.



Σχήμα 5.14. Δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελεγκτή ροπής κινητήρα εσωτερικών ΜΜ με διαμόρφωση HBCC.

5.7 Συγκριτική μελέτη λειτουργίας διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ

Στη παρούσα ενότητα, προσομοιώνεται μέσω κατάλληλων διακριτών δυναμικών μοντέλων, η λειτουργική συμπεριφορά του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για εφαρμογή στο ηλεκτρικό όχημα πόλης με έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου (με SVM και HBCC τεχνικές διαμόρφωσης). Αρχικά, αναφέρονται τα δίκαια κριτήρια σύγκρισης των μεθόδων και στη συνέχεια παρουσιάζονται οι επιδόσεις τους, τόσο στη μεταβατική, όσο και στη μόνιμη κατάσταση. Τα κριτήρια τα οποία επιλέγονται για τη συγκριτική διερεύνηση των επιδόσεων των ελεγκτών είναι τα εξής:

- Χρήση του ίδιου μοντέλου μηχανής, καθώς και των ίδιων παραμέτρων του κινητήρα. Για την προσομοίωση του κινητήρα χρησιμοποιήθηκε δυναμικό μοντέλο στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς όπου λαμβάνει υπόψιν τον κορεσμό και τα φαινόμενα μαγνητικής σύζευξης μεταξύ των δυο κάθετων αξόνων, μέσω κατάλληλων πινάκων αντιστοίχισης των αυτεπαγωγών. Η ροπή αδράνειας του κινητηρίου συστήματος, η οποία εισάγεται στο δυναμικό μοντέλου του κινητήρα, είναι ίση με J=1.78 kg.m^2. Τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του κινητήρα προέκυψαν μέσω της πεδιακής ανάλυσης και παρουσιάζονται στον πίνακα 4.10.
- Χρήση ίδιων πηγών ισχύος και ίδιου αντιστροφέα. Οι προσομοιώσεις στις μεταβατικές καταστάσεις πραγματοποιήθηκαν με ιδανικό αντιστροφέα στα στοιχεία του (IGBT), καθώς και το ίδιο νεκρό χρόνο (*deadtime*) κατά τη μεταγωγή των διακοπτών του ενός κλάδου.
- Χρήση των ίδιων περιοριστών ρεύματος, οι τιμές των οποίων ορίστηκαν έπειτα από τη χαρτογράφηση του κινητήρα και καθορίζονται από την εξίσωση (5.5).
- Για τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου τέθηκε συχνότητα δειγματοληψίας των μετρητικών και των ελεγκτών ίση με f_s=18 kHz και διακοπτική συχνότητα ίση με f_c=9 kHz, λόγω των βελτιωμένων χαρακτηριστικών που

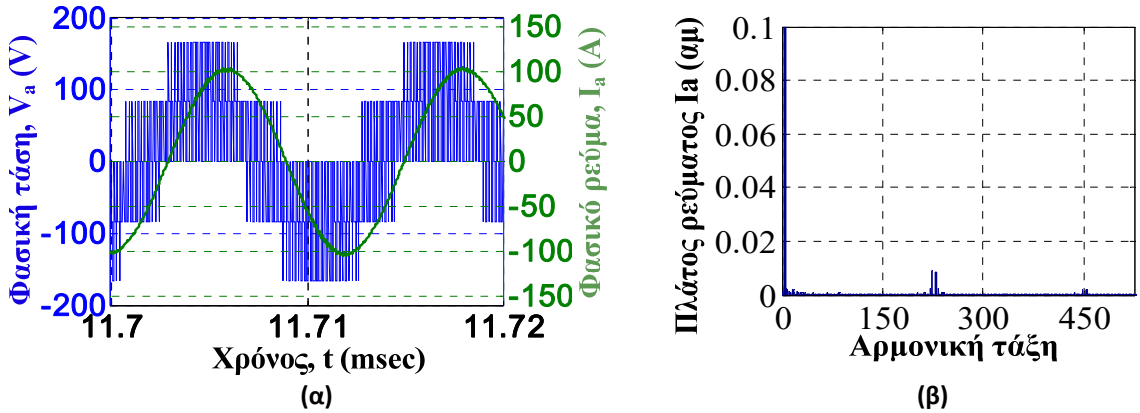
παρουσιάζονται σε σχέση με την απόδοση και την ποιότητα ροπής του συνολικού κινητήριου συστήματος, με βάση την [5.28]. Επίσης, η συχνότητα δειγματοληψίας του διανυσματικού ελεγκτή με χρήση ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος τέθηκε f_s=20 kHz και το εύρος της ζώνης υστέρησης ΔI=2A.

- Καθορισμός του χρόνου επίλυσης του δυναμικού μοντέλου διακριτού χρόνου της κάθε τεχνικής ελέγχου. Ο χρόνος επίλυσης και για τις δυο τεχνικές ελέγχου τέθηκε ίσος με T=10 μs.

Η ανάπτυξη των δυναμικών μοντέλων λειτουργίας και οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν σε περιβάλλον *Matlab/Simulink*©. Περισσότερες λεπτομέρειες σχετικά με την ανάπτυξη των δυναμικών μοντέλων ελέγχου περιέχονται στις ενότητες Π.Β2 και Π.Β3 των παραρτημάτων.

5.7.1 Συγκριτική ανάλυση αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος στην ονομαστική-μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Αρχικά, για τη διερεύνηση των επιδράσεων των μεθοδολογιών οδήγησης στις απώλειες και στην ποιότητα ισχύος του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος, εξετάζεται το ρεύμα τυμπάνου στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της μηχανής, όπου T_e=45Nm και n=2500 σαλ, συνεπώς η θεμελιώδης συνιστώσα είναι 83.3 Hz. Στα *Σχ. 5.15β, 5.16β* παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της αρμονικής ανάλυσης του φασικού ρεύματος του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση διανύσματος χώρου (SVM) και του διανυσματικού ελεγκτή με ζώνη υστέρησης του ρεύματος (HBCC), αντίστοιχα. Επιπλέον, για καλύτερη ευκρίνεια και κατανόηση των προτεινόμενων μεθοδολογιών διαμόρφωσης στα *Σχ. 5.15α, 5.16α* παρουσιάζονται τα φασικά ρεύματα και οι τάσεις για τον κάθε ελεγκτή. Η εξέταση του αρμονικού φάσματος του ρεύματος μιας φάσης της μηχανής, στην ονομαστική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας αναδεικνύει την ανωτερότητα του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου (SVM) σε σχέση με τον διανυσματικό ελεγκτή με υστέρηση (HBCC). Πιο συγκεκριμένα, ο συνολικός αρμονικός συντελεστής παραμόρφωσης THD για τον έλεγχο προσανατολισμένου πεδίου με διαμόρφωση διανύσματος χώρου (SVM) υπολογίστηκε THD_I=0.5% και THD_V=58.9%, ενώ του διανυσματικού ελεγκτή με υστέρηση (HBCC) υπολογίστηκε THD_I=1.4% και THD_V=87.3% για το φασικό ρεύμα και την τάση, αντίστοιχα.

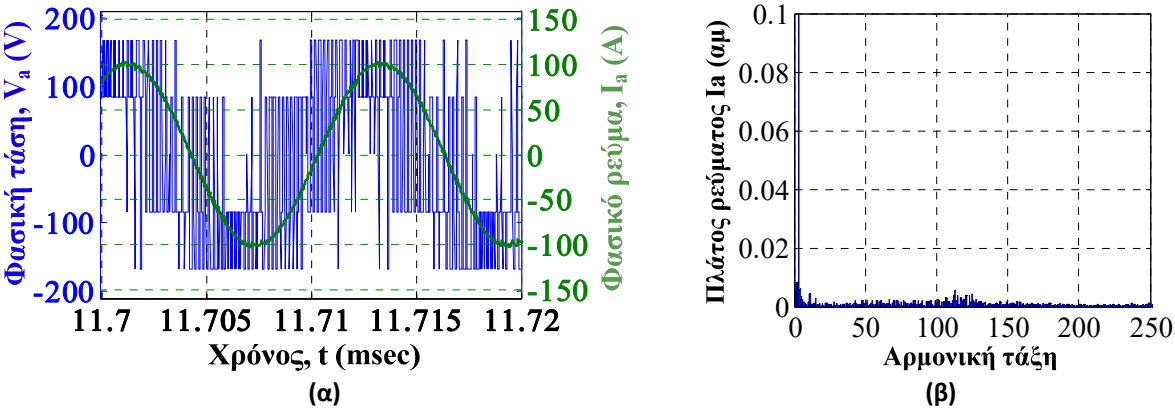


(α) (β)

Σχήμα 5.15. (α) Φασική τάση και ρεύμα κινητήρα στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας (45 Nm, 2500 σαλ) με διαμόρφωση SVM. (β) Αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος (THD_{Ia}=0,5%).

Αν και ο διανυσματικός ελεγκτής με διαμόρφωση διανύσματος χώρου παρουσιάζει μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο του φασικού ρεύματος, θα πρέπει να τονίσουμε ότι και το αρμονικό περιεχόμενο του ελέγχου προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης πληροί επίσης, τις προδιαγραφές, για THD_I<5% [5.31]. Βέβαια, για λειτουργικές συνθήκες με χαμηλότερες ροπές φορτίου, το THD θα είναι αυξημένο, λόγω της αντίστοιχης μείωσης της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος. Επομένως, ιδιαίτερη μέριμνα πρέπει να δοθεί στη μείωση των αρμονικών του ρεύματος για την επίτευξη υψηλής ποιότητας ισχύος και απόδοσης στο ηλεκτρικό κινητήριο

σύστημα. Τέλος, στον διανυσματικό ελεγκτή με διαμόρφωση SVM το αρμονικό περιεχόμενο συγκεντρώνεται σε συγκεκριμένες συχνότητες (f_c, $2*f_c$, $4*f_c$), ενώ ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου με ζώνη υστέρησης παρουσιάζει εκτεταμένο αρμονικό περιεχόμενο σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων, λόγω μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας που χρησιμοποιείται, η οποία επηρεάζεται από το εύρος της ζώνης υστέρησης και τη μέγιστη διακοπτική συχνότητα φορέα που επιλέγονται.



Σχήμα 5.16. (α) Φασική τάση και ρεύμα κινητήρα στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας (45 Nm, 2500 σαλ) με διαμόρφωση υστέρησης-HBCC. (β) Αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος (THD_{Ia}=1,4%).

5.7.2 Σύγκριση επιδόσεων σε μεταβατικές καταστάσεις

Για τη σύγκριση των προτεινόμενων ελεγκτών ροπής σε μεταβατικές καταστάσεις, πραγματοποιούνται οι παρακάτω μεταβολές ροπής φορτίου:

- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 1:* Ο κινητήρας εκκινεί υπό σταθερό φορτίο T_L=8Nm, ενώ η εντολή ροπής τίθεται ίση με T_e=40Nm, έτσι ώστε να επιταχυνθεί ο κινητήρας μέχρι τις 1800 σαλ.
- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 2:* Τη χρονική στιγμή t=10sec η ροπή φορτίου και η ροπή αναφοράς τίθεται ίσες με 10 Nm.
- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 3:* Τη χρονική στιγμή t=12sec η ροπή αναφοράς τίθεται ίση με T_L=75Nm, που είναι η μέγιστη ροπή που μπορεί να εφαρμοστεί στον κινητήρα, ενώ η ροπή φορτίου παραμένει σταθερή.

Στα *Σχ. 5.17* φαίνεται η απόκριση του διανυσματικού ελέγχου με SVM διαμόρφωση τάσης στο προηγούμενο πλάνο μεταβατικών αποκρίσεων. Τα κέρδη των PI ελεγκτών των ρευμάτων *d-q* άξονα στην MTPA κατάσταση λειτουργίας τέθηκαν K_{P_MTPA}=0,23 και K_{I_MTPA}=0,9, των PI ελεγκτών ρεύματος *d* άξονα στην κατάσταση FW τέθηκαν K_{Pd_FW}=0,009 και K_{Id_FW}=0,0007, ενώ των PI ελεγκτών ρεύματος *q* άξονα στην κατάσταση FW τέθηκαν K_{Pq_cur}=0,11 και K_{Iq_cur}=0,0016.

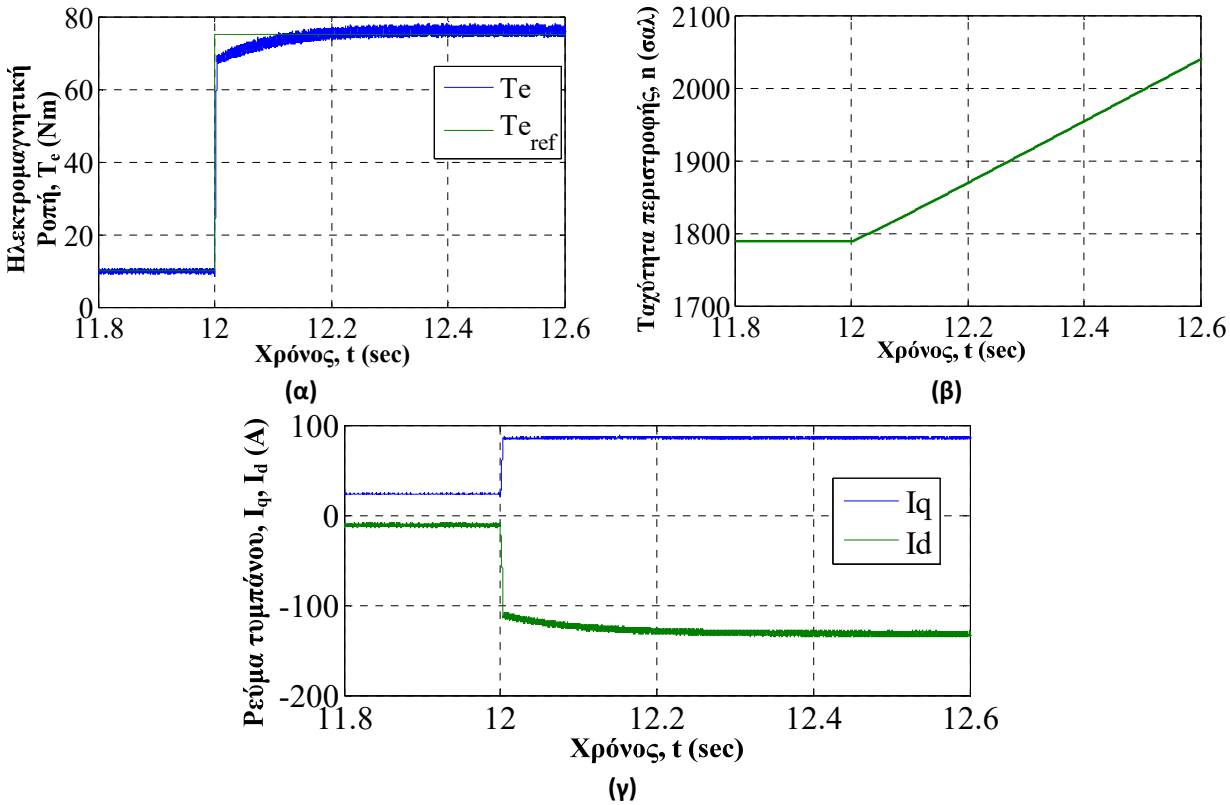
Στο *Σχ. 5.17α* φαίνεται η απόκριση της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής του κινητήρα κατά τη διάρκεια της μεταβατικής κατάστασης λειτουργίας 3. Οι μεταβατικές καταστάσεις 1 και 2 παραλείπονται από το σχήμα για την καλύτερη αποτύπωση της μεταβατικής απόκρισης κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 3, καθώς δεν αποτυπώνουν κάποια ακραία λειτουργική κατάσταση. Πιο συγκεκριμένα, ακόμα και κατά τη διάρκεια της εκκίνησης, λόγω της μεγάλης αδράνειας του κινητηρίου συστήματος, δεν σημειώθηκε κάποια υπερύψωση ή ταλάντωση στην ταχύτητα του κινητήρα. Μεγάλη πληθώρα μεταβατικών λειτουργικών καταστάσεων θα μελετηθούν στη συνέχεια, με την ανάλυση της λειτουργίας των ελεγκτών στον NEDC.

Παρατηρούμε ότι κατά τη διάρκεια της βηματικής μεταβολής της ροπής αναφοράς, τα ρεύματα του *d-q* άξονα αυξάνονται, σύμφωνα με τους πίνακες αντιστοίχισης των ρευμάτων που φαίνονται στο *Σχ. 5.12*, με στόχο την ικανοποίηση της εντολής ροπής που τίθενται από τον χειριστή. Από τα αποτελέσματα του *Σχ. 5.17*, παρατηρούμε ότι ο ελεγκτής με διαμόρφωση SVM αποκρίνεται ικανοποιητικά σε βηματικές μεταβολές φορτίου, ρυθμίζοντας τη ροπή του κινητήρα στην

απαιτούμενη τιμή. Τα αποτελέσματα των επιδόσεων του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση SVM, παρουσιάζονται στον πίνακα 5.1. Από τα αποτελέσματα του πίνακα 5.1, παρατηρούμε ότι οι κυματώσεις των ρευμάτων I_d, I_q παραμένουν σε χαμηλά επίπεδα, λόγω των ολοκληρωτικών ελεγκτών των ρευμάτων και της τεχνικής σταθερής διακοπτικής συχνότητας SVM που επιλέχθηκε για την τροφοδότηση του κινητήρα. Οι χαμηλές κυματώσεις του ρεύματος τυμπάνου οδηγούν σε χαμηλή κυμάτωση ροπής, όπως παρουσιάζεται στον πίνακα 5.1. Στο *Σχ. 5.17β*, φαίνεται η απόκριση της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα, όπου παρόλη την κυμάτωση που υπάρχει στην παραγόμενη ροπή, δεν υφίσταται κυμάτωση στην ταχύτητα, λόγω της μεγάλης αδράνειας του κινητηρίου συστήματος.

Στο *Σχ. 5.18* φαίνεται η απόκριση του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση HBCC για το ίδιο πλάνο μεταβατικών αποκρίσεων. Τα κέρδη των PI ελεγκτών που επιλέχθηκαν για την λειτουργία FW είναι τα ίδια με αυτά του ελεγκτή με διαμόρφωση SVM. Από το *Σχ. 5.18*, παρατηρούμε ότι ο ελεγκτής αποκρίνεται ικανοποιητικά, ρυθμίζοντας κατάλληλα την παραγόμενη ροπή στην επιθυμητή τιμή, μέσω κατάλληλης ρύθμισης των ρευμάτων *d-q* άξονα. Η ροπή καθώς και οι στροφές του κινητήρα δεν παρουσιάζουν ταλαντώσεις, λόγω της μεγάλης αδράνειας του κινητηρίου συστήματος και της ευσταθούς απόκρισης του ελέγχου μέσω ελέγχου του ρεύματος με ζώνη υστέρησης.

Τα αποτελέσματα των επιδόσεων του ελεγκτή με διαμόρφωση HBCC κατά τη διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων παρουσιάζονται στον πίνακα 5.1. Από τα αποτελέσματα του πίνακα 5.1, συμπεραίνουμε ότι ο έλεγχος με διαμόρφωση HBCC παρουσιάζει μεγαλύτερες κυματώσεις, λόγω της τεχνικής ελέγχου του ρεύματος, ο οποίος πραγματοποιείται με ζώνη υστέρησης και όχι με κάποιο PI ελεγκτή. Επιπλέον, η τεχνική διαμόρφωσης HBCC είναι μεταβλητής διακοπτικής συχνότητας, με αποτέλεσμα το αρμονικό περιεχόμενο να εκτείνεται σε μεγάλο εύρος και να παρουσιάζει αυξημένες τιμές σε σχέση με τον ελεγκτή με διαμόρφωση SVM. Το γεγονός επηρεάζει αντίστοιχα τις κυματώσεις του ρεύματος τυμπάνου και της παραγόμενης ροπής.

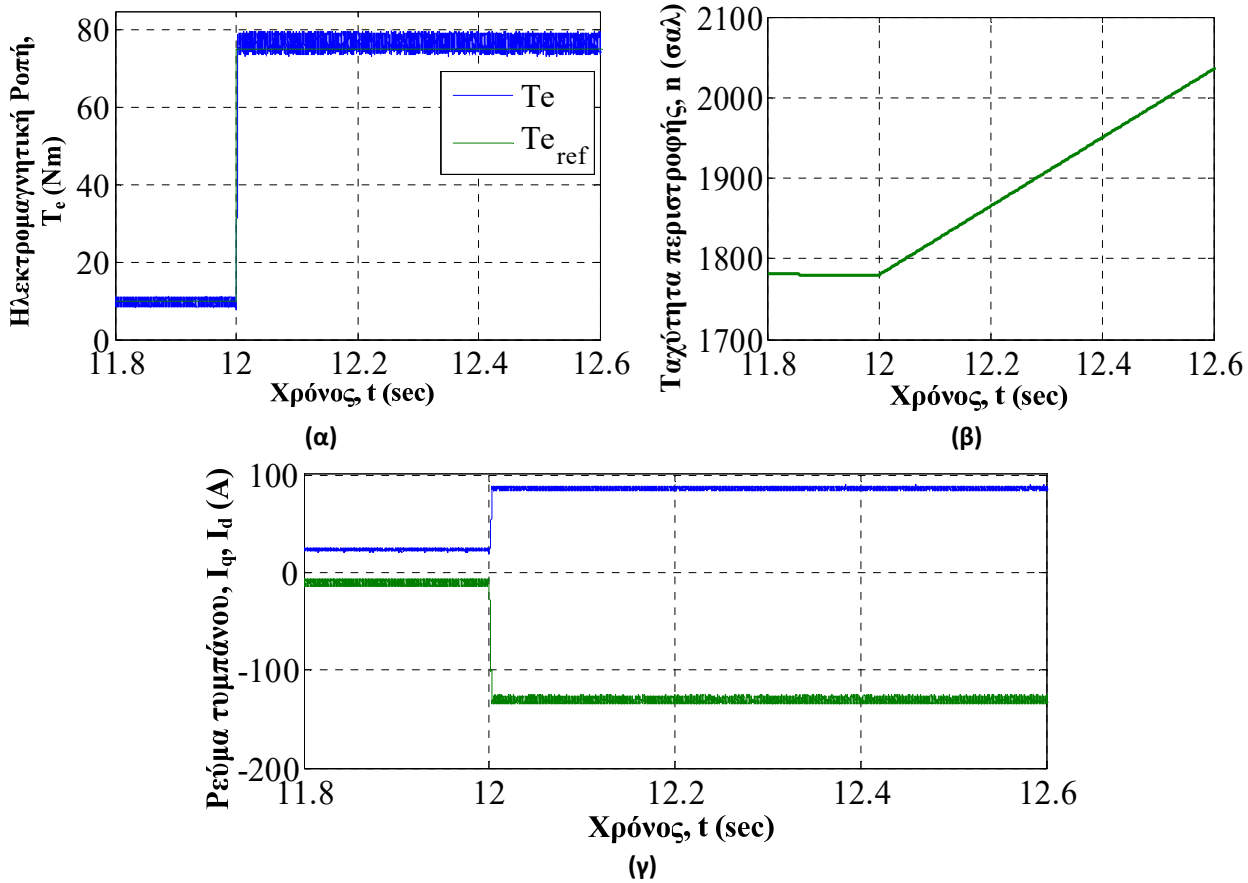


Σχήμα 5.17. Αποτελέσματα προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση SVM κατά τη βηματική μεταβολή της ροπής 10Nm - 75Nm. (α) Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή αναφοράς (β) Μηχανική ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα (γ) Πλάτη ρευμάτων *d-q* άξονα.

Πίνακας 5.1. Χαρακτηριστικά επίδοσης διανυσματικών ελεγκτών ροπής κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας

	Διαμόρφωση SVM	***Διαμόρφωση HBCC***
Χρόνος αποκατάστασης ροπής (msec)	150	4
Υπερύψωση ροπής (Nm)	-	-
Κυμάτωση ροπής μετά την $1^η$ / $2^η$ / $3^η$ μεταβατική κατάσταση λειτουργίας (Nm)	1,6 / 1,3 / 2,3	2,9 / 2,6 / 5,8
Κυμάτωση I_d μετά την $1^η$ / $2^η$ / $3^η$ μεταβατική κατάσταση λειτουργίας (A)	5,7 / 4,3 / 5,9	8,9 / 7,6 / 9,7
Κυμάτωση I_q μετά την $1^η$ / $2^η$ / $3^η$ μεταβατική κατάσταση λειτουργίας (A)	2,1 / 1,5 / 2,4	4,1 / 2,9 / 4,4

Ωστόσο, η άμεση λογική ελέγχου του ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης, βελτιώνει την απόκριση του ελεγκτή σε απότομες βηματικές μεταβολές ροπής, όπως αυτή που εξετάστηκε στην παρούσα ενότητα. Όπως φαίνεται και από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, ο χρόνος αποκατάστασης της ροπής κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 3 είναι αρκετά μικρότερος στον ελεγκτή HBCC, σε σχέση με τον ελεγκτή SVM. Επιπλέον από τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στον πίνακα 5.1, φαίνεται ότι η κυμάτωση του ρεύματος τυμπάνου και της παραγόμενης ροπής επηρεάζονται σημαντικά από την κατάσταση φόρτισης του κινητήρα και για τις δυο προτεινόμενες τεχνικές διαμόρφωσης. Τέλος, λόγω της υψηλής αδράνειας του κινητηρίου συστήματος και της κατάλληλης επιλογής των κερδών των PI ελεγκτών, δεν παρουσιάζεται υπερύψωση της ροπής και των στροφών κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας και για τις δυο προτεινόμενες τεχνικές διαμόρφωσης.

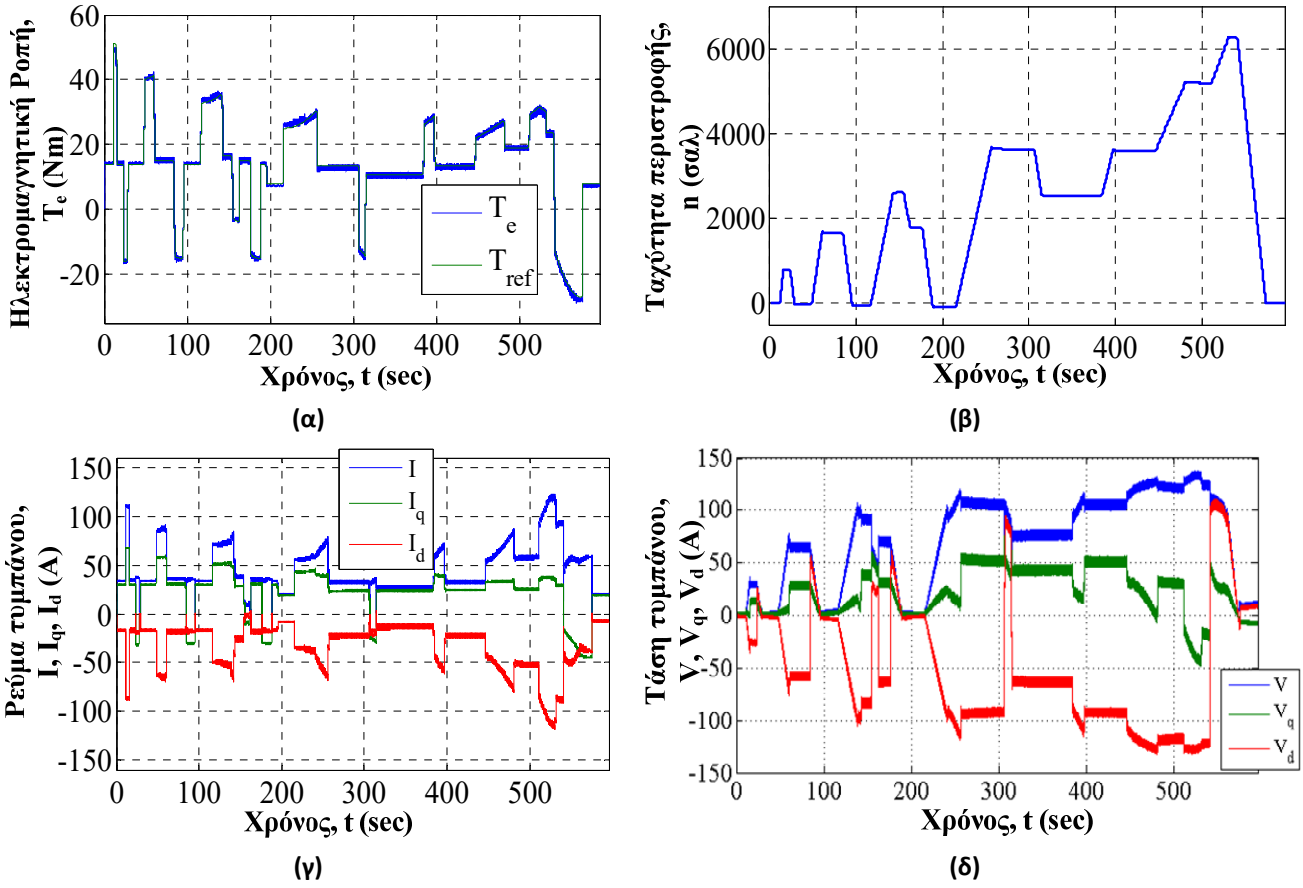


Σχήμα 5.18. Αποτελέσματα προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση ζώνης υστέρησης κατά τη βηματική μεταβολή της ροπής 10Nm - 75Nm. (α) Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή αναφοράς (β) Μηχανική ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα (γ) Πλάτη ρευμάτων *d-q* άξονα.

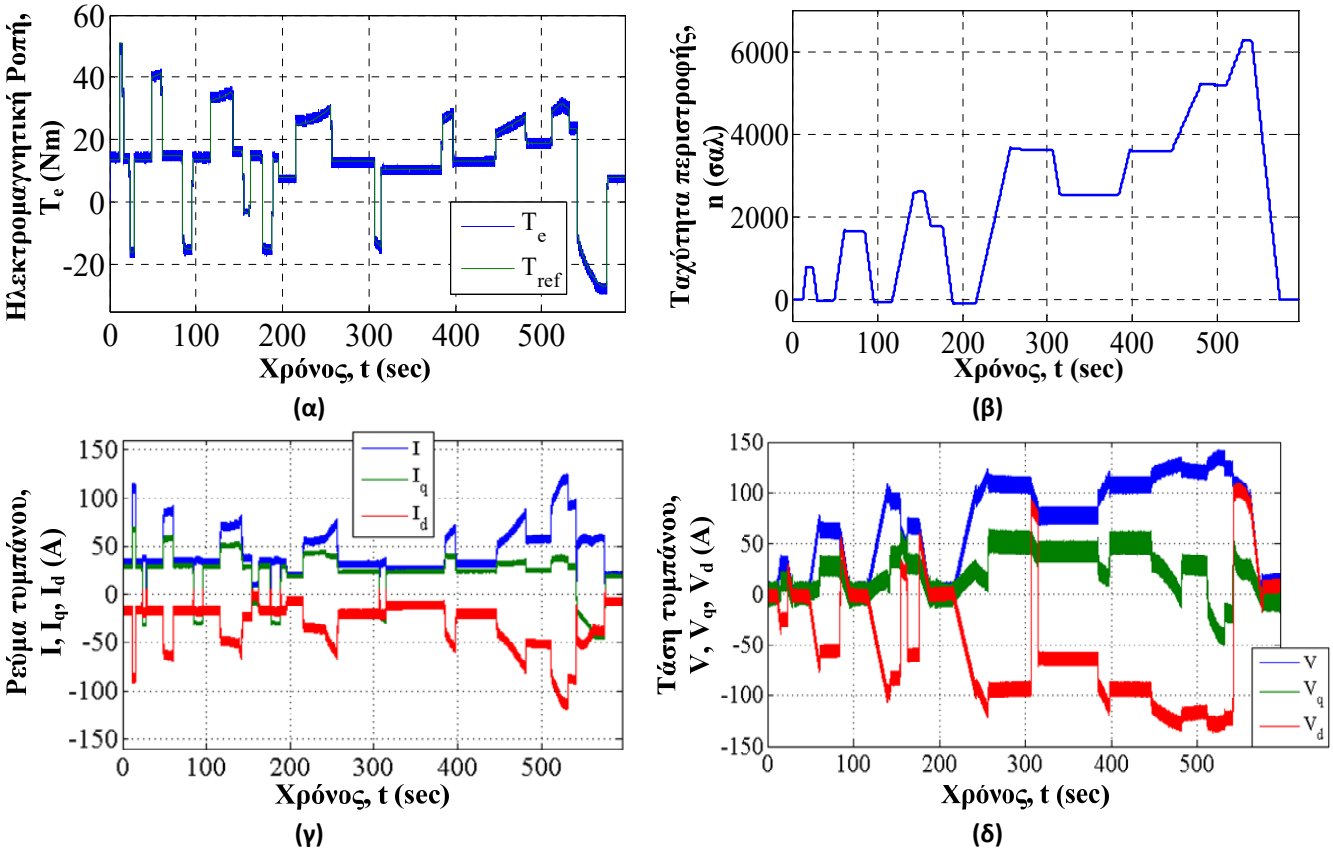
5.7.3 Ανάλυση λειτουργίας στον NEDC

Σε επόμενο βήμα, προσομοιώνεται η λειτουργία και η απόκριση των προτεινόμενων ελεγκτών για λειτουργία του υπό μελέτη κινητηρίου συστήματος, το οποίο παρουσιάστηκε αναλυτικά στην ενότητα 4.2, στον NEDC. Η ροπή φορτίου του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ αποτελείται από τις δυνάμεις τριβής, τη συνιστώσα του βάρους σε υπό κλίση οδόστρωμα, την οπισθέλκουσα και υπολογίζεται με βάση την κλίση του οδοστρώματος και την ταχύτητα του οχήματος, μέσω των εξισώσεων (4.1)-(4.11). Η ροπή αναφοράς, η οποία δίνεται ως είσοδο στον διανυσματικό ελεγκτή ροπής είναι η απαραίτητη ροπή για την εξυπηρέτηση της ροπής φορτίου και την επίτευξη της επιθυμητής ταχύτητας για λειτουργία στον NEDC. Η επιθυμητή ροπή και ταχύτητα του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ έχουν υπολογιστεί στην ενότητα 4.2.3 και φαίνονται στο *Σχ. 4.3*. Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε θεωρώντας ένα αστικό και έναν υπεραστικό κύκλο. Η επιλογή ενός μόνο αστικού κύκλου οδήγησης και όχι τεσσάρων, όπως είναι η προδιαγραφή του NEDC, έγινε για λόγους υπολογιστικής ισχύος και χωρητικότητας μνήμης, δεδομένης της υψηλής συχνότητας λειτουργίας του διακριτού δυναμικού μοντέλου (100 kHz), έτσι ώστε να αποτυπωθούν με ακρίβεια τα δυναμικά φαινόμενα και οι κυματώσεις στη ροπή και στο ρεύμα τυμπάνου.

Η μετρούμενη ροπή και η ροπή αναφοράς, η ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα, τα ρεύματα και τάσεις *d-q* άξονα του τυμπάνου συναρτήσει του χρόνου, απεικονίζονται στα *Σχ. 5.19α-5.20δ* για τον διανυσματικό ελεγκτή με διαμόρφωση SVM και στα *Σχ. 5.20α-5.20δ* για τον διανυσματικό ελεγκτή με διαμόρφωση HBCC, αντίστοιχα. Από τα αποτελέσματα των *Σχ. 5.19*, *Σχ. 5.20* συμπεραίνουμε ότι και οι δυο τεχνικές ελέγχου ανταποκρίνονται ικανοποιητικά, παρέχοντας την απαιτούμενη ροπή για όλο το εύρος ταχυτήτων του κινητήρα, τόσο στην ΠΣΡ, όπου εφαρμόζεται λογική οδήγησης MTPA, όσο και στην ΠΣΙ, όπου εφαρμόζεται λογική οδήγησης FW και MTPV,



Σχήμα 5.19. Αποτελέσματα προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση SVM για λειτουργία στον NEDC. (α) Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή αναφοράς. (β) Μηχανική ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα. (γ) Ρεύμα τυμπάνου (συνολικό, *d-q* άξονα). (δ) Τάση τυμπάνου (συνολική, *d-q* άξονα).



Σχήμα 5.20. Αποτελέσματα προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση HBCC για λειτουργία στον NEDC. (α) Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή αναφοράς. (β) Μηχανική ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα. (γ) Ρεύμα τυμπάνου (συνολικό, *d-q* άξονα). (δ) Τάση τυμπάνου (συνολική, *d-q* άξονα).

ρυθμίζοντας κατάλληλα τα ρεύματα *d-q* άξονα, έτσι ώστε να ικανοποιηθεί η απαίτηση ροπής και να σταθεροποιηθεί η τάση τυμπάνου για την περιοχή των υψηλών στροφών. Οι προτεινόμενες τεχνικές οδήγησης που αναφέρθηκαν προηγουμένως αναλύθηκαν διεξοδικώς στην ενότητα 5.3. Επίσης, οι μηχανικές στροφές του κινητήρα συμβαδίζουν σε σχέση με την προδιαγραφή λειτουργίας στον NEDC και για τις δυο προτεινόμενες τεχνικές ελέγχου, όπως φαίνεται από τα *Σχ. 4.3, 5.19β* και *5.20β*. Από τα *Σχ. 5.19γ*, *5.20δ*, *5.19γ* και *5.20δ*, παρατηρούμε ότι στην περιοχή των υψηλών ταχυτήτων, πάνω από την ονομαστική ταχύτητα λειτουργίας (2500 σαλ), μια από τις κύριες προκλήσεις του συστήματος οδήγησης είναι να μειώσει την τάση τυμπάνου του κινητήρα που απαιτείται, αυξάνοντας (κατά απόλυτη τιμή) το ρεύμα απομαγνήτισης του κινητήρα I_d, με στόχο τη σημαντική μείωση της τάσης τυμπάνου στον *q*-άξονα V_q, βάσει της εξίσωσης (5.5). Πιο συγκεκριμένα, στις πολύ υψηλές ταχύτητες περιστροφής, πάνω από τις 5000rpm, η τάση V_q μηδενίζεται, έτσι ώστε να σταθεροποιήσει την τάση τυμπάνου στη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή. Παράλληλα, λόγω της αυξομείωσης της απαιτούμενης ροπής και στην ΠΣΙ, το ρεύμα q-άξονα ρυθμίζεται κατάλληλα στη μέσω του ελεγκτή PI (*Σχ. 5.12*, *Σχ. 5.14*), έτσι ώστε να παρέχει την απαραίτητη ηλεκτρομαγνητική ροπή. Επιπλέον, συγκρίνοντας τις αποκρίσεις της ροπής και για τους δυο προτεινόμενους ελεγκτές, παρατηρούμε ότι ο ελεγκτής με διαμόρφωση SVM παρουσιάζει τη χρονική στιγμή *t*=200sec απόκλιση σε σχέση με τη ροπή αναφοράς ίση με 1.1Nm, για όλη τη χρονική διάρκεια που η ροπή παραμένει σταθερή (*t*=185-210sec), ενώ αντίστοιχο φαινόμενο δεν παρατηρείται στην διαμόρφωση HBCC.

Η αξιολόγηση των ελεγκτών ως προς δυναμική τους απόκριση συνοψίζεται στον πίνακα 5.3, όπου επιλέγονται τέσσερις σημαντικές βηματικές μεταβολές ροπής φορτίου, οι οποίες συμβαίνουν κατά την λειτουργία στον NEDC. Από τα αποτελέσματα στον πίνακα 5.3, συμπεραίνουμε ότι ο ελεγκτής με διαμόρφωση HBCC παρουσιάζει καλύτερη μεταβατική συμπεριφορά, λόγω της άμεσης

λογικής ελέγχου που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο του ρεύματος τυμπάνου, μέσω της ζώνης υστέρησης. Αντιθέτως, ο ολοκληρωτικός όρος των ελεγκτών για τις αναφορές των ρευμάτων I_d, I_q που χρησιμοποιείται στον ελεγκτή με διαμόρφωση SVM προσφέρει μνήμη στο σύστημα, μειώνει το μόνιμο σφάλμα και τις κυματώσεις στην παραγόμενη ροπή, αντίστοιχα όμως καθυστερεί τη δυναμική απόκριση του ελεγκτή.

Πίνακας 5.2. Στατικά χαρακτηριστικά επίδοσης ελεγκτών ροπής κατά την λειτουργία στον NEDC

	Διαμόρφωση SVM				***Διαμόρφωση HBCC***			
Χρονική στιγμή, t (sec)	t_1=130	t_2=300	t_3=500	t_4=530	t_1	t_2	t_3	t_4
Μέση ηλεκτρομαγνητική ροπή (Nm)	34	13,1	19	31,1	34	13,1	19	31,1
Ταχύτητα περιστροφής (σαλ)	2615	3600	5190	6300	2620	3600	5200	6300
Κυμάτωση ροπής (Nm)	2	1,8	1,7	2,1	2,8	2,6	2,6	4,8
Κυμάτωση I_d (A)	2,4	2,8	4,4	3,5	8,8	8,1	8	9,3
Κυμάτωση I_q (A)	1,9	1,6	2,2	2,8	4,1	3,8	3,9	5,2

Πίνακας 5.3. Δυναμικά χαρακτηριστικά επίδοσης ελεγκτών ροπής κατά την λειτουργία στον NEDC

	Διαμόρφωση SVM				***Διαμόρφωση HBCC***			
Χρόνος έναρξης μεταβατικού (sec)	11	215	511	541	11	215	511	541
Αρχική ροπή (Nm)	13,8	13,8	19	24	13,8	13,8	19	24
Αρχική Ταχύτητα (σαλ)	0	0	5200	6300	0	0	5200	6300
Μεταβολή ροπής (Nm)	+37,2	+25	+10	-36.2	+37,2	+25	+10	-36.2
Τελική ταχύτητα (σαλ)	800	3650	6300	0	800	3650	6300	0
Χρόνος αποκατάστασης (msec)	520	240	0	6	14	200	0	5
Υπερύψωση ροπής (Nm)	-	0,3	-	1	-	0,3	-	0,9

5.7.4 Συγκριτική αξιολόγηση των διανυσματικών ελεγκτών ροπής

Οι δυο διανυσματικοί ελεγκτές ροπής που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της εργασίας (διανυσματικός ελεγκτής με διαμόρφωση SVM, διανυσματικός ελεγκτής με διαμόρφωση HBCC), εξετάστηκαν σε τόσο σε μόνιμη όσο και σε μεταβατική κατάσταση λειτουργίας. Επιπλέον, οι ελεγκτές εξετάστηκαν και σε διάφορες καταστάσεις φόρτισης. Πιο συγκεκριμένα, οι ελεγκτές εξετάστηκαν ως προς αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος τυμπάνου, την κυμάτωση της παραγόμενης ροπής και των ρευμάτων του κινητήρα. Επιπλέον, οι ελεγκτές εξετάστηκαν ως προς τον χρόνο απόκρισης και την υπερύψωση της ροπής που παρατηρείται. Τα παραπάνω χαρακτηριστικά εξετάστηκαν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, την κατάσταση βηματικής μεταβολής της παραγόμενης ροπής από τα 10 Nm σε ακραία στιγμιαία υπερφόρτιση (75 Nm), και κατά την λειτουργία στον NEDC. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται εκτενώς στις ενότητες 5.7.1-5.7.3.

Τα αποτελέσματα της δυναμικής ανάλυσης αναδεικνύουν την καταλληλότητα και των δυο ελεγκτών για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, καθώς παρουσιάζουν ευσταθή συμπεριφορά για μεγάλα εύρη μεταβολών ροπής φορτίου και στροφών. Επιπλέον, ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας είναι κάτω του ορίου του 5% και για τις δυο προτεινόμενες τεχνικές ελέγχου. Παρόλα αυτά, η ανώτερη συμπεριφορά του ελεγκτή με διαμόρφωση SVM ως προς την κυμάτωση της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής για μεγάλο εύρος φορτίσεων και στροφών (29-57% χαμηλότερη κυμάτωση ροπής), σε συνδυασμό με το χαμηλότερο THD (64% στην ονομαστική κατάσταση) στο ρεύμα τυμπάνου και τη σταθερή διακοπτική συχνότητα που εισάγεται στην τάση τροφοδοσίας, τον καθιστούν την καταλληλότερη επιλογή για την παρούσα εφαρμογή, όπου κατά τη διαδικασία της σχεδίασης δίνεται μεγάλο βάρος στην αξιοπιστία και την απόδοση του κινητηρίου συστήματος.

5.8 Πειραματική επιβεβαίωση

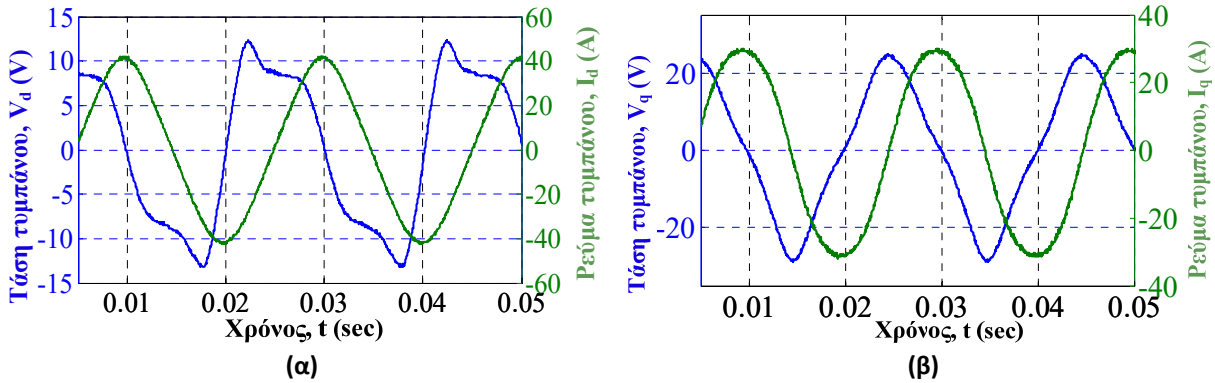
Έπειτα από τον σχεδιασμό και τη μελέτη της ορθής λειτουργίας του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση SVM, που κρίθηκε κατάλληλος για την εφαρμογή, ο διανυσματικός ελεγκτής ροπής υλοποιήθηκε σε μικροεπεξεργαστή και δοκιμάστηκε για την οδήγηση πρότυπου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ που σχεδιάστηκε στο κεφάλαιο 4, προκειμένου να επιβεβαιωθούν πειραματικά η ορθή του λειτουργία και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Ο διανυσματικός ελεγκτής υλοποιήθηκε σε επεξεργαστή τύπου *TMS320F2812* [5.32], ο οποίος παρουσιάζει ικανοποιητική επεξεργαστική ισχύ (150 MIPS), γεγονός που τον καθιστά κατάλληλο για τη συγκεκριμένη εεφαρμογή. Η πειραματική διάταξη που αναπτύχθηκε αναλύθηκε στο *Σχ. 4.32*, ενώ στο *Σχ. 4.33* παρουσιάστηκε η διαδρομή των σημάτων από και προς το κύκλωμα ισχύος (πηγή DC, αντιστροφέας δυο επιπέδων, κινητήρας πολυστρωματικών εσωτερικών ΜΜ) και τον ψηφιακό μικροεπεξεργαστή.

Η ανάπτυξη του συγκεκριμένου ελεγκτή σε περιβάλλον πραγματικού χρόνου (embeded system) πραγματοποιείται μέσω του προγράμματος *Matlab/Simulink*©, χρησιμοποιώντας δομικά στοιχεία από τη βιβλιοθήκη *embeded coder* του *Simulink*, η οποία είναι ανώτερη γλώσσα προγραμματισμού και μεταγλωττίζει το πρόγραμμα ελέγχου σε γλώσσα προγραμματισμού C. Περισσότερες πληροφορίες σχετικά με την ανάπτυξη του διανυσματικού ελεγκτή και τα στάδια σχεδίασής του παρουσιάζονται στο Παράρτημα Π.Β4.

5.8.1 Υπολογισμός αυτεπαγωγών d-q άξονα

Αρχικά, για την κατάλληλη σχεδίαση του ελεγκτή, οι αυτεπαγωγές ευθέως και εγκάρσιου άξονα υπολογίζονται πειραματικά. Για την πειραματική επιβεβαίωση των αυτεπαγωγών, ο κινητήρας τροφοδοτείται ακίνητος με μεταβλητή τριφασική ημιτονοειδή τάση με συχνότητα 50Hz, έτσι ώστε να μην αναπτύσσεται αντί-ΗΕΔ και ο δρομέας του κινητήρα περιστρέφεται 360° χειροκίνητα με μικρό βήμα μεταβολής, έτσι ώστε για την ίδια τάση τροφοδοσίας να εντοπιστεί η γωνία όπου παρουσιάζεται το μέγιστο και το ελάχιστο ρεύμα τυμπάνου στη φάση a. Με βάση την τοπολογία του μαγνητικού κυκλώματος, είναι προφανές ότι για την περίπτωση όπου έχουμε το ελάχιστο ρεύμα, ο μαγνητικός άξονας της φάσης a συναντά τη μικρότερη τιμή μαγνητικής αντίστασης, επομένως το ρεύμα δοκιμής είναι το ρεύμα του q άξονα, ενώ το μέγιστο ρεύμα δοκιμής αντιστοιχεί στο ρεύμα d άξονα. Επομένως, με βάση τη συγκεκριμένη δοκιμή υπολογίζονται οι αντιδράσεις X_d, X_q μέσω της εξίσωσης (5.11), όπου μέσω αυτών μπορούν να υπολογιστούν οι επαγωγές L_d, L_q. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι τάσεις U_d, U_q στην εξίσωση (5.11) είναι τα πλάτη της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης κατά τη δοκιμή.

$$\begin{bmatrix} X_q & X_d \end{bmatrix} = \begin{cases} X_q = \dfrac{U_q}{I_q} \\ X_d = \dfrac{U_d}{I_d} \end{cases} \tag{5.11}$$



(α) **(β)**

Σχήμα 5.21. Πειραματικά αποτελέσματα υπολογισμού αυτεπαγωγών d-q άξονα μέσω δοκιμής ακινητοποιημένου δρομέα (f_e=50Hz).

Στο *Σχ. 5.21* φαίνονται οι τάσεις και τα ρεύματα *d* (5.21α), *q* (5.21β) άξονα με ακινητοποιημένο δρομέα για τάση τροφοδοσίας. Αξίζει να σημειωθεί ότι στη μέτρηση της αυτεπαγωγής *d* άξονα, η τάση τυμπάνου παρουσιάζει μεγαλύτερη αρμονική παραμόρφωση, γεγονός που οφείλεται στον υψηλότερο κορεσμό του μαγνητικού κυκλώματος, λόγω του ότι ο ΜΜ παρουσιάζει μαγνητική διαπερατότητα ίση με αυτήν του αέρα. Αντίθετα, στην περίπτωση της μέτρησης της επαγωγής στον *q* άξονα, ο μαγνητικός κορεσμός είναι χαμηλότερος, λόγω του γεγονότος ότι η ροή του στάτη περνάει στον δρομέα ανάμεσα από τα φράγματα ροής αέρα, όπου υπάρχει ικανοποιητική ποσότητα σιδήρου. Από τα αποτελέσματα των μετρήσεων, εφαρμόζοντας ανάλυση Fourier για την τάση τυμπάνου, υπολογίστηκε ότι η αυτεπαγωγή ορθού άξονα για ρεύμα I_d=41,8 A είναι ίση με L_d=1,05 mH, ενώ η αυτεπαγωγή κάθετου άξονα για ρεύμα I_q=30,5 A ίση με L_q=2,74 mH, οι οποίες βρίσκονται αρκετά κοντά σε σχέση με τις τιμές που υπολογίστηκαν από την προσομοίωση για τις ίδιες τιμές ρευμάτων (*Σχ. 5.11*). Επομένως, έπειτα από την πειραματική επιβεβαίωση της αξιοπιστίας των τιμών των αυτεπαγωγών που προέκυψαν από την πεδιακή ανάλυση, επιλέχθηκαν οι τιμές των αυτεπαγωγών που απεικονίζονται στο *Σχ. 5.11* για την εκτίμηση της τάσης τυμπάνου στον διανυσματικό ελεγκτή (*Σχ. 5.12*).

5.8.2 Μεθοδολογία υλοποίησης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής σε μικροεπεξεργαστή

Όσον αφορά τη διαδικασία υλοποίησης του διανυσματικού ελεγκτή, αρχικά διερευνήθηκαν οι ανάγκες μείωσης του θορύβου στις αναλογικές και ψηφιακές μετρήσεις που λαμβάνει ο επεξεργαστής, οι οποίες είναι τα ρεύματα δυο φάσεων του κινητήρα (το ρεύμα της τρίτης φάσης δεν απαιτεί μέτρηση, διότι ο υπολογίζεται από τη μέτρηση των δύο άλλων φάσεων του κινητήρα) και η θέση του δρομέα. Στις αναλογικές εισόδους (ac ρεύματα τυμπάνου) του επεξεργαστή έχουν τοποθετηθεί κεραμικοί πυκνωτές χωρητικότητας 100 nF, οι οποίοι περιορίζουν σημαντικά το ύψος του θορύβου που εμπεριέχεται στα σήματα εισόδου, ακόμα και για μικρές τιμές ρευμάτων τυμπάνου, χωρίς να προστίθεται σημαντική καθυστέρηση στο φιλτραρισμένο σήμα. Επιπλέον, ο μικροεπεξεργαστής δίνει τη δυνατότητα ταυτόχρονης δειγματοληψίας δύο ρευμάτων, γεγονός που μειώνει το σφάλμα κατά την επεξεργασία των ψηφιοποιημένων μετρήσεων των ρευμάτων. Ο κωδικοποιητής θέσης *IFM RU1052* που χρησιμοποιείται παρέχει αρκετά καλή ακρίβεια στη μετρηση της θέσης (4x10000 σημεία/περιστροφή=0,009^o [5.33]), επομένως κατά τη μέτρηση της γωνίας περιστροφής του δρομέα (θ_m), που απαιτείται για την υλοποίηση του ελέγχου, δεν εισάγεται σημαντικό σφάλμα. Για τους παραπάνω λόγους, η ανάγκη χρησιμοποίησης κάποιου φίλτρου δεν κρίθηκε επιτακτική. Η συχνότητα δειγματοληψίας των ac ρευμάτων και η διακοπτική συχνότητα της SVM τάσης είναι ίσες με τις τιμές που επιλέχθηκαν κατά την προσομοίωση (18 kHz και 9 KHz, αντίστοιχα), σε συγχρονισμό με τις λειτουργίες της περιφερειακής ADC (Analog to Digital Converter) συσκευής του μικροεπεξεργαστή. Η επιλογή της συχνότητας δειγματοληψίας του ελεγκτή βασίστηκε κυρίως στις απαιτήσεις της μνήμης RAM στην οποία είχε επιλεγεί να λειτουργεί ο κώδικας του ελεγκτή, ενώ η διακοπτική συχνότητα της SVM επιλέχθηκε λόγω των βελτιωμένων χαρακτηριστικών που παρουσιάζονται σε σχέση με την απόδοση και την ποιότητα ροπής του συνολικού κινητήριου συστήματος με βάση την [5.28].

Έπειτα, η τεχνική SVM δοκιμάζεται αρχικά σε ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκαν τρεις ίδιες μεταβλητές αντιστάσεις και πηνία σταθερής αυτεπαγωγής 2.2mH, ένα ζεύγος για κάθε φάση του αντιστροφέα. Ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για αυτή τη δοκιμή, δέχεται ως είσοδο τις δύο αναφορές I_q^*, I_d^*. Για την απλοποίηση της δοκιμής, τα I_q^*, I_d^* σήματα αναφοράς λάμβαναν τιμές από τον χρήστη, μέσω του καναλιού επικοινωνίας RTDX. Όλες οι τιμές που δεχόταν ως είσοδο ο κώδικας κανονικοποιούνται και όλοι οι απαραίτητοι υπολογισμοί γίνονται σε αριθμούς της μορφής *32bit fixed point signed integer.* Έπειτα από την ανάγνωση και την απαραίτητη κανονικοποίηση, οι αναφορές μετασχηματίζονται στο στατό πλαίσιο αναφοράς μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού *Park* και δίνονται ως είσοδοι της SVM τεχνικής για τον

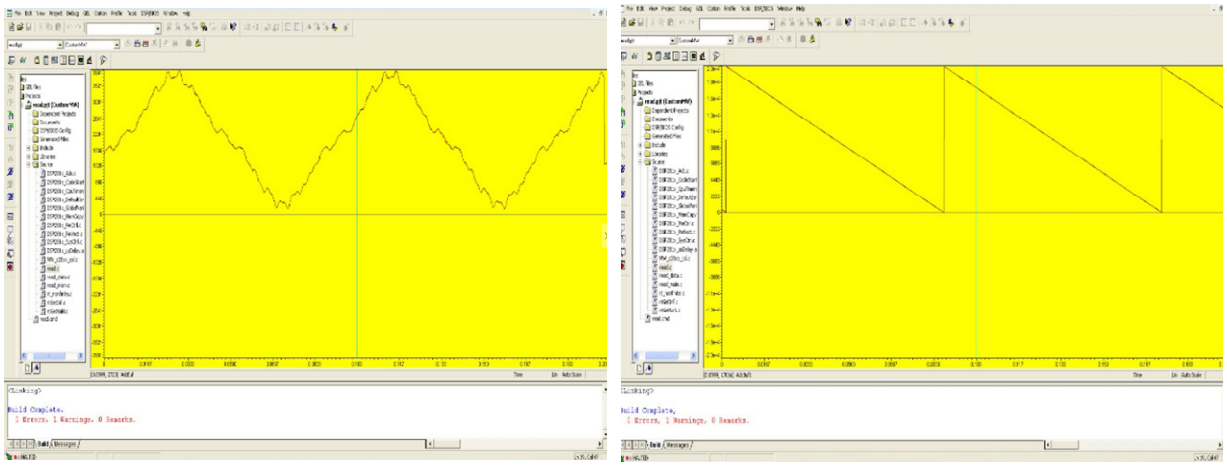
υπολογισμό των PWM σημάτων, όπως αναλύθηκε στην ενότητα 5.6. Για τη λήψη της ηλεκτρικής γωνίας που χρησιμοποιείται στον ορθό και στον αντίστροφο μετασχηματισμό *Park*, η μηχανή περιστρεφόταν εξωτερικά από τη μηχανή DC (*Σχ. 4.36*). Συνεπώς, μέσω του κωδικοποιητή θέσης (encoder) που είναι τοποθετημένος πάνω στο δρομέα της μηχανής, ήταν δυνατό να μετρηθεί η γωνία περιστροφής. Η συχνότητα του ρεύματος που μετρήθηκε ήταν ίδια με την ηλεκτρική συχνότητα του κινητήρα. Επομένως, μέσω της συγκεκριμένης δοκιμής κατέστη δυνατή η επιβεβαίωση της ορθής σχεδίασης της τεχνικής SVM στον μικροεπεξεργαστή.

Το επόμενο βήμα που είναι απαραίτητο για την υλοποίηση του διανυσματικού ελεγκτή ροπής του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ σε μικροεπεξεργαστή είναι η ευθυγράμμιση του ορθού άξονα (*d*) του κινητήρα με τη φάση A. Η συγκεκριμένη διαδικασία είναι ιδιαίτερα σημαντική για την οδήγηση των σύγχρονων μηχανών και πρέπει να πραγματοποιείται πριν εφαρμοστεί η μεθοδολογία του διανυσματικού ελέγχου, έτσι ώστε να επιτευχθεί με ακρίβεια η μετατροπή των εναλλασσόμενων ρευμάτων στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς του στάτη. Για να γίνει κατανοητός ο λόγος που είναι αναγκαία η παραπάνω ρύθμιση, μπορούμε να φέρουμε σε αντιπαραβολή τη σύγχρονη μηχανή σε σχέση με τη μηχανή επαγωγής. Στην ασύγχρονη μηχανή, για τη μέτρηση της ηλεκτρικής γωνίας (που χρησιμοποιείται στο μετασχηματισμό σε στρεφόμενο πλαίσιο), δεν απαιτείται κάποια ιδιαίτερη γνώση της θέσης μέγιστης διέγερσης του δρομέα, καθώς αυτή ορίζεται μέσω του ρεύματος στάτη. Αντιθέτως, στη σύγχρονη μηχανή απαιτείται να γνωρίζουμε τη θέση του δρομέα, για την οποία έχουμε μέγιστη διέγερση, έτσι ώστε να γνωρίζουμε το αρχικό σημείο μέτρησης της ηλεκτρικής γωνίας (θ_0=0^o). Με γνωστή τη θέση μέγιστης διέγερσης μπορούμε να ευθυγραμμίσουμε τον άξονα *d* με τη φάση *A* της μηχανής, οπότε εφαρμόζουμε τους μετασχηματισμούς *Clarke-Park* [5.25].

Για τον υπολογισμό της θέσης όπου η ροή των ΜΜ είναι μέγιστη και της σχετική θέσης σε σχέση με τη φάση Α, απαιτείται η γνώση της παραγόμενης ΗΕΔ της φάσης Α. Όταν η μηχανή περιστρέφεται εν κενώ, τότε παράγεται ΗΕΔ στα τυλίγματα του στάτη η οποία έχει διαφορά φάσης 90° σε σχέση με τη συνολικά παραγόμενη ροή, η οποία σε αυτήν την περίπτωση είναι η ροή των ΜΜ, εφόσον δεν υπάρχει ρεύμα στο τύμπανο. Επομένως, στο σημείο που η τάση μηδενίζεται, η διέγερση των ΜΜ μεγιστοποιείται, επομένως συμβαδίζει με τον *d* άξονα του κινητήρα. Θεωρώντας ως φάση *A* μια τυχαία φάση, εξετάζουμε την ΗΕΔ που παράγεται σε αυτή τη φάση και βρίσκουμε το σημείο που η ΗΕΔ μηδενίζεται. Η μηχανή κινείται εξωτερικά με τη βοήθεια της DC μηχανής και η μέτρηση της κυματομορφής της ΗΕΔ πραγματοποιείται μέσω του αισθητηρίου τάσης *LEM-LV 25-P* [5.34], στη φάση που έχει επιλεγεί ως φάση *A*. Στη συνέχεια, αφού το σήμα επεξεργάστηκε μέσω του κυκλώματος προσαρμογής, στάλθηκε στη μονάδα ADC του μικροεπεξεργαστή. Παράλληλα, η θέση του δρομέα καταγράφεται μέσω του encoder, ο οποίος έστελνε τα σήματά του στην *Quadrature Endoder Pulse* (QEP) μονάδα (*counter mode*) του μικροεπεξεργαστή. Στον μικροεπεξεργαστή μέσω κατάλληλου κώδικα αποθηκεύονταν δύο πίνακες που περιέχουν τη μέτρηση της ΗΕΔ και τη μέτρηση της ηλεκτρικής θέσης του δρομέα. Στο *Σχ. 5.22* παρουσιάζονται οι ψηφιακές τιμές της ΗΕΔ και της θέσης του δρομέα που αποθηκεύτηκαν από τον μικροεπεξεργαστή, και μπορούν να αναπαρασταθούν γραφικά μέσω κατάλληλου παραθύρου απεικόνισης του λογισμικού *Code Composer*, το οποίο υλοποιεί τη διασύνδεση του απομακρυσμένου υπολογιστή (*host-pc*) με τον μικροεπεξεργαστή, καθώς επίσης και τον προγραμματισμό του. Μετά από αρκετές μετρήσεις επιβεβαιώθηκε ότι τη στιγμή που η ΗΕΔ μηδενιζόταν (ψηφιακή τιμή 2048), η ηλεκτρική θέση του δρομέα είχε τιμή 18922, συνεπώς η μέτρηση της γωνίας δεν πρέπει να αρχίζει τη στιγμή που ενεργοποιείται το index από τον encoder [5.33] και έχει μηδενίσει ο καταχωρητής, αλλά τη στιγμή που ο καταχωρητής θέσης έχει τιμή 18922.

Έπειτα από την ευθυγράμμιση του *d* άξονα με τη φάση *A* του κινητήρα, ο διανυσματικός ελεγκτής μπορεί πλέον να εφαρμοστεί για την οδήγηση του κινητήρα πολυστρωματικών εσωτερικών ΜΜ. Το επιθυμητό μέγιστο ρεύμα μέτρησης, το οποίο ορίζεται ίσο με το πλάτος του ονομαστικού ρεύματος για ροπή 45Nm (100 A) αντιστοιχεί σε $\pm 3V$ τιμή εξόδου του αισθητήριου

ρεύματος. Το εύρος ρεύματος τελικά ρυθμίζεται από τη μονάδα επεξεργασίας σήματος [5.35] από 0 έως 3V και στέλνεται στην ADC μονάδα του επεξεργαστή, όπου στη συνέχεια κανονικοποιείται από -1 έως 1. Ως είσοδος (γκάζι) του συστήματος χρησιμοποιήθηκε το κανάλι επικοινωνίας RTDX του μικροεπεξεργαστή, όπου η ροπή αναφοράς ορίστηκε να λαμβάνει τιμές από -45 έως 45 Nm. Στη συνέχεια η λογική της ανάπτυξης του ελεγκτή στον μικροεπεξεργαστή είναι παρόμοια με την λογική που ακολουθήθηκε κατά τον σχεδιασμό του δυναμικού μοντέλου του διανυσματικού ελεγκτή ροπής, όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 5.6.1.



(α) **(β)**

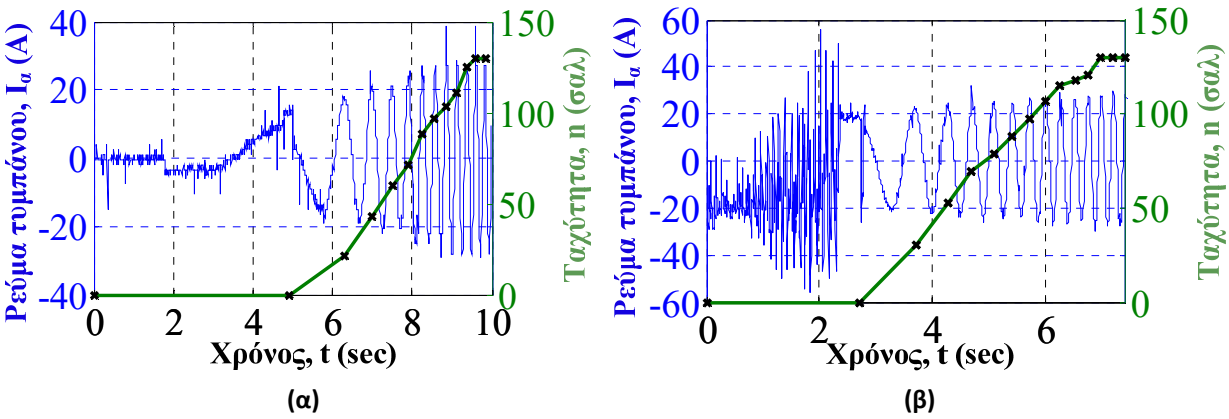
Σχήμα 5.22. Στιγμιότυπο από το υπολογιστικό περιβάλλον code composer (α) ΗΕΔ (β) ηλεκτρική θέση δρομέα.

Με την εκκίνηση της μηχανής υπό αυτές τις συνθήκες έγινε στη συνέχεια η ρύθμιση των PI ελεγκτών των ρευμάτων *q* και *d* άξονα. Αρχικά, αυξήθηκε σταδιακά το κέρδος του αναλογικού όρου μέχρι η έξοδος των ελεγκτών να πλησιάσει την αναφορά και στη συνέχεια αυξήθηκε το κέρδος του ολοκληρωτικού όρου, έτσι ώστε να μειωθεί το όποιο μόνιμο σφάλμα. Τα κέρδη των PI ελεγκτών των ρευμάτων *d-q* άξονα για την κατάσταση οδήγησης MTPA τέθηκαν ίσα με K_{P_MTPA}=0,54, K_{I_MTPA}=0,19, K_{C_MTPA}=0,19, των PI ελεγκτών του ρεύματος *d* άξονα στην κατάσταση FW που ρυθμίζουν την τάση τυμπάνου τέθηκαν ίσα με K_{Pd_FW}=0,011, K_{Id_FW}=0,001 και K_{Cd_FW}=0,001 ενώ των PI ελεγκτών του ρεύματος *q* άξονα στην κατάσταση FW που ρυθμίζουν τη ροπή τέθηκαν ίσα με K_{Pq_cur}=0,13, K_{Iq_cur}=0,0012 και K_{Cq_cur}=0,0012. Οι τελικές τιμές των PI ελεγκτών που προέκυψαν έπειτα από δοκιμές είναι ελαφρώς διαφοροποιημένες σε σχέση με τις τιμές των κερδών που επιλέχθηκαν στην προσομοίωση, γεγονός που οφείλεται στη ροπή αδρανείας του κινητηρίου συστήματος, η οποία αποτελείται από τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ και τη μηχανή DC, ενώ κατά την προσομοίωση η ροπή αδρανείας του κινητηρίου συστήματος αντιπροσώπευε το κινητήριο σύστημα του υπό μελέτη ηλεκτρικού οχήματος. Μετά τη ρύθμιση των ελεγκτών ρεύματος πραγματοποιήθηκαν δυναμικές μεταβολές της ροπής και παρουσιάζεται η απόκριση του διανυσματικού ελεγκτή ροπής τόσο στη μόνιμη όσο και στη μεταβατική κατάσταση.

5.8.3 Πειραματικά αποτελέσματα

Αρχικά, μελετάται η λειτουργία της εκκίνησης του κινητήρα με το προτεινόμενο ελεγκτή. Για την εκκίνηση έχει προβλεφθεί ο ελεγκτής να παρέχει SVM τάση εισόδου με πλάτος που καθορίζεται από το ύψος της ροπής αναφοράς και θεμελιώδη συχνότητα σταθερή και ίση με 0.3 Hz, με σκοπό την αποφυγή αποσυγχρονισμών και βραχυκυκλωμάτων κατά την εκκίνηση. Εφόσον η ταχύτητα του κινητήρα γίνει ίση με την αρχική συχνότητα αναφοράς (9 σαλ), τότε ο διανυσματικός ελεγκτής μεταβαίνει στην κανονική λειτουργία, όπου η γωνία μετριέται μέσω του αισθητηρίου θέσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι σε όλη τη διαδικασία των δοκιμών ο κινητήρας έχει συνδεθεί σε αστέρα, με τον ουδέτερό του απομονωμένο σε σχέση με τον ουδέτερο του αντιστροφέα.

Στο *Σχ. 5.23* παρατηρούμε την απόκριση του ρεύματος τυμπάνου και της φασικής τάσης κατά την εκκίνηση της μηχανής με αναφορά ροπής τύπου "ράμπας". Πιο συγκεκριμένα, ως αναφορά ροπής δίνεται από το RTDX κανάλι επικοινωνίας, μια γραμμική αύξηση της ροπής αναφοράς τύπου "ράμπας" από T_e^*=0 Nm έως T_e^*=10 Nm, με βήμα αύξησης 1 Nm ανά 0.5 sec (*Σχ. 5.23α*) και 0.25 sec (*Σχ. 5.23β*), αντίστοιχα. Ένα κρίσιμο σημείο κατά τη διαδικασία της εκκίνησης είναι η μη γνώση της αρχικής θέσης του κινητήρα. Η θέση του αρχικοποιείται μετά την ενεργοποίηση του σήματος index [5.33], γεγονός που μπορεί να οδηγήσει σε ταλαντώσεις, όπως φαίνεται χαρακτηριστικά στο *Σχ. 5.23β*. Αντίθετα, στην περίπτωση της εκκίνησης που απεικονίζεται στο *Σχ. 5.23α*, ο αρχικός προσανατολισμός των πεδίων του τυμπάνου και του δρομέα είναι ικανοποιητικός, με αποτέλεσμα η εκκίνηση να διεξάγεται ομαλά. Ωστόσο, παρατηρούμε ότι ακόμα και στην περίπτωση που ο αρχικός προσανατολισμός των πεδίων δεν είναι ο επιθυμητός, ο έλεγχος καταφέρνει εν τέλει να ανταποκριθεί, με μέγιστο ρεύμα τυμπάνου κατά τις ταλαντώσεις ίσο με 56A. Επιπλέον, σημαντικό ρόλο στην ύπαρξη ταλαντώσεων και υψηλών ρευμάτων στην εκκίνηση παίζει και η τιμή της ροπής αναφοράς, η οποία πρέπει να είναι τέτοια έτσι ώστε να μπορέσει να υπερνικήσει τη ροπή του φορτίου. Σε αντίθετη περίπτωση, το σφάλμα του PI ελεγκτή αυξάνεται, λόγω του ολοκληρωτικού όρου, καθώς ο κινητήρας δεν έχει αναπτύξει ταχύτητα, έτσι ώστε να πραγματοποιούνται ορθώς οι μετασχηματισμοί *Clarke-Park* στα μετρούμενα ρεύματα. Το συγκεκριμένο φαινόμενο είναι εμφανές μέσα από τη σύγκριση των *Σχ. 5.23α* και *Σχ.5.23β*, όπου στη δεύτερη περίπτωση το αργό βήμα αύξησης της ροπής αναφοράς (0.25sec) σε συνδυασμό με το μη επιθυμητό αρχικό προσανατολισμό των πεδίων στάτη και δρομέα οδήγησε στην ύπαρξη ταλαντώσεων με υψηλό πλάτος ρεύματος τυμπάνου.



Σχήμα 5.23. Απόκριση ρεύματος τυμπάνου και ταχύτητας κατά την εκκίνηση της μηχανής με μεταβολή του σήματος εισόδου από T_e^*=0 Nm έως T_e^*=10 Nm με βήμα αύξησης 1 Nm ανά (α) 0.5 sec και (β) 0.25 sec.

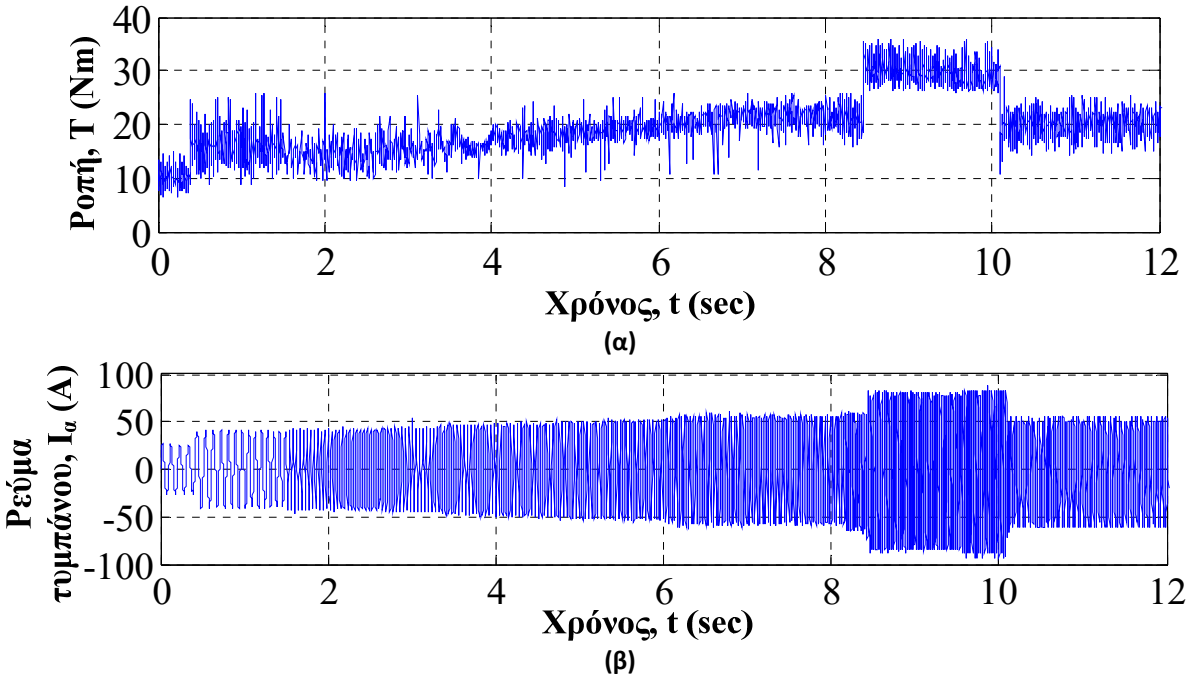
Σε επόμενο βήμα, μελετάται η λειτουργία του διανυσματικού ελεγκτή στην ΠΣΡ, όπου εφαρμόζεται η MTPA στρατηγική ελέγχου. Έπειτα από την εκκίνηση του κινητήρα με ροπή ίση με 10Nm, όπως φαίνεται στο *Σχ. 5.23*, πραγματοποιούνται οι εξής μεταβολές στη ροπή αναφοράς του ελεγκτή:

- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 1:* Τη χρονική στιγμή t=0,4 sec πραγματοποιείται βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς από T_e^*=10 Nm σε T_e^*=15 Nm. Ο κινητήρας επιταχύνεται από τις 235 σαλ μέχρι τις 375 σαλ σε 0,58 sec.
- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 2:* Τη χρονική στιγμή t=2 sec η ροπή αναφοράς αυξάνεται γραμμικά μέχρι τη χρονική στιγμή t=7 sec με βήμα 0.7 Nm ανά 0,5 sec. Ο κινητήρας επιταχύνεται από τις 375 σαλ μέχρι τις 921 σαλ, ακολουθώντας τη ράμπα ανόδου της ροπής αναφοράς.

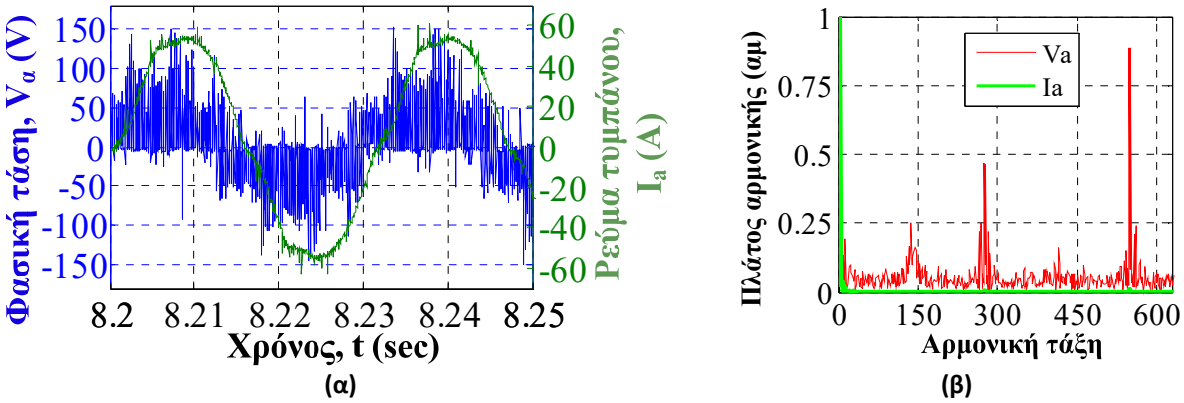
- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 3:* Τη χρονική στιγμή t=8,45 sec πραγματοποιείται βηματική αύξηση της ροπής αναφοράς από T_e^*=22 Nm σε T_e^*=30 Nm. Ο κινητήρας επιταχύνεται από τις 901 σαλ μέχρι τις 1386 σαλ σε 1,38 sec.
- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 4:* Τη χρονική στιγμή t=10,08 sec πραγματοποιείται βηματική μείωση της ροπής αναφοράς από T_e^*=30 Nm σε T_e^*=20 Nm. Ο κινητήρας επιβραδύνεται από τις 1386 σαλ μέχρι τις 832 σαλ σε 1,15 sec.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η τάση και το ρεύμα διέγερσης της μηχανής συνεχούς ρεύματος είναι V_f =160 V και I_f=1.6 A, αντίστοιχα, με στόχο την αύξηση της ροπής φορτίου στον κινητήρα, έτσι ώστε ο κινητήρας να παραμένει σε χαμηλά επίπεδα στροφών, εφόσον επιθυμούμε λειτουργία MTPA. Η μεταβατική κατάσταση 3 αντιπροσωπεύει ομαλά μεταβατικά ροπής, που προκαλούνται συνήθως από τον χειριστή μέσω του γκαζιού. Αντιθέτως, οι μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας 1, 2 ,4 αντιπροσωπεύουν ακαριαίες μεταβολές στη ροπή οι οποίες γενικά μπορούν να οφείλονται είτε σε κάποια ανωμαλία που προκαλείται στη ροπή φορτίου, είτε σε κάποια ακαριαία απαίτηση ροπής από τον χειριστή. Από την απόκριση της ροπής και του φασικού ρεύματος του κινητήρα, όπως φαίνεται στα *Σχ. 5.24α* και *Σχ. 5.24β*, αντίστοιχα, συμπεραίνουμε ότι ο έλεγχος αποκρίνεται ικανοποιητικά, καθώς η παραγόμενη ροπή του κινητήρα συμβαδίζει με τη ροπή αναφοράς, ενώ αντίστοιχα και τα πλάτη των ρευμάτων για τις διάφορες λειτουργικές καταστάσεις βρίσκονται σε καλή ακρίβεια σε σχέση με τις προσομοιωμένες τιμές ρευμάτων του μη γραμμικού μοντέλου ΠΣ (*Σχ. 5.6*). Επιπλέον, ο κινητήρας παρουσιάζει ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά, με μέγιστη στιγμιαία βύθιση ροπής 25% κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 4, ενώ ο μέγιστος χρόνος αποκατάστασης της ροπής είναι 78 msec κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 4. Η κυμάτωση της ροπής στη μόνιμη κατάσταση κυμαίνεται μεταξύ 4.3-5.6 Nm για το σύνολο της λειτουργίας του κινητήρα, τιμές μεγαλύτερες σε σχέση με τις κυματώσεις ροπής που προέκυψαν κατά την προσομοίωση, όπως παρουσιάζονται στους πίνακες 5.1 και 5.2. Η διαφορά αυτή οφείλεται κυρίως στην κυμάτωση του σήματος που προκαλείται από το ροπόμετρο [5.36], καθώς επίσης και σε μηχανικές ταλαντώσεις που δύναται να υπάρχουν στο κινητήριο σύστημα. Επισημαίνεται το γεγονός ότι η ροπή αδρανείας του κινητηρίου συστήματος όπου πραγματοποιούνται οι δοκιμές είναι μικρότερη σε σχέση με τη ροπή αδρανείας του κινητηρίου συστήματος του υπό μελέτη ηλεκτρικού οχήματος, με αποτέλεσμα να είναι μεγαλύτερες σε σχέση με την προσομοίωση τόσο οι ηλεκτρομηχανικές ταλαντώσεις, όσο και οι τιμές επιτάχυνσης / επιβράδυνσης.

Στο *Σχ. 5.25α* απεικονίζονται οι κυματομορφές της φασικής τάσης και ρεύματος του κινητήρα για το χρονικό διάστημα μεταξύ της μεταβατικής κατάστασης λειτουργίας 2 και 3 (t=8.2-8.25 sec), ενώ στο *Σχ. 5.25β* φαίνεται το αρμονικό τους περιεχόμενο για το ίδιο χρονικό διάστημα. Από το *Σχ. 5.25* παρατηρούμε ότι ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης για το ρεύμα βρίσκεται σε ικανοποιητικά επίπεδα (4,9%), παρόλο που εισάγονται σημαντικές αρμονικές στην τάση, γεγονός που οφείλεται στη μεγάλη τιμή αυτεπαγωγών που παρουσιάζει ο κινητήρας και στην κατάλληλη επιλογή της διακοπτικής συχνότητας. Οι αρμονικές της τάσης οφείλονται στην τεχνική διαμόρφωσης του εύρους των παλμών και τη χαμηλή ταχύτητα του κινητήρα (921 σαλ), η οποία οδηγεί σε χαμηλό λόγο διαμόρφωσης, επομένως και σε υψηλό THD στην τάση τροφοδοσίας [5.24]. Από την ανάλυση Fourier που πραγματοποιήθηκε, υπολογίστηκε ο ΣΙ του κινητήρα για τη θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα της τάσης και του ρεύματος και προέκυψε ίσος με 0.82, αρκετά κοντά με την τιμή του εσωτερικού ΣΙ που υπολογίστηκε στις προσομοιώσεις (*Σχ. 5.7*). Η απόκλιση μεταξύ του προσομοιωμένου και του πειραματικού ΣΙ οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι στην προσομοίωση μέσω του διδιάστατου μη γραμμικού μοντέλου ΠΣ δεν λήφθηκαν υπόψιν οι παράμετροι του εξωτερικού κυκλώματος του κινητήρα (αντίσταση καλωδίου, επαγωγές κεφαλών τυλίγματος).



Σχήμα 5.24. Απόκριση διανυσματικού ελεγκτή ροπής κατά την λειτουργία στην ΠΣΡ-ΜΤΡΑ. (α) Παραγόμενη μηχανική ροπή. (β) Ρεύμα τυμπάνου συναρτήσει του χρόνου.



Σχήμα 5.25. (α) Φασική τάση και ρεύμα κινητήρα κατά τη χρονική στιγμή *t*=8,2 sec (22 Nm, 921 σαλ) για στρατηγική ελέγχου ΜΤΡΑ. (β) Αρμονικό περιεχόμενο τάσης και ρεύματος (THD_{Ia}=4,9%).

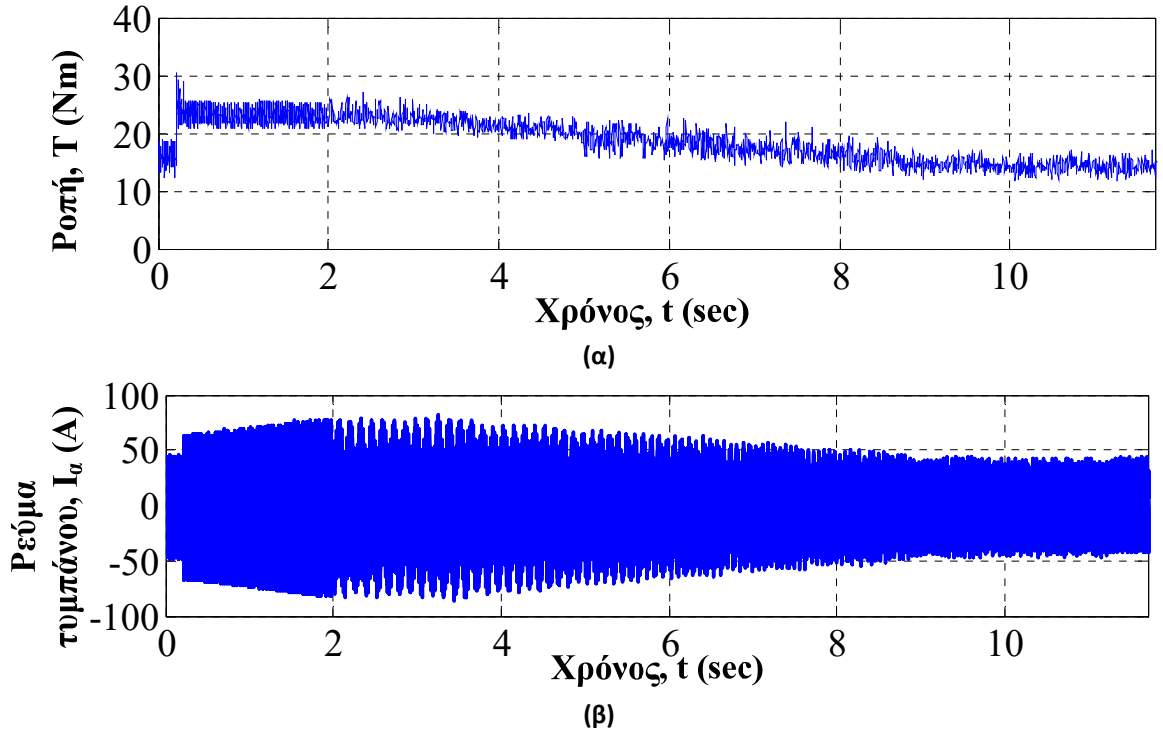
Τέλος, η λειτουργία του διανυσματικού ελεγκτή ροπής μελετάται στην ΠΣΙ, όπου εφαρμόζεται στρατηγική ελέγχου εξασθένισης πεδίου (FW). Η ταχύτητα αναφοράς για την αλλαγή της στρατηγικής ελέγχου επιλέχθηκε ίση με 2600 σαλ, λίγο μικρότερη από την τιμή που επιλέχθηκε κατά την προσομοίωση (2700 σαλ), λόγω της πτώσης τάσης στα εξωτερικά καλώδια της DC και AC πλευράς του αντιστροφέα. Επιπλέον, για την επίτευξη υψηλών στροφών η τάση και το ρεύμα διέγερσης της μηχανής συνεχούς ρεύματος ρυθμίστηκαν ίσα με V_f=70 V και I_f=0,7 A, αντίστοιχα. Πραγματοποιούνται οι εξής μεταβολές στη ροπή αναφοράς του ελεγκτή:

- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 1:* Τη χρονική στιγμή *t*=0,2 sec, ο κινητήρας στρέφεται με ταχύτητα περιστροφής 2650 έχοντας ροπή ίση με 16 Nm, έχοντας εισέλθει οριακά στην λειτουργία FW. Πραγματοποιείται βηματική μεταβολή της ροπής αναφοράς από T_e^*=16 Nm σε T_e^*=23 Nm. Ο κινητήρας επιταχύνεται από τις 2650 σαλ μέχρι τις 3328 σαλ σε 1,21 sec.

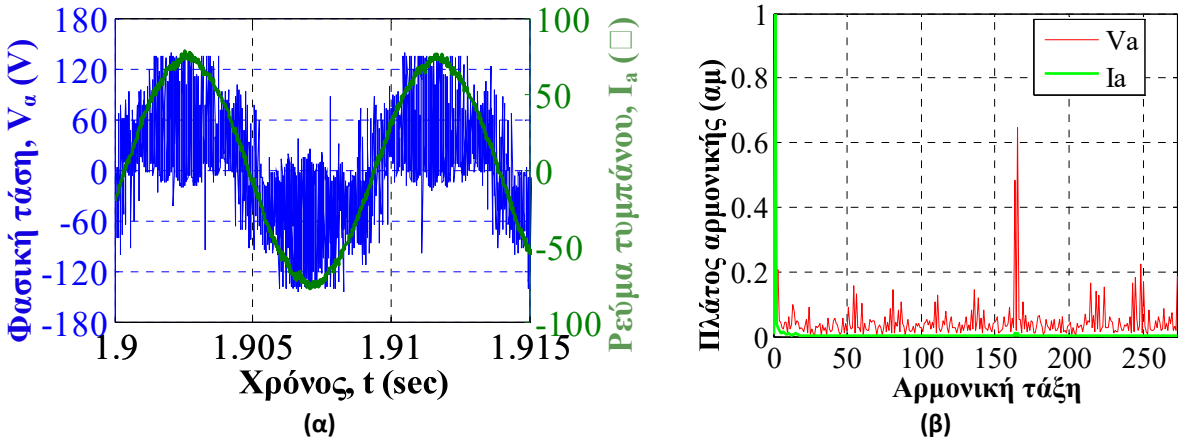
- *Μεταβατική κατάσταση λειτουργίας 2:* Τη χρονική στιγμή *t*=3 sec η ροπή αναφοράς μειώνεται γραμμικά μέχρι τη χρονική στιγμή *t*=10 sec με βήμα 0,6 Nm ανά 0,5 sec. Ο κινητήρας επιβραδύνεται από τις 3328 σαλ μέχρι τις 2450 σαλ, ακολουθώντας τη ράμπα καθόδου της ροπής αναφοράς.

Από την απόκριση της ροπής και του φασικού ρεύματος του κινητήρα, όπως παρουσιάζεται στα *Σχ. 5.26α* και *Σχ. 5.26β*, αντίστοιχα, συμπεραίνουμε ότι ο έλεγχος αποκρίνεται ικανοποιητικά, καθώς η παραγόμενη ροπή του κινητήρα συμβαδίζει με τη ροπή αναφοράς, ενώ αντίστοιχα και τα πλάτη των ρευμάτων για τις διάφορες λειτουργικές καταστάσεις βρίσκονται σε καλή ακρίβεια σε σχέση με τις προσομοιωμένες τιμές ρευμάτων του μη γραμμικού μοντέλου ΠΣ (*Σχ. 5.6*). Επιπροσθέτως, ο κινητήρας παρουσιάζει ικανοποιητική δυναμική συμπεριφορά στην περιοχή FW, με μέγιστη στιγμιαία υπερύψωση ροπής 30% κατά τη βηματική αύξηση της ροπής, ενώ ο μέγιστος χρόνος αποκατάστασης της ροπής είναι 50 msec. Η κυμάτωση της ροπής στη μόνιμη κατάσταση κυμαίνεται μεταξύ 3.8-5.1 Nm για το σύνολο της λειτουργίας του κινητήρα, τιμές ελαφρώς μικρότερες σε σχέση με τις κυματώσεις ροπής της MTPA κατάστασης λειτουργίας, γεγονός που οφείλεται στην εξασθένιση των μηχανικών ταλαντώσεων του κινητηρίου συστήματος, λόγω αύξησης της ταχύτητας περιστροφής. Επιπλέον, σύμφωνα με την απόκριση του ρεύματος τυμπάνου (*Σχ. 5.26β*), κατά τη χρονική στιγμή *t*=8,9 sec, όπου η ταχύτητα περιστροφής είναι 2600 σαλ, ο κινητήρας εισέρχεται στην MTPA κατάσταση λειτουργίας, οι PI ελεγκτές για την FW κατάσταση απενεργοποιούνται και το ρεύμα τυμπάνου μειώνεται, με μεγαλύτερο ρυθμό σε σχέση με την λειτουργία FW, μέχρι την ισορροπία του κινητηρίου συστήματος στις 2450 σαλ.

Στο *Σχ. 5.27α* απεικονίζονται οι κυματομορφές της φασικής τάσης και ρεύματος του κινητήρα για το χρονικό διάστημα μεταξύ της μεταβατικής κατάστασης λειτουργίας 1 και 2 (*t*=1.9-1.915 sec), ενώ στο *Σχ. 5.27β* φαίνεται το αρμονικό τους περιεχόμενο για το ίδιο χρονικό διάστημα. Συγκριτικά με την κατάσταση λειτουργίας MTPA που εξετάστηκε στο *Σχ. 5.25*, παρατηρούμε ότι το THD του ρεύματος είναι χαμηλότερο, γεγονός που οφείλεται στον υψηλότερο λόγο διαμόρφωσης στην SVM τάση του αντιστροφέα, λόγω της υψηλότερης ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα. Εντούτοις και στις δυο λειτουργικές καταστάσεις το THD του ρεύματος παραμένει μικρότερο από 5%, παρέχοντας αξιόπιστη και αποδοτική λειτουργία στον κινητήρα. Ο ΣΙ στην λειτουργία FW αυξήθηκε και προέκυψε ίσος με 0.99, με σκοπό την απομείωση της επαγόμενης τάσης των ΜΜ, όπως αναλύθηκε στις ενότητες 2.4.3.2 και 5.4.



Σχήμα 5.26. Απόκριση διανυσματικού ελεγκτή ροπής κατά την λειτουργία στην ΠΣΙ-FW. (α) Παραγόμενη μηχανική ροπή. (β) Ρεύμα τυμπάνου συναρτήσει του χρόνου.



Σχήμα 5.27. (α) Φασική τάση και ρεύμα κινητήρα κατά τη χρονική στιγμή *t*=1,9 sec (23 Nm, 3328 σαλ) για στρατηγική ελέγχου FW. (β) Αρμονικό περιεχόμενο τάσης και ρεύματος (THD_{Ia}=2,4%).

5.9 Βιβλιογραφία κεφαλαίου

[5.1] J. Nerg, M. Rilla, V. Ruuskanen, J. Pyrhönen, and S. Ruotsalainen, "Direct-Driven Interior Magnet Permanent-Magnet Synchronous Motors for a Full Electric Sports Car," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no.8, Aug. 2014.

[5.2] P. Lazari, J. Wang, and L. Chen, "A Computationally Efficient Design Technique for Electric Vehicle Traction Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.50, no.5, pp.3203-3213, Sept-Oct. 2014.

[5.3] G. Pellegrino, A. Vagati, P. Guglielmi, and B. Boazzo, "Performance Comparison Between Surface-Mounted and Interior PM Motor Drives for Electric Vehicle Application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.59, no.2, pp.803-811, Feb.2012.

[5.4] V. Ruuskanen, J. Nerg, J. Pyrhonen, S. Ruotsalainen, R. Kennel, "Drive Cycle Analysis of a Permanent-Magnet Traction Motor Based on Magnetostatic Finite-Element Analysis", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 3, pp. 1249-1254, Mar. 2015.

[5.5] P. H. Nguyen, E. Hoang, and M. Gabsi, "Performance synthesis of permanent-magnet synchronous machines during the driving cycle of a hybrid electric vehicle," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 5, pp. 1991–1998, Jun. 2011.

[5.6] X. Chen, J. Wang and A. Griffo, "A High-Fidelity and Computationally Efficient Electrothermally Coupled Model for Interior Permanent-Magnet Machines in Electric Vehicle Traction Applications," *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, vol. 1, no. 4, pp. 336-347, Dec. 2015.

[5.7] K. Yamazaki, M. Kumagai, T. Ikemi, and S. Ohki, "A Novel Rotor Design of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors to Cope with Both Maximum Torque and Iron-Loss Reduction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.49, no.6, pp.2478-2486, Nov.-Dec. 2013.

[5.8] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Investigation of magnet arrangements in Double Layer Interior Synchronous Permanent Magnet Motor over wide-speed range for Electric Vehicle applications," *Materials Science Forum*, vol. 792, pp. 379-384, 2014.

[5.9] B. Cheng, and T. R. Tesch, "Torque Feedforward Control Technique for Permanent-Magnet Synchronous Motors," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 3, pp. 969-974, Mar. 2010.

[5.10] K. Yamazaki and M. Kumagai, "Torque Analysis of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors by Considering Cross-Magnetization: Variation in Torque Components With Permanent-Magnet Configurations,", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3192-3201, July 2014.

[5.11] G. Pellegrino, E. Armando and P. Guglielmi, "Direct-Flux Vector Control of IPM Motor Drives in the Maximum Torque Per Voltage Speed Range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3780-3788, Oct. 2012.

[5.12] Bimal K. Bose, "Power Electronics And Motor Drives Advances and Trends," Academic Press Elsevier, 2006.

[5.13] S.-M. Sue, and C.-T. Pan, "Voltage-Constraint-Tracking-Based Field-Weakening Control of IPM Synchronous Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.55, no.1, pp.340-347, Jan. 2008.

[5.14] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Performance Evaluation and Thermal Analysis of Interior Permanent Magnet Traction Motor over a Wide Load Range," *XXIIth*

International Conference on Electrical Machines (ICEM'2016), Lausanne-Switzerland, September 4-7, 2016.

[5.15] E. Dlala, "Comparison of Models for Estimating Magnetic Core Losses in Electrical Machines Using the Finite-Element Method," *IEEE Trans. Magn.*, vol.45, no.2, pp.716-725, Feb. 2009.

[5.16] A. G. Sarigiannidis, and A. G. Kladas, "Interior PM Motor Torque Control and Performance Analysis Considering Saturation and Cross Magnetization Effects for Electric Traction", *Materials Science Forum*, Vol. 856, pp. 263-268, 2016 (doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.856.263).

[5.17] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, Steven Pekarekm "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems," 3rd Edition, Wiley-IEEE Press, August 2013.

[5.18] B. Štumberger, G. Štumberger, D. Dolinar, A. Hamler, and M. Trlep, "Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.,* vol. 39, no. 5, pp. 1264–1271, Sep./Oct. 2003.

[5.19] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, Valeria Hrabovcova, "Design of Rotating Electrical Machines", *John Wiley & Sons ltd.*, 2008.

[5.20] H. u. Rehman and L. Xu, "Alternative Energy Vehicles Drive System: Control, Flux and Torque Estimation, and Efficiency Optimization," in *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol. 60, no. 8, pp. 3625-3634, Oct. 2011.

[5.21] T. M. Jahns, G. B. Kliman and T. W. Neumann, "Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 4, pp. 738-747, 1986.

[5.22] A.G. Sarigiannidis and A.G. Kladas, "Interior PM Motor Torque Control and Performance Analysis over a wide-Speed range for Electric Vehicle Applications," in *9th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Super-conducting, Multifunctional and Nanomaterials* (*JAPMED'9*), pp.1-2, July 5-8 2015, Sofia, Bulgaria.

[5.23] P. E. Kakosimos, A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, A.G. Kladas, and C. Gerada, "Induction Motors versus Permanent Magnet Actuators for Aerospace Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 4315-4325, Aug. 2014.

[5.24] Dorin O. Neacsu, "Space vector modulation – An Introduction," in *the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (*IECON*), pp.1583-1592, 2001.

[5.25] Νικόλαος Αδαμόπουλος, "Σχεδιασμός, Μοντελοποίηση και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων," *Διπλωματική Εργασία*, ΕΜΠ, Αθήνα, 2014.

[5.26] Αθανάσιος Γ. Σαρηγιαννίδης, «Σχεδιασμός, μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος για την οδήγηση ηλεκτροκινητήριου συστήματος μικρού ηλεκτρικού οχήματος τροφοδοτούμενο από ενεργειακές κυψέλες (fuel cells),» *Διπλωματική Εργασία*, Πανεπιστήμιο Πατρών, Πάτρα, 2010.

[5.27] M. Tharayil and A. Alleyne, "A generalized pid error governing scheme for smart/sbli control," *IEEE American Control Conference*, pp. 346-351, May 2002.

[5.28] A. G. Sarigiannidis, and A. G. Kladas, "Switching Frequency Impact on Permanent Magnet Motors Drive System for Electric Actuation Applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol.51, no.3, pp.1-4, March 2015, Art. ID 8202204.

[5.29] K. Gulez, A. A. Adam, and H. Pastaci, "Torque Ripple and EMI Noise Minimization in PMSM Using Active Filter Topology and Field-Oriented Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.,* vol. 55, no. 1, pp. 251-257, Jan. 2008.

[5.30] A. N. Tiwari, P. Agarwal, and S. P. Srivastava, "Performance investigation of modified hysteresis current controller with the permanent magnet synchronous motor drive," *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 2, pp. 101-108, Feb. 2010.

[5.31] *IEEE Industry Applications Society/Power Engineering Society*, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", 1992.

[5.32] Texas Instruments 320F2812 Digital Signal Processors data manual, 2012: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2812.pdf

[5.33] IFM RU1052 encoder data manual, 2010: http://www.ifm.com/products/hke/ds/RU1052.htm

[5.34] LEM, Voltage Transducer LV 25-P manual: http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p%20sp5.pdf

[5.35] Ευάγγελος Μ. Τσαμπούρης, «Σχεδίαση ελάχιστου λειτουργικού-κατασκευαστικού κόστους και Δυναμικός Έλεγχος απωλειών κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης», *Διδακτορική διατριβή*, ΕΜΠ, Αθήνα, Δεκέμβριος 2012.

[5.36] HBM, Torque transducer T22 datasheet: https://www.hbm.com/en/2384/t22-torque-transducer-for-simple-torque-applications/

Κεφάλαιο 6. Επίδραση της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα στο κινητήριο σύστημα

6.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό διερευνώνται οι αρμονικές απώλειες και η κυμάτωση ροπής των Σύγχρονων Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών (ΣΚΜΜ), οι οποίοι οδηγούνται από αντιστροφέα τάσης για μεγάλο εύρος *Διακοπτικών Συχνοτήτων* (ΔΣ). Για τους σκοπούς της ανάλυσης, αναπτύσσεται διδιάστατο μη γραμμικό χρονομεταβλητό μοντέλο Πεπερασμένων Στοιχείων (ΠΣ), το οποίο λαμβάνει υπόψιν φαινόμενα γειτνίασης μεταξύ των αγωγών των τυλιγμάτων και είναι συζευγμένο με κατάλληλο εξωτερικό κύκλωμα τροφοδοσίας, το οποίο προσομοιώνει την οδήγηση του αντιστροφέα.

Οι ΣΚΜΜ, οδηγούμενοι από αντιστροφέα, αποτελούν τα τελευταία χρόνια τη συνήθη επιλογή για πληθώρα βιομηχανικών εφαρμογών όπου υπάρχουν αυστηροί χωρικοί περιορισμοί και απαιτούνται υψηλές προδιαγραφές επίδοσης [6.2], λόγω της υψηλής πυκνότητας ισχύος και απόδοσης που παρουσιάζουν [6.1]-[6.4]. Ωστόσο, ο καθορισμός της βέλτιστης ΔΣ σε σχέση με τη βέλτιστη απόδοση τόσο του κινητήρα, όσο και του αντιστροφέα, καθώς και με την ελαχιστοποίηση του θορύβου και των μηχανικών καταπονήσεων του δρομέα, για ένα σημαντικό εύρος λειτουργικών καταστάσεων, είναι ένα σύνθετο και πολύ-μεταβλητό πρόβλημα.

Η επίδραση των ανώτερων αρμονικών που επάγονται από τον αντιστροφέα, λόγω της τεχνικής διαμόρφωσης του εύρους των παλμών που χρησιμοποιεί για τον έλεγχο της τάσης και της συχνότητας που τροφοδοτεί τον κινητήρα, είναι ιδιαιτέρως σημαντική. Πιο συγκεκριμένα, οι αρμονικές ρεύματος προκαλούν σημαντικές επιπρόσθετες απώλειες ισχύος στα τυλίγματα, στους Μόνιμους Μαγνήτες (ΜΜ) και στις μαγνητικές λαμαρίνες, λόγω των δινορρευμάτων που επάγονται [6.5]-[6.9]. Οι απώλειες δινορρευμάτων λόγω φαινομένων γειτνίασης στους αγωγούς των τυλιγμάτων, καθώς επίσης και οι απώλειες υστέρησης και δινορρευμάτων στη μαγνητική λαμαρίνα, αυξάνονται προσεγγιστικά με το τετράγωνο της ηλεκτρικής συχνότητας λειτουργίας και του πλάτους της μαγνητικής επαγωγής, σύμφωνα με τις αναφορές [6.7], [6.8], αντίστοιχα. Επιπροσθέτως, αντίστοιχη συσχέτιση με τη συχνότητα λειτουργίας και τη μαγνητική επαγωγή συναντάται και στους ΜΜ με βάση την αναφορά [6.9], όπου εισάγεται μια απλή αναλυτική έκφραση για τις απώλειες ΜΜ ανά όγκο, θεωρώντας ομοιόμορφη κατανομή της μαγνητικής επαγωγής. Στους ΣΚΜΜ, οι οποίοι οδηγούνται από αντιστροφέα, εισάγεται σημαντική ποσότητα ανώτερων αρμονικών στην τάση τροφοδοσίας, λόγω της τεχνικής διαμόρφωσης του εύρους των παλμών. Επομένως, αυξάνοντας τη ΔΣ, το ρεύμα τυμπάνου θα παρουσιάσει χαμηλότερο αρμονικό περιεχόμενο, λόγω της υψηλότερης αντίδρασης $X_s=\omega_n \times L_s$ του κινητήρα, όπου ω_n είναι η γωνιακή ταχύτητα των ανώτερων αρμονικών. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της τιμής της μαγνητικής επαγωγής που επάγεται από τις ανώτερες αρμονικές του ρεύματος στην επιφάνεια του κινητήρα. Ωστόσο, η ηλεκτρική συχνότητα, ο άλλος κύριος όρος που επηρεάζει τις απώλειες δινορρευμάτων, αυξάνεται, με αποτέλεσμα να καθίστανται σημαντική η αξιολόγηση των απωλειών των ανώτερων αρμονικών για διάφορες ΔΣ.

Επιπλέον, η κυμάτωση ροπής, η οποία είναι υπεύθυνη για τη δημιουργία θορύβου και μηχανικών καταπονήσεων στον άξονα του δρομέα, επηρεάζεται άμεσα από τις επαγόμενες αρμονικές του ρεύματος, οι οποίες μπορούν να προκαλέσουν σημαντική αρμονική παραμόρφωση στην παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή. Επιπλέον, η αύξηση του συντελεστή *Συνολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης* (THD) στο ρεύμα τυμπάνου μπορεί να αυξήσει σημαντικά τον μαγνητικό κορεσμό στον στάτη, ενισχύοντας την κυμάτωση της ροπής. Επομένως, με την αύξηση της ΔΣ αναμένεται σημαντική απομείωση της κυμάτωσης ροπής. Εκτεταμένη έρευνα έχει πραγματοποιηθεί στη διεθνή βιβλιογραφία σε σχέση με την κυμάτωση ροπής, η οποία προκαλείται

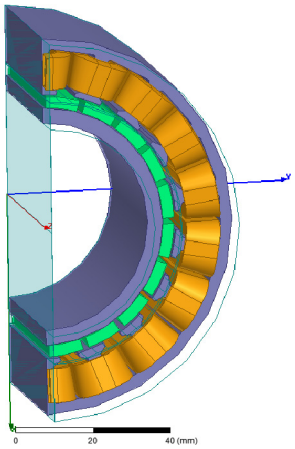
από αρμονικές χώρου της θεμελιώδους συχνότητας [6.10], [6.11]. Ωστόσο, η συνεισφορά των ανώτερων αρμονικών στην κυμάτωση ροπής δεν έχει διερευνηθεί ενδελεχώς.

Ένας ακόμα παράγοντας, ο οποίος επιδρά σημαντικά στην απόδοση του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος και επηρεάζεται σημαντικά από την ΔΣ είναι οι απώλειες ισχύος του αντιστροφέα, οι οποίες αποτελούνται από τις απώλειες αγωγής και τις διακοπτικές απώλειες [6.12].

Στο παρόν κεφάλαιο προτείνεται μια ενοποιημένη διαδικασία βελτιστοποίησης της απόδοσης και της κυμάτωσης ροπής ενός ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος, το οποίο αποτελείται από έναν ΣΚΜΜ και έναν εξαπαλμικό αντιστροφέα τάσης. Η συγκεκριμένη διαδικασία περιλαμβάνει τόσο τις απώλειες ισχύος λόγω της θεμελιώδους και των ανώτερων αρμονικών που εισάγονται από την τεχνική διαμόρφωσης του εύρους των παλμών, όσο και την κυμάτωση της ροπής του κινητήρα. Για τον ακριβή υπολογισμό και την αξιολόγηση τόσο των απωλειών και της κυμάτωσης ροπής του κινητήρα, όσο και των απωλειών του αντιστροφέα, εφαρμόζεται συζευγμένο κυκλωματικό-πεδιακό μοντέλο και αναλυτικές τεχνικές, αντίστοιχα. Η προτεινόμενη μεθοδολογία βελτιστοποίησης της ΔΣ κρίνεται κατάλληλη για κινητήρια συστήματα, τα οποία χρησιμοποιούν διάφορα εύρη φορτίσεων. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων επιβεβαιώνονται μέσω κατάλληλων πειραματικών μετρήσεων σε πρωτότυπο κατασκευασμένο δοκίμιο.

6.2 Προδιαγραφές συστήματος

Τα κύρια χαρακτηριστικά του υπό μελέτη κινητήρα παρουσιάζονται στον πίνακα 6.1. Η διαδικασία σχεδίασης και βελτιστοποίησης της γεωμετρίας του ΣΚΜΜ πραγματοποιήθηκε μέσω πολυκριτηριακής τεχνικής εξελικτικής βελτιστοποίησης [6.2]. Ο συγκεκριμένος ΣΚΜΜ (*Σχ. 6.1*), ο οποίος χρησιμοποιείται ως σερβοκινητήρας για αεροπορική εφαρμογή, παρουσιάζει δυο κύριες λειτουργικές καταστάσεις. Στην ομαλή λειτουργία, ο κινητήρας ελέγχει την κίνηση των πλευρικών πτερυγίων του αεροσκάφους, ενώ στην υπερφόρτιση, ο κινητήρας πρέπει να είναι σε θέση να λειτουργεί προσωρινά ως αερόφρενο, για λόγους ασφαλείας. Λόγω των αυστηρών απαιτήσεων ροπής κατά την υπερφόρτιση και των αυστηρών χωρικών προδιαγραφών της εφαρμογής, επιλέχθηκε τοπολογία κινητήρα επιφανειακών ΜΜ, με τυλίγματα FSCW διπλής στρώσης [6.2], [6.13]. Οι συνολικές απώλειες, καθώς και η κυμάτωση ροπής θα εξεταστούν και για τις δυο λειτουργικές καταστάσεις, έτσι ώστε να αξιολογηθεί η συμπεριφορά της ΔΣ σε σχέση με την ηλεκτρική φόρτιση.



Σχήμα 6.1. 3Δ αναπαράσταση υπό μελέτη ΣΚΜΜ

Πίνακας 6.1. Χαρακτηριστικά σύγχρονου κινητήρα Μονίμων Μαγνητών

Προδιαγραφές		***Διαστάσεις* (mm)**	
Ονομαστική ροπή	6 Nm	Ενεργό μήκος / εξωτερική ακτίνα	100 / 50
Μέγιστη ροπή	30 Nm	Μήκος / πλάτος δοντιού	8.73 / 4,32
Ταχύτητα	750 rpm	Εσωτερική / εξωτερική ακτίνα δρομέα	29 / 35,75
DC τάση εισόδου	200 V	Αριθμός αυλάκων / Πόλων	18 / 20
Μόνιμοι Μαγνήτες	NdFeB (B_r=1,5T)	Πάχος / μήκος ΜΜ	3 / 9,4
Μαγνητική Λαμαρίνα	M235-35A	Σπείρες ανά φάση	66

Αξίζει να σημειωθεί ότι η παρούσα μεθοδολογία διερεύνησης της επίδρασης της ΔΣ στο ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα έχει ευρύ πεδίο εφαρμογής και μπορεί να βρει εφαρμογή σε διάφορες τοπολογίες κινητήρων, όπου παρατηρούνται παρόμοια φαινόμενα απωλειών λόγω

αρμονικών φαινομένων [6.6], [6.7], [6.14]. Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση του προτεινόμενου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος που σχεδιάστηκε και βελτιστοποιήθηκε στο κεφάλαιο 4, η συμπεριφορά της διακοπτικής συχνότητας είναι παρόμοια. Στις υψηλότερες αρμονικές διακοπτικές συχνότητες οι επιφανειακοί ΜΜ εμφανίζουν υψηλότερες απώλειες καθώς οι εσωτερικοί ΜΜ "προστατεύονται" από τη μαγνητική λαμαρίνα, η οποία εμφανίζει μειωμένη αύξηση απωλειών. Το γεγονός αυτό φαίνεται ιδιαίτερα στο *Σχ. 4.23*, όπου στα λειτουργικά σημεία των υψηλών ταχυτήτων (*j*=3,4), η τοπολογία επιφανειακών ΜΜ παρουσιάζει σημαντική αύξηση στις απώλειες δινορρευμάτων στους ΜΜ, ενώ αντίστοιχα η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει αύξηση, σε μικρότερο βαθμό, στις απώλειες σιδήρου.

6.3 Προτεινόμενη μεθοδολογία ανάλυσης φαινομένων ανώτερων αρμονικών για το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα

Η προτεινόμενη μεθοδολογία ανάλυσης της επίδρασης της ΔΣ του αντιστροφέα στο ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα, λόγω των ανώτερων αρμονικών που εισάγονται στο ρεύμα τυμπάνου, χωρίζεται σε τρεις κύριες υποενότητες. Αρχικά, περιγράφεται η θεωρία των χρονομεταβλητών προβλημάτων, μέσω των οποίων καθίστανται δυνατός ο υπολογισμός απωλειών δινορρευμάτων στα τυλίγματα και στους ΜΜ. Στη συνέχεια, αναλύεται το επιδερμικό φαινόμενο, έτσι ώστε να διερευνηθεί ο μηχανισμός παραγωγής δινορρευμάτων. Έπειτα, αναλύεται το συζευγμένο χρονομεταβλητό κυκλωματικό-πεδιακό μοντέλο ΠΣ που αναπτύχθηκε, με σκοπό τον ακριβή υπολογισμό των απωλειών και της κυμάτωσης ροπής του ΣΚΜΜ. Επιπλέον, περιγράφεται η διαδικασία υπολογισμού των διακοπτικών απωλειών και των απωλειών αγωγής του αντιστροφέα, μέσω αναλυτικών σχέσεων. Τέλος, παρουσιάζεται η σύνθετη συνάρτηση κόστους μέσω της οποίας θα βελτιστοποιηθεί η ΔΣ του αντιστροφέα.

6.3.1 Χρονομεταβλητά προβλήματα

Με αναφορά την ανάλυση του κεφαλαίου 2 σχετικά με την έκφραση των μαγνητοστατικών προβλημάτων, επεκτείνεται η ανάλυση με ΠΣ σε προβλήματα όπου το πεδίο μεταβάλλεται στο χρόνο, που πρακτικά σημαίνει ότι τα ρεύματα διέγερσης είναι συναρτήσεις του χρόνου [6.15]. Η σχέση μεταξύ έντασης του ηλεκτρικού πεδίου και πυκνότητας ρεύματος είναι:

$$\bar{J} = \sigma \bar{E} \tag{6.1}$$

και συνδέεται με τη μαγνητική επαγωγή ως εξής:

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \tag{6.2}$$

Χρησιμοποιώντας την έκφραση του μαγνητικού διανυσματικού δυναμικού έχουμε:

$$\nabla \times \bar{E} = -\nabla \times \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \tag{6.3}$$

Με ολοκλήρωση της σχέσης προκύπτει:

$$\bar{E} = -\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \nabla V \tag{6.4}$$

όπου V είναι το βαθμωτό ηλεκτρικό δυναμικό. Επομένως, η πυκνότητα ρεύματος προκύπτει:

$$\bar{J} = -\sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \sigma \nabla V \tag{6.5}$$

Επομένως, κατ΄ αντιστοιχία με το μαγνητοστατικό πρόβλημα έχουμε:

$$\nabla\times\left(\frac{1}{\mu(B)}\nabla\times\bar{A}\right)=\bar{J}_S-\sigma\frac{\partial\bar{A}}{\partial t}-\sigma\nabla V+\nabla\times H_c \tag{6.6}$$

όπου ο όρος J_s αναφέρεται στην πηγή ρεύματος, ο όρος $\sigma\frac{\partial\bar{A}}{\partial t}$ στα δινορρεύματα, ενώ ο όρος H_c αναφέρεται στο πεδίο επαναφοράς του ΜΜ.

Στην περίπτωση που το μαγνητικό πεδίο ταλαντώνεται με μία σταθερή συχνότητα, δηλαδή όταν έχει θεωρηθεί μόνιμη ημιτονοειδή κατάσταση, χρησιμοποιώντας μετασχηματισμό *Fourier* για την εξίσωση του διανυσματικού δυναμικού A, προκύπτει η παρακάτω σχέση:

$$\nabla\times\left(\frac{1}{\mu(B)}\nabla\times\bar{A}\right)=-j\sigma\omega\bar{A}-\sigma\nabla V+\tilde{J}_S \tag{6.7}$$

Η (6.7) είναι η εξίσωση που διέπει τα αρμονικά χρονομεταβλητά προβλήματα. Σε πολλές περιπτώσεις το πρόβλημα υπολογισμού των απωλειών δινορρευμάτων θα μπορούσε να ανηχθεί στην επίλυση μιας επαλληλίας αρμονικών προβλημάτων, για κάθε αρμονική του ρεύματος εισόδου. Ένα από τα κύρια μειονεκτήματα της μεθόδου είναι η αδυναμία συνυπολογισμού της επίδρασης του πεδίου του ΜΜ και συνεπώς η θεώρηση μόνο πεδίου τυμπάνου [6.16]. Αυτό προκύπτει ως αναγκαιότητα καθώς η μόνιμη ημιτονοειδής φύση του θεωρούμενου αρμονικού προβλήματος δε μπορεί να μοντελοποιήσει μια σταθερή στο χρόνο διέγερση, παρά μόνο ημιτονοειδώς μεταβαλλόμενες ποσότητες. Κατά συνέπεια, η θεώρηση αρμονικού προβλήματος οδηγεί στη μοντελοποίηση των ΜΜ ως υλικά χωρίς πεδίο διέγερσης που χαρακτηρίζονται μόνο από τις τιμές της μαγνητικής διαπερατότητας και της ηλεκτρικής αγωγιμότητάς τους.

Επομένως, λόγω των μειονεκτημάτων που παρουσιάζει η ανάλυση μέσω αρμονικών χρονομεταβλητών προβλημάτων, επιλέγεται η ανάλυση μέσω συζευγμένου χρονομεταβλητού κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου ΠΣ, το οποίο παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα όσον αφορά την ακρίβεια των υπολογισμών, όσο και στη δυνατότητα μοντελοποίησης της PWM τάσης εισόδου του κινητήρα [6.17].

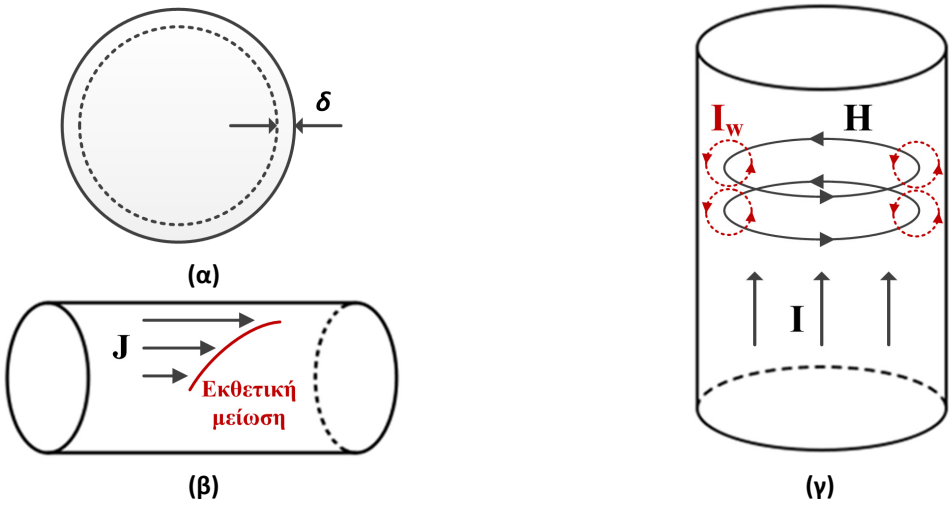
6.3.2 Επιδερμικό φαινόμενο

Όταν ένας αγωγός διαρρέεται από εναλλασσόμενο ηλεκτρικό ρεύμα, εμφανίζεται η τάση το ρεύμα αυτό να κατανέμεται με μεγαλύτερη πυκνότητα κοντά στην επιφάνεια του αγωγού. Η συγκεκριμένη διαδικασία ονομάζεται *επιδερμικό φαινόμενο* [6.18]. Το φαινόμενο περιγράφεται λεπτομερώς στο *Σχ. 6.2*. Έστω αγωγός κυλινδρικού σχήματος, ο οποίος διαρρέεται από εναλλασσόμενο ρεύμα κατά μήκος του άξονά του. Το ρεύμα δημιουργεί εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο με ένταση *H,* όπως φαίνεται στο *Σχ. 6.2γ*. Το συγκεκριμένο εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο είναι η αιτία δημιουργίας δινορρευμάτων. Σύμφωνα με το νόμο του *Lenz*, η φορά των δινορρευμάτων είναι τέτοια ώστε να αντιτίθενται στο αίτιο που τα δημιούργησε, δηλαδή το μαγνητικό πεδίο H**.** Προκύπτει ότι το διανυσματικό άθροισμα των δινορρευμάτων με το ρεύμα του αγωγού έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της έντασης στον εσωτερικό όγκο του αγωγού και την αύξηση στις περιοχές που βρίσκονται πιο κοντά στην επιφάνειά του. Η συγκέντρωση της πυκνότητας ρεύματος σε διατομή μικρότερης επιφάνειας οδηγεί στην αύξηση της αντίστασης του αγωγού, όπως φαίνεται στα *Σχ. 6.2α*, *Σχ. 6.2β*. Αντίστοιχα, όταν η μη ομοιόμορφη κατανομή της πυκνότητας ρεύματος στην επιφάνεια του αγωγού προκαλείται από γειτονικούς αγωγούς, οι οποίοι διαρρέονται είτε από ρεύματα ίδιας φοράς ή και αντίθετης, ονομάζεται *φαινόμενο γειτνίασης* και μπορεί να προκαλέσει σημαντικές απώλειες στα τυλίγματα των ηλεκτρικών μηχανών, όπου οι αποστάσεις μεταξύ των αγωγών κάθε πηνίου είναι πάρα πολύ μικρές [6.7], [6.19].

Για υψηλότερες τιμές συχνοτήτων το μαγνητικό πεδίο και κατ' επέκταση τα επαγόμενα δινορρεύματα θα έχουν μεγαλύτερη ένταση και έτσι το επιδερμικό φαινόμενο θα είναι εντονότερο. Γενικά το ρεύμα σε έναν αγωγό μειώνεται εκθετικά όσο αυξάνεται η απόσταση από την επιφάνειά του, όπως φαίνεται σχηματικά στο *Σχ. 6.2β*. Ο τυπικός δείκτης αυτής της μείωσης είναι το βάθος διείσδυσης, το οποίο ορίζεται ως το μήκος από την επιφάνεια του αγωγού στο οποίο η ένταση της πυκνότητας ρεύματος έχει μειωθεί σε ποσοστό 1/e ή περίπου στο 37% της αρχικής τιμής του. Η συνήθης στρατηγική όσον αφορά τη διάμετρο των αγωγών των τυλιγμάτων είναι να έχουν τουλάχιστον 2 με 3 φορές χαμηλότερη τιμή σε σχέση με το βάθος διείσδυσης για τη συχνότητα λειτουργίας της μηχανής, έτσι ώστε να αποφευχθεί η δραματική αύξηση της αντίστασης τυμπάνου. Σε συνήθεις περιπτώσεις αγωγών το βάθος διείσδυσης προσεγγίζεται ικανοποιητικά για χαμηλές συχνότητες από την παρακάτω εξίσωση:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho_{cu}}{\omega_e \cdot \mu_r \cdot \mu_0}} \tag{6.8}$$

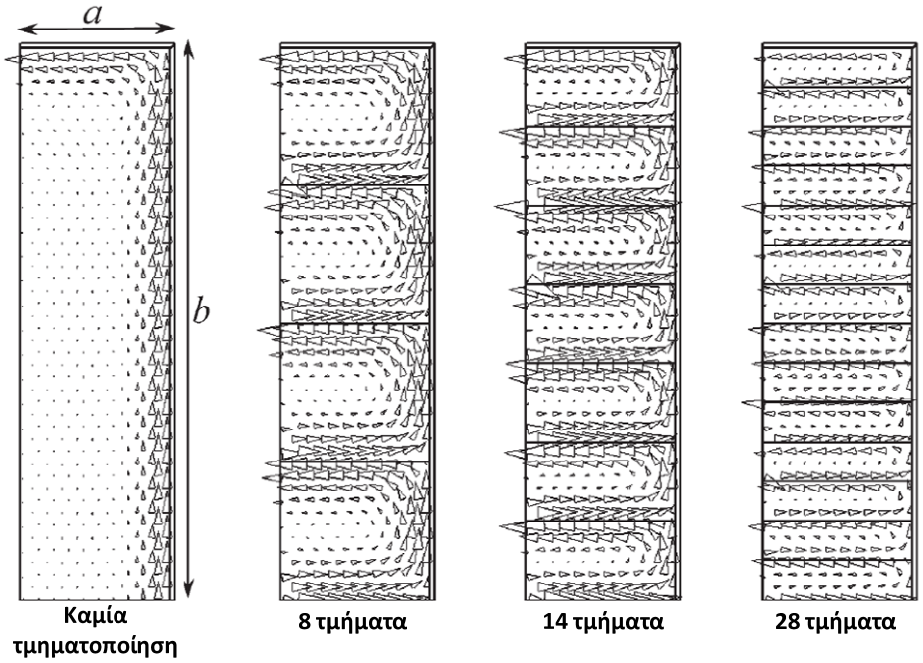
όπου δ είναι το βάθος διείσδυσης, ω_e είναι η κυκλική συχνότητα του ρεύματος του αγωγού, μ_r είναι η σχετική μαγνητική διαπερατότητα του αγωγού, μ_0 είναι η μαγνητική διαπερατότητα του κενού και ρ_{cu} είναι η ειδική αντίσταση του αγωγού.



Σχήμα 6.2. Επεξήγηση του μηχανισμού του επιδερμικού φαινομένου: (α) συγκέντρωση ρεύματος στην επιφάνεια αγωγού, (β) εκθετική αύξηση της πυκνότητας ρεύματος προς την επιφάνεια του αγωγού και (γ) μηχανισμός δημιουργίας δινορρευμάτων.

Επιδερμικό φαινόμενο παρατηρείται και στους ΜΜ, λόγω της μεταβλητότητας του πεδίου στην επιφάνειά του και της σχετικά υψηλής αγωγιμότητας που παρουσιάζουν, ιδιαίτερα στους ΜΜ τύπου Νεοδυμίου [6.20]. Επιπλέον, η τοπολογία του ΜΜ και των τυλιγμάτων (FPDW ή FSCW) διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο στην ανάπτυξη δινορρευμάτων στους ΜΜ [6.21]. Το επιδερμικό βάθος παίζει σημαντικό ρόλο στην ανάπτυξη απωλειών δινορρευμάτων στους ΜΜ, καθώς σε περιπτώσεις όπου οι διαστάσεις των ΜΜ είναι περίπου διπλάσιες του επιδερμικό βάθος, υπάρχει περίπτωση η διαδικασία τμηματοποίησης των ΜΜ να οδηγήσει σε αύξηση, παρά σε μείωση των απωλειών τους [6.6], [6.9]. Το φαινόμενο αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η δημιουργία μικρού αριθμού τμημάτων δεν μειώνει αισθητά τις διαστάσεις των τμημάτων των ΜΜ σε σχέση με το επιδερμικό βάθος, ενώ αντίστοιχα λόγω της τμηματοποίησης, η διαδρομή των δινορρευμάτων αυξάνεται. Το γεγονός αυτό γίνεται αντιληπτό μέσω του *Σχ. 6.3,* όπου μέχρι τις 14 τμηματοποιήσεις δεν μειώνεται ιδιαίτερα το επιδερμικό φαινόμενο, ενώ αντίστοιχα η διαδρομή των δινορρευμάτων αυξάνεται. Επιπλέον, το επιδερμικό φαινόμενο στους ΜΜ οδηγεί σε μη ομοιόμορφη μαγνητική επαγωγή κατά μήκος των ΜΜ, μειώνοντας τη συνολική ροή που περνάει από τον ΜΜ [6.9].

Στις περισσότερες περιπτώσεις, για κινητήρες μέχρι 20 kW, τα επαγόμενα δινορρεύματα των αγωγών των τυλιγμάτων, καθώς και των ΜΜ, λόγω της θεμελιώδους συχνότητας λειτουργίας είναι περιορισμένης αντίστασης για όλο το εύρος λειτουργίας, διότι το επιδερμικό βάθος για αυτές τις συχνότητες είναι αρκετές τάξεις μεγαλύτερο από τις διαστάσεις των στοιχείων. Ωστόσο, υπάρχει πιθανότητα το επιδερμικό βάθος για τις ανώτερες αρμονικές χρόνου, οι οποίες εισάγονται στο μαγνητικό πεδίο λόγω του αντιστροφέα και είναι της τάξεως των kHz, να πλησιάσει τις τιμές των διαστάσεων των υλικών, με αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών λόγω δινορρευμάτων. Επομένως, η ανεξέλεγκτη αύξηση της ΔΣ, για τη μείωση του THD του ρεύματος τυμπάνου, μπορεί να έχει αντίθετα αποτελέσματα ως προς την απόδοση του κινητήρα.



Σχήμα 6.3. Αύξηση των διαδρομών κυκλοφορίας των επαγόμενων δινορρευμάτων μέσω της τμηματοποίησης [6.4].

6.3.3 Συζευγμένο κυκλωματικό-πεδιακό μοντέλο Πεπερασμένων Στοιχείων

Στο *Σχ. 6.4* παρουσιάζεται σχηματικά το συζευγμένο χρονομεταβλητό διδιάστατο κυκλωματικό-πεδιακό μοντέλο ΠΣ που αναπτύχθηκε, όπου $R_{a,b,c}$, $Ls_{a,b,c}$ αντιπροσωπεύουν τη συνολική αντίσταση συνεχούς ρεύματος και την επαγωγή σκέδασης των κεφαλών των τυλιγμάτων κάθε φάσης, η οποία υπολογίζεται μέσω αναλυτικών σχέσεων, βάσει της εξίσωσης (5.4). Η εξίσωση που εκφράζει το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο, εφαρμόζοντας σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε σχέση με την κίνηση των στοιχείων του πλέγματος, είναι η (6.6). Το βαθμωτό ηλεκτρικό δυναμικό στην (6.6) είναι ομοιόμορφα κατανεμημένο στην επιφάνεια κάθε αγωγού των τυλιγμάτων του στάτη. Το βαθμωτό ηλεκτρικό δυναμικό καθορίζεται μέσω των κυκλωματικών εξισώσεων οι οποίες είναι συζευγμένες με το διδιάστατο μοντέλο ΠΣ, έτσι ώστε να ληφθούν υπόψιν οι περιορισμοί του εξωτερικού συστήματος οδήγησης του κινητήρα. Η εξίσωση η οποία περιγράφει την αλληλεπίδραση του μαγνητικού πεδίου με την τάση εισόδου του κινητήρα εκφράζεται ως εξής:

$$v_s = R \cdot I_t + L_s \cdot \frac{dI_t}{dt} + \frac{L \cdot n_c}{S} \cdot \left(\iint_{S^+} \frac{d\mathrm{A}}{dt} \cdot dS - \iint_{S^-} \frac{d\mathrm{A}}{dt} \cdot dS \right) \tag{6.9}$$

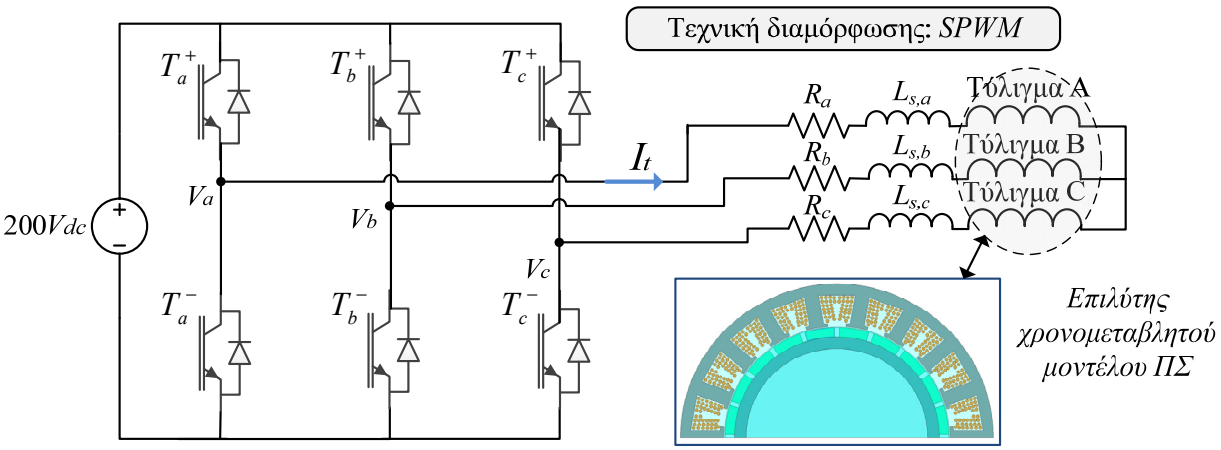
όπου v_s είναι η τάση τροφοδοσίας του κινητήρα από τον αντιστροφέα, η οποία αναφέρεται στις φασικές τάσεις v_a, v_b, v_c, ενώ I_t είναι το συνολικό ρεύμα τυμπάνου το οποίο διαρρέει τα τυλίγματα κάθε φάσης, L είναι το ενεργό μήκος του κινητήρα, n_c είναι ο συνολικός αριθμός των εν σειρά

σπειρών ανά φάση, S είναι η συνολική επιφάνεια του αγωγού και S^+, S^- είναι η συνολική επιφάνεια των αγωγών που διαρρέονται από θετική και αρνητική φορά ρεύματος, αντίστοιχα.

Για τη μοντελοποίηση του επιδερμικού φαινομένου, καθώς και του φαινομένου γειτνίασης μεταξύ των αγωγών των τυλιγμάτων, οι αγωγοί σχεδιάζονται ξεχωριστά, όπως φαίνεται στο *Σχ. 6.4*. Στη συνέχεια, οι αγωγοί του τυλίγματος κάθε φάσης θεωρούνται συνδεδεμένοι εν σειρά ως ενιαία οντότητα στο μοντέλο ΠΣ. Η εξίσωση υπολογισμού της πυκνότητας ρεύματος για κάθε αγωγό έχει ως εξής:

$$\iint_{S_c}\left(-\sigma\cdot\frac{d\,\mathrm{A}}{dt}+J_s\right)\cdot dS=\iint_{S_c}J_t\cdot dS=I_t \tag{6.10}$$

όπου J_t είναι η συνολική πυκνότητα ρεύματος και S_c είναι η επιφάνεια του αγωγού. Η εξίσωση (6.9) συνδυάζεται με τις (6.6) και (6.10), έτσι ώστε να επιτευχθεί η σύζευξη του εξωτερικού συστήματος οδήγησης του αντιστροφέα με το χρονομεταβλητό μη γραμμικό μοντέλο ΠΣ. Η αριθμητική ολοκλήρωση του χρόνου γίνεται μέσω της μεθόδου *Backward-Euler*. Η λογική οδήγησης του ΣΚΜΜ είναι η λειτουργία Μέγιστης Ροπής ανά Ρεύμα (MTPA), όπου για τη συγκεκριμένη τοπολογία ΣΚΜΜ σημαίνει μηδενισμό του ρεύματος στο *d*-άξονα. Οι συζευγμένες πεδιακές και κυκλωματικές εξισώσεις επιλύονται μέσω του αλγόριθμου *Crout*, ο οποίος είναι κατάλληλος για επίλυση τέτοιου τύπου προβλημάτων [6.22]. Επιπλέον, ο νεκρός χρόνος (deadtime) κατά τη μετάβαση του ημιαγωγικού στοιχείου, ορίζεται στο κυκλωματικό μοντέλο. Αξίζει να σημειωθεί ότι το χρονικό βήμα dt πρέπει να είναι αρκετά μικρό, έτσι ώστε να υπολογιστεί με ακρίβεια η επίδραση των αρμονικών φαινομένων στις συχνότητες του φορέα, που είναι της τάξης των kHz. Είναι προφανές ότι για τον υπολογισμό με ακρίβεια των απωλειών λόγω δινορρευμάτων στους αγωγούς των τυλιγμάτων, το συνολικό πλέγμα του ΣΚΜΜ αυξάνεται σημαντικά, με αποτέλεσμα το αυξημένο υπολογιστικό κόστος της μεθόδου. Πιο συγκεκριμένα, ο αριθμός των στοιχείων του πλέγματος θεωρώντας ολόσωμο πηνίο σε κάθε αυλάκι είναι ίσος με 1482, ενώ χρησιμοποιώντας ξεχωριστούς αγωγούς για την αναπαράσταση των τυλιγμάτων, ο αριθμός των στοιχείων είναι ίσος με 128362.



Σχήμα 6.4. Επισκόπηση του προτεινόμενου συζευγμένου χρονομεταβλητού κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου ΠΣ.

6.3.3.1 Υπολογισμός απωλειών σύγχρονου κινητήρα ΜΜ

Οι απώλειες χαλκού και οι απώλειες ΜΜ υπολογίζονται για κάθε χρονική στιγμή t_k μέσω της παρακάτω εξίσωσης:

$$P_k=\frac{L}{\sigma}\int J^2 dS \tag{6.11}$$

όπου J είναι η στιγμιαία πυκνότητα ρεύματος σε κάθε στοιχείο του πλέγματος. Οι συνολικές απώλειες χαλκού και δινορρευμάτων του ΣΚΜΜ υπολογίζονται ως εξής:

$$P = \frac{1}{k}\sum_{k} P_k + P_{end} = \frac{1}{k}\sum_{k} P_k + 3 \cdot R_{end} \cdot I_t^{\,2} \tag{6.12}$$

όπου ο όρος P_{end} εκφράζει τις απώλειες χαλκού λόγω των κεφαλών των τυλιγμάτων, ενώ R_{end} είναι η αντίσταση των κεφαλών των τυλιγμάτων. Οι απώλειες λόγω των κεφαλών των τυλιγμάτων του στάτη υπολογίζονται ξεχωριστά, αμελώντας την ανάπτυξη δινορρευμάτων. Η προτεινόμενη τεχνική εκμεταλλεύεται την αμελητέα ανάπτυξη δινορρευμάτων στις κεφαλές των τυλιγμάτων [6.23], έτσι ώστε να αποφευχθεί η τρισδιάστατη μοντελοποίηση, η οποία απαιτεί τεράστιο χρόνο επίλυσης και σημαντικούς υπολογιστικούς πόρους (*cluster*), παρέχοντας ταυτόχρονα μειωμένο υπολογιστικό κόστος και ικανοποιητική ακρίβεια στον υπολογισμό των συνολικών απωλειών χαλκού.

Οι απώλειες σιδήρου υπολογίζονται κατά τη διαδικασία μετεπεξεργασίας των αποτελεσμάτων, σύμφωνα με υπολογισθείσες τιμές μαγνητικής επαγωγής για κάθε στοιχείο του πλέγματος για την κάθε χρονική στιγμή $t+dt$. Οι απώλειες σιδήρου υπολογίζονται με βάση την εξίσωση (2.65), όπου λαμβάνονται υπόψιν χωρικές αλλά και χρονικές αρμονικές του μαγνητικού πεδίου, μέσω υπέρθεσης των απωλειών διαφόρων συχνοτήτων, όπως αναλύθηκε στην ενότητα 2.4.3.5.

6.3.3.2 Υπολογισμός απωλειών αντιστροφέα

Οι απώλειες του IGBT αντιστροφέα τάσης 2 επιπέδων τάσης, οι οποίες χωρίζονται σε απώλειες αγωγής και διακοπτικές απώλειες [6.12], [6.24], υπολογίζονται μέσω αναλυτικών εξισώσεων, οι οποίες λαμβάνουν υπόψιν τόσο τη φύση του φορτίου που τροφοδοτεί (ΣΚΜΜ), όσο και την τεχνική οδήγησης (ημιτονική διαμόρφωση του εύρους των παλμών-SPWM). Οι παράμετροι των ημιαγωγών του αντιστροφέα έχουν εξαχθεί από τα τεχνικά φυλλάδια του κατασκευαστή για τις γέφυρες τύπου *SEMiX202GB12E4s* [6.25]. Οι απώλειες αγωγής υπολογίζονται ως το άθροισμα των μέσων τιμών των απωλειών των ημιαγωγικών στοιχείων (IGBT) και των διόδων για μια θεμελιώδη περίοδο λειτουργίας [6.12]:

$$P_{co} = \sum_{n} \begin{matrix} 6I_n \cdot \left(\left(\frac{V_{ce0}}{2\pi} + \frac{I_n \cdot r_{ce}}{8} \right) + m_a \cdot \left(\frac{V_{ce0}}{4} + \frac{I_n \cdot r_{ce}}{3\pi/2} \right) \cdot \cos\varphi_n \right) \\ +6I_n \cdot \left(\left(\frac{V_{f0}}{2\pi} + \frac{I_n \cdot r_f}{8} \right) - m_a \cdot \left(\frac{V_{f0}}{4} + \frac{I_n \cdot r_f}{3\pi/2} \right) \cdot \cos\varphi_n \right) \end{matrix} \tag{6.13}$$

όπου I_n είναι το πλάτος της $n^{στης}$ αρμονικής τάξης του ρεύματος τυμπάνου, $cos\varphi_n$ είναι ο συντελεστής ισχύος της $n^{στης}$ αρμονικής τάξης, r_{ce} είναι η αντίσταση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού του IGBT, r_f είναι η αντίσταση της διόδου και V_{ce0}, V_{f0} είναι η τάση του IGBT και της διόδου σε κατάσταση on, αντίστοιχα.

Οι διακοπτικές απώλειες του IGBT είναι ανάλογες της συνεχούς τάσης και του ρεύματος τυμπάνου, θεωρώντας ότι ο χρόνος έναυσης και σβέσης είναι ανεξάρτητος της τάσης και του ρεύματος, και υπολογίζονται ως εξής [6.12]:

$$P_s = \frac{6 f_s}{\pi} \left(E_{ON} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{DC_on}} \cdot \frac{I}{I_{C_on}} + E_{OFF} \cdot \frac{V_{DC}}{V_{DC_off}} \cdot \frac{I}{I_{C_off}} \right) \tag{6.14}$$

όπου f_s είναι η διακοπτική συχνότητα, V_{DC} είναι η συνεχής τάση εισόδου, E_{ON} και E_{OFF} είναι τα ποσά ενέργειας που καταναλώνονται κατά την έναυση και τη σβέση του IGBT, αντίστοιχα.

6.3.3.3 Βελτιστοποίηση οδήγησης μέσω σύνθετης συνάρτησης κόστους

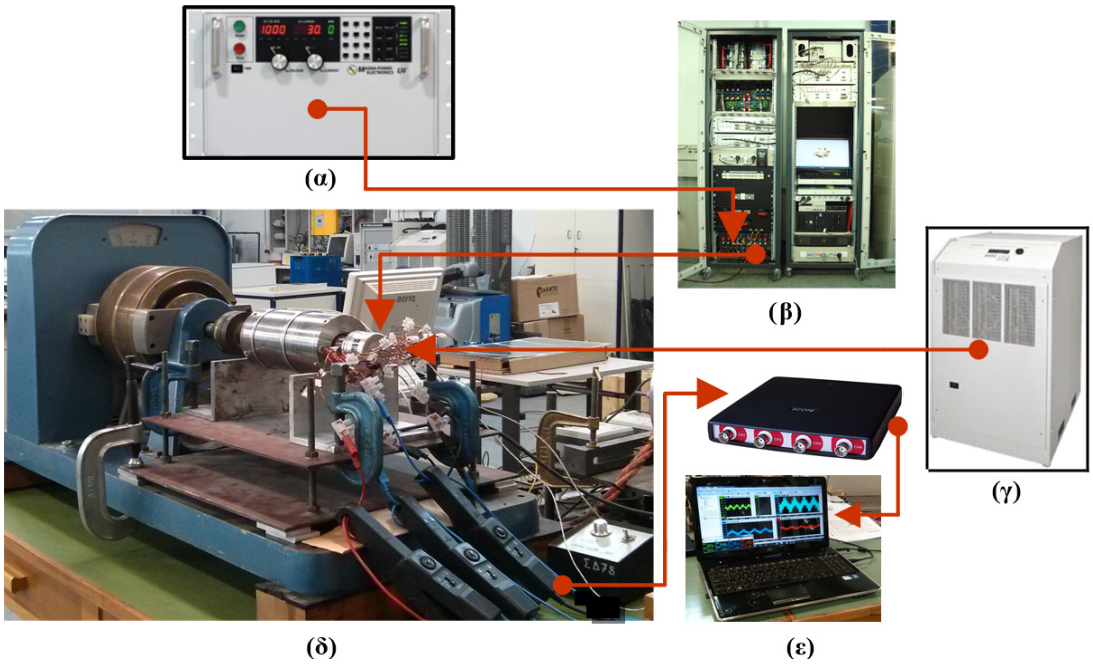
Για την αξιολόγηση της επίδρασης της ΔΣ στο ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα, εισάγεται μια σύνθετη συνάρτηση κόστους, η οποία λαμβάνει υπόψιν την απόδοση του κινητηρίου συστήματος (ΣΚΜΜ, αντιστροφέας) και την κυμάτωση της παραγόμενης ροπής του κινητήρα και εκφράζεται ως εξής:

$$F = 0.75 \cdot \frac{P_{total}}{P_{total_\sin}} + 0.25 \cdot \frac{T_r}{T_{r_\sin}} \tag{6.15}$$

όπου P_{total} είναι οι συνολικές απώλειες του κινητήρα και του αντιστροφέα, P_{total_sin} είναι οι απώλειες του κινητήρα, θεωρώντας ιδανική ημιτονική τάση τροφοδοσίας και T_r είναι η κυμάτωση ροπής του κινητήρα με τροφοδοσία από τον τριφασικό αντιστροφέα τάσης δυο επιπέδων, ενώ T_{r_sin} είναι η κυμάτωση ροπής με ημιτονική τάση τροφοδοσίας.

6.4 Αποτελέσματα ανάλυσης και πειραματική επιβεβαίωση

Σε ένα πρώτο βήμα, ο υπό μελέτη ΣΚΜΜ (*Σχ. 6.1*), αναλύεται για διάφορες ΔΣ, μέσω της προτεινόμενης μεθοδολογίας που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 6.3, για την ομαλή κατάσταση λειτουργίας. Επιπλέον, για την πειραματική επιβεβαίωση της μεθοδολογίας που αναπτύχθηκε, χρησιμοποιείται κατάλληλη πειραματική διάταξη που κατασκευάστηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος (*Σχ. 6.5*). Η πειραματική διάταξη αποτελείται από τη μονάδα ηλεκτρονικών ισχύος και ελέγχου, η οποία παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.7, πηγές συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης, μια πέδη δινορρευμάτων η οποία χρησιμοποιείται ως μηχανικό φορτίο για τον πρότυπο ΣΚΜΜ και τα όργανα για την αποθήκευση των μετρήσεων. Με στόχο την ακριβή αποτύπωση και αποθήκευση των μετρήσεων που αφορούν τη ροπή, τη φασική τάση και τα ρεύματα, χρησιμοποιείται το διαφορικό καταγραφικό *TiePie HS4*, το οποίο έχει δειγματοληψία ίση με 1 MHz. Επιπλέον, τα probe ρεύματος με συχνότητα δειγματοληψίας ίση με 100 kHz κρίνονται κατάλληλα για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, παρέχοντας ικανοποιητική ακρίβεια στη μέτρηση του ρεύματος και των αρμονικών του για όλο το εύρος ΔΣ που θα εξεταστεί. Μέσω των αποθηκευμένων διακριτών τιμών τάσης και ρεύματος, υπολογίζονται στη συνέχεια η μετρούμενη ισχύς εισόδου του κινητήρα, με στόχο τη μέτρηση των συνολικών απωλειών του κινητήρα.



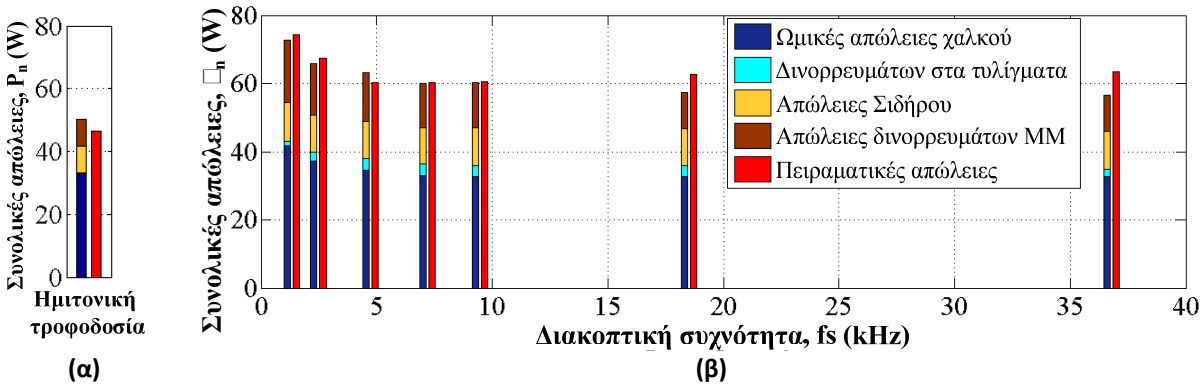
Σχήμα 6.5. Πειραματική διάταξη (α) Ελεγχόμενη πηγή DC. (β) Μονάδα οδήγησης και ελέγχου ΣΚΜΜ. (γ) Πηγή ΕΡ (γ) Διάταξη δοκιμής ΣΚΜΜ. (δ) Καταγραφή και αποθήκευση δεδομένων.

Στα *Σχ. 6.6-6.8* απεικονίζονται οι προσομοιωμένες, μέσω του προτεινόμενου συζευγμένου κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου, και οι μετρούμενες απώλειες του κινητήρα, το THD του ρεύματος τυμπάνου και η κυμάτωση της παραγόμενης ροπής, αντίστοιχα, για SPWM τάσεις διαφόρων ΔΣ και πλήρως ημιτονική τάση τροφοδοσίας, για την ομαλή κατάσταση λειτουργίας. Παρατηρούμε ότι λόγω της SPWM τροφοδοσίας, το ρεύμα τυμπάνου παρουσιάζει υψηλό THD, με αποτέλεσμα την ανάπτυξη σημαντικού αρμονικού περιεχομένου στην παραγόμενη ροπή, την αύξηση των απωλειών χαλκού και δινορρευμάτων στους ΜΜ, ιδιαίτερα για χαμηλές τιμές ΔΣ, όπου το φιλτράρισμα του ρεύματος λόγω της αντίδρασης τυμπάνου είναι χαμηλό. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι ωμικές απώλειες χαλκού, $P_{cu,dc}$ υπολογίζονται από τον θεμελιώδη νόμο του *Ohm*, λαμβάνοντας υπόψιν στον υπολογισμό της αντίστασης τυμπάνου τη θερμοκρασία του τυλίγματος.

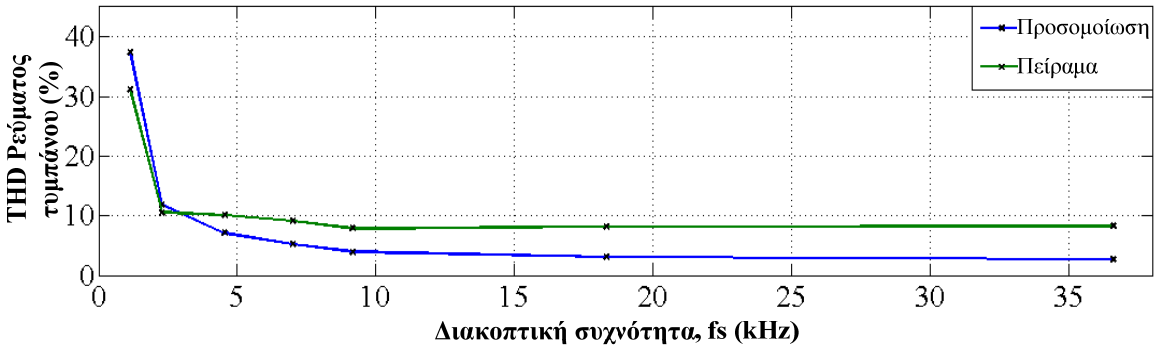
$$P_{cu,dc} = R_a \cdot I_{rms} = R_a \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{N} I_{i,rms}^2} \tag{6.16}$$

όπου R_a είναι η αντίσταση τυμπάνου, και I_{rms} η ενεργός (rms) τιμή του ρεύματος τυμπάνου, η οποία περιλαμβάνει τις rms τιμές όλων των αρμονικών, όπως φαίνεται και στη σχέση (6.16). Είναι προφανές ότι στις χαμηλές ΔΣ, όπου το THD του ρεύματος τυμπάνου είναι υψηλό, πχ. 38% για f_s=1 kHz (*Σχ. 6.7*), η rms τιμή του ρεύματος τυμπάνου είναι υψηλότερη συγκριτικά με υψηλότερες ΔΣ, για την ίδια παραγόμενη ροπή. Αυτός είναι και ο λόγος που οι ωμικές απώλειες χαλκού είναι υψηλότερες για χαμηλές διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα (*Σχ. 6.6*). Επιπλέον, παρατηρούμε από το *Σχ. 6.6*, ότι οι απώλειες δινορρευμάτων στα τυλίγματα είναι αμελητέες, για το σύνολο των ΔΣ. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το επιδερμικό βάθος είναι μεγαλύτερο από τη διάμετρο του αγωγού των τυλιγμάτων, ακόμα και για τη μέγιστη ΔΣ που μελετήθηκε. Πιο συγκεκριμένα, το επιδερμικό βάθος για τη μέγιστη ΔΣ που μελετήθηκε (f_s=37 kHz), είναι ίσο με δ=1.2mm, σύμφωνα με την (6.8), ενώ η διάμετρος κάθε σπείρας είναι ίση με d_{cu}=1.14mm.

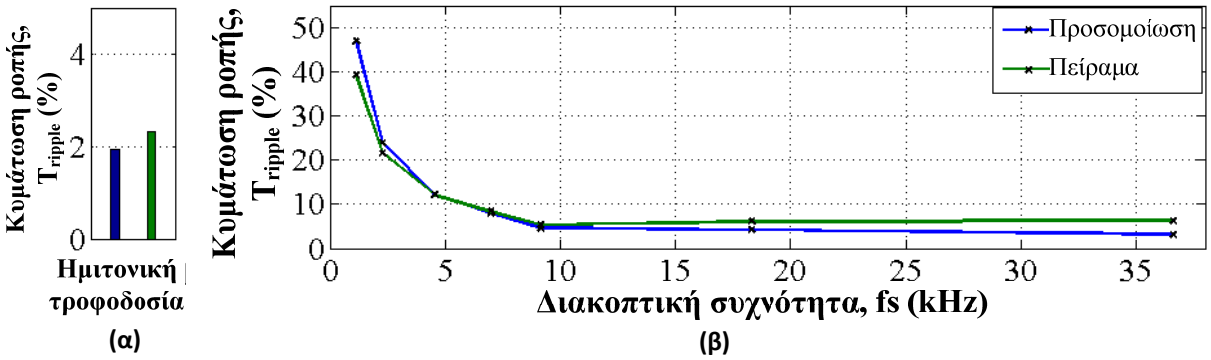
Οι απώλειες δινορρευμάτων στα τυλίγματα του στάτη υπολογίζονται μέσω της (6.12), αφαιρώντας τις ωμικές απώλειες χαλκού. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης βρίσκονται αρκετά κοντά με τις πειραματικές μετρήσεις, όπως φαίνεται και από τα *Σχ. 6.6-6.8*, ιδιαίτερα για ΔΣ μικρότερες των 10 kHz. Οι μικρές διαφορές που παρατηρούνται μεταξύ των προσομοιωμένων και των πειραματικών μετρήσεων για υψηλότερες ΔΣ, οφείλεται στους περιορισμούς, όσον αφορά την ακρίβεια της διαδικασίας μοντελοποίησης για πολύ υψηλές συχνότητες φορέα. Σημαντική επίπτωση στο αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος δύναται να δημιουργήσουν οι παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζονται στα εξωτερικά καλώδια και στο ρουλεμάν, μην επιτρέποντας περαιτέρω μείωση των απωλειών και της κυμάτωσης ροπής του κινητήρα, όπως θα φανεί ιδιαίτερα στην ανάλυση Fourier που θα πραγματοποιηθεί στις πειραματικές τάσεις και ρεύματα του κινητήρα [6.26-6.28]. Ως αποτέλεσμα, στις υψηλές ΔΣ οι πειραματικές απώλειες του κινητήρα και η κυμάτωση ροπής ελαφρώς αυξάνονται (κατά 5% οι απώλειες και κατά 1% η κυμάτωση ροπής), όπως φαίνεται στα *Σχ. 6.6* και *Σχ. 6.8*, αντίστοιχα.



Σχήμα 6.6. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών απωλειών του κινητήρα με (α) πλήρως ημιτονική τάση τροφοδοσίας (β) SPWM τάση τροφοδοσίας συναρτήσει της ΔΣ υπό ονομαστικό φορτίο.

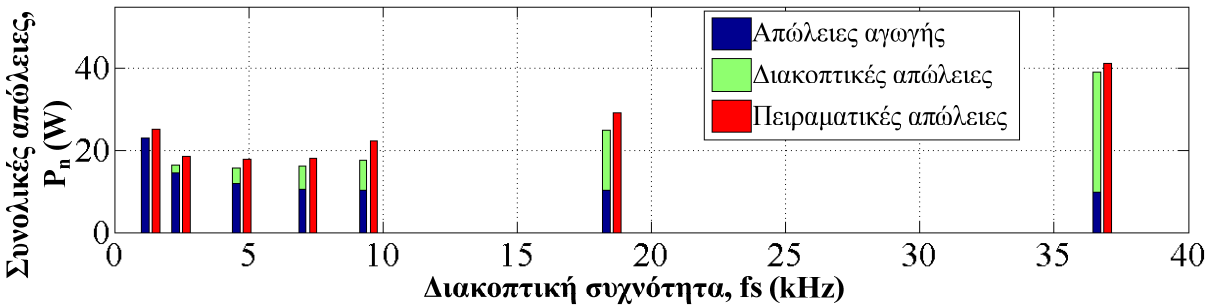


Σχήμα 6.7. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών THD (%) του ρεύματος τυμπάνου του κινητήρα συναρτήσει της ΔΣ υπό ονομαστικό φορτίο.



Σχήμα 6.8. Σύγκριση προσομοιωμένης και πειραματικής κυμάτωσης ροπής του κινητήρα με (α) πλήρως ημιτονική τάση τροφοδοσίας (β) SPWM τάση τροφοδοσίας συναρτήσει της ΔΣ υπό ονομαστικό φορτίο.

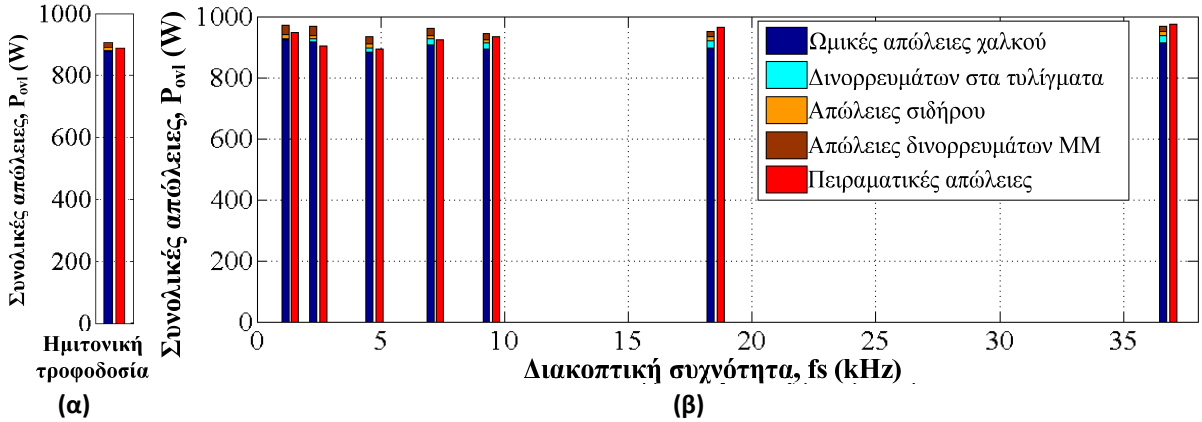
Ικανοποιητική ακρίβεια παρατηρείται μεταξύ των πειραματικών και των προσομοιωμένων μετρήσεων όσον αφορά τις απώλειες του αντιστροφέα, σύμφωνα με το *Σχ. 6.9,* επιβεβαιώνοντας την ικανοποιητική ακρίβεια υπολογισμού των απωλειών ισχύος του αντιστροφέα για SPWM διαμόρφωση μέσω των αναλυτικών τεχνικών. Η αύξηση της ΔΣ αυξάνει αναλογικά τις απώλειες του αντιστροφέα, λόγω της άμεσης συσχέτισης της ΔΣ με τις διακοπτικές απώλειες (*Σχ. 6.9*).



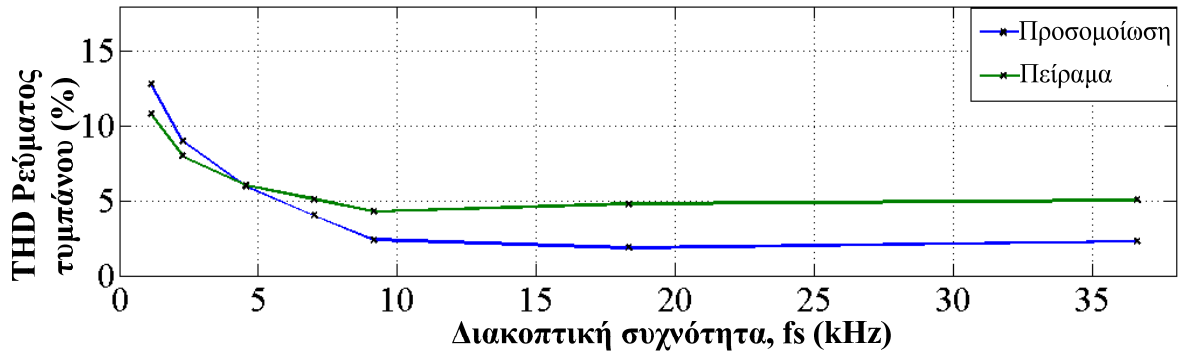
Σχήμα 6.9. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών απωλειών του αντιστροφέα συναρτήσει της ΔΣ στο ονομαστικό φορτίο.

Σε επόμενο βήμα, η μεθοδολογία εφαρμόζεται επιπρόσθετα για τη στιγμιαία κατάσταση υπερφόρτισης, όπου απαιτείται η παραγωγή της μέγιστης ισχύος από τον ΣΚΜΜ, έτσι ώστε να αξιολογηθεί επαρκώς η επίδραση της ΔΣ στο κινητήριο σύστημα. Τα αντίστοιχα με την ομαλή κατάσταση λειτουργίας προσομοιωμένα και πειραματικά αποτελέσματα της διερεύνησης φαίνονται στα *Σχ. 6.10-6.13*. Από το *Σχ. 6.10*, παρατηρούμε ότι για τη συγκεκριμένη κατάσταση λειτουργίας το κύριο ποσοστό των απωλειών του κινητήρα είναι οι ωμικές απώλειες χαλκού, λόγω της σχετικά χαμηλής ηλεκτρικής συχνότητας λειτουργίας (125Hz), την υψηλή πυκνότητα ρεύματος (19 A/mm^2) και την αντίστοιχη αύξηση της θερμοκρασίας, σε σύγκριση με την ονομαστική κατάσταση λειτουργίας. Ακόμα, η τοπολογία του τυλίγματος και του συγκεκριμένου μαγνητικού κυκλώματος οδήγησε σε σχετικά χαμηλές τιμές μαγνητικής επαγωγής στα δόντια και στο σώμα του

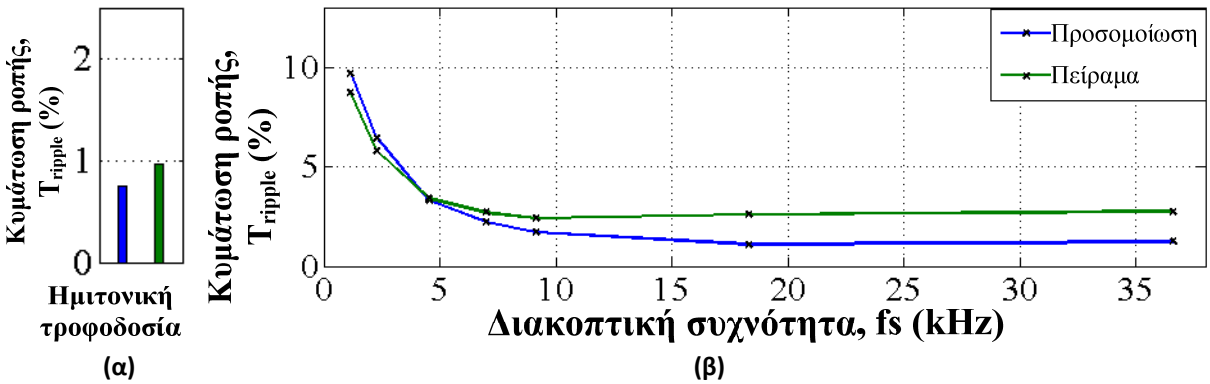
στάτη, ακόμα και για την κατάσταση υπερφόρτισης [6.2], με αποτέλεσμα οι απώλειες σιδήρου να παραμένουν σε χαμηλά επίπεδα. Επιπλέον, η υψηλότερη πυκνότητα ρεύματος είχε ως αποτέλεσμα να μειωθούν οι τιμές του THD του ρεύματος τυμπάνου για τις χαμηλές ΔΣ, όπως φαίνεται στο *Σχ. 6.11*. Το γεγονός αυτό οδήγησε σε μικρότερες μεταβολές στις συνολικές απώλειες και στην κυμάτωση της ροπής του κινητήρα μεταξύ των ΔΣ, όπως φαίνεται στα *Σχ. 6.10*, *Σχ. 6.12*. Τα κύρια λειτουργικά χαρακτηριστικά για το ονομαστικό και το μέγιστο φορτίο συνοψίζονται στον πίνακα 6.2. Η θερμοκρασία των τυλιγμάτων που θεωρήθηκε για τον υπολογισμό της αντίστασης τυμπάνου για τις δυο λειτουργικές καταστάσεις προέκυψε έπειτα από πειραματικές μετρήσεις.



Σχήμα 6.10. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών απωλειών του κινητήρα με (α) πλήρως ημιτονική τάση (β) SPWM τάση τροφοδοσίας συναρτήσει της ΔΣ στην κατάσταση υπερφόρτισης.



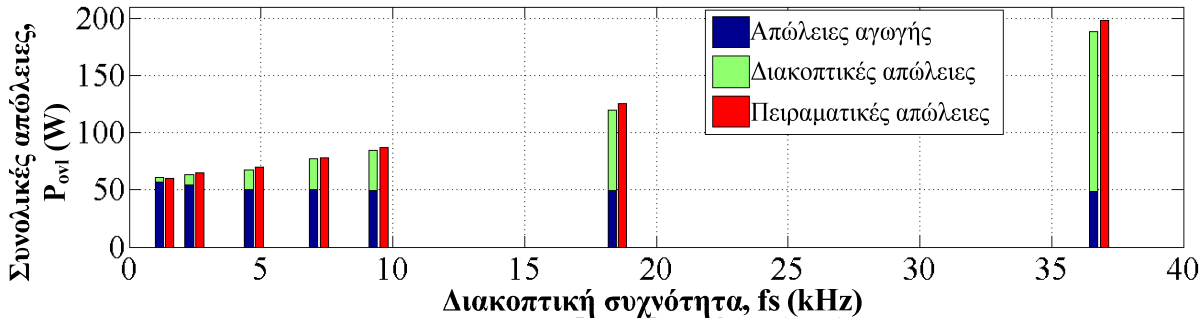
Σχήμα 6.11. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών THD (%) του ρεύματος τυμπάνου του κινητήρα συναρτήσει της ΔΣ στην κατάσταση υπερφόρτισης.



Σχήμα 6.12. Σύγκριση προσομοιωμένης και πειραματικής κυμάτωσης ροπής του κινητήρα με (α) πλήρως ημιτονική τάση τροφοδοσίας (β) SPWM τάση τροφοδοσίας συναρτήσει της ΔΣ στην υπερφόρτιση.

Ο συνολικός χρόνος που απαιτήθηκε για την επίλυση του συζευγμένου διδιάστατου κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου ΠΣ διαφέρει για κάθε ΔΣ, διότι το χρονικό βήμα που επιλέγεται

ρυθμίζεται έτσι ώστε να περιλαμβάνει τις ανώτερες αρμονικές του ρεύματος. Επομένως, ο χρόνος υπολογισμού της μεθόδου κυμαίνεται από 13 ώρες για ΔΣ ίση με 1 kHz μέχρι 80 ώρες για ΔΣ ίση 37 kHz, για μια πλήρη ηλεκτρική περίοδο. Οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν σε έναν υπολογιστή Intel Core i7-4820KCPU στα 3.70GHz με 32 GB DDR3 στα 800 MHz RAM.

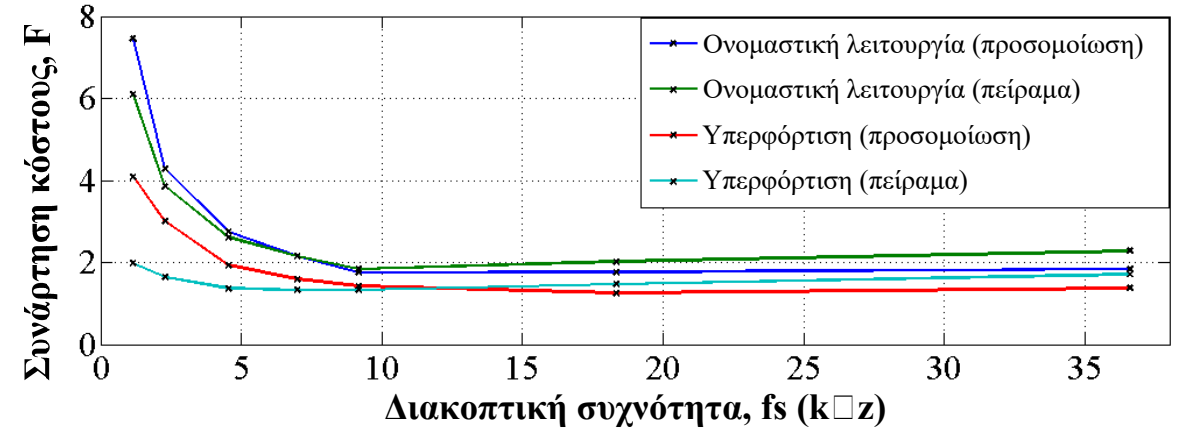


Σχήμα 6.13. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών απωλειών του αντιστροφέα συναρτήσει της ΔΣ στην κατάσταση υπερφόρτισης.

Πίνακας 6.2. Λειτουργικά χαρακτηριστικά σύγχρονου κινητήρα Μονίμων Μαγνητών

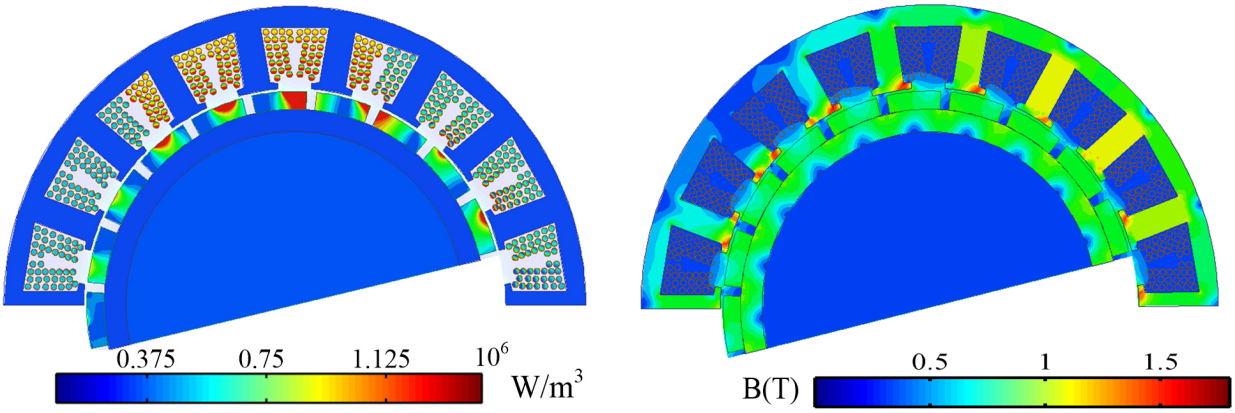
	Ονομαστική κατάσταση	***Υπερφόρτιση***
Αντίσταση τυμπάνου (Ω)	0,84	1,02
Θερμοκρασία στα τυλίγματα (^{o}C)	70	140
Αυτεπαγωγή *d,q* άξονα (mH)	0,34	0,32
Ρεύμα τυμπάνου (rms) θεμελιώδους, $I_{1,rms}$ (A)	3,5	16,9
Πυκνότητα ρεύματος (rms), J_{rms} (A/mm^2)	3,9	19
Τάση τυμπάνου, V_{rms} (V)	49,2	69

Στη συνέχεια, η συνάρτηση κόστους η οποία εκφράστηκε μέσω της (6.15), υπολογίζεται για τις προσομοιωμένες και πειραματικές τιμές, λαμβάνοντας υπόψιν και τις δυο κύριες καταστάσεις λειτουργίας. Τα αντίστοιχα αποτελέσματα συναρτήσει των ΔΣ παρουσιάζονται στο *Σχ. 6.14*. Είναι προφανές, από το *Σχ. 6.14*, ότι η βέλτιστη ΔΣ, όσον αφορά την απόδοση και την κυμάτωση ροπής του κινητηρίου συστήματος, βρίσκεται στην περιοχή των 8-9 kHz, για κάθε λειτουργική κατάσταση. Από τα αποτελέσματα που φαίνονται στο *Σχ. 6.14*, παρατηρούμε ότι η αύξηση της ΔΣ πάνω από τα 10 kHz δεν συνεισφέρει περαιτέρω μείωση των απωλειών και της κυμάτωσης ροπής του κινητήρα. Αντιθέτως, με βάση τα αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων, παρατηρείται ελαφριά αύξηση στις απώλειες του κινητήρα. Επιπροσθέτως, η επιλογή υψηλής ΔΣ έχει ως αποτέλεσμα τη σημαντική αύξηση των απωλειών του αντιστροφέα, λόγω αύξησης των διακοπτικών απωλειών, οι οποίες είναι ευθέως ανάλογες με την ΔΣ.

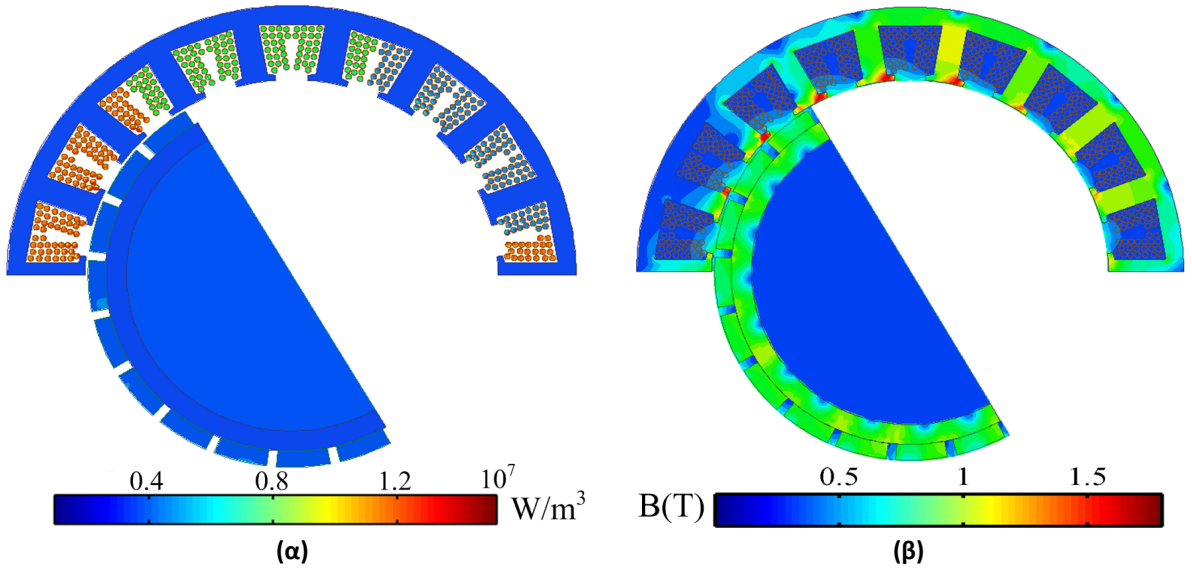


Σχήμα 6.14. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών συναρτήσεων κόστους συναρτήσει της ΔΣ για τις δυο κύριες καταστάσεις λειτουργίας.

Για τη βέλτιστη ΔΣ των 9 kHz, η κατανομή των απωλειών/όγκο και της μαγνητικής επαγωγής για την ομαλή κατάσταση λειτουργίας απεικονίζονται στα *Σχ. 6.15α* και *Σχ. 6.15β*, αντίστοιχα. Οι κατανομές των απωλειών και της μαγνητικής επαγωγής για την ακραία κατάσταση υπερφόρτισης απεικονίζονται στα *Σχ. 6.16α* και *Σχ. 6.16β*, αντίστοιχα. Για την ομαλή κατάσταση λειτουργίας, παρατηρείται σημαντική μεταβλητότητα στην πυκνότητα των απωλειών μεταξύ των αγωγών της ίδιας φάσης, λόγω του επιδερμικού φαινομένου και του φαινομένου γειτνίασης μεταξύ των αγωγών, που διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα. Το γεγονός αυτό οδηγεί σε αυξημένη πυκνότητα ισχύος στους αγωγούς που βρίσκονται κοντά στο διάκενο, λόγω των σημαντικών σκεδάσεων που παρατηρούνται στο διάκενο, όπως φαίνεται και στο *Σχ. 6.15β*. Επιπλέον, μέσω των *Σχ. 6.15α* και *6.15β*, συμπεραίνουμε ότι στις περιοχές του διακένου όπου αναπτύσσεται υψηλό επίπεδο ροής σκέδασης, υπάρχει έντονη μεταβλητότητα του πεδίου στην επιφάνεια των ΜΜ, με αποτέλεσμα την ανάπτυξη σημαντικών απωλειών λόγω δινορρευμάτων στους ΜΜ. Αντίθετα, για την ακραία κατάσταση υπερφόρτισης, το κυρίαρχο μέρος των απωλειών είναι οι ωμικές απώλειες χαλκού, λόγω της πολύ υψηλής πυκνότητας ρεύματος που απαιτείται για την κάλυψη των απαιτήσεων ροπής (*Σχ. 6.16α*). Αυτός είναι και ο κύριος λόγος που οι απώλειες δινορρευμάτων στα τυλίγματα και στους ΜΜ δεν διακρίνονται, όπως αντίθετα συνέβη στην ομαλή κατάσταση λειτουργίας. Επιπλέον, μέσω των *Σχ. 6.15β* και *Σχ. 6.16β*, παρατηρούμε ότι ο μαγνητικός κορεσμός διατηρείται σε ομαλά επίπεδα, ακόμα και στην κατάσταση υπερφόρτισης λόγω της συγκεκριμένης τοπολογίας FSCW που επιλέχθηκε [6.2].



Σχήμα 6.15. Κατανομή (α) πυκνότητας απωλειών και (β) μαγνητικής επαγωγής του κινητήρα τη χρονική στιγμή t=40 ms με ΔΣ ίση με f_s=9 kHz στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας.

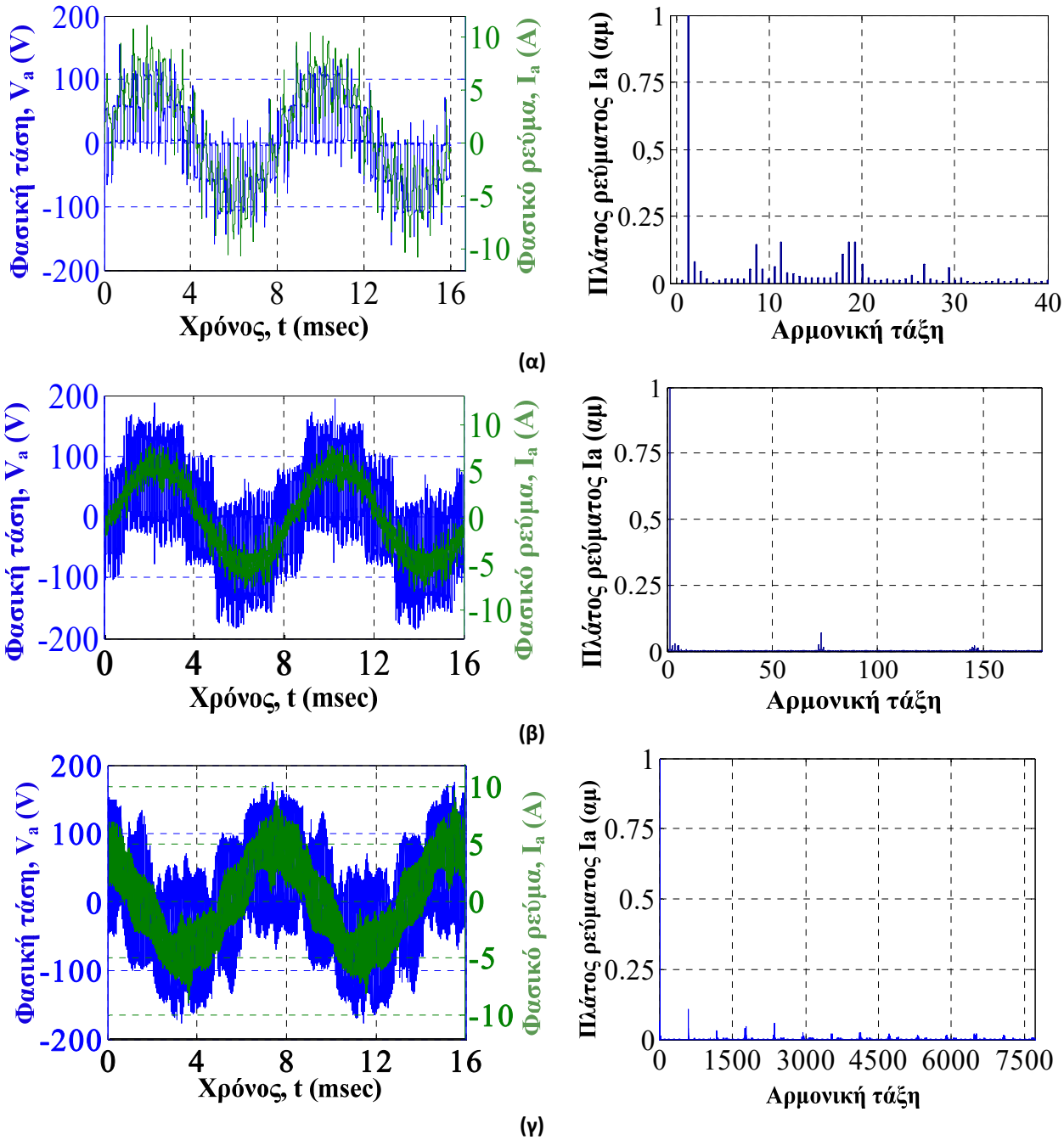


Σχήμα 6.16. Κατανομή (α) πυκνότητας απωλειών και (β) μαγνητικής επαγωγής του κινητήρα για t=24 ms με ΔΣ ίση με f_s=9 kHz στην κατάσταση στιγμιαίας υπερφόρτισης.

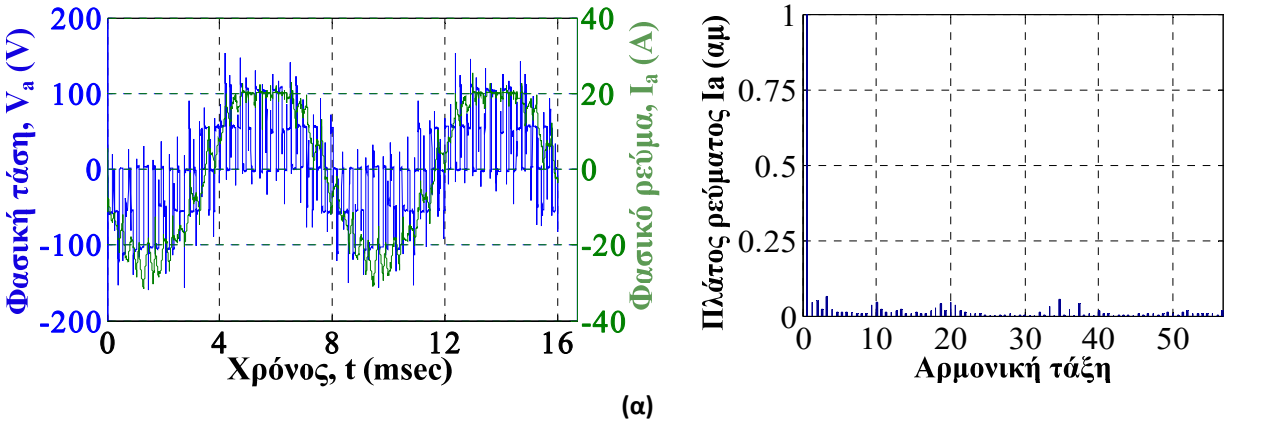
Οι πειραματικές κυματομορφές των φασικών τάσεων και ρευμάτων του κινητήρα, για τις δυο κύριες καταστάσεις λειτουργίας, για τις ακραίες τιμές διακοπτικής συχνότητας (ΔΣ) που μελετήθηκαν (1 kHz και 37 kHz), καθώς επίσης και για τη βέλτιστη ΔΣ των 9 kHz παρουσιάζονται στα *Σχ. 6.17-6.18*, αντίστοιχα. Από τα *Σχ. 6.17α, Σχ. 6.18α* παρατηρούμε ότι όταν επιλέγεται χαμηλή ΔΣ (f_s=1kHz), οι αρμονικές του ρεύματος, οι οποίες δεν συνεισφέρουν στην παραγωγή της συνεχούς συνιστώσας της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, είναι αρκετά σημαντικές, με αποτέλεσμα την αύξηση της κυμάτωσης ροπής και των συνολικών απωλειών του κινητήρα, όπως φάνηκε και στα *Σχ. 6.6-Σχ. 6.14*. Το κύριο μέρος των αρμονικών βρίσκονται γύρω από τη συχνότητα φορέα f_c και το διπλάσιο της $2f_c$. Επιπλέον, είναι προφανές ότι με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, το πλάτος των αρμονικών του ρεύματος πέφτει, με αποτέλεσμα όταν η ΔΣ αυξηθεί μέχρι τα 9 kHz, το THD του ρεύματος να πέφτει κάτω του 10% και 5% για την ονομαστική κατάσταση λειτουργίας και την υπερφόρτιση, αντίστοιχα (*Σχ. 6.17β, Σχ. 6.18β*). Αντιθέτως, αυξάνοντας περαιτέρω την ΔΣ, οι αρμονικές του ρεύματος δεν μειώνονται αλλά αυξάνονται ελαφρώς, σε συχνότητες πολλαπλάσιες της συχνότητας φορέα f_c, όπως φαίνεται στα *Σχ. 6.17γ* και *Σχ. 6.18γ*, για τη μέγιστη τιμή διακοπτικής συχνότητας που διερευνήθηκε (f_s=37kHz). Η ελαφριά αύξηση του πλάτους του ρεύματος των αρμονικών, σε συνδυασμό με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, συντελεί στην αύξηση των συνολικών απωλειών του κινητήρα, κατά 5-7% ανάλογα την ηλεκτρική φόρτιση του κινητήρα, λόγω της συσχέτισης των απωλειών λόγω δινορρευμάτων με το τετράγωνο της συχνότητας του μαγνητικού πεδίου, που στην προκειμένη περίπτωση είναι το πεδίο των ανώτερων αρμονικών του ρεύματος, που εισάγονται λόγω της PWM τάσης τροφοδοσίας. Επιπλέον παρατηρούμε από τα *Σχ. 6.17* και *6.18* ότι όσο η παραγόμενη ροπή αυξάνεται, τόσο πέφτει το α.μ. πλάτος αρμονικών του ρεύματος, λόγω της αύξησης του ρεύματος της θεμελιώδους, έτσι ώστε να ικανοποιηθεί η υψηλότερη απαίτηση φορτίου κατά την ακραία κατάσταση λειτουργίας.

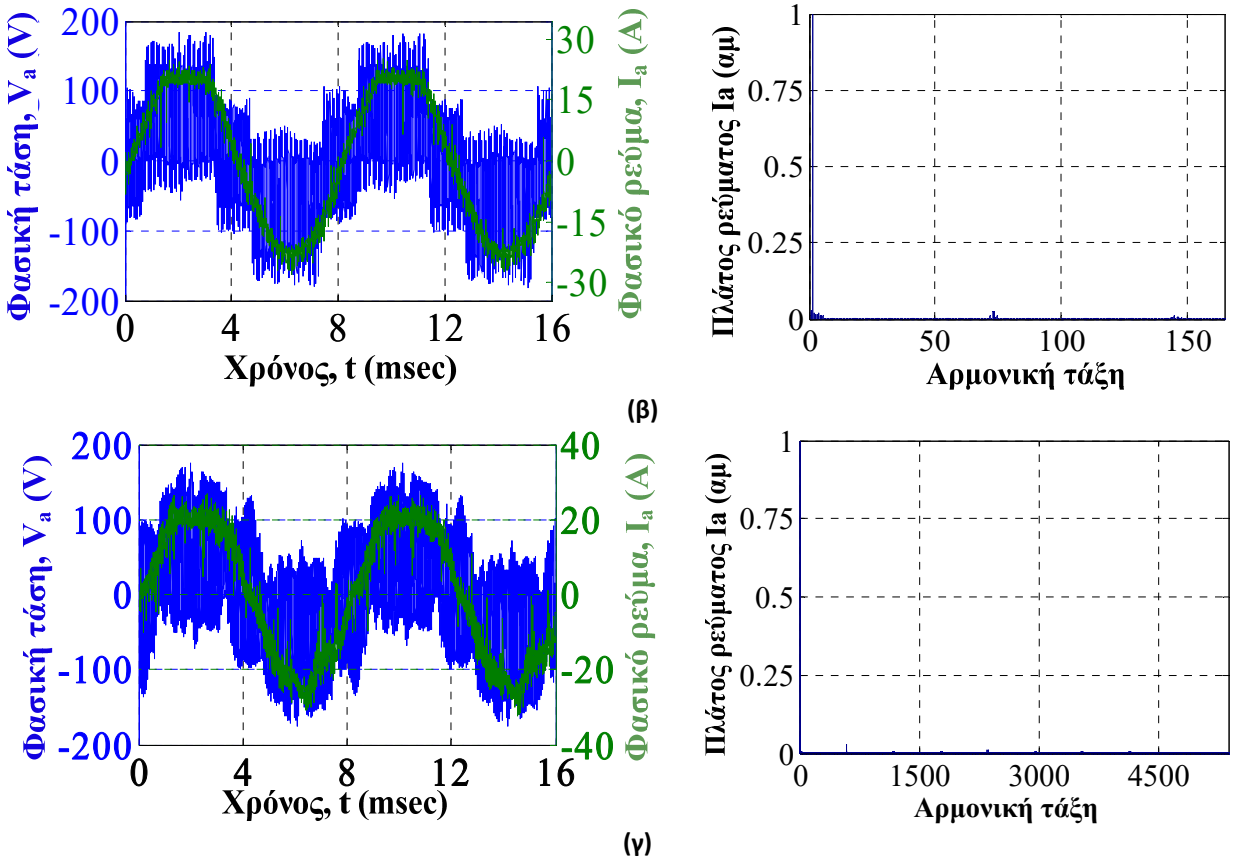
Το φαινόμενο της ελαφριάς αύξησης του THD του ρεύματος σε πολύ υψηλές διακοπτικές συχνότητες, κατά 1-1,5% ανάλογα την ηλεκτρική φόρτιση του κινητήρα, οφείλεται κυρίως σε έντονα μη γραμμικά υψίσυχνα φαινόμενα, τα οποία λαμβάνουν χώρα στα εξωτερικά καλώδια του κινητήρα και στα ρουλεμάν, τα οποία επηρεάζονται ιδιαίτερα από τη διακοπτική περίοδο του αντιστροφέα [6.27]. Η ανάγκη διερεύνησης των φαινομένων των ανώτερων αρμονικών στον ΣΚΜΜ μέσω κατάλληλων πειραμάτων, παράλληλα με τη διερεύνηση μέσω του συζευγμένου διδιάστατου κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου ΠΣ, κρίνεται απαραίτητη για την ακριβή αποτύπωση της επίδρασης της ΔΣ του αντιστροφέα στο κινητήριο σύστημα, καθώς η ενσωμάτωση των υψίσυχνων φαινομένων στο χρονομεταβλητό μοντέλο ΠΣ θα απαιτούσε τεράστιο υπολογιστικό κόστος.

Συμπερασματικά, στο παρόν κεφάλαιο προτάθηκε μια εκτεταμένη μεθοδολογία για τον ακριβή υπολογισμό των συνολικών απωλειών του κινητηρίου συστήματος και της κυμάτωσης ροπής, που σχετίζονται με την ΔΣ του συστήματος οδήγησης. Για τις ανάγκες της ανάλυσης, αναπτύχθηκε ένα χρονομεταβλητό μοντέλο ΠΣ, το οποίο συνδυάζεται με εξωτερικό κύκλωμα, προκειμένου να συμπεριλάβει την PWM τεχνική διαμόρφωσης του αντιστροφέα. Επιπλέον, ενοποιούνται αναλυτικές τεχνικές για τον υπολογισμό των απωλειών του αντιστροφέα. Η προτεινόμενη τεχνική επιβεβαιώθηκε μέσω πειραματικών μετρήσεων για διαφορετικές λειτουργικές συνθήκες σε πρότυπο ΣΚΜΜ, ενώ παράλληλα εισήχθη μια κατάλληλη συνάρτηση κόστους, με σκοπό τη συστηματική βελτιστοποίηση της διακοπτικής συχνότητας. Από τα αποτελέσματα της ανάλυσης, προτείνεται ως βέλτιστη ΔΣ τα 9kHz, η οποία παρουσιάζει βελτιωμένα χαρακτηριστικά όσον αφορά τη συνολική απόδοση του κινητηρίου συστήματος και την ποιότητα της ροπής του κινητήρα και στις δυο κύριες καταστάσεις φόρτισης που εξετάστηκαν. Η συγκεκριμένη μεθοδολογία βελτιστοποίησης της διακοπτικής συχνότητας ΔΣ, η οποία βασίζεται σε μια διδιάστατη ανάλυση μέσω ΠΣ, με ανεκτό υπολογιστικό κόστος, λαμβάνοντας υπόψιν της όλες τις συνιστώσες των απωλειών του κινητηρίου συστήματος, μπορεί να παρέχει σημαντικά οφέλη στα συστήματα ηλεκτροκίνησης.



Σχήμα 6.17. Πειραματικά αποτελέσματα ΣΚΜΜ στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας. SPWM τάση και ρεύμα τυμπάνου (αριστερά) και αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος τυμπάνου (δεξιά). (α) f_s=1 kHz (β) f_s=9 kHz. (γ) f_s=37 kHz.





Σχήμα 6.18. Πειραματικά αποτελέσματα ΣΚΜΜ στην ακραία κατάσταση υπερφόρτισης. SPWM τάση και ρεύμα τυμπάνου (αριστερά) και αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος τυμπάνου (δεξιά). (α) f_s=1 kHz (β) f_s=9 kHz. (γ) f_s=37 kHz.

6.5 Βιβλιογραφία κεφαλαίου

[6.1] J. Wang, V. I. Patel, and W. Wang, "Fractional-slot permanent magnet brushless machines with low space harmonic contents," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, Jan. 2014, Art. ID 8200209.

[6.2] M. E. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, "Multiobjective evolutionary optimization of a surface mounted PM actuator with fractional slot winding for aerospace applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, Feb. 2014, Art. ID 7016404.

[6.3] N. Bernard, F. Martin and M. E. H. Zaïm, "Design Methodology of a Permanent Magnet Synchronous Machine for a Screwdriver Application," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 3, pp. 624-633, Sept. 2012.

[6.4] L. Chen, J. Wang, P. Lombard, P. Lazari and V. Leconte, "Design optimisation of permanent magnet assisted synchronous reluctance machines for electric vehicle applications," in *XXth International Conference on Electrical Machines* (*ICEM*), pp. 2647-2653, Marseille, 2012.

[6.5] L. J. Wu, Z. Q. Zhu, D. Staton, M. Popescu, and D. Hawkins, "Analytical model of eddy current loss in windings of permanent-magnet machines accounting for load," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 7, pp. 2138–2151, Jul. 2012.

[6.6] K. Yamazaki and A. Abe, "Loss investigation of interior permanent magnet motors considering carrier harmonics and magnet eddy currents," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 2, pp. 659–665, Mar./Apr. 2009.

[6.7] S. Iwasaki, R. P. Deodhar, Y. Liu, A. Pride, Z. Q. Zhu, and J. J. Bremner, "Influence of PWM on the proximity loss in permanent-magnet brushless AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1359–1367, Jul./Aug. 2009.

[6.8] Y. Huang, J. Dong, J. G. Zhu, and Y. Guo, "Core loss modeling for permanent-magnet motor based on flux variation locus and finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, pp. 1023–1026, Feb. 2012.

[6.9] W.-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J.-C. Vannier, "Optimization of magnet segmentation for reduction of eddy-current losses in permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 2, pp. 381–387, Jun. 2010.

[6.10] K. C. Kum, "A novel method for minimization of cogging torque and torque ripple for interior permanent magnet synchronous motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 2, Feb. 2014, Art. ID 7019604.

[6.11] D. Wang, X. Wang, and S.-Y. Jung, "Cogging torque minimization and torque ripple suppression in surface-mounted permanent magnet synchronous machines using different magnet widths," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 2295–2298, May 2014.

[6.12] W. Hassan and B. Wang, "Efficiency optimization of PMSM based drive system," in *Proc. 7th Int. Power Electron. Motion Control Conf. (IPEMC)*, vol. 2. Jun. 2012, pp. 1027–1033.

[6.13] Evangelos M. Tsampouris, Minos E. Beniakar, and Antonios G. Kladas, "Geometry Optimization of PMSMs Comparing Full and Fractional Pitch Winding Configurations for Aerospace Actuation Applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 2, pp. 943-946, Feb. 2012.

[6.14] T. C. Jeong *et al.*, "Current Harmonics Loss Analysis of 150-kW Traction Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Through Co-Analysis of *d-q* Axis Current Control and Finite Element Method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 2343-2346, May 2013.

[6.15] K. Yoshida, K. Kesamaru, and Y. Hita, "Eddy currents analysis of surface-mounted PMSM by finite element method," in *International Conference on Electrical Machines* (*ICEM*), pp. 1821–1825, Istanbul, Turkey, 1998.

[6.16] Μίνως Η. Μπενιακάρ, "Πολυκριτηριακή βελτιστοποίηση κινητήρων με θεώρηση των απωλειών των μόνιμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης," *Διδακτορική διατριβή*, ΕΜΠ, Αθήνα, Νοέμβριος 2014.

[6.17] A. G. Sarigiannidis, and A. G. Kladas, "Switching Frequency Impact on Permanent Magnet Motors Drive System for Electric Actuation Applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol.51, no.3, pp.1-4, March 2015, Art. ID 8202204.

[6.18] G.Bertotti, "Hysteresis in Magnetism—For Physicists, Materials Scientists, and Engineers," *Academic Press, San Diego*, 1998.

[6.19] H. Hämäläinen, J. Pyrhönen, J. Nerg and J. Talvitie, "AC Resistance Factor of Litz-Wire Windings Used in Low-Voltage High-Power Generators," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 2, pp. 693-700, Feb. 2014.

[6.20] D. Ishak, Z. Q. Zhu and D. Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 9, pp. 2462-2469, Sept. 2005.

[6.21] K. Yamazaki, Y. Fukushima and M. Sato, "Loss Analysis of Permanent-Magnet Motors With Concentrated Windings—Variation of Magnet Eddy-Current Loss Due to Stator and Rotor Shapes," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 4, pp. 1334-1342, July-Aug. 2009.

[6.22] William H. Press , Saul A. Teukolsky , William T. Vetterling, Brian P. Flannery, "Numerical Recipes 3rd Edition: The Art of Scientific Computing," *Cambridge University Press*, 2007.

[6.23] M. Popescu and D. G. Dorrell, "Proximity losses in the windings of high speed brushless permanent magnet ac motors with single tooth windings and parallel paths," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 7, pp. 3913–3916, Jul. 2013.

[6.24] Dr. Dušan Graovac, and Marco Pürschel, "IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters," *Application Note v1.1*, Infineon Technologies, January 2009.

[6.25] https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-semix202gb12e4s-27890110

[6.26] J. Erdman, R. Kerkman, and D. Schlegel, "Effect of PWM inverters on ac motor bearing currents and shaft voltages," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 2, pp. 250–259, Mar./Apr. 1996.

[6.27] A. Muetze, V. Niskanen and J. Ahola, "On Radio-Frequency-Based Detection of High-Frequency Circulating Bearing Current Flow," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2592-2601, July-Aug. 2014.

[6.28] Y. Wang, W. Liu, Z. Chen and B. Bai, "Calculation of high frequency bearing currents of PWM inverter-fed VF induction motor," in *International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Shanghai, 2014, pp. 1428-1433.

Κεφάλαιο 7. Ανάπτυξη συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών για ηλεκτρικό όχημα

7.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η συνολική διαδικασία σχεδίασης ενός συστήματος διαχείρισης Φωτοβολταϊκής (Φ/Β) γεννήτριας για εφαρμογή σε ηλεκτρικό όχημα, περιλαμβάνοντας τον ελεγκτή Ανίχνευσης Σημείου Μέγιστης Ισχύος (MPPT) και τον ηλεκτρονικό μετατροπέα DC-DC για την κατάλληλη προσαρμογή της τάσης εξόδου της Φ/Β συστοιχίας στο επίπεδο τάσης της συστοιχίας των μπαταριών του ηλεκτρικού οχήματος.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης προσανατολίζονται τελευταία σε τεχνολογίες υψηλής απόδοσης, φιλικές προς το περιβάλλον. Τέτοιο αντιπροσωπευτικό παράδειγμα, όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 1.2.1 είναι η χρησιμοποίηση Φ/Β στοιχείων στην οροφή των οχημάτων που ενσωματώνουν την ηλεκτρική πρόωση (αμιγώς ηλεκτρικά/υβριδικά οχήματα). Η αυτονομία των ηλεκτρικών οχημάτων μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας Φ/Β πάνελ σε συνεργασία με κατάλληλες αλγορίθμους ελέγχου και αποδοτικούς ηλεκτρονικούς μετατροπείς DC-DC. Οι Φ/Β συστοιχίες απαιτούν λειτουργία στο MPP για κάθε επίπεδο ηλιακής ακτινοβολίας, έτσι ώστε να επιτευχθεί ο βέλτιστος βαθμός απόδοσης του συστήματος επικουρικής φόρτισης [7.1]. Οι αλγόριθμοι MPPT εξασφαλίζουν τη μέγιστη απομάστευση της ισχύος από το Φ/Β σε κάθε πιθανή ακαριαία μεταβολή της ηλιοφάνειας, η οποία συμβαίνει στο αστικό περιβάλλον, όπου κυρίως λειτουργούν τα τυπικά ηλεκτρικά οχήματα [7.2-7.4].

Διάφοροι αλγόριθμοι MPPT έχουν αναπτυχθεί τα τελευταία χρόνια, οι οποίοι έχουν ως στόχο την παροχή ικανοποιητικής και εύρωστης λειτουργίας στο MPP [7.2-7.6]. Παρόλα αυτά, η ενσωμάτωση των Φ/Β πλαισίων στην οροφή ενός οχήματος παρουσιάζει αρκετές προκλήσεις. Πρώτα από όλα, λόγω της λειτουργίας του οχήματος σε αστικές περιοχές παρατηρούνται να συμβαίνουν απότομες μεταβολές της ηλιοφάνειας στην επιφάνεια του οχήματος, οι οποίες απαιτούν γρήγορη απόκριση του Φ/Β συστήματος. Αλγόριθμοι ασαφούς λογικής, καθώς επίσης και σύνθετοι ευρετικοί αλγόριθμοι έχουν διακριθεί στη βιβλιογραφία για την ικανότητά τους να λειτουργούν τη φ/Β συστοιχία στο MPP [7.7-7.8]. Ωστόσο, ο αλγόριθμος *Διαταραχής και Παρατήρησης* (P&O) και ο αλγόριθμος *Στοιχειώδους Αγωγιμότητας* (INC) προτιμώνται σε πληθώρα εφαρμογών, λόγω της αποδοτικότητας και της απλότητάς τους [7.9]. Επιπλέον, συγκεκριμένες μετατροπές και βελτιώσεις στους παραπάνω αλγόριθμους προσφέρουν μια εφικτή, αξιόπιστη και αποδοτική λύση [7.10-7.11].

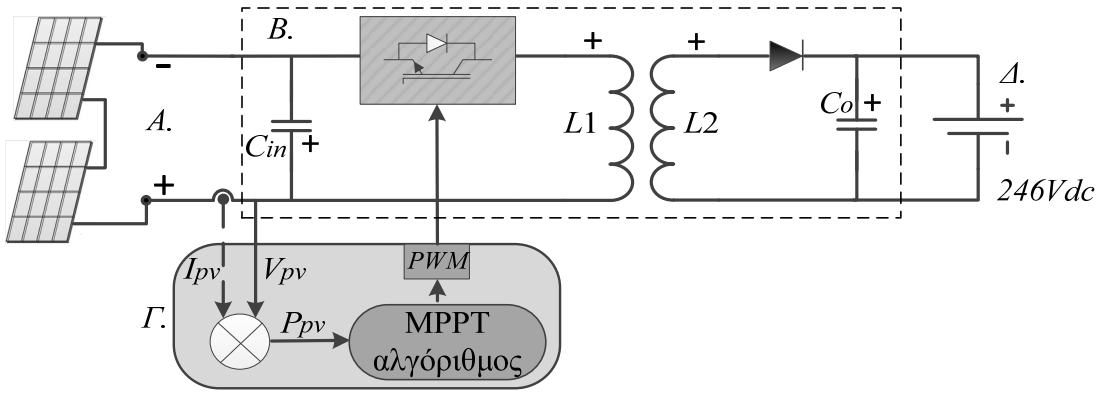
Επιπροσθέτως, τα διαφορετικά επίπεδα τάσης μεταξύ του επιπέδου ΣΤ της συστοιχίας των κύριων μπαταριών του οχήματος με την τάση εξόδου του Φ/Β απαιτούν τον κατάλληλο μετασχηματισμό της τάσης, η οποία μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω διαφόρων ηλεκτρονικών μετατροπέων DC-DC τύπου *flyback*, οι οποίοι χρησιμοποιούν μετασχηματιστές υψηλής συχνότητας με υψηλό λόγο μετασχηματισμού [7.11].

Στο παρόν κεφάλαιο αναπτύσσεται η συνολική στρατηγική οδήγησης, η οποία περιλαμβάνει τον αλγόριθμο MPPT και την τοπολογία του αντιστροφέα, με στόχο τον έλεγχο της εξόδου μιας Φ/Β γεννήτριας η οποία εγκαθίστανται στην οροφή του υπό μελέτη ηλεκτρικού οχήματος που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 4, φορτίζοντας επικουρικά τη συστοιχία των μπαταριών. Ο μετατροπέας που χρησιμοποιείται είναι ένας μετατροπέας τύπου *flyback*. Όσον αφορά τον ελεγκτή της Φ/Β συστοιχίας, σχεδιάζονται δυο ελεγκτές MPPT κλειστού βρόχου με μεταβλητό βήμα της τάσης αναφοράς, ο αλγόριθμος P&O και ο αλγόριθμος INC. Στη συνέχεια, οι ελεγκτές MPPT αξιολογούνται μέσω μοντέλου δυναμικής προσομοίωσης όσον αφορά την ευστάθεια και τη μεταβατική τους συμπεριφορά κάτω από βηματικές μεταβολές της ηλιακής ακτινοβολίας. Επιπλέον, για τον βέλτιστο αλγόριθμο MPPT που προκύπτει διερευνάται η απόκρισή του κάτω από

συνθήκες μερικής σκίασης. Τέλος, υπολογίζεται η ετήσια ενεργειακή παραγωγή για το προτεινόμενο φωτοβολταϊκό σύστημα καθώς και η βελτίωση στην προσομοιωμένη αυτονομία του μικρού ηλεκτρικού οχήματος πόλης που εξετάζεται, εφαρμόζοντας τον βέλτιστο αλγόριθμο και χρησιμοποιώντας πραγματικά δεδομένα ηλιοφάνειας μαζί με ρεαλιστικά σενάρια οδήγησης.

7.2 Προδιαγραφές συστήματος

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως στην εισαγωγή, το προτεινόμενο σύστημα διαχείρισης Φ/Β γεννήτριας εφαρμόζεται στο ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα του υπό μελέτη ηλεκτρικού οχήματος πόλης που περιγράφτηκε στο κεφάλαιο 4. Στο *Σχ. 7.1* παρουσιάζεται το συνολικό σύστημα επικουρικής φόρτισης μπαταριών που υλοποιείται. Το προτεινόμενο σύστημα αποτελείται από τα ακόλουθα μέρη: τη Φ/Β συστοιχία που τοποθετείται στην οροφή του οχήματος και αποτελείται από δύο Φ/Β πλαίσια συνδεδεμένα σε σειρά (Α.), το *flyback* μετατροπέα ανύψωσης τάσης (Β.), του οποίου ο διακόπτης λειτουργεί μέσω του ελεγκτή (Γ.) και τη συστοιχία μπαταριών (Δ.).



Σχήμα 7.1. Διάγραμμα συνολικού συστήματος επικουρικής φόρτισης.

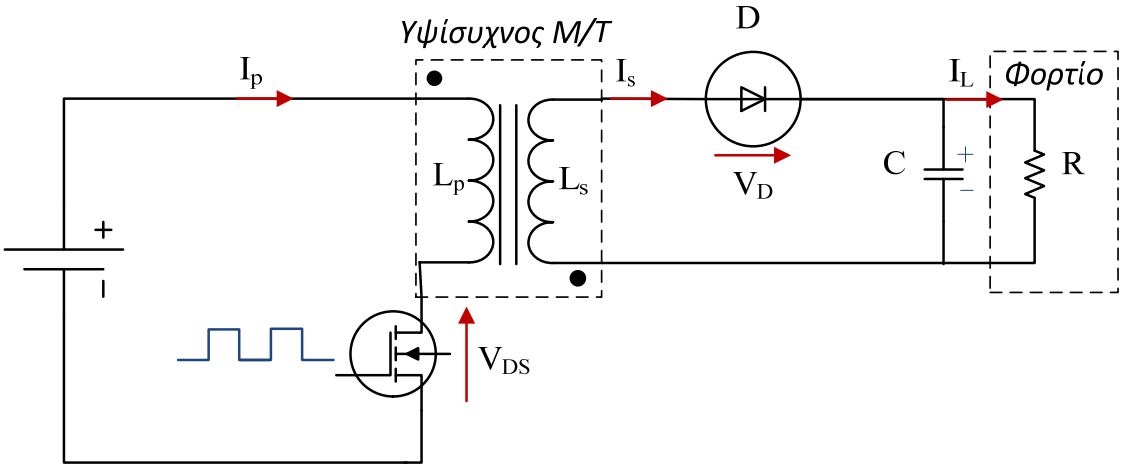
Για τη Φ/Β γεννήτρια χρησιμοποιούνται δυο μονοκρυσταλλικά πλαίσια ισχύος 85W το καθένα, λόγω της μεγάλης τους απόδοσης και του μικρού βάρους τους, παράγοντες που τα καθιστούν ως την αποδοτικότερη λύση για την εφαρμογή τους σε ηλεκτρικά οχήματα [7.12]. Τα πλαίσια, τα οποία τοποθετούνται στην οροφή του οχήματος, έχουν επιφάνεια περίπου 0.61m^2 το καθένα και συνδέονται σε σειρά, έτσι ώστε να μειωθεί ο λόγος μετασχηματισμού της τάσης. Επιπλέον, τοποθετούνται δίοδοι παράκαμψης για να αποφευχθούν οι θερμικές κηλίδες στα πλαίσια, όταν επικρατούν συνθήκες μερικής σκίασης. Όσον αφορά τη συστοιχία των μπαταριών που προορίζονται για την πρόωση του ηλεκτροκίνητου οχήματος πόλης, επιλέγονται κελιά μπαταριών τύπου Φωσφαλτίου (LiFePO4). Στον πίνακα 7.1 συνοψίζονται τα χαρακτηριστικά της Φ/Β γεννήτριας και της συστοιχίας των μπαταριών του υπό μελέτη οχήματος. Από τον πίνακα 7.1 συμπεραίνουμε ότι η τάση εξόδου της Φ/Β γεννήτριας, ανέρχεται στα 35,2V, ενώ της συστοιχίας των μπαταριών ανέρχεται στα 224V, σε ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας. Επομένως, κρίνεται αναγκαία η ανάγκη προσαρμογής της τάσης εξόδου της Φ/Β γεννήτριας με την τάση της συστοιχίας των μπαταριών μέσω κατάλληλης τοπολογίας ηλεκτρονικού μετατροπέα ανύψωσης DC-DC.

Πίνακας 7.1. Χαρακτηριστικά Φ/Β γεννήτριας και πηγής ισχύος ηλεκτρικού οχήματος

Φ/Β στοιχεία		***Πηγή Ισχύος***	
Είδος	Μονοκρυσταλλικά	Είδος	LiFePO4
Τύπος	BSL SE16C-85M	Τύπος	SP-LFP40AHA
Αριθμός στοιχείων / Συνδεσμολογία	2 / Εν σειρά	Αριθμός στοιχείων / Συνδεσμολογία	70 / Εν σειρά
Ονομαστική Ισχύς (W)	85	Ονομαστική Τάση (V)	3,2
Τάση MPP (V) στα 1000W/m^2	17,6	Χωρητικότητα (Ah)	40
Ρεύμα MPP (A) στα 1000W/m^2	4,87	Αντίσταση (mΩ)	0.8
Τάση ανοιχτοκύκλωσης, $V_{ακ}$ (V)	20,6	$I_{φόρτισης}$ (A)	13
Ρεύμα βραχυκύκλωσης, $I_{βρ}$ (A)	5,03	$I_{εκφόρτισης}$ (A)	13
Διαστάσεις (m)	0,9x0,676	Βάρος (kg)	1,5

7.3 Σχεδίαση ηλεκτρονικού μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου Flyback

Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς DC-DC βρίσκουν ευρύ πεδίο εφαρμογής στη βιομηχανία, όπως π.χ. στα διακοπτικά τροφοδοτικά, στα συστήματα ηλεκτροπαραγωγής από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ), σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης [7.13-7.17]. Στην τεχνική και διεθνή βιβλιογραφία υπάρχουν πολλά είδη μετατροπέων, όπως ο *συμβατικός μετατροπέας ανύψωσης* DC-DC (boost), ο *Cuk*, ο *μικτός μετατροπέας* DC-DC (buck/boost) [7.17], [7.18]. Ο μετατροπέας DC-DC με μετασχηματιστή (τύπου *flyback*), έχει τη δυνατότητα να ανυψώσει, αλλά και να υποβαθμίσει την DC τάση εισόδου, εξαιτίας της ύπαρξης του μετασχηματιστή και του λόγου μετασχηματισμού που έχει. Ανήκει στην κατηγορία των ηλεκτρικά απομονωμένων μετατροπέων. Ο λόγος για τον οποίο προτιμάται ο *flyback* έναντι ενός απλού boost για την παρούσα εφαρμογή, έγκειται στο γεγονός ότι ο τελευταίος δεν έχει τη δυνατότητα να επιτύχει μεγάλη ανύψωση της τάσης εξόδου της Φ/Β συστοιχίας. Δεδομένου ότι η τάση εξόδου της Φ/Β γεννήτριας είναι στα 35V και η τάση της μπαταρίας στην έξοδο είναι 220V, η χρησιμοποίηση ενός μετατροπέα τύπου boost είναι απαγορευτική μιας και μετά από κάποιο σημείο, για μεγάλο λόγο κατάτμησης, επέρχεται κορεσμός και αυξάνονται σημαντικά οι απώλειες του μετατροπέα τύπου boost [7.18]. Στο *Σχ. 7.2* απεικονίζεται σχηματικά η τοπολογία του *flyback* μετατροπέα.



Σχήμα 7.2. Τοπολογία μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου *Flyback*.

Η πολικότητα του πρωτεύοντος τυλίγματος L_p δεν είναι ίδια με του δευτερεύοντος L_s. Ο ιδανικός flyback μετατροπέας λειτουργεί ως εξής : όταν το ημιαγωγικό στοιχείο (MOSFET) άγει, το πρωτεύον του μετασχηματιστή διαρρέεται από το ρεύμα που προσφέρει η πηγή μαγνητίζοντάς τον. Η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη, λόγω της αντίθετης πολικότητας του μετασχηματιστή, οπότε για την τάση του πρωτεύοντος V_{Lp}, το ρεύμα του πυκνωτή i_c και το ρεύμα εισόδου I_g ισχύει ότι:

$$V_{L_p} = V_{dc}\ ,\quad i_C = -\frac{V_o}{R}\ ,\quad \mathrm{I}_g = I_p\ ,\quad V_{MOSFET} \approx 0\ ,\quad V_{diode} = -V_o - V_{dc}\cdot\frac{N_s}{N_p} \qquad (7.1)$$

όπου V_o είναι η τάση εξόδου του μετατροπέα, N_p, N_s οι σπείρες του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή. Όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη οι εξισώσεις έχουν την παρακάτω μορφή :

$$V_{L_p} = -V_o\cdot\frac{N_p}{N_s}\ ,\quad i_C = -\frac{V}{R} + I_p\cdot\frac{N_p}{N_s}\ ,\quad \mathrm{I}_g = 0\ ,\quad V_{MOSFET} = V_{dc} + V_o\cdot\frac{N_p}{N_s}\ ,\quad V_{diode} = 0 \qquad (7.2)$$

Στην περίπτωση που δεν άγει ούτε το MOSFET ούτε η δίοδος, έχουμε ασυνεχή λειτουργία και υπάρχει μεταφορά ενέργειας στο φορτίο μέσω του πυκνωτή εξόδου. Σε αυτήν την περίπτωση ισχύει ότι :

$$V_{L_p} = 0\ ,\quad i_C = -\frac{V_o}{R}\ ,\quad \mathrm{I}_g = 0\ ,\quad V_{MOSFET} = V_{dc},\quad V_{diode} = -V_o \tag{7.3}$$

Υπάρχουν τρεις καταστάσεις λειτουργίας για τον μετατροπέα [7.17], όπου η κάθε κατάσταση λειτουργίας προσδιορίζεται από την παρουσία ή μη ροής ρεύματος στα τυλίγματα του μετασχηματιστή. Αν υπάρχει συνεχής ροή ρεύματος στα τυλίγματα του μετασχηματιστή καθ' όλη τη διάρκεια της διακοπτικής περιόδου, τότε η κατάσταση λειτουργίας χαρακτηρίζεται ως *συνεχούς αγωγής* (Continuous Conduction Mode, CCM). Στην περίπτωση που υπάρχει χρονικό διάστημα στη διάρκεια αποκοπής του ελεγχόμενου ημιαγωγικού στοιχείου κατά το οποίο το δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή δεν διαρρέεται από ρεύμα, τότε ο μετατροπέας λειτουργεί στην περιοχή *ασυνεχούς αγωγής* (Discontinuous Conduction Mode, DCM). Τέλος, στην περίπτωση κατά την οποία το ρεύμα που διαρρέει την επαγωγή μαγνήτισης του M/T μηδενίζεται στιγμιαία, τότε ο μετατροπέας λειτουργεί στο *όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής* (Boundary Conduction Mode, BCM). Και οι τρεις καταστάσεις λειτουργίας μπορούν να επιτευχθούν με την κατάλληλη παλμοδότηση του κύριου ημιαγωγικού στοιχείου του μετατροπέα. Το ρεύμα στο δευτερεύον I_s καθορίζει την κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα.

Όταν άγει το ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο, στα άκρα του πρωτεύοντος εμφανίζεται μια σταθερή τάση, η οποία είναι η συνεχής τάση της πηγής, οπότε το ρεύμα στο πρωτεύον αυξάνεται γραμμικά και στο δευτερεύον δεν ρέει ρεύμα. Στο τέλος αυτού του διαστήματος αγωγής του ημιαγωγικού στοιχείου το ρεύμα στο πρωτεύον έχει φτάσει στη μέγιστη τιμή του την $i_{p,max}$. Με τη δίοδο πλέον ορθά πολωμένη η τάση στο πρωτεύον έχει αντίθετο πρόσημο με την προηγούμενη κατάσταση (7.2). Συνεπώς, το ρεύμα στο δευτερεύον μειώνεται γραμμικά, ενώ στο πρωτεύον είναι μηδενικό. Αντίστοιχα, στην ασυνεχή αγωγή το ρεύμα στο δευτερεύον μηδενίζεται πριν το επόμενο χρονικό διάστημα που το MOSFET θα άγει.

Στη μόνιμη κατάσταση, η μέση τιμή της τάσης του πρωτεύοντος οφείλει να είναι μηδενική. Επομένως θα έχουμε:

$$\left\langle V_{L_p} \right\rangle = 0 \Leftrightarrow D_1 \cdot T_s \cdot V_{dc} - D_2 \cdot T_s \cdot V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} + D_3 \cdot T_s \cdot 0 = 0 \Leftrightarrow D_1 \cdot V_{dc} = D_2 \cdot V_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \tag{7.4}$$

όπου D_1, D_2, D_3 τα διαστήματα κατά τα οποία άγει το MOSFET και η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη, δεν άγει το MOSFET και η δίοδος είναι ορθά πολωμένη, δεν άγει ούτε το MOSFET ούτε η δίοδος, αντίστοιχα και T_s είναι η διακοπτική περίοδος. Στη συνέχεια, εφαρμόζοντας τον νόμο των ρευμάτων *Kirchhoff* στον κόμβο εξόδου και υπολογίζοντας τη μέση τιμή του ρεύματος της διόδου συναρτήσει του μέγιστου ρεύματος του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή, τα διαστήματα D_1, D_2 εκφράζονται συναρτήσει του φορτίου και της επαγωγής του πρωτεύοντος ως εξής [7.14], [7.19]:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot D_2 \cdot D_1 \cdot T_s \cdot \frac{V_{dc}}{L_p} = \frac{V_o}{R} \tag{7.5}$$

Επομένως, μέσω της Εξίσωσης (7.4) και (7.5) υπάρχει η δυνατότητα υπολογισμού των ποσοτήτων D_1, D_2 και κατ' επέκταση και του όρου $D_3 = 1 - D_1 - D_2$.

Το επόμενο στάδιο της ανάλυσης είναι να επιλεγεί η κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα στην ονομαστική κατάσταση, έτσι ώστε στη συνέχεια να προσδιοριστούν οι τιμές των επαγωγών του μετασχηματιστή. Για την παρούσα εφαρμογή, επιλέγεται ο μετατροπέας τύπου *flyback* να λειτουργεί στο όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής για την ονομαστική κατάσταση και συγκεκριμένα να ισχύει ότι:

$$t_{on} + t_{off} = 0.98 \cdot T_s \tag{7.6}$$

όπου t_{on} και t_{off} οι χρόνοι αγωγής και αποκοπής του ελεγχόμενου ημιαγωγικού στοιχείου, αντίστοιχα. Προτιμάται η λειτουργία στο όριο συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής για τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, λόγω της βέλτιστης αξιοποίησης της επαγωγής του μετασχηματιστή και διότι ο μετατροπέας δύναται να λειτουργήσει με υψηλή απόδοση, επιτυγχάνοντας ικανοποιητική αντιστάθμιση μεταξύ της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου και του μόνιμου ρεύματος μαγνήτισης του μετασχηματιστή. Γενικότερα, η λειτουργία του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος στο όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα, αλλά και μειονεκτήματα τα οποία παρουσιάζονται εκτενώς στις αναφορές [7.17-7.19]. Η ΔΣ του μετατροπέα επιλέγεται ίση με f_s=20kHz, ώστε ο όγκος των πυκνωτών και του μετασχηματιστή να είναι μικρός.

Η παραπάνω ανάλυση μας δίνει τη δυνατότητα να εκτιμήσουμε με καλή προσέγγιση, τα ρεύματα που διαρρέουν τα ημιαγωγικά στοιχεία και τις τάσεις που εφαρμόζονται στα άκρα τους, ώστε να επιλέξουμε τους κατάλληλους ημιαγωγούς για τη σχεδίαση του *flyback*. Στο επόμενο στάδιο, παρουσιάζεται η αναλυτική σχεδίαση του *flyback* για τις συνθήκες λειτουργίας που περιγράφηκαν, δηλαδή για το όριο συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής. Ο χρόνος αγωγής του MOSFET, αναδιατάσσοντας κατάλληλα την εξίσωση (7.5) υπολογίζεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$t_{on}=\frac{(V_o+V_D)\cdot(N_p/N_s)\cdot(t_{on}+t_{off})}{(V_{dc}-V_{DS})+(V_o+V_D)\cdot(N_p/N_s)}\overset{(7.6)}{\Rightarrow} t_{on}=\frac{(V_o+V_D)\cdot(N_p/N_s)\cdot 0.98\cdot T_s}{(V_{dc}-V_{DS})+(V_o+V_D)\cdot(N_p/N_s)} \tag{7.7}$$

όπου V_D είναι η πτώση τάσης αγωγής της διόδου και V_{DS} η πτώση αγωγής του MOSFET. Οι τιμές των τάσεων αυτών είναι δεδομένες από τις προδιαγραφές των ημιαγωγών και παρέχονται από τον κατασκευαστή. Επιπλέον, υπολογίζοντας τις τάσεις αποκοπής του MOSFET και της διόδου, αλλά και τα μέγιστα ρεύματα που διαρρέουν τους ημιαγωγούς [7.18], γίνεται η επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων, οπότε υπολογίζεται ο χρόνος t_{on} μέσω της σχέσης (7.7). Επιπλέον η αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος δίνεται αντίστοιχα από τις παρακάτω σχέσεις [7.17]:

$$L_p=\frac{(V_{dc}\cdot t_{on})^2}{2.13\cdot T_s\cdot P_o} \tag{7.8}$$

$$L_s=\left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2\cdot L_p \tag{7.9}$$

όπου P_o η ισχύς εξόδου του μετατροπέα.

Ένα άλλο σημαντικό στοιχείο που πρέπει να ληφθεί υπόψιν για τη σχεδίαση του μετατροπέα είναι τα κυκλώματα προστασίας των ημιαγωγών [7.11], [7.20]. Μέσω των κυκλωμάτων αυτών, μπορούν να αποφευχθούν περιπτώσεις καταστροφής των ημιαγωγών λόγω υπερτάσεων που παρατηρούνται κατά την αποκοπή τους, εξαιτίας των παρασιτικών χωρητικοτήτων και επαγωγών που υπάρχουν στο κύκλωμα ισχύος. Το κύκλωμα προστασίας των ημιαγωγικών στοιχείων είναι ένα παθητικό RC (αντίσταση και χωρητικότητα σε σειρά) κύκλωμα και τοποθετείται παράλληλα στο MOSFET και τη δίοδο. Οι τιμές της αντίστασης και της χωρητικότητας μπορούν να προσεγγιστούν από τις παρακάτω σχέσεις [7.11] :

$$R_s=2\pi\cdot f_r\cdot L_\sigma \tag{7.10}$$

$$C_s=\frac{5}{2\pi\cdot f_r\cdot R_s} \tag{7.11}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{DS} \cdot L_\sigma}} \tag{7.12}$$

όπου f_r η συχνότητα συντονισμού, L_σ η αντίδραση σκέδασης που είναι σε σειρά με το MOSFET και C_{DS} η χωρητικότητα μεταξύ *απαγωγού* (drain) και *πηγής* (source) του MOSFET. Για αυτήν την κατηγορία μετασχηματιστών η αυτεπαγωγή σκέδασης πρωτεύοντος είναι κατά προσέγγιση το 1.5% της αυτεπαγωγής μαγνήτισης [7.21], δηλαδή το 1.5% της αυτεπαγωγής L_p. Η αυτεπαγωγή σκέδασης του πρωτεύοντος L_σ βρίσκεται σε σειρά με το MOSFET, όπως φαίνεται και στο *Σχ. 7.2*. Όταν το MOSFET δεν άγει, εμποδίζεται η ροή ρεύματος μέσω της L_σ και επάγεται μια υπέρταση στα άκρα της (voltage spike):

$$V_{L_\sigma} = L_\sigma \cdot \frac{di_\sigma}{dt} \tag{7.13}$$

Αν η μέγιστη τιμή αυτής της υπέρτασης υπερβεί την τάση αντοχής του MOSFET, ο ημιαγωγός θα καταστραφεί. Για να αποφευχθεί αυτό το φαινόμενο της στιγμιαίας υπέρτασης σχεδιάζεται το κύκλωμα προστασίας. Το RC κύκλωμα προστασίας παρέχει ένα μονοπάτι στο ρεύμα i_σ όταν το MOSFET είναι εκτός κυκλώματος. Η αντίσταση προσφέρει την απαραίτητη απόσβεση για την ιδιοσυχνότητα του LC κυκλώματος, οπότε μειώνει τις ταλαντώσεις κατά τη μετάβαση από το διάστημα αγωγής του MOSFET μέχρι και λίγο μετά την αποκοπή του και ο εν σειρά πυκνωτής χρησιμοποιείται για να ελαχιστοποιήσει την κατανάλωση ισχύος στη ΔΣ και να εμποδίσει τις υπερτάσεις από το να εφαρμοστούν στα άκρα της αντίστασης.

Σε επόμενο βήμα υπολογίζονται οι πυκνωτές εισόδου και εξόδου, οι οποίοι έχουν ύψιστη σημασία για την ορθή λειτουργία του συνολικού συστήματος επικουρικής φόρτισης. Οι πυκνωτές εισόδου και εξόδου του μετατροπέα παρουσιάζουν συνήθως μεγάλες τιμές χωρητικότητας. Ο πυκνωτής εισόδου έχει ως στόχο τη μείωση της κυμάτωσης στο ρεύμα εισόδου και στη τάση εξόδου της Φ/Β γεννήτριας αντίστοιχα, εμποδίζοντας την απότομη μείωση της τάσης εξόδου της Φ/Β συστοιχίας, που οφείλεται στην *I-V* χαρακτηριστική του Φ/Β. Για τον υπολογισμό του ελάχιστου πυκνωτή εξόδου χρησιμοποιήθηκε ο ακόλουθος εμπειρικός τύπος [7.22]:

$$C_{o_{\min}} = \frac{I_{o_{\max}} \cdot N_{cp}}{f_s \cdot V_{o,ripple}} \tag{7.14}$$

όπου $I_{o_{\max}}$ το μέγιστο ρεύμα εξόδου του μετατροπέα, N_{cp} ο αριθμός των κύκλων ρολογιού που χρειάζεται ο βρόχος ελέγχου να μειώσει το λόγο κατάτμησης από τη μέγιστη στην ελάχιστη τιμή του (συνήθως χρειάζεται 10-20 διακοπτικές περιόδους), f_s η ΔΣ και $V_{o,ripple}$ η κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα. Επιπλέον, για την επιλογή των κατάλληλων χωρητικοτήτων εισόδου και εξόδου για την εφαρμογή, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις ώστε να επιτευχθεί όσο το δυνατόν η ελάχιστη κυμάτωση των μεγεθών. Οι πυκνωτές συνοδεύονται και από μια ισοδύναμη αντίσταση σε σειρά (ESR), η οποία ελήφθη υπόψιν κατά την διαδικασία της ανάλυσης, για τη βελτίωση της ακρίβειας των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης.

Αντικαθιστώντας τις τιμές των τάσεων V_D και V_{DS} των στοιχείων που επιλέχθηκαν, της ονομαστικής ισχύος και τάσης εξόδου και της τάσης εισόδου στην (7.7) υπολογίζεται ο χρόνος t_{on} και στη συνέχεια ο χρόνος t_{off}, μέσω της (7.6). Με τη βοήθεια της (7.5) υπολογίζεται και η επαγωγή μαγνήτισης πρωτεύοντος. Έπειτα από τον καθορισμό της επαγωγής μαγνήτισης, σε επόμενο στάδιο πρέπει να καθοριστούν οι σπείρες του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή, καθώς επίσης και να σχεδιαστεί το μαγνητικό του κύκλωμα. Ο αριθμός των ελιγμάτων του μετασχηματιστή υπολογίζεται μέσω των παρακάτω εξισώσεων [7.13, 7.18, 7.23] :

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1+\frac{l_g}{l_e}\cdot\mu_i} \cong \frac{l_e}{l_g} \tag{7.15}$$

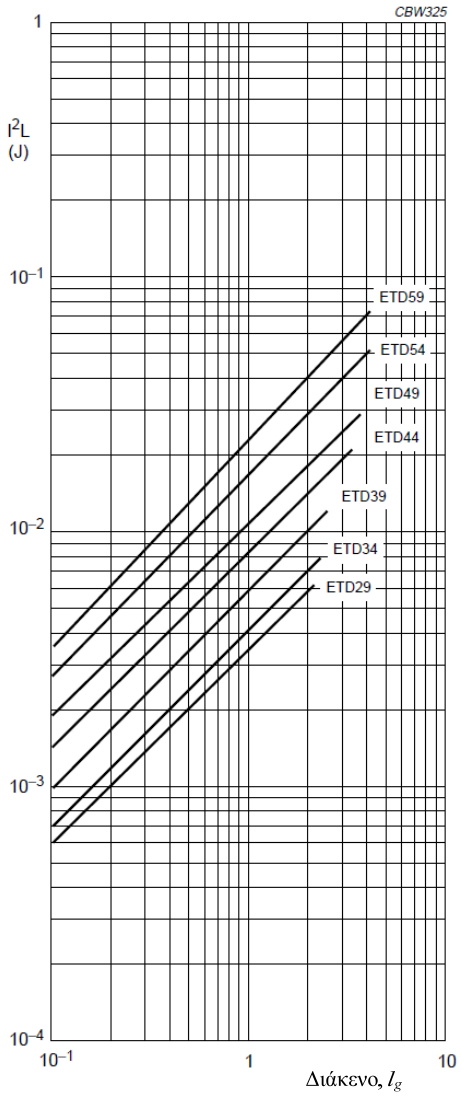
$$L_p = \frac{\mu_o \mu_e A_e N_p{}^2}{l_e} \tag{7.16}$$

$$B = \mu_o \cdot \mu_e \cdot H = \mu_o \cdot \mu_e \frac{N_p \cdot I_p}{l_e} \tag{7.17}$$

$$B < B_{sat} \tag{7.18}$$

όπου μ_e η σχετική μαγνητική διαπερατότητα, μ_i η αρχική μαγνητική διαπερατότητα του υλικού, l_g το μήκος του διακένου (mm), l_e το ενεργό μήκος του πυρήνα (mm), μ_o η μαγνητική διαπερατότητα του κενού ($4\pi 10^{-7}$ NA^{-2}), L_p η επαγωγή μαγνήτισης του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή (mH), A_e η ενεργός επιφάνεια του πυρήνα (mm^2), N_p ο αριθμός των σπειρών του πηνίου, B η μαγνητική επαγωγή του πυρήνα (Tesla), H το μαγνητικό πεδίο, I_p το ρεύμα του πρωτεύοντος, B_{sat} η μαγνητική επαγωγή του πυρήνα στον κορεσμό.

Για την παρούσα εφαρμογή θα χρησιμοποιηθεί πυρήνας τύπου ETD από φερρίτη και συγκεκριμένα ο πυρήνας ETD 44/22/15 της εταιρίας EPCOS, λόγω της υψηλής του απόδοσης, του χαμηλού του βάρους και όγκου. Αξίζει να σημειωθεί ότι η χρήση φερρίτη ως υλικού του πυρήνα κρίνεται απαραίτητη, λόγω της υψηλής διακοπτικής συχνότητας των 20kHz. Ο φερρίτης που θα χρησιμοποιηθεί είναι τύπου N87 με μ_i=1650 και B_{sat}=320mT στους 100°C, με βάση τα στοιχεία του κατασκευαστή [7.24]. Τα μαγνητικά χαρακτηριστικά του πυρήνα, εξάγονται από το φυλλάδιο του κατασκευαστή και είναι l_e=103mm, A_e=173mm², V_e=17800mm³. Το μήκος του διακένου l_g υπολογίζεται από το φυλλάδιο του κατασκευαστή [7.24], αντιστοιχίζοντας τη μέγιστη τιμή της ποσότητας $I_p^2 * L_p$ για το πρωτεύον του μετασχηματιστή (L_p=47.59μH και I_p=18.5A), όπως φαίνεται στο *Σχ. 7.3*. Η μέγιστη τιμή του ρεύματος I_p αποτελεί τη μέγιστη αναμενόμενη στιγμιαία τιμή ρεύματος αγωγής του MOSFET. Επομένως, σύμφωνα με το *Σχ. 7.3* το l_g υπολογίζεται ίσο με 2 mm. Αντικαθιστώντας τις ποσότητες l_e και l_g στην (7.15) προκύπτει ότι μ_e=57,22.



Σχήμα 7.3. Σχέση I^2*L ως προς το διάκενο για ETD πυρήνες [7.23].

Αντικαθιστώντας στην Εξίσωση 7.17 τις γνωστές ποσότητες μπορούν να υπολογιστούν οι σπείρες του πρωτεύοντος, οι οποίες προκύπτουν ίσες με N_1=20 σπείρες. Σε αυτό το σημείο χρειάζεται να ελεγχθεί αν το πηνίο ενδέχεται να οδηγηθεί στον κορεσμό. Το μέγιστο ρεύμα από το θεωρητικό τύπο έχει ήδη υπολογιστεί μέσω των αναλυτικών εξισώσεων (7.5), (7.8) και είναι ίσο με 18,5A, λαμβάνοντας υπόψιν την κυμάτωση του ρεύματος στο πηνίο.

Από την (7.17) υπολογίζεται το H και η τιμή του αντικαθίσταται ώστε να βρεθεί το B_{max}. Τελικά προκύπτει B_{max}=258mT<B_{sat}, επομένως ο πυρήνας θα λειτουργεί για όλο το εύρος λειτουργίας στη γραμμική περιοχή. Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία, το πηνίο του δευτερεύοντος υπολογίζεται ότι διαθέτει N_2 = 143 σπείρες.

Το επόμενο βήμα είναι να υπολογιστεί αν οι σπείρες χωράνε στο συγκεκριμένο πυρήνα. Επίσης κάθε σπείρα αποτελείται από πολλούς κλώνους, καθώς ο πολύκλωνος αγωγός είναι απαραίτητος για να αποφευχθεί το επιδερμικό φαινόμενο. Για την αποφυγή του επιδερμικού φαινομένου, θεωρείται ότι ο κάθε κλώνος έχει διάμετρο d=0.3mm, δεδομένου ότι το επιδερμικό φαινόμενο για συχνότητα λειτουργίας 20kHz είναι ίσο με 0.47mm, σύμφωνα με την (6.8) και ότι διαρρέεται από ρεύμα 0.3A. Συνεπώς, για να περάσει το μέγιστο ενεργό ρεύμα από το πρωτεύον (I_{rms}=8,27A) ο αγωγός θα πρέπει να διαθέτει k_1=28 κλώνους. Η επιφάνεια που καταλαμβάνει το πρωτεύων τύλιγμα είναι:

$$A_{cu,1} = N_1 \cdot k_1 \cdot \pi \cdot \frac{d^2}{4} = 39,56mm^2 \tag{7.19}$$

Το μέγιστο ενεργό ρεύμα που αναμένεται στο δευτερεύον, βάσει των αναλυτικών εξισώσεων που αναπαριστούν τον μετατροπέα [7.17], προκύπτει ίσο με 0,98A. Άρα οι κλώνοι που απαιτούνται για το δευτερεύων προκύπτουν k_2=4. Επομένως, η επιφάνεια που καταλαμβάνει το δευτερεύων τύλιγμα ισούται με:

$$A_{cu,2} = N_2 \cdot k_2 \cdot \pi \cdot \frac{d^2}{4} = 40,41mm^2 \tag{7.20}$$

Θεωρώντας και έναν συντελεστή 0,4 λόγω της χρήσης της μπομπίνας και λόγω των διαφόρων κενών που προκύπτουν από την περιέλιξη, το συνολικό εμβαδόν των σπειρών πρωτεύοντος και δευτερεύοντος προκύπτει ίσο με 200mm^2, το οποίο είναι μικρότερο από το εμβαδόν του παραθύρου του πυρήνα (ETD 44/22/15), το οποίο προκύπτει ίσο με 278,5mm^2. Επομένως, οι σπείρες μπορούν να τοποθετηθούν στον πυρήνα που επελέγη.

Πίνακας 7.2. Χαρακτηριστικά μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου *flyback*

Ονομαστική Ισχύς Εξόδου, P_o (W)	160
Ελίγματα Πρωτεύοντος / Δευτερεύοντος, N_p / N_s	20 / 143
Χρόνος on-off και διακοπτική περίοδος, t_{on} / t_{off} / t_s (μs)	25,15 / 24,85 / 50
Ονομαστικό Duty cycle, D (%)	46,6
Επαγωγή μαγνήτισης πρωτεύοντος, L_p (μH)	47,59
Αντίσταση / Χωρητικότητα snubber, R_s (Ω) / C_s (nF)	5 / 4,8
Τύπος MOSFET	*SIHG25N40D-GE3*
Τύπος διόδου (*Schottky*)	*CREE C4D05120E*
Πυκνωτής εισόδου / εξόδου, C_{in} / C_o (mF)	4,4 / 2,2
Μέγιστο ρεύμα πρωτεύοντος / δευτερεύοντος, $i_{p,pk}$ / $i_{s,pk}$ (A)	18,5 / 2,6
Ονομαστικό ενεργό ρεύμα πρωτεύοντος / δευτερεύοντος, $I_{p,rms}$ / $I_{s,rms}$ (A)	8,27 / 0,98
Κυμάτωση ρεύματος εισόδου / εξόδου (%)	1,88 / 7
Αντίσταση τυλίγματος πρωτεύοντος / δευτερεύοντος, R_1 / R_2 (Ω)	0,005 / 0,045

Τέλος, γνωρίζοντας την τιμή της αυτεπαγωγής σκέδασης πρωτεύοντος, η οποία θεωρείται ίση με 1.5% της επαγωγής μαγνήτισης πρωτεύοντος για αυτού του είδους τους μετασχηματιστές [7.21] και την τιμή της χωρητικότητας C_{DS} από τα χαρακτηριστικά του MOSFET, υπολογίζεται η συχνότητα συντονισμού f_r και στη συνέχεια οι τιμές της αντίστασης και του πυκνωτή του κυκλώματος προστασίας μέσω των (7.10) και (7.11). Επιλέγεται δίοδος τύπου *Schottky* και MOSFET ως ελεγχόμενο διακοπτικό στοιχείο, εξαιτίας της καλής του απόδοσης σε υψηλές διακοπτικές

συχνότητες (γρήγορη απόκριση). Επιπλέον, το MOSFET που επιλέχθηκε έχει τη δυνατότητα αντοχής σε μεγάλες τιμές ρευμάτων κατά τη διάρκεια αγωγής του. Στον πίνακα 7.2 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα στοιχεία του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου *flyback* που επιλέχθηκαν.

7.4 Σχεδίαση αλγορίθμου MPPT

Για την ανίχνευση του MPP, δύο διαφορετικοί αλγόριθμοι σχεδιάζονται και προσομοιώνονται, ο αλγόριθμος P&O και ο αλγόριθμος INC. Επιλέχθηκαν οι δύο συγκεκριμένοι αλγόριθμοι, λόγω της απλότητας τους στην υλοποίηση σε μικροεπεξεργαστή και λόγω της καλής τους ακρίβειας και επίδοσης [7.4], [7.9], [7.11]. Αρχικά, δοκιμάζονται με σταθερό βήμα τάσης *dV*, για τη ρύθμιση της τάσεως αναφοράς V^*, ενώ στη συνέχεια εισάγεται μια προσαρμοστική τεχνική για το βήμα της τάσης αναφοράς, το οποίο υπολογίζεται ως εξής:

$$dV = \mathrm{N} \cdot \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right| \tag{7.21}$$

όπου ΔP είναι η διαφορά της μετρούμενη ισχύος της Φ/Β γεννήτριας τις διακριτές χρονικές στιγμές *k* και *k-1*, ΔV είναι η διαφορά της μετρούμενης τάσης της Φ/Β γεννήτριας τις ίδιες χρονικές στιγμές και *N* πραγματική σταθερά. Ο όρος *N* μπορεί να προσεγγιστεί ακολουθώντας την παρακάτω διαδικασία [7.25].

Ορίζεται ως ΔD η μεταβολή στο λόγο κατάτμησης. Αρχικά, διαλέγεται ένα μεγάλο βήμα ΔD_{max} σε σύγκριση με το σταθερό βήμα για λειτουργία σε συνθήκες μέγιστης ισχύος. Επιπλέον, γνωρίζοντας ότι η ποσότητα $\Delta P/\Delta V$ παίρνει την ελάχιστη τιμή της στο MPP, θα πρέπει να ισχύει :

$$\mathrm{N} \cdot \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right|_{fix\ step = \Delta D_{max}} < \Delta D_{max} \tag{7.22}$$

όπου $\left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right|_{fix\ step = \Delta D_{max}}$ είναι η ποσότητα $\Delta P/\Delta V$ σε λειτουργία με καθορισμένο βήμα ΔD_{max}. Συνεπώς, ο παράγοντας *N* μπορεί να εκτιμηθεί από την παρακάτω σχέση :

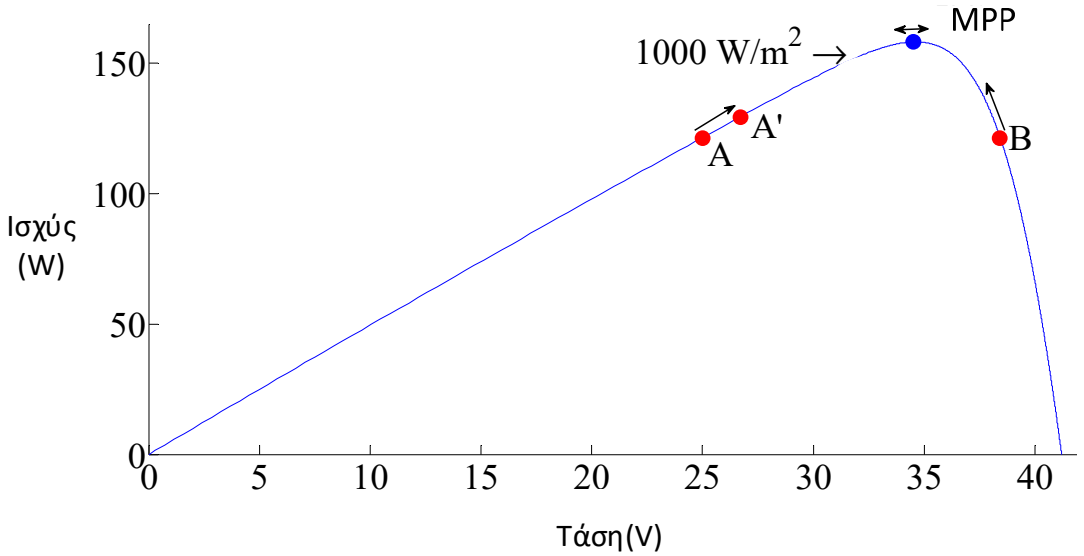
$$\mathrm{N} < \Delta D_{max} \Big/ \left| \frac{\Delta P}{\Delta V} \right|_{fix\ step = \Delta D_{max}} \tag{7.23}$$

Το βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς V^* είναι υπεύθυνο για το πόσο γρήγορα θα προσεγγιστεί το MPP. Ωστόσο, για μια μεγάλη τιμή βήματος, το σύστημα θα ταλαντώνεται γύρω από το MPP ή θα πέσει σε αστάθεια, ενώ για μια μικρή τιμή, η ανίχνευση του MPP θα είναι πολύ αργή. Έτσι, ένα μεταβλητό βήμα σαν αυτό (7.21) για την τάση αναφοράς, είναι μια αξιόπιστη λύση στο συγκεκριμένο πρόβλημα, αφού παρουσιάζει υψηλές τιμές όταν το σημείο λειτουργίας είναι μακριά από το MPP και χαμηλές όταν είναι κοντά. Με αυτόν τον τρόπο ο αλγόριθμος γίνεται εύρωστος, με αποδεκτή μεταβατική απόκριση και χαμηλές κυματώσεις για το ρεύμα και την τάση εξόδου της Φ/Β συστοιχίας.

7.4.1 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb & Observe)

Ο αλγόριθμος *Διαταραχής και Παρατήρησης* (P&O) είναι ο πιο διαδεδομένος αλγόριθμος εύρεσης του MPP. Ανήκει στην κατηγορία των ευρετικών αλγορίθμων τύπου "hill climbing" [7.26], στους οποίους ο αλγόριθμος ξεκινά με μια τυχαία (πιθανή) λύση, για την οποία πραγματοποιούνται πολύ μικρές δοκιμές επαναληπτικά πάνω σε αυτή, επιχειρώντας τη βελτιστοποίηση της.

Σε ένα Φ/Β σύστημα όπως αυτό που περιγράφεται στον πίνακα 7.1, στο οποίο η Φ/Β γεννήτρια παρουσιάζει την P-V καμπύλη του *Σχ.7.4*, ο συμβατικός αλγόριθμος P&O δουλεύει ως εξής: αρχικά, λαμβάνεται ένα σημείο A ως σημείο εκκίνησης του αλγορίθμου που έχει προκύψει μέσω της μέτρησης του ρεύματος και της τάσης εξόδου της γεννήτριας. Διαταράσσοντας (αυξάνοντας εδώ) την τάση λειτουργίας της Φ/Β συστοιχίας κατά ΔV, λαμβάνεται μια νέα τιμή ρεύματος I' και κατά συνέπεια η Φ/Β γεννήτρια λειτουργεί στο νέο σημείο A'. Αν ισχύει $\Delta P/\Delta V > 0$, δηλαδή η κλίση της καμπύλης P-V είναι θετική, τότε η διάταξη λειτουργεί αριστερά του MPP και θα πρέπει να αυξηθεί η τάση, ώστε το σημείο λειτουργίας να κινηθεί προς το MPP. Στον επόμενο κύκλο λειτουργίας αν ισχύει $\Delta P/\Delta V < 0$, δηλαδή το σημείο λειτουργίας βρίσκεται δεξιά του MPP, θα πρέπει να μειωθεί η τάση της γεννήτριας.

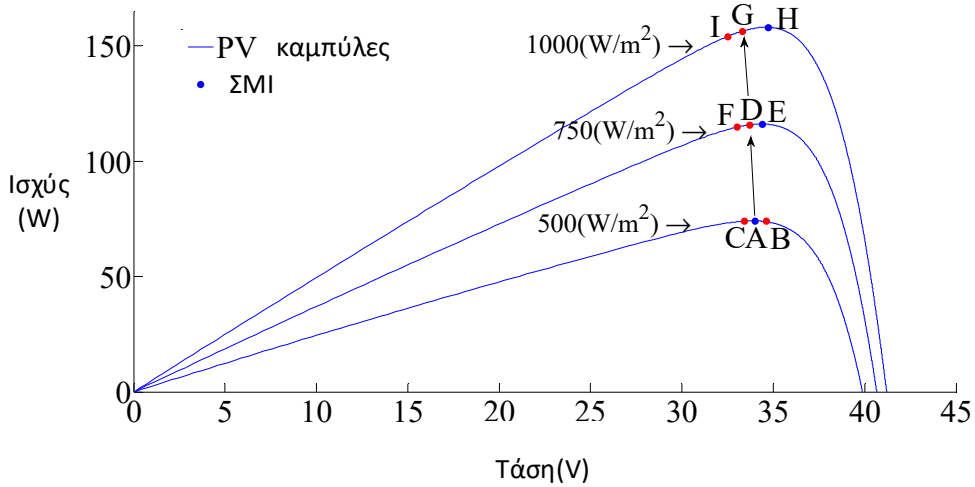


Σχήμα 7.4. Περιγραφή τρόπου λειτουργίας αλγορίθμου P&O πάνω στην P-V χαρακτηριστική.

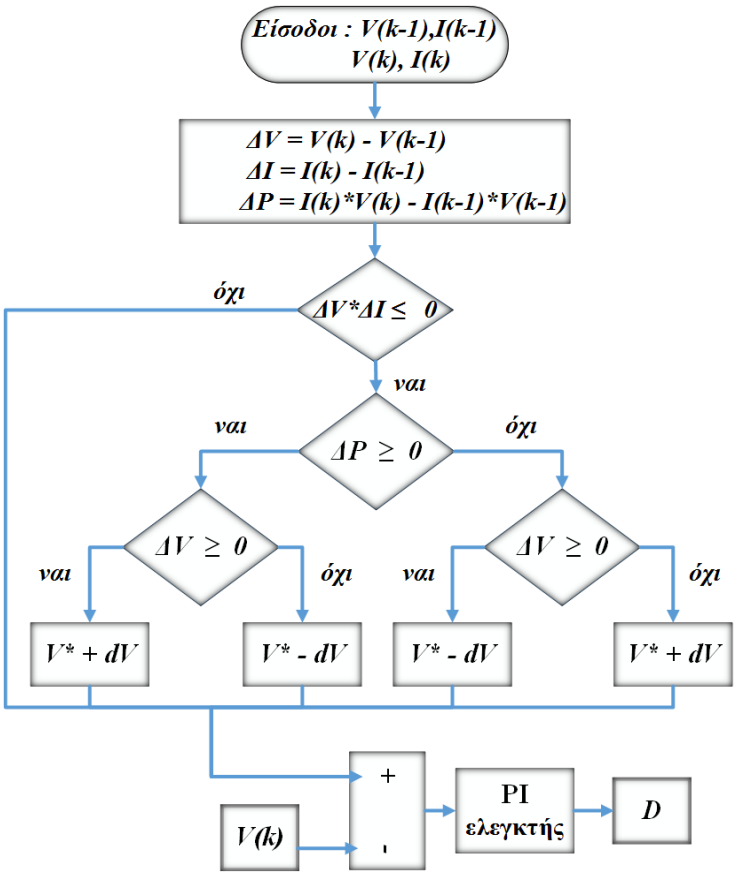
Τα πλεονεκτήματα του αλγορίθμου P&O βασίζονται στην απλότητά του, αλλά και στην ευκολία υλοποίησης του σε μικροεπεξεργαστή. Ωστόσο, παρουσιάζει κάποια βασικά μειονεκτήματα που μειώνουν την αποδοτικότητά του. Η $P\text{-}V$ καμπύλη γίνεται όλο και πιο επίπεδη όσο πέφτει η ηλιοφάνεια όπως φαίνεται στο Σχ. 7.5. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα, ο αλγόριθμος να μη μπορεί να διακρίνει εύκολα το MPP, εξαιτίας της μικρής μεταβολής της ισχύος για τη δεδομένη διαταραχή της τάσης. Ένα άλλο μειονέκτημα του αλγορίθμου είναι ότι δεν αντιλαμβάνεται εάν έχει εντοπιστεί το MPP. Έτσι, καταλήγει να ταλαντώνεται γύρω από το MPP, αλλάζοντας συνεχώς το πρόσημο της διαταραχής για κάθε ΔP μέτρηση. Το εύρος της ταλάντωσης οφείλεται στο βήμα με το οποίο είναι προγραμματισμένη η τάση αναφοράς V^* να αυξάνεται, σε συνδυασμό με την ταχύτητα μεταβολής της ηλιοφάνειας. Προκειμένου να επιτυγχάνεται και γρήγορη εύρεση του MPP και μείωση της ταλάντωσης γύρω απο αυτό, επιλέγεται το βήμα dV του αλγορίθμου να είναι μεταβλητό και να μειώνεται σταδιακά όσο προσεγγίζεται το MPP [14]. Στο *Σχ. 7.6* απεικονίζεται το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου P&O, όπου περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία εύρεσης του MPP. Επιπλέον, για τη βελτίωση της ευστάθειας του αλγορίθμου, εισάγεται η συνθήκη $\Delta V * \Delta I \leq 0$. Η συνθήκη αυτή χρησιμοποιείται για να φιλτράρει το θόρυβο που παρατηρείται στις μετρήσεις της τάσης και του ρεύματος του Φ/Β, καθώς η I-V καμπύλη είναι μια φθίνουσα συνάρτηση, οπότε οι τιμές ΔV και ΔI με ίδιο πρόσημο θα πρέπει να απορριφθούν. Η συνθήκη αυτή είναι σημαντική αν το σύστημα λειτουργεί με συχνότητα δειγματοληψίας συγκρίσιμη με τη ΔΣ [7.3]. Το βήμα dV, όπως αναφέρθηκε παραπάνω μπορεί είναι μεταβλητό ή σταθερό.

Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος παρουσιάζει ασταθή συμπεριφορά κάτω από απότομες αλλαγές της ηλιοφάνειας. Στο *Σχ. 7.5* παρουσιάζεται το συγκεκριμένο πρόβλημα. Αρχικά, θεωρούμε ότι το MPP ταλαντώνεται μεταξύ των σημείων λειτουργίας *A, B, C*. Υποθέτουμε ότι η ηλιοφάνεια αυξάνεται ξαφνικά. Τότε ο αλγόριθμος θα υπολογίσει $\Delta P > 0$. Αν εκείνη τη στιγμή το MPP είχε

ταλάντωση από το A στο C τότε θα είναι $\Delta V < 0$ και το σημείο λειτουργίας θα μετατοπιζόταν από το σημείο *A* στο *D*. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα μια θετική μεταβολή στην ισχύ, $\Delta P > 0$, και ο αλγόριθμος θα συνεχίσει στην ίδια κατεύθυνση προς το σημείο *F*, μιας και θα θεωρείται ότι το MPP βρίσκεται αριστερά του *D*. Αν η ηλιοφάνεια εξακολουθεί να αυξάνεται γρήγορα, ο αλγόριθμος μεταβαίνει από το σημείο *D* στο σημείο *G*. Αυτό σημαίνει ότι $\Delta P > 0$, ο ανιχνευτής του MPP κινείται προς το MPP και ταλαντώνεται προς την κατεύθυνση του I. Αν παρατηρηθεί η μέχρι τώρα διαδρομή *A,D,G,I* εξάγεται το συμπέρασμα ότι το σημείο λειτουργίας απομακρύνεται από το MPP συνεχώς, γεγονός που μειώνει την αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου, παρουσιάζοντας μειωμένη απομάστευση της ισχύος κατά τις απότομες μεταβολές της ηλιοφάνειας. Η κατάσταση που περιγράφηκε, είναι δυνατό να εμφανιστεί τις συννεφιασμένες μέρες, όπου η διαδικασία εντοπισμού του MPP γίνεται πιο απαιτητική, εξαιτίας της συχνής μετατόπισης του MPP [7.25].



Σχήμα 7.5. Απεικόνιση ασταθούς συμπεριφοράς του P&O αλγορίθμου.



Σχήμα 7.6. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου P&O.

7.4.2 Αλγόριθμος Στοιχειώδους Αγωγιμότητας (Incremental Conductance)

Ο αλγόριθμος INC εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι στο MPP η κλίση της P-V χαρακτηριστικής είναι μηδέν, αριστερά του είναι θετική και δεξιά του αρνητική. Πιο συγκεκριμένα, για την κλίση της καμπύλης P-V ισχύει :

$$\left\{\begin{array}{l} \dfrac{dP}{dV}=0, \sigma\tau o\, MPP \\ \dfrac{dP}{dV}<0, \delta\varepsilon\xi\iota\acute{\alpha}\, \tau o\upsilon\, MPP \\ \dfrac{dP}{dV}>0, \alpha\rho\iota\sigma\tau\varepsilon\rho\acute{\alpha}\, \tau o\upsilon\, MPP \end{array}\right\} \tag{7.24}$$

Επειδή όμως $\dfrac{dP}{dV}=\dfrac{d(IV)}{dV}=I+V\dfrac{dI}{dV}\cong I+V\dfrac{\Delta I}{\Delta V}$ η εξίσωση (7.24) ξαναγράφεται ως εξής :

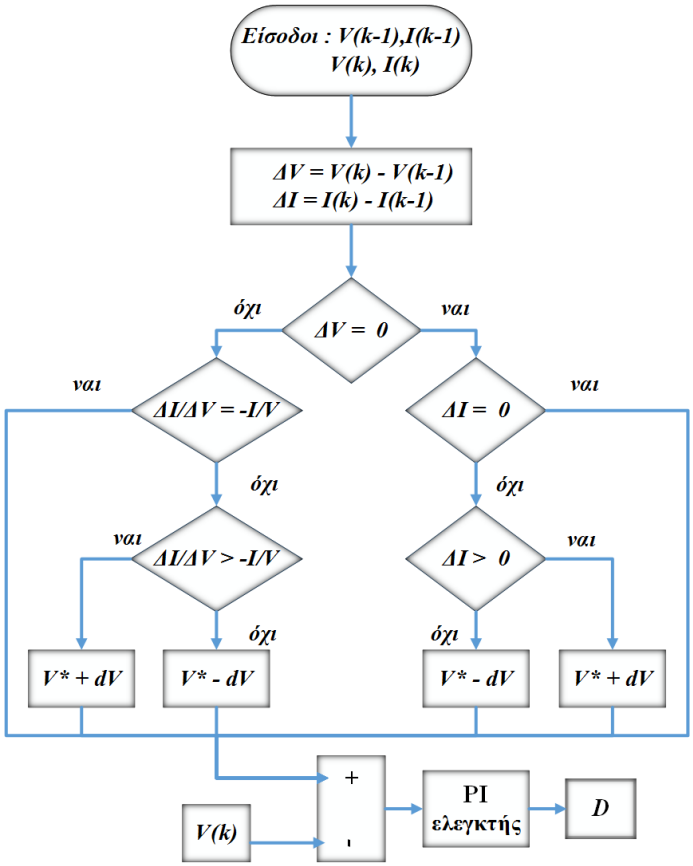
$$\left\{\begin{array}{l} \dfrac{\Delta I}{\Delta V}=-\dfrac{I}{V}, \sigma\tau o\, MPP \\ \dfrac{\Delta I}{\Delta V}<-\dfrac{I}{V}, \delta\varepsilon\xi\iota\acute{\alpha}\, \tau o\upsilon\, MPP \\ \dfrac{\Delta I}{\Delta V}>-\dfrac{I}{V}, \alpha\rho\iota\sigma\tau\varepsilon\rho\acute{\alpha}\, \tau o\upsilon\, MPP \end{array}\right\} \tag{7.25}$$

Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου φαίνεται στο *Σχ. 7.7*. Κάθε χρονική στιγμή k συγκρίνεται η στοιχειώδης αγωγιμότητα ($\Delta I/\Delta V$) με το αντίθετο της αγωγιμότητας ($-I/V$) και με αυτόν τον τρόπο πλησιάζει το MPP ο αλγόριθμος. Πιο συγκεκριμένα, αν η στοιχειώδης αγωγιμότητα είναι μεγαλύτερη, τότε το MPP βρίσκεται αριστερά της καμπύλης P-V και θα πρέπει ν' αυξηθεί η τάση αναφοράς V^*, ώστε να προσεγγιστεί το MPP. Αντίστοιχα, αν είναι μικρότερη, το MPP βρίσκεται δεξιά της P-V καμπύλης, οπότε πρέπει να μειωθεί η τάση αναφοράς. Εάν ισχύει $\Delta V=\Delta I=0$ τότε οι ατμοσφαιρικές συνθήκες δεν άλλαξαν και παραμένει το σημείο λειτουργίας στο MPP. Στην περίπτωση όμως που $\Delta V=0$ και $\Delta I>0$, αυτό σημαίνει πως υφίσταται αύξηση της ηλιοφάνειας και η οποία οδηγεί το MPP πιο δεξιά στην καμπύλη P-V, σε σχέση με την προηγούμενη κατάσταση λειτουργίας. Συνεπώς, η τάση αναφοράς V^* πρέπει να αυξηθεί. Όμοια, αν $\Delta I<0$, υπάρχει μείωση της ηλιοφάνειας, επομένως το MPP κινείται πιο αριστερά και η V^* οφείλει να ελαττωθεί για να εντοπιστεί το νέο MPP.

Το κύριο πλεονέκτημα του αλγορίθμου αυτού έναντι του P&O, είναι ότι όταν προσεγγιστεί το MPP δεν έχουμε ταλαντώσεις γύρω από αυτό, οπότε το σημείο λειτουργίας παραμένει αμετάβλητο. Σε περίπτωση που μεταβληθούν οι συνθήκες ηλιοφάνειας που λειτουργεί η Φ/Β συστοιχία, η στοιχειώδης αγωγιμότητα είναι διάφορη της αγωγιμότητας, οπότε ενεργοποιούνται ξανά οι μηχανισμοί εντοπισμού του MPP [7.9].

Το βήμα μεταβολής της τάσης dV με το οποίο μεταβάλλεται η τάση αναφοράς, καθορίζει το πόσο γρήγορα θα εντοπιστεί το MPP. Μεγάλη τιμή του βήματος όμως, μπορεί να επιφέρει ταλαντώσεις γύρω από το MPP, γιατί δεν έχει προσεγγιστεί ακριβώς το MPP (αυτό συμβαίνει και στον αλγόριθμο P&O). Για τη μείωση των ταλαντώσεων μπορεί να εισαχθεί είτε κατάλληλο σταθερό βήμα μεταβολής dV συναρτήσει των μεγεθών της εφαρμογής είτε μεταβλητό βήμα dV, όπως αναλύθηκε παραπάνω. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο συγκεκριμένος αλγόριθμος παρουσιάζει πολύ καλή συμπεριφορά στις απότομες μεταβολές της ηλιοφάνειας [7.9], [7.15]. Όμως, είναι πιο υπολογιστικά απαιτητική η υλοποίηση του σε μικροεπεξεργαστή σε σχέση με τον P&O, λόγω της της πράξης της διαίρεσης που απαιτείται για την εκτίμηση της τάσης αναφοράς V^*.

Τέλος αξίζει να τονισθεί ότι και για τις δυο τεχνικές MPPT που μελετώνται, εφαρμόζεται λογική ελέγχου κλειστού βρόχου, όπου η παλμοδότηση του MOSFET γίνεται με την τεχνική PWM, όπου η έξοδος του PI ελεγκτή συγκρίνεται με μια τριγωνική κυματομορφή αναφοράς. Αν η έξοδος του PI είναι μεγαλύτερη ή ίση από την κυματομορφή αναφοράς, το MOSFET τίθεται σε κατάσταση αγωγής, διαφορετικά παραμένει σε κατάσταση αποκοπής. Όπως φαίνεται στα *Σχ. 7.6* και *7.7*, η κύρια λειτουργία του PI ελεγκτή έγκειται στην ελαχιστοποίηση του σφάλματος μεταξύ της τάσης αναφοράς που προκύπτει από τον αλγόριθμο MPPT και της μετρούμενης τάσης της Φ/Β συστοιχίας. Η χρησιμοποίηση των PI ελεγκτών βελτιώνει αισθητά την ευστάθεια, την ευρωστία Φ/Β συστήματος, μειώνοντας αισθητά τις ταλαντώσεις γύρω από το MPP.



Σχήμα 7.7. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου INC.

7.5 Συγκριτική ανάλυση λειτουργίας ελεγκτών MPPT για τη φ/Β γεννήτρια του ηλεκτρικού οχήματος υπό συνθήκες ομοιόμορφης ηλιοφάνειας

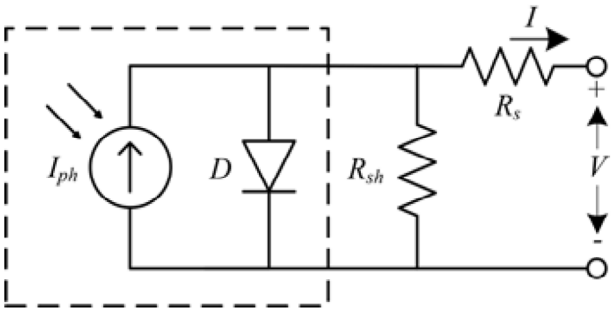
Για την ανάλυση και τη σύγκριση των αλγορίθμων που έχουν σχεδιασθεί, αναπτύσσεται στο λογισμικό *Matlab/Simulink*© κατάλληλο δυναμικό μοντέλο διακριτού χρόνου με χρόνο επίλυσης ίσο με T=10 μs, το οποίο αποτελείται από τα μέρη του *Σχ. 7.1*. Το δυναμικό μοντέλο που αναπτύχθηκε για την προσομοίωση του συστήματος επικουρικής φόρτισης παρουσιάζεται στην ενότητα Π.Γ1 των παραρτημάτων. Τα κέρδη του PI ελεγκτή είναι ίσα με K_p=0.015 και K_I=0.048. Δίνεται βάρος στον ολοκληρωτικό ελεγκτή, που παρουσιάζει μεγαλύτερη τιμή έναντι του αναλογικού, ώστε να εξαλειφθεί το σφάλμα μεταξύ της μετρούμενης τάσης εξόδου της Φ/Β γεννήτριας και της τάσης αναφοράς. Η μεταβατική απόκριση, στην εκκίνηση, παραμένει γρήγορη και ικανοποιητική με αυτή την τιμή του αναλογικού κέρδους. Οι τιμές για τα κέρδη του PI επιλέχθηκαν μέσα από τις προσομοιώσεις με κατάλληλες δοκιμές, παρατηρώντας ταυτόχρονα, την ταχύτητα μεταβατικής απόκρισης, τον κορεσμό του PI ελεγκτή και την ευστάθεια του συστήματος κλειστού βρόχου. Με αυτές τις τιμές στα κέρδη, δεν παρατηρούνται καταστάσεις κορεσμού στον PI ελεγκτή, που είναι ανεπιθύμητες, η ταχύτητα μεταβατικής απόκρισης είναι ικανοποιητική και το κλειστό σύστημα

ελέγχου είναι ευσταθές, όπως θα φανεί από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στη συνέχεια. Επίσης, για να ικανοποιηθούν οι αρχές της δίκαιης σύγκρισης μεταξύ των υποψήφιων αλγορίθμων, το καθορισμένο και σταθερό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς είναι ίσο με dV=0.00005, ενώ ο παράγοντας N είναι ίσος με N=0.00015, για την περίπτωση του μεταβλητού βήματος τάσης.

Αξίζει να σημειωθεί ότι το Φ/Β αναπαριστάται ως μια πηγή ρεύματος η οποία είναι ευθέως ανάλογη εν σειρά με μια πηγή ανάλογη της ηλιακής ενέργειας που προσπίπτει πάνω στο ηλιακό κύτταρο (φωτόρευμα I_{ph}), μια δίοδο D η οποία μοντελοποιεί την *p-n* επαφή, μια αντίσταση εν σειρά R_s και μια παράλληλη αντίσταση R_{sh}, όπως φαίνεται από το *Σχ. 7.8*. Το παρόν ισοδύναμο κύκλωμα είναι ευρέως διαδεδομένο στην ανάλυση των Φ/Β στοιχείων λόγω της απλότητας και της ακρίβειας που παρέχει [7.27], [7.28] Εάν αμεληθούν οι αντιστάσεις R_s, R_{sh}, το κύκλωμα που προκύπτει αντιστοιχεί στο ιδανικό Φ/Β στοιχείο, όπως φαίνεται από το διακεκομμένο πλαίσιο του *Σχ. 7.8*. Το κύκλωμα του *Σχ. 7.8* περιγράφεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$\mathrm{I} = \mathrm{I_{ph}} - \mathrm{I_s} \cdot \left(\mathrm{e}^{\frac{\mathrm{V} + \mathrm{I} \cdot \mathrm{R\,s}}{a}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \tag{7.26}$$

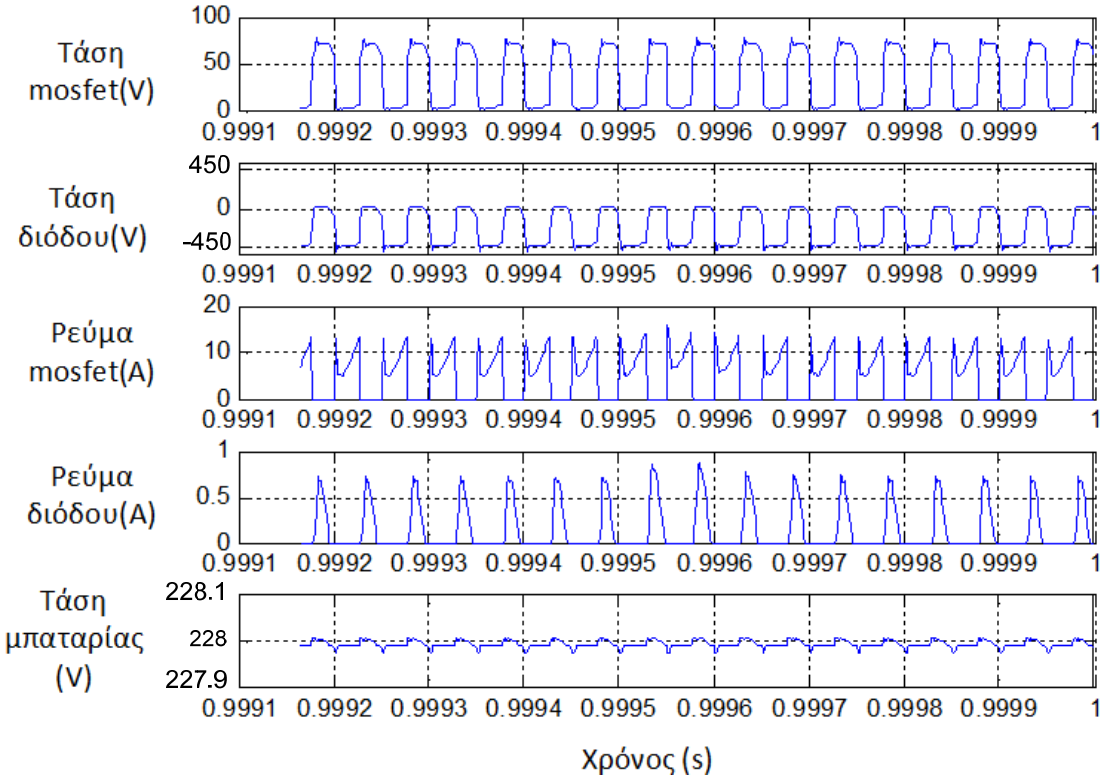
η οποία περιέχει τις πέντε παραμέτρους του Φ/Β στοιχείου I_{ph} , I_s , a , R_s και R_{sh}. Η εξαγωγή αυτών των παραμέτρων στις ιδανικές συνθήκες (STC) και η παρεμβολή τους σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας πραγματοποιείται σύμφωνα με την [7.28].



Σχήμα 7.8. Ισοδύναμο κύκλωμα Φ/Β κυττάρου.

7.5.1 Μελέτη αλγορίθμων MPPT υπό ονομαστική ηλιακή ακτινοβολία

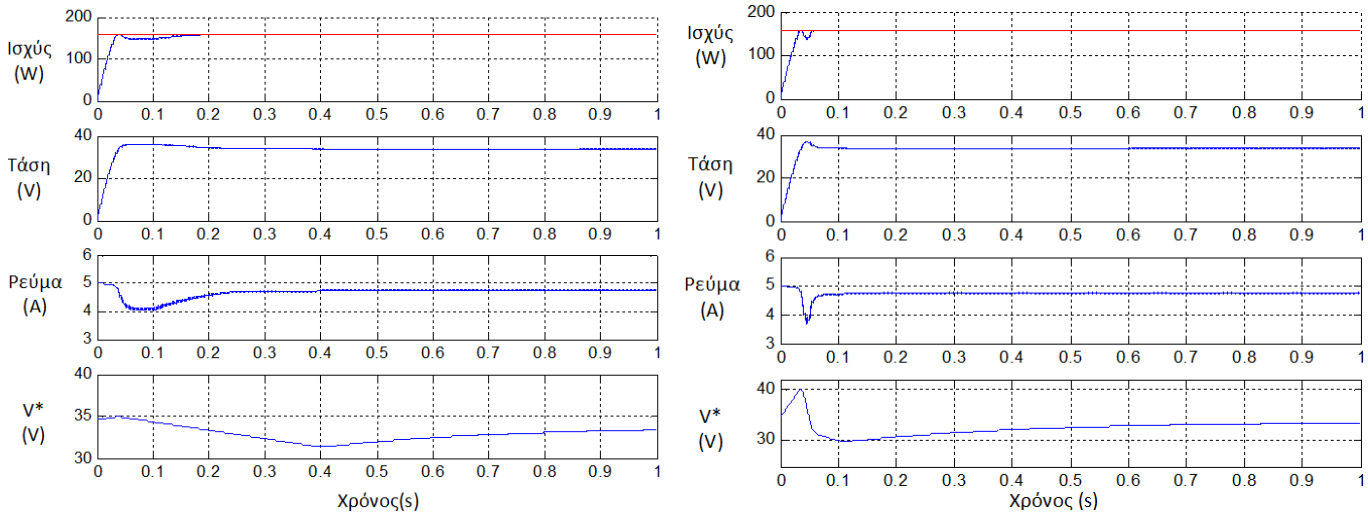
Αρχικά, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των αλγορίθμων P&O και INC για μέγιστη ηλιακή ακτινοβολία (1000W/m^2), με σταθερό και μεταβλητό βήμα της τάσης αναφοράς. Στο *Σχ. 7.9* παρουσιάζονται οι κυματομορφές των ημιαγωγικών στοιχείων μαζί με την τάση στη μπαταρία και την τάση αναφοράς *V** του ελεγκτή για τον αλγόριθμο P&O στη μόνιμη ονομαστική κατάσταση λειτουργίας. Από τα γραφήματα του *Σχ. 7.9* συμπεραίνουμε ότι η σχεδίαση του μετατροπέα είναι ορθή και αποδεκτή, παρουσιάζοντας μικρή κυμάτωση στην τάση εξόδου, αναδεικνύοντας την ορθή επιλογή χωρητικότητας στον πυκνωτή εξόδου. Η επιλογή κατάλληλης χωρητικότητας είναι βαρύνουσας σημασίας τόσο για την παροχή ρεύματος στη μπαταρία με χαμηλή κυμάτωση, όσο και για τη βελτιστοποίηση του όγκου και του βάρους του μετατροπέα, καθώς λόγω της υψηλής τάσης εξόδου οι τιμές των διαστάσεων και του βάρος του πυκνωτή εξόδου είναι αυξημένες. Επιπλέον παρατηρούμε ότι η τάση στα άκρα των ημιαγωγικών στοιχείων δεν εμφανίζει ιδιαίτερες υπερτάσεις κατά την αποκοπή τους (7V στο MOSFET και 34V στη δίοδο), λόγω της κατάλληλης επιλογής των στοιχείων R_s, C_s των snubber. Το ρεύμα του MOSFET κατά την έναρξη της αγωγής παρουσιάζει μια απότομη αύξηση, γεγονός που οφείλεται σε παρασητικές επαγωγές και χωρητικότητες που εμφανίζονται στην πλευρά του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή. Επιπρόσθετα, παρατηρούμε από το *Σχ. 7.9* ότι το ρεύμα της διόδου μειώνεται πριν το τέλος του χρονικού διαστήματος όπου το MOSFET βρίσκεται σε αποκοπή (t_{off}), επιβεβαιώνοντας την λειτουργία του μετατροπέα στο όριο συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής.



Σχήμα 7.9. Αποτελέσματα αλγορίθμου P&O με σταθερό βήμα στη μόνιμη κατάσταση α) τάση MOSFET β) τάση διόδου γ) ρεύμα MOSFET δ) ρεύμα διόδου ε) Τάση μπαταρίας συναρτήσει του χρόνου.

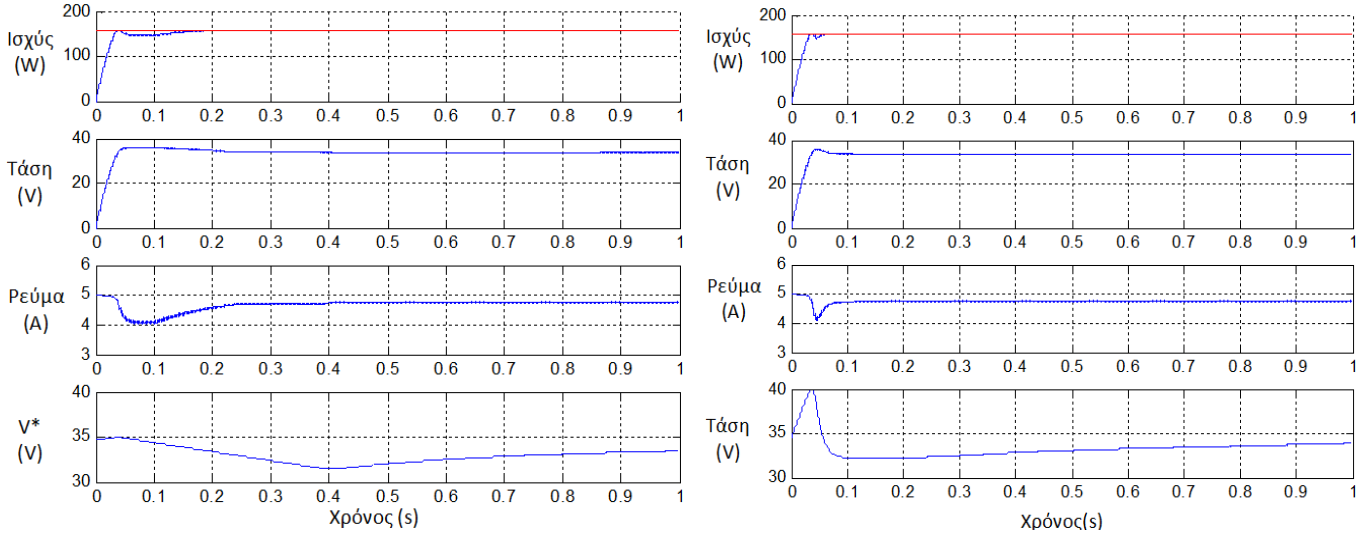
Στα *Σχ. 7.10α, 7.10β* φαίνονται τα διαγράμματα της ισχύος, της τάσης, του ρεύματος εξόδου της Φ/Β γεννήτριας και της τάσης αναφοράς του ελεγκτή V^* για τον αλγόριθμο P&O με σταθερό και μεταβλητό βήμα, αντίστοιχα. Στα *Σχ. 7.11α* και *7.11β* απεικονίζονται τα ίδια ηλεκτρικά μεγέθη για τον αλγόριθμο INC με σταθερό και μεταβλητό βήμα, αντίστοιχα. Η ιδανική ισχύς για συνθήκες πλήρους ηλιοφάνειας απεικονίζεται με κόκκινο χρώμα. Από τα αποτελέσματα των *Σχ. 7.10* και *7.11* επιβεβαιώνεται η ορθή και ευσταθής λειτουργία των ελεγκτών P&O και INC, τόσο για σταθερό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς όσο και για μεταβλητό. Όσον αφορά την λειτουργία των ελεγκτών, η τάση αναφοράς V^* αρχικά αυξάνεται, λόγω του ότι η αρχική τάση του Φ/Β στο μοντέλο θεωρήθηκε μηδενική, οπότε αυξάνεται και η ισχύς εξόδου όταν και φτάνει για πρώτη φορά στη μέγιστη τιμή της τη χρονική στιγμή 0.04s. Στη συνέχεια, μειώνεται η ισχύς, αφού μειώνεται το ρεύμα και η τάση εξόδου της Φ/Β γεννήτριας μένει σχεδόν σταθερή, ενώ και η τάση αναφοράς παρουσιάζει ελάττωση για την επαναφορά του της λειτουργίας του Φ/Β στο MPP. Σύμφωνα με τα *Σχ. 7.10* και *7.11* και οι τέσσερις τοπολογίες ελεγκτών προσεγγίζουν την ονομαστική κατάσταση σε λιγότερο από 0.4 sec.

Συγκρίνοντας τα *Σχ. 7.10* και *7.11* και τα αποτελέσματα που συνοψίζονται στον πίνακα 7.3, είναι δυνατό να εξαχθούν κάποια χρήσιμα συμπεράσματα. Το μεταβλητό βήμα και για τους δυο ελεγκτές MPPT, είχε ως αποτέλεσμα την πολύ γρήγορη μεταβατική απόκριση των ηλεκτρικών μεγεθών της Φ/Β γεννήτριας, όπως είχε αναλυθεί και θεωρητικά. Επίσης, τα ηλεκτρικά μεγέθη της Φ/Β συστοιχίας παρουσιάζουν πολύ μικρότερες κυματώσεις στην ονομαστική κατάσταση, όπως συνοψίζεται στον πίνακα 7.3. Επιπλέον, για τον αλγόριθμο P&O παρατηρείται κατά 15% μεγαλύτερη βύθιση στην εκκίνηση σε σχέση με την περίπτωση του σταθερού βήματος μεταβολής της τάσης αναφοράς. Στην περίπτωση του αλγορίθμου INC, παρατηρούμε ότι το μεταβλητό βήμα παρουσιάζει την καλύτερη συμπεριφορά συγκριτικά με τους υπόλοιπους ελεγκτές, τόσο σε σχέση με τη μεταβατική απόκριση (χρόνος αποκατάστασης-βύθιση ρεύματος), όσο και ως προς την κυμάτωση των ηλεκτρικών μεγεθών κατά τη μόνιμη κατάσταση.



(α) **(β)**

Σχήμα 7.10. Αποτελέσματα παραγόμενης ισχύος , τάσης , ρεύματος εξόδου της Φ/Β γεννήτριας και της *V συναρτήσει του χρόνου για τον αλγόριθμο P&O με (α) σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα.**



(α) **(β)**

Σχήμα 7.11. Αποτελέσματα παραγόμενης ισχύος , τάσης , ρεύματος εξόδου της Φ/Β γεννήτριας και της τάσης αναφοράς συναρτήσει του χρόνου για τον αλγόριθμο INC με (α) σταθερό και (β) μεταβλητό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς.

Πίνακας 7.3. Κυμάτωση του ρεύματος, της τάσης και της ισχύος εξόδου της φ/β συστοιχίας για τις τέσσερις τοπολογίες ελεγκτών στη μόνιμη κατάσταση

Αλγόριθμος	*Κυμάτωση τάσης(%)*	*Κυμάτωση ρεύματος (%)*	*Κυμάτωση ισχύος (%)*
P&O - σταθερό βήμα	8.36	2.07	0.69
INC - σταθερό βήμα	8.87	2.08	0.7
P&O - μεταβλητό βήμα	8.35	2.09	0.66
INC - μεταβλητό βήμα	5.7	1.88	0.71

7.5.2 Μελέτη Αλγορίθμων P&O και INC υπό διάφορες μεταβολές της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας

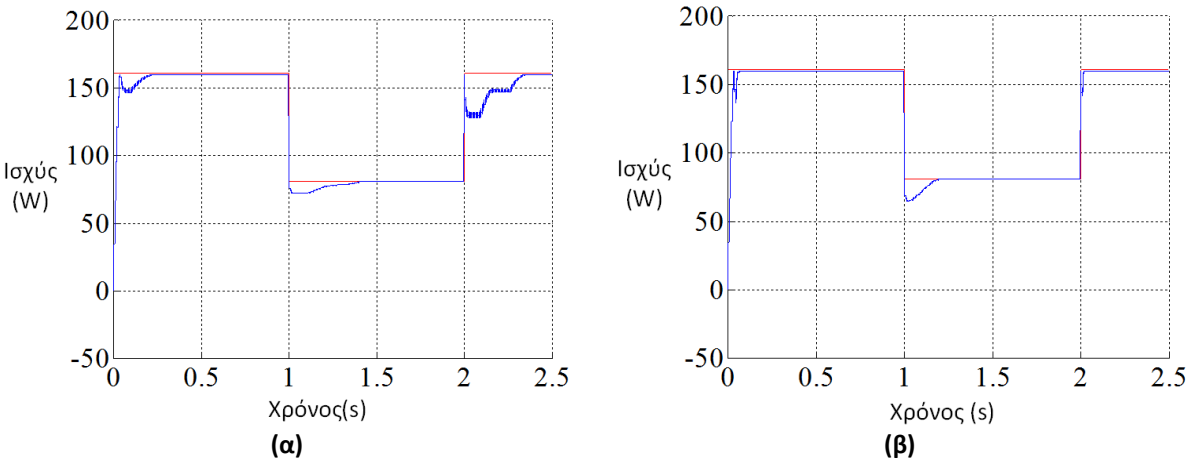
Σε επόμενο βήμα, εξετάζεται η συμπεριφορά των ελεγκτών κάτω από βηματικές μεταβολές και μεταβολές με κλίση (τύπου «ράμπας») της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας. Με τον τρόπο αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί η καλύτερη δυνατή αξιολόγησή τους κάτω από ρεαλιστικές συνθήκες που είναι δυνατόν να επικρατήσουν κατά την πορεία του ηλεκτρικού οχήματος μέσα στην πόλη.

Αρχικά, εφαρμόζονται δύο βηματικές μεταβολές στην προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία. Θεωρείται ότι τη χρονική στιγμή $t=1\text{s}$ υπάρχει μια βηματική πτώση κατά 50% , ενώ τη χρονική στιγμή $t=2\text{s}$ η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας επανέρχεται βηματικά στην αρχική της κατάσταση (1000W/m^2). Αξίζει να σημειωθεί ότι η συγκεκριμένη δοκιμή αντιστοιχεί στις δυσμενέστερες περιπτώσεις μεταβολής της ηλιοφάνειας, επομένως είναι καταλυτική για τη διερεύνηση της στιβαρότητας και της απόκρισης του ελεγκτή. Στο *Σχ. 7.12* παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για τους δύο αλγορίθμους για σταθερό και για μεταβλητό βήμα τάσης. Με κόκκινο χρώμα είναι η ιδανική ισχύς εξόδου της συστοιχίας και με μπλε η πραγματική. Το ακόλουθο κριτήριο αξιολόγησης εισάγεται, έτσι ώστε εκτιμηθεί η απόδοση των δύο αλγορίθμων MPPT, χρησιμοποιώντας τόσο σταθερό όσο και μεταβλητό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς, κάτω από τη δοκιμή της βηματικής μεταβολής.

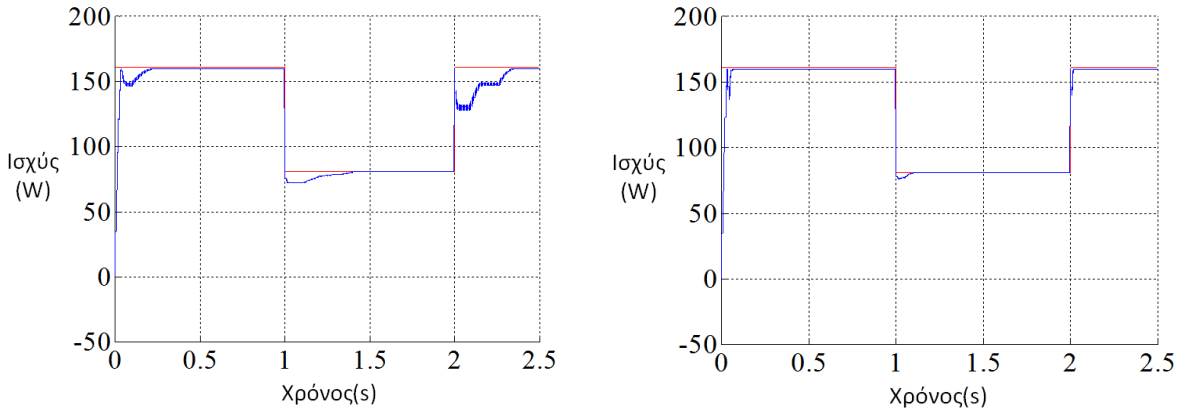
$$\eta=\frac{\int_0^t P_{real}(t)dt}{\int_0^t P_{ref}(t)dt}\cdot 100 \tag{7.27}$$

όπου P_{real} είναι η πραγματική μετρούμενη ισχύς της Φ/Β γεννήτριας με οδήγηση μέσω του ελεγκτή MPPT και P_{ref} είναι η μέγιστη επιθυμητή ισχύς αναφοράς της Φ/Β γεννήτριας, δηλαδή η ισχύς στο MPP, για τις συγκεκριμένες συνθήκες ηλιοφάνειας που εξετάζονται (1000W/m^2 και 500W/m^2). Ουσιαστικά ο συγκεκριμένος βαθμός απόδοσης η εξετάζει την ικανότητα του ελεγκτή να λειτουργήσει στο MPP για διάφορες συνθήκες ηλιοφάνειας. Η απόδοση των τεσσάρων περιπτώσεων παρουσιάζεται στον πίνακα 7.4. Επίσης, στον πίνακα 7.5 συνοψίζονται τα αποτελέσματα της αξιολόγησης της δυναμικής συμπεριφοράς των αλγορίθμων, τα οποία αφορούν την υπερύψωση και το χρόνο αποκατάστασης. Ο χρόνος αποκατάστασης ορίζεται ως ο χρόνος που η ισχύς εξόδου της Φ/Β γεννήτριας φτάνει το 95% της τιμής της μόνιμης κατάστασης και η υπερύψωση τη διαφορά ανάμεσα στην τιμή της μόνιμης κατάστασης και την ελάχιστη τιμή της ισχύος κάτω από τις βηματικές μεταβολές (t=1sec και t=2sec, αντίστοιχα).

Το βασικό συμπέρασμα που εξάγεται από τα αποτελέσματα των αποκρίσεων που φαίνονται στο του πίνακες 7.4, 7.5 αλλά και από το *Σχ. 7.12* είναι ότι ο αλγόριθμος INC με μεταβλητό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς παρουσιάζει βελτιωμένες επιδόσεις, σε σύγκριση με το σταθερό βήμα μεταβολής και τον αλγόριθμο P&O, κατά τη βηματική μεταβολή της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας. Οι χρόνοι αποκατάστασης τις στιγμές t=1sec και t=2sec είναι πολύ ικανοποιητικοί, ενώ και οι υπερυψώσεις είναι οι καλύτερες δυνατές σε σχέση με τις άλλες περιπτώσεις. Επίσης, η απόδοση η του ελεγκτή INC με μεταβλητό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς είναι επίσης πολύ ικανοποιητική, φτάνοντας το 98.86%.



(α) **(β)**



Σχήμα 7.12. Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου της Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει του χρόνου υπό βηματική μεταβολή ηλιοφάνειας από τα 1000W/m^2 στα 500W/m^2 (1sec) και πίσω στα 1000W/m^2 (2sec) για (α) P&O με σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα (γ) INC με σταθερό βήμα και (δ) μεταβλητό βήμα.

Πίνακας 7.4. Απόδοση των αλγορίθμων MPPT υπό τη βηματική μεταβολή

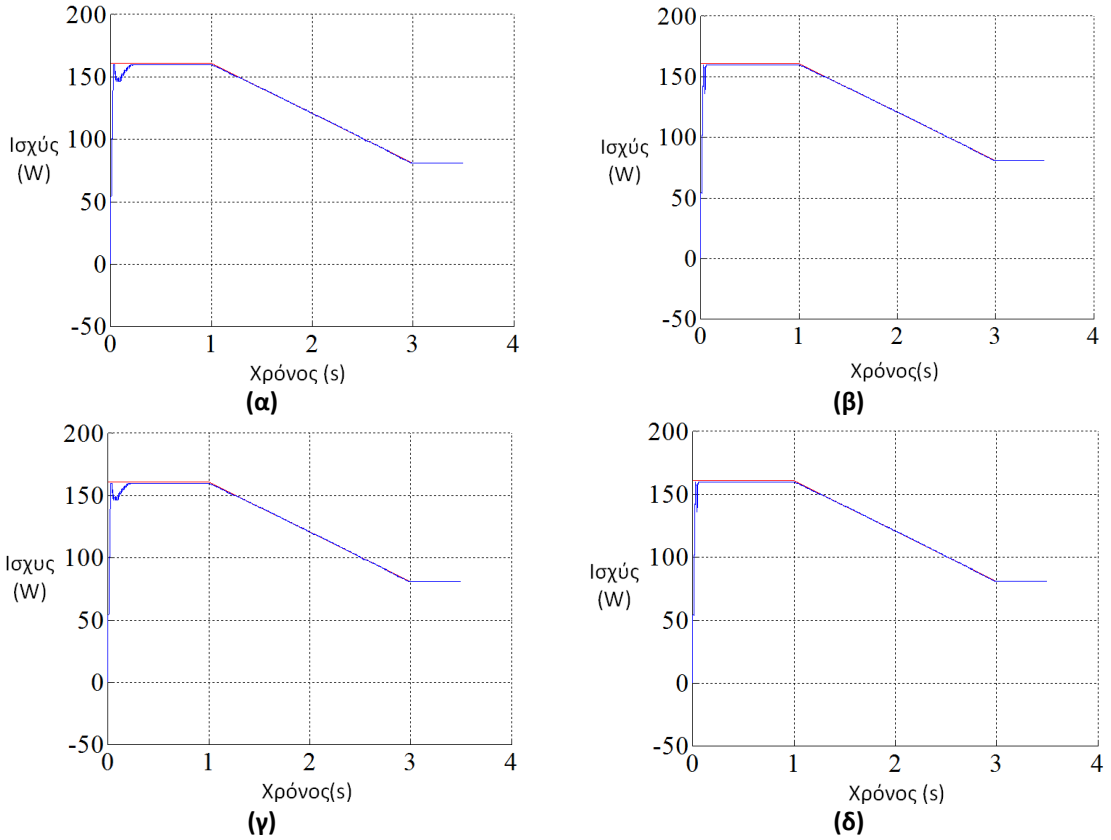
Αλγόριθμος	*Σταθερό βήμα dV (%)*	*Μεταβλητό βήμα dV (%)*
P&O	96.34	98.43
INC	96.34	98.86

Πίνακας 7.5. Αξιολόγηση δυναμικής συμπεριφοράς των ελεγκτών MPPT υπό τη βηματική μεταβολή

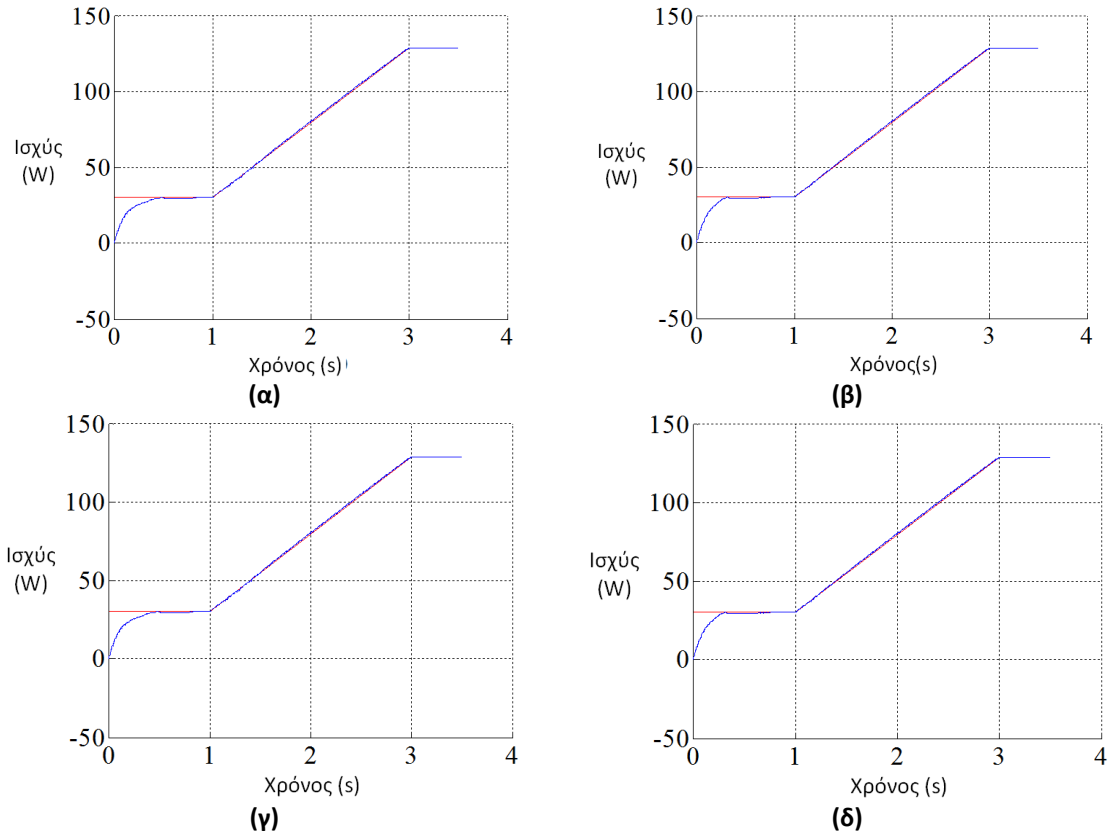
	Υπερύψωση(%)		*Χρόνος Αποκατάστασης (sec)*	
Χρόνος μεταβατικού (sec)	1	2	1	2
P&O - σταθερό βήμα dV	10.66	20.39	0.42	0.37
P&O - μεταβλητό βήμα dV	19.8	11.79	0.2	0.035
INC - σταθερό βήμα dV	10.67	20.39	0.41	0.365
INC μεταβλητό βήμα dV	6.02	12.52	0.1	0.035

Σε επόμενο στάδιο οι αλγόριθμοι MPPT δοκιμάζονται κάτω από μείωση της προσπίπτουσας ηλιοφάνειας ως γραμμική συνάρτηση με το χρόνο (τύπου «ράμπας») τα 1000W/m^2 στα 500W/m^2, η οποία μπορεί να παρουσιαστεί στην περίπτωση μιας στιγμιαίας συννεφιάς. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο *Σχ. 7.13*. Από τα αποτελέσματα των αποκρίσεων παρατηρούμε ότι η πραγματική ισχύς εξόδου της Φ/Β γεννήτριας ακολουθεί ομαλά και χωρίς σημαντικές αποκλίσεις, τη μεταβολή τύπου ράμπας στην ηλιακή ακτινοβολία και στις τέσσερις περιπτώσεις, με τα πλεονεκτήματα των αλγορίθμων με μεταβλητό βήμα να είναι αυτά που έχουν ήδη συζητηθεί.

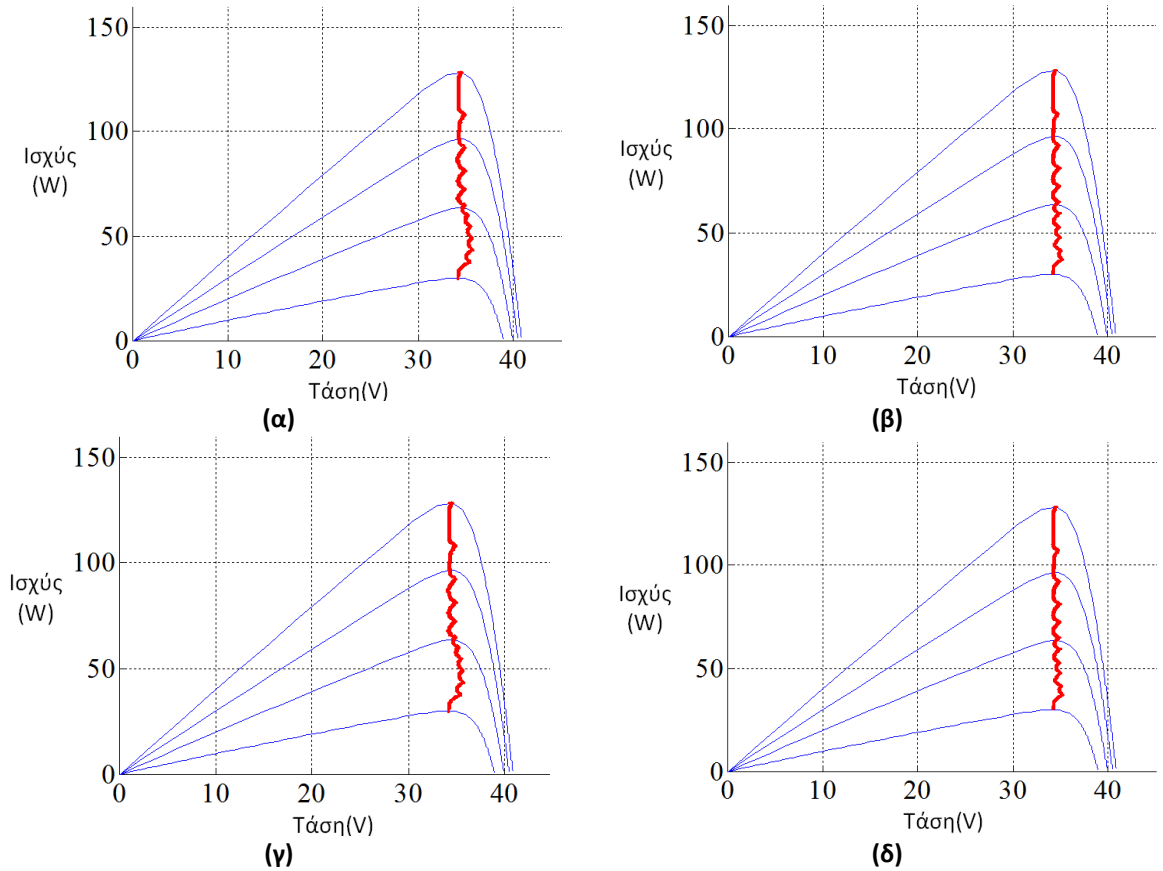
Επιπλέον, για να αξιολογηθεί η συμπεριφορά των αλγορίθμων και σε χαμηλότερου επιπέδου ηλιοφάνειες, προσομοιώνεται η λειτουργία της Φ/Β γεννήτριας για μια γραμμική αύξηση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας από τα 200W/m^2 στα 800W/m^2, και τα αντίστοιχα αποτελέσματα απεικονίζονται στο *Σχ. 7.14*. Από τα *Σχ. 7.13* και *7.14*, παρατηρούμε ότι οι ελεγκτές MPPT εμφανίζουν πιο αργή απόκριση για την εύρεση του MPP σε χαμηλά επίπεδα ηλιοφάνειας, λόγω της μικρής μεταβολής της ισχύος εξόδου της Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει της τάσης. Το φαινόμενο αυτό είναι εμφανές στο χρονικό διάστημα 0-0.8sec, όπου για ηλιακή ακτινοβολία ίση με 1000W/m^2 οι ελεγκτές MPPT αποκρίνονται σε 0.05-0.2 sec, ενώ για ηλιακή ακτινοβολία ίση με 200W/m^2 αποκρίνονται σε 0.3-0.5sec. Στη συνέχεια, για την αύξηση της ηλιοφάνειας με μορφή ράμπας, υπολογίζεται και ο γεωμετρικός τόπος για το MPP πάνω στις P-V χαρακτηριστικές, ώστε να εξαχθούν τα απαραίτητα συμπεράσματα σχετικά με τη διαδρομή που ακολουθούν οι αλγόριθμοι εύρεσης του MPP. Ο γεωμετρικός τόπος αναπαριστάται στο *Σχ. 7.15*. Παρατηρείται ότι οι αλγόριθμοι με σταθερό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς παρουσιάζουν σημαντικές ταλαντώσεις και το MPP αποπροσανατολίζεται κατά την εκκίνηση της γραμμικής αύξησης της ηλιοφάνειας. Επιπροσθέτως, ο P&O παρουσιάζει μια ελαφρά καλύτερη συμπεριφορά έναντι του INC, κυρίως στις χαμηλές ηλιοφάνειες, όπου ο υπολογισμός της στοιχειώδους αγωγιμότητας είναι δύσκολο να είναι ακριβής.



Σχήμα 7.13. Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου της Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει του χρόνου υπό γραμμική πτώση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας από τα 1000W/m^2 στα 500W/m^2 για (α) P&O με σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα (γ) INC με σταθερό βήμα και (δ) μεταβλητό βήμα.



Σχήμα 7.14. Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου Φ/Β συναρτήσει του χρόνου υπό γραμμική αύξηση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας από τα 200W/m^2 στα 800W/m^2 για (α) P&O με σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα (γ) INC με σταθερό βήμα και (δ) μεταβλητό βήμα.



Σχήμα 7.15. Γεωμετρικός τόπος του MPP για την αύξηση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας πάνω στις P-V καμπύλες για (α) P&O με σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα (γ) INC με σταθερό βήμα και (δ) μεταβλητό βήμα. Οι σχεδιασμένες P-V καμπύλες είναι για τις ηλιοφάνειες 200W/m^2, 400W/m^2, 600W/m^2, 800W/m^2.

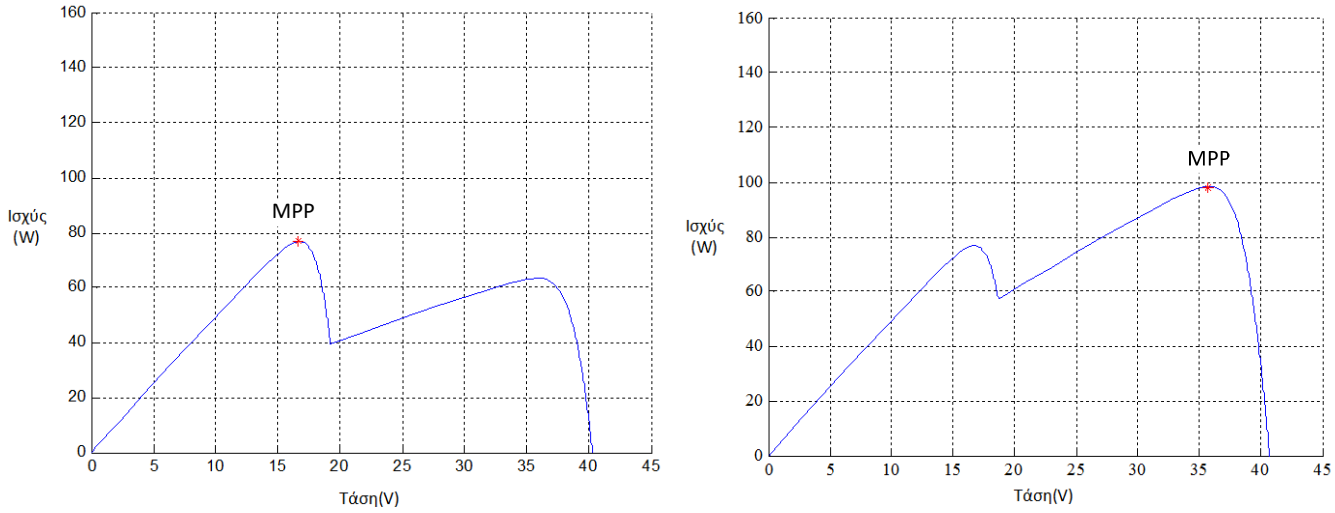
Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και τη συγκριτική διερεύνηση των αποκρίσεων των αλγορίθμων εύρεσης του MPP, προκύπτει ότι ο ελεγκτής INC με μεταβλητό βήμα τάσης αναφοράς, είναι η κατάλληλη επιλογή για τον έλεγχο της Φ/Β γεννήτριας για το σύστημα επικουρικής φόρτισης που υλοποιήθηκε, εξαιτίας της καλύτερης επίδοσης του κάτω από ραγδαίες μεταβολές της ηλιοφάνειας και της ταχύτερης μεταβατικής του απόκρισης, σε σύγκριση με τον αλγόριθμο P&O.

7.6 Λειτουργία προτεινόμενου ελεγκτή MPPT υπό συνθήκες μερικής σκίασης

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 7.5.1 και 7.5.2, οδήγησαν στο να επιλεγεί ο αλγόριθμος INC με μεταβλητό βήμα τάσης ως η βέλτιστη λύση για την ανίχνευση του MPP υπό συνθήκες ομοιόμορφης ηλιακής ακτινοβολίας. Στην πραγματικότητα όμως, οι συνθήκες μερικής σκίασης είναι αρκετά συχνό φαινόμενο, γεγονός που καθιστά απαραίτητη τη μελέτη των επιδράσεων των φαινομένων μερικής σκίασης στη Φ/Β συστοιχία [7.29], [7.30]. Ο αλγόριθμος INC τροποποιήθηκε κατάλληλα, για να καλύπτει αυτές τις συνθήκες και εξετάζεται στη συνέχεια σε σύνηθες σενάριο μερικής σκίασης.

Στο *Σχ. 7.5* απεικονίζεται η χαρακτηριστική P-V του Φ/Β για διάφορα επίπεδα ομοιόμοφης κατανομής της ηλιακής ακτινοβολίας στην επιφάνεια της Φ/Β συστοιχίας, όπου παρατηρούμε ότι η μορφή της καμπύλης παραμένει ίδια, για κάθε επίπεδο ηλιοφάνειας. Η μορφή της καμπύλης P-V αλλάζει σημαντικά όταν τα Φ/Β πλαίσια του οχήματος δε δέχονται την ίδια ακτινοβολία στην επιφάνεια τους. Όταν το ένα πλαίσιο δέχεται διαφορετικό επίπεδο ηλιακής ακτινοβολίας από το άλλο, η P-V καμπύλη του *Σχ. 7.5* αλλάζει ριζικά και παρουσιάζει μορφή όπως αυτή του *Σχ. 7.16α,* για ακτινοβολία ίση με 1000W/m^2 και 400W/m^2 σε κάθε πάνελ αντίστοιχα, ή όπως αυτή του *Σχ.*

7.16β, για ακτινοβολία 1000W/m^2 και 600W/m^2 σε κάθε πάνελ. Από τα συγκεκριμένα σχήματα παρατηρείται το γεγονός ότι το ολικό μέγιστο μπορεί να βρίσκεται είτε αριστερά είτε δεξιά του τοπικού μεγίστου. Στις περιπτώσεις όπου η διαφοροποίηση των ηλιακών ακτινοβολιών είναι σχετικά μικρή, όπως στην περίπτωση του *Σχ. 7.16β*, το ολικό βέλτιστο της καμπύλης βρίσκεται στην ίδια περιοχή με την περίπτωση της ομοιόμορφης κατανομής της ηλιοφάνειας. Σε αυτές τις περιπτώσεις, ο αλγόριθμος INC που παρουσιάστηκε στην ενότητα 7.4.2 θα οδηγήσει και πάλι το Φ/Β στο ολικό MPP, ενώ αντίθετα αν η διαφοροποίηση των ηλιακών ακτινοβολιών είναι σχετικά μεγάλη, όπως στην περίπτωση του *Σχ. 7.16α*, τότε ο ελεγκτής θα οδηγήσει το Φ/Β στο τοπικό βέλτιστο της καμπύλης P-V και όχι στο ολικό, γεγονός που θα οδηγήσει σε μειωμένη απόδοση του συστήματος επικουρικής φόρτισης.



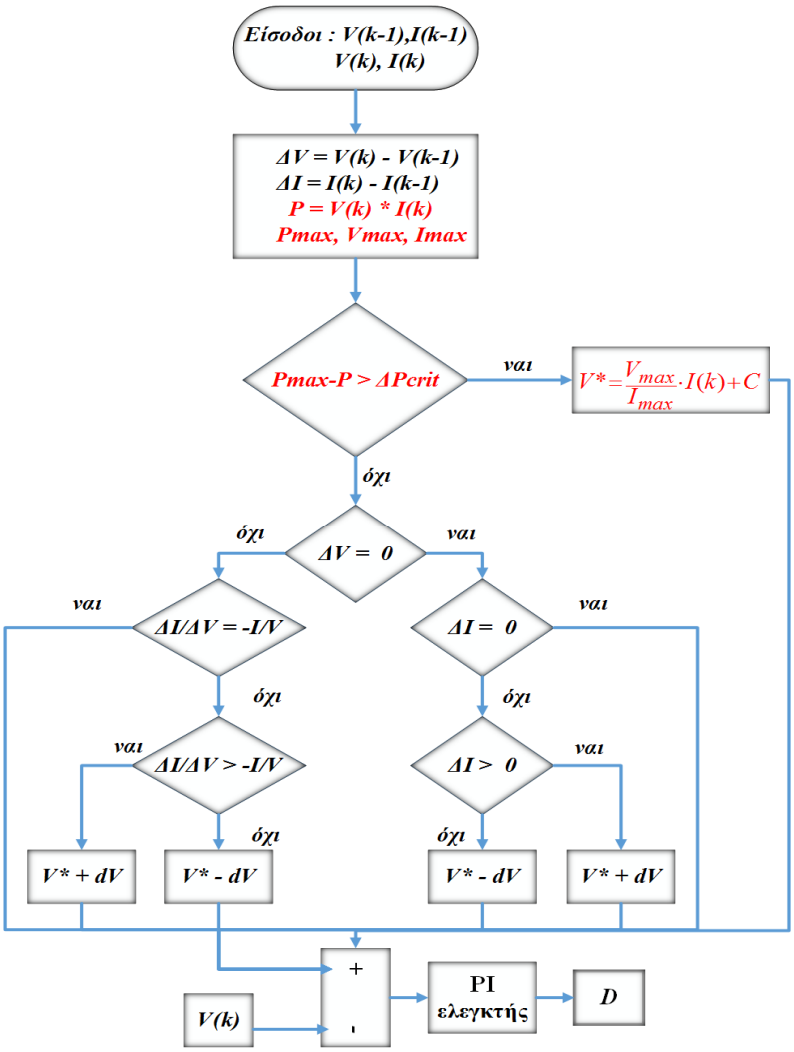
(α) **(β)**

Σχήμα 7.16. P-V καμπύλη υπό συνθήκες μερικής σκίασης με ηλιακή ακτινοβολία α) 1000W/m^2 στο ένα πλαίσιο και 400W/m^2 στο άλλο και β) 1000W/m^2 στο ένα πλαίσιο και 600W/m^2 στο άλλο.

Στο *Σχ. 7.17* φαίνεται το διάγραμμα του τροποποιημένου αλγορίθμου INC για λειτουργία υπό Συνθήκες Μερικής Σκίασης (ΣΜΣ). Με κόκκινο χρώμα τονίζονται οι τροποποιήσεις που έχουν γίνει. Ο αλγόριθμος αποτελείται από δυο κύρια στάδια. Το πρώτο στάδιο είναι υπεύθυνο έτσι ώστε να αντιληφθεί ότι η Φ/Β γεννήτρια είναι υπό ΣΜΣ και στη συνέχεια να προσεγγίσει το MPP. Στο δεύτερο στάδιο ο αλγόριθμος INC που ήδη έχει υλοποιηθεί για συνθήκες ομοιόμορφης σκίασης, θα συγκλίνει στο ολικό MPP. Επιλέχθηκε το πρώτο στάδιο να στηρίζεται στην τεχνική ελέγχου της Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου [7.29]. Πιο συγκεκριμένα, ο ρόλος του πρώτου σταδίου είναι να αντιλαμβάνεται την ύπαρξη των ΣΜΣ και στη συνέχεια να ενεργοποιεί τον αλγόριθμο INC, ο οποίος θα φέρει το σημείο λειτουργίας της Φ/Β γεννήτριας κοντά στο MPP. Το πρώτο στάδιο παριστάνεται με κόκκινο χρώμα στο διάγραμμα του *Σχ. 7.18*. Στο στάδιο αυτό ο αλγόριθμος υπολογίζει και αποθηκεύει το μέγιστο σημείο λειτουργίας σε κάθε διακριτή χρονική στιγμή k. Στη συνέχεια, ο αλγόριθμος εξετάζει αν η Φ/Β γεννήτρια βρίσκεται υπό ΣΜΣ. Σε περίπτωση που βρίσκεται, ο έλεγχος παραμένει στο πρώτο στάδιο, διαφορετικά ο έλεγχος περνά ξανά στο δεύτερο στάδιο. Η ανίχνευση των ΣΜΣ γίνεται αντιληπτή από την απόκλιση της ισχύος λειτουργίας του συστήματος P, από την τελευταία αποθηκευμένη μέγιστη ισχύ P_{max} κατά μία προκαθορισμένη τιμή ΔP_{crit}, η οποία εκφράζεται μέσω της (7.28). Το ΔP_{crit} καθορίζεται ανάλογα με το μέγεθος και την πρότερη μελέτη των P-V χαρακτηριστικών της εκάστοτε Φ/Β γεννήτριας, κάτω από διάφορες ΣΜΣ.

$$\left|P - P_{max}\right| > \left|\Delta P_{crit}\right| \tag{7.28}$$

Εάν ισχύει η (7.28), ο έλεγχος παραμένει στο πρώτο στάδιο, όπου η γραμμική συνάρτηση (7.29) αναλαμβάνει να φέρει το σημείο λειτουργίας κοντά στην περιοχή του MPP. Η γραμμική συνάρτηση

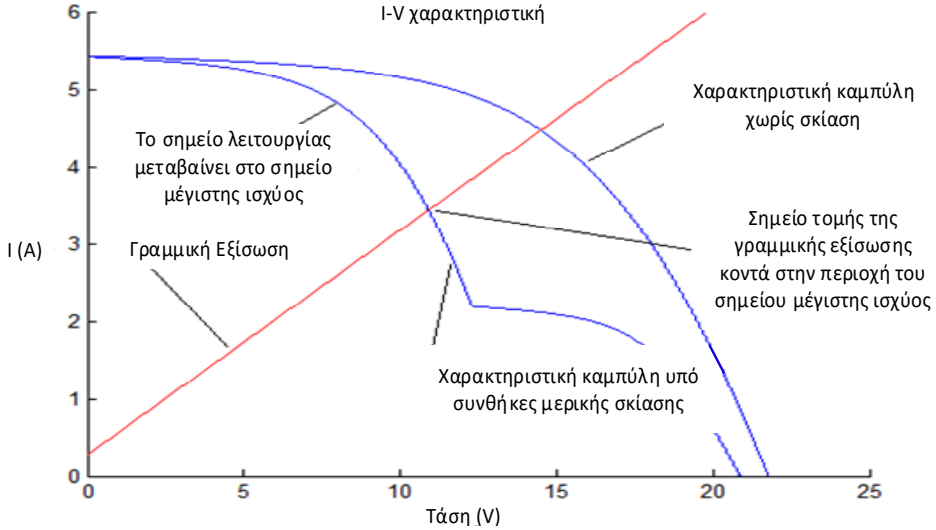


Σχήμα 7.17. Διάγραμμα ροής τροποποιημένου αλγορίθμου INC.

στηρίζεται στη λογική της τεχνικής ελέγχου Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου. Στην τεχνική αυτή μια γραμμική εξίσωση υπολογίζει την τάση αναφοράς ως συνάρτηση του ρεύματος λειτουργίας I_{pv}. Η κλίση της συνάρτησης είναι ο λόγος της μέγιστης τάσης λειτουργίας V_{max} προς το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας I_{max}, υπό το συγκεκριμένο επίπεδο ηλιοφάνειας και ο όρος C έχει διορθωτικό ρόλο στην εξίσωση. Στο *Σχ. 7.18* απεικονίζεται ο τρόπος λειτουργίας του τροποποιημένου αλγορίθμου INC για ΣΜΣ. Ο ρόλος του παράγοντα C Στην (7.29) είναι κυρίως διορθωτικός, για τη σωστή τιμή της τάσης αναφοράς. Ο σταθερός συντελεστής εμπεριέχει εμπειρικές πληροφορίες ώστε το σημείο τομής της γραμμικής συνάρτησης με την I-V χαρακτηριστική να είναι όσο το δυνατόν πλησιέστερα στο MPP. Η τιμή της σταθεράς καθορίζεται κάθε φορά για την εκάστοτε Φ/Β συστοιχία και απαιτεί καλή γνώση της I-V καμπύλης σε όλες τις φάσεις σκίασης της συστοιχίας, γεγονός που αποτελεί μειονέκτημα της συγκεκριμένης μεθόδου. Οι κυριότεροι παράγοντες που επηρεάζουν την τιμή της σταθεράς C είναι ο τρόπος σκίασης, η συνδεσμολογία και το μέγεθος της Φ/Β γεννήτριας. Οι δύο πρώτοι παράγοντες επηρεάζουν το γεγονός το MPP να βρίσκεται αριστερά, δεξιά ή στο κέντρο της I-V χαρακτηριστικής. Έχοντας αυτήν την πληροφορία, επιλέγεται κατάλληλη τιμή της σταθεράς ώστε να πλησιάζει περισσότερο στο ολικό MPP. Μια σημαντική παρατήρηση είναι το γεγονός ότι ο σταθερός συντελεστής επηρεάζεται ιδιαίτερα και από τη συσχέτιση της σκίασης με τη συνδεσμολογία. Για παράδειγμα, η τιμή του συντελεστή αλλάζει σε περίπτωση που σκιάζονται Φ/Β πλαίσια τα οποία είναι συνδεδεμένα σε σειρά σε σχέση με σκιασμένα Φ/Β πλαίσια που είναι σε παράλληλες σειρές. Επίσης, η συνδεσμολογία επηρεάζει και το επίπεδο της σταθεράς, καθώς όταν υπάρχουν πολλά Φ/Β πλαίσια σε σειρά συνδεδεμένα, αυξάνουν το επίπεδο της τάσης λειτουργίας σε σχέση με την περίπτωση όπου υπάρχει μεγάλος αριθμός Φ/Β πλαισίων, τα οποία είναι

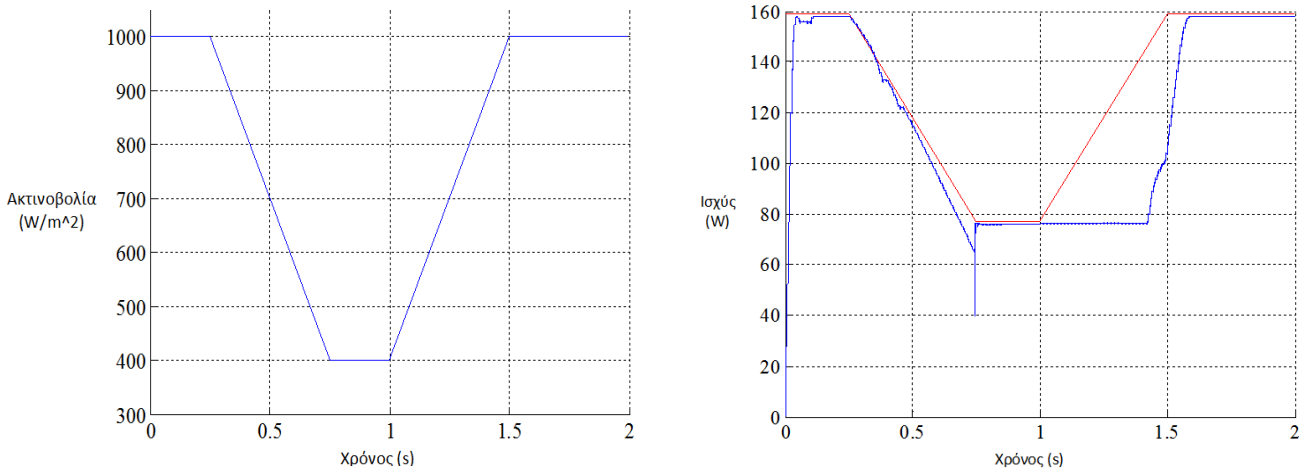
συνδεδεμένα παράλληλα. Επιπλέον, το μέγεθος της Φ/Β γεννήτριας επηρεάζει το μέγεθος του σταθερού όρου *C*. Είναι σύνηθες σε μεγάλες Φ/Β εγκαταστάσεις να παρουσιάζονται μεγάλες τάσεις λειτουργίας, άρα και η σταθερά θα πρέπει να έχει μεγαλύτερη τιμή σε σχέση με μικρότερες Φ/Β εγκαταστάσεις.

$$V* = \frac{V_{max}}{I_{max}} \cdot I_{pv} + C \tag{7.29}$$



Σχήμα 7.18. Τρόπος Λειτουργίας Τροποποιημένου αλγορίθμου INC [7.19].

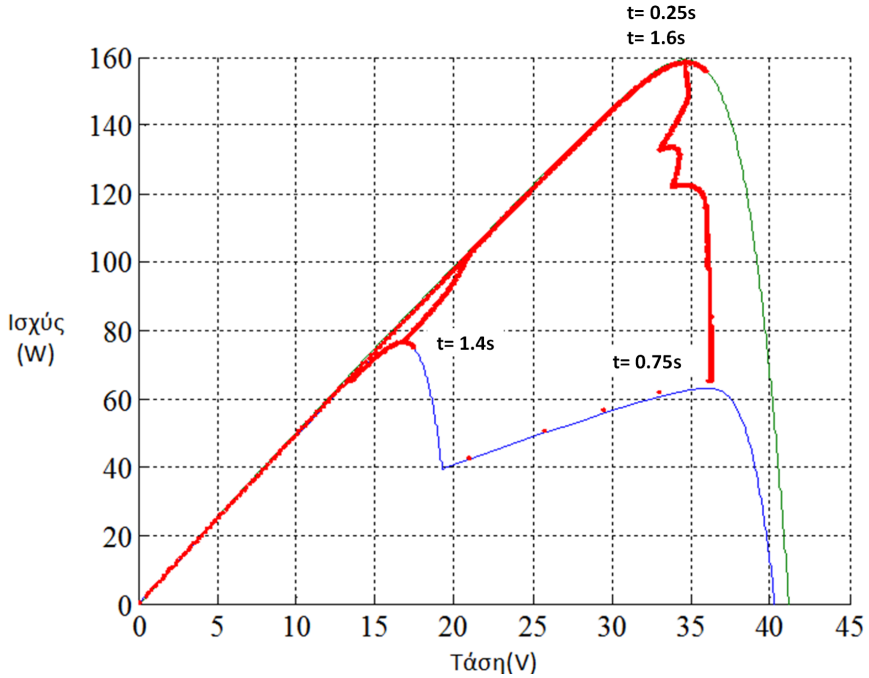
Στη συνέχεια, ο τροποποιημένος ελεγκτής MPPT, ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική της INC με μεταβλητό βήμα της τάσης αναφοράς, μοντελοποιείται κατάλληλα και εισάγεται στο δυναμικό μοντέλο. Το ΔP_{crit} ορίζεται ίσο με -115W, που είναι η διαφορά μεταξύ του MPP για τη μέγιστη ηλιοφάνεια, η οποία προσπίπτει ομοιόμορφα, και της ισχύος στο τοπικό βέλτιστο, όπου η καμπύλη P-V αρχίζει να αλλάζει μορφή, όπως φαίνεται στο *Σχ. 7.16α*. Ο όρος *C* ορίζεται ίσος με -20V, που είναι η βηματική μεταβολή στην τάση που χρειάζεται να εφαρμοστεί, έτσι ώστε να οδηγηθεί ο αλγόριθμος στην περιοχή του ολικού βέλτιστου. Ο προτεινόμενος τροποποιημένος αλγόριθμος INC εξετάζεται σε ΣΜΣ, όπου το ένα πλαίσιο της Φ/Β συστοιχίας λειτουργεί με σταθερή ηλιοφάνεια 1000W/m^2 και το άλλο σκιάζεται σύμφωνα με το σενάριο σκίασης του *Σχ. 7.19α*. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο *Σχ. 7.19β*, όπου με κόκκινο χρώμα είναι η ιδανική ισχύς και με μπλε η πραγματική ισχύς εξόδου της φ/β γεννήτριας.



(α) **(β)**

Σχήμα 7.19. Λειτουργία τροποποιημένου αλγόριθμου INC σε ΣΜΣ. α) Σενάριο ΜΣ στο ένα Φ/Β πλαίσιο β) Ιδανική και υπολογισμένη ισχύς εξόδου Φ/Β γεννήτριας σε ΣΜΣ συναρτήσει του χρόνου.

Τέλος, εξάγεται και ο γεωμετρικός τόπος του MPP πάνω στις P-V καμπύλες ομοιόμορφης και μερικής σκίασης. Στο *Σχ. 7.20* φαίνεται η πορεία του MPP και οι αντίστοιχες χρονικές στιγμές πάνω στις χαρακτηριστικές. Με πράσινο χρώμα απεικονίζεται η καμπύλη για 1000W/m^2 ομοιόμορφη ηλιακή ακτινοβολία και με μπλε η P-V καμπύλη κατά την κατάσταση μερικής σκίασης. Από τα *Σχ. 7.19* και *7.20* είναι δυνατόν να εξαχθούν κάποια χρήσιμα συμπεράσματα. Μέχρι τη χρονική στιγμή t=0.25s στα δύο Φ/Β πλαίσια προσπίπτει ηλιακή ακτινοβολία ίση με 1000W/m^2 και ο αλγόριθμος INC ανιχνεύει το MPP πάνω στην P-V καμπύλη. Τη δεδομένη χρονική στιγμή, η ηλιοφάνεια μειώνεται γραμμικά με μορφή "ράμπας". Από το *Σχ. 7.20* παρατηρούμε ότι ο αλγόριθμος αποπροσανατολίζεται και κατευθύνεται προς το τοπικό μέγιστο και όχι προς το ολικό όταν η ηλιοφάνεια στο σκιασμένο πλαίσιο πέσει κάτω από τα 500W/m^2. Ξεπερνώντας το κατώφλι ΔP_{crit} τη στιγμή t=0.75sec ενεργοποιείται η τεχνική ελέγχου της Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου και βηματικά ο αλγόριθμος αλλάζει το σημείο λειτουργίας της Φ/Β γεννήτριας κοντά στο ολικό MPP, το οποίο και εντοπίζεται. Επιπροσθέτως, παρατηρούμε στο *Σχ. 7.20*, ότι τη χρονική στιγμή t=0.75sec, όταν και ενεργοποιείται η τεχνική της Γραμμικής Εξίσωσης Φορτίου, το MPP κινείται πάνω στην P-V καμπύλη μερικής σκίασης (κόκκινες κουκίδες) και τελικά μεταβαίνει στο ολικό MPP. Στη συνέχεια, η ισχύς εξόδου της Φ/Β γεννήτριας μένει σταθερά στο MPP χωρίς ν' ακολουθεί τη γραμμική αύξηση της ηλιοφάνειας που ξεκινά τη χρονική στιγμή t=1sec. Τη χρονική στιγμή t=1.4sec περίπου, η ισχύς P_{pv} αρχίζει να αντιλαμβάνεται την αύξηση της ηλιοφάνειας και την επαναφορά του συστήματος σε ομοιόμορφες συνθήκες ηλιακής ακτινοβολίας και με λιγότερο από 0.1s καθυστέρηση ανιχνεύεται το MPP. Συνεπώς, τόσο το ολικό MPP σε ΣΜΣ, όσο και το MPP υπό ομοιόμορφα προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία, ανιχνεύονται ικανοποιητικά.



Σχήμα 7.20. Γεωμετρικός τόπος του MPP υπό ΣΜΣ πάνω στις P-V καμπύλες.

7.7 Ενεργειακή αξιολόγηση του προτεινόμενου συστήματος επικουρικής φόρτισης

Έπειτα από τη δυναμική ανάλυση και τη συγκριτική διερεύνηση των αλγορίθμων MPPT για εφαρμογή στο σύστημα επικουρικής φόρτισης μπαταριών, το προτεινόμενο Φ/Β σύστημα αξιολογείται ενεργειακά υπολογίζεται η συνεισφορά του στην αύξηση της αυτονομίας του υπό μελέτη οχήματος. Πιο συγκεκριμένα, για την ενεργειακή αξιολόγηση του προτεινόμενου Φ/Β συστήματος, τοποθετημένου στην οροφή του υπό μελέτη ηλεκτρικού οχήματος που κινείται στην περιοχή των Αθηνών, χρησιμοποιήθηκαν πραγματικά δεδομένα ηλιακής ακτινοβολίας [7.31]. Αρχικά, υπολογίζεται η μέση τιμή των τετάρτων κάθε ώρας, έτσι ώστε να υπολογιστεί μια μοναδική

τιμή ακτινοβολίας για κάθε ώρα της ημέρας $G(h)$. Θεωρείται ότι το σύστημα λειτουργεί στο MPP, μέσω του βέλτιστου ελεγκτή INC με μεταβλητό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς που σχεδιάστηκε. Προσομοιώνοντας το δυναμικό μοντέλο που έχει αναπτυχθεί για σταθερές ηλιοφάνειες από 100W/m^2 έως 1000W/m^2 με βήμα 100W/m^2, υπολογίζεται η ισχύς στο MPP για κάθε τιμή της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας. Στο *Σχ. 7.21* φαίνονται οι P-V χαρακτηριστικές για ηλιακή ακτινοβολία 200-1000W/m^2 με βήμα 200W/m^2, με το MPP σημειωμένο πάνω στις καμπύλες. Συνεπώς, με τη βοήθεια του *Σχ. 7.21*, αναμένεται κάποια πολυωνυμικής μορφής σχέση μεταξύ των ισχύων στο MPP και της ηλιακής ακτινοβολίας. Στη συνέχεια, με τη μέθοδο της παρεμβολής, υπολογίζεται η ισχύς στο MPP P_{MPP}, σε συνάρτηση με την ηλιακή ακτινοβολία G (W/m^2) και η οποία εκφράζεται με την παρακάτω πολυωνυμική σχέση:

$$P_{MPP}(G) = -10^{-5} \cdot G^2 + 0.175 \cdot G - 4.66 \tag{7.30}$$

Για τον ακριβή υπολογισμό της παραγόμενης ενέργειας στη συστοιχία των μπαταριών, πρέπει να ληφθεί υπό όψιν η απόδοση του μετατροπέα σε κάθε τιμή ηλιακής ακτινοβολίας. Προσομοιώνοντας το μοντέλο με το βέλτιστο ελεγκτή MPPT, υπολογίζεται η απόδοση του μετατροπέα για διάφορες τιμές σταθερής ηλιακής ακτινοβολίας (100W/m^2 έως 1000W/m^2). Από τα προσομοιωμένα αποτελέσματα, η απόδοση του μετατροπέα σε συνάρτηση με την προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία στη Φ/Β γεννήτρια εκφράζεται με την παρακάτω αναλυτική σχέση:

$$\eta_{conv}(G) = 0.203 \cdot G^{0.22} \tag{7.31}$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι κατά τον υπολογισμό της απόδοσης του μετατροπέα στο περιβάλλον δυναμικής προσομοίωσης, λήφθηκαν υπόψιν οι απώλειες αγωγής των ημιαγωγών, καθώς επίσης και οι απώλειες χαλκού και σιδήρου του μετασχηματιστή. Τέλος, για τον υπολογισμό της μηνιαίας παραγωγής, σε Wh, του προτεινόμενου συστήματος επικουρικής φόρτισης, εφαρμόζεται ο ακόλουθος τύπος :

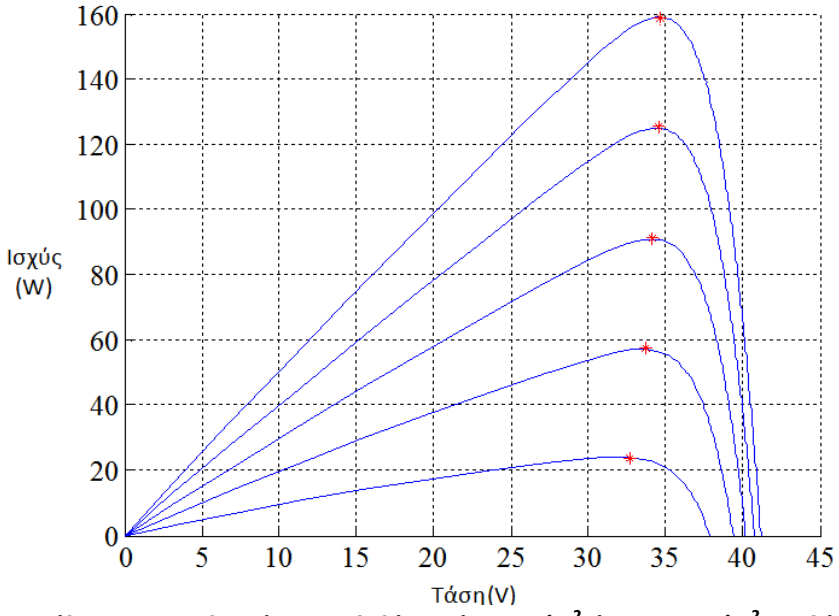
$$E_{month} = \left[\sum_{1}^{h} \eta\left(G(h)\right) \cdot P_{MPP}\left(G(h)\right) \right] \cdot d \tag{7.32}$$

όπου h είναι η ώρα όπου μετράται ένα ικανό ποσό ηλιακής ακτινοβολίας (>100W/m^2), μια ποσότητα η οποία διαφέρει για κάθε μήνα, *d* είναι ο αριθμός των ημερών κάθε μήνα, $P_{MPP}(G(h))$ είναι η ισοδύναμη ισχύς της Φ/Β γεννήτριας για κάθε ώρα λειτουργίας, η οποία υπολογίζεται μέσω της (7.30) και $\eta(G(h))$ είναι η ισοδύναμη απόδοση του συστήματος επικουρικής φόρτισης για κάθε ώρα λειτουργίας, η οποία υπολογίζεται μέσω της (7.31).

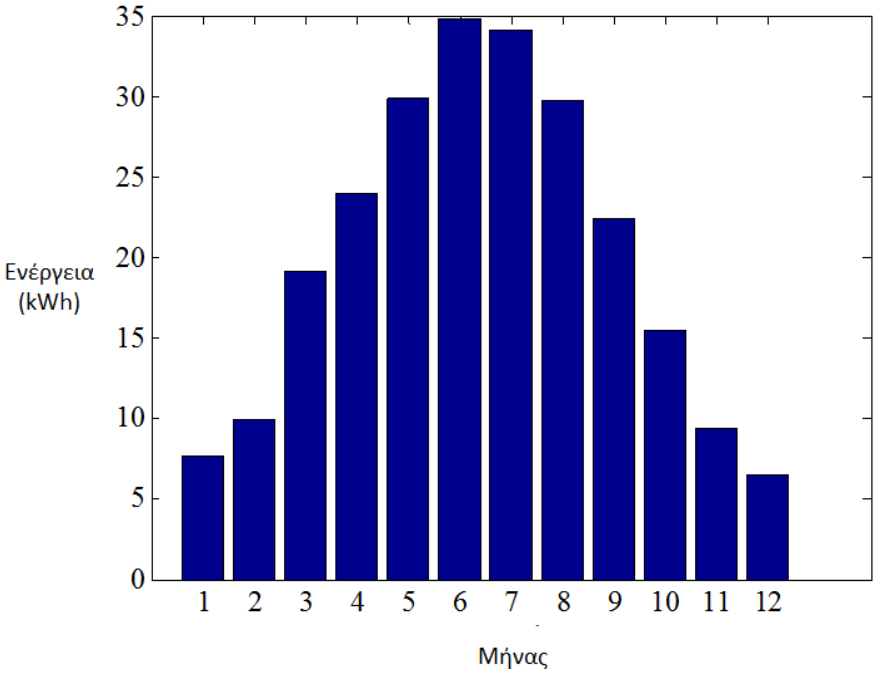
Σε αυτό το σημείο, πρέπει να σημειωθεί ότι θεωρήθηκαν ρεαλιστικά σενάρια οδήγησης, όπου λαμβάνουν χώρα φαινόμενα σκίασης και τα οποία απομειώνουν την παραγόμενη ισχύ σε αυτές τις ώρες. Πιο συγκεκριμένα, εισήχθη μια απομείωση της ενέργειας κατά 40% τις ώρες που το όχημα κινείται εντός του αστικού ιστού. Το σενάριο κίνησης του οχήματος που εξήχθη είναι στατιστικό και απλοϊκό, αλλά αποτελεί ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ώστε να υπολογιστεί η παραγόμενη ενέργεια στη μπαταρία του οχήματος και η βελτίωση στην αυτονομία του ηλεκτρικού οχήματος. Γενικά, το όχημα προτιμάται να είναι ακίνητο τις περισσότερες ώρες και εκτεθειμένο σε συνθήκες ομοιόμορφης ηλιακής ακτινοβολίας.

Η μηνιαία παραγόμενη ισχύς, εφαρμόζοντας την παραπάνω μεθοδολογία, απεικονίζεται στο ραβδόγραμμα του *Σχ. 7.22*. Από το *Σχ. 7.22*, υπολογίζεται η ετήσια ενεργειακή παραγωγή, η οποία είναι ίση με E_{PV} = 0.237 MWh. Επιπλέον, ολοκληρώνοντας την κυματομορφή της μηχανικής ισχύος του κινητήρα του υπό μελέτη οχήματος για λειτουργία στον πλήρη NEDC, όπως απεικονίζεται στο *Σχ. 7.23*, υπολογίζουμε την απαιτούμενη μηχανική ενέργεια στον κινητήρα για λειτουργία στον NEDC, η οποία είναι ίση με 933 Wh. Αξίζει να σημειωθεί η συνεισφορά της αναγεννητικής πέδησης

κατά τη διάρκεια των επιβραδύνσεων, ιδιαίτερα στον υπεραστικό κύκλο, όπου το όχημα επιβραδύνει από τα 120 km/h στην ακινησία σε χρονικό διάστημα ίσο με 54 sec (αρνητικές τιμές ισχύος - *Σχ. 7.23*). Η δυνατότητα αξιοποίησης της ενέργειας που παράγει ο κινητήρας κατά την λειτουργία της αναγεννητικής πέδησης καθίσταται δυνατή μέσω του προτεινόμενου διανυσματικού ελεγκτή, όπως αναλύθηκε στην ενότητα 5.6 και επιβεβαιώθηκε μέσω προσομοίωσης στο *Σχ. 5.19*. Για το υπό μελέτη κινητήριο σύστημα, υπολογίστηκε ότι η συνεισφορά της αναγεννητικής πέδησης στη μείωση της καταναλισκόμενης ενέργειας είναι ίση με 10,5%.



Σχήμα 7.21. Καμπύλες P-V για ηλιακή ακτινοβολία από 200W/m^2 έως 1000W/m^2, με βήμα 200W/m^2.



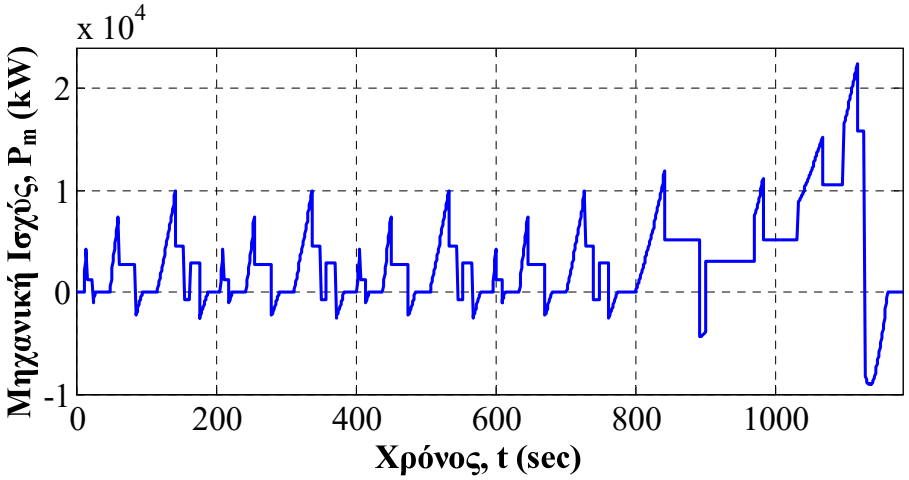
Σχήμα 7.22. Μηνιαία ενεργειακή παραγωγή του Φ/Β συστήματος για το 2014 στη μπαταρία του οχήματος.

Στη συνέχεια, λαμβάνοντας υπόψιν την απόδοση του αντιστροφέα και του κινητήρα, υπολογίζουμε τη μέση καταναλισκόμενη ενέργεια στο NEDC για το υπό εξέταση όχημα πόλης, η οποία είναι ίση με 14,7kWh/100km. Η απόδοση του κινητήρα στο NEDC έχει υπολογιστεί στην ενότητα 4.5 μέσω του αναπτυχθέντος μοντέλου ΠΣ (*Σχ. 4.24*), ενώ η απόδοση του μετατροπέα υπολογίστηκε για κάθε χρονικό διάστημα dt=1sec μέσω των αναλυτικών σχέσεων (6.13) και (6.14).

Ακόμα, σύμφωνα και με το φυλλάδιο του κατασκευαστή [7.32], η μέση καταναλισκόμενη ενέργεια του οχήματος βρίσκεται στα ίδια επίπεδα (15,1kWh/100km). Επομένως, θεωρώντας ότι το υπό μελέτη όχημα πραγματοποιεί το χρόνο περίπου 10000 χιλιόμετρα, που είναι μια τυπική τιμή για ένα μικρό όχημα πόλης, η συνολική ετήσια καταναλισκόμενη ενέργεια είναι E_{EV}=1.45MWh. Συνεπώς, η παραγόμενη ενέργεια του προτεινόμενου επικουρικού συστήματος φόρτισης επί τοις εκατό, σε σχέση με την καταναλισκόμενη ενέργεια για το ηλεκτρικό όχημα που εξετάζεται, μπορεί να υπολογιστεί με βάση την ακόλουθη σχέση:

$$S_{au} = \frac{E_{PV}}{E_{EV}} \cdot 100 \tag{7.33}$$

Επομένως, η βελτίωση της αυτονομίας που επιτυγχάνεται για το συγκεκριμένο ηλεκτρικό όχημα, με ενσωματωμένο στην οροφή του το προτεινόμενο Φ/Β σύστημα, εφαρμόζοντας την (7.33) υπολογίζεται ίση με S_{au}=16.1%.

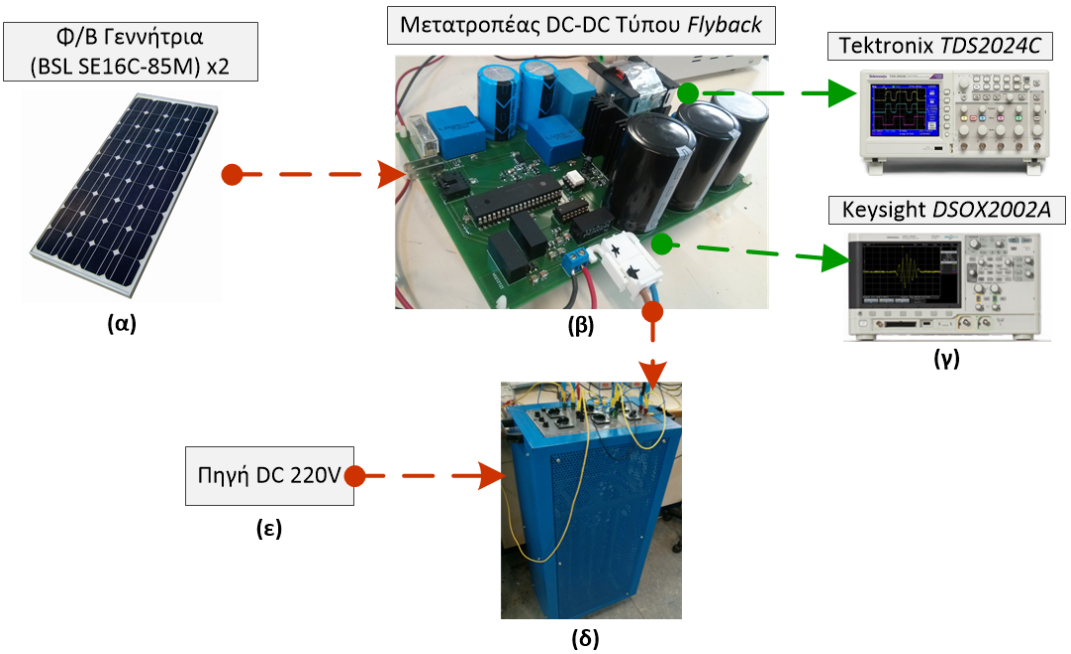


Σχήμα 7.23. Απαιτούμενη μηχανική ισχύς κινητήρα του υπό μελέτη οχήματος για λειτουργία στον NEDC.

7.8 Πειραματική επιβεβαίωση

Έπειτα από τον σχεδιασμό του συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών, σχεδιάστηκε το τυπωμένο κύκλωμα (pcb) του μετατροπέα DC-DC και κατασκευάστηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, με στόχο την πειραματική επιβεβαίωση της μεθοδολογίας σχεδίασης τόσο του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος, όσο και του ελεγκτή MPPT. Ο μετατροπέας ανύψωσης DC-DC που κατασκευάστηκε φαίνεται στο *Σχ. 7.24β*. Το ηλεκτρονικό διάγραμμα, το τυπωμένο κύκλωμα και η μεθοδολογία κατασκευής του μετατροπέα παρουσιάζονται στην ενότητα Π.Γ2 των παραρτημάτων.

Η πειραματική διάταξη περιλαμβάνει τη φ/Β γεννήτρια, χρησιμοποιώντας 2 Φ/Β μονοκρυσταλλικά πάνελ, τον μετατροπέα ανύψωσης DC-DC, τις μονάδες καταγραφής και αποθήκευσης των σημάτων, την αντίσταση ισχύος και την πηγή DC ονομαστικής τάσης 220V και ισχύος 33 kW. Η πηγή DC τάσης αποτελείται από ανορθωμένες διόδους, συνδεδεμένες μέσω μετασχηματιστή ισχύος με το εναλλασσόμενο δίκτυο. Με βάση τη συγκεκριμένη διάταξη, δημιουργείται στην έξοδο του μετατροπέα ένας ισχυρός DC ζυγός, όπου η αντίσταση καταναλώνει ισχύ και από τις δύο πηγές (DC πηγή 220 V και DC εξόδου του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος), προσομοιώνοντας με αυτόν τον τρόπο την λειτουργία της μπαταρίας, η οποία δημιουργεί ένα ισχυρό DC επίπεδο τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.

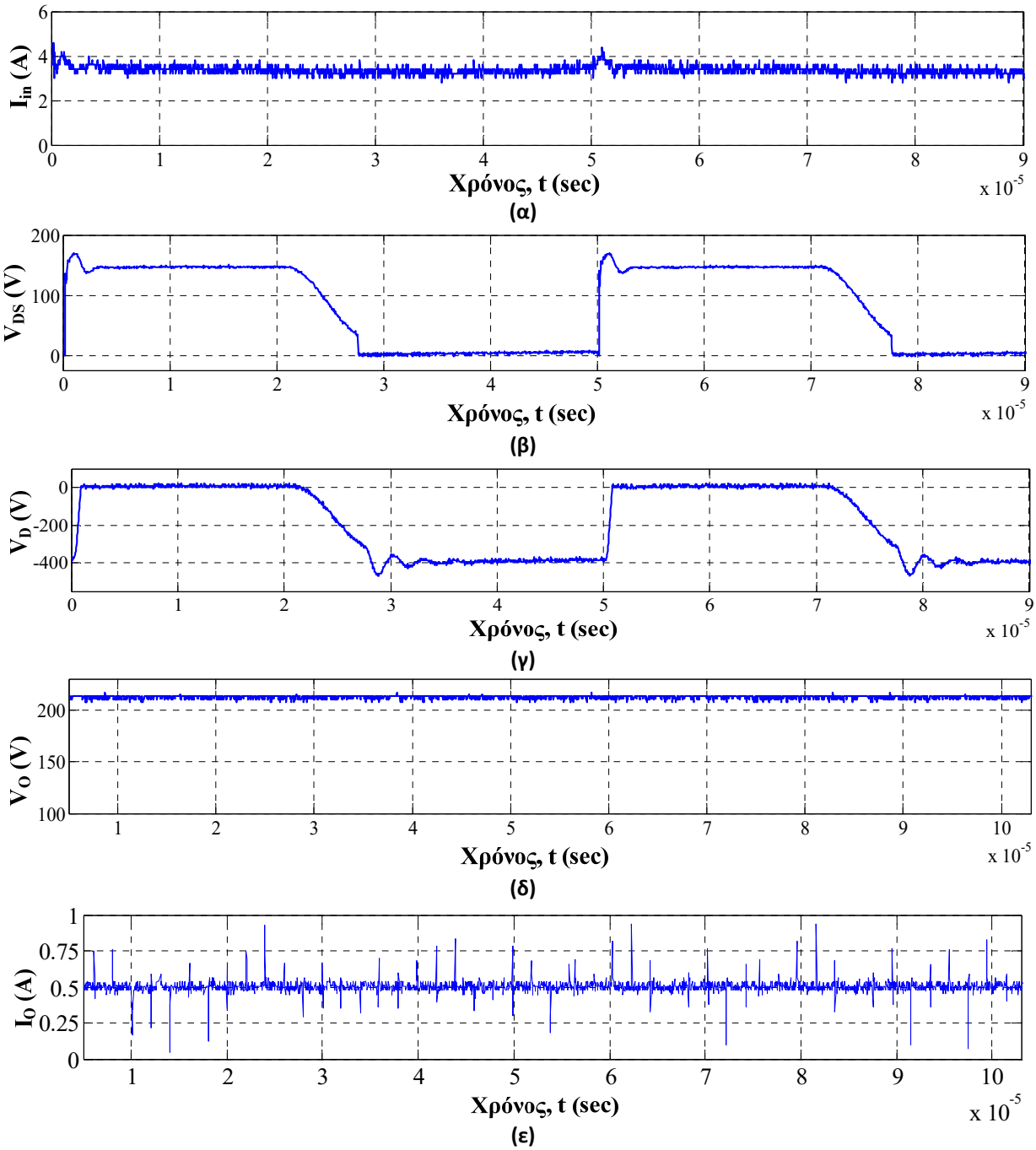


Σχήμα 7.24. Πειραματική διάταξη (α) Φ/Β γεννήτρια. (β) Μετατροπέας ανύψωσης DC-DC τύπου flyback. (γ) Καταγραφή σημάτων-παλμογράφοι (δ) Φορτίο DC εξόδου (ε) Πηγή DC 220V ονομαστικής ισχύος 33 kW.

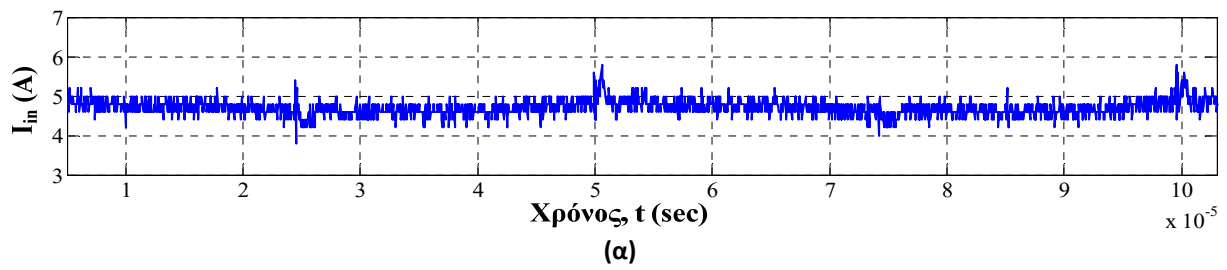
Αρχικά, πραγματοποιούνται δοκιμές για την επιβεβαίωση της ορθότητας του σχεδιασμού του μετατροπέα στη μόνιμη κατάσταση. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιείται ελεγχόμενο DC τροφοδοτικό ως τάση εισόδου με σταθερό λόγο κατάτμησης στο mosfet, αντί για Φ/Β γεννήτρια με ελεγκτή MPPT. Η τάση εισόδου του μετατροπέα παραμένει σταθερή και ίση με 35,2V , η οποία είναι και η τιμή της τάσης στο MPP (V_{mpp}) για τη φ/Β γεννήτρια. Στα *Σχ. 7. 25* και *7.26* παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα του μετατροπέα για ρεύμα εισόδου ίσο με 70% και 100% του ονομαστικού (4.7A), αντίστοιχα. Ο λόγος κατάτμησης του mosfet επιλέχθηκε ίσος με 46% και 52% αντίστοιχα. Από τα αποτελέσματα των *Σχ. 7.25*,*7.26* επιβεβαιώνεται η ορθή λειτουργία και σχεδίαση του μετατροπέα ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, οι κυματώσεις των ρευμάτων εισόδου και εξόδου είναι σε ανεκτά επίπεδα (14% για το ρεύμα εισόδου και 10% για το ρεύμα εξόδου), γεγονός που οφείλεται στην ύπαρξη ηλεκτρολυτικών αλλά και υψίσυχνων πυκνωτών (film capacitors) στην είσοδο και στην έξοδο του μετατροπέα (*Σχ. 7.24*). Επιπλέον, παρατηρούμε ότι οι υπερυψώσεις της τάσης που παρατηρούνται στα άκρα των ημιαγωγικών στοιχείων (mosfet, δίοδος) αυξάνονται όσο αυξάνεται το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα, γεγονός που οφείλεται στο γεγονός ότι αυξάνεται η ροή σκέδασης του μετασχηματιστή. Παρόλα αυτά, οι υπερυψώσεις ακόμα και για την ονομαστική ισχύ βρίσκονται σε ανεκτά επίπεδα (V_D=630V με όριο τάσης αποκοπής 1.2 kV, V_{DS}=170V με όριο τάσης αποκοπής 400V). Οι μεγάλες τιμές υπερυψώσεων στις τάσεις αποκοπής αναδεικνουν τη χρησιμότητα των κυκλωμάτων προστασίας (snubbers) κατά την έναρξη και τη σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων.

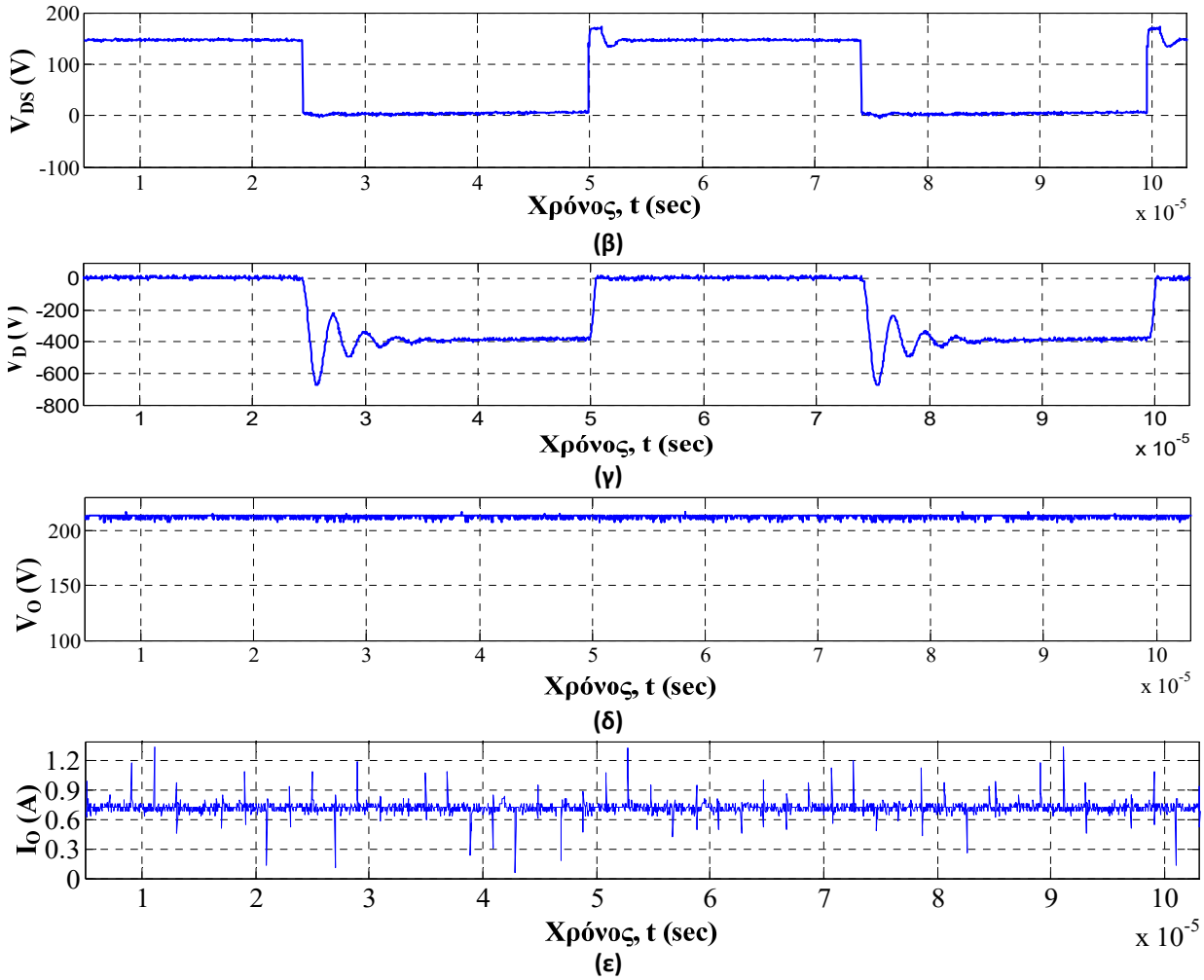
Επιπροσθέτως, από τα πειραματικά αποτελέσματα για τις καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα, συμπεραίνουμε ότι για την ονομαστική ισχύ η ροή του ρεύματος από το δευτερεύον του Μ/Τ προς το φορτίο, ολοκληρώνεται κατά την λήξη του χρόνου t_{off}, ενώ αντιθέτως για λειτουργία με μικρότερο ρεύμα, η ροή ρεύματος από το δευτερεύον του μετασχηματιστή ολοκληρώνεται πριν τον χρόνο t_{off}. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα η τάση του Μ/Τ να πέφτει σταδιακά και η δίοδος να τίθεται σε κατάσταση αποκοπής, όπως φαίνεται στο *Σχ. 7.25β*. Παράλληλα, λόγω του συγκεκριμένου φαινομένου, οι ροές σκέδασης του Μ/Τ είναι μειωμένες, έχοντας ως αποτέλεσμα σημαντικά μικρότερες υπερυψώσεις στην τάση αποκοπής της διόδου κατά την αγωγή του mosfet (*Σχ. 7.25*). Τέλος, η πειραματική απόδοση του μετατροπέα DC-DC μετρήθηκε για τις δυο καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα και υπολογίστηκε ίση με 90,6% και 91,7% για ρεύμα εισόδου 0,7 και 1,0 α.μ. αντίστοιχα. Οι παραπάνω τιμές συμβαδίζουν με τις προσομοιωμένες τιμές (92,7% για ονομαστική ισχύ). Η μικρή μείωση της απόδοσης οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι

η ωμική αντίσταση του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος του Μ/Τ που κατασκευάστηκε μετρήθηκε μεγαλύτερη κατά 4% και 6%, αντίστοιχα, σε σχέση με την τιμή που υπολογίστηκε και χρησιμοποιήθηκε κατά την προσομοίωση.



Σχήμα 7.25. Πειραματική αποτελέσματα μετατροπέα ανύψωσης DC-DC στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας για ρεύμα εισόδου 70% του ονομαστικού. (α) Ρεύμα εισόδου. (β) Τάση mosfet. (γ) Πτώση τάσης στη δίοδο (δ) Τάση εξόδου (ε) Ρεύμα εξόδου.

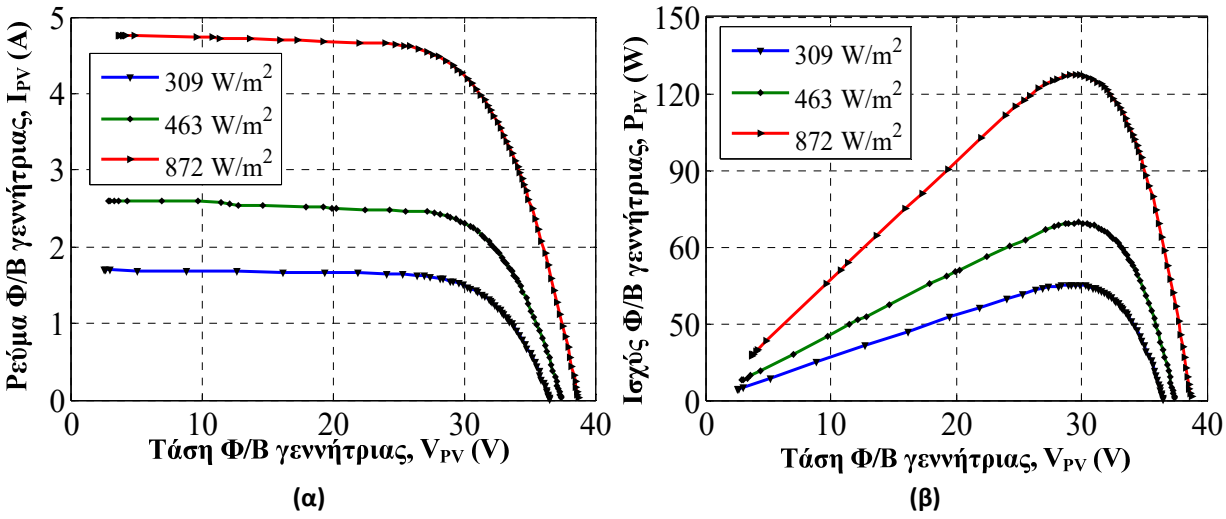




Σχήμα 7.26. Πειραματική αποτελέσματα μετατροπέα ανύψωσης DC-DC στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας για ονομαστικό ρεύμα εισόδου. (α) Ρεύμα εισόδου. (β) Τάση mosfet. (γ) Πτώση τάσης στη δίοδο (δ) Τάση εξόδου (ε) Ρεύμα εξόδου.

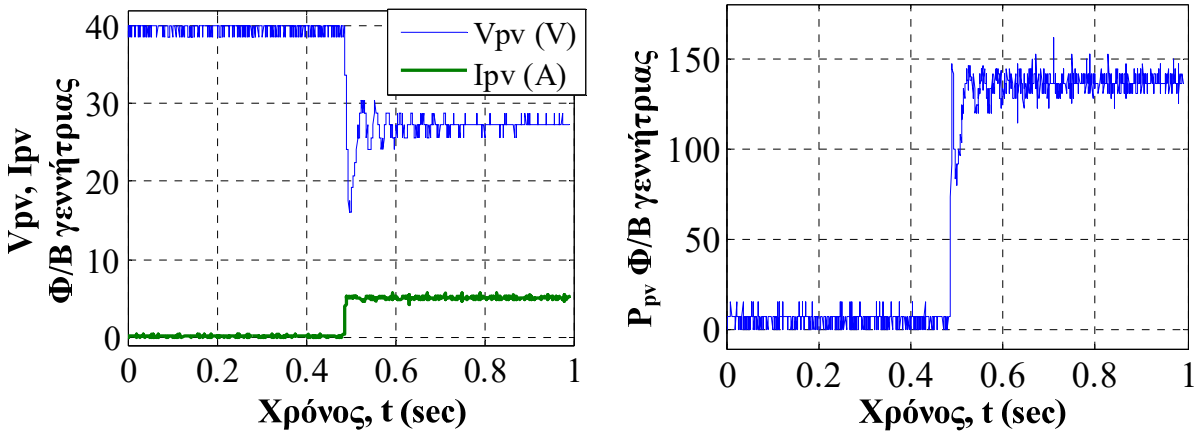
Σε επόμενο βήμα πραγματοποιούνται κατάλληλες δοκιμές για τη μέτρηση των χαρακτηριστικών V-I και P-V της Φ/Β γεννήτριας, πριν από την εισαγωγή του μετατροπέα και τη δοκιμή του συνολικού συστήματος διαχείρισης της Φ/Β γεννήτριας. Η μέτρηση των χαρακτηριστικών της Φ/Β γεννήτριας πραγματοποιήθηκε μέσω του οργάνου *Amprobe Solar 4000*, το οποίο είναι ένας αναλυτής απόδοσης Φ/Β υψηλής ακρίβειας [7.33]. Οι πειραματικές χαρακτηριστικές I-V και P-V της Φ/Β γεννήτριας για θερμοκρασία 56^{o}C, η οποία αποτελείται από δυο μονοκρυσταλλικά πάνελ τύπου φαίνονται στο *Σχ. 7.27*. Από τα *Σχ. 7.21*, *7.27* καθώς και από την εξίσωση υπολογισμού της παραγόμενης ισχύος στο MPP (7.30), παρατηρούμε ότι οι πειραματικές τιμές βρίσκονται σε πολύ καλή ακρίβεια σε σχέση με τις τιμές που δίνει ο κατασκευαστής. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι π.χ. για ακτινοβολία ίση με 827 W/m^2, η μέγιστη παραγόμενη ισχύς που μετρήθηκε είναι ίση με 128W, ενώ αντίστοιχα η μέγιστη παραγόμενη ισχύς στην προσομοίωση υπολογίστηκε ίση με 133W (απόκλιση 3,8%).

Τέλος, μελετάται πειραματικά η απόκριση του ελεγκτή MPPT για το προτεινόμενο σύστημα επικουρικής φόρτισης μπαταριών. Ο προσαρμοστικός ελεγκτής INC υλοποιήθηκε σε μικροεπεξεργαστή τύπου *Microchip dsPIC30F4011*, ο οποίος παρουσιάζει ικανοποιητική υπολογιστική ισχύ για την εφαρμογή (30 MIPS). Η συχνότητα δειγματοληψίας των ADC μονάδων ορίστηκε ίση με τη διακοπτική συχνότητα (20kHz), ενώ η ανανέωση της τάσης αναφοράς V^* πραγματοποιείται με συχνότητα 200Hz, για την αποφυγή ταλαντώσεων. Περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τον κώδικα υλοποίησης του MPPT στον μικροεπεξεργαστή περιέχονται στην ενότητα Π.Γ3 των παραρτημάτων.



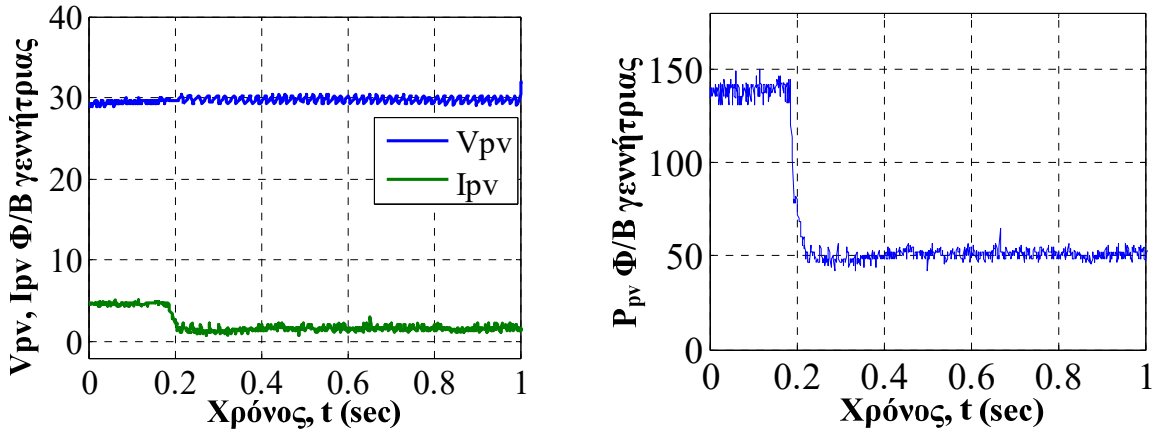
Σχήμα 7.27. Πειραματικές χαρακτηριστικές (α) ρεύματος-τάσης και (β) ισχύος-τάσης της Φ/Β γεννήτριας.

Αρχικά, μελετάται η απόκριση του ελεγκτή κατά τη μετάβαση από την εν κενώ λειτουργία στην ονομαστική λειτουργία, με ηλιακή ακτινοβολία ίση με 915 W/m^2. Στο *Σχ. 7.28α* απεικονίζεται η τάση και το ρεύμα της Φ/Β γεννήτριας, ενώ στο *Σχ. 7.28β* η ισχύς της. Από τα *Σχ. 7.27* και *7.28*, συμπεραίνουμε ότι ο ελεγκτής αποκρίνεται ικανοποιητικά, προσεγγίζοντας το MPP σημείο λειτουργίας (V_{pv}=27,8V), ενώ και ο χρόνος εύρεσης του MPP είναι ιδιαίτερα χαμηλός (t=160 msec), χαρακτηριστικό ιδιαίτερα σημαντικό για την παρούσα εφαρμογή.



Σχήμα 7.28. Απόκριση ελεγκτή MPPT κατά τη μετάβαση από την εν κενώ στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας (915 W/m^2). (α) τάση-ρεύμα και (β) ισχύς Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει του χρόνου.

Στη συνέχεια, πραγματοποιείται βηματική μεταβολή της προσπίπτουσας ηλιοφάνειας από 870 W/m^2 σε 300W/m^2. Οι αποκρίσεις της τάσης, του ρεύματος και της ισχύος της Φ/Β γεννήτριας απεικονίζονται στο *Σχ. 7.29*. Ο ελεγκτής παρουσιάζει και πάλι χαμηλό χρόνο απόκρισης (250msec). Εντούτοις, παρατηρούμε και για τις δυο περιπτώσεις ότι η χρησιμοποίηση υψηλής συχνότητας μεταβολής της τάσης αναφοράς (200Hz) και ο θόρυβος ο οποίος υπεισέρχεται στη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος, οδηγεί σε ταλαντώσεις στην παραγόμενη ισχύ της Φ/Β γεννήτριας, οι οποίες κυμαίνονται μεταξύ 6-12%, ανάλογα με την λειτουργική κατάσταση της Φ/Β γεννήτριας.



Σχήμα 7.29. Απόκριση ελεγκτή MPPT κατά τη βηματική μεταβολή της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας από 870W/m^2 σε 300W/m^2. (α) τάση-ρεύμα και (β) ισχύς Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει του χρόνου.

7.9 Βιβλιογραφία κεφαλαίου

[7.1] H. Wu, S. Wang, Z. Bo, and C. Zhu, "Energy management and control strategy of a grid-connected PV/battery system," *Int. Trans. Electr. Energy Syst*., 2014.

[7.2] P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, "Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique*," Renew. Energy*, vol. 36, no. 9, pp. 2514–2508, 2011.

[7.3] P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, and S. N. Manias, "Fast Photovoltaic System Voltage or Current Oriented MPPT Employing a Predictive Digital Current-Controlled Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5673 – 5685, Dec. 2013.

[7.4] S. Strache, J. H. Mueller, D. Platz, R. Wunderlich, and S. Heinen, "Maximum power point tracker for small number of solar cells connected in series," *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp.5732-5737, 25-28 Oct. 2012.

[7.5] P. Sharma, S.P. Duttagupta, and V. Agarwal, "A Novel Approach for Maximum Power Tracking From Curved Thin-Film Solar Photovoltaic Arrays Under Changing Environmental Conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.50, no.6, pp.4142-4151, Nov.-Dec. 2014.

[7.6] Y.-H. Liu, C.-L. Liu, J.-W. Huang, and J.-H. Chen, "Neural-network-based maximum power point tracking methods for photovoltaic systems operating under fast changing environments," *Sol. Energy*, vol. 89, pp. 42–53, Mar. 2013.

[7.7] S. Li, X. Gao, L. Wang, and S. Liu, "A novel maximum power point tracking control method with variable weather parameters for photovoltaic systems," *Sol. Energy*, vol. 97, pp. 529–536, 2013.

[7.8] A. Ali, A.N. Hasan, and T. Marwala, "Perturb and observe based on fuzzy logic controller maximum power point tracking (MPPT)," *3rd International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, pp.406-411, 19-22 Oct. 2014.

[7.9] Ronn Raedami, Moin Hanif, "Design, Testing and Comparison of P&O, IC and VSSIR MPPT Techniques", *3rd International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, pp.322-330, 19-22 Oct. 2014.

[7.10] J. Qi, Y. Zhang, and Y. Chen, "Modeling and maximum power point tracking (MPPT) method for PV array under partial shade conditions," *Renew. Energy*, vol. 66, pp. 337–345, 2014.

[7.11] A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos ,A. G. Kladas, "Solar Energy Exploitation Enhancing Driving Autonomy of Electric Vehicles," *9th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission Distribution and Energy Conversion* (*MEDPOWER*), November 3-7, 2014.

[7.12] U. Schwabe, and P.M. Jansson, "Performance measurement of amorphous and monocrystalline silicon PV modules in Eastern U.S. Energy production versus ambient and module temperature," *Instrumentation and Measurement Technology Conference*, I2MTC '09, pp.1636-1641, 5-7 May 2009.

[7.13] Αθανάσιος Γ. Σαρηγιαννίδης, "Σχεδιασμός, μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος για την οδήγηση ηλεκτροκινητήριου συστήματος μικρού ηλεκτρικού οχήματος τροφοδοτούμενο από ενεργειακές κυψέλες (fuel cells)," *Διπλωματική Εργασία*, Πανεπιστήμιο Πατρών, Πάτρα, Οκτώβριος 2010.

[7.14] N. Coruh, S. Urgun, and T. Erfidan, "Design and Implementation of Flyback Converters," in *5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp.1189-1193, 15-17 June 2010.

[7.15] A. G. Sarigiannidis, S. A. Stathis and A. G. Kladas, "Performance evaluation of MPPT techniques for PV array incorporated into Electric Vehicle roof," in *International Conference on Renewable Energy Research and Applications* (*ICRERA*), pp. 1069-1073, November 22-25, 2015, Palermo, Italy.

[7.16] P. Karamanakos, T. Geyer and S. Manias, "Direct Model Predictive Current Control Strategy of DC–DC Boost Converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 337-346, Dec. 2013., vol. 1, no. 4, December 2013.

[7.17] Abraham Pressman, Keith Billings, and Taylor Morey, "Switching Power Supply Design, 3rd Edition," *McGraw Hill*, 2009.

[7.18] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics Second Edition," *John Wiley & Sons Inc*., 1995

[7.19] Σπυρίδων-Πύρρος Στάθης, "Σχεδίαση Συστήματος Διαχείρισης Φωτοβολταϊκής Γεννήτριας σε Ηλεκτρικό Όχημα," *Διπλωματική Εργασία*, ΕΜΠ, Αθήνα, Οκώβριος 2015.

[7.20] N. P. Papanikolaou and E. C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 632-640, June 2004.

[7.21] M. A. Bahmani and T. Thiringer, "Accurate Evaluation of Leakage Inductance in High-Frequency Transformers Using an Improved Frequency-Dependent Expression," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5738-5745, Oct. 2015.

[7.22] Allan A. Saliva, "Design Guide for off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter," *Infineon Technologies North America (IFNA) Corp. ,* Design Note DN 2013-01, V1.0, January 2013.

[7.23] Philips Components, "Soft Ferrites and Accessories, " April 2000.

[7.24] EPCOS, "Ferrites and accessories: ETD 44/22/15 Core and accessories, B66365", June 2013.

[7.25] B. Azizian Isaloo, P. Amiri, "Improved Variable Step Size Incremental Conductance MPPT Method With High Convergence Speed For PV Systems," *Journal of Engineering Science and Technology*, (*JESTEC*).

[7.26] Fangrui Liu, Yong Kang, Yu Zhang and Shanxu Duan, "Comparison of P&O and hill climbing MPPT methods for grid-connected PV converter," in *3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Singapore, 2008, pp. 804-807.

[7.27] W. De Soto, S. A. Klein, and W. A. Beckman, "Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance," *Sol. Energy*, vol. 80, no. 1, pp. 78–88, Jan. 2006.

[7.28] S. I. Batzelis, I. A. Routsolias, and S. A. Papathanassiou, "An explicitPV string model based on the Lambert W function and simplified MPP expressions for operation under partial shading," *IEEE Trans. Sustain.Energy*, vol. 5, no. 1, pp. 301–312, Jan. 2014.

[7.29] J. Y.- Hyok, J. D. - Yong, W. C. - Yuen, L. B. - Kuk and K. J. - Wook, "A real Maximun Power Point Tracking Method for Mismatching Compensation in PV Array under partially Shaded Conditions," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 26, no. 4, pp. 1001-1009, Apr. 2011.

[7.30] E. Koutroulis and F. Blaabjerg, "A new technique for tracking the global maximum power point of PV arrays operating under partial-shading conditions, " *IEEE J. Photovolt*., vol. 2, no. 2, pp. 184-190, Apr. 2012.

[7.31] http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/apps4/pvest.php?lang=en&map=europeI

[7.32] "Environmental brochure smart fortwo electric drive-Daimler".

[7.33] Beha-Amprobe, "SOLAR-4000 Solar-Analyser," *Instruction Manual*, 2012.

Κεφάλαιο 8. Σύνοψη και συμπεράσματα

8.1 Κυριότερα συμπεράσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο συγκεντρώνονται τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας, αναλύονται οι επιμέρους φάσεις της διεξαχθείσας έρευνας και σχολιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν. Επιπλέον, επισημαίνονται τα σημεία προαγωγής της επιστήμης, που αφορούν την ανάπτυξη υπολογιστικών εργαλείων ανάλυσης, σχεδίασης και ελέγχου των υποσυστημάτων κίνησης των ηλεκτρικών οχημάτων, αλγοριθμικών σχημάτων βελτιστοποίησης, καθώς επίσης και την ανάπτυξη κατάλληλων πειραματικών διατάξεων και δοκιμίων για την επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων. Τέλος, αναφέρονται ορισμένα σημεία που αναδείχθηκε κατά την εκπόνηση της διατριβής ότι είναι σκόπιμο να διερευνηθούν περαιτέρω.

Συγκεντρωτικά, στην παρούσα εργασία επιχειρείται η υλοποίηση ολοκληρωμένων μεθοδολογιών για τον βέλτιστο σχεδιασμό και τη διαχείριση του ηλεκτρικού συστήματος ισχύος ηλεκτροκίνητων οχημάτων. Η έρευνα διαρθρώνεται σε τρεις φάσεις, όπου σε κάθε μια αναπτύσσονται μεθοδολογίες που αφορούν τα επιμέρους υποσυστήματα του ηλεκτρικού συστήματος ισχύος των ηλεκτροκίνητων οχημάτων.

8.1.1 Πρώτη φάση: Ανάπτυξη μεθοδολογίας βελτιστοποίησης γεωμετρίας κινητήρων μόνιμων μαγνητών μεταβλητών στροφών βασισμένη σε κύκλο λειτουργίας - Κεφάλαια 2-4

Στα πλαίσια της φάσεως αυτής αναλύθηκαν λεπτομερώς οι διαδικασίες που ακολουθήθηκαν κατά τη σχεδίαση και την ανάλυση των λειτουργικών χαρακτηριστικών των *Σύγχρονων Κινητήρων Μόνιμων Μαγνητών* (ΣΚΜΜ). Αρχικά, περιγράφηκαν οι θεμελιώδεις αρχές προκαταρκτικής σχεδίασης που επιτρέπουν τον προσδιορισμό των βασικών διαστάσεων του κινητήρα και αναλύθηκε λεπτομερώς η διαδικασία επιλογής και διαμόρφωσης συγκεντρωμένων τυλιγμάτων στάτη κλασματικής αύλακας. Στη συνέχεια η ανάλυση επεκτάθηκε στην οριστική σχεδίαση του κινητήρα βασισμένη στη μέθοδο των *Πεπερασμένων Στοιχείων* (ΠΣ). Αναπτύχθηκε η δυνατότητα επίλυσης ενός δυναμικού προβλήματος μέσω μιας αλληλουχίας κατάλληλων μαγνητοστατικών αναλύσεων κατά τις οποίες μοντελοποιείται η σχετική κίνηση στάτη-δρομέα, η ημιτονοειδής μεταβολή των ρευμάτων τροφοδοσίας και η στρατηγική οδήγησης του κινητήρα. Παράλληλα, επεξηγήθηκαν η διαδικασία θερμικής ανάλυσης με τη μέθοδο των ΠΣ, καθώς και οι τεχνικές θερμικής μοντελοποίησης των επιμέρους τμημάτων του κινητήρα. Μελετήθηκε εκτενώς ο τρόπος υπολογισμού των δεικτών απόδοσης, επίδοσης, ποιότητας ισχύος, θερμικής στιβαρότητας, καθώς επίσης και των παραμέτρων του ισοδυνάμου κυκλώματος του κινητήρα. Αναδείχθηκε η ανάγκη παραμετρικής σχεδίασης και αυτοματοποιημένης διαμόρφωσης των τοπολογιών που διερευνώνται, έτσι ώστε οι μηχανισμοί που αναλύονται να μπορούν να ενσωματωθούν σε αλγορίθμους βελτιστοποίησης.

Σε ό,τι αφορά στη θεμελίωση του προβλήματος της βελτιστοποίησης κινητήρων, περιγράφηκε το υπόβαθρο της θεωρίας βελτιστοποίησης και αναλύθηκαν οι απαιτήσεις μιας συστηματικής διαδικασίας αναζήτησης. Διαμορφώθηκε κατάλληλη τεχνική μετασχηματισμού ενός πολυκριτηριακού διανυσματικού προβλήματος σε βαθμωτό πρόβλημα απλού στόχου, προκειμένου να διευκολυνθεί η διαδικασία βελτιστοποίησης γεωμετρίας κινητήρων μεταβλητών στροφών με πολλαπλά σημεία λειτουργίας. Στη συνέχεια, περιγράφηκαν αναλυτικά τα δυο νέα αλγοριθμικά σχήματα που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της εργασίας. Σε ένα πρωτο βήμα, αναλύθηκε η μέθοδος της *Διαφορικής Εξέλιξης* (DE) και σε ένα δεύτερο βήμα ο Αλγόριθμος *Σμήνους Σωματιδίων* (PSO). Επιπροσθέτως, στη μέθοδο DE προτάθηκε και μια βελτιωμένη εκδοχή του αλγορίθμου, όπου εφαρμόζεται μια πρωτότυπη προσαρμοστική τεχνική σχετικά με τον συντελεστή μετάλλαξης. Επιπλέον στον Αλγόριθμο PSO, εξετάσθηκαν δυο τοπολογίες γειτόνων του σμήνους, η τοπολογία

κύκλου και η τοπολογία αστέρα. Η ευρωστία, καθώς και η ταχύτητα σύγκλισης των παραπάνω τεχνικών βελτιστοποίησης αξιολογήθηκαν μέσω της εφαρμογής τους σε τέσσερα αντιπροσωπευτικά προβλήματα απλού στόχου χρησιμοποιώντας κατάλληλες συναρτήσεις δοκιμής (Rosenbrock, Eggholder, Rastrigin, Michalewicz), όπου θεωρήθηκε ο ίδιος αρχικός πληθυσμός και ο ίδιος αριθμός επαναλήψεων του προβλήματος βελτιστοποίησης, για την επίτευξη συνθηκών δίκαιης σύγκρισης. Από τη συγκριτική αξιολόγηση και ανάλυση των αποτελεσμάτων επίλυσης των τεσσάρων αλγορίθμων βελτιστοποίησης που εξετάσθηκαν, η οποία παρουσιάζεται στον πίνακα 3.5, παρατηρήθηκε ότι ο *προσαρμοστικός αλγόριθμος DE* παρουσιάζει ανώτερα χαρακτηριστικά ως προς την ακρίβεια και ταχύτητα σύγκλισης προς το ολικό βέλτιστο στις τρεις από τις τέσσερις περιπτώσεις, ενώ και στην άλλη περίπτωση ο συγκεκριμένος αλγόριθμος εμφανίζει τη δεύτερη καλύτερη επίδοση. Επιπλέον, από τα αποτελέσματα της συγκριτικής ανάλυσης, αναδείχθηκαν η ευρωστία του προσαρμοστικού αλγορίθμου DE και του αλγορίθμου PSO τοπολογίας κύκλου σε προβλήματα με πολλαπλά τοπικά ελάχιστα, διότι δεν στηρίζουν την ευρετική τους διαδικασία σε ένα προσωρινό τοπικό βέλτιστο της γενιάς. Επομένως, με βάση τα αποτελέσματα των πρότυπων προβλημάτων βελτιστοποίησης, της ποσοτικής και ποιοτικής συγκριτικής ανάλυσης των αλγορίθμων, προκρίθηκε ο προσαρμοστικός αλγόριθμος DE για προβλήματα βελτιστοποίησης γεωμετρίας κινητήρων μονίμων μαγνητών για εφαρμογές μεταβλητών στροφών-πολλαπλών σημείων λειτουργίας.

Στη συνέχεια, η διαδικασία βελτιστοποίησης προσαρμόσθηκε για κινητήρες ηλεκτρικών οχημάτων με την ενσωμάτωση του *Νέου Ευρωπαϊκού Κύκλου Οδήγησης* (NEDC), όπου προσδιορίσθηκαν κατάλληλα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας για κινητήρα ηλεκτρικού οχήματος πόλης, επιτυγχάνοντας με τον τρόπο αυτόν τον κατάλληλο συμβιβασμό μεταξύ ακρίβειας στη σχεδίαση του κινητήρα και υπολογιστικού κόστους. Τα τέσσερα εξεταζόμενα σημεία επιλέγονται με βάση την ενεργειακή κατανομή του υπό μελέτη κινητήρα στον NEDC, χρησιμοποιώντας κατάλληλη συσταδοποίηση και βάρη στη συνολική συνάρτηση κόστους, έτσι ώστε να διατηρηθεί παρόμοια βάση αξιολόγησης της ενεργειακής κατανάλωσης. Ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης συνδυάσθηκε κατάλληλα με μη γραμμικό μοντέλο ΠΣ και κυκλωματικές εξισώσεις δυο αξόνων του κινητήρα, έτσι ώστε να ληφθεί υπόψιν η στρατηγική οδήγησης του κινητήρα ανάλογα με την περιοχή λειτουργίας. Η σύνθετη στοχική συνάρτηση, η οποία εξετάζει την επίδοση, απόδοση και την ποιότητα ισχύος, είναι το σταθμισμένο άθροισμα των αντίστοιχων στοχικών συναρτήσεων για κάθε εξεταζόμενο σημείο λειτουργίας του κινητήρα. Δυο διαφορετικές τοπολογίες ΣΚΜΜ, η τοπολογία επιφανειακών ΜΜ και η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ βελτιστοποιήθηκαν με την προτεινόμενη μεθοδολογία για την εφαρμογή οχήματος πόλης. Η προτεινόμενη μεθοδολογία παρουσίασε χαρακτηριστικά γρήγορης σύγκλισης προς το ολικό βέλτιστο, δεδομένου ότι και οι δυο τοπολογίες προσέγγισαν το τελικό βέλτιστο κατά την $17^{η}$ επανάληψη, έχοντας μικρούς σχετικά πληθυσμούς, αναδεικνύοντας την καταλληλότητα του προσαρμοστικού αλγορίθμου DE για εφαρμογές όπου ο αλγόριθμος υπολογισμού της συνάρτησης κόστους, όπως στη συγκεκριμένη περίπτωση, απαιτεί πολύ μεγάλο υπολογιστικό κόστος. Επομένως, σε αυτήν την περίπτωση η ταχύτητα σύγκλισης και η ευρωστία του αλγορίθμου αποτελούν πρώτη προτεραιότητα. Η συγκριτική ανάλυση των δυο βέλτιστων γεωμετριών ΣΚΜΜ, θεωρώντας τη συνδυασμένη συνεισφορά των τεσσάρων εξεταζομένων σημείων λειτουργίας του NEDC, ανέδειξε ότι η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ παρουσιάζει 15% μικρότερες απώλειες και 21% μικρότερη κυμάτωση ροπής, ενώ η τοπολογία επιφανειακών ΜΜ παρουσιάζει 51% λιγότερο αρμονικό περιεχόμενο στην τάση τυμπάνου. Επομένως, με βάση τα αποτελέσματα της ανάλυσης, η τοπολογία εσωτερικών ΜΜ προκρίθηκε ως η καταλληλότερη επιλογή για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος πόλης, λόγω του γεγονότος ότι η απόδοση του κινητήρα διαδραματίζει καταλυτικό ρόλο στην αυτονομία του ηλεκτρικού οχήματος, λαμβάνοντας ταυτόχρονα υπόψιν τη μεγαλύτερη ανοχή σε σφάλματα και τη μηχανική της ευρωστία στις υψηλές στροφές. Επιπλέον, η θερμική ανάλυση κατά την λειτουργία στον NEDC που πραγματοποιήθηκε για τη βέλτιστη τοπολογία εσωτερικών ΜΜ ανέδειξε τη θερμική ευρωστία του κινητήρα, λόγω των χαμηλών απωλειών ισχύος που παρουσιάζει, καθώς η θερμοκρασία του βρίσκεται κάτω από τους

40^{o} C. Επιπροσθέτως, ο κινητήρας με βάση τη βέλτιστη γεωμετρία εσωτερικών ΜΜ κατασκευάστηκε και μετρήθηκε στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, επαληθεύοντας τα υπολογισθέντα χαρακτηριστικά απόδοσης και επίδοσης, επιτυγχάνοντας υψηλό συντελεστή πληρότητας χαλκού (51%) για διανεμημένο τύλιγμα πλήρους βήματος με τρία αυλάκια/πόλο/φάση, χρησιμοποιώντας παραδοσιακές τεχνικές περιέλιξης. Ο κινητήρας αυτός παρουσιάζει ορισμένες ιδιαιτερότητες. Οι ΜΜ είναι τοποθετημένοι εσωτερικά στο δρομέα σε δυο στρώσεις, σε τοπολογία *V-I*, η οποία συνδυάζει αφενός μειωμένο αρμονικό περιεχόμενο στην ΗΕΔ και στην ηλεκτρομαγνητική ροπή, αφετέρου αυξημένη εκτυπότητα στο μαγνητικό κύκλωμα, γεγονός που συνεισφέρει σημαντικά στην παραγόμενη ροπή του κινητήρα, αυξάνοντας την ικανότητα παραγωγής ροπής στην περιοχή των υψηλών ταχυτήτων. Επιπλέον, η απόδοση του ενισχύεται λόγω της μείωσης των απωλειών στους ΜΜ μέσω της θωράκισής τους με τις γέφυρες σιδήρου.

8.1.2 Δεύτερη φάση: Ανάπτυξη μεθοδολογιών για τη βέλτιστη οδήγηση ΣΚΜΜ (θεώρηση μαγνητικού κορεσμού, σύζευξης μεταξύ d-q άξονα και επιπτώσεων μεταβολής διακοπτικής συχνότητας) – Κεφάλαια 5 & 6

Αρχικά, προτάθηκε μια ακριβής μεθοδολογία αποτύπωσης των λειτουργικών χαρακτηριστικών και των δεικτών επίδοσης και απόδοσης του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ που σχεδιάστηκε κατά την πρώτη φάση της έρευνας για μεγάλο εύρος λειτουργικών καταστάσεων για την εφαρμογή ηλεκτρικού οχήματος πόλης μέσω μη γραμμικού μοντέλου ΠΣ. Κατά τη διαδικασία της ανάλυσης, λήφθηκαν υπόψιν οι προδιαγραφές ροπής και στροφών στις περιοχές λειτουργίας που ορίσθηκαν κατά τη σχεδίαση του κινητηρίου συστήματος, καθώς επίσης και ο περιορισμός στην τάση τυμπάνου που επιβάλλεται από το σύστημα ελέγχου, πιστοποιώντας την αποδοτική και ευσταθή λειτουργία του κινητήρα. Η αποτύπωση των ηλεκτρομαγνητικών χαρακτηριστικών και των επιθυμητών ρευμάτων τυμπάνου *d-q* άξονα του κινητήρα για όλο το εύρος λειτουργίας του επιτεύχθηκε μέσω της κατάλληλης χαρτογράφησης των ροών του κινητήρα, για ένα μεγάλο εύρος φορτίσεων. Χρησιμοποιήθηκε μια πρωτότυπη ευρετική τεχνική για την εξαγωγή των κατάλληλων τιμών ρευμάτων *d-q* άξονα για οδήγηση *Μέγιστης Ροπής ανά Ρεύμα* (MTPA) και *Εξασθένισης Πεδίου* (FW) - *Μέγιστης Ροπής ανά Τάση* (MTPV), για τις περιοχές σταθερής ροπής και ισχύος, αντίστοιχα. Η εφαρμογή της παραπάνω μεθοδολογίας χαρτογράφησης οδήγησε σε αυξημένους δείκτες επίδοσης και απόδοσης του κινητήρα, ακόμη και στην περιοχή των υψηλών ταχυτήτων, καθώς με βάση τα αποτελέσματα της πεδιακής ανάλυσης, ο κινητήρας παρουσιάζει αυξημένη απόδοση, άνω του 95%, για φορτίο 75% άνω του ονομαστικού. Επιπλέον, μέσω της προτεινόμενης τεχνικής χαρτογράφησης, αναδείχθηκε η σημαντική ικανότητα υπερφόρτισης της συγκεκριμένης διαμόρφωσης ΣΚΜΜ, καθώς το όριο MTPV περιορίζει το ρεύμα τυμπάνου στην περιοχή σταθερής ισχύος για παραγόμενη μηχανική ισχύ άνω του 50% της ονομαστικής. Η ικανότητα υπερφόρτισης της συγκεκριμένης τοπολογίας οφείλεται στην εκτυπότητα του δρομέα, στη σημαντική ικανότητα εξασθένισης του πεδίου των ΜΜ, λόγω των διαδρομών ροής σκέδασης που παρατηρούνται στο δρομέα, μεταξύ των στρώσεων των ΜΜ, στις γέφυρες σιδήρου και στα τμήματα αέρα.

Για την επίτευξη κατάλληλου ελέγχου του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ, οι σύγχρονες επαγωγές του κινητήρα υπολογίστηκαν μέσω κατάλληλου μαγνητοστατικού μοντέλου ΠΣ και μετασχηματισμού *Park* με τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια, για το σύνολο των λειτουργικών καταστάσεων της μηχανής, λόγω του επηρεασμού των δυναμικών εξισώσεων τάσης και ροπής του κινητήρα κατά τη μόνιμη αλλά και τη δυναμική κατάσταση λειτουργίας από τις επαγωγές του *d* και *q* άξονα. Από τα αποτελέσματα της χαρτογράφησης της ροής και των αυτεπαγωγών που παρουσιάστηκαν στις ενότητες 5.4 και 5.5, παρατηρήθηκε έντονη συσχέτιση των λειτουργικών καταστάσεων του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ από τις μεταβολές των παραμέτρων του ισοδυνάμου κυκλώματος, οι οποίες είναι ιδιαίτερα έντονες λόγω της ιδιομορφίας του μαγνητικού κυκλώματος.

Στα πλαίσια του δυναμικού ελέγχου του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος, αναπτύχθηκε διανυσματικός ελεγκτής ροπής, όπου ο έλεγχος της ροπής

επιτυγχάνεται μέσω κατάλληλου ελέγχου των ρευμάτων *d-q* άξονα, για όλο το εύρος λειτουργίας του κινητήρα. Στο προτεινόμενο μοντέλο του διανυσματικού ελεγκτή ροπής ενσωματώθηκαν τα αποτελέσματα της πεδιακής ανάλυσης, μέσω κατάλληλων πινάκων αντιστοίχισης για τις αναφορές των ρευμάτων *d-q* άξονα, ενώ αντίστοιχα και για την εκτίμηση της τάσης τυμπάνου του κινητήρα για την περιοχή σταθερής ισχύος χρησιμοποιήθηκαν οι μη γραμμικές αυτεπαγωγές *d-q* άξονα. Στη συνέχεια, για τον διανυσματικό ελεγκτή υλοποιήθηκαν δυο τεχνικές διαμόρφωσης, η τεχνική διαμόρφωσης μέσω διανυσμάτων χώρου (SVM) και η τεχνική διαμόρφωσης μέσω ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος (HBCC). Οι επιδόσεις των διανυσματικών ελεγκτών ροπής εξετάστηκαν τόσο σε μόνιμη, όσο και σε μεταβατική κατάσταση λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, οι ελεγκτές εξετάστηκαν ως προς αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος τυμπάνου, την κυμάτωση της παραγόμενης ροπής και των ρευμάτων του κινητήρα. Επιπλέον, οι ελεγκτές εξετάστηκαν ως προς τον χρόνο απόκρισης και την υπερύψωση της ροπής που παρατηρείται. Τα παραπάνω χαρακτηριστικά εξετάστηκαν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, την κατάσταση βηματικής μεταβολής της παραγόμενης ροπής από τα 10 Nm σε ακραία στιγμιαία υπερφόρτιση (75 Nm), και κατά την λειτουργία στον NEDC. Από τα αποτελέσματα της δυναμικής ανάλυσης, αναδεικνύεται η καταλληλότητα και των δυο ελεγκτών για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, καθώς παρουσιάζουν ευσταθή συμπεριφορά για μεγάλα εύρη μεταβολών φορτίου και στροφών. Επιπλέον, ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας είναι κάτω του 5% και για τις δυο προτεινόμενες τεχνικές ελέγχου. Παρόλα αυτά, η ανώτερη συμπεριφορά του ελεγκτή με διαμόρφωση SVM ως προς την κυμάτωση της παραγόμενης ηλεκτρομαγνητικής ροπής για μεγάλο εύρος φορτίσεων και στροφών (29-57% χαμηλότερη κυμάτωση ροπής), σε συνδυασμό με το χαμηλότερο THD (64% χαμηλότερο στην ονομαστική κατάσταση) στο ρεύμα τυμπάνου και τη σταθερή διακοπτική συχνότητα στην τάση τροφοδοσίας, τον καθιστούν την καταλληλότερη επιλογή για την παρούσα εφαρμογή, όπου κατά τη διαδικασία της σχεδίασης δίνεται μεγάλο βάρος στην αξιοπιστία και την απόδοση του κινητηρίου συστήματος. Ο προτεινόμενος διανυσματικός ελεγκτής κλειστού βρόχου με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου, υλοποιήθηκε σε μικροεπεξεργαστή και η απόκρισή του επιβεβαιώθηκε πειραματικά στον πρότυπο κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών που κατασκευάστηκε.

Επιπλέον, διερευνήθηκαν οι απώλειες των ανώτερων αρμονικών και η κυμάτωση της ροπής του κινητηρίου συστήματος για πολλαπλά σημεία λειτουργίας, οι οποίες προκαλούνται από την τροφοδότηση του ΣΚΜΜ μέσω ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος. Για τον ακριβή υπολογισμό των συνολικών απωλειών του κινητηρίου συστήματος και της κυμάτωσης ροπής που σχετίζονται με τη διακοπτική συχνότητα του συστήματος οδήγησης, προτάθηκε μια εκτεταμένη μεθοδολογία ανάλυσης. Για τις ανάγκες της διερεύνησης, αναπτύχθηκε χρονομεταβλητό μοντέλο ΠΣ, το οποίο συνδυάζεται με εξωτερικό κύκλωμα, προκειμένου να συμπεριλάβει την PWM τεχνική διαμόρφωσης του αντιστροφέα. Επιπλέον, ενοποιήθηκαν αναλυτικές τεχνικές για τον υπολογισμό των απωλειών του αντιστροφέα. Η προτεινόμενη τεχνική επιβεβαιώθηκε μέσω πειραματικών μετρήσεων για διαφορετικές λειτουργικές συνθήκες σε πρότυπο ΣΚΜΜ, ενώ παράλληλα εισήχθη μια κατάλληλη συνάρτηση κόστους, με σκοπό τη συστηματική βελτιστοποίηση της διακοπτικής συχνότητας.

Από τα αποτελέσματα της ανάλυσης, προτείνεται ως βέλτιστη διακοπτική συχνότητα αυτή των 9kHz, η οποία παρουσιάζει βελτιωμένα χαρακτηριστικά όσον αφορά τη συνολική απόδοση του κινητηρίου συστήματος και την ποιότητα της ροπής του κινητήρα και στις δυο κύριες λειτουργικές καταστάσεις που εξετάστηκαν. Επισημαίνεται ότι η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας πάνω από 10 kHz δεν συνεισφέρει σε περαιτέρω μείωση των απωλειών και της κυμάτωσης ροπής του κινητήρα, ενώ με βάση τα αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων, παρατηρείται μια ελαφρά αύξηση στις απώλειες του κινητήρα. Επιπροσθέτως, η επιλογή υψηλής διακοπτικής συχνότητας έχει ως αποτέλεσμα τη σημαντική αύξηση των απωλειών του αντιστροφέα, λόγω αύξησης των διακοπτικών απωλειών, οι οποίες είναι ευθέως ανάλογες με τη διακοπτική συχνότητα. Από τα αποτελέσματα και την κατάλληλη επεξεργασία των πειραματικών μετρήσεων, κρίθηκε απαραίτητη η ανάγκη διερεύνησης των φαινομένων των ανώτερων αρμονικών στον ΣΚΜΜ μέσω κατάλληλων

πειραμάτων, παράλληλα με τη διερεύνηση μέσω του συζευγμένου διδιάστατου κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου ΠΣ, καθώς η ενσωμάτωση των υψίσυχνων παρασιτικών φαινομένων στο χρονομεταβλητό μοντέλο ΠΣ θα απαιτούσε τεράστιο υπολογιστικό κόστος. Η προτεινόμενη μεθοδολογία βελτιστοποίησης της διακοπτικής συχνότητας, η οποία βασίζεται σε μια διδιάστατη ανάλυση μέσω ΠΣ, με ανεκτό υπολογιστικό κόστος, λαμβάνοντας υπόψιν όλες τις συνιστώσες των απωλειών του κινητηρίου συστήματος, μπορεί να παρέχει σημαντικά οφέλη στα συστήματα ηλεκτροκίνησης.

8.1.3 Τρίτη φάση: Ανάπτυξη μεθοδολογιών για την αύξηση της αυτονομίας του ηλεκτρικού οχήματος πόλης - Κεφάλαιο 7

Διερευνήθηκε επίσης το συνολικό σύστημα διαχείρισης για την αξιοποίηση της ηλιακής ενέργειας, με σκοπό την επικουρική φόρτιση των μπαταριών του υπό μελέτη ηλεκτρικού οχήματος πόλης. Το προτεινόμενο σύστημα περιλαμβάνει τόσο τον αλγόριθμο Ανίχνευσης Σημείου Μέγιστης Ισχύος (MPPT) για τη φ/Β συστοιχία όσο και τον μετατροπέα DC-DC τύπου *flyback*, για την κατάλληλη προσαρμογή μεταξύ της τάσης εξόδου της Φ/Β συστοιχίας και της τάσης της συστοιχίας των μπαταριών. Εξετάζονται οι αλγόριθμοι *Διαταραχής και Παρατήρησης* (P&O) και *Στοιχειώδους Αγωγιμότητας* (INC), χρησιμοποιώντας σταθερό και μεταβλητό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς. Από τη συγκριτική ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στην ενότητα 7.5 για τις τέσσερις εναλλακτικές διαμορφώσεις ελεγκτών MPPT, τόσο σε μόνιμη όσο και σε μεταβατική κατάσταση λειτουργίας, επιλέχθηκε ο αλγόριθμος INC με μεταβλητό βήμα τάσης ως ο καταλληλότερος για την εφαρμογή μας. Ο αλγόριθμος INC κλειστού βρόχου με μεταβλητό βήμα στην τάση αναφοράς παρουσίασε την καλύτερη ευστάθεια στη μόνιμη κατάσταση, με μικρές κυματώσεις στην τάση και στο ρεύμα του Φ/Β, όπως συνοψίζεται στον πίνακα 7.3, ενώ αντίστοιχα υψηλή ήταν και η απόδοσή του κατά τη βηματική μεταβολή της προσπίπτουσας ακτινοβολίας του από 1000 σε 500 W/m^2, όπου η απόκλιση της πραγματικής ισχύος του Φ/Β σε σχέση με την ισχύ αναφοράς ήταν μόλις 1.1% (πίνακας 7.4). Επιπλέον, η μεταβατική απόκριση του αλγορίθμου INC με προσαρμοστικό βήμα τάσης ήταν η ταχύτερη κατά τη βηματική μεταβολή της προσπίπτουσας ηλιοφάνειας, με χρόνους αποκατάστασης μικρότερους από 0.1sec (πίνακας 7.5). Στη συνέχεια, ο αλγόριθμος INC με μεταβλητό βήμα της τάσης αναφοράς που επιλέχθηκε, τροποποιήθηκε κατάλληλα για την αντιμετώπιση των φαινομένων μερικής σκίασης, με την εισαγωγή κριτηρίου μερικής σκίασης ΔP_{crit} και μετατόπισης της τάσης αναφοράς στην περιοχή του ολικού βέλτιστου, μέσω συνάρτησης που βασίζεται στην τεχνική γραμμικής εξίσωσης φορτίου. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για περίπτωση μερικής σκίασης της Φ/Β συστοιχίας ανέδειξαν την ικανοποιητική συμπεριφορά του τροποποιημένου αλγορίθμου INC, όπου παρατηρήθηκε ότι ο αλγόριθμος μεταφέρθηκε ακαριαία έπειτα από την ικανοποίηση του κριτηρίου μερικής σκίασης στην περιοχή του ολικού βέλτιστου, όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 7.6. Η λειτουργία του προτεινόμενου συστήματος επικουρικής φόρτισης, το οποίο περιλαμβάνει τον μετατροπέα DC-DC τύπου flyback και τον προτεινόμενο αλγόριθμο MPPT, επιβεβαιώθηκε πειραματικά μέσω διεξαγωγής κατάλληλων δοκιμών.

Τέλος, το προτεινόμενο σύστημα επικουρικής φόρτισης μέσω Φ/Β συστοιχίας τοποθετημένης στην οροφή του ηλεκτρικού οχήματος πόλης αξιολογήθηκε ενεργειακά και υπολογίστηκε το περιθώριο ενίσχυσης της αυτονομίας του οχήματος. Για το υπό μελέτη ηλεκτρικό όχημα πόλης, κινούμενο στην πόλη των Αθηνών, διαπιστώθηκε ότι η αύξηση της αυτονομίας του κατά τη διάρκεια ενός έτους μπορεί να φθάσει έως και 16%, χρησιμοποιώντας πραγματικά δεδομένα ηλιακής ακτινοβολίας και ρεαλιστικά σενάρια οδήγησης.

8.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Η εργασία περιλαμβάνει τα εξής κύρια σημεία επιστημονικής συνεισφοράς:

- Ανάπτυξη πρωτότυπων αλγοριθμικών σχημάτων βελτιστοποίησης, κατάλληλων για την αντιμετώπιση προβλημάτων σχεδίασης ηλεκτρικών κινητήρων, προσαρμοσμένων στις

ιδιαιτερότητες των αντίστοιχων πεδιακών και κυκλωματικών μοντέλων. Συγκεκριμένα αναπτύχθηκαν δύο νέοι εξελικτικοί αλγόριθμοι βασισμένοι στις τεχνικές της διαφορικής εξέλιξης και του αλγόριθμου PSO, των οποίων η ευρωστία και η ταχύτητα σύγκλισης συγκρίνονται μέσω κατάλληλων δοκιμαστικών συναρτήσεων.

- Πρόταση τεχνικής βελτιστοποίησης γεωμετρίας κινητήρων μόνιμων μαγνητών μεταβλητών στροφών, με θεώρηση ολόκληρου του κύκλου οδήγησης του ηλεκτρικού οχήματος, μέσω προσδιορισμού κατάλληλων ισοδύναμων σημείων λειτουργίας.
- Διερεύνηση εναλλακτικών τοπολογιών κινητήρων μονίμων μαγνητών (επιφανειακών και εσωτερικών) και συγκριτική αξιολόγηση των πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων τους για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. Πρόταση νέας τοπολογίας πολυστρωματικών εσωτερικών μονίμων μαγνητών, κατάλληλης για αποδοτική λειτουργία σε μεγάλο εύρος στροφών.
- Κατασκευή πρότυπου κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών ονομαστικής ισχύος 11.8 kW και πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων της γεωμετρίας που προτάθηκε σε κύκλο οδήγησης ηλεκτρικών οχημάτων μέσω κατάλληλων μετρήσεων.
- Πλήρης χαρτογράφηση ροής και αυτεπαγωγών του βέλτιστου κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών για όλο το εύρος λειτουργίας του κινητηρίου συστήματος και προσδιορισμός των κατάλληλων ρευμάτων *d-q* άξονα ανάλογα με τις προδιαγραφές ροπής και στροφών, λαμβάνοντας υπόψιν τον περιορισμό στην τάση τυμπάνου.
- Ανάπτυξη διανυσματικού ελεγκτή ροπής για κινητήρα εσωτερικών μονίμων μαγνητών με ενσωμάτωση φαινομένων μαγνητικού κορεσμού και αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ *d* και *q* άξονα.
- Ανάπτυξη διδιάστατου μη γραμμικού χρονομεταβλητού μοντέλου πεπερασμένων στοιχείων, το οποίο λαμβάνει υπόψιν φαινόμενα γειτνίασης μεταξύ των αγωγών των τυλιγμάτων, συζευγμένο με κατάλληλο εξωτερικό κύκλωμα τροφοδοσίας, μέσω του οποίου προσομοιώνεται η οδήγηση του αντιστροφέα.
- Ανάπτυξη μεθοδολογίας βελτιστοποίησης της διακοπτικής συχνότητας της τάσης που παρέχει ο μετατροπέας στον κινητήρα μονίμων μαγνητών με σκοπό τη μείωση των απωλειών και της κυμάτωσης ροπής του κινητηρίου συστήματος, για πολλαπλά σημεία λειτουργίας, μέσω του χρονομεταβλητού συζευγμένου μοντέλου και κατάλληλης πειραματικής επιβεβαίωσης σε πρότυπο κινητήρα.
- Σχεδίαση και υλοποίηση συστήματος διαχείρισης Φ/Β γεννήτριας, η οποία τοποθετείται στην οροφή ενός ηλεκτρικού οχήματος, με σκοπό την επικουρική φόρτιση των μπαταριών και την αύξηση της αυτονομίας του οχήματος.

8.3 Σημεία για περαιτέρω διερεύνηση

Τα σημεία που αναδείχθηκε κατά την εκπόνηση της παρούσας εργασίας ότι είναι σκόπιμο να διερευνηθούν περαιτέρω είναι:

- Διερεύνηση των δυνατοτήτων βελτίωσης της ταχύτητας σύγκλισης των αλγοριθμικών σχημάτων βελτιστοποίησης μέσω χρησιμοποίησης υποκατάστατων συναρτήσεων του μοντέλου πεπερασμένων στοιχείων (surrogate functions).
- Διερεύνηση των δυνατοτήτων βελτίωσης της απόκρισης του ελεγκτή ροπής κινητήρων πολυστρωματικών εσωτερικών ΜΜ για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, μέσω ενσωμάτωσης των φαινομένων μαγνητικού κορεσμού και αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ *d* και *q* άξονα σε προβλεπτικό ελεγκτή.
- Θεώρηση των υψίσυχνων φαινομένων που αναπτύσσονται στα εξωτερικά καλώδια και στα ρουλεμάν των κινητήρων ΜΜ κατά την πεδιακή ανάλυση μέσω χρονομεταβλητών μοντέλων πεπερασμένων στοιχείων.

Παράρτηματα

Στη συγκεκριμένη ενότητα παρουσιάζονται επιλεγμένα μέρη υπολογιστικών εργαλείων και μοντέλων που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της εργασίας για τον σχεδιασμό, την ανάλυση και τη βελτιστοποίηση των υποσυστημάτων κίνησης. Πιο συγκεκριμένα, η παρούσα ενότητα χωρίζεται σε τρεις κύριες υποενότητες. Στην πρώτη ενότητα παρουσιάζεται ο παραμετρικός κώδικας σχεδίασης και ανάλυσης μέσω της μεθόδου των πεπερασμένων στοιχείων, καθώς επίσης και οι αλγόριθμοι εξελικτικής βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκαν. Στη δεύτερη ενότητα παρουσιάζονται επιλεγμένα μέρη των δυναμικών μοντέλων που αναπτύχθηκαν για τη σχεδίαση και την ανάλυση του διανυσματικού ελεγκτή ροπής του κινητήρα πολυστρωματικών εσωτερικών ΜΜ, καθώς επίσης και μέρη του ελεγκτή που αναπτύχθηκε στον μικροεπεξεργαστή *Texas Instrument TMS320F2812* [Π.1] για την πειραματική επιβεβαίωση του ελεγκτή στον πρότυπο κινητήρα εσωτερικών ΜΜ που κατασκευάστηκε. Στην τρίτη ενότητα παρουσιάζονται το δυναμικό μοντέλο που αναπτύχθηκε για την προσομοίωση του συστήματος επικουρικής φόρτισης μαζί με τους ελεγκτές MPPT που σχεδιάστηκαν, καθώς επίσης και το τυπωμένο κύκλωμα μαζί με τον κώδικα του προσαρμοστικού ελεγκτή INC που αναπτύχθηκε στον μικροεπεξεργαστή *Microchip PIC30F4011* [Π.2] για την πειραματική επιβεβαίωση του συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών του ηλεκτρικού οχήματος.

Π.Α1 Κώδικας παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης κινητήρων μέσω πεπερασμένων στοιχείων

Παρακάτω παρατίθενται επιλεγμένα σημεία του κώδικα παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης VI. Αντίστοιχης λογικής σε απλούστερη μορφή είναι και ο κώδικας παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης για την τοπολογία επιφανειακών ΜΜ. Ο αλγόριθμος είναι γραμμένος σε γλώσσα προγραμματισμού *matlab©*, όπου χρησιμοποιούνται ειδικές εντολές διασύνδεσης του προγράμματος επίλυσης μαγνητοστατικού πεδιακού προβλήματος μέσω ΠΣ (εντολές mi_xxx, mo_xxx) [Π.3] με το πρόγραμμα ανάλυσης, επεξεργασίας και αποτύπωσης των δεδομένων. Αρχικά, πραγματοποιείται η παραμετρική σχεδίαση του κινητήρα, μέσω πληθώρα ελέγχων των γεωμετρικών περιορισμών της τοπολογίας, κυρίως στον δρομέα. Στη συγκεκριμένη διαδικασία ορίζονται αρχικά οι βασικές επιθυμητές διαστάσεις της γεωμετρίας. Στη συνέχεια ο αλγόριθμος υπολογίζει παραμετρικά τα υπόλοιπα σημεία που είναι απαραίτητα για τη σχεδίαση της γεωμετρίας και ορίζει τις οριακές συνθήκες του προβλήματος και τα υλικά κάθε περίκλειστης περιοχής. Έπειτα, για τη μείωση του υπολογιστικού κόστους που κρίνεται αναγκαία για την εισαγωγή του κώδικα παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης κινητήρων σε αλγόριθμο βελτιστοποίησης, παραλείπεται η διαδικασία "*ανάλυσης με σταθερό δρομέα*" (ενότητα 2.4.3) και επιλέγεται η εύρεση του πλάτους και της αρχικής γωνίας των ρευμάτων ανάλογα με τη στρατηγική ελέγχου που ακολουθείται (MTPA ή MTPV- ενότητα 4.4) μέσω των παραμέτρων του ισοδυνάμου κυκλώματος και κατάλληλης επίλυσης συστήματος εξισώσεων δύο αξόνων. Έπειτα πραγματοποιείται η ανάλυση με "σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα", όπου υπολογίζονται όλα τα πεδιακά χαρακτηριστικά του κινητήρα για κάθε λειτουργική κατάσταση που αναλύεται.

```
%% Design parameters (dimensions in mm)
L=xxx;  %machine depth
L2=xxx; %total machine lenth
group_tooth=1;  %tooth parts group number
...
group_phase_NC=17;
 elemsize_tooth=xxx;    %mesh element size for tooth
meshsize_materials=xxx;  %size of mesh of materials objects
```

```
elemsize_magnet=xxx;
elemsize_rotor_iron=xxx;
elemsize_air_part=xxx;
elemsize_shaft=xxx;
elemsize_gap=xxx;
% rotor
 P = xxx;                % Number of poles
theta_pole = 360/P;       %pole angle
r_shaft=xxx;             % Shaft radius
r_rotor = xxx;     % Outer rotor radius (=r_mag_out)
gap= xxx;
%inner magnet(1)
l1_mag = xxx;     %magnet lenght(y-axis dimension)
w1_mag = xxx;     %magnet width(x-axis dimension)
k_ang = xxx;     %inner magnet angle coefficient
theta_mag=k_ang*theta_pole;   %inner magnet opening angle
 %outer magnet(2)
l2_mag = xxx;     %magnet lenght(y-axis dimension)
w2_mag = xxx;      %magnet width(x-axis dimension)
h2_mag_air = xxx; %distance between outer magnet and gap
d_mag_min=w2_mag;  %minimum distance between magnets
 vol_mag_per_pole=(2*(l1_mag*w1_mag)+(l2_mag*w2_mag))*L*(10^-9);     %magnet volume per pole in meter^3
 % Gap
r_gap=r_rotor+(gap/2);    % Gap line radius
 %iron Bridges
h_bridge = xxx;
 %air parts
%lower air part(1)
 kw = xxx;
w1_air=kw*l1_mag;        %y-axis dimension of air part
l1_air=1.1*h_bridge;        %x-axis dimension of air part
d_air_part1=0.8*h_bridge;     %distance between lower air parts
air_fillet1=l1_air/3;   %fillet angle for the inner and outer points
air_fillet12=w1_air/40;   %fillet angle for the inner and outer points
 %inner magnet air part(2)
 air_fillet2=w1_mag/3;   %fillet angle for the inner and outer points
w_iron = xxx;   %y-axis distance of air part from pole
 % outer magnet air part (3)
kw2=1.1;
kw3=0.8;
air_fillet3=w2_mag/3;
air_fillet4=w2_mag/10;
deg=pi/180;  %deg to rad conversion coefficient
xa=15-(l1_mag)*cos(deg*theta_mag/2);
% xa=1;
a=r_shaft+xa;   %inner magnet center of symmetry
 % stator
 fillet_radius = 1;    %fillet for slot-core border lines
 Curr_den = xxx; %  rms current density
 slot_mode=1;  %slot layout type
%if slot_mode=1 : single layer
%if slot_mode=2 : double layer
winding_mode=4; %winding mode;
%if winding_mode=1: FPDW q=1 - only with slot_mode=1
%if winding_mode=2: SL FSCW - only with slot_mode=1
%if winding_mode=3: DL FSCW - only with slot_mode=2
%%if winding_mode=4: FPDW q=3 - only with slot_mode=1
%if winding_mode=5: FSCW with all q,p - only with slot_mode=2
deg=pi/180;  %deg to rad conversion coefficient
```

```
Q = xxx;    %number of machine slots/teeth
r_stator_out = xxx;  %outer stator radius
r_stator_in=r_rotor+gap;   %inner stator radiusw_tooth=12;
w_tooth = xxx;   %tooth width W
l_tooth = xxx;   %tooth length L
k_h = xxx/l_tooth;   %tooth lower part coefficient for h_tooth=1mm
k_beta = xxx;    %y-axis tooth middle part coefficient
k_alpha = (0.165*k_beta*w_tooth)/((1-k_h)*l_tooth);   %x-axis tooth middle part coefficient
h_tooth = k_h*l_tooth;    %%x-axis length of tooth lower part (h=Kh*L)
alpha_tooth = k_alpha*(l_tooth-h_tooth);   %x-axis length of tooth middle part (a=Ka*(L-h)=Ka*(1-Kh)*L)
beta_tooth = k_beta*w_tooth;    %y-axis length of tooth middle tooth (b=Kb*W)
corrfactor = 0.985;
Slot_surface = corrfactor*(((pi*((r_stator_in+l_tooth)^2-(r_stator_in+h_tooth+alpha_tooth)^2))/Q)-((l_tooth-
h_tooth-alpha_tooth)*w_tooth));
fill_factor = 0.51;
Copper_surface = Slot_surface*fill_factor;
p_aluminium = 2.7e3;  %material aluminium density in kg/m3
p_iron = 7.6e3;  %M235-35A density in kg/m3
p_pm = 7.5e3; %neodymium density in kg/m3
p_winding = 8.89e3;

%%
% check design parameters
 if (r_stator_in>r_stator_out || l_tooth>(r_stator_out-r_stator_in))
    disp ('Error: Wrong input:');
    disp ('Check radial quandities!');
    return;
end;
if (r_shaft>r_rotor)
    disp ('Error: Wrong input:');
    disp ('Check radial quandities!');
    return;
end;
 if (Q<3 || mod(Q,3)~=0 || Q==9)
    disp ('Error: Wrong input:');
    disp ('Check number of slots!');
    return;
end;
if ((winding_mode==3 && slot_mode~=2) || (winding_mode~=3 && slot_mode==2))
    disp ('Error: Wrong input:');
    disp ('Check winding and slot mode!');
    return;
end;
 if ( k_alpha>0.2 || k_beta>0.2 || k_h>0.2 )
    disp ('Error: Wrong input:');
    disp ('Check tooth tip coefficients!');
    return;
end;
%%
openfemm;
newdocument(0);
mi_saveas('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem')
mi_probdef(0, 'millimeters', 'planar', 1.e-8, L, 30);

%% Material parameters
% P.Magnet ---------------------------------------------------------------%
mx=xxx;
my=xxx;
Hc= xxx;
```

```
sigma=0.694;
J=0;
% add materials ------------------------------------------------------------%
mi_addmaterial('Air', 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
mi_addmaterial('phaseA', 1, 1, 0, sqrt(2)*Curr_den, 58, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
mi_addmaterial('phase-A', 1, 1, 0, -sqrt(2)*Curr_den, 58, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
mi_addmaterial('phaseB', 1, 1, 0, -sqrt(2)*Curr_den/2, 58, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
mi_addmaterial('phase-B', 1, 1, 0, sqrt(2)*Curr_den/2, 58, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
mi_addmaterial('phaseC', 1, 1, 0, -sqrt(2)*Curr_den/2, 58, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
mi_addmaterial('phase-C', 1, 1, 0, sqrt(2)*Curr_den/2, 58, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
mi_addmaterial('Iron_Thyssen_M235_35A', 2100, 2100, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
bhcurve = [
0.,0.13,0.22,0.36,0.48,0.6,0.7,0.79,0.86,1.2,1.29,1.34,1.37,1.39,1.41,1.43,1.44,1.45,1.51,1.57,1.6,1.64,1.67,1.69,1.71,1.73,
1.76,1.84,1.86,1.87,1.88,1.9,1.93;
0,30,40,50,60,70,80,90,100,200,300,400,500,600,700,800,900,1000,2000,3000,4000,5000,6000,7000,8000,9000,1000
0,20000,30000,40000,50000,75000,100000]';
mi_addbhpoints('Iron_Thyssen_M235_35A', bhcurve);
mi_addmaterial('Magnet', mx, my, Hc, J, sigma, 0, 0, 0, 0, 0, 0);
mi_addmaterial('Shaft', 1, 1, 0, 0, 34.45, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
 % add boundary conditions ------------------------------------------------%
 mi_addboundprop('A=0',0,0,0,0,0,0,0,0,0);
 %% rotor design
% air part nodes,segments and fillet

%lower air part(1)
 b=a+(1-kw)*w1_mag/sin(deg*theta_mag/2);
c=a+(w1_mag)/sin(deg*theta_mag/2);
x1=c+(d_air_part1/2)/tan(deg*theta_mag/2);
y1=(d_air_part1/2);
x2=(x1+(tan(deg*theta_mag/2)^2)*a+y1*tan(deg*theta_mag/2))/(1+(tan(deg*theta_mag/2)^2));
y2=(x2-a)*tan(deg*theta_mag/2);
%parametric design system equations
 x3=a - (a*(tan(deg*theta_mag/2)) - (tan(deg*theta_mag/2))*x2 - (tan(deg*theta_mag/2))^2*y2 +
(tan(deg*theta_mag/2))*(- a^2*(tan(deg*theta_mag/2))^2 + 2*a*(tan(deg*theta_mag/2))^2*x2 -
2*a*(tan(deg*theta_mag/2))*y2 + (tan(deg*theta_mag/2))^2*l1_air^2 - (tan(deg*theta_mag/2))^2*x2^2 +
2*(tan(deg*theta_mag/2))*x2*y2 + l1_air^2 - y2^2)^(1/2))/((tan(deg*theta_mag/2))*((tan(deg*theta_mag/2))^2 +
1));
y3=-(a*(tan(deg*theta_mag/2)) - (tan(deg*theta_mag/2))*x2 - (tan(deg*theta_mag/2))^2*y2 +
(tan(deg*theta_mag/2))*(- a^2*(tan(deg*theta_mag/2))^2 + 2*a*(tan(deg*theta_mag/2))^2*x2 -
2*a*(tan(deg*theta_mag/2))*y2 + (tan(deg*theta_mag/2))^2*l1_air^2 - (tan(deg*theta_mag/2))^2*x2^2 +
2*(tan(deg*theta_mag/2))*x2*y2 + l1_air^2 - y2^2)^(1/2))/((tan(deg*theta_mag/2))^2 + 1);
 % constraints
 if y3<d_air_part1/2
    disp ('Error: Wrong input:theta_mag or l1_air too big');
    disp ('Check air part1 and theta_mag dimensions!');
    return;
end;
 mi_addnode(x1,y1);
...
mi_selectsegment(x3+(x1-x3)/2,y3+(y1-y3)/2);
mi_setsegmentprop('None',elemsize_air_part,0,0,group_rotor_air);
mi_clearselected;
 mi_createradius(x3,y3,air_fillet1);
mi_createradius(x1,y1,air_fillet12);
 mi_selectgroup(group_rotor_air);
mi_mirror(0,0,l1_air,0);
mi_selectgroup(group_rotor_air);
mi_copyrotate(0,0,theta_pole,(P-1));
mi_clearselected;
```

```
%inner magnet design
 x4=x1+h_bridge*cos(deg*theta_mag/2);
...
y7=y5+l1_mag*sin(deg*theta_mag/2);
 mi_addnode(x4,y4);
...
mi_selectnode (x7,y7);
mi_setnodeprop('None',group_rotor_magnet);
mi_clearselected;
 mi_addsegment(x4,y4,x5,y5);
...
mi_selectsegment(x7+(x6-x7)/2,y6+(y7-y6)/2);
mi_setsegmentprop('None',elemsize_magnet,0,0,group_rotor_magnet);
mi_clearselected;
 mi_selectgroup(group_rotor_magnet);
mi_mirror(0,0,l1_air,0);
mi_selectgroup(group_rotor_magnet);
mi_copyrotate(0,0,theta_pole,(P-1));
mi_clearselected;
 %air part of inner magnet(2)
 x8=x6+h_bridge*cos(deg*theta_mag/2);
y8=y6+h_bridge*sin(deg*theta_mag/2);
x9=x7+h_bridge*cos(deg*theta_mag/2)+(1-kw)*w1_mag*cos(deg*(90-theta_mag/2));
y9=y7+h_bridge*sin(deg*theta_mag/2)-(1-kw)*w1_mag*sin(deg*(90-theta_mag/2));
d=w_iron/sin(deg*theta_pole/2);
x10=(-(tan(deg*theta_mag/2)*b)+tan(deg*theta_pole/2)*d)/(tan(deg*theta_pole/2)-tan(deg*theta_mag/2));
y10=tan(deg*theta_pole/2)*(x10-d);
x11=d + (tan(deg*theta_pole/2)*((r_rotor-h_bridge)^2*tan(deg*theta_pole/2)^2 + (r_rotor-h_bridge)^2 -
d^2*tan(deg*theta_pole/2)^2)^(1/2) -
d*tan(deg*theta_pole/2))/(tan(deg*theta_pole/2)*(tan(deg*theta_pole/2)^2 + 1));
y11=(tan(deg*theta_pole/2)*((r_rotor-h_bridge)^2*tan(deg*theta_pole/2)^2 + (r_rotor-h_bridge)^2 -
d^2*tan(deg*theta_pole/2)^2)^(1/2) - d*tan(deg*theta_pole/2))/(tan(deg*theta_pole/2)^2 + 1);
 %point 12 : intersection of cycle (0,0,r_rotor-h_bridge) and line from (x8,y8)
%and slope tan(deg*theta_pole/2)
 x12=((y8 + tan(deg*theta_pole/2)*((r_rotor-h_bridge)^2*tan(deg*theta_pole/2)^2 + (r_rotor-h_bridge)^2 -
tan(deg*theta_pole/2)^2*x8^2 + 2*tan(deg*theta_pole/2)*x8*y8 - y8^2)^(1/2) -
tan(deg*theta_pole/2)*x8)/(tan(deg*theta_pole/2)^2 + 1) - y8 + tan(deg*theta_pole/2)*x8)/tan(deg*theta_pole/2);
y12=(y8 + tan(deg*theta_pole/2)*((r_rotor-h_bridge)^2*tan(deg*theta_pole/2)^2 + (r_rotor-h_bridge)^2 -
tan(deg*theta_pole/2)^2*x8^2 + 2*tan(deg*theta_pole/2)*x8*y8 - y8^2)^(1/2) -
tan(deg*theta_pole/2)*x8)/(tan(deg*theta_pole/2)^2 + 1);
 % constraint
 d_air2=abs((-tan(deg*theta_pole/2)*x9+y9))/sqrt(tan(deg*theta_pole/2)^2+1);
if d_air2 < w_iron
    disp ('Error: Wrong input:dimension of inner magnet too big');
    disp ('Check dimensions!');
    return;
end;
 mi_addnode(x8,y8);
...
mi_selectsegment(x9+(x8-x9)/2,y9+(y8-y9)/2);
mi_setsegmentprop('None',elemsize_air_part,0,0,group_rotor_air2);
mi_clearselected;
mi_createradius(x11,y11,air_fillet2);
...
mi_selectgroup(group_rotor_air2);
mi_mirror(0,0,l1_air,0);
mi_selectgroup(group_rotor_air2);
mi_copyrotate(0,0,theta_pole,(P-1));
mi_clearselected;
```

```
% outer magnet air part design
 R13=r_rotor-h_bridge;
y13=h_bridge+kw3*w2_mag+l2_mag/2;
x13=sqrt(R13^2-y13^2);
x14=x13-kw2*w2_mag;
y14=y13;
x15=x14;
y15=y14-kw3*w2_mag;
x16=x13;
y16=y15;
 %constraint
d_air23=abs((-tan(deg*theta_pole/2)*x14+y14+tan(deg*theta_pole/2)*x8-y8)/sqrt(tan(deg*theta_pole/2)^2+1));
 if d_air23 < h_bridge
    disp ('Error: Wrong input: Overlapping air parts');
    disp ('Check dimensions of rotor parts!');
    return;
end;
mi_addnode(x13,y13);
...
mi_selectnode(x16,y16);
mi_setnodeprop('None',group_rotor_air3);
mi_clearselected;
mi_addsegment(x13,y13,x14,y14);
...
mi_selectsegment(x13,(y16+y13)/2);
mi_setsegmentprop('None',elemsize_air_part,0,0,group_rotor_air3);
mi_clearselected;
mi_createradius(x13,y13,air_fillet3);
...
 mi_selectgroup(group_rotor_air3);
mi_mirror(0,0,r_shaft,0);
mi_selectgroup(group_rotor_air3);
mi_copyrotate(0,0,theta_pole,(P-1));
mi_clearselected;
 % outer magnet design
 x17=x15;
y17=y15-h_bridge;
x18=x17+w2_mag;
y18=y16-h_bridge;
x19=x18;
y19=-y18;
x20=x17;
y20=-y17;
 mi_addnode(x17,y17);
...
mi_clearselected;
 % shaft
 mi_addnode(r_shaft,0);
mi_addnode(-r_shaft,0);
mi_addarc(r_shaft,0,-r_shaft,0,180,5);
mi_addarc(-r_shaft,0,r_shaft,0,180,5);
mi_selectarcsegment(0,r_shaft);
mi_selectarcsegment(0,-r_shaft);
mi_setarcsegmentprop(15,0,0,0);
mi_clearselected;
%rotor
 mi_addnode(r_rotor,0);
mi_addnode(-r_rotor,0);
mi_addarc(r_rotor,0,-r_rotor,0,180,1);
```

```
mi_addarc(-r_rotor,0,r_rotor,0,180,1);
 %gap
 mi_addnode(r_gap,0);
mi_addnode(-r_gap,0);
mi_addarc(r_gap,0,-r_gap,0,180,1);
mi_addarc(-r_gap,0,r_gap,0,180,1);

 %% materials to rotor parts assingment
 %air parts 1
for j=0:(P-1)
  mi_addblocklabel(sqrt((x3+(x1-x3)/3)^2+(y3+(y2-y3)/2)^2)*cos(j*(deg)*theta_pole+atan((y3+(y2-y3)/2)/(x3+(x1-
x3)/3))),sqrt((x3+(x1-x3)/3)^2+(y3+(y2-y3)/2)^2)*sin(j*(deg)*theta_pole+atan((y3+(y2-y3)/2)/(x3+(x1-x3)/3))));
    mi_addblocklabel(sqrt((x3+(x1-x3)/3)^2+(y3+(y2-y3)/2)^2)*cos(j*(deg)*theta_pole+atan((y3+(y2-
y3)/2)/(x3+(x1-x3)/3))),-sqrt((x3+(x1-x3)/3)^2+(y3+(y2-y3)/2)^2)*sin(j*(deg)*theta_pole+atan((y3+(y2-
y3)/2)/(x3+(x1-x3)/3))));
    mi_selectlabel(sqrt((x3+(x1-x3)/3)^2+(y3+(y2-y3)/2)^2)*cos(j*(deg)*theta_pole+atan((y3+(y2-y3)/2)/(x3+(x1-
x3)/3))),sqrt((x3+(x1-x3)/3)^2+(y3+(y2-y3)/2)^2)*sin(j*(deg)*theta_pole+atan((y3+(y2-y3)/2)/(x3+(x1-x3)/3))));
    mi_selectlabel(sqrt((x3+(x1-x3)/3)^2+(y3+(y2-y3)/2)^2)*cos(j*(deg)*theta_pole+atan((y3+(y2-y3)/2)/(x3+(x1-
x3)/3))),-sqrt((x3+(x1-x3)/3)^2+(y3+(y2-y3)/2)^2)*sin(j*(deg)*theta_pole+atan((y3+(y2-y3)/2)/(x3+(x1-x3)/3))));
    mi_setblockprop('Air',0,elemsize_air_part,0,0,group_rotor_air,0);
    mi_clearselected;
end;
...
mi_clearselected;

%% stator design
 % Find root locus:
% y=y0
% y^2+x^2=r_stator_in^2
 y0s=beta_tooth+(w_tooth/2);
y1s=y0s;
y2s=y0s;
y3s=y0s-beta_tooth;
y4s=y3s;
x1s=max(sqrt(r_stator_in^2-y0s^2));
x2s=max(sqrt((r_stator_in+h_tooth)^2-y0s^2));
x3s=r_stator_in+h_tooth+alpha_tooth;
x4s=r_stator_in+l_tooth;
if ( (1/deg)*2*atan(y1s/x1s)>= 360/Q )
    disp ('Error: Wrong input:');
    disp ('Check tooth tip dimensions!');
    return;
end;
 % Parametric design - nodes---%
% reference point @ (0,0)
mi_addnode(0,0);
...
mi_selectnode (x4s,-y4s);
mi_setnodeprop('None',group_tooth);
mi_clearselected;
 if (slot_mode==2)
    mi_addnode(sqrt(y2s^2+x2s^2),0);
    mi_addnode(sqrt(y4s^2+x4s^2),0);
    mi_selectnode (sqrt(y4s^2+x4s^2),0);
    mi_selectnode (sqrt(y2s^2+x2s^2),0);
    mi_setnodeprop('None',group_tooth);
    mi_clearselected;
end;
mi_addsegment(x1s,y1s,x2s,y2s);
```

```
mi_addsegment(x2s,y2s,x3s,y3s);
mi_addsegment(x3s,y3s,x4s,y4s);
mi_addsegment(x4s,-y4s,x3s,-y3s);
mi_addsegment(x3s,-y3s,x2s,-y2s);
mi_addsegment(x2s,-y2s,x1s,-y1s);
if (slot_mode==2)
   mi_addsegment(sqrt(y4s^2+x4s^2),0,sqrt(y2s^2+x2s^2),0);
   mi_selectsegment(sqrt(y2s^2+x2s^2)+((sqrt(y4s^2+x4s^2)-sqrt(y2s^2+x2s^2))/2),0);
   mi_setsegmentprop('None',elemsize_tooth,0,0,group_winding_slots);
   mi_clearselected;
   mi_selectnode (sqrt(y4s^2+x4s^2),0);
   mi_selectnode (sqrt(y2s^2+x2s^2),0);
   mi_moverotate(0,0,(360/Q)/2);
   mi_clearselected;
end;
mi_selectsegment((x1s+x2s)/2,y1s);
...
mi_selectsegment((x4s+x2s)/2,-y4s);
mi_setsegmentprop('None',elemsize_tooth,0,0,group_tooth);
mi_clearselected;
% Rotate tooth geometry Q-1 times
mi_selectgroup(group_tooth);
mi_copyrotate(0,0,(360/Q),(Q-1));
mi_clearselected;
%   Rotate segments for slot_mode==2 (command is ignored if slot_mode==1)
mi_selectgroup(group_winding_slots);
mi_copyrotate(0,0,(360/Q),(Q-1));
mi_clearselected;
mi_addarc(x4s,y4s,-x4s,-y4s,180,1);
...
mi_addarc(-r_stator_out,0,r_stator_out,0,180,5);
%   Group tooth arc
for j=1:1:(Q)
   mi_selectarcsegment(sqrt(y1s^2+x1s^2)*cos((j-1)*(360*deg/Q)),sqrt(y1s^2+x1s^2)*sin((j-1)*360*deg/Q));
   mi_setarcsegmentprop(1,'None',0,group_tooth);
   mi_clearselected;
end;
%Delete arc segments
for j=0:1:(Q-1)
   mi_selectarcsegment(sqrt(y2s^2+x2s^2)*cos(j*(360*deg/Q)),sqrt(y2s^2+x3s^2)*sin(j*360*deg/Q));
   mi_selectarcsegment(sqrt(y4s^2+x4s^2)*cos(j*(360*deg/Q)),sqrt(y4s^2+x4s^2)*sin(j*360*deg/Q));
   mi_deleteselectedarcsegments;
   mi_clearselected;
end;
%   enswmatwsh tou misou toxou gia double layer winding sto group tou stath
if (slot_mode==2)
   for j=0:1:(Q-1)
mi_selectarcsegment(sqrt(1.001*y4s^2+1.001*x4s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(240*deg/Q))),sqrt(1.001*y4s^2+1.001*
x4s^2)*sin((j*360*deg/Q)+(240*deg/Q)));
      mi_setarcsegmentprop(1,'None',0,group_tooth);
      mi_clearselected;
   end;
end;
%   fillet upper tooth angles
for j=0:1:(Q-1)
   mi_createradius(sqrt(y4s^2+x4s^2)*cos(j*(360*deg/Q)),sqrt(y4s^2+x4s^2)*sin(j*360*deg/Q),fillet_radius);
   mi_createradius(sqrt(y4s^2+x4s^2)*cos(j*(360*deg/Q)),-sqrt(y4s^2+x4s^2)*sin(j*360*deg/Q),fillet_radius);
end;
%   add boundary condition A=0
```

```
mi_selectarcsegment(0,r_stator_out);
mi_selectarcsegment(0,-r_stator_out);
mi_setarcsegmentprop(3,'A=0',0,group_tooth);
mi_clearselected;
 %   add materials
%   stator core iron
mi_addblocklabel(r_stator_in+l_tooth+(r_stator_out-r_stator_in-l_tooth)/2,0);
mi_selectlabel(r_stator_in+l_tooth+(r_stator_out-r_stator_in-l_tooth)/2,0);
mi_setblockprop('Iron_Thyssen_M235_35A',0,meshsize_materials,0,0,group_tooth,0);
mi_clearselected;
 %air parts under slots
for j=0:(Q-1)
mi_addblocklabel(sqrt(1.001*y1s^2+1.001*x1s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(180*deg/Q))),sqrt(1.001*y1s^2+1.001*x1s
^2)*sin((j*360*deg/Q)+(180*deg/Q)));
mi_selectlabel(sqrt(1.001*y1s^2+1.001*x1s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(180*deg/Q))),sqrt(1.001*y1s^2+1.001*x1s^2)
*sin((j*360*deg/Q)+(180*deg/Q)));
   mi_setblockprop('Air',0,meshsize_materials,0,0,group_air,0);
   mi_clearselected;
end;
%windings block labels and materials (phases) assignment
xw=(x3s+x4s)/2;
if (slot_mode==1)
   if (winding_mode==1)
      for j=1:(Q)
         mi_addblocklabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos(((j-1)*(360*deg/Q)+(180*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin(((j-
1)*360*deg/Q)+(180*deg/Q)));
         mi_selectlabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos(((j-1)*(360*deg/Q)+(180*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin(((j-
1)*360*deg/Q)+(180*deg/Q)));
         if mod(j,6)==1
            mi_setblockprop('phaseA',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_A,0);
         ...
         end;
         mi_clearselected;
      end;
elseif (winding_mode==2)
      for j=0:(Q-1)
         mi_addblocklabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos(((j-1)*(360*deg/Q)+(180*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin(((j-
1)*360*deg/Q)+(180*deg/Q)));
         mi_selectlabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos(((j-1)*(360*deg/Q)+(180*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin(((j-
1)*360*deg/Q)+(180*deg/Q)));
         if mod(j,12)==0
            mi_setblockprop('phaseA',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_A,0);
         elseif mod(j,12)== 1
            mi_setblockprop('phase-A',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_NA,0);
       ...
         end;
         mi_clearselected;
      end;
elseif (winding_mode==4)
      for j=0:(Q-1)
         mi_addblocklabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos(((j-1)*(360*deg/Q)+(180*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin(((j-
1)*360*deg/Q)+(180*deg/Q)));
         mi_selectlabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos(((j-1)*(360*deg/Q)+(180*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin(((j-
1)*360*deg/Q)+(180*deg/Q)));
         if mod(j,18)==0
            mi_setblockprop('phaseA',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_A,0);
         elseif mod(j,18)== 1
            mi_setblockprop('phaseA',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_A,0);
elseif mod(j,18)== 2
```

```
            mi_setblockprop('phaseA',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_A,0);
          ...
           end;
           mi_clearselected;
        end;
    end;
elseif (slot_mode==2
if (winding_mode==3)
       for j=0:(Q-1)
mi_addblocklabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(120*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin((j*360*deg/Q)+(12
0*deg/Q)));
mi_selectlabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(120*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin((j*360*deg/Q)+(120*d
eg/Q)));
           if mod(j,3)==0
              mi_setblockprop('phaseA',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_A,0);
           elseif mod(j,3)== 2
              mi_setblockprop('phaseB',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_B,0);
           elseif mod(j,3)== 1
              mi_setblockprop('phaseC',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_C,0);
           end;
           mi_clearselected;
mi_addblocklabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(240*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin((j*360*deg/Q)+(24
0*deg/Q)));
mi_selectlabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(240*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin((j*360*deg/Q)+(240*d
eg/Q)));
           if mod(j,3)==2
              mi_setblockprop('phase-A',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_NA,0);
           elseif mod(j,3)== 1
              mi_setblockprop('phase-B',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_NB,0);
           elseif mod(j,3)== 0
              mi_setblockprop('phase-C',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_NC,0);
           end;
           mi_clearselected;
        end;
    end;
if (winding_mode==5)
       sig=eval_winding(Q,P,m);
       for j=0:(Q-1)
mi_addblocklabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(240*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin((j*360*deg/Q)+(24
0*deg/Q)));
mi_selectlabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos((j*(360*deg/Q)+(240*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin((j*360*deg/Q)+(240*d
eg/Q)));
           if mod(sig(j+1),6)==1
              mi_setblockprop('phaseA',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_A,0);
           elseif mod(sig(j+1),6)== 3
              mi_setblockprop('phaseB',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_B,0);
          ...
           end;
           mi_clearselected;
mi_addblocklabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos(((j+1)*(360*deg/Q)+(120*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin(((j+1)*360*deg
/Q)+(120*deg/Q)));
mi_selectlabel(sqrt(xw^2+y3s^2)*cos(((j+1)*(360*deg/Q)+(120*deg/Q))),sqrt(xw^2+y3s^2)*sin(((j+1)*360*deg/Q)
+(120*deg/Q)));
           if mod(sig(j+1),6)==1
              mi_setblockprop('phase-A',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_NA,0);
           elseif mod(sig(j+1),6)== 3
              mi_setblockprop('phase-B',0,meshsize_materials,0,0,group_phase_NB,0);
           ...
end;
```

```
            mi_clearselected;
        end;
    end;
end;
mi_saveas('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem');
mi_zoomnatural;
%% Magnet flux calculation, Fmag
closefemm;
openfemm;
opendocument('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem');
% mi_saveas('Ld_Lq_calculation.fem');
n_conductors=xxx;
n_branches=xxx;
%Fmag calculation
mi_modifymaterial('phaseA',4,0); %currents=0 for fmag calculation
mi_modifymaterial('phase-A',4,0);
mi_modifymaterial('phaseB',4,0);
mi_modifymaterial('phase-B',4,0);
mi_modifymaterial('phaseC',4,0);
mi_modifymaterial('phase-C',4,0);
%rotate the rotor to align with d-axis
mi_selectgroup(group_rotor_magnet);
...
mi_selectgroup(group_rotor_magnet_out);
mi_moverotate(0,0,(360/(2*Q)+360/(2*P)));
mi_createmesh;
mi_purgemesh();
mi_analyze(1);
mi_loadsolution;
mo_zoomnatural;
mo_hidemesh()
%calculate the flux associated with phase A
mo_groupselectblock(group_phase_A);
posA1=mo_blockintegral(1);
if slot_mode==1
    posA2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
end;
if slot_mode==2
    posA2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
end;
phiPA=posA1/posA2;
mo_clearblock;
mo_groupselectblock(group_phase_NA);
posNA1=mo_blockintegral(1);
if slot_mode==1
    posNA2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
end;
if slot_mode==2
    posNA2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
end;
phiNA=posNA1/posNA2;
mo_clearblock;
Fmag=abs((n_conductors/n_branches)*(phiPA-phiNA));
%% Ld-Lq calculation
closefemm;
openfemm;
opendocument('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem');
Jdmin=-xxx;
Jqmin=-xxx;
```

```
Jdmax=0;
Jqmax=xxx;
Jstep=xxx;
Cur_den_d=Jdmin:Jstep:Jdmax;
Cur_den_q=Jqmin:Jstep:Jqmax;
Ld_m=zeros(length(Cur_den_d),length(Cur_den_q));
Lq_m=zeros(length(Cur_den_d),length(Cur_den_q));
phiPA=zeros(length(Cur_den_d),length(Cur_den_q));
...
phiQ=zeros(length(Cur_den_d),length(Cur_den_q));
total_cur_rms_d=zeros(length(Cur_den_d),1);
total_cur_rms_q=zeros(length(Cur_den_q),1);
total_cur_rms=zeros(length(Cur_den_d)*length(Cur_den_q),1);
mi_modifymaterial('Magnet', 3, 0);
ii=1;
for k=1:1:length(Cur_den_d)
   for j=1:1:length(Cur_den_q)
      starttime=clock;
      mi_modifymaterial('phaseA',4,Cur_den_d(k)*fill_factor); %theta=0 a axis aligned to d axis
      mi_modifymaterial('phase-A',4,-Cur_den_d(k)*fill_factor);
       ...
      mi_modifymaterial('phase-C',4,0.5*(Cur_den_d(k)+sqrt(3)*Cur_den_q(j))*fill_factor);
      mi_createmesh;
      mi_purgemesh();
      mi_analyze(1);
      mi_loadsolution;
      mo_zoomnatural;
      mo_hidemesh()
      %calculate the flux associated with phase A
      mo_groupselectblock(group_phase_A);
      posA1=mo_blockintegral(1);
      if slot_mode==1
         posA2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
      end;
      if slot_mode==2
         posA2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
      end;
      phiPA(k,j)=posA1/posA2;
      mo_clearblock;
      mo_groupselectblock(group_phase_NA);
      posNA1=mo_blockintegral(1);
      if slot_mode==1
         posNA2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
      end;
      if slot_mode==2
         posNA2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
      end;
      phiNA(k,j)=posNA1/posNA2;
      mo_clearblock;
      phiA(k,j)=(n_conductors/n_branches)*(phiPA(k,j)-phiNA(k,j));
     %calculate the flux associated with phase B
      mo_groupselectblock(group_phase_B);
      posB1=mo_blockintegral(1);
      if slot_mode==1
         posB2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
      end;
      if slot_mode==2
         posB2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
end;
```

```
  phiPB(k,j)=posB1/posB2;
      mo_clearblock;
      mo_groupselectblock(group_phase_NB);
      posNB1=mo_blockintegral(1);
      if slot_mode==1
         posNB2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
      end;
      if slot_mode==2
         posNB2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
      end;
      phiNB(k,j)=posNB1/posNB2;
      mo_clearblock;
      phiB(k,j)=(n_conductors/n_branches)*(phiPB(k,j)-phiNB(k,j));
      %calculate the flux associated with phase C
      mo_groupselectblock(group_phase_C);
      posC1=mo_blockintegral(1);
      if slot_mode==1
         posC2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
      end;
      if slot_mode==2
         posC2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
      end;
      phiPC(k,j)=posC1/posC2;
      mo_clearblock;
      mo_groupselectblock(group_phase_NC);
      posNC1=mo_blockintegral(1);
      if slot_mode==1
         posNC2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
      end;
      if slot_mode==2
         posNC2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
      end;
      phiNC(k,j)=posNC1/posNC2;
      mo_clearblock;
      phiC(k,j)=(n_conductors/n_branches)*(phiPC(k,j)-phiNC(k,j));
      phiD(k,j)=(2/3)*(phiA(k,j)-(phiB(k,j)+phiC(k,j))/2);
      phiQ(k,j)=1/sqrt(3)*(phiB(k,j)-phiC(k,j));
      mo_selectblock(r_stator_in+l_tooth/2,3*w_tooth/4);
      total_cur_rms_d(k,j)=(n_branches/n_conductors)*mo_blockintegral(5)*Cur_den_d(k)*10^6*fill_factor;
      total_cur_rms_q(k,j)=(n_branches/n_conductors)*mo_blockintegral(5)*Cur_den_q(j)*10^6*fill_factor;
      Copper_surface=mo_blockintegral(5)*fill_factor*10^6;
      Ld_m(k,j)=phiD(k,j)/total_cur_rms_d(k,j);
      Lq_m(k,j)=phiQ(k,j)/total_cur_rms_q(k,j);
      mo_clearblock;
      mi_saveas('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem');
      disp(sprintf('%i of %i :: %f seconds',ii,length(Cur_den_d)*length(Cur_den_q),etime(clock,starttime)));
      ii=ii+1;
   end
end
mi_saveas('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem');
%polynomial fitting Ld
[xData, yData, zData] = prepareSurfaceData( total_cur_rms_d, total_cur_rms_q, Ld_m );
% Set up fittype and options.
ft = fittype( 'poly33' );
opts = fitoptions( ft );
opts.Lower = [-Inf -Inf -Inf -Inf -Inf -Inf -Inf -Inf -Inf -Inf];
opts.Upper = [Inf Inf Inf Inf Inf Inf Inf Inf Inf Inf];
opts.Normalize = 'on';
% Fit model to data.
```

```
[fitresult, gof] = fit( [xData, yData], zData, ft, opts );
%polynomial fitting Lq
[xData, yData, zData] = prepareSurfaceData( total_cur_rms_d, total_cur_rms_q, Lq_m );
...
% Fit model to data.
[fitresult2, gof2] = fit( [xData, yData], zData, ft, opts );
%%
% Operating point : T=xxx Nm,wm= xxx rad/sec (MTPA/FW) - "Synchronous rotation analysis"
closefemm;
openfemm;
opendocument('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem');
mi_saveas('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem');
%% Initialization
mi_modifymaterial('Magnet', 3, Hc);  %modification of magnet properties for post-processing
%rms current calculation->Iq=I, Id=0 system solution: vpasolve(15*x-5*sqrt(0.5*x^2+x^4) == 3, x)
Torque1 = xxx;
Control_strategy=1; %control strategy=1-MTPA, control strategy=2-FW
if Control_strategy==1
    syms Iq Id Ld Lq;
    S = vpasolve(Fmag/(2*(Lq-Ld))-sqrt(Fmag^2/(4*(Lq-Ld)^2)+Iq^2) == Id, Torque1 == (3*P/4)*((Fmag*Iq)+(Ld-
Lq)*Iq*Id),...
        Ld ==  fitresult.p03*Iq^3+fitresult.p12*Id*Iq^3+fitresult.p21*Id^2*Iq+
fitresult.p30*Id^3+fitresult.p02*Id+fitresult.p11*Id*Iq+fitresult.p20*Id^2+fitresult.p01*Iq+fitresult.p10*Id+fitresult
.p00,...
        Lq ==  fitresult2.p03*Iq^3+fitresult2.p12*Id*Iq^3+fitresult2.p21*Id^2*Iq+
fitresult2.p30*Id^3+fitresult2.p02*Id+fitresult2.p11*Id*Iq+fitresult2.p20*Id^2+fitresult2.p01*Iq+fitresult2.p10*Id+
fitresult2.p00);
    I1q_rms=single(S.Iq)/sqrt(2);
    I1d_rms=single(S.Id)/sqrt(2);
    L1d=single(S.Ld);
    L1q=single(S.Lq);
    tanb=-I1d_rms/I1q_rms;
    beta1=atand(tanb);   %current angle β
    I1_rms=sqrt(I1q_rms^2+I1d_rms^2);
else    %FW operation
    %rotor mechanical speed in rpm
    w_rpm=xxx;
    %rotor mechanical speed in rad/s
    w_m=2*pi*w_rpm/60;
    Vrms= xxx;    %max permited voltage from inverter
    Torque1=xxx;
    syms Iq Id Lq Ld;
    S = vpasolve((R_copper*Id-w_m*(P/2)*Lq*Iq)^2+(R_copper*Iq+w_m*(P/2)*(Ld*Id+Fmag))^2 ==
(sqrt(2)*Vrms)^2,...
        Torque1 == (3*P/4)*((Fmag*Iq)+(Ld-Lq)*Iq*Id), Ld ==
fitresult.p03*Iq^3+fitresult.p12*Id*Iq^3+fitresult.p21*Id^2*Iq+
fitresult.p30*Id^3+fitresult.p02*Id+fitresult.p11*Id*Iq+fitresult.p20*Id^2+fitresult.p01*Iq+fitresult.p10*Id+fitresult
.p00,...
      Lq ==  fitresult2.p03*Iq^3+fitresult2.p12*Id*Iq^3+fitresult2.p21*Id^2*Iq+
fitresult2.p30*Id^3+fitresult2.p02*Id+fitresult2.p11*Id*Iq+fitresult2.p20*Id^2+fitresult2.p01*Iq+fitresult2.p10*Id+
fitresult2.p00);
    I1q_rms=single(S.Iq)/sqrt(2);
    I1d_rms=single(S.Id)/sqrt(2);
    Vd=-(P/2)*w_m*Lq(2)*I1q_rms*sqrt(2);
    Vq=sqrt(2*Vrms^2-Vd^2);
    L1d=single(S.Ld);
    L1q=single(S.Lq);
    tanb=-I1d_rms/I1q_rms;
beta1=atand(tanb);   %current angle β
```

```
   I1_rms=sqrt(I1q_rms^2+I1d_rms^2);
end
Curr_den1=(I1_rms*n_conductors)/(n_branches*Copper_surface);    %required current density for the specified
torque and control strategy
power_angle=(theta_pole-beta1)/(P/2);   %mechanical power angle
%rotate the rotor through power angle
mi_selectgroup(group_rotor_magnet);
mi_selectgroup(group_rotor_air);
mi_selectgroup(group_rotor_iron);
mi_selectgroup(group_rotor_air2);
mi_selectgroup(group_rotor_air3);
mi_selectgroup(group_rotor_magnet_out);
mi_moverotate(0,0,power_angle);
fprintf('\n rotor rotated by power angle = %i deg \n',power_angle);
mi_saveas('SPMM_DL_VI_magnet_machine_temp.fem');
n= 2*theta_pole;
%angle increment in degrees
dk=1;
%coil current density amolitude
Jmax =sqrt(2)*Curr_den1*fill_factor;
%number of coil turns per slot per phase
n_conductors=xxx;
 %number of parallel branches
n_branches=xxx;
 %rotor mechanical speed in rpm
w_rpm=xxx;
%rotor mechanical speed in rad/s
w_m=2*pi*w_rpm/60;
something_small=gap/100;
% Copper losses coefficients
% Ambient temperature (celcius)
T0=20;
% Nominal machine temperature
T=xxx;
% Copeer temperature coefficients
alpha_copper=3.9e-3;
p0_copper=1.72e-6;
p_copper=p0_copper*(1+alpha_copper*(T-T0));
% iron losses coefficients
% base frequency in Hz
wbase=w_rpm/60; %(w_rpm rev/minute)*(minute/(60*seconds))
% Hysteresis coefficient in (Watts/(meter^3 * T^2 * Hz)
ch = 143.;
% Eddy current coefficient in (Watt/(meter^3 * T^2 * Hz^2)
ce = 0.153;
% Lamination stacking factor (nondimensional)
cs = 0.92;
% Density of stator iron in kg/m^3
rho = 7700.;
pm=1.6e-6;  %magnet resistivity (Ω*m)
 % Selection of postprocessing operations: 1 = yes, 0 = no.
torque_calculation=1;
emf_calculation=1;
iron_losses_calculation=0;
copper_losses_calculation=1;
iron_losses_calculation_aprox=1;
weight_calculation=1;
 % matrix initialization
torque=zeros(n/dk,2);
```

```
phiA=zeros(n/dk,1);
phiNA=zeros(n/dk,1);
phiPA=zeros(n/dk,1);
emfA=zeros(n/dk-1,1);
bt_avg=zeros(n/dk,1);
by_avg=zeros(n/dk,1);
for k = 0:dk:(n-dk)
   starttime=clock;
   kk = k/dk + 1;
       mi_modifymaterial('phaseA',4,sqrt(2)*Curr_den1*fill_factor*cos(k*pi/theta_pole));
      mi_modifymaterial('phase-A',4,-sqrt(2)*Curr_den1*fill_factor*cos(k*pi/theta_pole));
      mi_modifymaterial('phaseB',4,sqrt(2)*Curr_den1*fill_factor*cos((k*pi/theta_pole)-2*pi/3));
      mi_modifymaterial('phase-B',4,-sqrt(2)*Curr_den1*fill_factor*cos((k*pi/theta_pole)-2*pi/3));
      mi_modifymaterial('phaseC',4,sqrt(2)*Curr_den1*fill_factor*cos((k*pi/theta_pole)+2*pi/3));
      mi_modifymaterial('phase-C',4,-sqrt(2)*Curr_den1*fill_factor*cos((k*pi/theta_pole)+2*pi/3));
      mi_createmesh;
   mi_purgemesh();
   mi_analyze(1);
   mi_loadsolution;
   mo_zoomnatural;
   mo_hidemesh();
   if torque_calculation==1
      %calculate the torque in the gap line by Maxwell Stress Tensor
      mo_selectpoint(r_gap,something_small);
      mo_selectpoint(-r_gap,something_small);
      mo_selectpoint(-r_gap,-something_small);
      mo_selectpoint(r_gap,-something_small);
      lineint=mo_lineintegral(4);
      torque((k/dk)+1,1)=lineint(1,1);
      torque((k/dk)+1,2)=k*dk;
      mo_clearcontour;
   end;
   if emf_calculation==1
      %calculate the flux associated with phase A
      mo_groupselectblock(group_phase_A);
      posA1=mo_blockintegral(1);
      if slot_mode==1
         posA2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
      end;
      if slot_mode==2
         posA2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
      end;
      phiPA((k/dk)+1,1)=posA1/posA2;
      mo_clearblock;
      mo_groupselectblock(group_phase_NA);
      posNA1=mo_blockintegral(1);
      if slot_mode==1
         posNA2=mo_blockintegral(5)/(Q/6);
      end;
      if slot_mode==2
         posNA2=mo_blockintegral(5)/(Q/3);
      end;
      phiNA((k/dk)+1,1)=posNA1/posNA2;
      mo_clearblock;
      phiA((k/dk)+1)=(n_conductors/n_branches)*(phiPA((k/dk)+1)-phiNA((k/dk)+1));
   end;
   if iron_losses_calculation==1;
      % Run an analysis through an entire spin of the rotor and record element centroid flux density (using the
        mesh from the first iteration) at every step.  This information will then be used to estimate core losses.
```

```
    if (k == 0)
      % Record the initial mesh elements if the first time through the loop
      nn = mo_numelements;
      b = zeros(floor(n/dk),nn); %matrix that will hold the flux density info
      z = zeros(nn,1);
      area = zeros(nn,1);
      g = zeros(nn,1);
      for m = 1:nn
        elm = mo_getelement(m);
        % z is a vector of complex numbers that represents the location of the centroid of each element.  The
        real part is x, the imaginary part is y.  The purpose of representing the location in this way is that it is
        easy to rotate the location of the centroid (by multiplying by a complex number) to find the point that
        corresponds to the centroid when the rotor is rotated.
        z(m) = elm(4) + 1i*elm(5);
        % element area in the length units used to draw the geometry
        area(m) = elm(6);
        % group number associated with the element
        g(m) = elm(7);
      end
    end
    % Store element flux densities *)
    u=exp(1i*k*pi/180.);
    for m = 1:nn
      % Element is on the rotor.  Elements on the rotor have been assigned to group 1 (by assigning the block
        label that marks them to group 1) so that the program can tell if an element is part of the rotor.
      if(g(m)==group_rotor_iron)
        % the location in the original mesh is rotated so that the flux density at the same point with the rotor
        rotated through angle k can be evaluated. Multiplying by the complex number u does the rotation.
        p = z(m)*u;
        % Flux densities bx and by are evaluated and rolled into a complex number.
        % Dividing by the complex number u rotates the flux density back into a rotor-fixed reference frame.
        b(kk,m) = (mo_getb(real(p),imag(p))*[1;1i])/u;
      end
      % element is on the stator
      if(g(m) == group_tooth)
        % since the stator doesn't move, no games have to be played
        % with rotations.
        p = z(m);
        b(kk,m) = (mo_getb(real(p),imag(p))*[1;1i]);
      end
    end
    probinfo=mo_getprobleminfo;
  end;
  if iron_losses_calculation_aprox==1;
    %run an analysis for calculating the iron losses in the stator, based on the curve of
    %magnetic steel special core losses.
    if k==0
      nn = mo_numelements;
      b = zeros(1,nn); %matrix that will hold the flux density info in the stator
      bs=zeros(1,nn);
      iron_loss=zeros(1,nn);
      area = zeros(1,nn);
      iron_loss_w=zeros(1,nn);
      for m = 1:nn
        elm = mo_getelement(m);
        % z is a vector of complex numbers that represents the location of
        % the centroid of each element.  The real part is x, the
        % imaginary part is y.
z(m) = elm(4) + 1i*elm(5);
```

```
            % element area in the length units used to draw the geometry
            area(m) = elm(6);
            % group number associated with the element
            g(m) = elm(7);
            if (g(m)==group_tooth)
               p = z(m);
               b(1,m) = (mo_getb(real(p),imag(p))*[1;1i];
            end
            %calculate the iron losses(W/kg) for 125Hz frequency of the stator
            %for each element
            bs=abs(b);
            %               iron_loss=max(3.795.*bs.^2-1.561.*bs+0.922,0);    f=125Hz
            iron_loss=max(1.46.*bs.^3-2.31.*bs.^2+3.4.*bs-0.708,0);    %f=80Hz M235-25A
            %               iron_loss=max(1.133.*bs.^2-0.383.*bs+0.264,0);  %f=50Hz
            %               iron_loss=max(12.*bs.^2+7.2.*bs-2.5,0);  %f=400Hz vacoflux50
         end
      end
      probinfo=mo_getprobleminfo;
   end
   %rotate the rotor through pole
   mi_selectgroup(group_rotor_magnet);
   mi_selectgroup(group_rotor_air);
   mi_selectgroup(group_rotor_iron);
   mi_selectgroup(group_rotor_air2);
   mi_selectgroup(group_rotor_air3);
   mi_selectgroup(group_rotor_magnet_out);
   mi_moverotate(0,0,dk);
   disp(sprintf('%i of %i :: %f seconds',(k/dk)+1,n/dk,etime(clock,starttime)));
end

%%Results
 if iron_losses_calculation==1;
   % Add Up Core Losses. Compute the square of the amplitude of each harmonic at the centroid of
   % each element in the mesh, utilizing FFT function of Matlab.
   bxfft=abs(fft(real(b)))*(2/(n/dk));
   byfft=abs(fft(imag(b)))*(2/(n/dk));
   bsq=(bxfft.*bxfft) + (byfft.*byfft);
   % Make a vector representing the frequency associated with each harmonic
   % The last half of the entries are zeroed out so that we don't count each
   % harmonic twice--the upper half of the FFT a mirror of the lower half
   w=0:(n/dk-1);
   w=P/2*wbase*w.*(w<((n/dk)/2));
   % Compute the volume of each element in units of meter^3
   h = probinfo(3);          %Length of the machine in the into-the-page direction
   lengthunits = probinfo(4);  %Length of drawing unit in meters
   v = area*h*lengthunits^2;
   % Dividing the result by cs corrects for the lamination stacking factor .
   total_loss = ((ch*w+ce*w.*w)*bsq*v)/cs;
   disp(sprintf('total core loss = %g W',total_loss));
   iron_mass = cs*rho*sum(v);
end;
if iron_losses_calculation_aprox==1;              %compute the iron losses through W/kg curve
   % Compute the volume of each element in units of meter^3
   h = probinfo(3);  %Length of the machine in the into-the-page direction
   lengthunits = probinfo(4);  %Length of drawing unit in meters
   v = area*h*lengthunits^2;
   density=7600;   %density of Thyssen M235-35A(kg/m3)
   %     density=8120;   %density of vacoflux50(kg/m3)
   weight=density.*v;
```

```
    iron_loss_w=iron_loss.*weight;
    total_core_loss1=0;
    for m=1:nn
        total_core_loss1=iron_loss_w(m)+total_core_loss1;
    end
    disp(sprintf('total core loss = %g W',total_core_loss1))
end
if copper_losses_calculation==1;
    s_cu=fill_factor*mo_blockintegral(5)*(10^4);
    s_w=s_cu/n_conductors;
    olf=1.2;
    R_slot=(r_stator_in+l_tooth/2)*(10^-1);
    mo_clearblock;
    if winding_mode==1;
        l_w_tot=(n_conductors)*(Q/6)*(2*L*0.1+(2*olf*2*pi*R_slot/(Q/3)));
        R_copper=(p_copper*l_w_tot/s_w);
    end;
    if winding_mode==2;
        l_w_tot=(n_conductors)*(Q/(6*n_branches))*(2*L*0.1+(4*2*pi*R_slot/Q));
        R_copper=(1/n_branches)*(p_copper*l_w_tot/s_w);
    end;
    if (winding_mode==3)||(winding_mode==5);
        l_w_tot=(n_conductors)*(Q/(n_branches*3))*(2*L*0.1+(2*2*pi*R_slot/(3*Q/2)));
        R_copper=(1/n_branches)*p_copper*l_w_tot/s_w;
    end;
    if winding_mode==4;
        l_w_tot=(n_conductors)*(Q/6)*(2*L*0.1+(2*olf*2*pi*R_slot/(Q/3)));
        R_copper=p_copper*l_w_tot/s_w;
    end;
    P_copper1=3*R_copper*I1_rms^2;
    disp(sprintf('Copper losses = %g watts',P_copper1));
end;
if torque_calculation==1
    mean_torque1=mean(abs(torque(:,1)));
    torque_ripple1=(abs(min(torque(:,1))-max(torque(:,1)))/mean_torque1)*100;
    disp(sprintf('Average torque = %g N*m',mean(abs(torque(:,1)))));
    disp(sprintf('Maximum torque ripple = %g N*m',torque_ripple1));
end;
if emf_calculation==1
    for k=1:1:(n/dk)-1                  %vhma 1 giati orizetai eksoterika tou loop
        emfA(k)=w_m*((phiA(k+1)-phiA(k))/(dk*deg));
    end;
    fr=2*abs(fft(emfA)/(n/dk));
    fr_rms=fr(1:(n/dk)/2);
    emf_fund1=fr_rms(2)/sqrt(2);    %value of emfA fundamental
    fr=fr/max(fr);
    fr=fr(1:(n/dk)/(2));
    third_harmonic_per_unit=fr(4);
    fifth_harmonic_per_unit=fr(6);
    seventh_harmonic_per_unit=fr(8);
    ninth_harmonic_per_unit=fr(10);
    thd=0;
    for k=4:2:((n/dk)/(2))
        thd=thd+(fr_rms(k)/sqrt(2))^2;
    end;
    thd1=(sqrt(thd)/(fr_rms(2)/sqrt(2)))*100;
    disp(sprintf('Fundamental component rms = %g',fr_rms(2)/sqrt(2)));
    disp(sprintf('EMF THD= %g',thd1));
end;
```

```
if weight_calculation==1
   mo_selectblock(r_stator_in+l_tooth/2,3*w_tooth/4);
   V_slot=mo_blockintegral(10);
   V_cu=fill_factor* V_slot;
   w_copper=(1.2)*p_winding*Q*V_cu;    %total winding weight
   mo_clearblock;
   w_magnet=p_pm*vol_mag_per_pole*P;    %total magnet weight
    mo_selectblock(a,0);
   V_iron_rotor=mo_blockintegral(10);
   w_iron_rotor=p_iron*V_iron_rotor;    %total rotor iron weight
   mo_clearblock;
   mo_selectblock(r_stator_in+l_tooth/2,0);
   V_iron_stator=mo_blockintegral(10);
   w_iron_stator=p_iron*V_iron_stator;    %total stator iron weight
   mo_clearblock;
   mo_selectblock(r_shaft/2,0);
   V_shaft=mo_blockintegral(10);
   w_shaft=(1.001)*p_aluminium*V_shaft;    %total shaft weight,accounting fot total length of the motor
   mo_clearblock;
   total_weight=w_copper+w_magnet+w_iron_stator+w_iron_rotor+w_shaft;
end;
mo_selectpoint(x1s,y1s);
mo_selectpoint(x1s,-y1s);
tip_length=mo_lineintegral(2);
tip_length=tip_length(1); % in meters
tip_length=tip_length*(10^+3); % in mm
slot_length=r_stator_in*(2*pi/Q);
bs_ratio=1-(tip_length/slot_length);
P_loss_total1=P_copper1+total_core_loss1;
efficiency1=(mean_torque1*w_m)/((mean_torque1*w_m)+P_loss_total1);
```

Π.Α2 Αλγόριθμος εξελικτικής βελτιστοποίησης DE

Παρακάτω παρατίθενται επιλεγμένα σημεία του κώδικα της προσαρμοστικής εκδοχής του αλγορίθμου DE σε γλώσσα προγραμματισμού *matlab*© [Π.4], που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της εργασίας. Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η συνάρτηση η οποία καλείται και υλοποιεί την λογική του αλγορίθμου DE, όπως αναλύεται στο διάγραμμα ροής του *Σχ. 3.10*. Η συγκεκριμένη συνάρτηση καλείται από εξωτερικό αρχείο εντολών (*script*), το οποίο εισάγει τις επιλογές του χρήστη που αφορούν τον πληθυσμό, τον αριθμό των επαναλήψεων, την τεχνική μετάλλαξης κτλ. Η συγκεκριμένη συνάρτηση (*deopt*) η οποία υλοποιεί το κύριο μέρος του αλγορίθμου καλεί επίσης διάφορες συναρτήσεις, όπως είναι η *left*_win, η οποία είναι υπεύθυνη για τη σύγκριση μεταξύ δυο υποψήφιων λύσεων του προβλήματος βελτιστοποίησης, η *feval*, η οποία υπολογίζει τη σύνθετη συνάρτηση κόστους και ελέγχει τους λειτουργικούς περιορισμούς του προβλήματος μέσω του μοντέλου παραμετρικής σχεδίασης και ανάλυσης κινητήρων που παρουσιάστηκε στο Π.Α1 και η *PlotItAd*, η οποία υλοποιεί την αποτύπωση και αποθήκευση των μεγεθών που προκύπτουν από τη διαδικασία βελτιστοποίησης. Αξίζει να σημειωθεί ότι για την αύξηση της αποδοτικότητας του αλγορίθμου, χρησιμοποιήθηκε λογική πράξεων με πίνακες και όχι λογική μέσω εμφολευμένων βρόγχων τόσο για τη διαδικασία προσδιορισμού του καλύτερου διανύσματος (συνάρτηση *left_win*) μεταξύ δυο διανυσμάτων, όσο και για τη διαδικασία υπολογισμού του διανύσματος μετάλλαξης. Επιπροσθέτως, για την περίπτωση επιλογής της διαδικασίας μετάλλαξης των διανυσμάτων μέσω της προτεινόμενης προσαρμοστικής τεχνικής, καλείται μια επιπλέον συνάρτηση που αναπτύχθηκε (*Adaptive_DE_fitness_calc_func*), η οποία επιστρέφει τις μεταβλητές τιμές του συντελεστή μετάλλαξης για κάθε μέλος του πληθυσμού F_{adap}, ανάλογα με το πόσα μέλη του πληθυσμού "κυριαρχούν" σε αυτό και την απόστασή του από τον k κοντινότερο γείτονα, όπως αναλύθηκε στην ενότητα 3.8.1.2.

```
\%%%
```

```
if ((F_CR < 0) | (F_CR > 1))
   F_CR=0.5;
   fprintf(1,'F_CR should be from interval [0,1]; set to default value 0.5\n');
end
if (I_itermax <= 0)
   I_itermax = 200;
   fprintf(1,'I_itermax should be > 0; set to default value 200\n');
end
I_refresh = floor(I_refresh);
 %-----Initialize population and some arrays-------------------------------
% FM_pop = zeros(I_NP,I_D); %initialize FM_pop to gain speed
%
% %----FM_pop is a matrix of size I_NPx(I_D+1). It will be initialized------
% %----with random values between the min and max values of the-------------
% %----parameters-----------------------------------------------------------
%
% for k=1:I_NP
%    FM_pop(k,:) = FVr_minbound + rand(1,I_D).*(FVr_maxbound - FVr_minbound);
% end
 FM_pop =S_struct.FM_pop;
FM_popold     = zeros(size(FM_pop));  % toggle population
FVr_bestmem   = zeros(1,I_D);% best population member ever
FVr_bestmemit = zeros(1,I_D);% best population member in iteration
I_nfeval      = 0;                  % number of function evaluations

%------Evaluate the best member after initialization----------------------
I_best_index   = 1;                 % start with first population member
S_val(1)       = feval(fname,FM_pop(I_best_index,:),S_struct);
S_bestval = S_val(1);               % best objective function value so far
I_nfeval  = I_nfeval + 1;
for k=2:I_NP                        % check the remaining members
  S_val(k)  = feval(fname,FM_pop(k,:),S_struct);
  I_nfeval  = I_nfeval + 1;
  if (left_win(S_val(k),S_bestval) == 1)
     I_best_index   = k;            % save its location
     S_bestval      = S_val(k);
  end
end
FVr_bestmemit = FM_pop(I_best_index,:); % best member of current iteration
S_bestvalit   = S_bestval;            % best value of current iteration
FVr_bestmem = FVr_bestmemit;          % best member ever
%------DE-Minimization FM_popold is the population which has to compete. It is static through one iteration.
FM_pop is the newly emerging population.
FM_pm1   = zeros(I_NP,I_D);   % initialize population matrix 1
FM_pm2   = zeros(I_NP,I_D);   % initialize population matrix 2
FM_pm3   = zeros(I_NP,I_D);   % initialize population matrix 3
FM_pm4   = zeros(I_NP,I_D);   % initialize population matrix 4
FM_pm5   = zeros(I_NP,I_D);   % initialize population matrix 5
FM_bm    = zeros(I_NP,I_D);   % initialize FVr_bestmember  matrix
FM_ui    = zeros(I_NP,I_D);   % intermediate population of perturbed vectors
FM_mui   = zeros(I_NP,I_D);   % mask for intermediate population
FM_mpo   = zeros(I_NP,I_D);   % mask for old population
FVr_rot  = (0:1:I_NP-1);              % rotating index array (size I_NP)
FVr_rotd = (0:1:I_D-1);       % rotating index array (size I_D)
FVr_rt   = zeros(I_NP);               % another rotating index array
FVr_rtd  = zeros(I_D);                % rotating index array for exponential crossover
FVr_a1   = zeros(I_NP);               % index array
FVr_a2   = zeros(I_NP);               % index array
FVr_a3   = zeros(I_NP);               % index array
```

```
FVr_a4   = zeros(I_NP);              % index array
FVr_a5   = zeros(I_NP);              % index array
FVr_ind  = zeros(4);
FM_meanv = ones(I_NP,I_D);
BestBest(1)=S_bestvalit;
I_iter = 1;
BestBest(I_iter)=S_bestvalit;
while ((I_iter < I_itermax) & (S_bestval.FVr_oa(1) > F_VTR))
  FM_popold = FM_pop;                % save the old population
  S_struct.FM_pop = FM_pop;
  S_struct.FVr_bestmem = FVr_bestmem;
  FVr_ind = randperm(4);             % index pointer array
  FVr_a1  = randperm(I_NP);                % shuffle locations of vectors
  FVr_rt  = rem(FVr_rot+FVr_ind(1),I_NP);    % rotate indices by ind(1) positions
  FVr_a2  = FVr_a1(FVr_rt+1);              % rotate vector locations
  FVr_rt  = rem(FVr_rot+FVr_ind(2),I_NP);
  FVr_a3  = FVr_a2(FVr_rt+1);
  FVr_rt  = rem(FVr_rot+FVr_ind(3),I_NP);
  FVr_a4  = FVr_a3(FVr_rt+1);
  FVr_rt  = rem(FVr_rot+FVr_ind(4),I_NP);
  FVr_a5  = FVr_a4(FVr_rt+1);
  FM_pm1 = FM_popold(FVr_a1,:);            % shuffled population 1
  FM_pm2 = FM_popold(FVr_a2,:);            % shuffled population 2
  FM_pm3 = FM_popold(FVr_a3,:);            % shuffled population 3
  FM_pm4 = FM_popold(FVr_a4,:);            % shuffled population 4
  FM_pm5 = FM_popold(FVr_a5,:);            % shuffled population 5
  for k=1:I_NP                       % population filled with the best member
    FM_bm(k,:) = FVr_bestmemit;            % of the last iteration
  end
  FM_mui = rand(I_NP,I_D) < F_CR;  % all random numbers < F_CR are 1, 0 otherwise
  %----Insert this for exponential crossover.----------------
  %FM_mui = sort(FM_mui');    % transpose, collect 1's in each column
  %for k  = 1:I_NP
  %  n = floor(rand*I_D);
  %  if (n > 0)
  %    FVr_rtd     = rem(FVr_rotd+n,I_D);
  %    FM_mui(:,k) = FM_mui(FVr_rtd+1,k); %rotate column k by n
  %  end
  %end
  %FM_mui = FM_mui';              % transpose back
  %----End: exponential crossover----------------------------------
    FM_mpo = FM_mui < 0.5;    % inverse mask to FM_mui
  [F_weight2] = Adaptive_DE_fitness_calc_func(S_val,S_struct,FM_pop);
  F_weight2=F_weight2';
  wdv=FM_pm1 - FM_pm2;
  wdv2=FM_bm-FM_popold;
  if (I_strategy == 1)                     % DE/rand/1
    FM_ui = FM_pm3 + [F_weight2.*wdv(:,1) F_weight2.*wdv(:,2)];   % differential variation
    FM_ui = FM_popold.*FM_mpo + FM_ui.*FM_mui;     % crossover
    FM_origin = FM_pm3;
  elseif (I_strategy == 2)                 % DE/local-to-best/1
    FM_ui = FM_popold + [F_weight.*wdv2(:,1) F_weight.*wdv2(:,2)] + [F_weight2.*wdv(:,1) F_weight2.*wdv(:,2)];
    FM_ui = FM_popold.*FM_mpo + FM_ui.*FM_mui;
    FM_origin = FM_popold;
  elseif (I_strategy == 3)                 % DE/best/1 with jitter
     FF_w=[(1-0.9999)*rand(I_NP,1)+F_weight2 (1-0.9999)*rand(I_NP,1)+F_weight2];
    FM_ui = FM_bm + (FM_pm1 - FM_pm2).*(FF_w);
    FM_ui = FM_popold.*FM_mpo + FM_ui.*FM_mui;
    FM_origin = FM_bm;
```

```
elseif (I_strategy == 4)                    % DE/rand/1 with per-vector-dither
   f1 = ((1-F_weight)*rand(I_NP,1)+F_weight);
   for k=1:I_D
     FM_pm5(:,k)=f1;
   end
   FM_ui = FM_pm3 + (FM_pm1 - FM_pm2).*FM_pm5;   % differential variation
   FM_origin = FM_pm3;
   FM_ui = FM_popold.*FM_mpo + FM_ui.*FM_mui;    % crossover
 elseif (I_strategy == 5)                    % DE/rand/1 with per-vector-dither
   f1 = ((1-F_weight)*rand+F_weight);
   FM_ui = FM_pm3 + (FM_pm1 - FM_pm2)*f1;       % differential variation
   FM_origin = FM_pm3;
   FM_ui = FM_popold.*FM_mpo + FM_ui.*FM_mui;    % crossover
 else                                        % either-or-algorithm
   if (rand < 0.5);                          % Pmu = 0.5
     FM_ui = FM_pm3 + F_weight*(FM_pm1 - FM_pm2);% differential variation
     FM_origin = FM_pm3;
   else                                      % use F-K-Rule: K = 0.5(F+1)
     FM_ui = FM_pm3 + 0.5*(F_weight+1.0)*(FM_pm1 + FM_pm2 - 2*FM_pm3);
   end
   FM_ui = FM_popold.*FM_mpo + FM_ui.*FM_mui;    % crossover
 end
%-----Optional parent+child selection-------------------------------------------

%-----Select which vectors are allowed to enter the new population------------
 for k=1:I_NP

    %=====Only use this if boundary constraints are needed==================
    if (I_bnd_constr == 1)
      for j=1:I_D %----boundary constraints via bounce back-------
        if (FM_ui(k,j) > FVr_maxbound(j))
          FM_ui(k,j) = FVr_maxbound(j) + rand*(FM_origin(k,j) - FVr_maxbound(j));
        end
        if (FM_ui(k,j) < FVr_minbound(j))
          FM_ui(k,j) = FVr_minbound(j) + rand*(FM_origin(k,j) - FVr_minbound(j));
        end
      end
    end
    %=====End boundary constraints==========================================
     S_tempval = feval(fname,FM_ui(k,:),S_struct);   % check cost of competitor
    I_nfeval  = I_nfeval + 1;
    if (left_win(S_tempval,S_val(k)) == 1)
      FM_pop(k,:) = FM_ui(k,:);                 % replace old vector with new one (for new iteration)
      S_val(k)   = S_tempval;                   % save value in "cost array"
      %----we update S_bestval only in case of success to save time-----------
      if (left_win(S_tempval,S_bestval) == 1)
        S_bestval = S_tempval;                  % new best value
        FVr_bestmem = FM_ui(k,:);               % new best parameter vector ever
      end
    end
  end % for k = 1:NP
 FVr_bestmemit = FVr_bestmem;       % freeze the best member of this iteration for the coming
                                    % iteration. This is needed for some of the strategies.
BestBest(I_iter+1)=S_bestval;
%----Output section-----------------------------------------------------------
  if (I_refresh > 0)
    if ((rem(I_iter,I_refresh) == 0) | I_iter == 1)
      fprintf(1,'Iteration: %d,  Best: %f,  F_weight: %f,  F_CR: %f,  I_NP:
%d\n',I_iter,S_bestval.FVr_oa(1),F_weight,F_CR,I_NP);
```

```
    %var(FM_pop)
    format long e;
    for n=1:I_D
      fprintf(1,'best(%d) = %g\n',n,FVr_bestmem(n));
    end
    if (I_plotting == 1)
      PlotItAd(FVr_bestmem,I_iter,S_struct);
    end
  end
 end

 I_iter = I_iter + 1;
 FM_popp=S_struct.FM_pop;
end %---end while ((I_iter < I_itermax)
```

Π.Α3 Αλγόριθμος εξελικτικής βελτιστοποίησης PSO

Παρακάτω παρατίθενται ο κώδικας του αλγόριθμου PSO τοπολογίας κύκλου σε γλώσσα προγραμματισμού *matlab*© που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της εργασίας. Η εισαγωγή των δεδομένων του προβλήματος βελτιστοποίησης πραγματοποιείται στο ίδιο αρχείο εντολών με τη διαδικασία της βελτιστοποίησης. Ο αναπτυχθέν αλγόριθμος αποθηκεύει όλες τις τιμές των θέσεων και των συναρτήσεων κόστους που λαμβάνουν τα διανύσματα του πληθυσμού. Επιπλέον, κατά τη διαδικασία βελτιστοποίησης, καλούνται δυο συναρτήσεις (*ObjectiveFun, circle)* που υλοποιήθηκαν σε ξεχωριστά αρχεία εντολών. Η συνάρτηση *ObjectiveFun* επιστρέφει την τιμή της σύνθετης συνάρτησης κόστους, ελέγχοντας ταυτόχρονα τους λειτουργικούς περιορισμούς που τίθενται από την εφαρμογή για κάθε μέλος του πληθυσμού, ενώ η συνάρτηση *circle* επιστρέφει την τιμή και τη θέση του βέλτιστου γείτονα (circle) για κάθε διάνυσμα-μέλος του πληθυσμού.

```
% Population
popsize= xxx;
% Iteration number
Nt= xxx;
% Low boundary of variables
lb=[xxx, xxx,.., xxx];
% Upper boundary variables
ub=[xxx, xxx,.., xxx];
% PSO program start
%%%
```

```
fun_val=Inf;
final_pop=current_pos;
%Position and cost function particles history matrices
current_posHistory=zeros(popsize, num_dimensions*(Nt+1));
objectiveFunHistory=ones(popsize,Nt).*Inf;
for y=1:popsize
   for x=1:num_dimensions
      current_pos(y,x)=lb(1,x)+(ub(1,x)-lb(1,x))*rand;
   end
end
for y=1:popsize
   for x=1:num_dimensions
      velocity(y,x)=lb_vel(1,x)+2*(ub_vel(1,x))*rand;
      if abs(velocity(y,x))<(1e-15)
         if rand>0.5
            velocity(y,x)=(1e-15);
         else
            velocity(y,x)=-(1e-15);
         end
      end
   end
end
for y=1:popsize
   for x=1:num_dimensions
      current_posHistory(y,x)=current_pos(y,x);
   end
end
starttime2=clock;
%Calculation of initial values of cost function for each partivle
swarmValue=Inf;
current_swarm=zeros(1,num_dimensions);
objectFunHistoryAll=zeros(popsize, 5*(Nt+1));          %Cost function history matrix
for y=1:popsize
   for x=1:num_dimensions
      current_swarm(1,x)=current_pos(y,x);
   end
   [swarmValue, T_mean, T_ripple, THD, efficiency]=ObjectiveFun(current_swarm);     %Cost function calculation
   objectiveFunHistory(y,1)=swarmValue;          %Cost function history
   newObjectFunValues=[swarmValue, T_mean, T_ripple, THD, efficiency];
   for x=1:5
      objectFunHistoryAll(y, x)=newObjectFunValues(x);
   end;
   %pBest check
   if swarmValue<pBestValue(y,1)
      pBestValue(y,1)=swarmValue;
      for x=1:num_dimensions
         pBestPosition(y,x)=current_swarm(1,x);
      end
   end
end
%gbest check
for y=1:popsize
   if(pBestValue(y,1))<gBestValue
      gBestValue=pBestValue(y,1);

      for x=1:num_dimensions
         gBestPosition(1,x)=pBestPosition(y,x);
      end
end
```

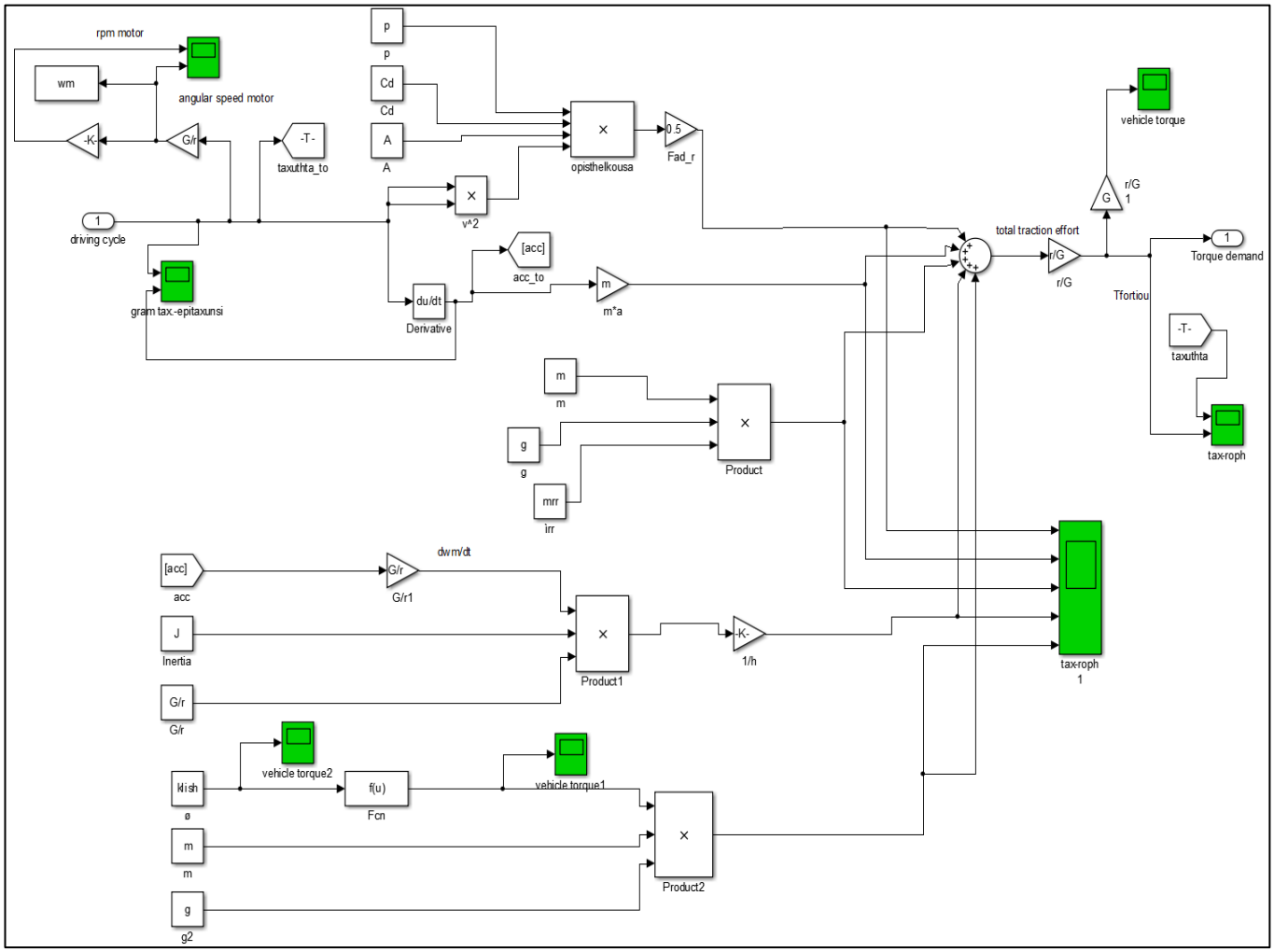
```
end
fprintf('1st generation :: %f seconds \n',etime(clock,starttime2));
%neigh[]: nbest search betwwen 2 neighbors
neigh=ones(1,3).*Inf;
neigh_pos=zeros(1,3);
for y=1:popsize
    [C,I]=circle(y,popsize, neigh, neigh_pos);
    nBestValue(y,1)=C;
   for x=1:num_dimensions
      nBestPosition(y,x)=pBestPosition(neigh_pos(1,I),x);
   end
end
dw=(w_start-w_end)/Nt;     % Inertia change for each iteration
gBestHistory=ones(1,Nt).*1000;
% Main algorithm
w=w_start;
for j=1:Nt
   starttime=clock;
   current_pos=current_pos+velocity;                % New Particle position
   for y=1:popsize
      for x=1:num_dimensions
         current_posHistory(y,j*num_dimensions+x)=current_pos(y,x);
      end
   end
   % boundary limits check
   for y=1:popsize
      for x=1:num_dimensions
         if current_pos(y,x)<(lb(1,x))
            current_pos(y,x)= lb(1,x);
         end
         if current_pos(y,x)>(ub(1,x))
            current_pos(y,x)=ub(1,x);
         end
      end
   end
   % Cost function update
   for y=1:popsize
      for x=1:num_dimensions
      current_swarm(1,x)=current_pos(y,x);
      end
      [swarmValue, T_mean, T_ripple, THD, efficiency]=ObjectiveFun(current_swarm);
      objectiveFunHistory(y,(1*j)+1)=swarmValue;
      newObjectFunValues=[swarmValue, T_mean, T_ripple, THD, efficiency];
      for x=1:5
         objectFunHistoryAll(y, j*5+x)=newObjectFunValues(x);
      end;
      % pBest update
      if swarmValue<pBestValue(y,1)
         pBestValue(y,1)=swarmValue;
         for x=1:num_dimensions
            pBestPosition(y,x)=current_swarm(1,x);
         end
      end
   end
   % gbest update
   for y=1:popsize
      if(pBestValue(y,1))<gBestValue
         gBestValue=pBestValue(y,1);
         for x=1:num_dimensions
```

```
            gBestPosition(1,x)=pBestPosition(y,x);
        end
    end
end
% nbest update
for y=1:popsize
    [C,I]=circle(y,popsize, neigh, neigh_pos);
    nBestValue(y,1)=C;
    for x=1:num_dimensions
        nBestPosition(y,x)=pBestPosition(neigh_pos(1,I),x);
    end
end
% Velocity update
for y=1:popsize
    for x=1:num_dimensions
        velocity(y,x)=w*velocity(y,x)+c1*rand*(pBestPosition(y,x)-current_pos(y,x))+c2*rand*(nBestPosition(y,x)-
        current_pos(y,x));
        if abs(velocity(y,x))<(1e-15)
            if rand>0.5
                velocity(y,x)=(1e-15);
            else
                velocity(y,x)=-(1e-15);
            end
        end
    end
end
%Velocity limits check
for y=1:popsize
    for x=1:num_dimensions
        if velocity(y,x)<(lb_vel(1,x))
            velocity(y,x)= lb_vel(1,x);
        end
        if velocity(y,x)>(ub_vel(1,x))
            velocity(y,x)=ub_vel(1,x);
        end
    end
end
w=w-dw;  %Inertia update
gBestHistory(1,j)=gBestValue;
save('circleSimulation3');
fprintf('gBest: %f \n',gBestValue);
if gBestHistory(1,j)<0.75
    break;
end;
fprintf('%i of %i :: %f seconds \n',j,Nt,etime(clock,starttime));
end
fprintf('Total iterations= %i :: %f seconds',j,etime(clock,starttime2));
fun_val=gBestValue;
solution=gBestPosition;
plot(gBestHistory);
save('circleSimulation1final');
```

Π.Β1 Δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης των μηχανικών δυνάμεων και ροπών που απαιτούνται από το ηλεκτρικό όχημα

Στο ακόλουθο σχήμα περιλαμβάνεται στιγμιότυπο από το δυναμικό μοντέλο υπολογισμού της απαιτούμενης ροπής φορτίου του κινητήρα για ηλεκτρικό όχημα συναρτήσει της ταχύτητας, υλοποιημένο σε περιβάλλον *Matlab/Simulink*©, το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή της

χρονοσειράς ροπής-ταχύτητας και ισχύος για λειτουργία στο NEDC, όπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4.

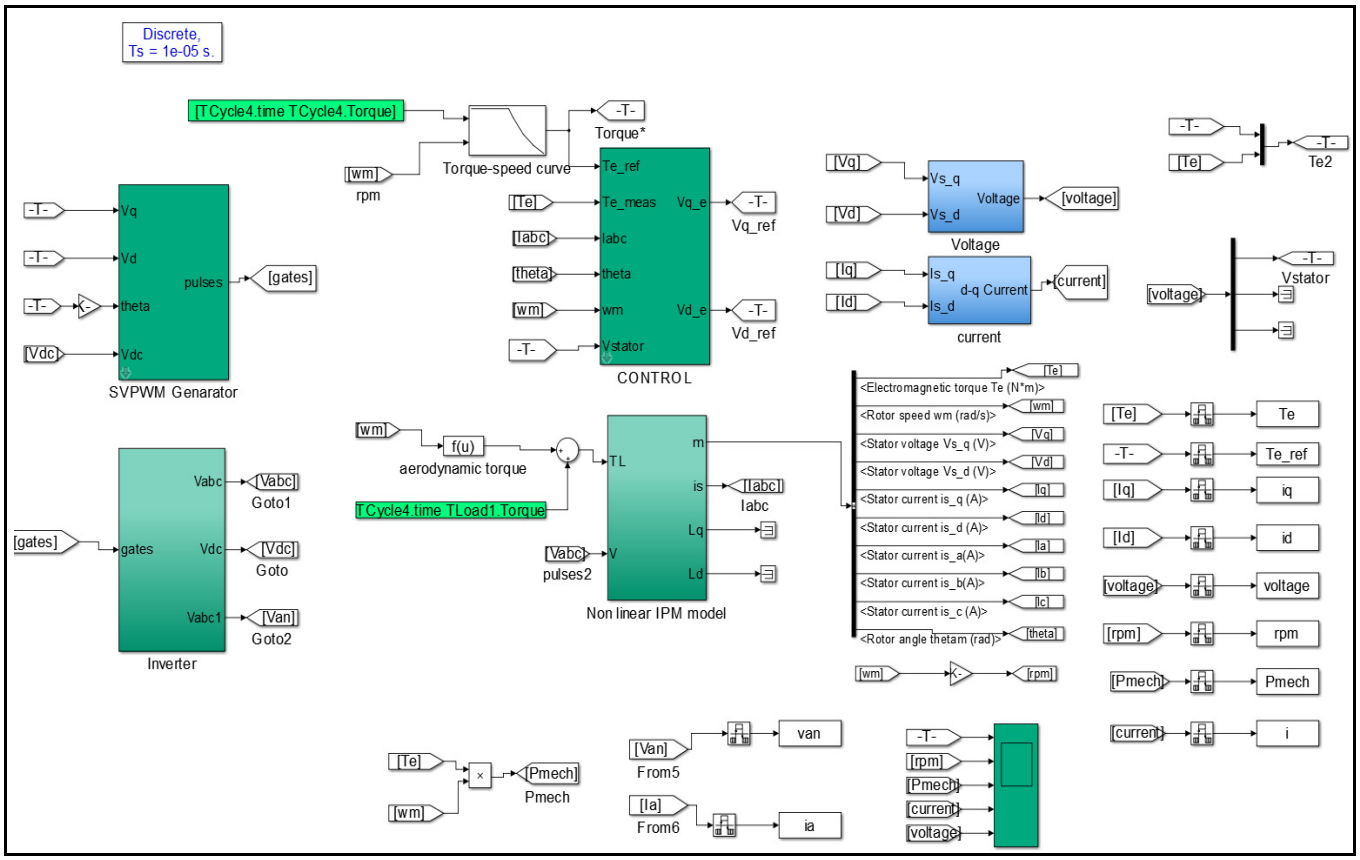


Σχήμα Π.1.Μοντέλο υπολογισμού ταχύτητας-ροπής-ισχύος για λειτουργία στον NEDC.

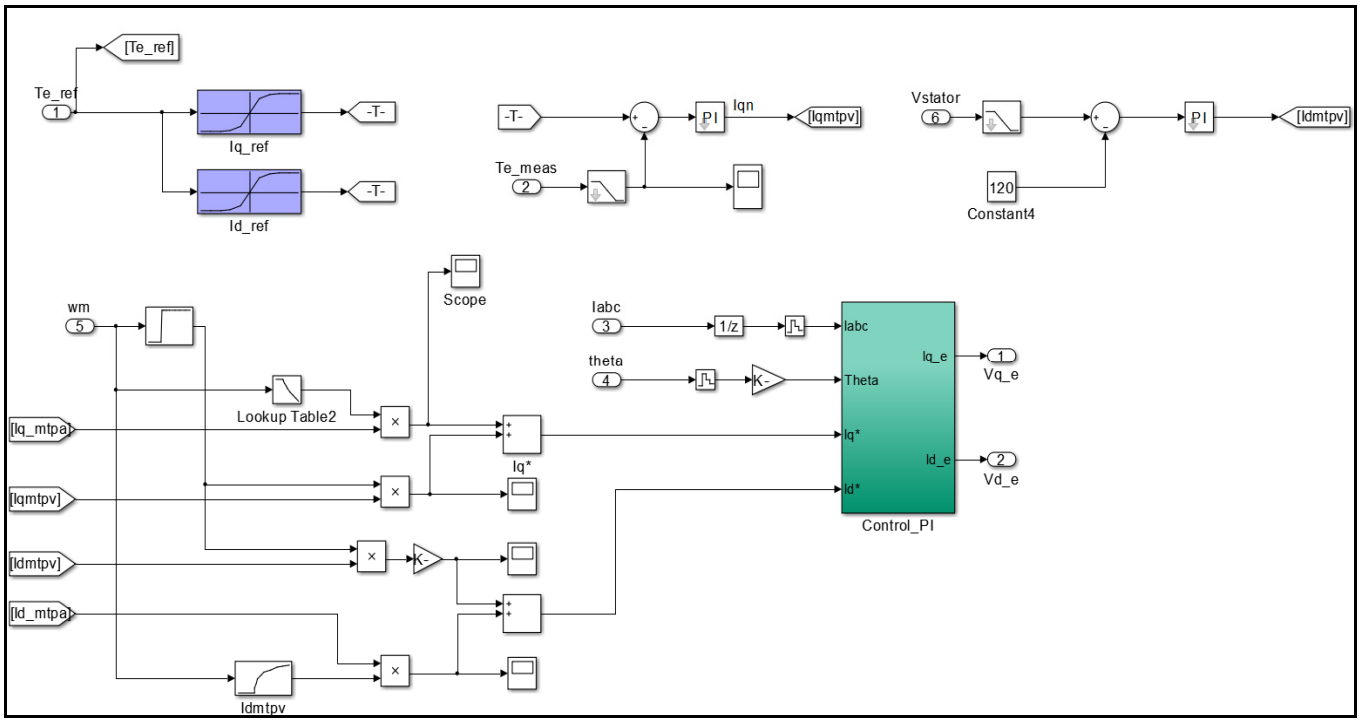
Π.Β2 Δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση SVM

Τα ακόλουθα σχήματα περιλαμβάνουν στιγμιότυπα του μοντέλου προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση SVM, όπως αυτά χρησιμοποιήθηκαν για τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 5 της παρούσας εργασίας. Το παρόν δυναμικό μοντέλο υλοποιήθηκε σε περιβάλλον *Matlab/Simulink©*. Το μοντέλο που αναπτύχθηκε περιλαμβάνει τους PI ελεγκτές των ρευμάτων *d* και *q* άξονα, τους PI ελεγκτές που χρησιμοποιούνται για τη σταθεροποίηση της τάσης τυμπάνου και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής στην περιοχή σταθερής ισχύος-FW, την τεχνική διαμόρφωσης SVM και το κύκλωμα ισχύος, το οποίο αποτελείται από τον αντιστροφέα ισχύος και τον κινητήρα εσωτερικών πολυστρωματικών μονίμων μαγνητών, όπου λαμβάνεται υπόψιν ο μαγνητικός κορεσμός μέσω εξάρτησης των αυτεπαγωγών από το ρεύμα τυμπάνου. Το μοντέλο του κινητήρα υλοποιεί τις δυναμικές εξισώσεις της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών στο σύγχρονα στρεφόμενο *d-q* πλαίσιο αναφοράς του στάτη. Το μοντέλο του κινητήρα είναι μοντέλο σήματος, το οποίο λαμβάνει ως είσοδο την απαιτούμενη ροπή, ενώ η χρονοσειρά ροπής φορτίου στον κινητήρα εισάγεται μέσω κατάλληλου πίνακα τιμών, που προσομοιώνει τη ροπή που οφείλεται στην κύλιση, στη συνιστώσα του βάρους και στην αεροδυναμική αντίσταση του οχήματος. Το μοντέλο σήματος του κινητήρα συνδέεται με το μοντέλο ισχύος του αντιστροφέα μέσω των μετρητικών της φασικής τάσης τυμπάνου. Η αντίσταση

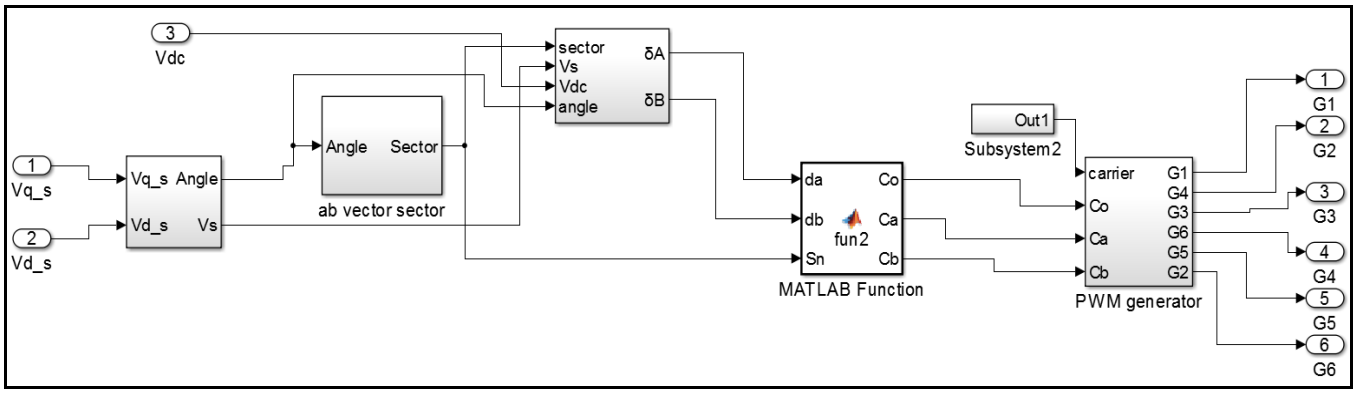
η οποία συνδέεται παράλληλα με την έξοδο του αντιστροφέα (*Σχ. Π.5*), έχει μεγάλη τιμή (100MΩ) και χρησιμοποιείται πρακτικά για τη δημιουργία του ουδέτερου κόμβου στον κινητήρα, που είναι απαραίτητος για την επίλυση των εξισώσεων κατάστασης του κινητήρα.



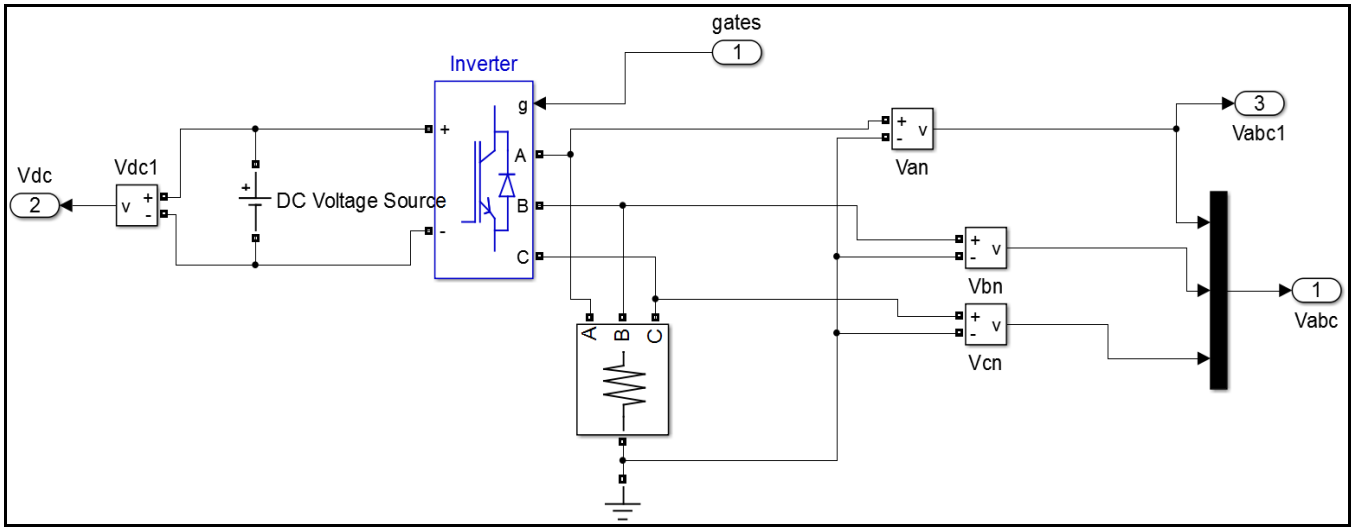
Σχήμα Π.2. Γενική άποψη του μοντέλου προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση SVM.



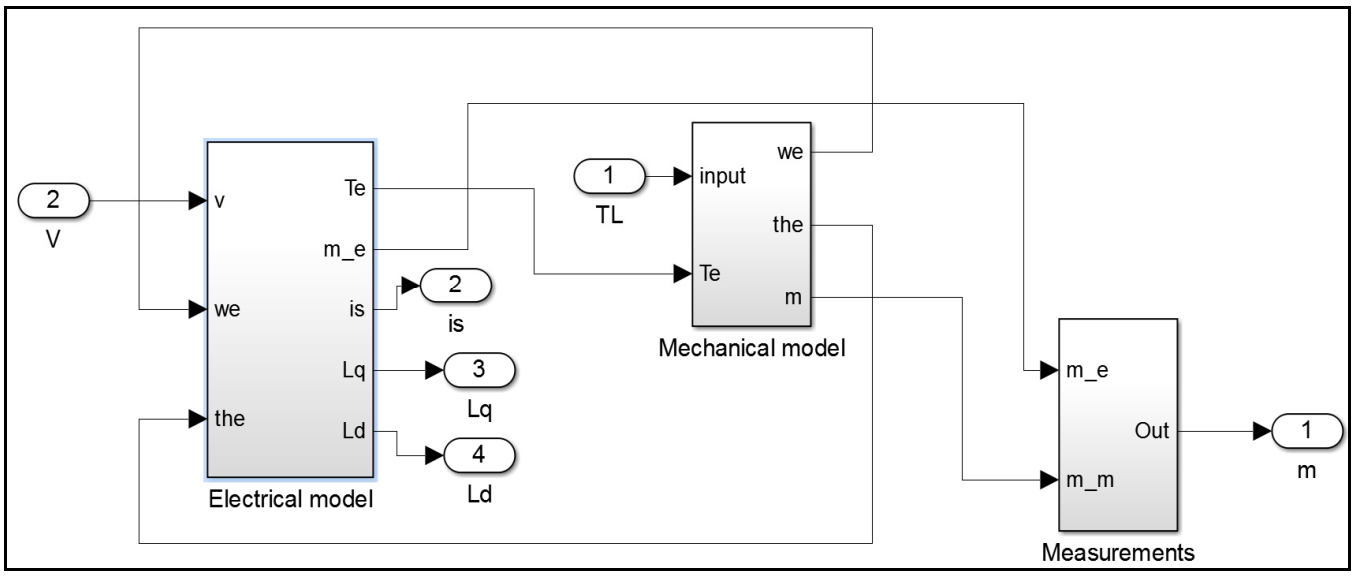
Σχήμα Π.3. Υλοποίηση των PI ελεγκτών για όλο το εύρος λειτουργίας του κινητήρα (περιοχή σταθερής ροπής - σταθερής ισχύος).



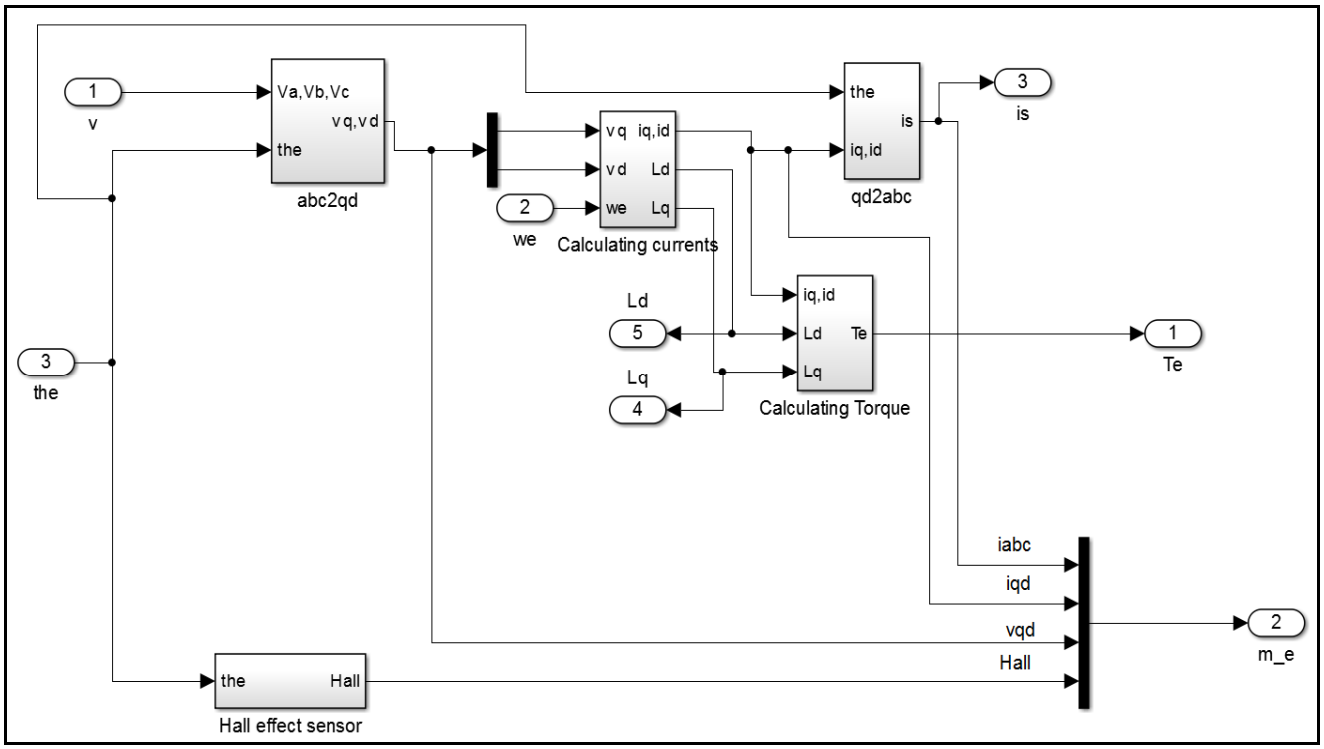
Σχήμα Π.4. Υλοποίηση της διαμόρφωσης SVM, εφαρμόζοντας τις προκύπτουσες τιμές αναφοράς των PI ελεγκτών, έπειτα από αντίστροφο μετασχηματισμό Park.



Σχήμα Π.5. Υλοποίηση πηγής και ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος.



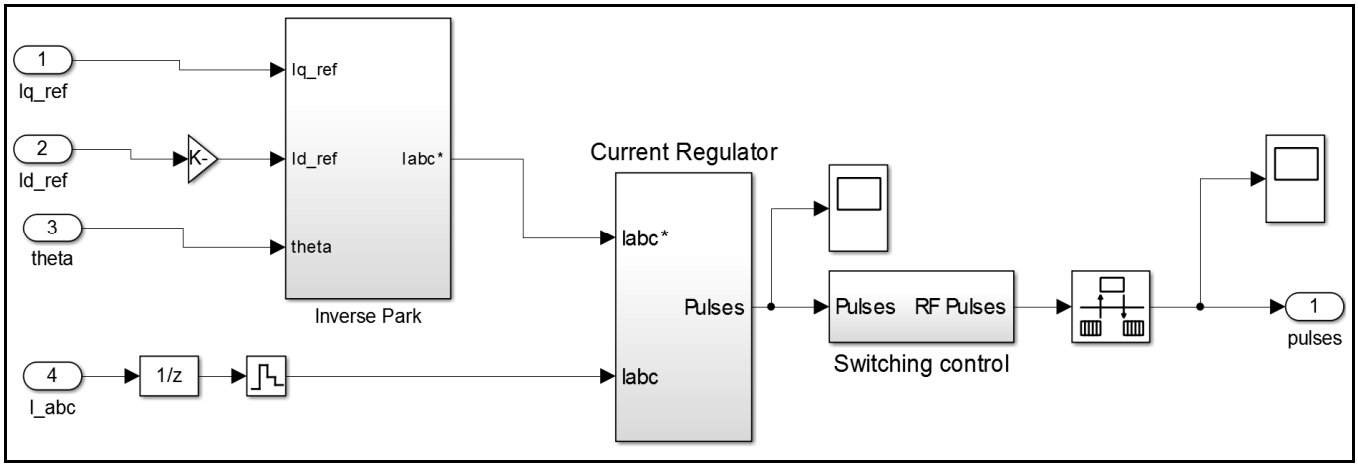
Σχήμα Π.6. Γενική δομή του μοντέλου προσομοίωσης της λειτουργίας του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ.



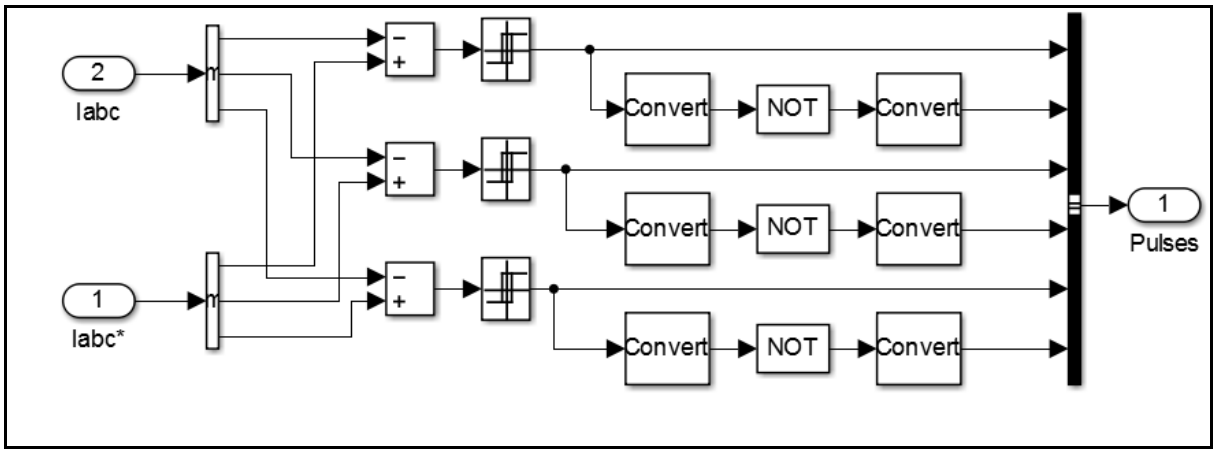
Σχήμα Π.7. Μοντέλο υπολογισμού ηλεκτρικών μεγεθών (ρεύμα τυμπάνου, ηλεκτρομαγνητική ροπή) του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ.

Π.Β3 Δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση HBCC

Στην περίπτωση του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση HBCC, η κύρια διαφορά με το προηγούμενο δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης είναι η τεχνική διαμόρφωσης. Λόγω της τεχνικής διαμόρφωσης, όπως παρατηρούμε από το *Σχ. Π.8* οι PI ελεγκτές ρευμάτων έχουν αντικατασταθεί από τον ελεγκτή ρεύματος ζώνης υστέρησης. Η υλοποίηση της διαμόρφωσης της τάσης του αντιστροφέα μέσω ελέγχου ζώνης υστέρησης του ρεύματος φαίνεται στο *Σχ. Π.9*.



Σχήμα Π.8. Γενική δομή μοντέλου υλοποίησης της διαμόρφωσης HBCC.

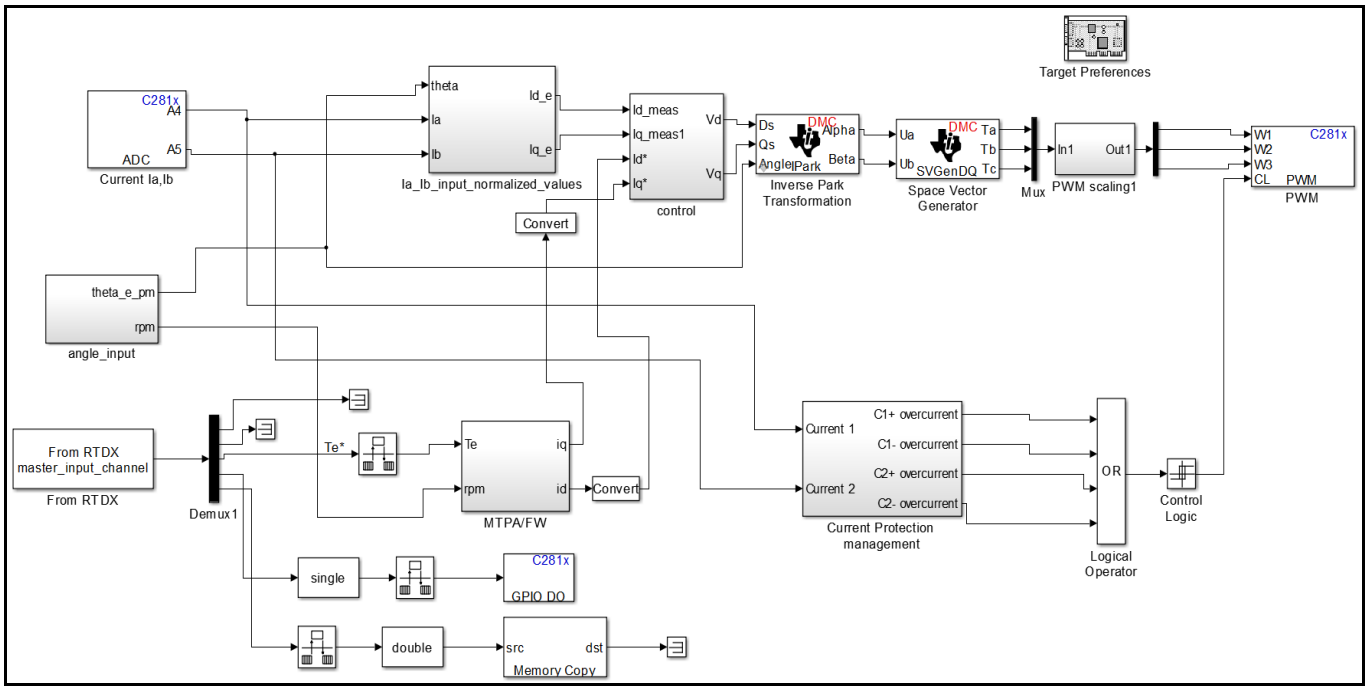


Σχήμα Π.9. Υλοποίηση της διαμόρφωσης HBCC.

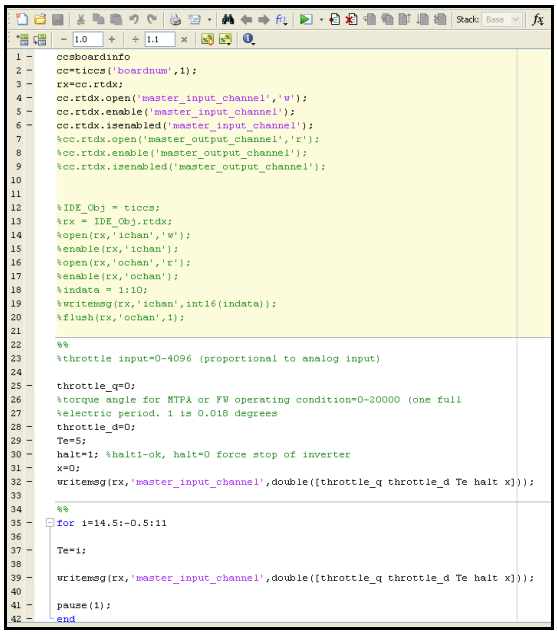
Π.Β4 Μοντέλο υλοποίησης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής σε μικροεπεξεργαστή

Στα ακόλουθα σχήματα περιλαμβάνουν στιγμιότυπα από το μοντέλο υλοποίησης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής στον μικροεπεξεργαστή *TMSF2812*. Πιο συγκεκριμένα, στο Σχ. Π.10 παρουσιάζεται η γενική άποψη του ελεγκτή, ο οποίος αναπτύχθηκε μέσω της βιβλιοθήκης *embeded coder* του *Simulink*©. Ο ελεγκτής αποτελείται από τις μονάδες μέτρησης των ρευμάτων και της θέσης του κινητήρα (*ADC block* και *angle input bl*ock), τη μονάδα επικοινωνίας Real Time Data eXchange (*RTDX*), μέσω της οποίας πραγματοποιείται η αμφίδρομη επικοινωνία του χρήστη με τον ελεγκτή, τη μονάδα όπου κανονικοποιούνται και μετασχηματίζονται τα ρεύματα εισόδου (*Ia_Ib_normalized_values*), τη μονάδα όπου καθορίζονται τα ρεύματα αναφοράς με βάση της στρατηγική ελέγχου που ακολουθείται (*MTPA/FW block*), τη μονάδα ελέγχου (*control block*), τη μονάδα προστασίας από υπερρεύματα (*current protection management*), τον διαμορφωτή SVM (*SVM generator*), καθώς επίσης και τη γεννήτρια παλμών PWM. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο συγκεκριμένος επεξεργαστής υλοποιεί τις αριθμητικές πράξεις με δυαδικούς αριθμούς σταθερής ακρίβειας (*fixed point binary format*), επομένως ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στον καθορισμό του εύρους των τιμών που δύναται να έχει η κάθε μεταβλητή, έτσι ώστε να μπορέσουν να υλοποιηθούν οι πράξεις με την καλύτερη δυνατή ακρίβεια.

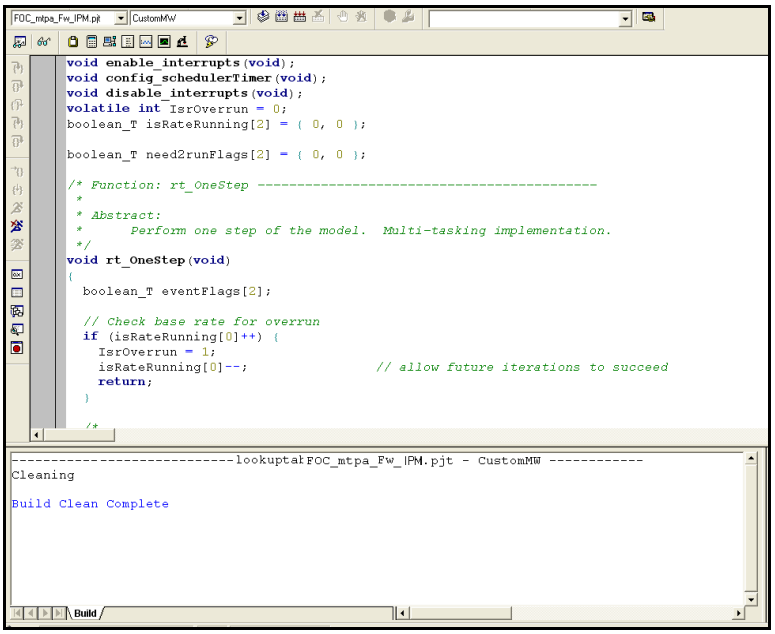
Στα *Σχ. Π.11α* απεικονίζεται στιγμιότυπο του κώδικα εντολών σε γλώσσα προγραμματισμού *Matlab* για το κανάλι επικοινωνίας *RTDX*. Πιο συγκεκριμένα, μέσω του *RTDX* δίνεται η δυνατότητα στον χρήστη να καθορίσει τη ροπή αναφοράς και να ενεργοποιήσει την προστασία της διάταξης των ηλεκτρονικών ισχύος (*halt*), μέσω της οποίας οι ημιαγωγικοί διακόπτες οδηγούνται ακαριαία σε λογικό 0. Στο *Σχ. Π.11β* απεικονίζεται στιγμιότυπο του μεταγλωττισμένου σε *C* κώδικα εντολών στο ολοκληρωμένο περιβάλλον ανάπτυξης *Code Composer Studio*.



Σχήμα Π.10. Γενική δομή μοντέλου υλοποίησης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής.



```
ccsboardinfo
cc=ticcs('boardnum',1);
rx=cc.rtdx;
cc.rtdx.open('master_input_channel','w');
cc.rtdx.enable('master_input_channel');
cc.rtdx.isenabled('master_input_channel');
%cc.rtdx.open('master_output_channel','r');
%cc.rtdx.enable('master_output_channel');
%cc.rtdx.isenabled('master_output_channel');


%IDE_Obj = ticcs;
%rx = IDE_Obj.rtdx;
%open(rx,'ichan','w');
%enable(rx,'ichan');
%open(rx,'ochan','r');
%enable(rx,'ochan');
%indata = 1:10;
%writemsg(rx,'ichan',int16(indata));
%flush(rx,'ochan',1);

%%
%throttle input=0-4096 (proportional to analog input)

throttle_q=0;
%torque angle for MTPA or FW operating condition=0-20000 (one full
%electric period. 1 is 0.018 degrees
throttle_d=0;
Te=5;
halt=1; %halt1-ok, halt=0 force stop of inverter
x=0;
writemsg(rx,'master_input_channel',double([throttle_q throttle_d Te halt x]));

%%
for i=14.5:-0.5:11

Te=i;

writemsg(rx,'master_input_channel',double([throttle_q throttle_d Te halt x]));

pause(1);
end
```



```
void enable_interrupts(void);
void config_schedulerTimer(void);
void disable_interrupts(void);
volatile int IsrOverrun = 0;
boolean_T isRateRunning[2] = { 0, 0 };

boolean_T need2runFlags[2] = { 0, 0 };

/* Function: rt_OneStep ---------------------------------------------
 *
 * Abstract:
 *      Perform one step of the model.  Multi-tasking implementation.
 */
void rt_OneStep(void)
{
  boolean_T eventFlags[2];

  // Check base rate for overrun
  if (isRateRunning[0]++) {
    IsrOverrun = 1;
    isRateRunning[0]--;                 // allow future iterations to succeed
    return;
  }
```

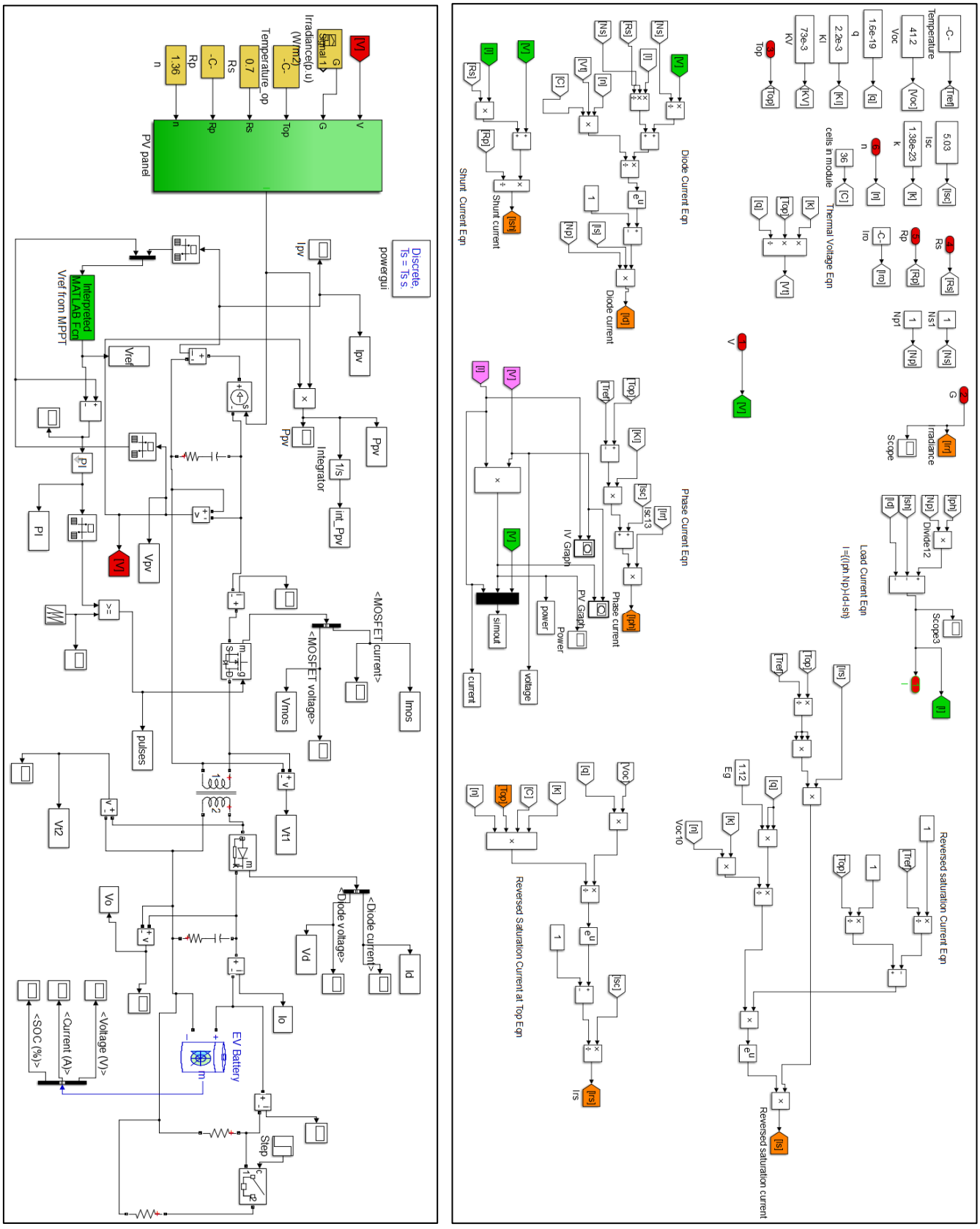
```
Cleaning

Build Clean Complete
```

(α) **(β)**

Σχήμα Π.11. Στιγμιότυπα (α) του κώδικα εντολών σε γλώσσα προγραμματισμού *Matlab* για το κανάλι επικοινωνίας *RTDX*, (β) του ολοκληρωμένου περιβάλλοντος ανάπτυξης *Code Composer Studio*.

Π.Γ1 Δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης του συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται το δυναμικό μοντέλο προσομοίωσης του προτεινόμενου συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών, το οποίο υλοποιήθηκε σε περιβάλλον *Matlab/Simulink©*. Τα μοντέλα του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου *Flyback* και της μπαταρίας είναι μοντέλα ισχύος, ενώ αντίθετα το μοντέλο που προσομοιώνει την λειτουργία της Φ/Β γεννήτριας είναι μοντέλο σήματος. Η διασύνδεση μεταξύ του μοντέλου της Φ/Β γεννήτριας και του μετατροπέα DC-DC πραγματοποιείται μέσω ελεγχόμενης πηγής ρεύματος, όπως φαίνεται στο *Σχ. Π.12α*.



(α) **(β)**

Σχήμα Π.12. (α) Μοντέλο προσομοίωσης συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών ηλεκτρικού οχήματος (β) Μοντέλο προσομοίωσης Φ/Β γεννήτριας.

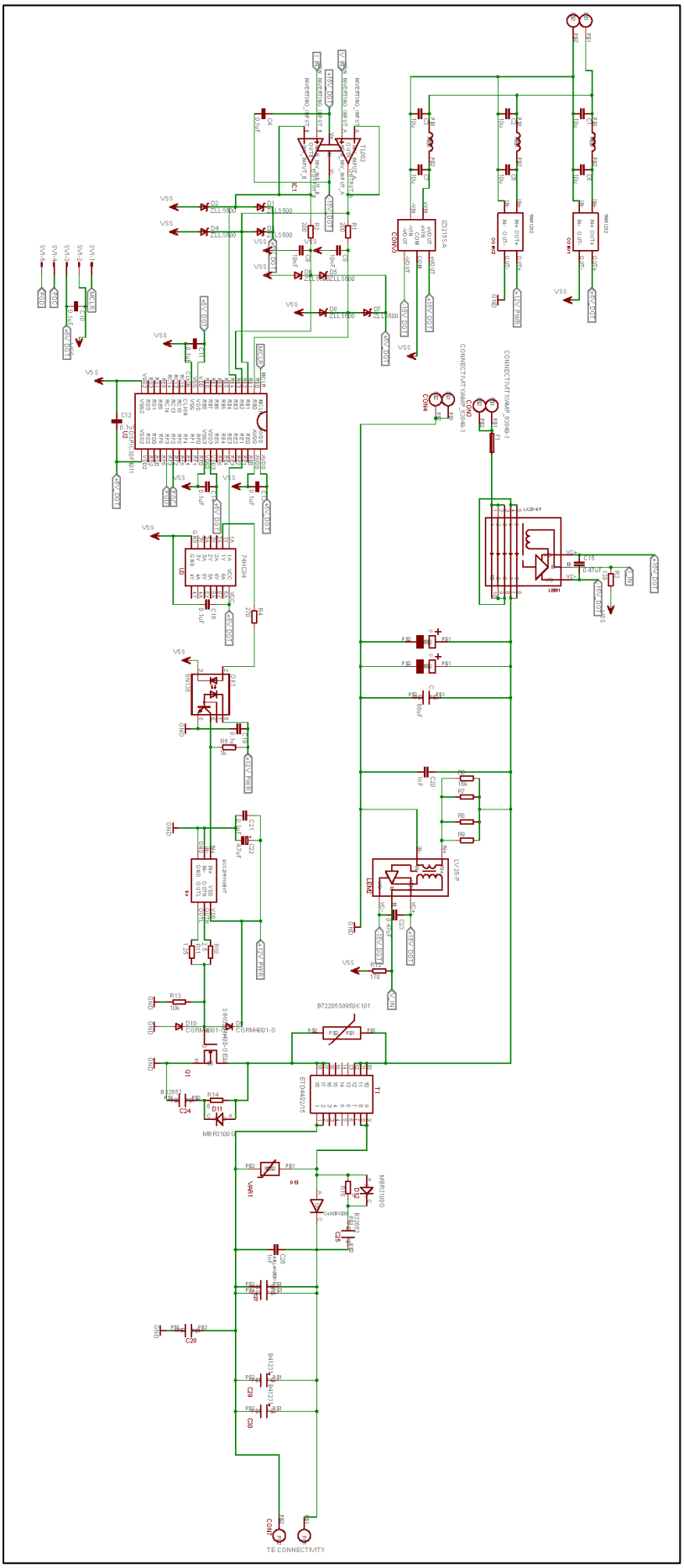
Π.Γ2 Σχέδια τυπωμένου κυκλώματος DC-DC μετατροπέα τύπου Flyback

Στα ακόλουθα σχήματα απεικονίζεται το σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος και το πλήρες ηλεκτρονικό σχέδιο του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου *Flyback*, του οποίου η διαδικασία σχεδίασης και επιλογής των στοιχείων περιγράφεται αναλυτικά στην ενότητα 7.3. Το σχέδιο του τυπωμένου κυκλώματος δεν είναι στη φυσική του διάσταση αλλά έχει παραμορφωθεί, διατηρώντας την αναλογία της εικόνας σταθερή. Το τυπωμένο κύκλωμα σχεδιάστηκε μέσω του προγράμματος *Eagle*. Η τυπωμένη πλακέτα σχεδιάστηκε σε δυο επίπεδα (layers). Λόγω της υψηλής διακοπτικής συχνότητας που επιλέχθηκε για τη διαμόρφωση του εύρους των παλμών του MOSFET (20kHz) , σχεδιάστηκαν μεγάλα σε διάσταση ground plane, με σκοπό τη μείωση του θορύβου, τόσο στην πλευρά του πρωτεύοντος όσο και στην πλευρά του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή. Για την αποσύζευξη του κυκλώματος προσαρμογής, χρησιμοποιείται ο οπτοζεύκτης *6N135* [Π.5], ενώ για την οδήγηση του MOSFET επιλέχθηκε driver υψηλής ταχύτητας τύπου *Texas Instuments UCC27511DBVT* (χρόνοι καθυστέρησης 13ns) [Π.6]. Επιπλέον, επιλέχθηκε ο μικροεπεξεργαστής, η είσοδος του οπτοζεύκτη, τα μετρητικά ρεύματος και τάσης να συνδέονται μέσω της ίδιας αναφοράς (ground) που παρέχεται από τα τροφοδοτικά χαμηλής ισχύος (τύπου *tracopower*), ενώ αντίστοιχα για την έξοδο του οπτοζεύκτη και τον driver του MOSFET επιλέχθηκε να έχουν την αναφορά (ground) του πρωτεύοντος του κυκλώματος ισχύος. Η συγκεκριμένη στρατηγική έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του θορύβου στα μετρούμενα σήματα και την απομόνωση της γείωσης (ground) του μικροεπεξεργαστή.

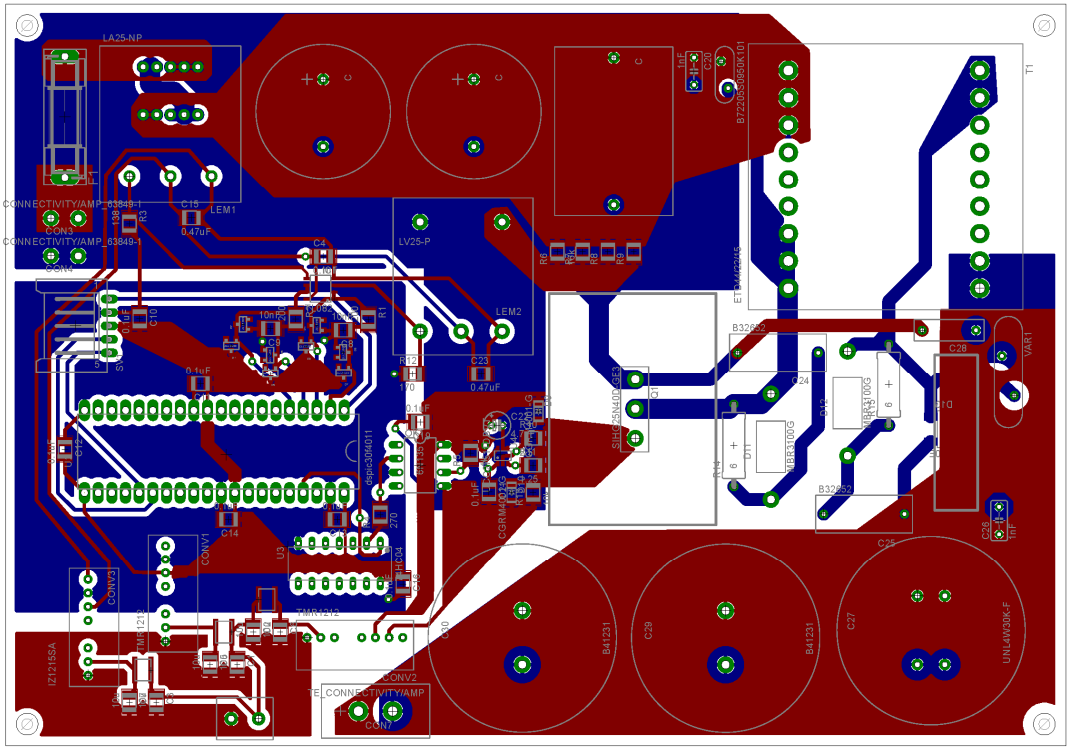
Επιπλέον, για τη μέτρηση της τάσης και του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα, σήματα τα οποία είναι απαραίτητα για την υλοποίηση του ελεγκτή MPPT, χρησιμοποιήθηκαν μετρητικά ρεύματος τύπου *LA25-NP* για το ρεύμα και *LV25-P* για την τάση, τα οποία χρησιμοποιούν μετασχηματιστή ρεύματος. Μέσω των συγκεκριμένων τύπων μετρητικών παρέχεται γαλβανική απομόνωση μεταξύ του κυκλώματος ισχύος και του κυκλώματος ελέγχου, ενώ αντίστοιχα επιτυγχάνεται και η επιθυμητή ακρίβεια (0.5%) [Π.7], [Π.8]. Στη συνέχεια, τα σήματα ρεύματος στην έξοδο των μετρητικών μετατρέπονται σε σήματα τάσης μέσω κατάλληλων αντιστάσεων προσαρμογής, όπως φαίνεται στο ηλεκτρονικό διάγραμμα του μετατροπέα (*Σχ. Π.13*). Για την περαιτέρω απομόνωση των μετρούμενων σημάτων, χρησιμοποιείται ένας τελεστικός ενισχυτής τύπου *TL082*, με μοναδιαία ενίσχυση.

Η ψύξη των ημιαγωγικών στοιχείων (MOSFET, δίοδος), πραγματοποιείται μέσω κατάλληλων ψυκτικών σωμάτων, τα οποία προσαρμόζουν στη θήκη τους, με σκοπό την απαγωγή θερμότητας. Για την επιλογή της ελάχιστης θερμικής αντίστασης που απαιτείται για κάθε ημιαγωγικό στοιχείο, αρχικά υπολογίζεται η καταναλισκόμενη ισχύς του, ως άθροισμα των απωλειών αγωγής και των διακοπτικών απωλειών [Π.9]. Στη συνέχεια, υπολογίζεται η απαιτούμενη θερμική αντίσταση του ψυκτικού μέσου, θεωρώντας μέγιστη επιτρεπτή θερμοκρασία του ημιαγωγικού στοιχείου ίση με 80^{o} C, συμπεριλαμβάνοντας τη θερμική αντίσταση μεταξύ επαφής και θήκης, καθώς και τη θερμική αντίσταση μεταξύ θήκης και ψυκτικού μέσου [Π.9]. Η θερμική αντίσταση του ψυκτικού μέσου που χρησιμοποιείται στο MOSFET είναι ίση με Θ_{mos} = 4.4^{o} C/W ενώ η θερμική αντίσταση του ψυκτικού μέσου που εφαρμόζεται στη δίοδο είναι ίση με Θ_{d} = 15^{o} C/W.

Τέλος, ο μετασχηματιστής τυλίχθηκε εξωτερικά με ειδική ταινία αλουμινίου και συνδέθηκε πυκνωτής 10nF τύπου film μεταξύ των ουδετέρων του κυκλώματος του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος, με σκοπό τη μείωση του EMI που προκαλεί. Η τιμή του πυκνωτή επιλέχθηκε να είναι μεγαλύτερη των παρασιτικών χωρητικοτήτων, με στόχο να μειωθεί το ρεύμα κοινού ρυθμού (common mode current) μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος [Π.10]. Οι τιμές των επαγωγών μαγνήτισης πρωτεύοντος και δευτερεύοντος του μετασχηματιστή μετρήθηκαν μέσω γέφυρας LCR και προέκυψαν ίσες με L_p=56 uH, L_s=1748 uH, αντίστοιχα, ενώ το διάκενο του μαγνητικού κυκλώματος επιλέχθηκε ίσο με 1,4 mm.



Σχήμα Π.13. Ηλεκτρονικό διάγραμμα τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα DC-DC.



Σχήμα Π.14. Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος (pcb) του μετατροπέα DC-DC.

Π.Γ3 Κώδικας υλοποίησης MPPT ελεγκτή σε μικροεπεξεργαστή

Παρακάτω παρατίθεται επιλεγμένα μέρη του κώδικα που αναπτύχθηκε σε γλώσσα προγραμματισμού C, για την υλοποίηση και την πειραματική επιβεβαίωση του προσαρμοστικού ελεγκτή INC-MPPT.

```
#include "p30f4011.h"

_FOSC(CSW_FSCM_OFF & FRC_PLL16); //Run this project using an external crystal
                                 //routed via the PLL in 16x multiplier mode
                                 //For the 7.3728 MHz crystal we will derive a
                                 //throughput of 7.3728e+6*16/4 = 29.49 MIPS(Fcy)
                                 //,~33.9nanoseconds instruction cycle time(Tcy).
_FWDT(WDT_OFF);                  //Turn off the Watch-Dog Timer.
//_FBORPOR(PBOR_ON & BORV_20 & PWRT_OFF & MCLR_EN & PWMxL_ACT_HI & PWMxH_ACT_HI);        //power-up
timers.
_FGS(CODE_PROT_OFF);          //Disable Code Protection
#define FCY 29491200
// pi constants
#define Kp 0.5
#define Ki 0.1
#define Kc 0.1
#define Outmax  1826          //dc =      62%
#define Outmin      295                   //dc = 10%
#define K 0.0001                          //adaptive step
//#define K1 0.90476                      //digital filter @ 2khz 3dB
//#define K2 0.047619                     //digital filter @ 2khz 3dB
#define K1 0.6                    //digital filter @10khz 3dB
#define K2 0.2                    //digital filter @ 10khz 3dB
//Mean Value filter
int i=0;
//****************
//mppt
float Vmppt_new = 0.0;
```

```
...
float MPPT_STEP = 0.5;
//*************PID variables****************
int U;
float Sum;
int Out;
int Exc;
float Err;
//*****************************************
void InitAD();
void InitPWM();
void InitPI();
void CalcPI();
int FPWM;
int PRESCALER;
int main()
{
   InitAD();

   InitPWM();

            InitPI();
            while(1)
            {
            }
}

void InitAD()
{
   ADCON1 = 0;
   ADCON1bits.FORM = 0;     //integer
   ADCON1bits.SSRC = 3;    //PWM interval ends sampling and starts conversion
   // Simultaneous Sample Select bit (only applicable when CHPS = 01 or 1x)
   // Samples CH0, CH1, CH2, CH3 simultaneously (when CHPS = 1x)
   // Samples CH0 and CH1 simultaneously (when CHPS = 01)
   ADCON1bits.SIMSAM = 1;
   ...
   IEC0bits.ADIE = 1;
   // Turn on A/D module
   ADCON1bits.ADON = 1;
}

void InitPWM()
{
  PWMCON1=0;
...
  PTCON=0x8000;                  //Free running mode

}

void InitPI()
{
   Sum = 0;
   Out = 0;
//           Vref = 840.0;
}

void CalcPI()
{
   Err  = Vfiltered_new - Vref;
```

```
else
                                        {
                                                if (deltaV)
                                                {
                                                        ineq = deltaP / deltaV;
                                                        if (ineq > 0) abs_ineq = ineq;
                                                        if (ineq < 0) abs_ineq = -ineq;
                                                        dv = K * abs_ineq;
                                                        if (dv < 0.5) dv = 0.5;
                                                        if (dv > 10) dv = 10.0;
                                                        if (ineq > 0) Vref= Vref + dv;
                                                        if (ineq < 0) Vref= Vref - dv;
                                                }
                                                else
                                                {
                                                        dv = MPPT_STEP;          //stable voltage step (MPPT_STEP)
                                                                                    not adaptive in delta=0
                                                        if (deltaI > 0) Vref = Vref + dv;
                                                        if (deltaI < 0) Vref = Vref - dv;
                                                }
                                        }
                                }
                                Pold = Pnew;
                                Vmppt_old = Vmppt_new;
                                Imppt_old = Imppt_new;
                        }
                        k = k + 1;
                        CalcPI();
                        PDC1 = Out;
}
```

Βιβλιογραφία παραρτημάτων

[Π.1] Texas Instruments 320F2812 Digital Signal Processors data manual, 2012: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2812.pdf

[Π.2] Microchip dsPic30F4011/4012 Data Sheet, High Performance Digital Signal Controllers, 2005: http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70135C.pdf

[Π.3] Finite Element Method Magnetics: OctaveFEMM, Version 1.2, user's manual: http://www.femm.info/Archives/doc/octavefemm.pdf

[Π.4] Mathworks, Matlab documentation: http://uk.mathworks.com/help/matlab/

[Π.5] Vishay, 6N135-6N136 High Speed Optocoupler (1 MBd) Photodiode with Transistor Output: http://www.vishay.com/docs/83604/6n135.pdf

[Π.6] Texas Instruments, UCC2751x Single-Channel, High-Speed, Low-Side Gate Driver: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27512.pdf

[Π.7] LEM, Current Transducer LA-25NP: http://www.lem.com/docs/products/la%2025-np.pdf

[Π.8] LEM, Voltage Transducer LV 25-P: http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p%20sp5.pdf

[Π.9] Αθανάσιος Γ. Σαρηγιαννίδης, «Σχεδιασμός, μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος για την οδήγηση ηλεκτροκινητήριου συστήματος μικρού ηλεκτρικού οχήματος τροφοδοτούμενο από ενεργειακές κυψέλες (fuel cells),» *Διπλωματική Εργασία*, Πανεπιστήμιο Πατρών, Πάτρα, 2010.

[Π.10] R.W. Erickson, "EMI and Layout Fundamentals for Switched-Mode Circuit," *Lecture notes in Power Electronics 1*, Deparment of Electrical and Computer Engineering, University of Corolado at Boulder.

Ευρετήριο σχημάτων

Σχήμα 1.1. Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης 3
Σχήμα 1.2. Λειτουργία 4 τεταρτημορίων στο επίπεδο ταχύτητας – ροπής. 4
Σχήμα 1.3. Συγκριτικό διάγραμμα πυκνότητας ενέργειας διαφόρων τύπων μπαταριών [1.21]. 5
Σχήμα 1.4. Τύποι ηλεκτρικών οχημάτων με ενσωματωμένη Φ/Β συστοιχία στην οροφή τους. (α) Ford "C-MAX Energy Solar". (β) Toyota Prius [1.22]. 5
Σχήμα 1.5. Τοπολογίες σύνδεσης συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης 7
Σχήμα 1.6. Δυνατότητες ισχύος και διακοπτικές συχνότητες ημιαγωγών διακοπτών [1.24]. 7
Σχήμα 1.7. Αξιολόγηση κινητήρων για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. 9
Σχήμα 1.8. Βασικές μέθοδοι ελέγχου μετατροπέων [1.31]. 10
Σχήμα 2.1. Κύριες τοπολογίες δρομέων κινητήρων ΜΜ: (α) επιφανειακών ΜΜ, (β) εσωτερικά επιφανειακών ΜΜ, (γ) εσωτερικών ΜΜ τύπου I, (δ) εγκάρσιων ΜΜ, (ε) εσωτερικών ΜΜ τύπου V και 19
Σχήμα 2.2. Κύριες διαμορφώσεις τυλιγμάτων: (α) διανεμημένα, (β) συγκεντρωμένα μονής στρώσης και (γ) συγκεντρωμένα διπλής στρώσης [2.7]. 27
Σχήμα 2.3. Μαγνητικές δυνάμεις που εμφανίζονται στον στάτη των ΣΚΜΜ με: α) και β) 68 πόλους και 69 29
Σχήμα 2.4. Καμπύλη απομαγνήτισης μόνιμου μαγνήτη κράματος Νεοδυμίου (NMX41-EH). 31
Σχήμα 2.5. Δομικό διάγραμμα προγράμματος παραμετρικής σχεδίασης γεωμετρίας και ανάλυσης ΣΚΜΜ. 35
Σχήμα 2.6. Έξοδος προγράμματος (στο παράθυρο εντολών (command window) της Matlab). (α) Επιστροφή μηνύματος σφάλματος, ύστερα από λανθασμένη είσοδο δεδομένων. (β) Επιστροφή αποτελεσμάτων επίλυσης (λειτουργία «ανάλυσης με σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα»). 36
Σχήμα 2.7. Παραμετροποιήσεις γεωμετρίας και μεταβλητές σχεδίασης για κινητήρα (α) επιφανειακών ΜΜ (β) εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου $2I$ και (γ) εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου VI. 37
Σχήμα 2.8. Παράδειγμα (α) πλεγματοποίησης και (β) κατανομής της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου 10-πολικού κινητήρα επιφανειακών ΜΜ ονομαστικής ισχύος 210W (17627 κόμβοι). 38
Σχήμα 2.9. Παράδειγμα (α) πλεγματοποίησης και (β) κατανομής της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου 4-πολικού κινητήρα επιφανειακών ΜΜ ονομαστικής ισχύος 11,8 kW (21189 κόμβοι). 38
Σχήμα 2.10. Παράδειγμα (α) πλεγματοποίησης και (β) κατανομής της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου 6-πολικού κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου 2I ισχύος 19,4 kW (51327 κόμβοι). 39
Σχήμα 2.11. Παράδειγμα (α) πλεγματοποίησης και (β) ανάλυσης του μαγνητικού πεδίου 4-πολικού κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης τύπου VI ονομαστικής ισχύος 11,8 kW (39743 κόμβοι). 39
Σχήμα 2.12. Κατανομή της μαγνητικής επαγωγής κατά τη μεταβολή της εσωτερικής γωνίας ισχύος σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών 12-αυλάκων, 10-πόλων στο διάστημα ($\gamma=0^o$-180^o). (α) $\gamma=0^o$, T_e=0Nm (β) $\gamma=45^o$, T_e=2.85Nm γ) $\gamma=90^o$, T_e=4.03Nm, δ) $\gamma=135^o$, T_e=2.84Nm, ε) $\gamma=180^o$, T_e=0Nm. 40
Σχήμα 2.13. Μεταβολή ηλεκτρομαγνητικής ροπής με τη μεταβολή της ηλεκτρικής γωνίας των ρευμάτων των τυλιγμάτων στάτη για σύγχρονο κινητήρας επιφανειακών μονίμων μαγνητών 12-αυλάκων, 10-πόλων κατά την «ανάλυση με σταθερό δρομέα». 41
Σχήμα 2.14. Διανυσματικό διάγραμμα ΣΚΜΜ σε λειτουργία εξασθένισης πεδίου [2.26]. 41
Σχήμα 2.15. Κατανομή της μαγνητικής επαγωγής κατά την ανάλυση με «σύγχρονα στρεφόμενο δρομέα» σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών μονίμων μαγνητών 12-αυλάκων, 10-πόλων για διάφορα στιγμιότυπα κατά τη διάρκεια μιας πλήρους ηλεκτρικής περιστροφής. (α) $\gamma=0^o$ (β) $\gamma=90^o$ γ) $\gamma=150^o$ δ) $\gamma=240^o$ 42
Σχήμα 2.16. Βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικού υλικού [2.41]. 47
Σχήμα 2.17. Παραμετροποιημένα θερμικά μοντέλα κινητήρων μόνιμων μαγνητών: (α), (β) αξισυμμετρικό και (γ) καρτεσιανό. 54
Σχήμα 2.18. Ισοδύναμο θερμικό μοντέλο της αύλακας [2.32]. 55
Σχήμα 2.19. Παραδείγματα πλεγματοποίησης με χρήση προγράμματος πεπερασμένων στοιχείων: (α) καρτεσιανό και (β) αξισυμμετρικό μοντέλο. 56

Σχήμα 2.20. Παραδείγματα κατανομής θερμοκρασίας με χρήση προγράμματος πεπερασμένων στοιχείων: (α) καρτεσιανό και (β) αξισυμμετρικό μοντέλο. 56
Σχήμα 3.1. Παράδειγμα ολικών και τοπικών ακρότατων για τη συνάρτηση $f(x)$. 60
Σχήμα 3.2. Τυπικές μορφές διδιάστατων χώρων αναζήτησης [3.1]. 63
Σχήμα 3.3. Απεικόνιση της επιφάνειας απόκρισης (αριστερά) και των ισοσταθμικών καμπυλών της 63
Σχήμα 3.4. Γεωμετρική ερμηνεία της μεθόδου βαρών σε ένα πρόβλημα ελαχιστοποίησης δύο συναρτήσεων, για την περίπτωση κυρτού μετώπου Pareto. Το σκιασμένο πεδίο είναι ο εφικτός χώρος. Με διακεκομμένη παρίστανται οι ισοσταθμικές της συνάρτησης χρησιμότητας. 67
Σχήμα 3.5. Γενική δομή ενός προβλήματος βελτιστοποίησης με εξελικτικούς αλγόριθμους. 69
Σχήμα 3.6. Μηχανισμός παραγωγής των διαφορικών διανυσμάτων και των διανυσμάτων δοτών [3.9]. 71
Σχήμα 3.7. Απεικόνιση (α) 5 τυχαίων διανυσμάτων πληθυσμού και (β) των είκοσι διαφορικών διανυσμάτων που μπορούν να παραχθούν από αυτά. 71
Σχήμα 3.8. Δομικό διάγραμμα των διαδικασιών δημιουργίας του δοκιμαστικού πληθυσμού, μετάλλαξης και επιλογής της μονοκριτηριακής DE. 73
Σχήμα 3.9. Απεικόνιση του μηχανισμού διαχείρισης των συνοριακών περιορισμών με χρήση της μεθόδου αναπήδησης (bounce-back). 74
Σχήμα 3.10. Διάγραμμα ροής αλγόριθμου DE. 74
Σχήμα 3.11. Τεχνική dithering (α), που μετασχηματίζει το μέτρο του διαφορικού διανύσματος, ενώ η τεχνική jitter (β) μετασχηματίζει το μέτρο και τη γωνία του. 75
Σχήμα 3.12. Κατανομή αρχικού πληθυσμού και τιμές συνάρτησης κόστους (συνάρτηση Rosenbrock) 78
Σχήμα 3.13. Τιμές ποινής (α), συνάρτησης κόστους (β), και προσαρμοστικού συντελεστή μετάλλαξης F_{adap} (γ) για κάθε μέλος του πληθυσμού κατά την $20^{η}$ επανάληψη. 78
Σχήμα 3.14. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου PSO. 79
Σχήμα 3.15. Διαδικασία ανανέωσης της θέσης ενός σωματιδίου του πληθυσμού στη μεθοδολογία υπολογισμού ταχύτητας μέσω αδρανείας. 81
Σχήμα 3.16. Τοπολογίες γειτόνων αλγορίθμου Σμήνους Σωματιδίων (PSO). (α) Τοπολογία αστέρα (β) Τοπολογία κύκλου (γ) Τοπολογία τροχού. 82
Σχήμα 3.17. Κατανομή αρχικού πληθυσμού και σύνολο τιμών συνάρτησης κόστους (συνάρτηση Rosenbrock). 83
Σχήμα 3.18. Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 50 επαναλήψεις (συνάρτηση Rosenbrock). 84
Σχήμα 3.19. Κατανομή αρχικού πληθυσμού και σύνολο τιμών της συνάρτησης κόστους (συνάρτηση Eggholder). 85
Σχήμα 3.20. Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 100 επαναλήψεις (συνάρτηση Eggholder). 86
Σχήμα 3.21. (α) Σύνολο τιμών της συνάρτησης κόστους (συνάρτηση Rastrigin-2 μεταβλητές). (β) κατανομή αρχικού πληθυσμού. 86
Σχήμα 3.22. Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 50 επαναλήψεις (συνάρτηση Rastrigin). 87
Σχήμα 3.23. Κατανομή αρχικού πληθυσμού και σύνολο τιμών της συνάρτησης κόστους (συνάρτηση Michalewicz). 88
Σχήμα 3.24. Μέση τιμή εξέλιξης-ελαχιστοποίησης των τιμών της συνάρτησης κόστους για 50 επαναλήψεις (συνάρτηση Michalewicz). 88
Σχήμα 4.1. (α) Συμβατικό Mercedes Smart ForTwo στο οποίο θα ενσωματωθεί ο κινητήρας και 94
Σχήμα 4.2. Διακύμανση γραμμικής ταχύτητας οχήματος στον Νέο Ευρωπαϊκό Κύκλο Οδήγησης (NEDC). 97
Σχήμα 4.3. Γωνιακή ταχύτητα, απόλυτη τιμή ροπής και ισχύος κινητήρα συναρτήσει του χρόνου για λειτουργία στον NEDC. 98
Σχήμα 4.4. Σχηματικό διάγραμμα μοντέλου υπολογισμού ροπής συναρτήσει της ταχύτητας του οχήματος. 98
Σχήμα 4.5. Χαρακτηριστική μαγνήτισης του σιδηρομαγνητικού υλικού 99

Σχήμα 4.6. Χαρακτηριστική απομαγνήτισης του μόνιμου μαγνήτη NdFeB N40SH [4.22]..... 99
Σχήμα 4.7. Υπολογισμός ταχύτητας και ενέργειας κινητήρα σε κάθε χρονικό διάστημα dt για μεταβλητή ισχύ. 101
Σχήμα 4.8. Κατανομή ενέργειας κινητήρα (μπλε) και συσταδοποίηση (κόκκινο) κατά την λειτουργία στον NEDC συναρτήσει της ροπής και της γωνιακής ταχύτητας. 101
Σχήμα 4.9. Τοπολογία σύγχρονου κινητήρα επιφανειακών ΜΜ, 4 πόλοι- 6 αυλάκια. 104
Σχήμα 4.10. Τοπολογίες σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης (α) 2I (β) VI. 105
Σχήμα 4.11. Αλγόριθμος ανάλυσης και βελτιστοποίησης κινητήρων εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης. 106
Σχήμα 4.12. Κατανομή μαγνητικού πεδίου αρχικού (2I) και τελικού (VI) κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης για ονομαστικό φορτίο. 107
Σχήμα 4.13. Τοπολογία σύγχρονου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης, 4 πόλοι - 36 αυλάκια. 107
Σχήμα 4.14. Διάγραμμα συνολικής διαδικασίας σχεδίασης και βελτιστοποίησης των ΣΚΜΜ..... 109
Σχήμα 4.15. Εξέλιξη της συνάρτησης κόστους για κάθε επανάληψη του αλγορίθμου βελτιστοποίησης. 112
Σχήμα 4.16. Κατανομή των θέσεων του πληθυσμού για την $1^{η}$, $13^{η}$ και $26^{η}$ γενιά ανά σειρά των τριών μεταβλητών σχεδίασης για τον κινητήρα επιφανειακών ΜΜ. 112
Σχήμα 4.17. Κατανομή των θέσεων του πληθυσμού για την $1^{η}$, $13^{η}$ και $26^{η}$ γενιά ανά σειρά των τριών μεταβλητών σχεδίασης για τον κινητήρα εσωτερικών ΜΜ..... 113
Σχήμα 4.18. Κατανομή μαγνητικής επαγωγής για τη βέλτιστη γεωμετρία του κινητήρα επιφανειακών ΜΜ στα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας στον NEDC (α) j=1 (β) j=2 (γ) j=3 και (δ) j=4. 114
Σχήμα 4.19. Προσομοιωμένη ηλεκτρομαγνητική ροπή του βέλτιστου κινητήρα επιφανειακών ΜΜ (α) και φασική τάση (β) συναρτήσει της γωνίας δρομέα για τα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του NEDC. 114
Σχήμα 4.20. Κατανομή μαγνητικής επαγωγής για τη βέλτιστη γεωμετρία του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ στα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας στον NEDC (α) j=1 (β) j=2 (γ) j=3 και (δ) j=4. 115
Σχήμα 4.21. Προσομοιωμένη ηλεκτρομαγνητική ροπή του βέλτιστου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ (α) και φασική τάση (β) συναρτήσει της γωνίας δρομέα για τα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του NEDC. 116
Σχήμα 4.22. Αρμονικό περιεχόμενο της φασικής τάσης (α) και της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (β) στο $j=4^{o}$ ισοδύναμο σημείο λειτουργίας (οδήγηση FW) για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ..... 116
Σχήμα 4.23. Κατανομή των απωλειών ισχύος για τις δυο τοπολογίες ΣΚΜΜ στα τέσσερα ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του NEDC. 117
Σχήμα 4.24. Απώλειες ισχύος στα τυλίγματα και στις μαγνητικές λαμαρίνες του στάτη και του δρομέα κατά τη διάρκεια λειτουργίας στον NEDC. 118
Σχήμα 4.25. (α) Μεταβολή της θερμοκρασία κατά την λειτουργία στον NEDC. (β) Κατανομή της θερμοκρασίας στο εσωτερικό του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ. 118
Σχήμα 4.26. Μεταβολή της θερμοκρασία κατά τη στιγμιαία υπερφόρτιση του κινητήρα (80Nm, 2500σαλ). .. 119
Σχήμα 4.27. Κατανομή της θερμοκρασίας στο εσωτερικό του κινητήρα για την κατάσταση στιγμιαίας υπερφόρτισης. (α) t=10 min (β) μόνιμη κατάσταση..... 119
Σχήμα 4.28. Απεικόνιση της γεωμετρίας του κινητήρα με χρήση τρισδιάστατου προγράμματος CAD. 120
Σχήμα 4.29. (α) Μαγνητική λαμαρίνα M235-35A του στάτη και του δρομέα. (β) Συνολικό μαγνητικό κύκλωμα στάτη και τελική διαμόρφωση τυλιγμάτων..... 120
Σχήμα 4.30. (α) Σχέδιο για την κατεργασία του δρομέα και της στήριξης του κωδικοποιητή θέσης. (β) Σχέδιο για την κατεργασία του κελύφους του στάτη και των καπακιών. 121
Σχήμα 4.31. (α) Τελική διαμόρφωση στάτη μαζί με το αλουμινένιο κέλυφος. (β) Τελική διαμόρφωση καπακιών. (γ) Τελική διαμόρφωση δρομέα. 121
Σχήμα 4.32. Πειραματική διάταξη (α) Ελεγχόμενη πηγή DC. (β) Μονάδα οδήγησης και ελέγχου ΣΚΜΜ. (γ) Διάταξη δοκιμής ΣΚΜΜ και ελεγχόμενα φορτία DC. (δ) Καταγραφή και αποθήκευση δεδομένων. 122
Σχήμα 4.33. Σχηματική αναπαράσταση συνολικού συστήματος οδήγησης ΣΚΜΜ. 123
Σχήμα 4.34. Δοκιμή κενού φορτίου. (α) Προσομοιωμένη και πειραματική φασική εν κενώ τάση συναρτήσει της γωνιακής ταχύτητας. (β) Σύγκριση προσομοιωμένης και πειραματικής κυματομορφής φασικής τάσης στις 2000 σαλ. (γ) Σύγκριση αρμονικού περιεχομένου ΗΕΔ στις 2000 σαλ. 124

Σχήμα 4.35. Δοκιμή φορτίου στις ονομαστικές στροφές (2500σαλ). (α) Σύγκριση της προσομοιωμένης (από μοντέλο ΠΣ) και πειραματικής ροπής συναρτήσει το ρεύματος. (β) Πειραματική SVM φασική τάση και ρεύμα κινητήρα για φορτίο 20 Nm.....125
Σχήμα 4.36. Προσομοιωμένες και πειραματικές καμπύλες (α) ροπής και (β) απόδοσης για περιοχές λειτουργίας σταθερής ροπής και σταθερής ισχύος υπό ονομαστικό φορτίο.....125
Σχήμα 4.37. Θερμική συμπεριφορά πειραματικού δοκιμίου σε μεταβλητή χρονοσειρά ροπής. (α) Θερμοκρασία κεφαλών τυλιγμάτων, κελύφους. (β) Στιγμιότυπο θερμικής κάμερας για t=10 min. 125
Σχήμα 5.1. Προδιαγραφή χαρακτηριστικής ροπής-στροφών του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος, για ονομαστικό (μπλε) και μέγιστο (πράσινο) φορτίο. 130
Σχήμα 5.2. Στρατηγική ελέγχου κινητήρα εσωτερικών ΜΜ για την εφαρμογή του ηλεκτρικού οχήματος με έλεγχο (α) ΜΤΡΑ - ΠΣΡ και (β) FW - ΠΣΙ.....132
Σχήμα 5.3. Προτεινόμενη μεθοδολογία χαρτογράφησης του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ και εξαγωγής των ρευμάτων d-q άξονα για μεγάλο εύρος φόρτισης και στροφών. 132
Σχήμα 5.4. Πεπλεγμένη ροή στάτη συναρτήσει του πλάτους και της γωνίας του ρεύματος τυμπάνου (α) Ροή q-άξονα (β) Ροή d-άξονα (γ) Συνολική ροή. 134
Σχήμα 5.5. Ροπή συναρτήσει ενεργού τιμής I_s και γωνίας β του ρεύματος τυμπάνου για λειτουργία ΜΤΡΑ...135
Σχήμα 5.6. (α) Ενεργός τιμή ρεύματος τυμπάνου και (β) γωνία ρεύματος συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής, για μεγάλο εύρος φορτίσεων (0.5 - 1.75 α.μ. του ονομαστικού φορτίου). 135
Σχήμα 5.7. (α) Τάση τυμπάνου και (β) συντελεστής ισχύος συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής, για μεγάλο εύρος φορτίσεων (0.5 - 1.75 α.μ. του ονομαστικού φορτίου). 135
Σχήμα 5.8. Παραγόμενη (α) ροπή και (β) μηχανική ισχύς συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής, για μεγάλο εύρος φορτίσεων (0.5 - 1.75 α.μ. του ονομαστικού φορτίου). 136
Σχήμα 5.9. Βαθμός απόδοσης συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής, για εύρος λειτουργικών συνθηκών 0.5 - 1.75 α.μ.....136
Σχήμα 5.10. Κατανομή μαγνητικής επαγωγής του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ (α) n=3000rpm, I_s=71A, β=53^o, T_e=46 Nm. (β) n=5500rpm, I_s=71A, β=75^o, T_e=28 Nm. (γ) n=3000rpm, I_s=125A, β=67^o, T_e=68 Nm. (δ) n=5500rpm, I_s=93A, β=79^o (FW με μειωμένο ρεύμα), T_e=32 Nm. 137
Σχήμα 5.11. Αυτεπαγωγές (α) ορθού και (β) κάθετου άξονα, συναρτήσει των ρευμάτων d και q άξονα.....139
Σχήμα 5.12. Δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελεγκτή ροπής κινητήρα εσωτερικών ΜΜ με διαμόρφωση μέσω διανυσμάτων χώρου.....141
Σχήμα 5.13– Λειτουργία τεχνικής διαμόρφωσης ζώνης υστέρησης ελέγχου του ρεύματος [5.25].....143
Σχήμα 5.14. Δομικό διάγραμμα διανυσματικού ελεγκτή ροπής κινητήρα εσωτερικών ΜΜ με διαμόρφωση HBCC. 144
Σχήμα 5.15. (α) Φασική τάση και ρεύμα κινητήρα στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας (45 Nm, 2500 σαλ) με διαμόρφωση SVM. (β) Αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος (THD_{Ia}=0,5%).....145
Σχήμα 5.16. (α) Φασική τάση και ρεύμα κινητήρα στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας (45 Nm, 2500 σαλ) με διαμόρφωση υστέρησης-HBCC. (β) Αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος (THD_{Ia}=1,4%).....146
Σχήμα 5.17. Αποτελέσματα προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση SVM κατά τη βηματική μεταβολή της ροπής 10Nm - 75Nm. (α) Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή αναφοράς (β) Μηχανική ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα (γ) Πλάτη ρευμάτων d-q άξονα. 147
Σχήμα 5.18. Αποτελέσματα προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση ζώνης υστέρησης κατά τη βηματική μεταβολή της ροπής 10Nm - 75Nm. (α) Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή αναφοράς (β) Μηχανική ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα (γ) Πλάτη ρευμάτων d-q άξονα. 148
Σχήμα 5.19. Αποτελέσματα προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση SVM για λειτουργία στον NEDC. (α) Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή αναφοράς. (β) Μηχανική ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα. (γ) Ρεύμα τυμπάνου (συνολικό, d-q άξονα). (δ) Τάση τυμπάνου (συνολική, d-q άξονα). 149
Σχήμα 5.20. Αποτελέσματα προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή με διαμόρφωση HBCC για λειτουργία στον NEDC. (α) Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή και ροπή αναφοράς. (β) Μηχανική ταχύτητα

περιστροφής του κινητήρα. (γ) Ρεύμα τυμπάνου (συνολικό, d-q άξονα). (δ) Τάση τυμπάνου (συνολική, d-q άξονα). *150*
Σχήμα 5.21. Πειραματικά αποτελέσματα υπολογισμού αυτεπαγωγών d-q άξονα μέσω δοκιμής ακινητοποιημένου δρομέα (f_e=50Hz). *152*
Σχήμα 5.22. Στιγμιότυπο από το υπολογιστικό περιβάλλον code composer (α) ΗΕΔ (β) ηλεκτρική θέση δρομέα. *155*
Σχήμα 5.23. Απόκριση ρεύματος τυμπάνου και ταχύτητας κατά την εκκίνηση της μηχανής με μεταβολή του σήματος εισόδου από T_e^* =0 Nm έως T_e^* =10 Nm με βήμα αύξησης 1 Nm ανά (α) 0.5 sec και (β) 0.25 sec. *156*
Σχήμα 5.24. Απόκριση διανυσματικού ελεγκτή ροπής κατά την λειτουργία στην ΠΣΡ-ΜΤΡΑ. (α) Παραγόμενη μηχανική ροπή. (β) Ρεύμα τυμπάνου συναρτήσει του χρόνου. *158*
Σχήμα 5.25. (α) Φασική τάση και ρεύμα κινητήρα κατά τη χρονική στιγμή t=8,2 sec (22 Nm, 921 σαλ) για στρατηγική ελέγχου ΜΤΡΑ. (β) Αρμονικό περιεχόμενο τάσης και ρεύματος (THD_{Ia}=4,9%). *158*
Σχήμα 5.26. Απόκριση διανυσματικού ελεγκτή ροπής κατά την λειτουργία στην ΠΣΙ-FW. (α) Παραγόμενη μηχανική ροπή. (β) Ρεύμα τυμπάνου συναρτήσει του χρόνου. *159*
Σχήμα 5.27. (α) Φασική τάση και ρεύμα κινητήρα κατά τη χρονική στιγμή t=1,9 sec (23 Nm, 3328 σαλ) για στρατηγική ελέγχου FW. (β) Αρμονικό περιεχόμενο τάσης και ρεύματος (THD_{Ia}=2,4%). *160*
Σχήμα 6.1. 3Δ αναπαράσταση υπό μελέτη ΣΚΜΜ *163*
Σχήμα 6.2. Επεξήγηση του μηχανισμού του επιδερμικού φαινομένου: (α) συγκέντρωση ρεύματος στην επιφάνεια αγωγού, (β) εκθετική αύξηση της πυκνότητας ρεύματος προς την επιφάνεια του αγωγού και (γ) μηχανισμός δημιουργίας δινορρευμάτων. *166*
Σχήμα 6.3. Αύξηση των διαδρομών κυκλοφορίας των επαγόμενων δινορρευμάτων μέσω της τμηματοποίησης [6.4]. *167*
Σχήμα 6.4. Επισκόπηση του προτεινόμενου συζευγμένου χρονομεταβλητού κυκλωματικού-πεδιακού μοντέλου ΠΣ. *168*
Σχήμα 6.5. Πειραματική διάταξη (α) Ελεγχόμενη πηγή DC. (β) Μονάδα οδήγησης και ελέγχου ΣΚΜΜ. (γ) Πηγή ΕΡ (γ) Διάταξη δοκιμής ΣΚΜΜ. (δ) Καταγραφή και αποθήκευση δεδομένων. *170*
Σχήμα 6.6. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών απωλειών του κινητήρα με (α) πλήρως ημιτονική τάση τροφοδοσίας (β) SPWM τάση τροφοδοσίας συναρτήσει της ΔΣ υπό ονομαστικό φορτίο. *171*
Σχήμα 6.7. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών THD (%) του ρεύματος τυμπάνου του κινητήρα συναρτήσει της ΔΣ υπό ονομαστικό φορτίο. *172*
Σχήμα 6.8. Σύγκριση προσομοιωμένης και πειραματικής κυμάτωσης ροπής του κινητήρα με (α) πλήρως ημιτονική τάση τροφοδοσίας (β) SPWM τάση τροφοδοσίας συναρτήσει της ΔΣ υπό ονομαστικό φορτίο. *172*
Σχήμα 6.9. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών απωλειών του αντιστροφέα συναρτήσει της ΔΣ στο ονομαστικό φορτίο. *172*
Σχήμα 6.10. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών απωλειών του κινητήρα με (α) πλήρως ημιτονική τάση (β) SPWM τάση τροφοδοσίας συναρτήσει της ΔΣ στην κατάσταση υπερφόρτισης. *173*
Σχήμα 6.11. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών THD (%) του ρεύματος τυμπάνου του κινητήρα συναρτήσει της ΔΣ στην κατάσταση υπερφόρτισης. *173*
Σχήμα 6.12. Σύγκριση προσομοιωμένης και πειραματικής κυμάτωσης ροπής του κινητήρα με (α) πλήρως ημιτονική τάση τροφοδοσίας (β) SPWM τάση τροφοδοσίας συναρτήσει της ΔΣ στην υπερφόρτιση. *173*
Σχήμα 6.13. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών απωλειών του αντιστροφέα συναρτήσει της ΔΣ στην κατάσταση υπερφόρτισης. *174*
Σχήμα 6.14. Σύγκριση προσομοιωμένων και πειραματικών συναρτήσεων κόστους συναρτήσει της ΔΣ για τις δυο κύριες καταστάσεις λειτουργίας. *174*
Σχήμα 6.15. Κατανομή (α) πυκνότητας απωλειών και (β) μαγνητικής επαγωγής του κινητήρα τη χρονική στιγμή t=40 ms με ΔΣ ίση με f_s=9 kHz στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας. *175*
Σχήμα 6.16. Κατανομή (α) πυκνότητας απωλειών και (β) μαγνητικής επαγωγής του κινητήρα για t=24 ms με ΔΣ ίση με f_s=9 kHz στην κατάσταση στιγμιαίας υπερφόρτισης. *175*

Σχήμα 6.17. Πειραματικά αποτελέσματα ΣΚΜΜ στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας. SPWM τάση και ρεύμα τυμπάνου (αριστερά) και αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος τυμπάνου (δεξιά). (α) f_s=1 kHz (β) f_s=9 kHz. (γ) f_s=37 kHz. *177*
Σχήμα 6.18. Πειραματικά αποτελέσματα ΣΚΜΜ στην ακραία κατάσταση υπερφόρτισης. SPWM τάση και ρεύμα τυμπάνου (αριστερά) και αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος τυμπάνου (δεξιά). (α) f_s=1 kHz (β) f_s=9 kHz. (γ) f_s=37 kHz. *178*
Σχήμα 7.1. Διάγραμμα συνολικού συστήματος επικουρικής φόρτισης. *181*
Σχήμα 7.2. Τοπολογία μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου Flyback. *182*
Σχήμα 7.3. Σχέση $I^{2*}L$ ως προς το διάκενο για ETD πυρήνες [7.23]. *186*
Σχήμα 7.4. Περιγραφή τρόπου λειτουργίας αλγορίθμου P&O πάνω στην P-V χαρακτηριστική. *189*
Σχήμα 7.5. Απεικόνιση ασταθούς συμπεριφοράς του P&O αλγορίθμου. *190*
Σχήμα 7.6. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου P&O. *190*
Σχήμα 7.7. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου INC. *192*
Σχήμα 7.8. Ισοδύναμο κύκλωμα Φ/Β κυττάρου. *193*
Σχήμα 7.9. Αποτελέσματα αλγορίθμου P&O με σταθερό βήμα στη μόνιμη κατάσταση α) τάση MOSFET β) τάση διόδου γ) ρεύμα MOSFET δ) ρεύμα διόδου ε) Τάση μπαταρίας συναρτήσει του χρόνου. *194*
Σχήμα 7.10. Αποτελέσματα παραγόμενης ισχύος , τάσης , ρεύματος εξόδου της Φ/Β γεννήτριας και της V συναρτήσει του χρόνου για τον αλγόριθμο P&O με (α) σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα.* *195*
Σχήμα 7.11. Αποτελέσματα παραγόμενης ισχύος , τάσης , ρεύματος εξόδου της Φ/Β γεννήτριας και της τάσης αναφοράς συναρτήσει του χρόνου για τον αλγόριθμο INC με (α) σταθερό και (β) μεταβλητό βήμα μεταβολής της τάσης αναφοράς. *195*
Σχήμα 7.12. Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου της Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει του χρόνου υπό βηματική μεταβολή ηλιοφάνειας από τα 1000W/m^2 στα 500W/m^2 (1sec) και πίσω στα 1000W/m^2 (2sec) για (α) P&O με σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα (γ) INC με σταθερό βήμα και (δ) μεταβλητό βήμα. *197*
Σχήμα 7.13. Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου της Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει του χρόνου υπό γραμμική πτώση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας από τα 1000W/m^2 στα 500W/m^2 για (α) P&O με σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα (γ) INC με σταθερό βήμα και (δ) μεταβλητό βήμα. *198*
Σχήμα 7.14. Ιδανική και μετρούμενη ισχύς εξόδου Φ/Β συναρτήσει του χρόνου υπό γραμμική αύξηση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας από τα 200W/m^2 στα 800W/m^2 για (α) P&O με σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα (γ) INC με σταθερό βήμα και (δ) μεταβλητό βήμα. *198*
Σχήμα 7.15. Γεωμετρικός τόπος του MPP για την αύξηση ηλιοφάνειας τύπου ράμπας πάνω στις P-V καμπύλες για (α) P&O με σταθερό βήμα και (β) μεταβλητό βήμα (γ) INC με σταθερό βήμα και (δ) μεταβλητό βήμα. Οι σχεδιασμένες P-V καμπύλες είναι για τις ηλιοφάνειες 200W/m^2, 400W/m^2, 600W/m^2, 800W/m^2. ..... *199*
Σχήμα 7.16. P-V καμπύλη υπό συνθήκες μερικής σκίασης με ηλιακή ακτινοβολία α) 1000W/m^2 στο ένα πλαίσιο και 400W/m^2 στο άλλο και β) 1000W/m^2 στο ένα πλαίσιο και 600W/m^2 στο άλλο. *200*
Σχήμα 7.17. Διάγραμμα ροής τροποποιημένου αλγορίθμου INC. *201*
Σχήμα 7.18. Τρόπος Λειτουργίας Τροποποιημένου αλγορίθμου INC [7.19]. *202*
Σχήμα 7.19. Λειτουργία τροποποιημένου αλγόριθμου INC σε ΣΜΣ. α) Σενάριο ΜΣ στο ένα Φ/Β πλαίσιο β) Ιδανική και υπολογισμένη ισχύς εξόδου Φ/Β γεννήτριας σε ΣΜΣ συναρτήσει του χρόνου. *202*
Σχήμα 7.20. Γεωμετρικός τόπος του MPP υπό ΣΜΣ πάνω στις P-V καμπύλες. *203*
Σχήμα 7.21. Καμπύλες P-V για ηλιακή ακτινοβολία από 200W/m^2 έως 1000W/m^2, με βήμα 200W/m^2. ..... *205*
Σχήμα 7.22. Μηνιαία ενεργειακή παραγωγή του Φ/Β συστήματος για το 2014 στη μπαταρία του οχήματος. *205*
Σχήμα 7.23. Απαιτούμενη μηχανική ισχύς κινητήρα του υπό μελέτη οχήματος για λειτουργία στον NEDC. *206*
Σχήμα 7.24. Πειραματική διάταξη (α) Φ/Β γεννήτρια. (β) Μετατροπέας ανύψωσης DC-DC τύπου flyback. (γ) Καταγραφή σημάτων-παλμογράφοι (δ) Φορτίο DC εξόδου (ε) Πηγή DC 220V ονομαστικής ισχύος 33 kW. *207*
Σχήμα 7.25. Πειραματική αποτελέσματα μετατροπέα ανύψωσης DC-DC στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας για ρεύμα εισόδου 70% του ονομαστικού. (α) Ρεύμα εισόδου. (β) Τάση mosfet. (γ) Πτώση τάσης στη δίοδο (δ) Τάση εξόδου (ε) Ρεύμα εξόδου. *208*

Σχήμα 7.26. Πειραματική αποτελέσματα μετατροπέα ανύψωσης DC-DC στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας για ονομαστικό ρεύμα εισόδου. (α) Ρεύμα εισόδου. (β) Τάση mosfet. (γ) Πτώση τάσης στη δίοδο (δ) Τάση εξόδου (ε) Ρεύμα εξόδου. *209*
Σχήμα 7.27. Πειραματικές χαρακτηριστικές (α) ρεύματος-τάσης και (β) ισχύος-τάσης της Φ/Β γεννήτριας. *210*
Σχήμα 7.28. Απόκριση ελεγκτή MPPT κατά τη μετάβαση από την εν κενώ στην ονομαστική κατάσταση λειτουργίας (915 W/m^2). (α) τάση-ρεύμα και (β) ισχύς Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει του χρόνου. *210*
Σχήμα 7.29. Απόκριση ελεγκτή MPPT κατά τη βηματική μεταβολή της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας από 870W/m^2 σε 300W/m^2. (α) τάση-ρεύμα και (β) ισχύς Φ/Β γεννήτριας συναρτήσει του χρόνου *211*
Σχήμα Π.1.Μοντέλο υπολογισμού ταχύτητας-ροπής-ισχύος για λειτουργία στον NEDC. *247*
Σχήμα Π.2. Γενική άποψη του μοντέλου προσομοίωσης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής με διαμόρφωση SVM..... *248*
Σχήμα Π.3. Υλοποίηση των PI ελεγκτών για όλο το εύρος λειτουργίας του κινητήρα (περιοχή σταθερής ροπής - σταθερής ισχύος). *248*
Σχήμα Π.4. Υλοποίηση της διαμόρφωσης SVM, εφαρμόζοντας τις προκύπτουσες τιμές αναφοράς των PI ελεγκτών, έπειτα από αντίστροφο μετασχηματισμό Park. *249*
Σχήμα Π.5. Υλοποίηση πηγής και ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος. *249*
Σχήμα Π.6. Γενική δομή του μοντέλου προσομοίωσης της λειτουργίας του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ. *249*
Σχήμα Π.7. Μοντέλο υπολογισμού ηλεκτρικών μεγεθών (ρεύμα τυμπάνου, ηλεκτρομαγνητική ροπή) του κινητήρα εσωτερικών ΜΜ. *250*
Σχήμα Π.8. Γενική δομή μοντέλου υλοποίησης της διαμόρφωσης HBCC. *250*
Σχήμα Π.9. Υλοποίηση της διαμόρφωσης HBCC. *251*
Σχήμα Π.10. Γενική δομή μοντέλου υλοποίησης του διανυσματικού ελεγκτή ροπής. *252*
Σχήμα Π.11. Στιγμιότυπα (α) του κώδικα εντολών σε γλώσσα προγραμματισμού Matlab για το κανάλι επικοινωνίας RTDX, (β) του ολοκληρωμένου περιβάλλοντος ανάπτυξης Code Composer Studio. *252*
Σχήμα Π.12. (α) Μοντέλο προσομοίωσης συστήματος επικουρικής φόρτισης μπαταριών ηλεκτρικού οχήματος (β) Μοντέλο προσομοίωσης Φ/Β γεννήτριας. *253*
Σχήμα Π.13. Ηλεκτρονικό διάγραμμα τυπωμένου κυκλώματος μετατροπέα DC-DC. *255*
Σχήμα Π.14. Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος (pcb) του μετατροπέα DC-DC. *256*

Ευρετήριο πινάκων

Πίνακας 1.1. Παραδείγματα καρτών ψηφιακού ελέγχου [1.32] *10*
Πίνακας 2.1. Περιοχές τιμών του λόγου L/τ. *24*
Πίνακας 2.2. Κύρια χαρακτηριστικά των συγκεντρωμένων και των διανεμημένων τυλιγμάτων. *26*
Πίνακας 2.3. Εφικτοί συνδυασμοί αριθμού αυλάκων – πόλων και αντίστοιχοι συντελεστές τυλίγματος για συγκεντρωμένα τυλίγματα μονής στρώσης. *28*
Πίνακας 2.4. Εφικτοί συνδυασμοί αριθμού αυλάκων – πόλων και αντίστοιχοι συντελεστές τυλίγματος για συγκεντρωμένα τυλίγματα διπλής στρώσης. *28*
Πίνακας 2.5. Τυπικές τιμές του συντελεστή θερμικής αγωγιμότητας. *53*
Πίνακας 2.6. Τυπικές τιμές του συντελεστή συναγωγιμότητας ανάλογα με τον τύπο ψύξης. *53*
Πίνακας 3.1. Παράμετροι αλγορίθμων βελτιστοποίησης για το πρόβλημα Rosenbrock *84*
Πίνακας 3.2. Παράμετροι αλγορίθμων βελτιστοποίησης για το πρόβλημα Eggholder *85*
Πίνακας 3.3. Παράμετροι αλγορίθμων βελτιστοποίησης για το πρόβλημα Rastrigin *87*
Πίνακας 3.4. Παράμετροι αλγορίθμων βελτιστοποίησης για το πρόβλημα Michalewicz *88*
Πίνακας 3.5. Συγκεντρωτικά αποτελέσματα προβλημάτων βελτιστοποίησης με συναρτήσεις δοκιμής *89*
Πίνακας 4.1. Προδιαγραφές του υφιστάμενου οχήματος Mercedes Smart. *94*
Πίνακας 4.2. Προδιαγραφές και ιδιότητες του ΣΚΜΜ για την εφαρμογή ηλεκτροκίνητου οχήματος πόλης *98*
Πίνακας 4.3. Κυριότερες προδιαγραφές υλικών που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του κινητήρα *99*
Πίνακας 4.4. Κύρια λειτουργικά χαρακτηριστικά της σιδηρομαγνητικής λαμαρίνας M 235-35 A [4.21] *99*
Πίνακας 4.5. Κύρια λειτουργικά χαρακτηριστικά του ΜΜ [4.22] *99*
Πίνακας 4.6. Ισοδύναμα σημεία λειτουργίας του κινητήρα για οδήγηση στον NEDC *101*
Πίνακας 4.7. Χαρακτηριστικά αρχικής σχεδίασης εργοστασιακού κινητήρα εσωτερικών ΜΜ διπλής στρώσης-2I *105*
Πίνακας 4.8. Κύρια λειτουργικά χαρακτηριστικά της αρχικής (2I) και της τελικής γεωμετρίας (VI) σε δυο καταστάσεις λειτουργίας *106*
Πίνακας 4.9. Παράμετροι ρουτίνας βελτιστοποίησης *110*
Πίνακας 4.10. Σχεδιαστικά και λειτουργικά χαρακτηριστικά βέλτιστων ΣΚΜΜ *113*
Πίνακας 5.1. Χαρακτηριστικά επίδοσης διανυσματικών ελεγκτών ροπής κατά τη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας *148*
Πίνακας 5.2. Στατικά χαρακτηριστικά επίδοσης ελεγκτών ροπής κατά την λειτουργία στον NEDC *151*
Πίνακας 5.3. Δυναμικά χαρακτηριστικά επίδοσης ελεγκτών ροπής κατά την λειτουργία στον NEDC *151*
Πίνακας 6.1. Χαρακτηριστικά σύγχρονου κινητήρα Μονίμων Μαγνητών *163*
Πίνακας 6.2. Λειτουργικά χαρακτηριστικά σύγχρονου κινητήρα Μονίμων Μαγνητών *174*
Πίνακας 7.1. Χαρακτηριστικά Φ/Β γεννήτριας και πηγής ισχύος ηλεκτρικού οχήματος *181*
Πίνακας 7.2. Χαρακτηριστικά μετατροπέα ανύψωσης DC-DC τύπου flyback *187*
Πίνακας 7.3. Κυμάτωση του ρεύματος, της τάσης και της ισχύος εξόδου της φ/β συστοιχίας για τις τέσσερις τοπολογίες ελεγκτών στη μόνιμη κατάσταση *195*
Πίνακας 7.4. Απόδοση των αλγορίθμων MPPT υπό τη βηματική μεταβολή *197*
Πίνακας 7.5. Αξιολόγηση δυναμικής συμπεριφοράς των ελεγκτών MPPT υπό τη βηματική μεταβολή *197*

Συντομογραφίες

AC	*Alternating Current*
ADC	*Analog to Digital Conversion*
BEV	*Battery Electric Vehicle*
BCM	*Boundary Conduction Mode*
CAD	*Computer Aided Design*
CCM	*Continuous Conduction Mode*
DC	*Direct Current*
DCM	*Discontinuous Conduction Mode*
DE	*Differential Evolution*
DSP	*Digital Signal Processor*
FSCW	*Fractional Slot Concentrated Winding*
FW	*Field Weakening*
GTO	*Gate Turn Off Thyristors*
HBCC	*Hysteresis Based Current Controller*
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*
INC	*Incremental Conductance*
MOSFET	*Metal-Oxide-Semiconductor Field- Effect Transistor*
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*
MTPA	*Maximum Torque Per Ampere*
MTPV	*Maximum Torque Per Voltage*
NEDC	*New European Drive Cycle*
P&O	*Perturb and Observe*
PCB	*Printed Circuit Board*
PID	*Proportional Integral Derivative*
PSO	*Particle Swarm Optimization*
PWM	*Pulse Width Modulation*
QEP	*Quadrature endoder pulse*
SPWM	*Sinusoidal Pulse Width Modulation*
STC	*Standard Test Conditions*
SVM	*Space Vector Modulation*
THD	*Total Harmonic Distortion*
ΑΠΕ	*Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας*
ΔΣ	*Διακοπτική Συχνότητα*
ΗΕΔ	*Ηλεκτρεγερτική Δύναμη*
Μ/Τ	*Μετασχηματιστής*
ΜΕΔ	*ΜαγνητΕγερτική Δύναμη*
ΜΜ	*Μόνιμοι Μαγνήτες*
ΠΣ	*Πεπερασμένα Στοιχεία*
ΠΣΙ	*Περιοχή Σταθερής Ισχύος*
ΠΣΡ	*Περιοχή Σταθερής Ροπής*
ΣΑΛ	*Στροφές Ανά Λεπτό*
ΣΙ	*Συντελεστής Ισχύος*
ΣΚΜΜ	*Σύγχρονος Κινητήρας Μονίμων Μαγνητών*
ΣΜΣ	*Συνθήκες Μερικής Σκίασης*
Φ/Β	*Φωτοβολταϊκό*

Ευρετήριο Συμβόλων

τ_p	Πολικό βήμα
$\hat{\mathrm{B}}_\delta$	Μέγιστη τιμή της μαγνητικής επαγωγής (Τ) στο διάκενο
B_{av}	Μέση τιμή μαγνητικής επαγωγής (Τ) στο διάκενο
L_g	Πάχος διακένου
D_g	Διάμετρος διακένου
L	Αξονικό μήκος του ενεργού μέρους του κινητήρα
ac	Ειδική ηλεκτρική φόρτιση
N_i	Αριθμός ελιγμάτων ανά φάση
I_{rms}	Ενεργός τιμή του ρεύματος τυμπάνου
k_w	Συντελεστής τυλίγματος
f	Ηλεκτρική συχνότητα
Φ	Θεμελιώδης μαγνητική ροή ανά πόλο
V_{rms}	Ενεργός τιμή της επαγόμενης τάσης του κινητήρα
S	Φαινόμενη ισχύς
n_s	Μηχανική ταχύτητα περιστροφής
T_e	Παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή διακένου
A	Επιφάνεια διακένου
F_t	Μέση μαγνητική δύναμη στο διάκενο
B_n	Κάθετη συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής στο διάκενο
B_t	Εφαπτομενική συνιστώσα της μαγνητικής επαγωγής
θ	Γωνία μεταξύ ακτινικής και εφαπτομενικής συνιστώσας του μαγνητικού πεδίου
ω_m	Μηχανική γωνιακή συχνότητα περιστροφής
m_a	Συντελεστής διαμόρφωσης
V_s	Πλάτος της θεμελιώδης συνιστώσας της φασικής τάσης εξόδου
P_e	Ενεργός ισχύς
$cos\varphi$	Συντελεστής ισχύος
Q_s	Αριθμός αυλάκων
p	Αριθμός πόλων
q	Αριθμός αυλάκων ανά πόλο και φάση
A_{cu}	Ενεργός διατομή αύλακας
J	Πυκνότητα ρεύματος στο χαλκό των τυλιγμάτων
I_N	Ονομαστική ενεργός τιμή ρεύματος τυμπάνου
ff	Συντελεστής πληρότητας χαλκού
A_{slot}	Επιφάνεια αύλακας
B_r	Παραμένουσα μαγνήτιση
H_c	Μαγνητικό πεδίο επαναφοράς
H	Ένταση του μαγνητικού πεδίου
B_g	Μαγνητική επαγωγή στο διάκενο για την εν κενώ λειτουργία
L_m	Πάχος μαγνήτη
R_r	Ακτίνα δρομέα
θ_{mag}	Τόξο μαγνήτη
$\overline{B}$	Μαγνητική επαγωγή
$\overline{E}$	Ηλεκτρικό πεδίο
$\overline{D}$	Πυκνότητα του ηλεκτρικού πεδίου
$\overline{J}$	Πυκνότητα ρεύματος
ρ	Πυκνότητα
μ	Μαγνητική διαπερατότητα
M	Μαγνήτιση του υλικού του μαγνήτη
$\overline{A}$	Μαγνητικό διανυσματικό δυναμικό
l_g	Περιφέρεια του διακένου
T_r	Κυμάτωση ροπής
n_{pp}	Αριθμός παράλληλων πηνίων στα τυλίγματα κάθε φάσης
$d\theta$	Βήμα μηχανικής περιστροφής
ω_m	Μηχανική γωνιακή ταχύτητα περιστροφής
Λ	Πεπλεγμένη ροή
P_{cu}	Απώλειες χαλκού
P_{FE}	Απώλειες σιδήρου
R_α	Ωμική αντίσταση τυλίγματος
r_{cu}	Ειδική αντίσταση του χαλκού
olf	Συντελεστής πλέξης
C_h	Συντελεστής απωλειών υστέρησης
C_h	Συντελεστής απωλειών δινορρευμάτων
V_{FE}	Όγκος σιδηρομαγνητικού υλικού
P_{fr}	Απώλειες τριβών
P_{wind}	Απώλειες ανεμισμού
m_r	Μάζα του δρομέα
m_{mag}	Συνολική μάζα των μόνιμων μαγνητών
w_{mag}	Πάχος των μονίμων μαγνητών
P_m	Μηχανική ισχύς
T_m	Μέση παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή.
P_{loss}	Συνολικές απώλειες κινητήρα
P_{mag}	Απώλειες μονίμων μαγνητών
L_d	Επαγωγή *d*-άξονα
L_q	Επαγωγή *q*-άξονα
I_d	Ρεύμα ορθού άξονα
I_q	Ρεύμα κάθετου άξονα
J_r	Ροπή αδράνειας του δρομέα
C_p	Ειδική θερμότητα
λ	Συντελεστής συναγωγιμότητας

T	Θερμοκρασία
w_i	Συντελεστές βαρών συνάρτησης κόστους
F	Συνάρτηση κόστους
$v_{i,G}$	Διάνυσμα μετάλλαξης
$x_{ri,G}$	Τυχαία διανύσματα πληθυσμού
N_p	Αριθμός των μελών του πληθυσμού
CR	Συντελεστής διασταύρωσης
$u_{i,G}$	Δοκιμαστικό διάνυσμα
x_{best}	Θέση διανύσματος με χαμηλότερη τιμή συνάρτησης κόστους
F_m	Σταθερός συντελεστής μετάλλαξης
F_{Adap}	Δυναμικός συντελεστής μετάλλαξης των διανυσμάτων διαφορών
$R(i)$	Όρος ποινής κάθε μέλους του πληθυσμού
$n_d(i)$	Αριθμός των μελών της γενιάς οι οποίοι «κυριαρχούν» σε σχέση με το $i^{στο}$ μέλος της γενιάς
σ_i^k	Απόσταση του $i^{στου}$ μέλους του πληθυσμού σε σχέση με τον $k^{στο}$ κοντινότερο γείτονα
$D(i)$	Όρος πυκνότητας δυναμικού συντελεστή μετάλλαξης F_{adap}
$V_{i,G}$	Διάνυσμα ταχύτητας
X_{pBest}	Θέση του προσωπικού βελτίστου κάθε ατόμου
X_{nBest}	Θέση όπου το γειτονικό άτομο έχει τη βέλτιστη τιμή
C_1	Συντελεστής επιτάχυνσης προς προσωπικό βέλτιστο
C_1	Συντελεστής επιτάχυνσης προς το βέλτιστο των γειτόνων
w_G	Συντελεστής αδρανείας
F_{rr}	Αντίσταση κύλισης
F_{ad}	Οπισθέλκουσα δύναμη από αεροδυναμικές τριβές
F_{hc}	Δύναμη της συνιστώσας του βάρους
F_a	Δύναμη επιτάχυνσης του οχήματος
μ_{rr}	Συντελεστής αντίστασης κύλισης
m	Συνολική μάζα του οχήματος
g	Επιτάχυνση της βαρύτητας
v	Γραμμική ταχύτητα του οχήματος
C_d	Αεροδυναμικός συντελεστής
A	Εμβαδό μετωπικής επιφάνειας οχήματος
α	Γραμμική επιτάχυνση του οχήματος
N_{tf}	ο λόγος μετάδοσης του κιβωτίου ταχυτήτων
r	η εξωτερική διάμετρος των ελαστικών του οχήματος
J_e	Ροπή αδρανείας του κινητήρα
J_t	Ροπή αδρανείας του κιβωτίου ταχυτήτων
J_d	Ροπή αδρανείας του διαφορικού
J_w	Ροπή αδρανείας των τροχών
THD_V	Συνολικός συντελεστής παραμόρφωσης της τάσης τυμπάνου
C_j	Συνάρτηση ποινής
$V_{(1)}$	Θεμελιώδης ενεργός τάση τυμπάνου
R_g	Διάμετρος του διακένου
W_t	Πάχος δοντιού
L_t	Μήκος δοντιού
w_{so}	Άνοιγμα της αύλακας
w_i	Πάχος του σιδήρου στο δρομέα
θ_{1m}	Γωνία εσωτερικής στρώσης ΜΜ
L_{1m}	Μήκος εσωτερικής στρώσης μαγνήτη
w_{1m}	Πάχος εσωτερικής στρώσης μαγνήτη
L_{2m}	Μήκος εξωτερικής στρώσης μαγνήτη
w_{2m}	Πάχος εξωτερικής στρώσης μαγνήτη
Φ_{mag}	Επαγόμενη ροή των μονίμων μαγνητών
ω_e	Γωνιακή ηλεκτρική ταχύτητα
V_{dc}	Τάση συστοιχίας μπαταριών
V_d	Τάση τυμπάνου ορθού άξονα
V_q	Τάση τυμπάνου εγκάρσιου άξονα
I_s	Πλάτος του ρεύματος τυμπάνου
l_w	Συνολικό μήκος των κεφαλών τυλιγμάτων
λ_w	Συντελεστής διαπερατότητας των κεφαλών τυλιγμάτων
L_w	Επαγωγή σκέδασης λόγω των κεφαλών τυλιγμάτων
I_q^*	Ρεύμα αναφοράς q άξονα διανυσματικού ελεγκτή
I_d^*	Επιθυμητό αναφοράς d άξονα διανυσματικού ελεγκτή
K_P	Κέρδος αναλογικού όρου PI ελεγκτή
K_I	Κέρδος ολοκληρωτικού όρου PI ελεγκτή
K_D	Κέρδος διαφορικού όρου PI ελεγκτή
X_d	Σύγχρονη αντίδραση ευθέως (d) άξονα
X_q	Σύγχρονη αντίδραση κάθετου (q) άξονα
V	Βαθμωτό ηλεκτρικό δυναμικό
σ	Αγωγιμότητα
δ	Επιδερμικό βάθος
P_{end}	Απώλειες χαλκού λόγω των κεφαλών τυλιγμάτος
R_{end}	Αντίσταση των κεφαλών τυλίγματος
I_n	Πλάτος της $n^{στης}$ αρμονικής τάξης του ρεύματος τυμπάνου
$cos\varphi_n$	Συντελεστής ισχύος της $n^{στης}$ αρμονικής τάξης

r_{ce} Αντίσταση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού του IGBT
r_f Αντίσταση της διόδου
V_{ce0} Τάση του IGBT σε κατάσταση "on"
V_{f0} Τάση διόδου σε κατάσταση "on"
f_s Διακοπτική συχνότητα
E_{ON} Ποσό ενέργειας που καταναλώνεται κατά την έναυση του IGBT
E_{OFF} Ποσό ενέργειας που καταναλώνεται κατά τη σβέση του IGBT
P_{co} Απώλειες αγωγής ημιαγωγικών στοιχείων
P_s Διακοπτικές απώλειες IGBT
P_{total} Συνολικές απώλειες του κινητήρα και του αντιστροφέα
d_{cu} Διάμετρος του αγωγού
V_o Τάση εξόδου του μετατροπέα
N_p Σπείρες του πρωτεύοντος του Μ/Τ
N_s Σπείρες του δευτερεύοντος του Μ/Τ
V_{Lp} Τάση του πρωτεύοντος
i_c Ρεύμα πυκνωτή εξόδου του μετατροπέα
I_g Ρεύμα εισόδου μετατροπέα
T_s Διακοπτική περίοδος
V_{DS} Πτώση τάσης αγωγής του MOSFET
V_D Πτώση τάσης αγωγής της διόδου
P_o Ισχύς εξόδου του μετατροπέα
f_r Συχνότητα συντονισμού
L_σ Επαγωγή σκέδασης Μ/Τ
L_p Επαγωγή μαγνήτισης πρωτεύοντος Μ/Τ
L_s Επαγωγή μαγνήτισης δευτερεύοντος Μ/Τ
C_{DS} Χωρητικότητα μεταξύ drain και source του MOSFET
C_o Χωρητικότητα πυκνωτή εξόδου
D Λόγος κατάτμησης
$k_{1,2}$ Αριθμός κλώνων πρωτεύοντος, δευτερεύοντος Μ/Τ
l_e Ενεργό μήκος πυρήνα
A_e Ενεργός επιφάνεια του πυρήνα
I_{ph} Φωτόρευμα
V^* Τάση αναφοράς του ελεγκτή MPPT
P_{real} Πραγματική μετρούμενη ισχύς της Φ/Β γεννήτριας με οδήγηση μέσω του ελεγκτή MPPT
P_{ref} Μέγιστη επιθυμητή ισχύς αναφοράς της Φ/Β γεννήτριας
I_{pv} Ρεύμα λειτουργίας Φ/Β γεννήτριας
V_{pv} Τάση λειτουργίας Φ/Β γεννήτριας
P_{pv} Ισχύς λειτουργίας Φ/Β γεννήτριας
P_{MPP} Ισχύς Φ/Β γεννήτριας στο MPP
G Ηλιακή ακτινοβολία
E_{month} Μηνιαία παραγωγή (Wh) Φ/Β γεννήτριας
E_{EV} Συνολική ετήσια καταναλισκόμενη ενέργεια
E_{EV} Συνολική ετήσια παραγόμενη ενέργεια του επικουρικού συστήματος φόρτισης
S_{au} Ποσοστό βελτίωσης της αυτονομίας του ηλεκτρικού οχήματος

Λίστα δημοσιεύσεων

Α. Δημοσιεύσεις σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά μετά από κρίση

[Π1] A. G. Sarigiannidis, and A. G. Kladas, “Switching Frequency Impact on Permanent Magnet Motors Drive System for Electric Actuation Applications,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no.3, pp. 1-4, March 2015, Art. ID 8202204.

[Π2] A. G. Sarigiannidis, and A. G. Kladas, "Interior PM Motor Torque Control and Performance Analysis Considering Saturation and Cross Magnetization Effects for Electric Traction", *Materials Science Forum*, Vol. 856, pp. 263-268, 2016.

[Π3] M. E. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, “Multi-objective Evolutionary Optimization of a Surface Mounted PM Actuator with Fractional Slot Winding for Aerospace Applications,” *IEEE Transactions on Magnetics,* vol. 50, no. 2, pp. 665-668, February 2014, Art. ID 7016404.

[Π4] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, L. Papini, and C. Gerada, "Fault Tolerant Design of Fractional Slot Winding Permanent Magnet Aerospace Actuator," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, in Press (DOI: 10.1109/TTE.2016.2574947).

[Π5] P. E. Kakosimos, A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, A.G. Kladas, and C. Gerada, “Induction Motors versus Permanent Magnet Actuators for Aerospace Applications,” *IEEE Transactons on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 4315-4325, August 2014.

[Π6] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, "Investigation of Magnet Arrangements in Double Layer Interior Synchronous Permanent Magnet Motor over Wide-Speed Range for Electric Vehicle Applications", *Materials Science Forum*, Vol. 792, pp. 379-384, 2014.

[Π7] A. G. Sarigiannidis, C. Patsios, A. Pittaras, A. Kladas, "Geometry Optimization of Synchronous Machines Used on Ship Shaft Generator Systems", *Materials Science Forum*, Vol. 792, pp. 245-250, 2014.

[Π8] M. E. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, "Evolutionary Optimization of a Fractional Slot Interior Permanent Magnet Motor for a Small Electric Bus", *Materials Science Forum*, Vol. 792, pp. 373-378, 2014.

[Π9] P. Kakosimos, M. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, A. G. Kladas, "Model Predictive Control Employing Finite-Element Methods for Aerospace Actuators", *Materials Science Forum*, Vol. 856, pp. 202-206, 2016.

[Π10] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, and A. G. Kladas, “Fast Adaptive Evolutionary PM Traction motor Optimization based on Electric Vehicle Drive Cycle,” accepted in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*.

[Π11] A. Sarigiannidis, E. Chatzinikolaou, C. Patsios, and A. Kladas, " Shaft Generator system design and ship operation improvement involving SFOC minimization, electric grid conditioning and auxiliary propulsion," accepted in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*.

Β. Δημοσιεύσεις σε πρακτικά επιστημονικών συνεδρίων μετά από κρίση

[Σ1] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, “Performance Evaluation and Thermal Analysis of Interior Permanent Magnet Traction Motor over a Wide Load Range,” accepted for presentation in *XXIIth International Conference on Electrical Machines* (*ICEM'2016*), Lausanne-Switzerland, September 4-7, 2016.

[Σ2] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, and A. G. Kladas, "Hybrid Analytical-FEM Methodology for Loss evaluation in Traction Motors for Electric Vehicle Applications," accepted for presentation in *17th Biennial Conference on Electromagnetic Field Computation* (*CEFC2016*), Miami, FL, USA, November 13-16, 2016.

[Σ3] A. G. Sarigiannidis, S. A. Stathis and A. G. Kladas, "Performance evaluation of MPPT techniques for PV array incorporated into Electric Vehicle roof," in *International Conference on Renewable Energy Research and Applications* (*ICRERA*), pp. 1069-1073, November 22-25, 2015, Palermo, Italy.

[Σ4] A.G. Sarigiannidis and A.G. Kladas, “Interior PM Motor Torque Control and Performance Analysis over a wide-Speed range for Electric Vehicle Applications,” in *9th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Super-conducting, Multifunctional and Nanomaterials* (*JAPMED’9*), pp.1-2, July 5-8 2015, Sofia, Bulgaria.

[Σ5] A. G. Sarigiannidis, P. E. Kakosimos, A. G. Kladas, “Solar Energy Exploitation Enhancing Driving Autonomy of Electric Vehicles,” in *9th Mediterranean Conference on Power Generation, Transmission Distribution and Energy Conversion* (*MEDPOWER*), November 3-7, 2014.

[Σ6] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar, P. E Kakosimos and A. G. Kladas, “Multi-operating points PM Motor Design Methodology for Electric Actuation systems,” in *XXIth International Conference on Electrical Machines* (*ICEM*), pp. 2506-2512, September 2-5, 2014, Berlin, Germany.

[Σ7] A. G. Sarigiannidis, M. E. Beniakar and A. G. Kladas, “Investigation of magnet arrangements in Double Layer Interior Synchronous Permanent Magnet Motor over wide-speed range for Electric Vehicle applications," in *8th Japanese-Mediterranean Workshop on Applied Electromagnetic Engineering for Magnetic, Superconducting, Multifunctional and Nanomaterials* (*JAPMED 8*), June 23-26, 2013, Athens, Greece.

[Σ8] A. G. Sarigiannidis, A. G. Kladas, A. Mountaneas, M. E. Beniakar, I. K. Pallis, S. E. Dallas, G. Politis, E. C. Tatakis, and J. M. Prousalidis, “Design of Surface PM motors for Pod application utilizing a 3D Hydrodynamic Model,” accepted for presentation in *XXIIth International Conference on Electrical Machines* (*ICEM'2016*), Lausanne-Switzerland, September 4-7, 2016.

[Σ9] A. Sarigiannidis, A. Kladas, E. Chatzinikolaou and C. Patsios, "High efficiency Shaft Generator drive system design for Ro-Ro trailer-passenger ship application," in *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)*, pp. 1-6, Aachen, 2015.

[Σ10] M. E. Beniakar, P. E. Kakosimos, C. T. Krasopoulos, A. G. Sarigiannidis and A. G. Kladas, "Comparison of in-wheel permanent magnet motors for electric traction," in *XXIth International Conference on Electrical Machines* (*ICEM*), pp. 2472-2478, September 2-5, 2014, Berlin, Germany.

[Σ11] M. E. Beniakar, A. G. Sarigiannidis, E. M. Tsampouris, and A. G. Kladas, “Multi-objective Evolutionary Optimization of a Surface Mounted PM Actuator with Fractional Slot Winding for Aerospace Applications," in *Compumag 2013*, Budapest, Hungary, 30 June-4 July, 2013.