



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Επαγωγικός Φορτιστής Ηλεκτρικού Οχήματος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ελένη Γ. Γατή

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2012



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Επαγωγικός Φορτιστής Ηλεκτρικού Οχήματος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ελένη Γ. Γατή

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 27 Ιουλίου 2012.

.....
Σ. Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α. Δ. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Α. Παπαθανασίου
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2012

.....
Ελένη Γ. Γατή

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

Copyright © Ελένη Γ. Γατή, 2012.

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.

Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη, ο σχεδιασμός και η προσομοίωση συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για χρήση σε συστήματα ασύρματης φόρτισης μπαταρίας ηλεκτρικού αυτοκινήτου.

Ο προτεινόμενος σχεδιασμός καλύπτει προδιαγραφές ισχύος εξόδου 4kW για τάση εισόδου 230V AC, 50 Hz, αλλά μπορεί να αναπροσαρμοστεί για την κάλυψη διαφορετικών προδιαγραφών.

Η διάταξη αποτελείται από ανορθωτή της μονοφασικής παροχής, αντιστροφέα υψηλής διακοπτικής συχνότητας, μετασχηματιστή μεγάλου διακένου, κύκλωμα συντονισμού, και ανορθωτή της τάσης εξόδου του δευτερεύοντος για τροφοδότηση της μπαταρίας του αυτοκινήτου.

Προτείνεται μια μέθοδος σχεδίασης του μαγνητικού κυκλώματος και σχεδιάζονται οι πυρήνες που το αποτελούν. Σχεδιάζεται το σύστημα ελέγχου της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα με κύκλωμα κλειστού βρόχου το οποίο εξασφαλίζει τη λειτουργία της διάταξης στη συχνότητα συντονισμού. Προτείνεται μια διάταξη ημιανόρθωσης της τάσης του δευτερεύοντος η οποία αυξάνει την απορροφούμενη ισχύ και συγκρίνεται με διάταξη πλήρους ανόρθωσης. Εξετάζεται η απόδοση του συστήματος σε διάφορους συντελεστές σύζευξης.

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων μέσω των προγραμμάτων FEMM και Matlab - Simulink.

Λέξεις Κλειδιά: Επαγωγική φόρτιση, μετασχηματιστής μεγάλου διακένου, ηλεκτρικό αυτοκίνητο, γέφυρα ημιανόρθωσης, συντονισμός.

Abstract

The purpose of this diploma thesis is the study, design and simulation of an inductive power transfer system for use in electric vehicle wireless charging systems.

The specifications for the proposed design are 4kW output power and 230 V AC, 50Hz input voltage source; however, it can be easily redesigned to meet different specifications.

The system consists of a single phase full bridge rectifier, a high switching frequency inverter, an air gapped transformer, a resonant circuit and an output voltage rectifier that provides dc power to the car's battery charger.

A method for designing the magnetic circuit is proposed and the cores of the air gapped transformer are designed. The inverter's switching frequency control system is implemented by a closed loop circuit that ensures the resonant function of the system. A half-bridge rectifier is proposed for the rectification of the output voltage which increases the absorbed power in comparison with the full-bridge rectifier. The efficiency of the overall system is examined for various coupling coefficients.

The results of the simulations carried out by FEMM and Matlab/ Simulink software are provided.

Keywords: Inductive charging, air gapped transformer, electric vehicle, half-bridge rectifier, resonance.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα της διπλωματικής εργασίας κ. Στέφανο Μανιά, Καθηγητή του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, για την πρόταση ενός τόσο ενδιαφέροντος θέματος για μελέτη και για την πολύτιμη βοήθειά του κατά την εκπόνηση της εργασίας.

Ευχαριστώ πολύ την φίλη μου Αλίκη Μαχαίρα για την βοήθειά της με το σχεδιασμό τμημάτων της εργασίας στο AutoCAD, και όλους τους φίλους και συμφοιτητές που με βοήθησαν με τη γνώμη και τις γνώσεις τους κατά την εκπόνηση της εργασίας.

Τέλος είμαι ευγνώμων στην οικογένειά μου και ιδιαίτερα στους γονείς μου για την απέραντη ψυχολογική υποστήριξη τους καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

Εισαγωγή	19
Κεφάλαιο 1. Επαγωγική μεταφορά ισχύος	21
1.1. Η ασύρματη μεταφορά ισχύος	21
1.2. Γενική περιγραφή Συστημάτων Επαγωγικής Μεταφοράς Ισχύος (IPTs)	24
1.3. Σύγχρονες μελέτες	26
1.4. Περιγραφή της προτεινόμενης διάταξης.....	30
1.4.1. Η συμβατότητα του συστήματος με διάφορους τύπους ηλεκτρικού αυτοκινήτου	35
1.5. Αναγκαιότητα της παρούσας μελέτης	35
Κεφάλαιο 2. Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο.....	37
2.1. Εισαγωγή.....	37
2.2. Η οικολογική αξιολόγηση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου	39
2.3. Η οικονομική αξιολόγηση αγοράς ηλεκτρικού αυτοκινήτου	39
2.4. Η μπαταρία του ηλεκτρικού αυτοκινήτου	41
2.4.1. Το σύστημα φόρτισης μπαταριών	43
2.5. Διεθνείς κανονισμοί και προδιαγραφές φόρτισης.....	44
2.6. Πλεονεκτήματα επαγωγικής φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων.....	45
Κεφάλαιο 3. Περιγραφή και ανάλυση της προτεινόμενης διάταξης.....	47
3.1. Βαθμίδα μετασχηματιστή μεγάλου διακένου	47
3.1.1. Σχεδίαση συζευγμένων πηνίων με FEMM	48
3.1.2. Μεθοδολογία σχεδίασης μαγνητικού κυκλώματος και προσδιορισμός παραμέτρων FEMM.....	51
3.1.3. Ισοδύναμο κύκλωμα συζευγμένων πηνίων	60
3.2. Βαθμίδα συντονισμού δευτερεύοντος	61
3.2.1. Μέθοδοι συντονισμού	62
3.2.2. Η απορροφούμενη ισχύς κατά τον συντονισμό	65
3.2.3. Ο συντονισμός στην προτεινόμενη διάταξη	66
3.3. Ανορθωτική διάταξη εισόδου	69

3.4. Βαθμίδα αντιστροφεία.....	74
3.4.1. Φίλτρο εισόδου αντιστροφεία	76
3.5. Βαθμίδα παραγωγής και ελέγχου της διακοπτικής συχνότητας αντιστροφεία ...	78
3.5.1. Η λειτουργία του PLL.....	80
3.5.2. Η λειτουργία του Charge – Pump PLL	82
3.5.3. Επιλογή των παραμέτρων του Charge – Pump PLL	85
3.6. Βαθμίδα ανορθωτή δευτερεύοντος	86
3.6.1. Υλοποίηση με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης	86
3.6.2. Υλοποίηση με γέφυρα ημιανόρθωσης.....	87
Κεφάλαιο 4. Προσομοίωση ολικού συστήματος	93
4.1. Προσομοίωση Μαγνητικού Κυκλώματος με FEMM.....	93
4.1.1. Υπολογισμός Αυτεπαγωγών με χρήση του FEMM.....	96
4.1.2. Υπολογισμός Αμοιβαίας Επαγωγής με χρήση του FEMM	98
4.1.3. Υπολογισμός Συντελεστή Σύζευξης	100
4.1.4. Υπολογισμός Επαγωγών Σκέδασης	103
4.1.5. Υπολογισμός Συχνότητας Συντονισμού	104
4.2. Προσομοίωση Ηλεκτρομαγνητικής Διάταξης με SIMULINK.....	105
4.2.1. Προσομοίωση ανόρθωσης τάσης δικτύου	105
4.2.2. Προσομοίωση συστήματος χωρίς ανορθωτική διάταξη δευτερεύοντος	107
4.2.3. Προσομοιώσεις συστήματος με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης δευτερεύοντος.....	114
4.2.4. Προσομοιώσεις συστήματος με γέφυρα ημιανόρθωσης δευτερεύοντος ..	128
Κεφάλαιο 5. Συγκρίσεις – Συμπεράσματα	137
5.1. Σύγκριση και συμπεράσματα προσομοιώσεων	137
5.1.1. Συμπεράσματα προσομοιώσεων μαγνητικού κυκλώματος με FEMM.....	137
5.1.2. Σύγκριση και συμπεράσματα προσομοιώσεων με Simulink.....	141
5.2. Τελική Πρόταση.....	144
5.3. Θέματα προς περαιτέρω έρευνα.....	147
Παράρτημα	151
Βιβλιογραφία.....	155

Εισαγωγή

Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο προβλέπεται να αποτελέσει το αυτοκίνητο πόλης του μέλλοντος. Η αύξηση της τιμής του πετρελαίου σε συνδυασμό με την σταδιακή εξάντληση των αποθεμάτων του, ο προσανατολισμός των σύγχρονων κοινωνιών σε πιο οικολογικά μέσα διαβίωσης, η ταχύτατη ανάπτυξη της τεχνολογίας σε συνδυασμό με τη μείωση του κόστους παραγωγής του είναι λίγοι μόνο από τους παράγοντες που συμβάλλουν σε αυτή την κατεύθυνση.

Μελέτες βελτίωσης των διαφόρων συστημάτων λειτουργίας του ηλεκτρικού αυτοκινήτου βρίσκονται σε εξέλιξη. Ένα από αυτά τα συστήματα είναι η ασύρματη φόρτιση. Σε συνδυασμό με την τεχνολογική «έκρηξη» της έρευνας στον τομέα των μπαταριών και των σύγχρονων υπερπυκνωτών, το σύστημα της ασύρματης φόρτισης θα ενισχύσει την ευελιξία της χρήσης του ηλεκτρικού αυτοκινήτου.

Η ασύρματη φόρτιση μπορεί αρχικά να μοιάζει με πολυτέλεια αλλά σε λεπτομερέστερη εξέταση μπορεί να αποδειχθεί αναγκαία και επιθυμητή διότι απαλλάσσει τον οδηγό από καθημερινές διαδικασίες που απαιτούνται κατά την ενσύρματη φόρτιση. Αν το σύστημα ασύρματης φόρτισης καταφέρει να είναι οικονομικό, αποδοτικό, εύχρηστο και αξιόπιστο σύντομα θα αποτελέσει τμήμα του βασικού εξοπλισμού του σύγχρονου ηλεκτρικού αυτοκινήτου.

Στην παρούσα εργασία παρουσιάζεται μια διάταξη ασύρματης επαγωγικής φόρτισης με χρήση μετασχηματιστή μεγάλου διακένου με το ένα τμήμα του εγκατεστημένο στον μπροστινό προφυλακτήρα του αυτοκινήτου και το άλλο σε μόνιμο τοιχίο.

Το προτεινόμενο σύστημα προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα και θεωρείται κατάλληλο για χρήση σε ιδιωτικούς χώρους στάθμευσης που διαθέτουν μονοφασική παροχή δικτύου.

Η υπό μελέτη διάταξη προτείνεται ως επέκταση των συμβατικών ενσύρματων συστημάτων φόρτισης των ηλεκτρικών οχημάτων και σχεδιάζεται ώστε να λειτουργεί επικουρικά με αυτά για την διευκόλυνση του χρήστη. Η ταυτόχρονη ύπαρξη και λειτουργία των ενσύρματων φορτιστών παραμένει απαραίτητη για λόγους εφεδρείας και εναλλακτικής φόρτισης.

Το σύστημα είναι απλό, οικονομικό και εύκολο στην εγκατάσταση. Λόγω της χαμηλής ισχύος για την οποία σχεδιάζεται, η διάχυση του μαγνητικού πεδίου στο χώρο είναι περιορισμένη και η λειτουργία του κρίνεται ασφαλής για τον άνθρωπο.

Στο 1^ο κεφάλαιο αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος και παρουσιάζεται συνοπτικά το μελετώμενο σύστημα.

Στο 2^ο κεφάλαιο γίνεται μια αναφορά στη λειτουργία του σύγχρονου ηλεκτρικού οχήματος και τη θέση του στην παγκόσμια αγορά αυτοκινήτων. Παρουσιάζονται οι μέθοδοι φόρτισης και τα χαρακτηριστικά των σύγχρονων μπαταριών.

Στο 3^ο κεφάλαιο γίνεται μια εκτενής ανάλυση κάθε σταδίου της προτεινόμενης διάταξης. Προτείνεται μια μέθοδος σχεδίασης του μαγνητικού κυκλώματος και σχεδιάζονται οι πυρήνες που το αποτελούν. Παρουσιάζεται το σύστημα ανόρθωσης της παροχής τάσης και ο αντιστροφέας που τροφοδοτεί το πρωτεύον του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου. Σχεδιάζεται το σύστημα ελέγχου της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα το οποίο εξασφαλίζει τη λειτουργία της διάταξης στη συχνότητα συντονισμού. Προτείνεται μια διάταξη ανόρθωσης της τάσης του δευτερεύοντος η οποία αυξάνει την απορροφούμενη ισχύ και την συνολική απόδοση.

Στο 4^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του FEMM και του Simulink για διάφορες συνθήκες σύζευξης μεταξύ των δυο πυρήνων για τις δυο μεθόδους ανόρθωσης του δευτερεύοντος.

Στο 5^ο κεφάλαιο καταγράφονται τα συμπεράσματα των προσομοιώσεων και η αξιολόγηση αυτών. Επισημαίνεται ο βέλτιστος τρόπος υλοποίησης και λειτουργίας της διάταξης και παρατίθενται ορισμένα θέματα τα οποία κρίνονται άξια για περαιτέρω μελέτη – βελτίωση.

Κεφάλαιο 1. Επαγωγική μεταφορά ισχύος

1.1. Η ασύρματη μεταφορά ισχύος

Η τεχνολογία, κινούμενη συνεχώς προς κατευθύνσεις διευκόλυνσης του ανθρώπου, παρουσιάζει νέες μεθόδους μεταφοράς ισχύος κάθε κλίμακας. Η σύγχρονη έρευνα επικεντρώνεται στην απαλλαγή των ηλεκτρικών συσκευών από τα καλώδια τόσο για λόγους ευκολίας και ασφάλειας, όσο και για λόγους μείωσης κόστους κατασκευής ή υλοποίησης εφαρμογών σε τοπολογίες που επιβάλλεται η ασύρματη μεταφορά ισχύος.

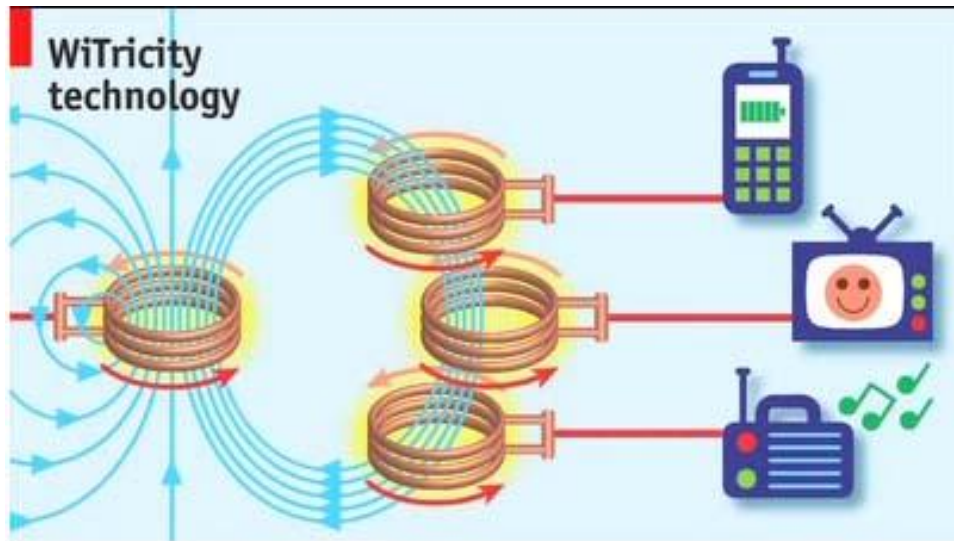
Η ιδέα της ασύρματης μεταφοράς ενέργειας δεν είναι καινούργια. Ήδη από το 1890 ο N. Tesla κατοχύρωσε σχετικές ευρεσιτεχνίες επαγωγικής μεταφοράς ισχύος σε λαμπτήρες και έκανε δημόσιες επιδείξεις αυτών [60].

Τέτοιες τεχνολογίες κυκλοφορούν σήμερα στην αγορά. Μερικά χαρακτηριστικά παραδείγματα είναι η επαγωγική κουζίνα [37], τα πλαίσια (rads) ασύρματης φόρτισης κινητών τηλεφώνων και φορητών υπολογιστών, η ασύρματη τροφοδότηση τηλεοράσεων και άλλων ηλεκτρονικών συσκευών.



Σχήμα 1.1. Επίπεδα ασύρματης φόρτισης συσκευών της εταιρίας WiTricity [57]

Στο Σχήμα 1.1 εικονίζονται τα πλαίσια (pads) ασύρματης φόρτισης μικροηλεκτρονικών συσκευών της εταιρίας WiTricity. Ένα πλαίσιο συνδέεται στην παροχή τάσης και λειτουργεί ως πομπός μαγνητικού πεδίου και ένα δεύτερο πλαίσιο συνδέεται στη μικροσυσκευή μέσω θύρας USB και λειτουργεί ως δέκτης της ηλεκτρομαγνητικής ισχύος που εκπέμπεται από το πρώτο πλαίσιο.

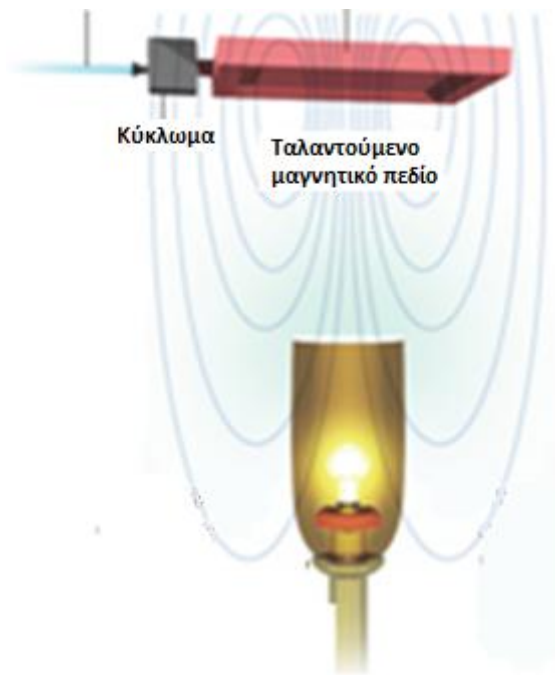


Σχήμα 1.2. Πρόταση ασύρματης μετάδοσης ισχύος από μια πηγή σε πολλές συσκευές της εταιρίας WiTricity [57]

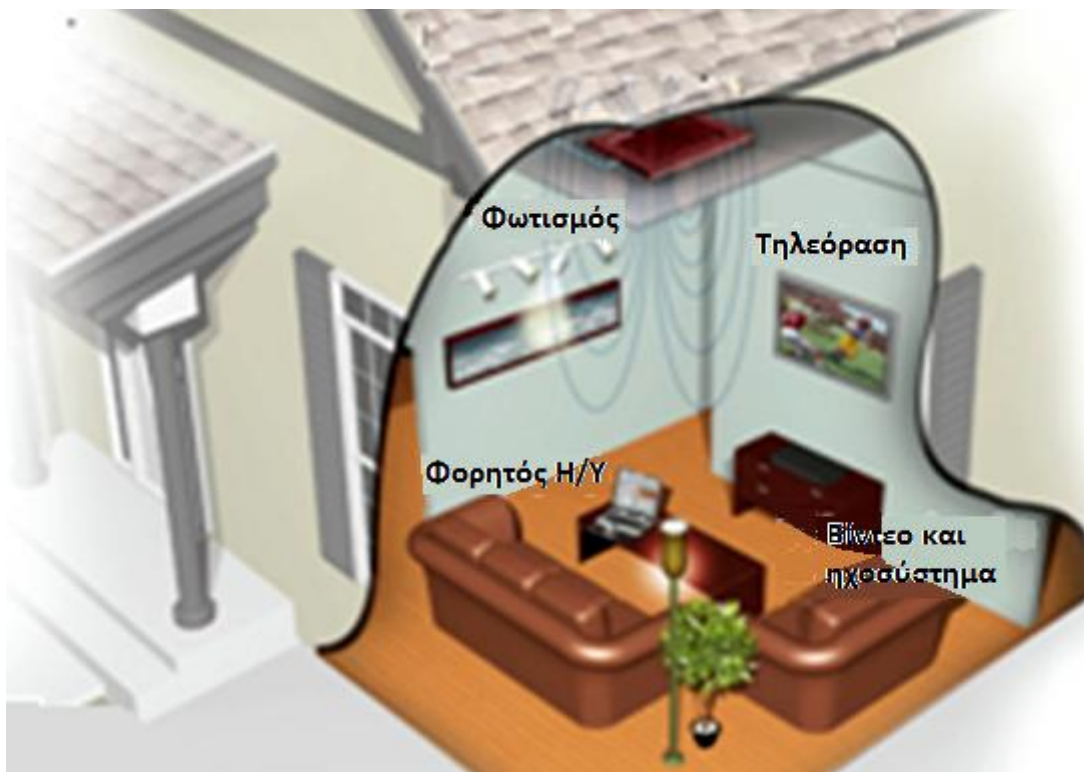
Μελέτες βρίσκονται σε εξέλιξη και αφορούν στον σχεδιασμό διατάξεων ασύρματης παροχής ισχύος σε διαμερίσματα για κάθε ηλεκτρική και ηλεκτρονική συσκευή που βρίσκεται εντός αυτών, με στόχο την πλήρη κατάργηση των καλωδίων τροφοδοσίας [57].

Οι τεχνικές αυτές εξετάζουν την σύζευξη σε εύρος συχνοτήτων από μερικές δεκάδες kHz έως μικροκυματικές συχνότητες (GHz) [25] για την επίτευξη συζεύξεων σε εύρος αποστάσεων από κάποια χιλιοστά έως μερικά μέτρα, αντίστοιχα.

Στα Σχήματα 1.2, 1.3 και 1.4 παρουσιάζεται η πρόταση της ίδιας εταιρίας για την μελλοντική υλοποίηση επαγωγικής διάταξης η οποία θα τροφοδοτεί όλες τις συσκευές μιας οικίας. Το πηνίο παραγωγής του μαγνητικού πεδίου θα τοποθετείται στην οροφή και θα συζεύγνυται με τα πηνία – αποδέκτες κάθε συσκευής που βρίσκεται στον ίδιο χώρο, εντός εμβέλειας του δημιουργούμενου μαγνητικού πεδίου.



Σχήμα 1.3. Διάταξη ασύρματης τροφοδοσίας λαμπτήρα της εταιρίας WiTricity [57]



Σχήμα 1.4. Πρόταση για ασύρματη τροφοδοσία όλων των ηλεκτρικών συσκευών μιας οικίας από την εταιρία WiTricity [57]

1.2. Γενική περιγραφή Συστημάτων Επαγωγικής Μεταφοράς Ισχύος (IPTSs)

Η λειτουργία των Συστημάτων Επαγωγικής Μεταφοράς Ισχύος (Inductive Power Transfer Systems– IPTSs) βασίζεται στην μαγνητική σύζευξη δυο πηνίων, και η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος καθορίζεται από την μεταξύ τους πεπλεγμένη μαγνητική ροή.

Τα Συστήματα Επαγωγικής Μεταφοράς Ισχύος (IPTSs) χωρίζονται σε δυο κατηγορίες: τα ισχυρά συζευγμένα (συντελεστής σύζευξης $k > 0,6$) και τα ασθενώς συζευγμένα (συντελεστής σύζευξης $k < 0,6$) [21].

Τα ισχυρά συζευγμένα IPTSs έχουν πολύ καλή μαγνητική σύζευξη μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος και παρουσιάζουν μικρή ροή σκέδασης. Τα συστήματα αυτά μελετώνται και περιγράφονται με τις γνωστές αρχές των μετασχηματιστών ισχύος κάθε τύπου.

Τα ασθενώς συζευγμένα IPTSs, αντίθετα, παρουσιάζουν λιγότερο καλή μαγνητική σύζευξη πρωτεύοντος – δευτερεύοντος και μεγάλου βαθμού σκέδαση. Λόγω, κυρίως, φυσικών περιορισμών, το πρωτεύον σε τέτοια συστήματα διαχωρίζεται από το δευτερεύον με μεγάλα διάκενα αέρα, με αποτέλεσμα η μελέτη και περιγραφή τους με τις σχέσεις που διέπουν τους κλασσικούς μετασχηματιστές να μην είναι ακριβής. Αυτό καθιστά μονόδρομο την περιγραφή τέτοιων συστημάτων με βάση τη λειτουργία του μετασχηματιστή με διάκενο αέρα σε συνεργασία με τεχνικές πεπερασμένης ανάλυσης στοιχείων (finite element analysis) για μια πιο ακριβή προσέγγιση.

Το μεγάλο διάκενο αέρα προκαλεί μικρής τιμής επαγωγή μαγνήτισης και μεγάλης τιμής επαγωγές σκέδασης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία μεγάλου ρεύματος μαγνήτισης που αυξάνει τις απώλειες χαλκού στο πρωτεύον. Επιπλέον, η τάση εξόδου ενός IPTS είναι εξαρτώμενη από το φορτίο και άρα μη σταθερή. Τα προβλήματα αυτά αντιμετωπίζονται στην πράξη με τροποποίηση της σχεδίασης τόσο του συστήματος όσο και των μονάδων ελέγχου ώστε να μεγιστοποιείται η απόδοση του IPTS.

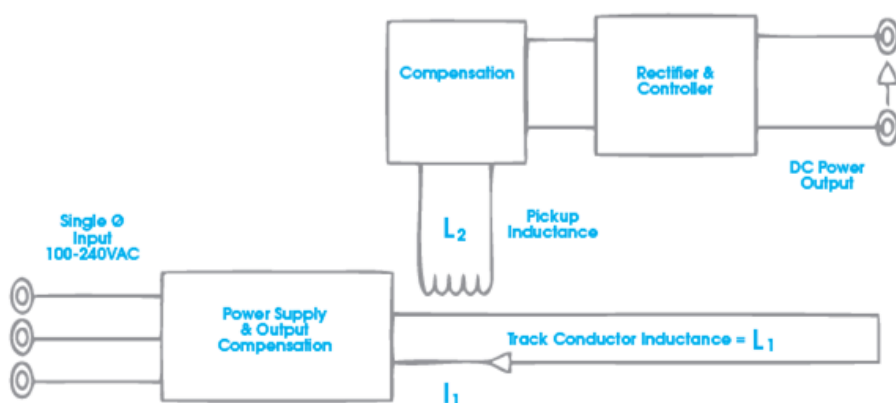
Για την μεγιστοποίηση της μεταφερόμενης ισχύος τα IPTSs σχεδιάζονται να λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες και σε συνθήκες συντονισμού. Συνεπώς, πέραν του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου αέρα, τα συστήματα αυτά έχουν ως απαραίτητο στοιχείο έναν μετατροπέα AC – AC για την επίτευξη της λειτουργίας στις απαιτούμενες συχνότητες που είναι μεγαλύτερες από τη συχνότητα δικτύου.



Σχήμα 1.5. Μονοφασικό διάγραμμα βαθμίδων συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος [40]

Οι βασικές βαθμίδες μιας σύγχρονης διάταξης επαγωγικής μεταφοράς ισχύος παρουσιάζονται στο Σχήμα 1.5 και στο Σχήμα 1.6. Συνοπτικά οι βαθμίδες αυτές είναι: ένας ανορθωτής της μονοφασικής παροχής τάσης, ένας αντιστροφέας υψηλής διακοπτικής συχνότητας, τα πλαίσια των τυλιγμάτων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος τα οποία θα λειτουργήσουν ως συζευγμένα πηνία, κύκλωμα συντονισμού του δευτερεύοντος, ένας ανορθωτής της εναλλασσόμενης τάσης που δημιουργείται στο δευτερεύον και ένας ελεγκτής.

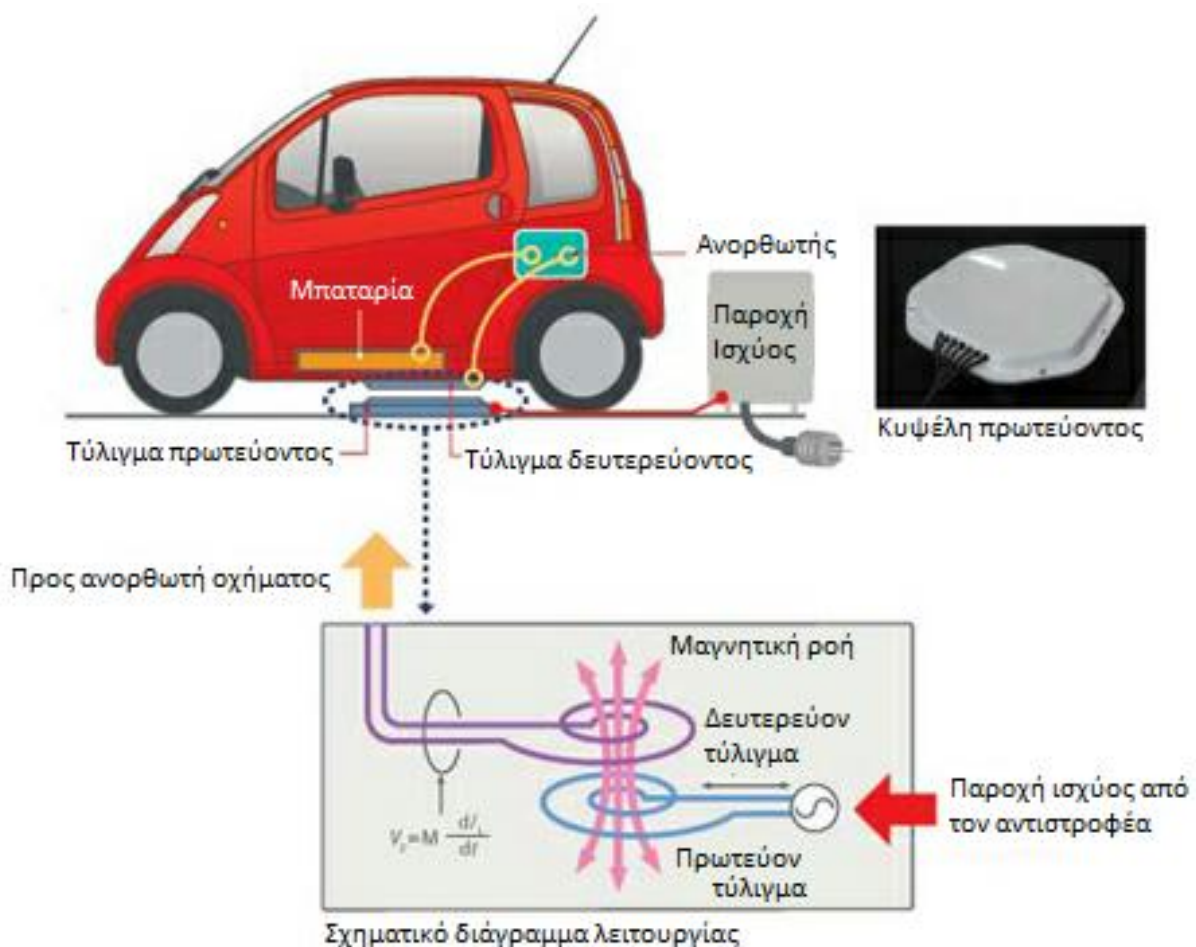
Συστήματα IPT ασθενούς σύζευξης χρησιμοποιούνται εν γένει σε εφαρμογές όπου είναι απαραίτητη η μετάδοση ισχύος σε κινούμενο – ως προς το πρωτεύον – δευτερεύον μέλος και σε εφαρμογές όπου είναι απαραίτητη η γαλβανική απομόνωση πρωτεύοντος – δευτερεύοντος. Μερικές σχετικές εφαρμογές είναι: η επαγωγική φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων, ρομποτικές εφαρμογές, κυλιόμενοι μετασχηματιστές, υποβρύχια μεταφορά ισχύος, και μεταφορά ισχύος σε υγρά περιβάλλοντα [56][39][40].



Σχήμα 1.6. Διάγραμμα βαθμίδων ασύρματου επαγωγικού φορτιστή της εταιρίας Halo [40]

1.3. Σύγχρονες μελέτες

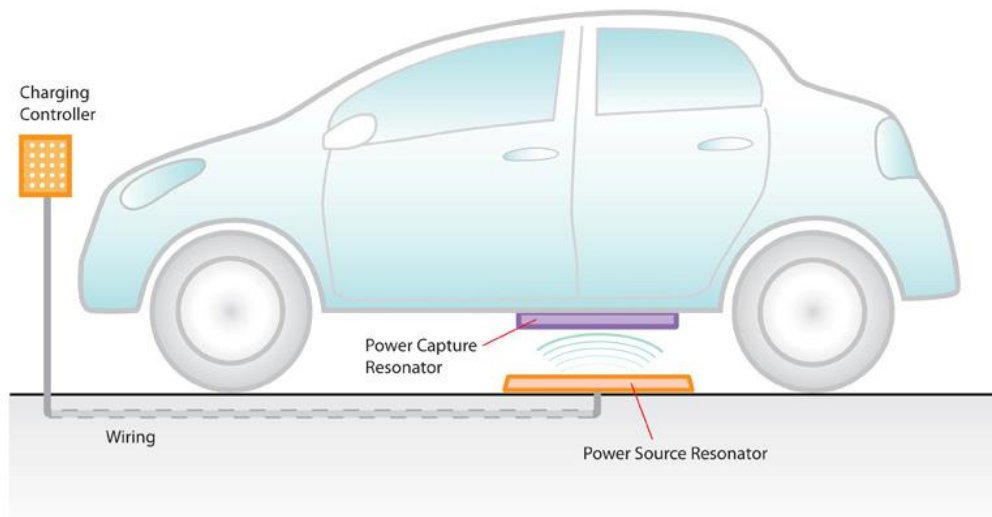
Οι περισσότερες μελέτες συστημάτων επαγωγικής φόρτισης αυτοκινήτου που έχουν δημοσιευθεί μέχρι σήμερα βασίζονται στην αλληλεπαγωγή (inductive coupling). Εξετάζουν στην πλειοψηφία τους την δυνατότητα φόρτισης υπό την προϋπόθεση ότι το πρωτεύον πηνίο βρίσκεται θαμμένο στο έδαφος (πάτωμα, άσφαλτος κλπ) και το δευτερεύον στο σασί του οχήματος. Η σύζευξη επιτυγχάνεται όταν το όχημα σταθμεύσει πάνω από το πρωτεύον πηνίο[38][39][40][24], όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.12. Η διάταξη περιλαμβάνει όλες τις βαθμίδες που συνθέτουν κάθε σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος και οι οποίες αναφέρθηκαν προηγουμένως.



Σχήμα 1.7. Σύστημα επαγωγικής φόρτισης ηλεκτρικού οχήματος της Nissan

Οι βαθμίδες της λειτουργίας των συστημάτων αυτών παρουσιάζονται συνοπτικά στο Σχήμα 1.7. Η κυψέλη του πρωτεύοντος τυλίγματος τοποθετείται στο δάπεδο. Τροφοδοτείται με πηγή εναλλασσόμενης τάσης με αποτέλεσμα το τύλιγμα να προκαλεί εναλλασσόμενο μαγνητικό πεδίο. Το τύλιγμα του δευτερεύοντος βρίσκεται τοποθετημένο στο σασί του αυτοκινήτου. Όταν κατά τη στάθμευση βρεθεί απέναντι

από το πρωτεύον, δημιουργείται μεταξύ των δυο μαγνητική σύζευξη με αποτέλεσμα την δημιουργία εναλλασσόμενης τάσης στα άκρα του δευτερεύοντος. Η τάση αυτή ανορθώνεται για να τροφοδοτήσει την μπαταρία του αυτοκινήτου.



Σχήμα 1.8. Χωρική διάταξη επαγωγικού φορτιστή [39]

Η συγκεκριμένη τοπολογία έχει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα:

Πλεονεκτήματα:

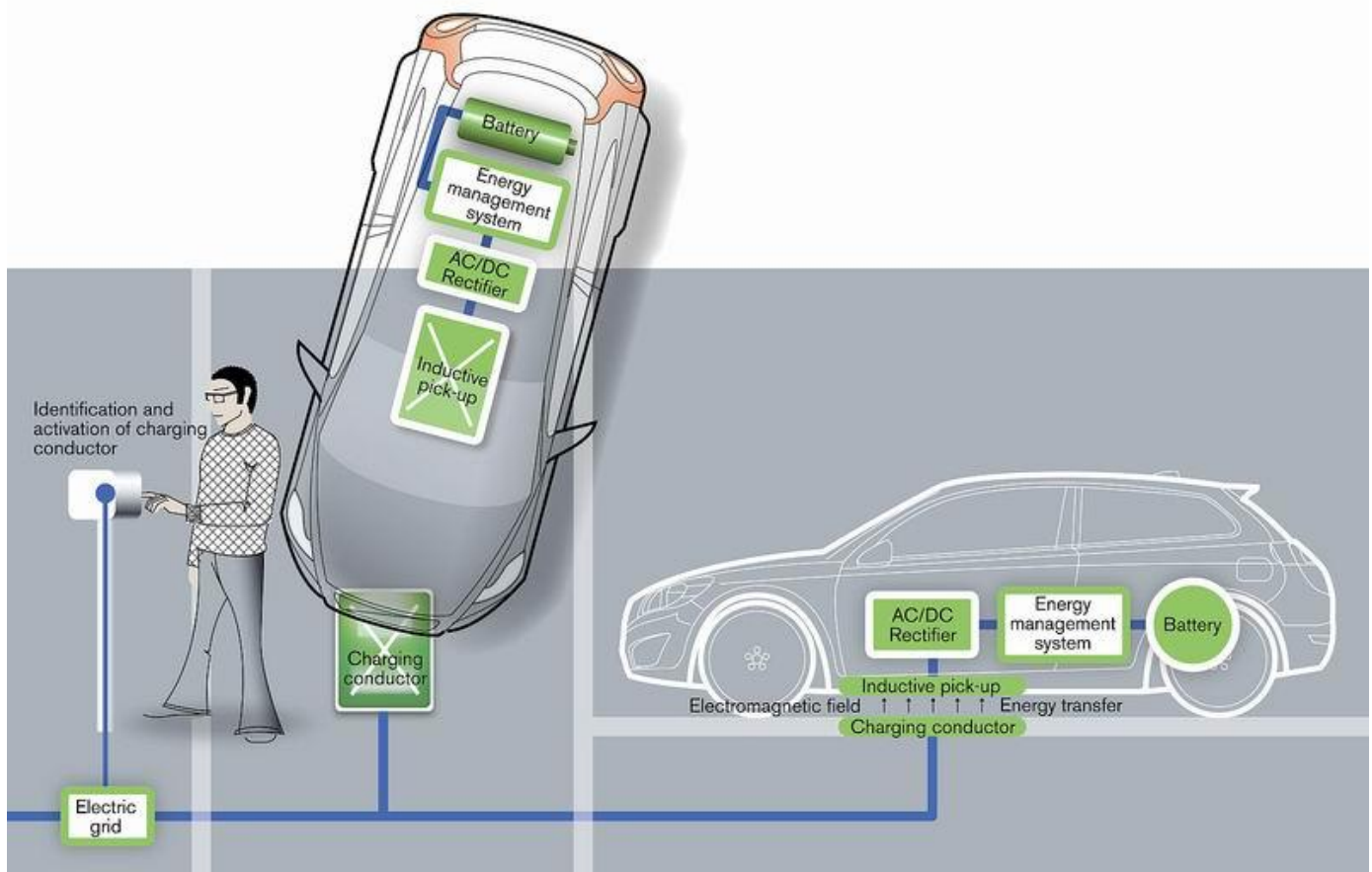
- Η δυνατότητα εγκατάστασης σε δρόμους και εκτάσεις στάθμευσης χωρίς την ανάγκη εγκατάστασης βοηθητικών τμημάτων όπως μπάρες, τοιχία και άλλα συστήματα που θα αποτελούσαν εμπόδια κίνησης στις συγκεκριμένες περιπτώσεις, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.11.
- Η επίτευξη σταθερής ονομαστικής απόδοσης κατά τη φόρτιση δεδομένου ότι διατηρείται σταθερή η απόσταση πρωτεύοντος – δευτερεύοντος κατά τη στάθμευση.

Μειονεκτήματα:

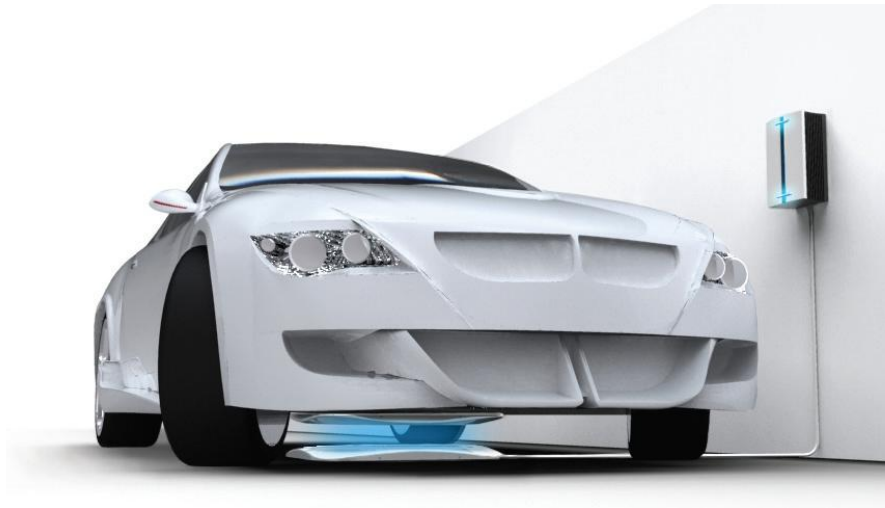
- Η μεγάλη απόσταση μεταξύ των δυο πηνίων η οποία υπαγορεύεται από το μέσο ύψος των αυτοκινήτων από το οδόστρωμα και κυμαίνεται γύρω στα 15 με 30cm. Η απόσταση αυτή εμποδίζει την μετάδοση μεγάλης ισχύος από το ένα πηνίο στο άλλο λόγω των απωλειών σκέδασης της μαγνητικής ροής. Συνεπώς μειώνει σημαντικά την απόδοση του συστήματος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.8.
- Σε κάποιες μελέτες προβλέπεται κινούμενη βάση που θα πλησιάζει το σταθμευμένο όχημα για να μειώνει την απόσταση από 30cm σε μερικά χιλιοστά. Αυτή

η μέθοδος αυξάνει το κόστος κατασκευής και την πιθανότητα βλάβης λόγω κινούμενων μερών. Επίσης είναι επικίνδυνη σε περίπτωση λανθασμένης στάθμευσης του οχήματος.

- Η δυσκολία βέλτιστης σύζευξης μεταξύ των πηνίων. Το μέγεθος σύζευξης στην τοπολογία αυτή καθορίζεται από τον οδηγό του οχήματος και το μειονέκτημα έγκειται στην αντικειμενική δυσκολία ευθυγράμμισης του οχήματος κατά τη στάθμευση ούτως ώστε τα πηνία να βρίσκονται ακριβώς απέναντι. Η έκκεντρη τοποθέτηση των πηνίων έχει μεγάλη επίπτωση στην επαγόμενη μαγνητική ροή και κατά συνέπεια στην μεταφορά ισχύος. Η δυσκολία ευθυγράμμισης κατά τη στάθμευση φαίνεται καθαρά στο Σχήμα 1.9.

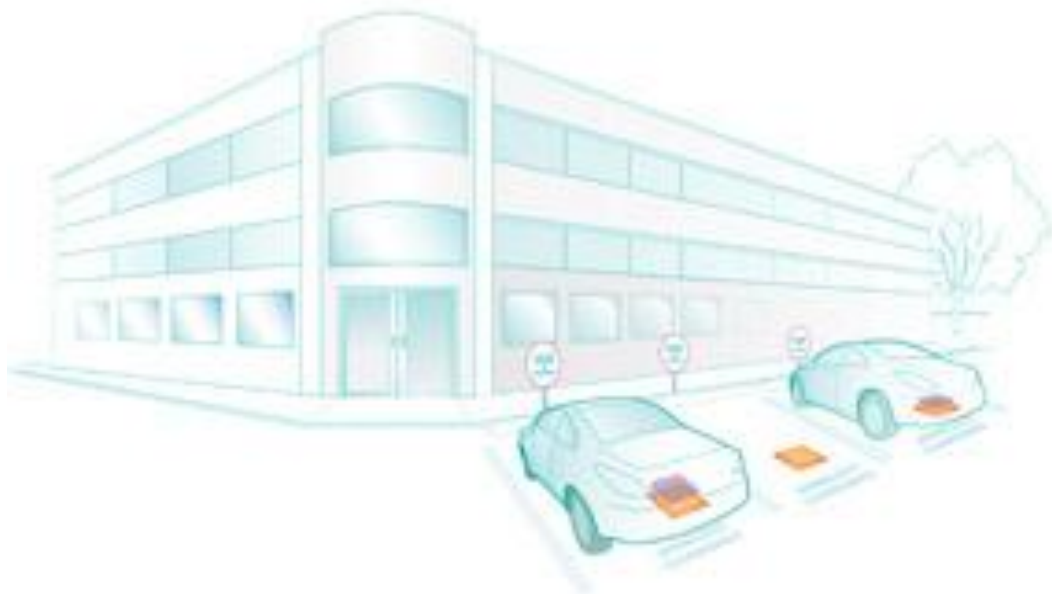


Σχήμα 1.9. Σύστημα ασύρματης φόρτισης σε χώρο στάθμευσης της εταιρίας Volvo



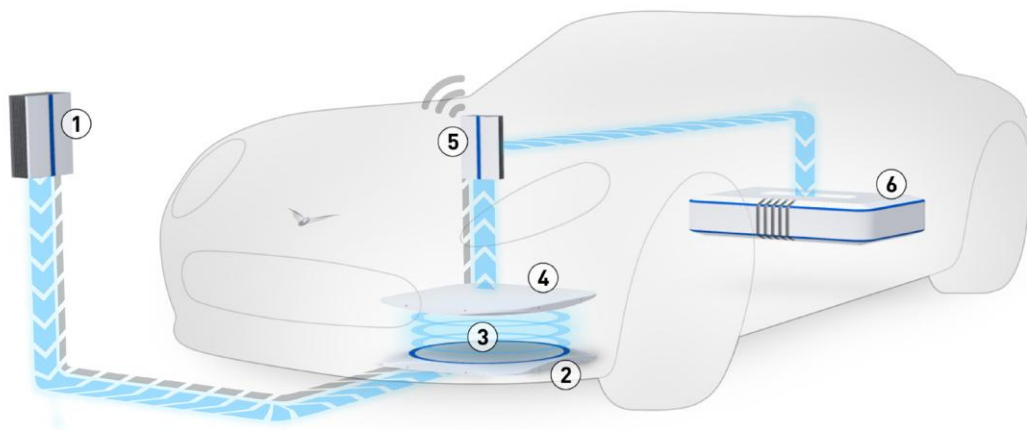
Σχήμα 1.10. Εγκατάσταση των επαγωγικών επιπέδων ασύρματης φόρτισης ηλεκτρικού οχήματος στο δάπεδο και το σασί του οχήματος [40]

- Το μεγάλο κόστος της εγκατάστασης. Η συγκεκριμένη τοπολογία προϋποθέτει την τοποθέτηση του πρώτου πηνίου στο έδαφος γεγονός το οποίο αυξάνει το κόστος υλοποίησης και δυσχεραίνει οποιαδήποτε παρέμβαση για συντήρηση – επισκευή της διάταξης.



Σχήμα 1.11. Χώρος στάθμευσης με παροχές επαγωγικής φόρτισης της εταιρίας DELPHI [39]

- Η κατασκευή των πηνίων χωρίς πυρήνες στις περισσότερες μελέτες, μειώνει την απόδοση και αυξάνει την απαιτούμενη ισχύ εισόδου με αποτέλεσμα να έχουμε μεγαλύτερες τάσεις και ρεύματα στο πρωτεύον.



Σχήμα 1.12. Βαθμίδες ασύρματης φόρτισης ηλεκτρικού οχήματος [40]:

① Παροχή ισχύος ② Επίπεδο μετάδοσης ισχύος ③ Επαγωγική σύζευξη & Μεταφορά δεδομένων ④ Επίπεδο αποδέκτη ⑤ Ελεγκτής συστήματος ⑥ Μπαταρία

- Στις περιπτώσεις όπου ο έλεγχος γίνεται εξ ολοκλήρου από το πρωτεύον (χωρίς επικοινωνία πρωτεύοντος – δευτερεύοντος), εισάγεται μεγάλος κίνδυνος σφαλμάτων λόγω των παρασίτων και αυξάνονται οι απώλειες του συστήματος καθώς το πρωτεύον βρίσκεται συνεχώς σε λειτουργία.

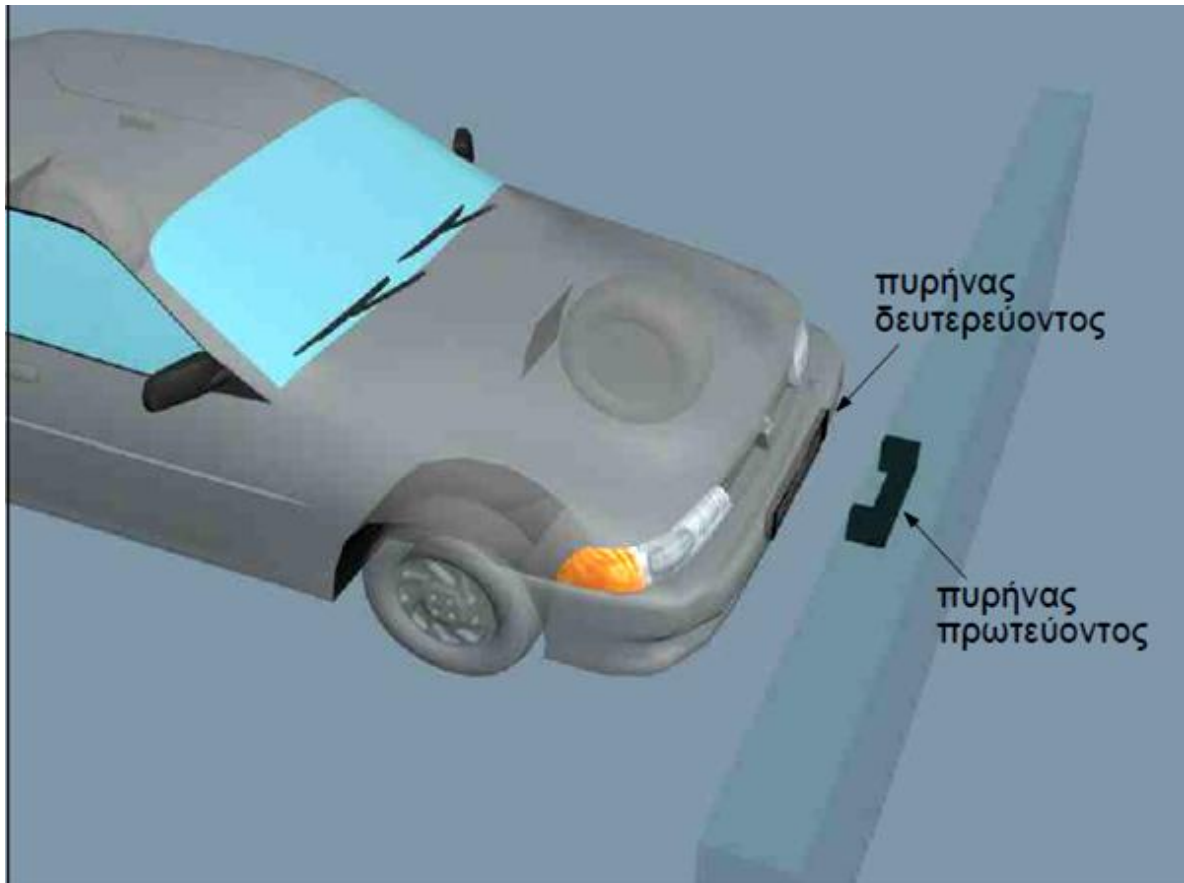
1.4. Περιγραφή της προτεινόμενης διάταξης

Στην παρούσα εργασία σχεδιάζεται ένα σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για την ασύρματη φόρτιση μπαταρίας ηλεκτρικού αυτοκινήτου για χρήση στους οικιακούς χώρους στάθμευσης (γκαράζ).

Η μελέτη της διάταξης πραγματοποιείται με τη βοήθεια δυο λογισμικών σχεδίασης. Για την σχεδίαση και την προσομοίωση του μαγνητικού κυκλώματος του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου χρησιμοποιείται το πρόγραμμα ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων FEMM (Finite Element Method Magnetics). Για την σχεδίαση των ηλεκτρονικών ισχύος, του συστήματος ελέγχου της διάταξης και την προσομοίωση της συνολικής διάταξης χρησιμοποιείται ο προσομοιωτής Simulink του σχεδιαστικού προγράμματος Matlab.

Η προτεινόμενη διάταξη βασίζεται στη λειτουργία του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου. Περιλαμβάνει ένα σταθερό τμήμα εγκατεστημένο στον τοίχο του χώρου

στάθμευσης και ένα κινούμενο τμήμα το οποίο εγκαθίσταται πάνω στο όχημα, πίσω από την πινακίδα του μπροστινού προφυλακτήρα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.13.

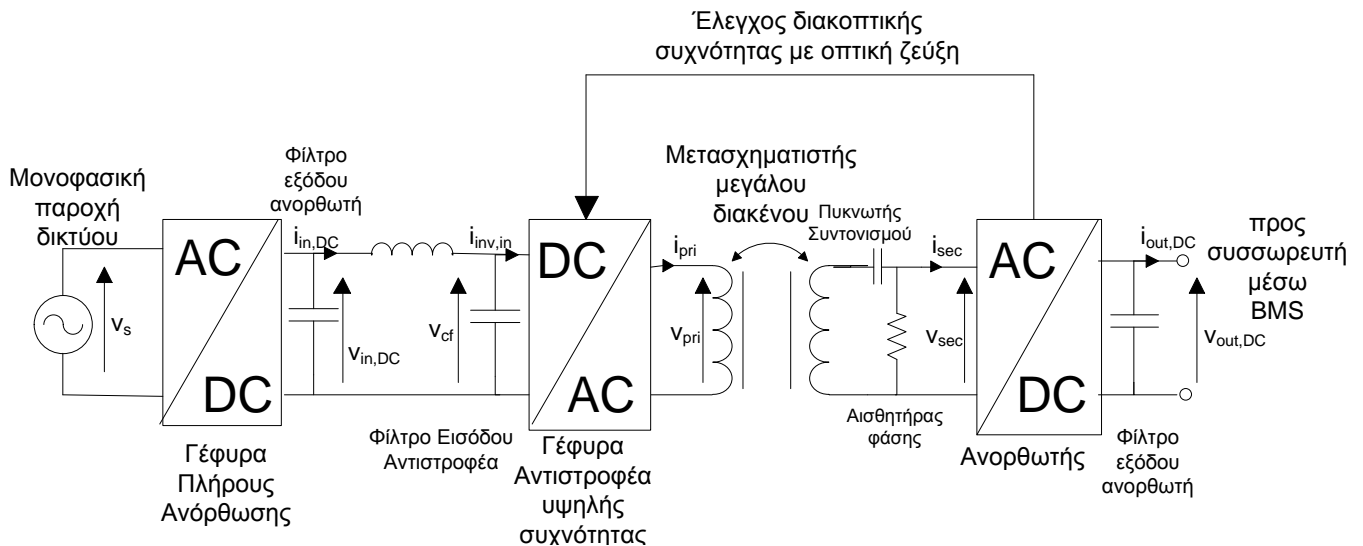


Σχήμα 1.13. Τρισδιάστατη απεικόνιση των πυρήνων στο όχημα και το χώρο στάθμευσης

Αναλυτικά τα συστήματα που αποτελούν το κάθε τμήμα απεικονίζονται στο Σχήμα 1.14 και είναι:

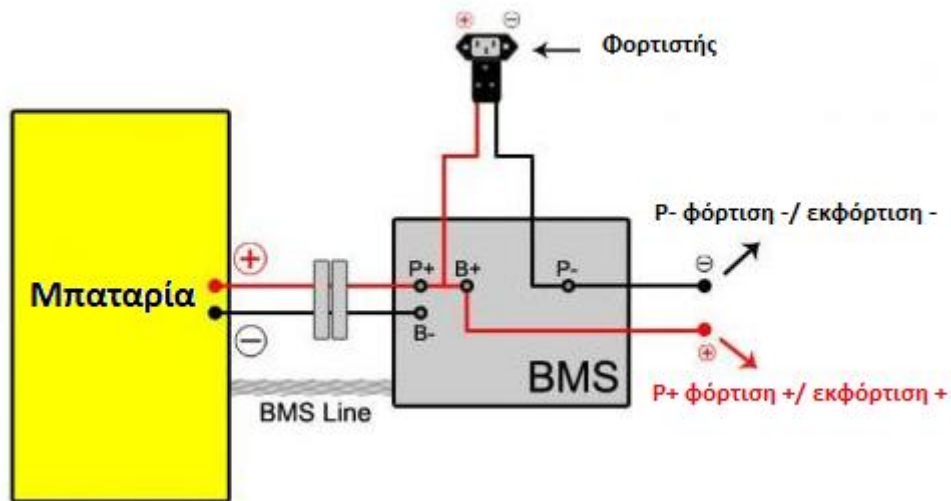
- Σταθερό τμήμα επιτοίχιο:
 - Μονοφασική παροχή 230V AC
 - Ανορθωτής πλήρους γέφυρας
 - Inverter πλήρους γέφυρας (εκτός μονάδας παραγωγής και ελέγχου διακοπτικής συχνότητας)
 - Πρωτεύον μέρος μετασχηματιστή μεγάλου διακένου
 - Δέκτης οπτικής ζεύξης

- Τμήμα προσαρτημένο στο όχημα:
 - Δευτερεύον μέρος μετασχηματιστή μεγάλου διακένου
 - Μονάδα παραγωγής και ελέγχου της διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας του inverter με σύστημα συντονισμού με PLL (οπτική σύζευξη με επιτοίχιο)
 - Ανορθωτής
 - Παροχή DC τάσης στο ήδη υπάρχον σύστημα ενσύρματης φόρτισης



Σχήμα 1.14. Προτεινόμενη διάταξη IPT

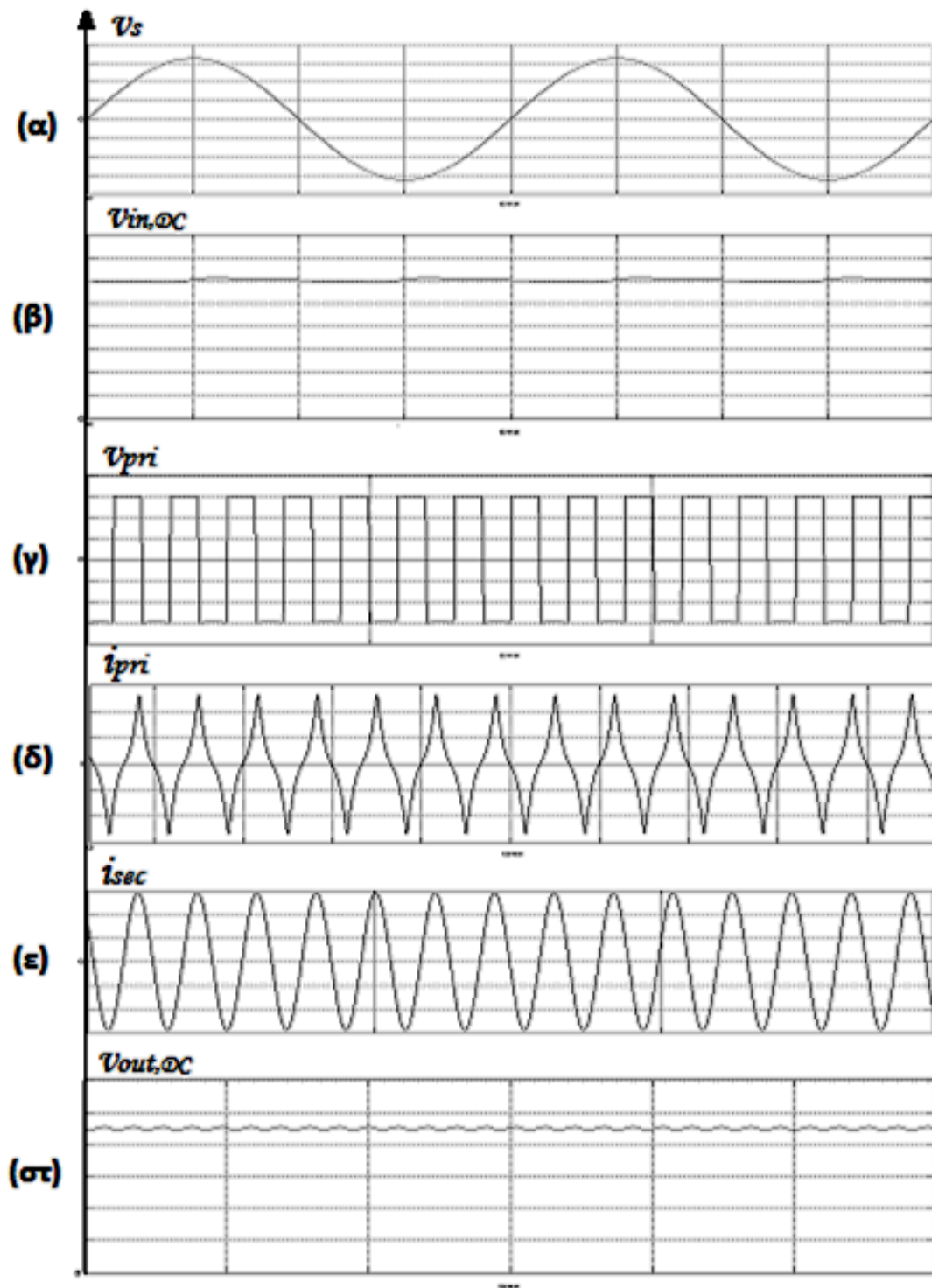
Η προτεινόμενη διάταξη συνδέεται στο συσσωρευτή του οχήματος μέσω του συστήματος διαχείρισης μπαταρίας (Battery Management System – BMS), όπως και κάθε άλλος φορτιστής. Η λειτουργία του BMS αναλύεται στην §2.4.1. Ο τρόπος σύνδεσης του φορτιστή στη μπαταρία παρουσιάζεται σχηματικά στο Σχήμα 1.15. Η συνεχής τάση εξόδου του φορτιστή εφαρμόζεται στα άκρα της μπαταρίας μέσω συστημάτων ελέγχου του BMS. Επιπλέον, μέσω του BMS, η μπαταρία εκφορτίζεται στον κινητήρα του οχήματος κατά την επιτάχυνση ή φορτίζεται από αυτόν κατά την πέδηση.



Σχήμα 1.15 Σύνδεση της μπαταρίας στο φορτιστή μέσω της Μονάδας Ελέγχου Μπαταρίας (BMS) [52]

Η αναμενόμενη λειτουργία του συστήματος με βάση τη θεωρητική ανάλυση χαρακτηρίζεται από τις κυματομορφές ρευμάτων και τάσεων εισόδου και εξόδου που απεικονίζονται στο Σχήμα 1.16.

Η τάση εισόδου θεωρείται μονοφασική και ημιτονοειδής με συχνότητα δικτύου. Η ανόρθωσή της μετά το φίλτρο εξόδου του ανορθωτή θα παρουσιάζει μικρή κυμάτωση. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα θα είναι τετραγωνικής μορφής και υψηλότερης συχνότητας. Το ρεύμα στο πρωτεύον θα είναι σχεδόν τριγωνικό λόγω της επαλληλίας του ρεύματος μαγνήτισης το οποίο είναι τριγωνικό και της αναγωγής στο πρωτεύον του ρεύματος του δευτερεύοντος το οποίο λόγω του συντονισμού αναμένεται να είναι ημιτονοειδές. Η τάση εξόδου της διάταξης μετά το στάδιο της ανόρθωσης του δευτερεύοντος και το φίλτρο εξόδου της ανόρθωσης θα παρουσιάζει μικρή κυμάτωση.



Σχήμα 1.16. Θεωρητικές κυματομορφές

(α) Τάση μονοφασικής παροχής εισόδου V_s

(β) Τάση φίλτρου εξόδου ανορθωτή πρωτεύοντος $V_{in, DC}$

(γ) Τάση εξόδου αντιστροφέα V_{pri}

(δ) Ρεύμα πρωτεύοντος i_{pri}

(ε) Ρεύμα δευτερεύοντος i_{sec}

(στ) Τάση φίλτρου εξόδου ανορθωτή δευτερεύοντος $V_{out, DC}$

1.4.1. Η συμβατότητα του συστήματος με διάφορους τύπους ηλεκτρικού αυτοκινήτου

Η προτεινόμενη διάταξη μπορεί να προσαρμοστεί σε κάθε τύπο συσσωρευτή ηλεκτρικού αυτοκινήτου ο οποίος είναι σχεδιασμένος για ενσύρματη φόρτιση από μονοφασική τάση δικτύου.

Η ευελιξία αυτή είναι αναγκαία, καθώς δεν έχουν καθοριστεί (μέχρι σήμερα) διεθνείς προδιαγραφές για τους φορτιστές των ηλεκτρικών αυτοκινήτων, με αποτέλεσμα κάθε κατασκευάστρια εταιρία να σχεδιάζει το δικό της μοντέλο. Επιπλέον, κάθε ηλεκτρικό όχημα πρέπει για λόγους εφεδρείας να διαθέτει σύστημα ενσύρματης φόρτισης (μέσω ρευματοδότη).

Η προτεινόμενη διάταξη βασίζεται στο εκ των πραγμάτων μόνο γνωστό κοινό χαρακτηριστικό όλων των φορτιστών αυτοκινήτων που κυκλοφορούν στην αγορά, το οποίο δεν είναι άλλο από την δυνατότητά τους να φορτίζουν από μονοφασική παροχή 230V, 50Hz, που είναι χαρακτηριστική των ευρωπαϊκών δικτύων διανομής.

Με αυτό ως μόνο δεδομένο, η προτεινόμενη διάταξη έχει ως αναγκαία προδιαγραφή την παροχή στην έξοδο ανορθωμένης τάσης ίδιου μεγέθους με την ανόρθωση της τάσης δικτύου.

Συνεπώς, στόχος της προτεινόμενης διάταξης είναι να μπορεί να συνδεθεί σε κάθε εμπορικά διαθέσιμη μπαταρία ηλεκτρικού αυτοκινήτου μέσω του συστήματος διαχείρισης της μπαταρίας.

1.5. Αναγκαιότητα της παρούσας μελέτης

Η χρησιμότητα και η εμπορικότητα της προτεινόμενης διάταξης βασίζεται στην ανάγκη του καταναλωτή για διευκόλυνση σε οποιαδήποτε καθημερινή του δραστηριότητα, στην επίτευξη χαμηλού κόστους κατασκευής και κατά συνέπεια και διάθεσης καθώς και στην δυνατότητα εγκατάστασης της διάταξης σε οποιοδήποτε τύπο ηλεκτρικού αυτοκινήτου διαθέτει ο καταναλωτής.

Γίνεται μια προσπάθεια να συνδυαστούν τα πλεονεκτήματα της επαγωγικής φόρτισης που αναλύονται στην §2.6, με την βελτίωση διαφόρων μειονεκτημάτων που εντοπίζονται στις σύγχρονες μελέτες, στην §1.3.

Κεφάλαιο 2. Το ηλεκτρικό αυτοκίνητο

2.1. Εισαγωγή

Το πρώτο αυτοκινούμενο όχημα που κατασκευάστηκε ήταν ηλεκτρικό, το 1838, σχεδόν πενήντα χρόνια πριν δημιουργηθεί το πρώτο αυτοκινούμενο με μηχανή εσωτερικής καύσης. Όμως, τα πρώτα ηλεκτροκίνητα οχήματα είχαν τεράστιες και ελάχιστα αποδοτικές μπαταρίες, με αποτέλεσμα η μαζική παραγωγή αυτοκινήτων με μηχανές εσωτερικής καύσης, ειδικά μετά το 1913, να τα επισκιάσει. Ηλεκτρικά οχήματα συνέχισαν να υπάρχουν βεβαίως, αλλά κυρίως για εξειδικευμένες χρήσεις.

Στο Σχήμα 2.1 απεικονίζεται ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο της εταιρίας Detroit Electric, (μοντέλο 1919) ενώ βρίσκεται σε σταθμό φόρτισης της εποχής κατά τη διαδικασία φόρτισης της μπαταρίας του.



Σχήμα 2.1. Ηλεκτρικό αυτοκίνητο της Detroit Electric (1919) κατά τη φόρτιση σε σταθμό φόρτισης. Πηγή: U.S. Library of Congress

Σήμερα, το ηλεκτρικό αυτοκίνητο αναζητεί τη μεγάλη επιστροφή. Διεκδικεί σημαντικό κομμάτι της αγοράς αυτοκινήτου με αυξανόμενες πωλήσεις καθώς παρουσιάζεται μια στροφή των καταναλωτών προς οικολογικά μέσα μεταφοράς και δεδομένου ότι τόσο οι αποδόσεις του όσο και το κόστος του πλησιάζουν ολοένα τα αντίστοιχα των σύγχρονων βενζινοκίνητων οχημάτων.

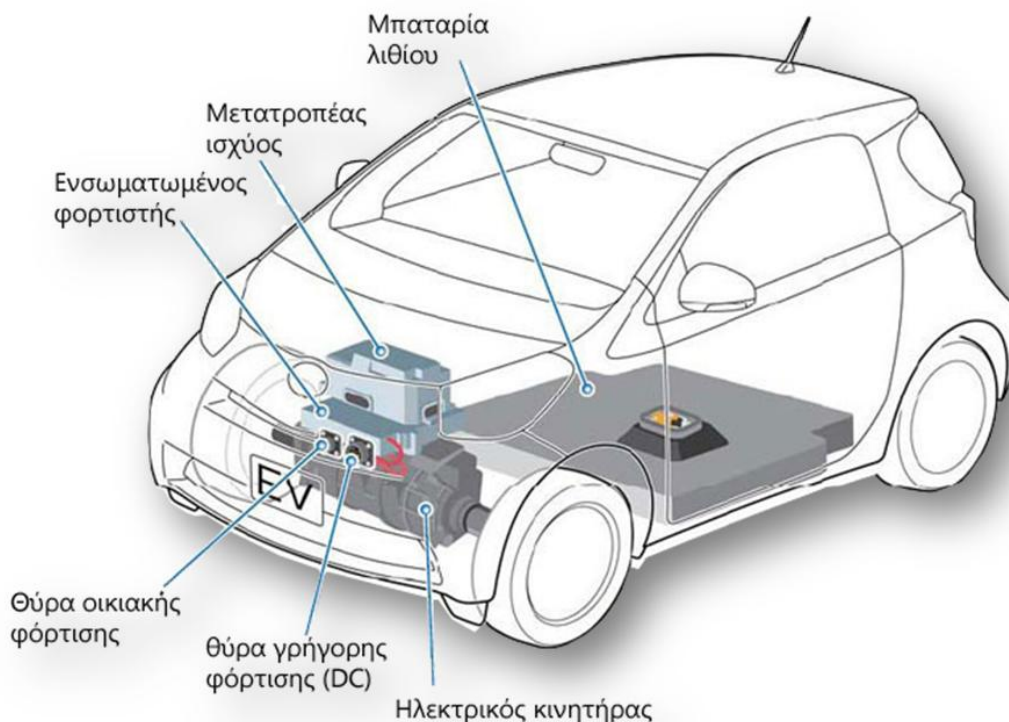
Ήδη, μεγάλες ευρωπαϊκές χώρες, οι ΗΠΑ, η Κίνα και η Ιαπωνία αναπτύσσουν προγράμματα για την ανάπτυξη της ηλεκτροκίνησης στους δρόμους. Η σημαντική βελτίωση στην ποιότητα των μπαταριών, τα νέα υλικά, η μεγαλύτερη αυτονομία και κυρίως η τάση της βιομηχανίας να ρίξει στην αγορά νέες καινοτομίες, συναντιούνται με το αίτημα προστασίας του περιβάλλοντος.

Το σύγχρονο ηλεκτρικό αυτοκίνητο

Το σύστημα κίνησης ενός σύγχρονου ηλεκτρικού αυτοκινήτου αποτελείται από τον κινητήρα, το μετατροπέα ισχύος (ελεγκτή), την πηγή ενέργειας (μπαταρία) και το σύστημα μετάδοσης της κίνησης.

Στο Σχήμα 2.2 απεικονίζεται η χωροδιάταξη των ανωτέρω υποσυστημάτων στο ηλεκτρικό αυτοκίνητο.

Οι κινητήρες που χρησιμοποιούνται συνήθως σε ηλεκτρικά οχήματα είναι κινητήρες συνεχούς ρεύματος (DC), ασύγχρονοι κινητήρες και κινητήρες μονίμων μαγνητών [19].



Σχήμα 2.2 Σύστημα κίνησης ηλεκτρικού αυτοκινήτου [19]

2.2. Η οικολογική αξιολόγηση του ηλεκτρικού αυτοκινήτου

Τα οικολογικά οφέλη της αντικατάστασης των βενζινοκίνητων οχημάτων με ηλεκτρικά είναι πλέον ευρέως αποδεκτά. Το πιο σημαντικό οικολογικό χαρακτηριστικό του ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι η εκπομπή μηδενικών ρύπων (βλαβερών ουσιών κι διοξειδίου του άνθρακα) [19].

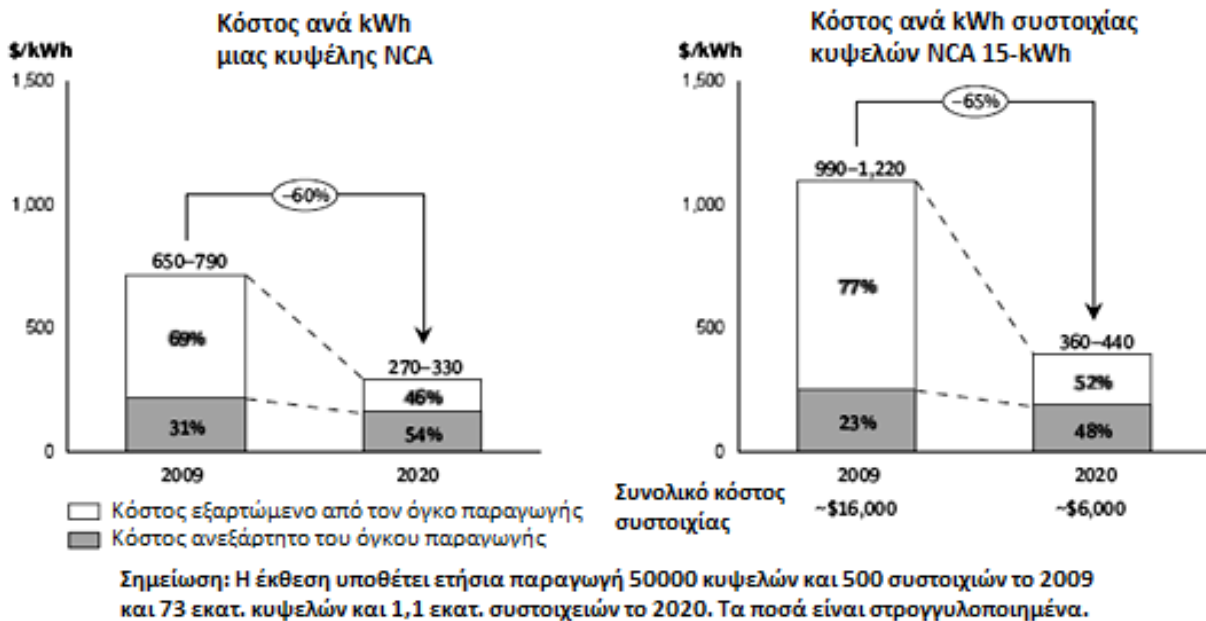
Στην καλύτερη περίπτωση η ποσότητα της ηλεκτρικής ενέργειας που καταναλώνει το ηλεκτρικό αυτοκίνητο δύναται να παραχθεί από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας, με αποτέλεσμα το ενεργειακό αποτύπωμα (carbon footprint) της χρήσης του ηλεκτρικού αυτοκινήτου να πλησιάζει και στην πράξη το μηδέν. Ακόμα, όμως, και στην περίπτωση που η καταναλισκόμενη ενέργεια παράγεται από συμβατικές μονάδες (λιγνίτη, φυσικού αερίου, πετρελαίου, πυρηνικών), ο έλεγχος με φίλτρα και η δυνατότητα αποκατάστασης της ρύπανσης είναι μεγαλύτερη. Επιπλέον, η ρύπανση δε συσσωρεύεται στα αστικά κέντρα όπου κυκλοφορεί ο μεγαλύτερος όγκος των οχημάτων.

Σημαντικές οικολογικές βελτιώσεις που προκύπτουν από τη χρήση των ηλεκτρικών αυτοκινήτων είναι η εξάλειψη της ηχορύπανσης που προκαλείται από τα συμβατικά οχήματα και η μείωση της θερμικής ρύπανσης του περιβάλλοντος στο οποίο κινούνται τα οχήματα.

Εξετάζοντας τα μειονεκτήματα των ηλεκτρικών αυτοκινήτων, επισημαίνεται η σημασία σωστής διαχείρισης – ανακύκλωσης των μπαταριών τους που είναι επιβλαβείς για το περιβάλλον.

2.3. Η οικονομική αξιολόγηση αγοράς ηλεκτρικού αυτοκινήτου

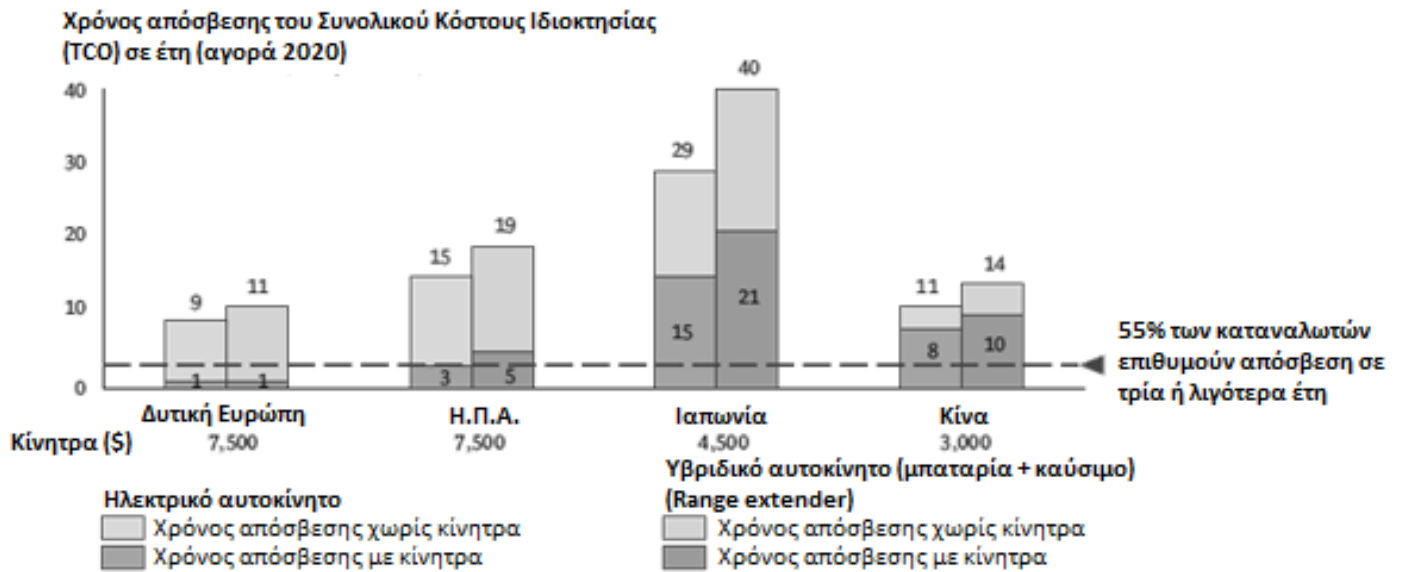
Ο χαρακτηρισμός του ηλεκτρικού αυτοκινήτου ως οικονομικά συμφέρουσα επιλογή εξαρτάται άμεσα από το κόστος της κιλοβατώρας που πληρώνει ο καταναλωτής για τη φόρτιση σε συνδυασμό με το κόστος αγοράς του. Μέχρι σήμερα τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα είναι πιο ακριβά από τα αντίστοιχων δυνατοτήτων συμβατικά. Και η διαφορά κόστους οφείλεται κυρίως στο κόστος κατασκευής των μπαταριών τους.



Σχήμα 2.3. Κόστος κατασκευής ανά κιλοβατώρα σε αμερικανικά δολάρια μιας κυψέλης NCA και μιας συστοιχίας κυψελών NCA 15kWh [36]

Στο Σχήμα 2.3 παρουσιάζεται το κόστος κατασκευής ανά κιλοβατώρα μιας κυψέλης NCA και το κόστος κατασκευής ανά κιλοβατώρα μιας μπαταρίας NCA, αντίστοιχα, σε αμερικανικά δολάρια. Στις πρώτες στήλες κάθε διαγράμματος παρουσιάζεται το κόστος αυτό με τα οικονομικά δεδομένα του 2009 και στη δεύτερη στήλη η πρόβλεψη του ίδιου κόστους για οικονομικά δεδομένα του έτους 2020. Με άσπρο χρώμα παρουσιάζεται το εξαρτώμενο από το μέγεθος παραγωγής κόστος της κατασκευής της μπαταρίας, το οποίο παρουσιάζει τη μεγαλύτερη μείωση ως το 2020 με δεδομένη την αύξηση της μαζικής παραγωγής έως τότε. Με γκρι χρώμα παρουσιάζεται το μη – εξαρτώμενο από το μέγεθος της παραγωγής κόστος. Η μείωση αυτού του κόστους είναι μικρότερη εφόσον δεν εξαρτάται από τη μαζική παραγωγή. Υφίσταται, παρ’ όλα αυτά, λόγω της εξέλιξης και βελτίωσης των τεχνολογιών των μπαταριών αυτοκινήτων [36].

Εκτός από τη διαφορά του κόστους φόρτισης σε σχέση με το κόστος του καυσίμου του συμβατικού οχήματος, σημαντικό ρόλο στο χρόνο απόσβεσης παίζουν και διάφορα κίνητρα (φοροαπαλλακτικά ή μειωμένου κόστους ρεύματος) κατοχής του ηλεκτρικού αυτοκινήτου τα οποία υιοθετούνται από τα κράτη στο πλαίσιο μιας οικολογικής πολιτικής. Στο Σχήμα 2.4 παρουσιάζεται μια μελέτη [36] του χρόνου απόσβεσης για ένα ηλεκτρικό αυτοκίνητο αγορασμένο το 2020 σε πέντε περιοχές του κόσμου με κρατικά κίνητρα (σκούρο γκρι) ή χωρίς κίνητρα (ανοιχτό γκρι).



Σημείωση: Οι υπολογισμοί απόσβεσης βασίζονται στις εξής υποθέσεις για το 2020: πετρέλαιο = \$100 το βαρέλι, υβριδικό όχημα με κινητήρα εσωτερικής καύσης απόδοσης 40 μιλίων ανά γαλόνι, ηλεκτρικό όχημα με μπαταρία 20-kWh και αυτονομία 100 μιλίων ανά 24-kWh.

Σχήμα 2.4. Χρόνος απόσβεσης σε έτη του κόστους αγοράς το έτος 2020 ενός ηλεκτρικού αυτοκινήτου με ή χωρίς κίνητρα για Δυτική Ευρώπη, ΗΠΑ, Ιαπωνία και Κίνα [36].

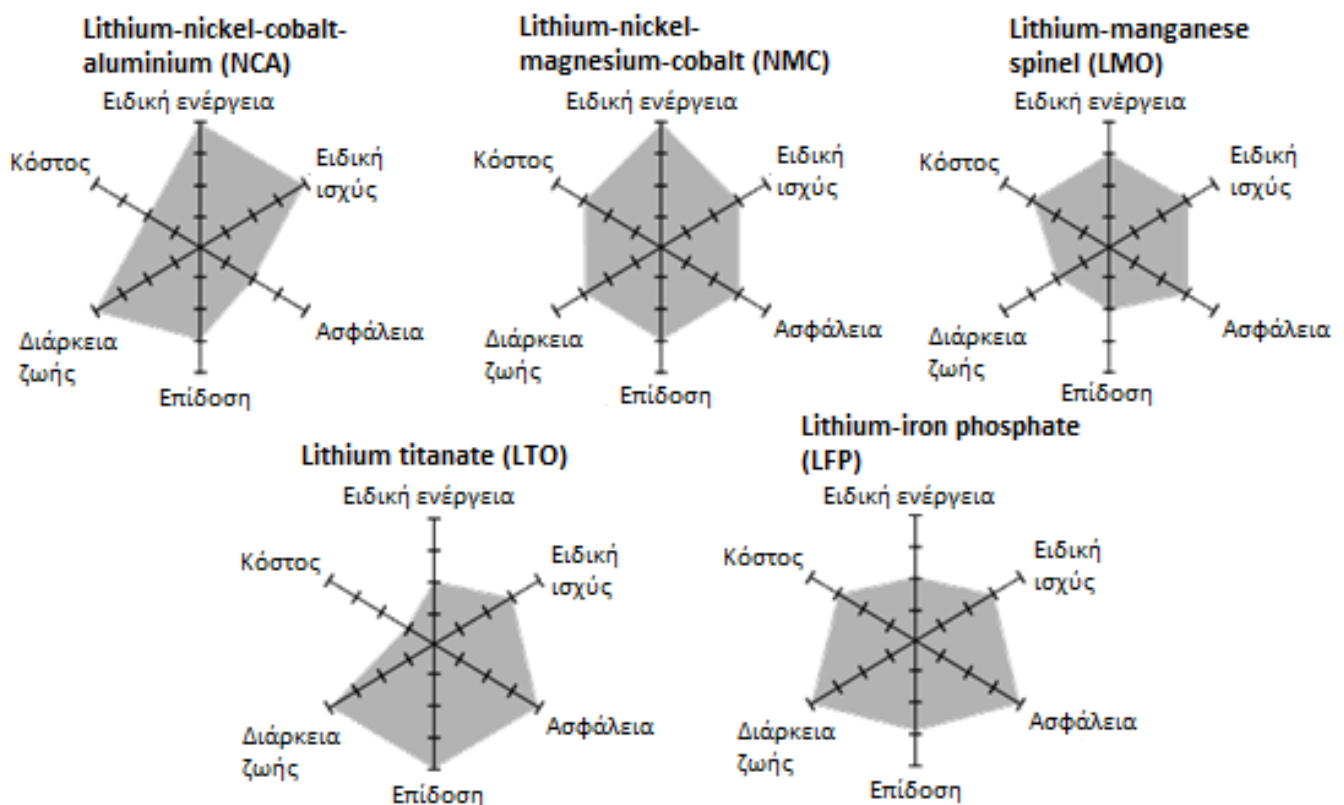
Ένα εξίσου σημαντικό μειονέκτημα του ηλεκτρικού αυτοκινήτου είναι η δυσκολία επαναφόρτισής του κατά τη διάρκεια μιας διαδρομής που υπερβαίνει την αυτονομία του. Γίνονται κινήσεις κατασκευής υποδομών επαναφόρτισης εντός αλλά και εκτός δικτύου πόλεων, τα οποία όμως προσθέτουν ένα μεγάλο κόστος στους προϋπολογισμούς των κατασκευαστών.

2.4. Η μπαταρία του ηλεκτρικού αυτοκινήτου

Μέχρι στιγμής κυκλοφορούν στην αγορά οχήματα ενσύρματης φόρτισης (μέσω καλωδίου), τόσο βραδείας φόρτισης όσο και ταχείας φόρτισης. Οι χωρητικότητες των συσσωρευτών των σύγχρονων εμπορικών μοντέλων κυμαίνονται από 16 kWh έως 56 kWh [55][54]. Από τις χωρητικότητες αυτές και τις αναφερόμενες αυτοδυναμίες προσδιορίζονται οι αντίστοιχες απαιτήσεις ισχύος των φορτιστών. Επομένως με ένα σύστημα παροχής ισχύος 4 kW ένα σύγχρονο ηλεκτρικό αυτοκίνητο μπορεί να φορτιστεί πλήρως σε 4 με 14 ώρες.

Η μπαταρία του ηλεκτρικού αυτοκινήτου, όπως προαναφέρθηκε, αποτελεί το στοιχείο το οποίο αυξάνει το κόστος της τελικής διάθεσης του στην αγορά. Οι απαιτήσεις για μεγάλη πυκνότητα ενέργειας και μεγάλη πυκνότητα ισχύος είναι και τα κύρια χαρακτηριστικά σχεδιασμού των συσσωρευτών αυτών. Η πυκνότητα ενέργειας (kWh) προδιαγράφει τον όγκο και το βάρος της μπαταρίας και καθορίζει την πυκνότητα ισχύος (kW) που θα αποδίδει.

Στην αγορά είναι διαθέσιμοι διάφοροι τύποι μπαταριών (Lead Acid, NiCd, NiMH, LiPo, LiFePO₄, NaS, Zn-air) αλλά οι επικρατέστερες λόγω απόδοσης και ως προς τη δυνατότητα μελλοντικής ανάπτυξης είναι οι μπαταρίες ιόντων λιθίου [19]. Στο Σχήμα 2.5 παρουσιάζεται μια σύγκριση των διαφόρων τύπων μπαταριών ιόντων λιθίου [36] ως προς τα εξής χαρακτηριστικά τους: την ειδική ενέργεια (ενέργεια ανά μονάδα μάζας), την ειδική ισχύ, την ασφάλεια, την επίδοση, την διάρκεια ζωής και το κόστος.



Σχήμα 2.5. Χαρακτηρισμός τύπων συσσωρευτών ιόντων λιθίου με κριτήρια i. το κόστος ii. την ειδική ενέργεια iii. την ειδική ισχύ iv. την ασφάλεια v. την επίδοση vi. τη διάρκεια ζωής [36]




2.4.1. Το σύστημα φόρτισης μπαταριών

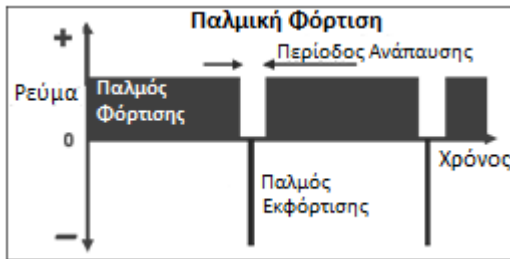
Το σύστημα φόρτισης των μπαταριών του ηλεκτρικού αυτοκινήτου ελέγχεται από το σύστημα διαχείρισης μπαταρίας (Battery Management System – BMS). Μέσω των δεδομένων του συστήματος διαχείρισης, εκτελεί τις ακόλουθες λειτουργίες [18][19][58][59]:

- Συλλέγει τα δεδομένα τάσης, ρεύματος και θερμοκρασίας με αισθητήρες.
- Προσδιορίζει τα επίπεδα φόρτισης (State of Charge – SoC)
- Καθορίζει τη μέθοδο φόρτισης της μπαταρίας
- Διασφαλίζει βέλτιστη φόρτιση μπαταρίας φροντίζοντας για την ισορροπημένη φόρτιση όλων των στοιχείων της μπαταρίας
- Αποτρέπει την υπερφόρτιση ή την υπερεκφόρτιση της μπαταρίας

Υπάρχουν διάφορες μέθοδοι φόρτισης μπαταριών. Οι πιο βασικές είναι αυτές που παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.1.

Πίνακας 2.1. Μέθοδοι φόρτισης μπαταριών

<p style="text-align: center;">Σταθερή Τάση</p> 	<p><u>Φόρτιση σταθερής τάσης</u></p> <p>Ο κύκλος φόρτισης ξεκινά με μεταβλητής τιμής ρεύμα έως ότου η τάση να φτάσει ένα προκαθορισμένο επίπεδο. Τότε, μεταβαίνει σε φόρτιση σταθερής τάσης.[58]</p>
<p style="text-align: center;">Σταθερό Ρεύμα</p> 	<p><u>Φόρτιση σταθερού ρεύματος</u></p> <p>Ο κύκλος φόρτισης γίνεται με σταθερό ρεύμα ανεξαρτήτως της τιμής της τάσης.[58]</p>
<p style="text-align: center;">Συνδυασμός</p> 	<p><u>Συνδυαστική φόρτιση</u></p> <p>Ο κύκλος φόρτισης ξεκινά με σταθερό ρεύμα μεγάλης τιμής έως ότου η τάση να φτάσει ένα προκαθορισμένο επίπεδο. Τότε, μεταβαίνει σε φόρτιση με έλεγχο σταθερής τάσης.[58]</p>



Παλμική φόρτιση

Η φόρτιση πραγματοποιείται με τροφοδότηση της μπαταρίας με σταθερού πλάτους και μεταβλητού εύρους παλμούς ρεύματος. Το εύρος των παλμών ελέγχεται για την επίτευξη της επιθυμητής μέσης τιμής του ρεύματος φόρτισης.[59]

Τυχαία φόρτιση (Random Charging)

Η τυχαία φόρτιση προκύπτει από τις ιδιαίτερες συνθήκες διαθεσιμότητας της τροφοδοτούμενης ενέργειας που συναντώνται συνήθως στα υβριδικά και ηλεκτρικά οχήματα. Για παράδειγμα, ο φορτιστής πρέπει να μπορεί να τροφοδοτήσει την μπαταρία κατά την τυχαία στιγμή πέδησης, με τη μεγάλη στιγμιαία ισχύ που γεννιέται από την πέδηση. Για τις περιπτώσεις αυτές χρησιμοποιούνται «έξυπνοι» φορτιστές οι οποίοι με χρήση μικροεπεξεργαστών αξιολογούν τις εκάστοτε συνθήκες και υιοθετούν την κατάλληλη μέθοδο φόρτισης.[59]

2.5. Διεθνείς κανονισμοί και προδιαγραφές φόρτισης

Τα συστήματα φόρτισης των συσσωρευτών των ηλεκτρικών αυτοκινήτων έχουν εξελιχθεί χρονικά παράλληλα αλλά ανεξάρτητα από τις κατασκευάστριες εταιρίες. Η εξάπλωση της χρήσης τους κάνει επιτακτική την ανάγκη συμφωνίας για διεθνείς κανονισμούς που να προδιαγράφουν την κατασκευή και κυρίως τις προδιαγραφές λειτουργίας των φορτιστών. Στην Αμερική οι κατασκευαστές τείνουν να συμφωνήσουν στις ακόλουθες προδιαγραφές φόρτισης [51]:

- AC L1: 120V, 1Φ. Ρεύμα: 12/16 A, Ισχύς: 1,44/1,92 kW.
- AC L2: 240V, 1Φ. Ρεύμα \leq 80 A, Ισχύς \leq 19,2 kW.
- AC L3: προς ορισμό (3Φ)
- DC L1: 200 – 450V. Ρεύμα \leq 80 A, Ισχύς \leq 19,2 kW.
- DC L2: 200 – 450V. Ρεύμα \leq 200 A, Ισχύς \leq 90 kW.
- DC L3: προς ορισμό.

Στην Ευρώπη βρίσκονται σε εξέλιξη προσπάθειες να καταλήξουν σε συμφωνία και έκδοση των κανονισμών αυτών [32].



Σχήμα 2.6. Ενσύρματος φορτιστής ηλεκτρικού οχήματος της Honda

Στο Σχήμα 2.6 απεικονίζεται ένας σύγχρονος ενσύρματος φορτιστής που ενδέχεται να αντικαταστήσει στο μέλλον τις αντλίες βενζίνης των σημερινών πρατηρίων καυσίμου.

2.6. Πλεονεκτήματα επαγωγικής φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων

Η επιλογή της ασύρματης φόρτισης του ηλεκτρικού αυτοκινήτου προσφέρει μια σειρά διευκολύνσεων και πλεονεκτημάτων έναντι της ενσύρματης φόρτισης τα οποία αναλύονται ακολούθως:

- Διευκόλυνση και απλούστευση για τους χρήστες

Η ασύρματη φόρτιση ως εφαρμογή είναι μία ακόμα διαδικασία που στοχεύει στη διευκόλυνση της καθημερινότητας του χρήστη. Επιτρέπει στον κάτοχο του αυτοκινήτου να απαλλαγεί από την έγνοια της φόρτισης του οχήματος, καθώς αυτή ενεργοποιείται και πραγματοποιείται αυτόματα κατά τη στάθμευση του οχήματος στο

γκαράζ, χωρίς καμιά περεταίρω κίνηση του οδηγού. Συνεπώς, ο χρήστης βρίσκει ανά πάσα στιγμή το όχημα φορτισμένο, έτοιμο για οδήγηση, χωρίς καμιά προσπάθεια από μέρους του.

Επιπλέον, η ασύρματη φόρτιση ενισχύει την ασφάλεια της χρήσης του ηλεκτρικού αυτοκινήτου. Αποδεσμεύει τον χρήστη από την επαφή με καλώδια τροφοδοσίας, και όλες τις δυσκολίες που επιφέρει η χρήση μακριών καλωδίων, όπως το μπέρδεμα του καλωδίου ή ακόμα και η απομάκρυνση του οχήματος με το καλώδιο ξεχασμένο στην πρίζα. Η αποδέσμευση αυτή μειώνει και τον κίνδυνο ηλεκτροπληξίας του χρήστη από ατύχημα επαφής με απογυμνωμένο καλώδιο.

- Εξασφάλιση αξιόπιστης, ταχείας και ασφαλούς φόρτισης

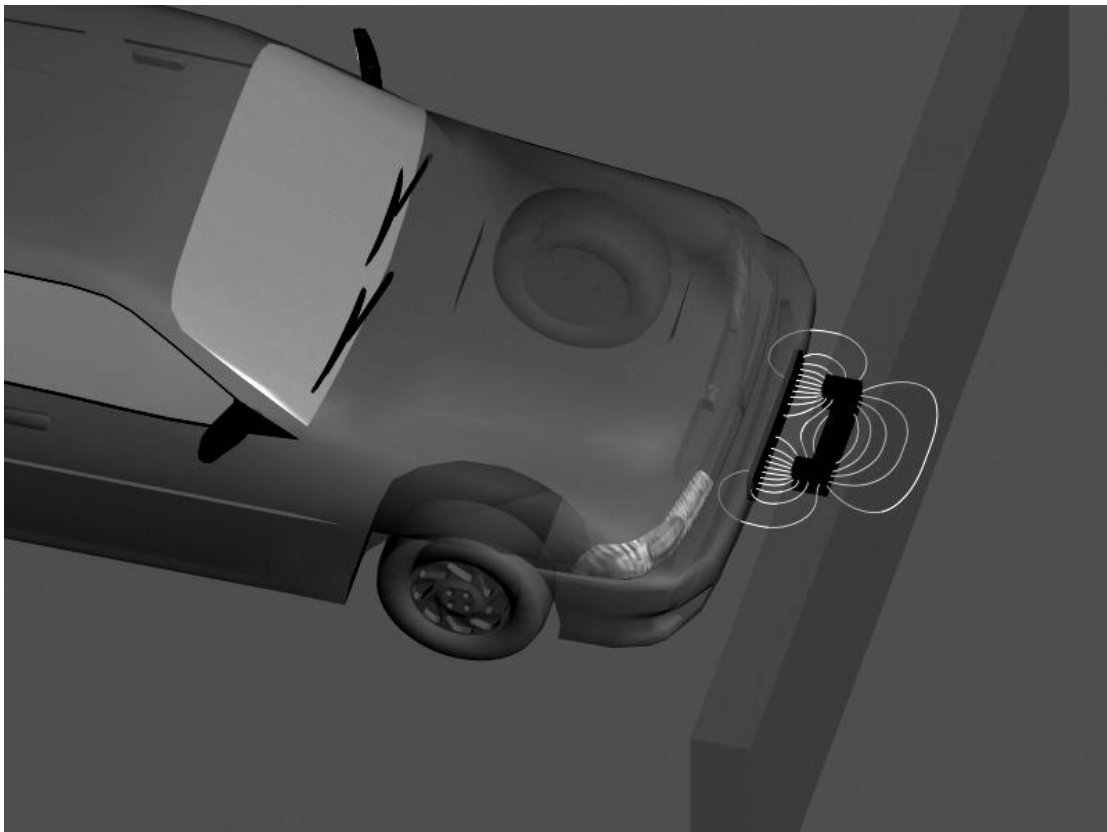
Η ασύρματη φόρτιση επιτρέπει την επίτευξη ασφαλούς και μη ακτινοβολούσας μετάδοσης ισχύος αντίστοιχου μεγέθους με τους ενσύρματους φορτιστές. Όμως, πλεονεκτεί έναντι των ενσύρματων φορτιστών στο ότι προσφέρει γαλβανική απομόνωση των κυκλωμάτων η οποία εξασφαλίζει την ασφαλή χρήση σε οποιοσδήποτε συνθήκες περιβάλλοντος (υγρασία, βροχή κλπ). Τέλος, η υλοποίηση της ασύρματης μεταφοράς ισχύος με μετασχηματιστή μεγάλου διάκενου αέρα συμβάλει στην απουσία επικίνδυνων κινούμενων και μηχανικών μερών στη διάταξη, τα οποία είναι αναπόφευκτα στις εγκαταστάσεις ενσύρματης μεταφοράς.

Κεφάλαιο 3. Περιγραφή και ανάλυση της προτεινόμενης διάταξης

3.1. Βαθμίδα μετασχηματιστή μεγάλου διακένου

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται η μεθοδολογία σχεδίασης των πηνίων και των πυρήνων που αποτελούν τον μετασχηματιστή μεγάλου διακένου με χρήση του προγράμματος FEMM. Επίσης, γίνεται μια προσεγγιστική εξαγωγή του ισοδύναμου ηλεκτρικού και μαγνητικού κυκλώματος της σχεδιασμένης διάταξης.

Η μαγνητική σύζευξη μεταξύ πρωτεύοντος (επιτοίχιο) και δευτερεύοντος (όχημα) θα πραγματοποιείται κατά τη στάθμευση όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.

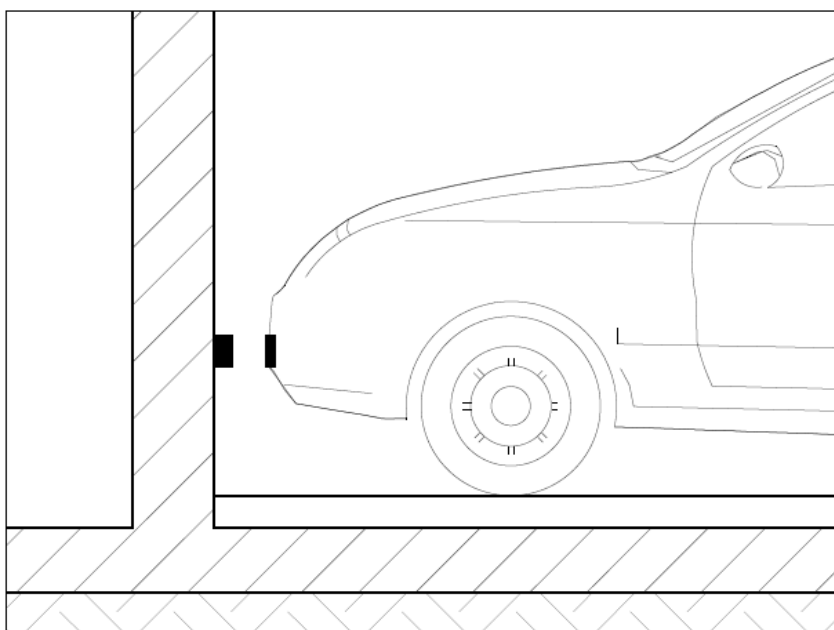


Σχήμα 3.1. Τρισδιάστατη απεικόνιση του μαγνητικού πεδίου στο χώρο στάθμευσης κατά την επαγωγική φόρτιση

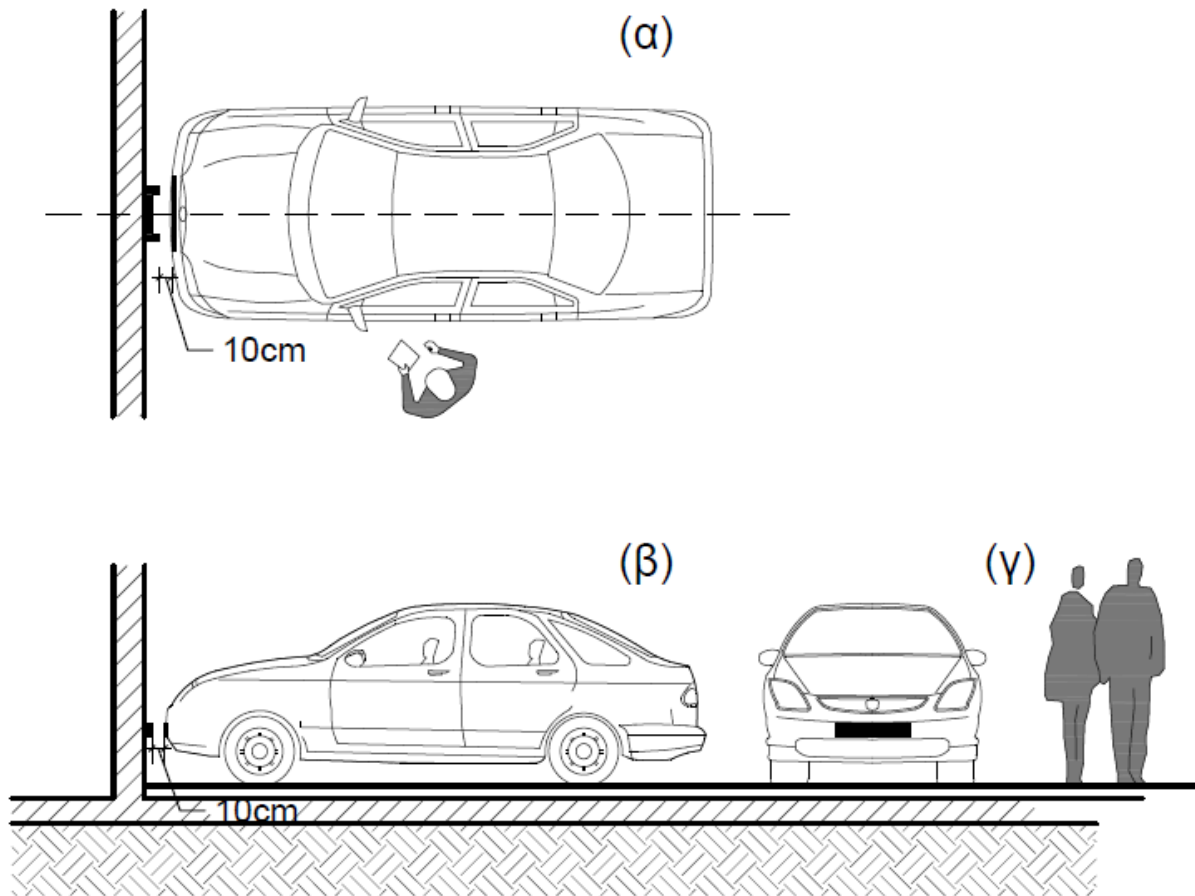
3.1.1. Σχεδίαση συζευγμένων πηνίων με FEMM

Η εγκατάσταση θα αποτελείται από μια διάταξη παρόμοια με μετασχηματιστή με μεγάλο διάκενο αέρα (air – gapped transformer), διάταξη η οποία παρουσιάζεται ως η καταλληλότερη για τέτοιες εφαρμογές από προηγούμενες μελέτες [20][27].

Το πρωτεύον θα τοποθετείται στον τοίχο του χώρου στάθμευσης στο ύψος του αυτοκινήτου του χρήστη ούτως ώστε να βρίσκεται απέναντι από το μπροστινό μέρος του οχήματος όταν αυτό είναι σταθμευμένο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.2. Το δευτερεύον θα τοποθετείται ακριβώς πίσω από την πινακίδα με τον αριθμό κυκλοφορίας που βρίσκεται στο εμπρός μέρος του οχήματος. Ο οδηγός θα σταθμεύει με την βοήθεια ηχητικού σήματος αισθητήρα όσο πιο κοντά στον τοίχο γίνεται. Η βέλτιστη εφικτή απόσταση μεταξύ των δυο πυρήνων εξαιτίας των μονώσεων τους και των λοιπών περιβλημάτων θα είναι περίπου 10 cm. Η χωροδιάταξη παρουσιάζεται σε τρεις απόψεις στο Σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.2. Πλάγια όψη της διάταξης πυρήνων στο χώρο στάθμευσης



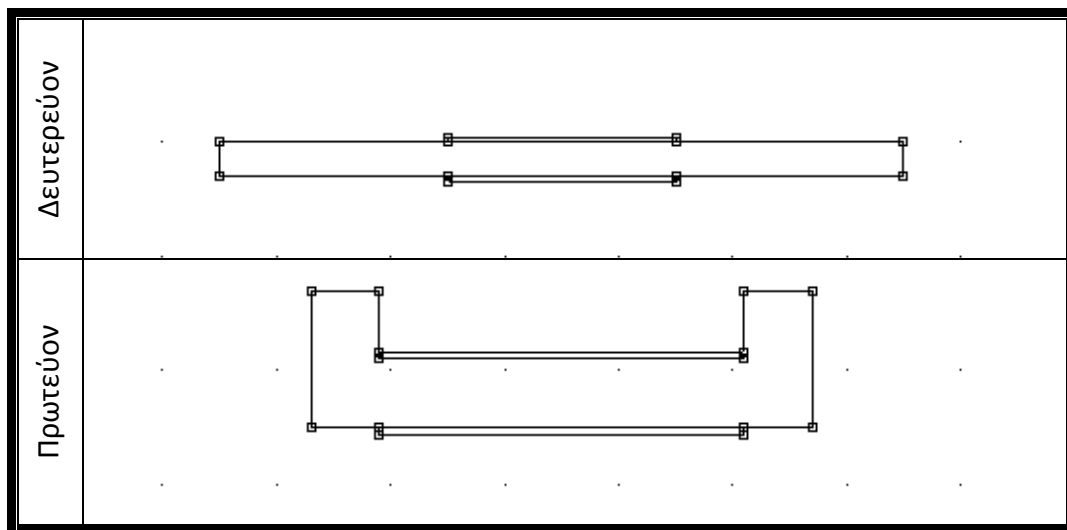
**Σχήμα 3.3. Θέση πυρήνων στο όχημα και τον χώρο στάθμευσης
(α) Κάτοψη (β) Πλάγια όψη (γ) Πρόσοψη**

Το σύστημα αυτό των δυο συζευγμένων πηνίων μελετάται με χρήση του προγράμματος FEMM ως προς τα ηλεκτρομαγνητικά του χαρακτηριστικά. Δοκιμάστηκαν διάφορες διατάξεις, μεγέθη και σχήματα πυρήνων, σε διάφορες αποστάσεις και θέσεις μεταξύ τους, οι οποίες παρατίθενται στον Πίνακα 3.1.

Πίνακας 3.1. Διατάξεις που εξετάστηκαν για το μετασχηματιστή μεγάλου διακένου

Δευτερεύον		
Πρωτεύον		
Δευτερεύον		
Πρωτεύον		

Η βέλτιστη διάταξη που προέκυψε παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.4, και αποτελεί την τελική πρόταση της παρούσας εργασίας.



Σχήμα 3.4. Σχέδιο Κάτοψης Πυρήνων στο FEMM

Η διάταξη αυτή παρουσίασε τα εξής πλεονεκτήματα:

Το πρωτεύον πηνίο, το οποίο θα τοποθετείται στον τοίχο του χώρου στάθμευσης, τυλίγεται σε πυρήνα σχήματος C. Ως αποτέλεσμα, η παραγόμενη από το πρωτεύον μαγνητική ροή αναγκάζεται από τα άκρα του πυρήνα να κατευθυνθεί ακριβώς απέναντι, μειώνοντας με τον τρόπο αυτό κατά πολύ τις διαφεύγουσες συνιστώσες ροής.

Το δευτερεύον πηνίο, το οποίο θα τοποθετείται πίσω από την πινακίδα του οχήματος, τυλίγεται στο κέντρο πυρήνα σχήματος I και μήκους μεγαλύτερου από τον πυρήνα του πρωτεύοντος. Η διάταξη αυτή προβλέπεται τέτοια ώστε να μειώνει τις απώλειες πεπλεγμένης ροής που τυχόν προκύψουν από κακή οριζόντια ευθυγράμμιση του οχήματος ως προς το πρωτεύον κατά τη στάθμευση. Δηλαδή αν το πρωτεύον και το δευτερεύον τύχει να μην βρίσκονται ακριβώς απέναντι, το επιπλέον μήκος του πυρήνα του δευτερεύοντος θα εγκλωβίσει και πάλι την περισσότερη δυνατή μαγνητική ροή που του στέλνει το πρωτεύον.

3.1.2. Μεθοδολογία σχεδίασης μαγνητικού κυκλώματος και προσδιορισμός παραμέτρων FEMM

Η σύνθετη χωρική διάταξη του μαγνητικού κυκλώματος του υπό μελέτη συστήματος καθιστά δύσκολο τον μαθηματικό υπολογισμό των ηλεκτρομαγνητικών παραμέτρων της. Για το λόγο αυτό, επιλέγεται η επίλυση του ηλεκτρομαγνητικού κυκλώματος με τη μέθοδο των πεπερασμένων στοιχείων (finite element method). Η επίλυση αυτή γίνεται εφικτή με τη χρήση του κατάλληλου προγράμματος, FEMM.

Ακολουθεί μια κατά βήμα ανάλυση της μεθοδολογίας χρησιμοποίησης του προγράμματος FEMM για τον προσδιορισμό των ηλεκτρομαγνητικών παραμέτρων της υπό μελέτη διάταξης.

Η μεθοδολογία σχεδίασης του μαγνητικού κυκλώματος

Τα δεδομένα για τη σχεδίαση του ηλεκτρομαγνητικού κυκλώματος είναι οι προδιαγραφές του συστήματος, όπως, η ισχύς εξόδου $P_{out} = 4\text{kW}$ και η μονοφασική παροχή τάσης $v_s = 230\text{ V}_{rms}\text{ AC}$.

Στη βιβλιογραφία αναφέρονται μεθοδολογίες κατασκευής τέτοιων διατάξεων με βάση το μετασχηματιστή μεγάλου διακένου αέρα [22][5][10]. Οι μεθοδολογίες αυτές συνίστανται κυρίως σε διαγράμματα ροής με συνθήκες και επαναληπτικούς ελέγχους

που προσδιορίζουν την φυσική κατασκευή των πυρήνων και των τυλιγμάτων με την αξιολόγηση μετρήσεων επί της κατασκευασμένης διάταξης.

Στην παρούσα εργασία προτείνεται μια μεθοδολογία σχεδίασης του ηλεκτρομαγνητικού συστήματος με βάση τον υπολογισμό των χαρακτηριστικών των πηνίων με δοκιμές διαφόρων συνθέσεων και μετρήσεις μέσω FEMM. Τα αποτελέσματα της μεθοδολογίας αυτής επαληθεύονται από την προσομοίωσή τους στη συνολική διάταξη μέσω Simulink.

Για τον καθορισμό βασικών παραμέτρων των δοκιμών αυτών γίνεται αναφορά στις βασικές σχέσεις του ηλεκτρομαγνητισμού, οι οποίες διέπουν και την συγκεκριμένη ηλεκτρομαγνητική διάταξη [13][14][11].

Προϋπόθεση για τον υπολογισμό των παραμέτρων που θα προσομοιωθούν μέσω FEMM είναι η παραδοχή ότι η ενέργεια που μπορεί να εκμαιευτεί σε κάθε κύκλο λειτουργίας από το δευτερεύον τύλιγμα της διάταξης είναι περίπου ίση με την ενέργεια του μαγνητικού πεδίου που αποθηκεύεται στα διάκενα αέρα της διάταξης, όπως αναφέρεται και στις βιβλιογραφικές πηγές [11][12][48].

Σε ένα μαγνητικό κύκλωμα που αποτελείται από γραμμικά μαγνητικά υλικά και το οποίο περιλαμβάνει διάκενο αέρα, η ολική αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια θεωρείται ίση με την αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια στον αέρα, εξαιτίας της συγκριτικά μεγαλύτερης μαγνητικής αντίστασης του αέρα σε σχέση με τα λοιπά μαγνητικά υλικά των πυρήνων [14].

Η συνολική ενέργεια που αποθηκεύεται στον όγκο του διακένου κατά τη μετάβαση από μηδενική πυκνότητα μαγνητικής ροής μέχρι τη μέγιστη τιμή της πυκνότητας, B , δίνεται από τη σχέση [14] [12]:

$$W_g = \frac{l A B^2}{2 \mu_0} \text{ Joules}$$

(3.1)

Όπου W_g : η αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια στον όγκο του διακένου, l : το μήκος του διακένου αέρα, A : η κάθετη προς την πυκνότητα ροής διατομή του διακένου αέρα, B : η μέγιστη τιμή της πυκνότητας της μαγνητικής ροής στο διάκενο και μ_0 : η μαγνητική διαπερατότητα του αέρα.

Επιπλέον, στην συγκεκριμένη διάταξη υπάρχουν δύο διάκενα ίδιων διαστάσεων, άρα ανά πάσα στιγμή η συνολική αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια στα διάκενα είναι $W_m = 2 \cdot W_g$.

Σε κάθε περίοδο εναλλαγής της εφαρμοζόμενης τάσης στο πρωτεύον, η ενέργεια W_m παρέχεται στο δευτερεύον δύο φορές: μία κατά τη θετική φορά και μία κατά την

αρνητική [10]. Δηλαδή η μετάβαση από μηδενική πυκνότητα ροής μέχρι μέγιστη πυκνότητα ροής γίνεται δύο φορές σε κάθε περίοδο λειτουργίας.

Η μέση ισχύς του διακένου είναι ανάλογη με την ποσότητα ενέργειας W_m που αποθηκεύεται σε κάθε περίοδο, και με τη διπλάσια συχνότητα f με την οποία η ενέργεια παρέχεται στο διάκενο. Συνεπώς:

$$P = 2 f W_m = 4 f W_g \text{ watts} \quad (3.2)$$

Επομένως, για τη μέση ισχύ σε μια περίοδο λειτουργίας της διάταξης ισχύει:

$$P = \frac{2 f l A \hat{B}^2}{\mu_0} \text{ watts} \quad (3.3)$$

Από την παραπάνω σχέση, και με δεδομένη την απαιτούμενη ισχύ εξόδου $P_{out} = 4kW$, υπολογίζεται η μέγιστη ζητούμενη πυκνότητα μαγνητικής ροής B στα διάκενα αέρα της διάταξης. Έπειτα, από τη σχέση

$$\Phi = B \cdot A \text{ Wb} \quad (3.4)$$

όπου Φ : η μαγνητική ροή και A : η κάθετη στη ροή επιφάνεια,

υπολογίζεται η ζητούμενη πεπλεγμένη μαγνητική ροή που απαιτείται να έχει το μαγνητικό κύκλωμα για τη συγκεκριμένη λειτουργία.

Τελικώς, προκύπτει ότι:

$$\left. \begin{array}{l} \Phi = B \cdot A \text{ Wb} \\ B = \sqrt{\frac{P_{out} \cdot \mu_0}{2 f l A}} \text{ Tesla} \end{array} \right\} \Rightarrow \Phi = \sqrt{\frac{P_{out} \cdot \mu_0 \cdot A}{2 f l}} \text{ Wb} \quad (3.5)$$

Η υπολογισθείσα πεπλεγμένη μαγνητική ροή είναι η ροή που διαρρέει τον πυρήνα του δευτερεύοντος, δηλαδή $\Phi = \Phi_2 \text{ Wb}$. Λόγω της μεγάλης απόστασης μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, στο πρωτεύον η συνολική μαγνητική ροή Φ_1 θα ισούται με το άθροισμα της πεπλεγμένης μαγνητικής ροής Φ_2 συν τη μαγνητική ροή $\Phi_{σκ}$ που επιστρέφει λόγω σκέδασης στο πρωτεύον χωρίς να εμπλέκει τον πυρήνα του δευτερεύοντος, $\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_{σκ} \text{ Wb}$. Από τις προσομοιώσεις προκύπτει $\Phi_1 \approx 2\Phi_2 \text{ Wb}$, δηλαδή $\Phi_{σκ} \approx \Phi_2 \text{ Wb}$.

I. Διαστασιολόγηση Πυρήνων.

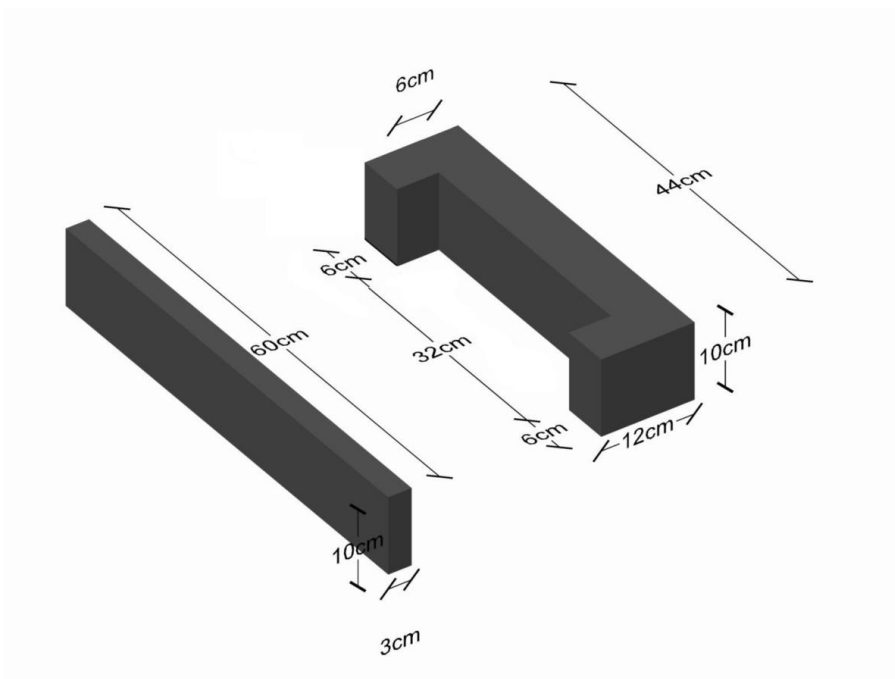
Η διαστασιολόγηση των πυρήνων της συγκεκριμένης διάταξης προκύπτει τόσο από τις απαιτήσεις όσο και από τις ιδιαιτερότητες του συστήματος. Με βάση τις προκαθορισμένες διαδικασίες επιλογής των διαστάσεων αυτών, θα πρέπει να εξεταστεί η δυνατότητα διέλευσης της απαιτούμενης μαγνητικής ροής από τους πυρήνες ούτως ώστε η πυκνότητα μαγνητικής ροής να κυμαίνεται στη γραμμική περιοχή της καμπύλης μαγνήτισης και όχι στην περιοχή κορεσμού.

Στην προκειμένη περίπτωση, όμως, και λόγω της εφαρμογής, οι πυρήνες επιλέγονται αρκετά μεγαλύτεροι σε διάσταση από τις ελάχιστες απαιτήσεις. Αυτό αποτελεί συνειδητή επιλογή για την εξασφάλιση σύζευξης μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος κατά τους περισσότερους δυνατούς συνδυασμούς θέσεων του οχήματος ως προς τον τοίχο. Ταυτόχρονα, εξασφαλίζεται η λειτουργία της διάταξης στην μη κορεσμένη περιοχή λειτουργίας των μαγνητών.

Ο πυρήνας του δευτερεύοντος (όχημα) θα καταλαμβάνει, για λόγους καλύτερης σύζευξης όπως εξηγήθηκαν παραπάνω, το μεγαλύτερο μήκος του προφυλακτήρα του οχήματος.

Ο πυρήνας σχήματος C του πρωτεύοντος (επιτοίχιος) θα είναι, για λόγους σύζευξης που εξηγήθηκαν παραπάνω, μικρότερος σε μήκος από του δευτερεύοντος. Επιπλέον, καθώς η πυκνότητα μαγνητικής ροής σε αυτόν τον πυρήνα είναι μεγαλύτερη από του δευτερεύοντος, θα έχει μεγαλύτερο πλάτος από του δευτερεύοντος.

Οι ακριβείς διαστάσεις των δυο πυρήνων παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5. Τρισδιάστατη απεικόνιση και διαστασιολόγηση πυρήνων

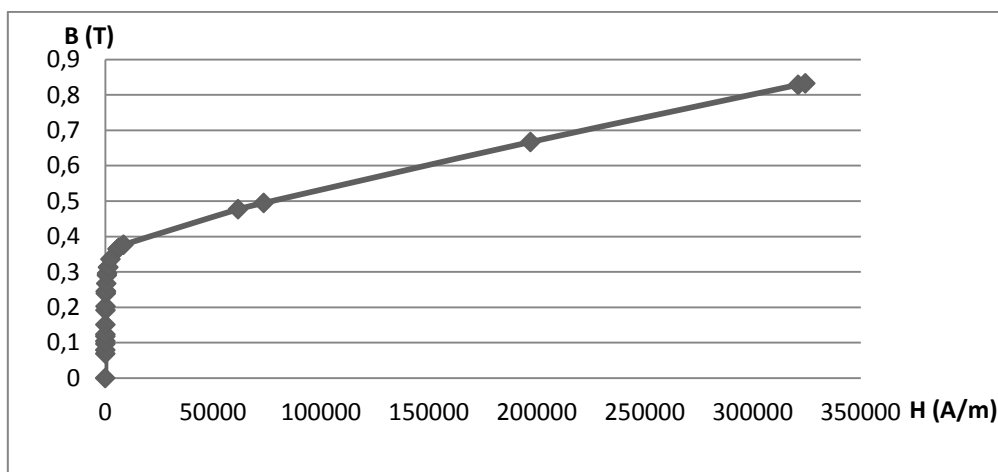
II. Υλικό πυρήνα

Το υλικό του πυρήνα επιλέγεται από τη βιβλιοθήκη υλικών του FEMM με βάση συγκεκριμένες προδιαγραφές. Αυτές είναι:

- Να παρουσιάζει γραμμική συμπεριφορά μαγνήτισης στις συχνότητες λειτουργίας και για την απαιτούμενη πυκνότητα της μαγνητικής ροής του μετασχηματιστή, ώστε να μην αντιμετωπίζονται προβλήματα κορεσμού.
- Να είναι τέτοιο που να μειώνει κατά το δυνατό την εμφάνιση δινορρευμάτων που αποτελούν τη βασική αιτία απωλειών πυρήνα [51][33].
- Να μπορεί να κατασκευαστεί σύμφωνα με τις απαιτούμενες διαστάσεις ενώ ταυτόχρονα έχει κόστος αποδεκτό από μια τεχνοοικονομικά σωστή μελέτη της διάταξης [33].
- Να παρουσιάζει καλή απαγωγή θερμότητας, ούτως ώστε να διευκολύνει την παθητική ψύξη της διάταξης [33].

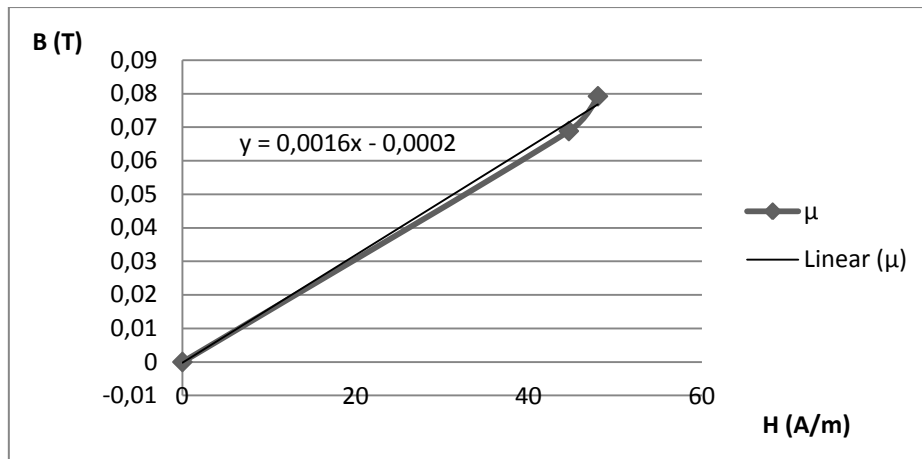
Το υλικό που πληροί τις ανωτέρω προϋποθέσεις και επιλέγεται τελικώς είναι ο μαλακός μαγνητικός φερρίτης (Soft magnetic ferrite, Fe – Ni – Zn – V). Το υλικό αυτό παρουσιάζει μηδενική αγωγιμότητα και κατά συνέπεια μηδενικές απώλειες ισχύος λόγω εμφάνισης δινορρευμάτων.

Η καμπύλη μαγνήτισης του συγκεκριμένου υλικού παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.6:



Σχήμα 3.6. Καμπύλη Μαγνήτισης Fe-Ni-Zn-V

Για να υπολογίσουμε τη μαγνητική διαπερατότητα μ του υλικού, βρίσκουμε την κλίση της καμπύλης μαγνήτισης στην γραμμική περιοχή μαγνητικής πυκνότητας στην οποία θα λειτουργεί το μαγνητικό κύκλωμα (Σχήμα 3.7):



Σχήμα 3.7. Υπολογισμός μ από καμπύλη μαγνήτισης

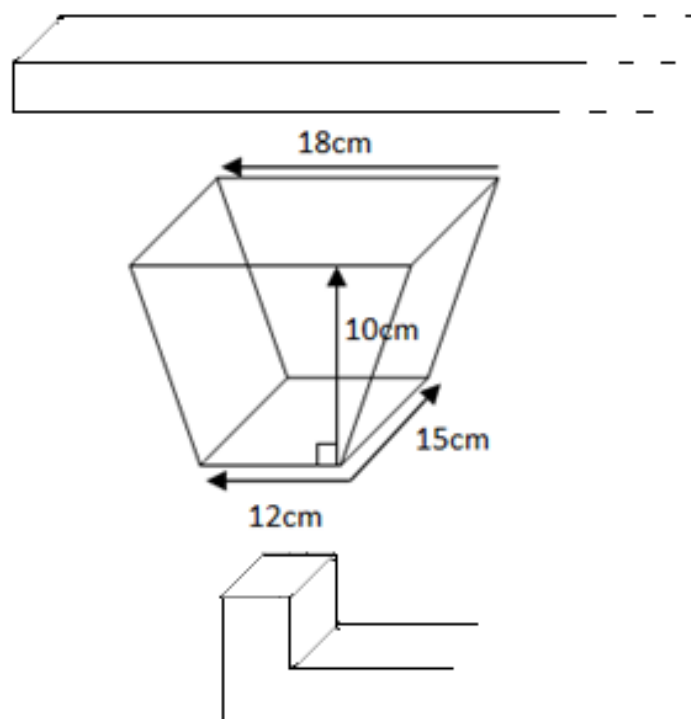
Από την κλίση της καμπύλης μαγνήτισης στην περιοχή των πυκνοτήτων λειτουργίας της διάταξης προκύπτει $\mu = 0,0016 \text{ H/m}$.

III. Υλικό ενδιάμεσου χώρου και διαστασιολόγηση διακένων

Μεταξύ των δυο πυρήνων των τυλιγμάτων παρεμβάλλεται αέρας με μαγνητική διαπερατότητα $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$ ίση με του κενού.

Στην επιλεγμένη διάταξη των πυρήνων παρεμβάλλονται δεξιά και αριστερά του δρόμου που ακολουθεί η μαγνητική ροή δύο διάκενα αέρα. Τα διάκενα αυτά αλλάζουν σχήμα και διαστάσεις ανάλογα με την θέση στάθμευσης του οχήματος ως προς τον τοίχο στον οποίο βρίσκεται στερεωμένο το πρωτεύον.

Στην περίπτωση ονομαστικής λειτουργίας, η οποία εξετάζεται για απόσταση πρωτεύοντος – δευτερεύοντος ίση με 10cm και για θέση κατά την οποία το πρωτεύον και το δευτερεύον είναι ακριβώς απέναντι μεταξύ τους, οι διαστάσεις του κάθε διακένου, λαμβάνοντας υπόψη το φαινόμενο της θυσάνωσης, απεικονίζονται κατά προσέγγιση στο Σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8. Όγκος διακένου λόγω θυσάνωσης

Από τις διαστάσεις αυτές προκύπτει η προσεγγιστική τιμή της διατομής του διακένου ίση με $A = 0,0225\text{m}^2$.

Με τα παραπάνω δεδομένα, επιλύοντας τη σχέση (3.5), προκύπτουν τα αποτελέσματα που παραθέτει ο Πίνακας 3.2.

Πίνακας 3.2. Υπολογισμός μεγεθών μαγνητικού κυκλώματος

ζητούμενη ισχύς στα διάκενα	4000 W
συχνότητα εναλλαγής πεδίου	50000 Hz
επιφάνεια διακένου A_g	0,0225 m^2
μήκος διακένου l_g	0,10 m
μ_0 διακένου	0,000001257 H/m
B διακένου	0,0047 T
Φ διακένου	0,000106 Wb
Φ δευτερεύοντος	0,000106 Wb
Φ πρωτεύοντος	0,000213 Wb

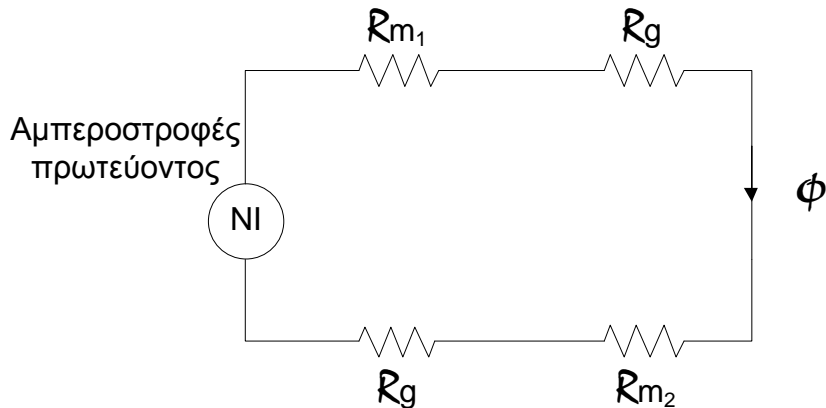
IV. Υλικό, διατομή και στροφές τυλίγματος

Το σύρμα των τυλιγμάτων επιλέγεται χάλκινο, μεγάλης διαμέτρου ούτως ώστε να αντέχει ρεύματα της τάξης των 20A.

Επιλέγεται από τη βιβλιοθήκη του FEMM σύρμα διαμέτρου 2,5mm, δηλαδή, διατομής 4,9mm² που επιτρέπει τη διέλευση τέτοιας και μεγαλύτερης έντασης ρευμάτων.

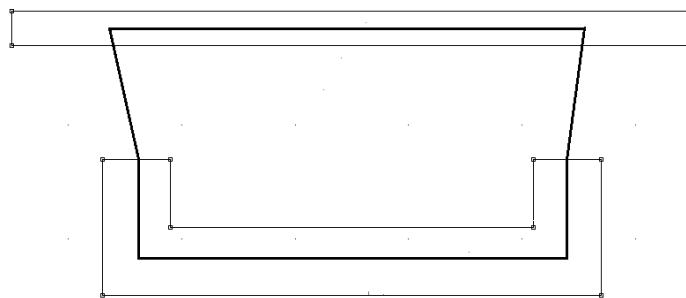
Για τον υπολογισμό των στροφών του τυλίγματος επιλύεται το ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα με βάση τα δεδομένα που υπολογίστηκαν προηγουμένως.

Για τον καθορισμό των στροφών κάθε τυλίγματος γίνεται προσφυγή στην επίλυση του απλοποιημένου ισοδύναμου μαγνητικού κυκλώματος όπως αυτό παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.9.



Σχήμα 3.9. Ισοδύναμο Μαγνητικό Κύκλωμα διάταξης Πυρήνων

Η μέση διαδρομή την οποία ακολουθεί η μαγνητική ροή για τη συγκεκριμένη διάταξη πυρήνων απεικονίζεται στο Σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.10. Μέση διαδρομή μαγνητικής ροής

Επιλύοντας τη σχέση που περιγράφει το ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα:

$$NI = [R_{m1} + R_{m2} + 2R_g]\Phi_2 \quad \text{Ampere - turns}$$

(3.6)

λαμβάνονται τα αποτελέσματα που περιέχει ο Πίνακας 3.3.

Πίνακας 3.3. Υπολογισμός ηλεκτρομαγνητικών μεγεθών διάταξης

μ μαγνήτη	0,0016 H/m
μ ₀ διακένου	0,000001257 Vs/(Am)
B gap	0,0047 T
Φ gap	0,000106 Wb
Φ ₂	0,000106 Wb
Φ ₁	0,000213 Wb
μέσο μήκος διαδρομής πρωτεύοντος	0,56m
μέσο μήκος διαδρομής δευτερεύοντος	0,44m
A ₁ διατομή πρωτεύοντος	0,006m ²
A ₂ διατομή δευτερεύοντος	0,003m ²
B ₁	0,03545 T
B ₂	0,03545 T
R _{m1} μαγνητική αντίσταση πρωτεύοντος	58333,3
R _{m2} μαγνητική αντίσταση δευτερεύοντος	91666,6
R _{mg} μαγνητική αντίσταση διακένου	3536776,5
NI αμπεροστροφές πρωτεύοντος	752,25 AT
I ρεύμα πρωτεύοντος	20 A
N ₁	37,6≈38 t

Επαληθεύοντας με δοκιμές στο FEMM επιλέγεται N₁=43 στροφές και για να ανυψωθεί η τάση στο δευτερεύον στα επιθυμητά επίπεδα, επιλέγεται N₂=56 στροφές.

Οι στροφές των τυλιγμάτων μπορούν να μεταβληθούν αν απαιτείται μεταβολή των τάσεων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος ή αν απαιτείται μεταβολή της μεταφερόμενης ισχύος.

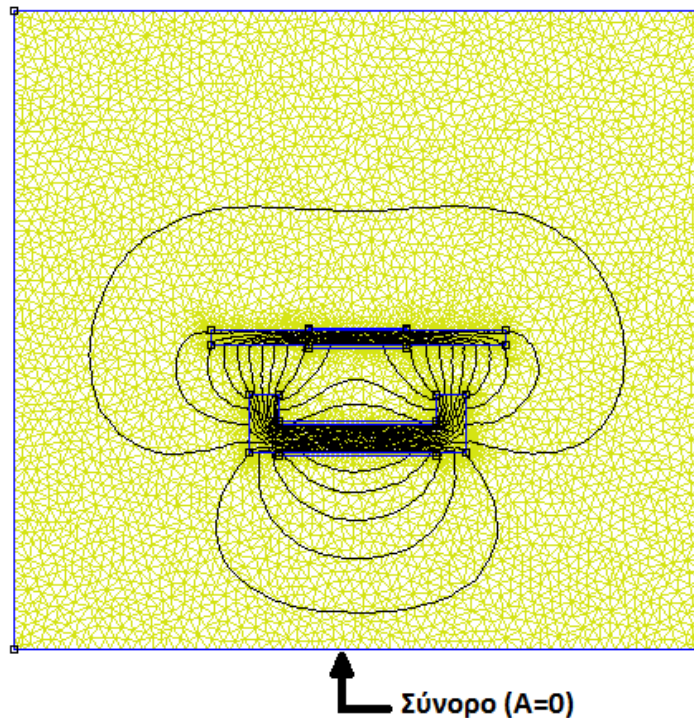
V. Οριακές συνθήκες

Η διάταξη των πυρήνων που σχεδιάζεται στο FEMM οριοθετείται από ένα πλαίσιο ευρύ αρκετά ώστε να επιτρέπει τον ακριβή υπολογισμό του πεδίου γύρω από το μετασχηματιστή και στενό αρκετά ώστε να αποτρέπει το πρόγραμμα να υποπέσει σε ατέρμονες υπολογισμούς.

Το πλαίσιο αυτό των συνόρων υπολογισμού απαιτείται να παρέχει στο πρόγραμμα τις οριακές συνθήκες που θα υφίστανται εκεί και οι οποίες θα καθορίσουν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

Στην παρούσα σχεδίαση θεωρείται ότι δεν υπάρχουν στο κοντινό πεδίο του μετασχηματιστή μαγνητικά και μεταλλικά αντικείμενα που να επηρεάζουν την

συμπεριφορά του μαγνητικού πεδίου. Συνεπώς και οι τέσσερις πλευρές των συνόρων λαμβάνουν τιμή προδιαγεγραμμένου δυναμικού μαγνητικού πεδίου (prescribed A) ίση με μηδέν (Σχήμα 3.11).

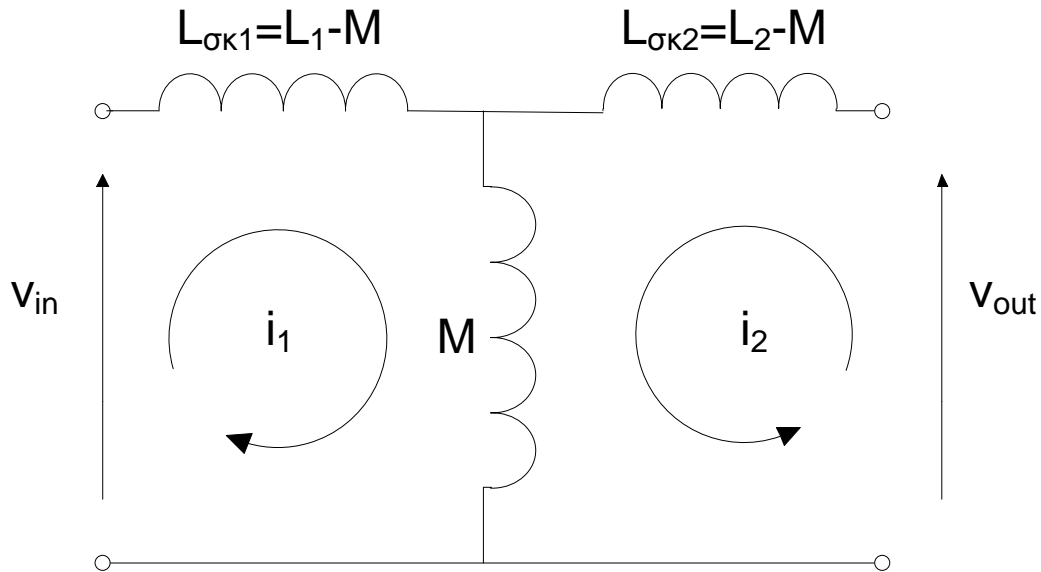


Σχήμα 3.11. Συνοριακές συνθήκες στο FEMM

3.1.3. Ισοδύναμο κύκλωμα συζευγμένων πηνίων

Η μαγνητική διάταξη μπορεί να περιγραφεί ηλεκτρικά με ένα ισοδύναμο κύκλωμα. Λόγω της μεγάλης τιμής των επαγωγών σκέδασης στην συγκεκριμένη περίπτωση, επιλέγεται η μελέτη του μετασχηματιστή μέσω των επαγωγών σκέδασης.

Το ισοδύναμο κύκλωμα μελέτης ενός ιδανικού μετασχηματιστή μέσω των επαγωγών σκέδασης [11][16] παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.12.



Σχήμα 3.12. Ισοδύναμο κύκλωμα μελέτης ιδανικού μετασχηματιστή μέσω των επαγωγών σκέδασης

Το ισοδύναμο κύκλωμα περιγράφεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$v_{in} = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (3.7)$$

$$v_{out} = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (3.8)$$

3.2. Βαθμίδα συντονισμού δευτερεύοντος

Εξαιτίας της ασθενούς σύζευξης που χαρακτηρίζει τα κυκλώματα IPT, η μεταφορά ισχύος από το πρωτεύον στο δευτερεύον είναι εν γένει περιορισμένη συγκριτικά με τον κλασικό μετασχηματιστή. Το γεγονός αυτό μειώνει την απόδοση αυτών των συστημάτων σε επίπεδα που αποτρέπουν την επιλογή των IPTSs για περιπτώσεις που υπάρχει εναλλακτικός τρόπος μεταφοράς ισχύος.

Για την αντιμετώπιση αυτού του μειονεκτήματος, όλοι οι σχεδιαστές συστημάτων IPT υιοθετούν μια μέθοδο τροποποίησης της διάταξης ούτως ώστε το δευτερεύον να

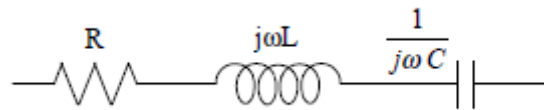
διευκολύνει την απορρόφηση ισχύος από το πρωτεύον, και η οποία δεν είναι άλλη από τον συντονισμό του δευτερεύοντος.

3.2.1. Μέθοδοι συντονισμού

Για την υποβοήθηση της αποδοχής ισχύος από το δευτερεύον χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα συντονισμού L-C είτε εν σειρά, είτε παράλληλα. Η συχνότητα συντονισμού είναι και στις δυο περιπτώσεις ίδια και ίση με $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Οι μέθοδοι συντονισμού αναλύονται ακολούθως [34].

- **Συντονισμός εν σειρά**

Το κύκλωμα αποτελείται από την εν σειρά σύνδεση των στοιχείων (Σχήμα 3.13):



Σχήμα 3.13. Κύκλωμα R-L-C εν σειρά συντονισμένο

Η ισοδύναμη αντίσταση του κυκλώματος στοιχείων R – L – C συνδεδεμένων σε σειρά είναι:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = |Z| \exp\left(j \tan^{-1}\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right)\right) \quad (3.9)$$

$$|Z| = R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \quad (3.10)$$

Για δεδομένη τάση, το ρεύμα γίνεται μέγιστο όταν η αντίσταση Z παίρνει την ελάχιστη τιμή, δηλαδή όταν $\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 0$. Αυτό συμβαίνει για γωνιακή συχνότητα $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Η τιμή αυτή της γωνιακής συχνότητας μηδενίζει και τη γωνία της ισοδύναμης αντίστασης, με αποτέλεσμα το ρεύμα και η φάση να είναι συμφασικά και ο συντελεστής ισχύος του κυκλώματος να γίνεται ίσος με τη μονάδα.

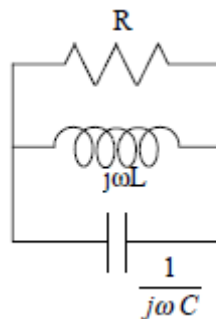
Ο συντελεστής ποιότητας Q για τα εν σειρά κυκλώματα είναι:

$$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \quad (3.11)$$

Συνεπώς ο συντελεστής ποιότητας αυξάνει όσο μικραίνει η τιμή της ωμικής αντίστασης στο εν σειρά κύκλωμα.

- **Συντονισμός σε παράλληλη συνδεσμολογία**

Το κύκλωμα αποτελείται από την παράλληλη σύνδεση των στοιχείων (Σχήμα 3.14):



Σχήμα 3.14. Παράλληλο R-L-C κύκλωμα συντονισμού

Η ισοδύναμη αγωγιμότητα του κυκλώματος στοιχείων R – L – C συνδεδεμένων παράλληλα είναι:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = |Y| \exp\left(j \tan^{-1}\left[R\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right]\right) \quad (3.12)$$

$$|Y| = \frac{1}{R^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} \quad (3.13)$$

Για δεδομένη τάση, το ρεύμα γίνεται μέγιστο όταν η αγωγιμότητα Y παίρνει πραγματική τιμή, δηλαδή όταν το φανταστικό μέρος $\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = 0$. Αυτό συμβαίνει και πάλι για γωνιακή συχνότητα $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Η τιμή αυτή της γωνιακής συχνότητας μηδενίζει και τη γωνία της ισοδύναμης αγωγιμότητας, με αποτέλεσμα το ρεύμα και η φάση να είναι συμφασικά και ο συντελεστής ισχύος του κυκλώματος να γίνεται ίσος με τη μονάδα.

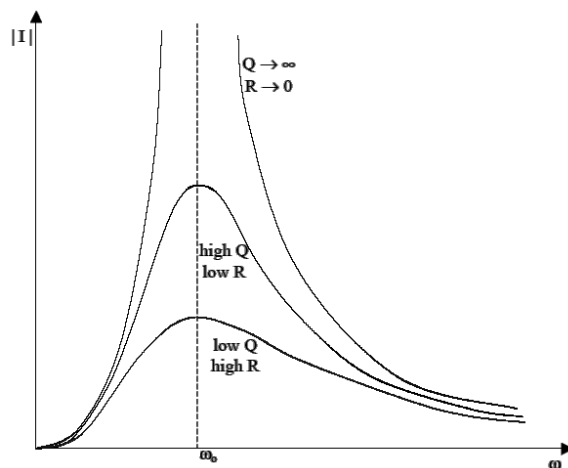
Ο συντελεστής ποιότητας Q για το κύκλωμα παράλληλης συνδεσμολογίας είναι:

$$Q = \frac{R}{L\omega_0} = \omega_0 CR$$

(3.14)

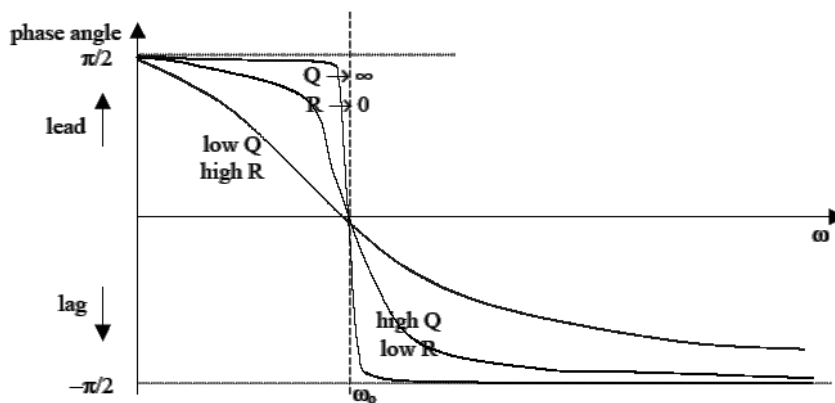
Συνεπώς ο συντελεστής ποιότητας αυξάνει όσο αυξάνει η τιμή της ωμικής αντίστασης, αντίθετα με το εν σειρά κύκλωμα.

Η συμπεριφορά του πλάτους του ρεύματος εξόδου του συντονισμένου κυκλώματος συναρτήσει της συχνότητας ταλάντωσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.15, όπου ω_0 είναι η συχνότητα συντονισμού.



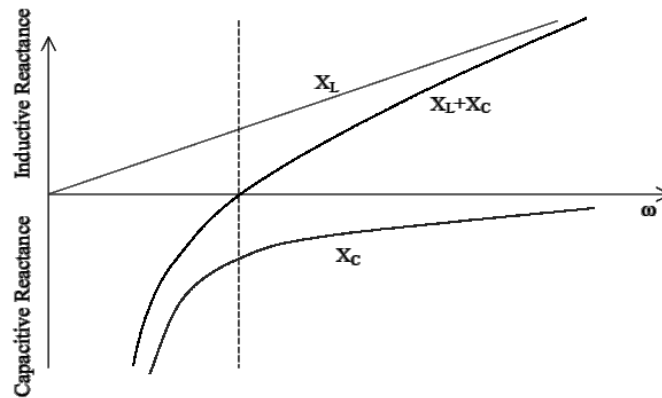
Σχήμα 3.15. Πλάτος ρεύματος συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας

Η συχνότητα ταλάντωσης καθορίζει και τη διαφορά φάσης μεταξύ ρεύματος και τάσης εξόδου του κυκλώματος συντονισμού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.16.



Σχήμα 3.16. Φάση ρεύματος συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας

Επιπλέον, η συνολική αντίδραση του κυκλώματος συντονισμού καθορίζεται από την συχνότητα ταλάντωσης με τον τρόπο που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.17.



Σχήμα 3.17. Αντίδραση συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας

Η διάταξη του κυκλώματος συντονισμού (σε σειρά ή παράλληλα) επιλέγεται ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή και πιο συγκεκριμένα ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του φορτίου εξόδου του συντονισμένου κυκλώματος.

Στόχος σε κάθε περίπτωση είναι η επίτευξη του μέγιστου δυνατού συντελεστή ποιότητας Q.

3.2.2. Η απορροφούμενη ισχύς κατά τον συντονισμό

Κατά το συντονισμό του κυκλώματος των συζευγμένων πηνίων επιτυγχάνεται η μέγιστη δυνατή απορρόφηση ισχύος από το φορτίο που στην προκειμένη περίπτωση είναι ο συσσωρευτής του αυτοκινήτου.

Η μέση ισχύς P_{av} που παρέχεται σε ένα κύκλωμα ταλαντωτή από ημιτονοειδή τάση διέγερσης πλάτους \hat{V}_{in} περιγράφεται [6] από τη σχέση:

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T P dt = \frac{\hat{V}_{in}^2}{2 Z_{i\sigma}} \cos\phi$$

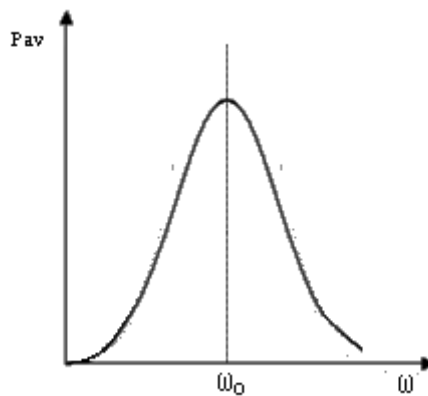
(3.15)

Όπως είναι φανερό, η μέση ισχύς λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της για $\cos\phi = 1$, δηλαδή για $\phi = 0^\circ$. Στην κατάσταση αυτή, η τάση εισόδου και το ρεύμα εξόδου είναι

συμφασικά και η ισοδύναμη αντίσταση Z_{σ} έχει πραγματική και ελάχιστη τιμή, R_{σ} . Τότε:

$$P_{av,max} = \frac{\hat{V}_{in}^2}{2 Z_{\sigma}} = \frac{\hat{V}_{in}^2}{2 R_{\sigma}} \quad (3.16)$$

Στο Σχήμα 3.18 παρουσιάζεται η καμπύλη απορρόφησης ισχύος ενός ταλαντωτή ως συνάρτηση της γωνιακής συχνότητας ταλάντωσης. Είναι εμφανές ότι μέγιστη απορρόφηση ισχύος επιτυγχάνεται για γωνιακή συχνότητα ταλάντωσης ίση με τη συχνότητα συντονισμού των L και C. Επιπλέον, παρατηρείται σημαντική μείωση της απορροφούμενης ισχύος ακόμα και για συχνότητες κοντά στη συχνότητα συντονισμού.



Σχήμα 3.18. Καμπύλη απορρόφησης ισχύος ταλαντωτή συναρτήσει της συχνότητας ταλάντωσης

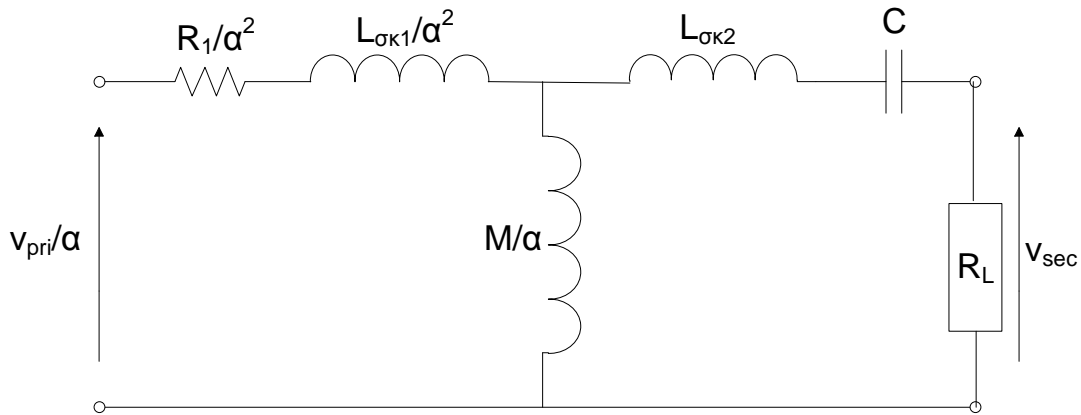
Από τη σχέση (3.16) προκύπτει ότι για $P_{av} = 4kW$ και R_{σ} της τάξης των 5 – 15 Ω, αρκεί τάση εισόδου έως 300V DC, ίση, δηλαδή, με την ανορθωμένη μονοφασική παροχή για να αποδώσει την ζητούμενη ισχύ.

3.2.3. Ο συντονισμός στην προτεινόμενη διάταξη

Στην προτεινόμενη διάταξη η αντίσταση του συντονισμένου κυκλώματος θα είναι η εσωτερική αντίσταση της μπαταρίας του ηλεκτρικού αυτοκινήτου. Η αντίσταση αυτή έχει πολύ μικρή τιμή, της τάξης των 5 – 15Ω, δηλαδή $R \ll L\omega_0$. Για να επιτυγχάνεται ο

μέγιστος δυνατός συντελεστής ποιότητας Q , λοιπόν, επιλέγεται συντονισμός με εν σειρά συνδεσμολογία για τους λόγους που αναλύονται στην §3.2.1.

Το ισοδύναμο κύκλωμα του ιδανικού μετασχηματιστή με δυνατότητα εν σειρά συντονισμού ανηγμένο στο δευτερεύον απεικονίζεται στο Σχήμα 3.19:



Σχήμα 3.19. Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού μετασχηματιστή μεγάλου διακένου με συντονισμένο δευτερεύον

Όπου $\alpha = N1/N2$: ο λόγος μετασχηματισμού.

Είναι φανερό ότι η πηγή v_{pri}/α «βλέπει» ισοδύναμη αντίσταση εξόδου την ακόλουθη:

$$Z_{i\sigma} = \frac{\left[R_L + \frac{1}{j\omega C} + j\omega(L_{\sigma k2}) \right] j\omega \frac{M}{\alpha}}{R_L + \frac{1}{j\omega C} + j\omega(L_{\sigma k2}) + j\omega \frac{M}{\alpha}} + \frac{R_1}{\alpha^2} + j\omega \left(\frac{L_{\sigma k1}}{\alpha^2} \right) = |Z_{i\sigma}| e^{j\varphi} \quad (3.17)$$

Όπου:

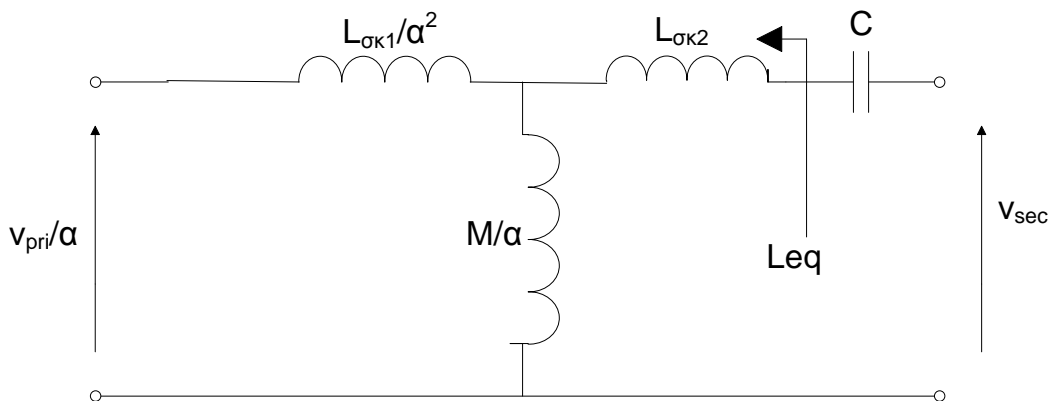
$$\tan\varphi = \frac{\frac{M}{\alpha} \left(\omega R_L^2 - \frac{1}{C} + \omega^2 L_{\sigma k2} \right) + \omega \frac{L_{\sigma k1}}{\alpha^2} \left[R_L^2 + \left(\omega L_{\sigma k2} + \omega \frac{M}{\alpha} - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]}{\frac{M^2}{\alpha^2} R_L \omega^2 + \frac{R_1}{\alpha^2} \left[R_L^2 + \left(\omega L_{\sigma k2} + \omega \frac{M}{\alpha} - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]} \quad (3.18)$$

Για το εξεταζόμενο κύκλωμα, ο έλεγχος διακοπτικής συχνότητας θα προσπαθεί να συγχρονίσει το ρεύμα και την τάση εξόδου, όπως περιγράφεται στην §3.5. Αυτό θα συμβαίνει για $\phi = 0^\circ$:

$$\begin{aligned} \tan\varphi &= \frac{\frac{M}{\alpha} \left(\omega R_L^2 - \frac{1}{C} + \omega^2 L_{\sigma\kappa_2} \right) + \omega \frac{L_{\sigma\kappa_1}}{\alpha^2} \left[R_L^2 + \left(\omega L_{\sigma\kappa_2} + \omega \frac{M}{\alpha} - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]}{\frac{M^2}{\alpha^2} R_L \omega^2 + \frac{R_L}{\alpha^2} \left[R_L^2 + \left(\omega L_{\sigma\kappa_2} + \omega \frac{M}{\alpha} - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right]} = 0 \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{M}{\alpha} \left(\omega R_L^2 - \frac{1}{C} + \omega^2 L_{\sigma\kappa_2} \right) + \omega \frac{L_{\sigma\kappa_1}}{\alpha^2} \left[R_L^2 + \left(\omega L_{\sigma\kappa_2} + \omega \frac{M}{\alpha} - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right] = 0 \Rightarrow \\ &\Rightarrow \omega^4 \frac{L_{\sigma\kappa_1}}{\alpha^2} \left(L_{\sigma\kappa_2}^2 + M^2 + 2 \frac{M L_{\sigma\kappa_2}}{a} \right) + \omega^3 \frac{M L_{\sigma\kappa_2}}{a} + \omega^2 \frac{1}{a} \left(M R_L^2 + \frac{R_L^2 L_{\sigma\kappa_1}}{a} - 2 \frac{L_{\sigma\kappa_1} L_{\sigma\kappa_2}}{a C} - 2 \frac{M L_{\sigma\kappa_1}}{a^2 C} \right) + \omega \frac{M}{\alpha C} + \frac{L_{\sigma\kappa_1}}{\alpha^2 C^2} = 0 \end{aligned} \quad (3.19)$$

Από την επίλυση της σχέσης (3.19) προκύπτουν οι συχνότητες συντονισμού συναρτήσει των στοιχείων του κυκλώματος.

Μια καλή προσέγγιση της συχνότητας συντονισμού δίνει η απλοποίηση του παραπάνω ισοδύναμου κυκλώματος με την αγνόηση των ωμικών στοιχείων. Το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.20.



Σχήμα 3.20. Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικού μετασχηματιστή μεγάλου διακένου με συντονισμένο δευτερεύον

Η συχνότητα συντονισμού στο απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα είναι:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C}}$$

(3.20)

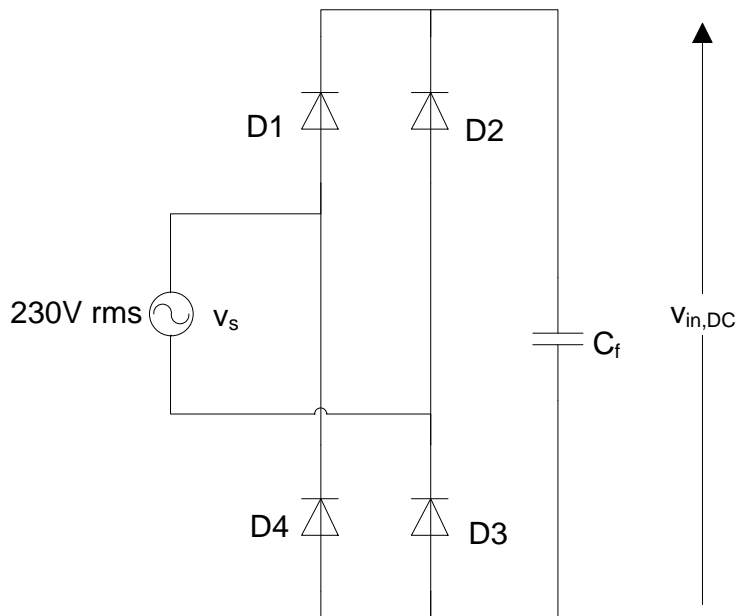
Όπου L_{eq} είναι η ισοδύναμη επαγωγή την οποία «βλέπει» ο πυκνωτής συντονισμού C , δηλαδή:

$$L_{eq} = \left[\left(\frac{L_{\sigma\kappa 1}}{\alpha^2} \right) \parallel \frac{M}{\alpha} \right] + L_{\sigma\kappa 2} = \frac{L_{\sigma\kappa 1} M}{\alpha L_{\sigma\kappa 1} + \alpha^2 M} + L_{\sigma\kappa 2}$$

(3.21)

3.3. Ανορθωτική διάταξη εισόδου

Η υπό μελέτη διάταξη τροφοδοτείται από μονοφασική παροχή εναλλασσόμενης τάσης. Για την ανόρθωση της τάσης αυτής χρησιμοποιείται πλήρης γέφυρα διόδων. Στην έξοδο της γέφυρας ανόρθωσης συνδέεται ένας πυκνωτής ως φίλτρο εξόδου για τη μείωση της κυμάτωσης της ανορθωμένης τάσης εξόδου. Η διάταξη ανόρθωσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.21.



Σχήμα 3.21. Ανορθωτική διάταξη εισόδου με φίλτρο εξόδου C_f

Η είσοδος της βαθμίδας πλήρους ανόρθωσης είναι μονοφασική παροχή τάσης 230 V rms.

Η ανάλυση των μεγεθών που περιγράφουν τις τάσεις και τα ρεύματα της διάταξης γίνεται αναλυτικά στη βιβλιογραφική αναφορά [3] (Μανιάς, Σ. Ν., Καθηγητής Ε.Μ.Π. (2012). ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ, Αθήνα: Εκδόσεις Συμμεών.)

$$v_s = \sqrt{2} \tilde{V}_s \sin\omega t \approx 325 \sin\omega t \text{ Volts}$$

(3.22)

Όπου v_s : η τάση εισόδου, \tilde{V}_s : η ενεργός τιμή της τάσης εισόδου.

Η τάση και το ρεύμα εξόδου της γέφυρας είναι άρτιες συναρτήσεις που περιγράφονται με ανάλυση Fourier από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$v_{in,DC} = \bar{V}_{in,DC} + \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_{in,DC,n} \cos(n\omega t) \text{ Volts} \quad (3.23)$$

Όπου $v_{in,DC}$: η τάση εξόδου, $\bar{V}_{in,DC}$: η μέση τιμή της τάσης εξόδου, $\hat{V}_{in,DC,n}$: το πλάτος της n-οστής αρμονικής της τάσης εξόδου.

$$i_{in,DC} = \bar{I}_{in,DC} + \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_{in,DC,n} \cos(n\omega t - \varphi_n) \quad , \quad \varphi_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right) \quad (3.24)$$

Όπου $i_{in,DC}$: το ρεύμα εξόδου, $\bar{I}_{in,DC}$: η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου, $\hat{I}_{in,DC,n}$: το πλάτος της n-οστής αρμονικής του ρεύματος εξόδου.

Όπου:

$$\bar{V}_{in,DC} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} \tilde{V}_s \sin\omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2} \tilde{V}_s}{\pi} \approx 207V \quad (3.25)$$

$$\hat{V}_{in,DC,n} = \frac{2\sqrt{2} \tilde{V}_s}{\pi} \left(\frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right) \quad , \quad n = 2,4,6, \dots \quad (3.26)$$

$$\bar{I}_{in,DC} = \frac{\bar{V}_{in,DC}}{R} = \frac{2\sqrt{2} \tilde{V}_s}{\pi R} \quad (3.27)$$

$$\hat{I}_{in,DC,n} = \left| \frac{\hat{V}_{in,DC,n}}{Z_{in,DC,n}} \right| \quad , \quad Z_{in,DC,n} = \sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \quad (3.28)$$

Ο συντελεστής κυμάτωσης της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση:

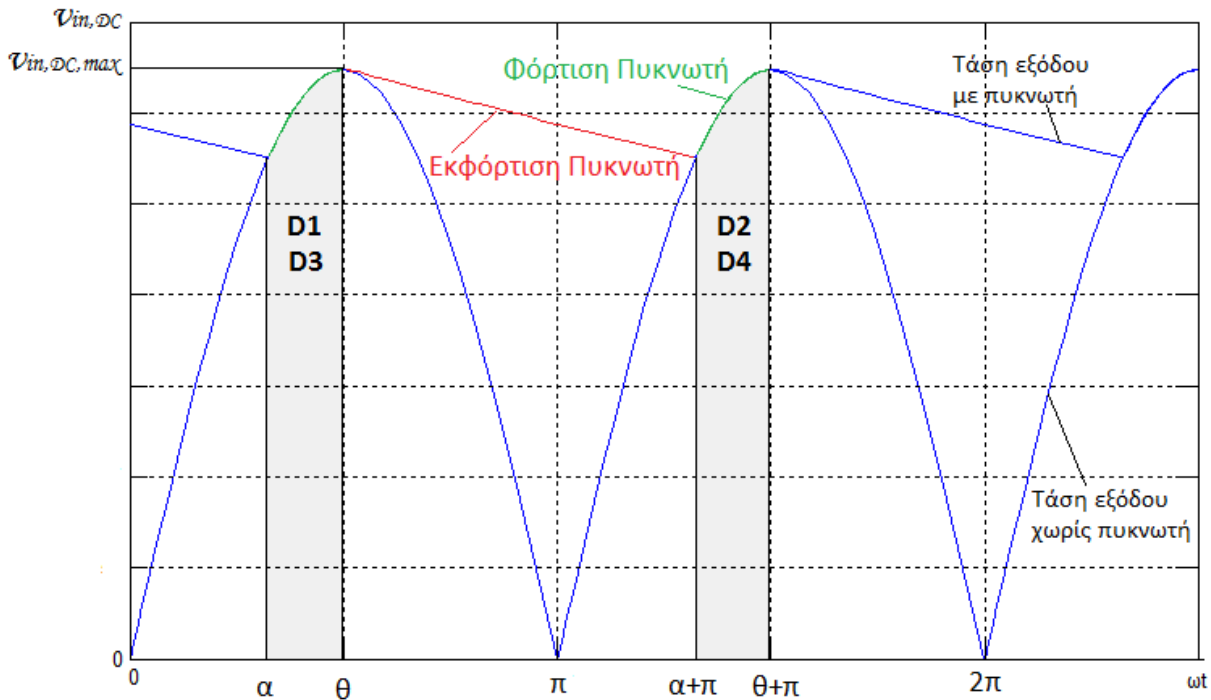
$$RF = \frac{\tilde{V}_{ripple}}{\bar{V}_{in,DC}} \quad (3.29)$$

Όπου η ενεργός τιμή της κυμάτωσης ορίζεται ως εξής:

$$\tilde{V}_{ripple} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \hat{V}_{in,DC,n} \right]^{1/2}$$

(3.30)

Η τάση εξόδου της γέφυρας διόδων είναι ένα ανορθωμένο ημίτονο με μέση τιμή 207V. Όμως η κυμάτωση της είναι τέτοια που επιβάλλει την τοποθέτηση ενός ηλεκτρολυτικού πυκνωτή ως φίλτρο της τάσης εξόδου.



Σχήμα 3.22. Τάση εξόδου γέφυρας πλήρους ανόρθωσης σε αντιπαράβολή με την τάση εξόδου του φίλτρου εξόδου της γέφυρας ανόρθωσης.

Στο Σχήμα 3.22 παρουσιάζεται η τάση εξόδου της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης και η τάση στα άκρα του πυκνωτή που τοποθετείται ως φίλτρο στην έξοδο της γέφυρας.

Με την τοποθέτηση του πυκνωτή, κάθε ζεύγος διόδων άγει από μια γωνία $(\alpha+\pi)$ έως τη γωνία $(\theta+\pi)$, όπου θ : η γωνία κατά την οποία οι διόδοι πολώνονται ανάστροφα.

Κατά συνέπεια η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$v_{in,DC}(\omega t) = \begin{cases} |\sqrt{2} \tilde{V}_s \sin \omega t| & , \quad \text{όταν το ζεύγος διόδων άγει} \\ (\sqrt{2} \tilde{V}_s \sin \theta) e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC}, & \text{όταν το ζεύγος διόδων δεν άγει} \end{cases}$$

(3.31)

Και για $\omega t = \theta$:

$$v_{in,DC}(\theta) = \sqrt{2} \tilde{V}_s \sin\theta \quad (3.32)$$

Επιπλέον, εξαιτίας της συνέχειας, οι κλίσεις των συναρτήσεων της τάσης εξόδου για $\omega t = \theta$ θα είναι ίσες, δηλαδή:

$$\begin{aligned} \left. \frac{d(\sqrt{2} \tilde{V}_s \sin\omega t)}{d(\omega t)} \right|_{\omega t = \theta} &= \left. \frac{d\left((\sqrt{2} \tilde{V}_s \sin\theta)e^{-(\omega t - \theta)/\omega RC}\right)}{d(\omega t)} \right|_{\omega t = \theta} \Rightarrow \\ \Rightarrow \sqrt{2} \tilde{V}_s \cos\theta &= \frac{\sqrt{2} \tilde{V}_s \sin\theta}{-\omega RC} \Rightarrow \frac{1}{\tan\theta} = \frac{1}{-\omega RC} \Rightarrow \theta = \tan^{-1}(-\omega RC) = -\tan^{-1}(\omega RC) \\ &= -\tan^{-1}(\omega RC) + \pi \end{aligned} \quad (3.33)$$

Στην πράξη [$\omega RC \gg \pi$] και συνεπώς $\theta \approx \frac{\pi}{2}$, άρα η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου θα είναι:

$$V_{in,DC,max} = \sqrt{2} \tilde{V}_s \sin\theta = \sqrt{2} \tilde{V}_s = \sqrt{2} \cdot 230 \approx 325V \quad (3.34)$$

Η ελάχιστη τιμή της τάσης εξόδου του πυκνωτή υπολογίζεται ομοίως για $\omega t = (\alpha + \pi)$:

$$V_{in,DC,min} = (\sqrt{2} \tilde{V}_s \sin\theta)e^{-(\alpha + \pi - \theta)/\omega RC} = -\sqrt{2} \tilde{V}_s \sin(\alpha + \pi) \quad (3.35)$$

Από την σχέση αυτή βρίσκεται η γωνία α :

$$(\sin\theta)e^{-(\alpha + \pi - \theta)/\omega RC} - \sin\alpha = 0 \quad (3.36)$$

Η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι:

$$\Delta V_{in,DC} = V_{in,DC,max} - V_{in,DC,min} = \sqrt{2} \tilde{V}_s (1 - \sin\alpha) \quad (3.37)$$

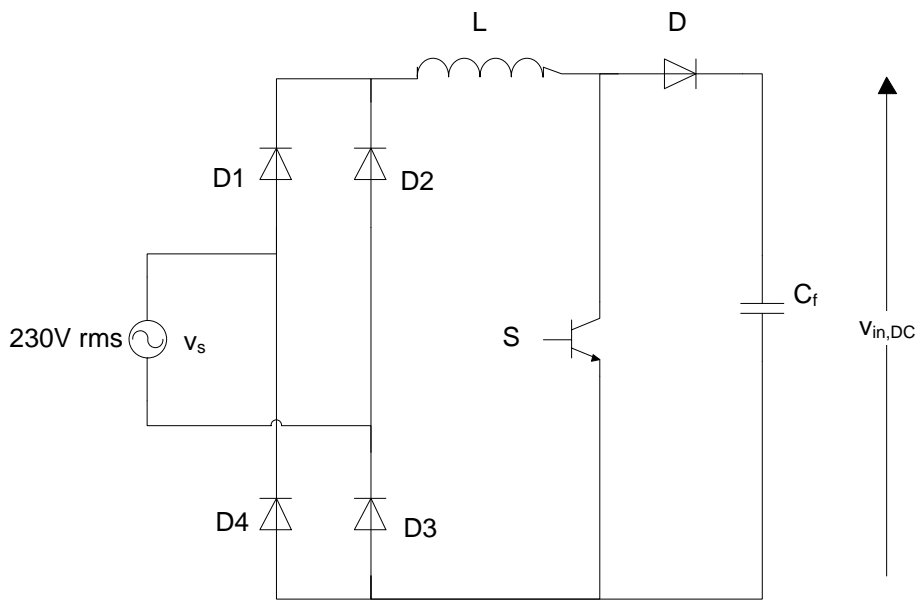
Και για την ελάχιστη τιμή της τάσης εξόδου από τη μελέτη που γίνεται στην αναφορά [3] ισχύει ότι:

$$V_{in,DC,min} = \sqrt{2} \tilde{V}_s e^{-\pi/\omega RC} \quad (3.38)$$

Συνεπώς, από τη σχέση (3.37) συνεπάγεται:

$$\Delta V_{in,DC} = \sqrt{2} \tilde{V}_s (1 - e^{-1/2fRC}) \xrightarrow{e^{-\pi/\omega RC} \approx 1 - \frac{\pi}{\omega RC}} \Delta V_{in,DC} \approx \frac{\sqrt{2} \tilde{V}_s}{2fRC} \quad (3.39)$$

Η βαθμίδα ανόρθωσης πλήρους γέφυρας μονοφασικής παροχής έχει συντελεστή ισχύος $\cos\phi=0,9$ [3]. Ο συντελεστής αυτός μπορεί να βελτιωθεί και να πλησιάσει τη μονάδα αν χρησιμοποιηθεί ενεργό φίλτρο διόρθωσης με μετατροπέα ανύψωσης, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 3.23.



Σχήμα 3.23. Ανορθωτική διάταξη εισόδου με ενεργό φίλτρο διόρθωσης του συντελεστή ισχύος [3]

Μια εναλλακτική επιλογή είναι η ανόρθωση του δευτερεύοντος με μια γέφυρα ελεγχόμενης ανόρθωσης ZVS (Zero Voltage Switching) μοναδιαίου συντελεστή ισχύος όπως αυτή που μελετάται στην αναφορά [23].

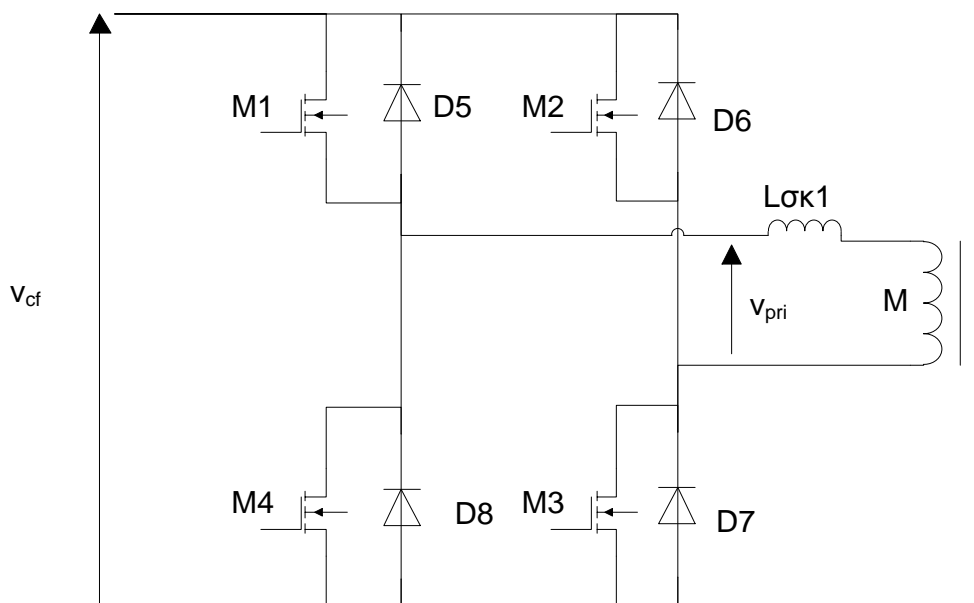
3.4. Βαθμίδα αντιστροφεία

Για την μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση μεταβλητής συχνότητας, επιλέγεται η χρήση μονοφασικού αντιστροφεία πλήρους γέφυρας τροφοδοτούμενου από πηγή συνεχούς τάσης.

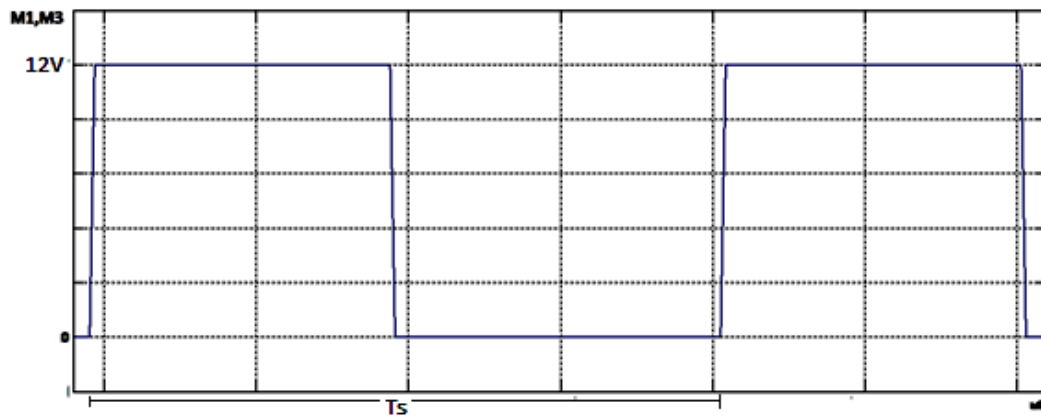
Ως ημιαγωγικά στοιχεία για την υλοποίηση των διακοπών της γέφυρας χρησιμοποιούνται MOSFETs, τα οποία διεγείρονται με οπτοζεύκτες (Σχήμα 3.24).

Ο αντιστροφείας παράγει στην έξοδο προς το πρωτεύον εναλλασσόμενη τάση τετραγωνικής μορφής και μεταβλητής συχνότητας η οποία καθορίζεται από τη μονάδα ελέγχου που περιγράφεται στην §3.5.

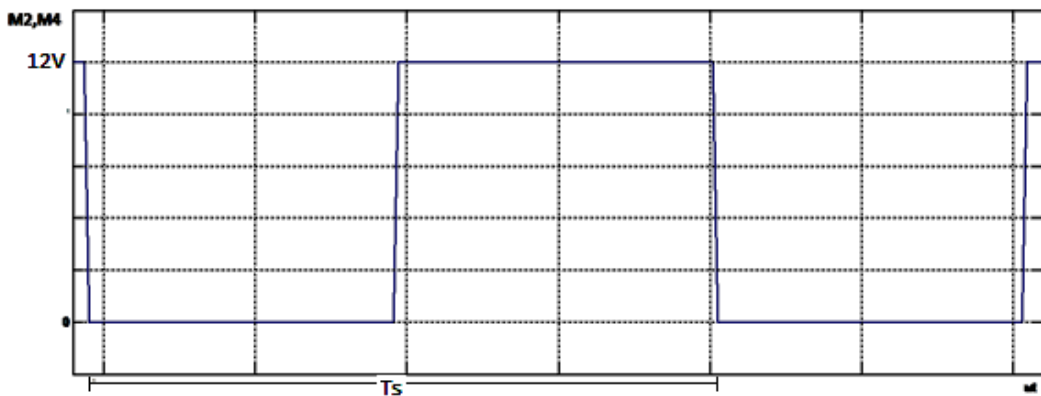
Στο Σχήμα 3.25 παρουσιάζονται οι παλμοί διέγερσης των MOSFETs, εύρους 180°. Όταν άγουν ταυτόχρονα οι διακόπτες M1 και M3, οι διακόπτες M2 και M4 είναι σε αποκοπή και το αντίστροφο.



Σχήμα 3.24. Βαθμίδα αντιστροφεία πλήρους γέφυρας MOSFET



(α)



(β)

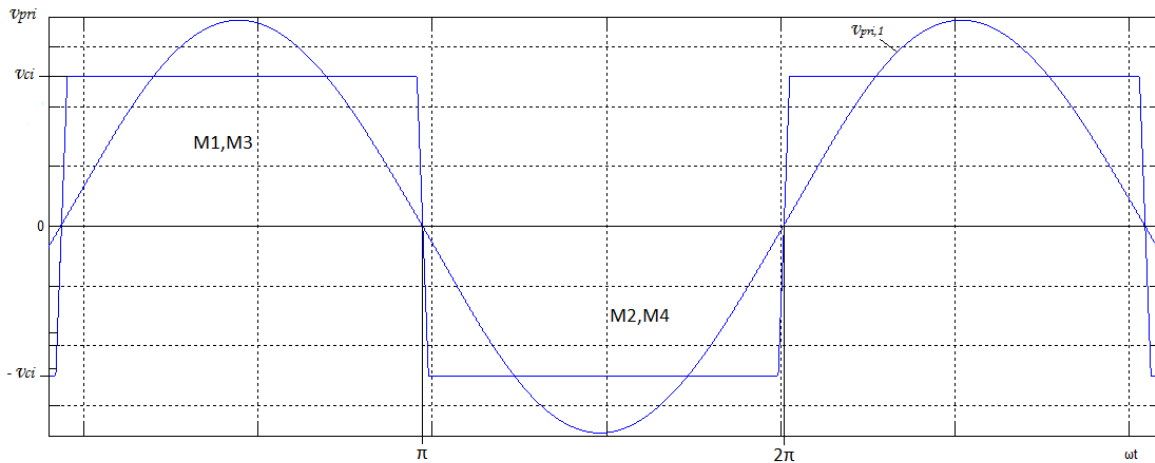
Σχήμα 3.25. Παλμοί διέγερσης διακοπών (α) M1, M3 και (β) M2, M4

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι τετραγωνικής μορφής δύο επιπέδων: v_{cf} και $-v_{cf}$, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.26.

Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου είναι:

$$\hat{V}_{pri,1} = \frac{4\bar{V}_{cf}}{\pi}$$

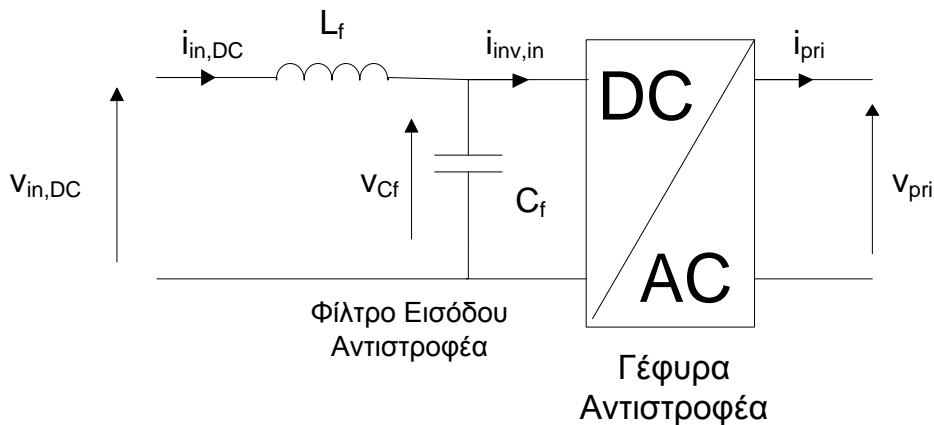
(3.40)



Σχήμα 3.26. Τάση εξόδου αντιστροφέα και η θεμελιώδης συνιστώσα της

3.4.1. Φίλτρο εισόδου αντιστροφέα

Ο αντιστροφέας συνδέεται με την προηγούμενη βαθμίδα του ανορθωτή της μονοφασικής παροχής τάσης μέσω ενός παθητικού φίλτρου L – C.



Σχήμα 3.27. Τοποθέτηση φίλτρου μεταξύ ανορθωτή και αντιστροφέα

Η τοποθέτηση του φίλτρου αυτού στην είσοδο του αντιστροφέα είναι απαραίτητη για την εξάλειψη των αρμονικών του ρεύματος οι οποίες επιβαρύνουν τον ανορθωτή και περνούν στη φάση του δικτύου θέτοντας σε κίνδυνο άλλες συσκευές που βρίσκονται στην ίδια φάση.

Για τον υπολογισμό του φίλτρου στόχος είναι η ελαχιστοποίηση του πλάτους της κυρίαρχης αρμονικής του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα, δηλαδή της 2^{ης} αρμονικής.

Από τη μελέτη σχεδιασμού φίλτρων εισόδου αντιστροφέα που παρουσιάζεται στη βιβλιογραφική πηγή [3] (Μανιάς, Σ. Ν., Καθηγητής Ε.Μ.Π. (2012). ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ, Αθήνα: Εκδόσεις Συμμεών.) προκύπτουν τα ακόλουθα:

Η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα $\bar{I}_{inv,in}$ είναι:

$$\bar{I}_{inv,in} = \frac{B_1 m_a}{2} \cos \varphi_1 \quad (3.41)$$

Και το πλάτος της 2^{ης} αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα είναι:

$$\hat{I}_{inv,in,2} = \frac{B_1 m_a}{2} \quad (3.42)$$

Όπου B_1 : το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, $m_a = \frac{A_r}{A_c}$: ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους του αντιστροφέα και φ_1 : η διαφορά φάσης μεταξύ των θεμελιωδών συνιστωσών ρεύματος και τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

Η σχέση που συνδέει την n-οστή αρμονική συνιστώσα του ρεύματος της πηγής εισόδου του αντιστροφέα $i_{in,DC}$,με την αντίστοιχη συνιστώσα του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα $i_{inv,in,n}$ είναι:

$$i_{in,DC,n} = \frac{1}{\frac{n^2 X_{L_f}}{X_{C_f}} - 1} i_{inv,in,n} \quad (3.43)$$

Αντίστοιχα, η σχέση που συνδέει την n-οστή αρμονική συνιστώσα της τάσης του πυκνωτή του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα $v_{C,n}$,με την αντίστοιχη συνιστώσα του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα $i_{inv,in,n}$ είναι:

$$v_{C,n} = \frac{n X_{L_f} X_{C_f}}{n^2 X_{L_f} - X_{C_f}} i_{inv,in,n} \quad (3.44)$$

Όπου

$$X_{L_f} = 2\pi f_0 L_f \quad (3.45)$$

$$X_{C_f} = \frac{1}{2\pi f_0 C_f}$$

(3.46)

Από τις δυο παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι προκειμένου να μειωθεί κατά το δυνατόν το πλάτος της 2^{ης} αρμονικής του ρεύματος της πηγής εισόδου και το πλάτος της δεύτερης αρμονικής της τάσης στον πυκνωτή πρέπει ιδανικά

$$\frac{1}{\frac{2^2 X_{L_f}}{X_{C_f}} - 1} \rightarrow 0 \text{ και ταυτόχρονα } \frac{n X_{L_f} X_{C_f}}{n^2 X_{L_f} - X_{C_f}} \rightarrow 0$$

(3.47)

Δηλαδή:

$$X_{L_f} \gg X_{C_f} \rightarrow 2\pi f_0 L_f \gg \frac{1}{2\pi f_0 C_f}$$

(3.48)

Η συνθήκη αυτή θεωρητικά επιτρέπει άπειρους συνδυασμούς L_f και C_f , αλλά στην πράξη η επιλογή γίνεται ούτως ώστε το L_f να έχει μικρή τιμή για να μειώνονται οι ωμικές απώλειες στο τύλιγμα του πηνίου.

Επιλέγονται $C_f = 1 \mu\text{F}$ και $L_f = 100 \mu\text{H}$.

3.5. Βαθμίδα παραγωγής και ελέγχου της διακοπτικής συχνότητας αντιστροφέα

Ο βασικότερος παράγοντας της αποδοτικής λειτουργίας του IPTS είναι, όπως αναλύθηκε παραπάνω, ο συγχρονισμός ρεύματος εξόδου με την τάση εξόδου. Ο συγχρονισμός αυτός επιτυγχάνεται για κάθε διάταξη σε μια γωνιακή συχνότητα ω_s , και συνεπώς σε συχνότητα f_s . Ο μόνος τρόπος να ελέγχουμε τη συχνότητα ταλάντωσης της τάσης διέγερσης του IPTS είναι μέσω της διακοπτικής συχνότητας των MOSFET στη γέφυρα του αντιστροφέα.

Η ιδιαιτερότητα της διάταξης του IPTS έγκειται στην μεταβαλλόμενη φυσική απόσταση μεταξύ των πηνίων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος ανάλογα με την απόσταση στάθμευσης του οχήματος από τον τοίχο. Η απόσταση αυτή καθορίζει

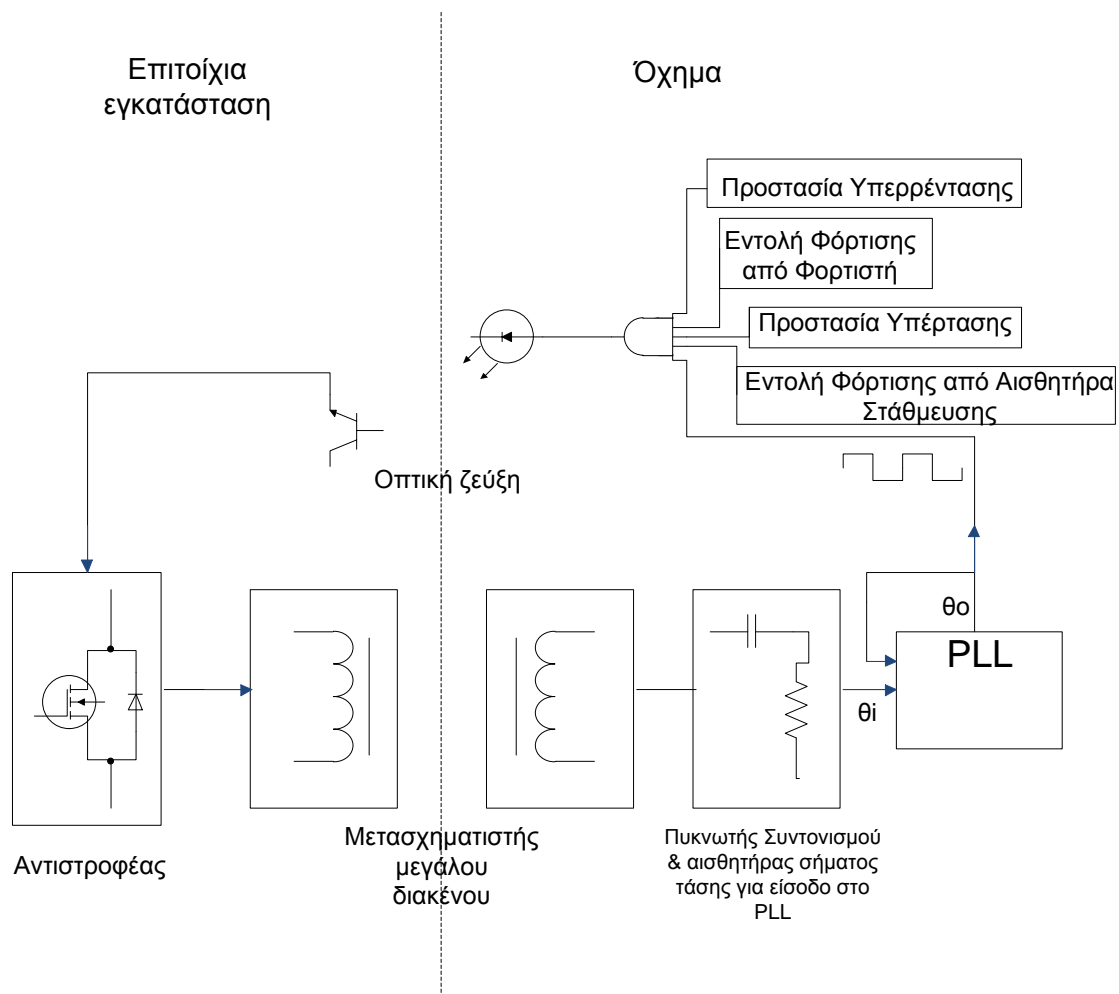
κάθε φορά τις τιμές των επαγωγών σκέδασης και μαγνήτισης και συνεπώς μεταβάλλει την τιμή της συχνότητας συγχρονισμού του ηλεκτρομαγνητικού κυκλώματος.

Λαμβάνοντας υπόψη αυτά τα δεδομένα, το άμεσο συμπέρασμα είναι ότι η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα δεν μπορεί να επιλεγεί εκ των προτέρων, ούτε μπορεί να είναι σταθερή για διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας της διάταξης. Συνεπώς, παρουσιάζεται η ανάγκη σχεδίασης ενός συστήματος ελέγχου ικανού να μεταβάλλει τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα ανάλογα με τις εκάστοτε συνθήκες λειτουργίας της διάταξης.

Η σχεδιαστική προσέγγιση που επιλέγεται στην παρούσα μελέτη αφορά σε έλεγχο κλειστού βρόχου (closed loop control) με χρήση συστήματος συγχρονισμού φάσης (Phase Locked Loop – PLL) (Σχήμα 3.28).

Το PLL λαμβάνει ως σήμα εισόδου την τάση του δευτερεύοντος η οποία εμφανίζεται στα άκρα μιας αντίστασης μεγάλης τιμής, τοποθετημένης παράλληλα με το κύκλωμα συντονισμού L – C, η οποία λειτουργεί ως αισθητήρας τάσης.

Οι εντολές προστασίας υπερέντασης και υπέρτασης καθώς και η εντολή φόρτισης είναι εντολές που θα παρέχονται από το σύστημα διαχείρισης μπαταρίας (BMS) του οχήματος. Η εντολή φόρτισης του αισθητήρα στάθμευσης θα παρέχεται από ειδικό αισθητήρα στάθμευσης που θα εντοπίζει την απόσταση στάθμευσης του οχήματος από τον τοίχο και θα επιτρέπει τη φόρτιση μόνο αν η απόσταση αυτή βρίσκεται εντός των επιτρεπτών ορίων.



Σχήμα 3.28. Διάγραμμα βρόχου ελέγχου διακοπτικής συχνότητας αντιστροφέα

3.5.1. Η λειτουργία του PLL

Το PLL είναι ένα από τα πλέον χρησιμοποιούμενα κυκλώματα αυτομάτου ελέγχου σε διάφορες εφαρμογές, από μικροηλεκτρονικές έως ηλεκτρονικών ισχύος. Η βασική λειτουργία του αποσκοπεί στον συγχρονισμό της εσωτερικώς δημιουργούμενης συχνότητας ταλάντωσής του με μια εξωτερική συχνότητα που λαμβάνεται ως είσοδος στο PLL, μέσω του «κλειδώματος φάσης», δηλαδή του μηδενισμού της διαφοράς φάσης των δυο σημάτων.

Το PLL αποτελείται από τρία βασικά υποκυκλώματα [28]:

1. Τον ανιχνευτή φάσης (Phase Detector)

Ο ανιχνευτής φάσης δουλεύει κατά βάση ως πολλαπλασιαστής δυο σημάτων, έστω $s_1(t) = A_1 \sin[\omega t + \phi_1(t)]$ και $s_2 = A_2 \cos[\omega t + \phi_2(t)]$, με διαφορά φάσης 90° .

Το γινόμενο τους είναι:

$$s_3(t) = s_1(t) \cdot s_2(t) = \frac{A_1 A_2}{2} \sin[\phi_1(t) - \phi_2(t)] + \frac{A_1 A_2}{2} \sin[2\omega t + \phi_1(t) + \phi_2(t)]$$

Ο πρώτος όρος του πολλαπλασιασμού είναι συνάρτηση μόνο της διαφοράς φάσης των δυο σημάτων και είναι ο όρος που χρησιμοποιείται για τον συγχρονισμό των δυο σημάτων εισόδου.

Ο δεύτερος όρος είναι συνάρτηση της διπλάσιας συχνότητας των δυο σημάτων και του αθροίσματος των φάσεών τους. Ο όρος αυτός είναι άχρηστος και εξαλείφεται με τη χρήση του φίλτρου που αναλύεται ακολούθως.

2. Το φίλτρο βρόχου (Loop Filter)

Το φίλτρο χρησιμοποιείται στην έξοδο του ανιχνευτή φάσης για την εξάλειψη του όρου διπλάσιας συχνότητας και του θορύβου και για την διατήρηση της DC συνιστώσας της εξόδου του ανιχνευτή φάσης. Για το λόγο αυτό ενδείκνυται να είναι βαθυπερατό μικρού εύρους.

Το σήμα που περνάει ως έξοδος του φίλτρου είναι συνάρτηση της διαφοράς φάσης των δυο εισόδων και καλείται σήμα σφάλματος (error signal).

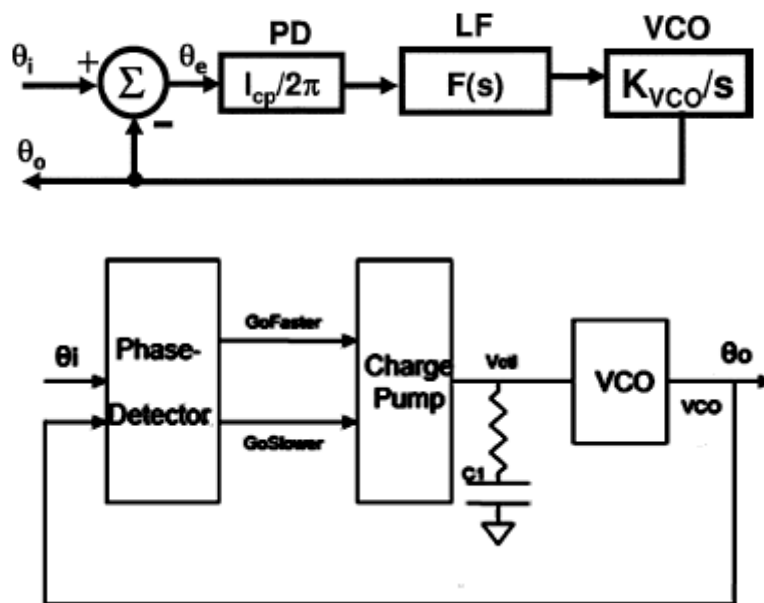
3. Τον ελεγχόμενο από τάση ταλαντωτή (Voltage Controlled Oscillator – VCO)

Ο VCO παράγει ένα περιοδικό σήμα, η συχνότητα του οποίου μεταβάλλεται ανάλογα με ένα σήμα ελέγχου που του παρέχεται ως είσοδος. Αν το σήμα σφάλματος είναι μηδενικό, ο ταλαντωτής παράγει την κεντρική του συχνότητα (quiescent frequency) η οποία είναι προκαθορισμένη. Αλλιώς, μεταβάλλει τη συχνότητα ταλάντωσης με ένα ρυθμό $K_0 = \frac{d\omega_i}{dV}$ Hz/V, για κάθε volt του σήματος σφάλματος.

Τέλος, το σήμα εξόδου του VCO ανατροφοδοτείται στον ανιχνευτή φάσης και είναι το $s_2 = A_2 \cos(\omega_{out} t + \phi_2(t))$ όπου $\omega_{out} = \omega_c + K_0 V(t)$. Η συχνότητα ταλάντωσης του VCO μεταβάλλεται έως ότου το σήμα σφάλματος να μηδενιστεί, δηλαδή τα s_1 και s_2 να συγχρονιστούν, οπότε και το VCO παραμένει στην συχνότητα συγχρονισμού, και συνεπώς το PLL «κλειδώνει» στην επιθυμητή συχνότητα.

3.5.2. Η λειτουργία του Charge – Pump PLL

Στην συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέγεται charge – pump PLL, το οποίο παρουσιάζει ίδια συμπεριφορά με το κλασικό, με τη διαφορά ότι ο ανιχνευτής φάσης είναι ψηφιακός (λειτουργία XOR) και στην έξοδο του συνδέεται το κύκλωμα της charge pump (Σχήμα 3.29 και Σχήμα 3.31) το οποίο μετατρέπει την ψηφιακή έξοδο του σφάλματος της φάσης του ανιχνευτή φάσης σε αναλογικό παλμό ρεύματος σταθερής έντασης και εύρους ανάλογου της διαφοράς φάσης [41][42][43].



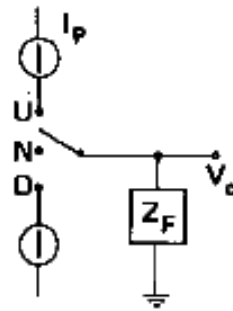
Σχήμα 3.29. Διαγράμματα βαθμίδων Charge-Pump PLL

Στο Σχήμα 3.30 παρουσιάζεται το κύκλωμα της Charge Pump που αποτελείται από πηγή σταθερού ρεύματος και έναν διακόπτη τριών θέσεων. Οι λειτουργίες της είναι τρεις:

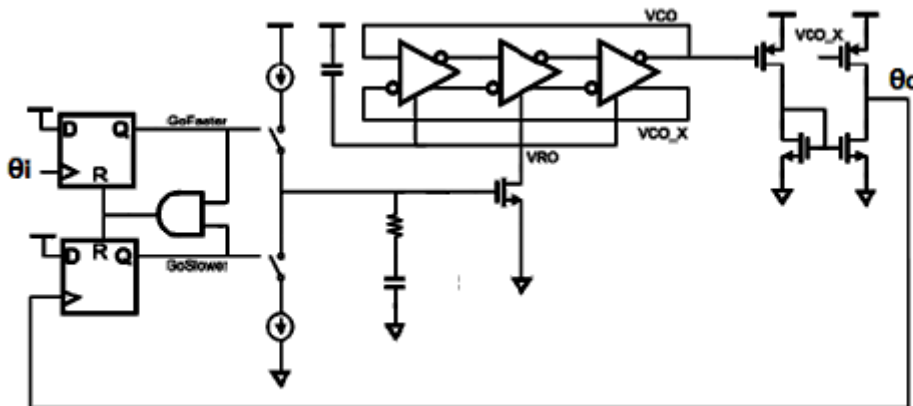
- Up – U: όταν ανιχνεύεται θετική διαφορά φάσης ο διακόπτης κλείνει στο U και στην έξοδο της Charge Pump περνάει ένα θετικό ρεύμα σταθερής έντασης I_p που συνεπάγεται την αύξηση της συχνότητας του VCO που ακολουθεί.
- Down – D: όταν ανιχνεύεται αρνητική διαφορά φάσης ο διακόπτης κλείνει στο D και στην έξοδο της Charge Pump περνάει ένα αρνητικό ρεύμα σταθερής έντασης I_p που συνεπάγεται τη μείωση της συχνότητας του VCO που ακολουθεί.

- Neutral – N: όταν ανιχνεύεται μηδενική διαφορά φάσης ο διακόπτης κλείνει στο N και στην έξοδο της Charge Pump περνάει μηδενικό ρεύμα που συνεπάγεται την διατήρηση της συχνότητας του VCO που ακολουθεί.

Στην έξοδο της Charge Pump συνδέεται βαθυπερατό φίλτρο Z_F που φιλτράρει την παλμοσειρά ρεύματος της Charge Pump και προωθεί προς το VCO μόνο την DC συνιστώσα αυτών.



Σχήμα 3.30. Κύκλωμα Charge Pump



Σχήμα 3.31. Λογικό διάγραμμα Charge-Pump PLL

Οι σχέσεις που περιγράφουν τη λειτουργία του Charge – Pump PLL και τις συναρτήσεις μεταφοράς του παρατίθενται συνοπτικά στη συνέχεια.

Η έξοδος του ανιχνευτή φάσης, δηλαδή το σφάλμα φάσης ορίζεται ως:

$$\theta_e = \theta_i - \theta_o$$

(3.49)

Το ρεύμα της Charge Pump είναι σταθερό και ίσο με I_p και η μέση τιμή αυτού (μέση τιμή ρεύματος σφάλματος) είναι:

$$i_d = \frac{I_p \theta_e}{2\pi} \quad (3.50)$$

Η τάση ελέγχου του VCO είναι ίση με:

$$V_c(s) = I_d(s)Z_F(s) = \frac{I_p(s)\theta_e(s)}{2\pi} Z_F(s) \quad (3.51)$$

Η φάση εξόδου του VCO, για κέρδος K_o είναι:

$$\theta_o(s) = K_o \frac{V_c(s)}{s} \quad (3.52)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του Charge – Pump PLL είναι:

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_o I_p Z_F(s)}{2\pi s + K_o I_p Z_F(s)} = H(s) \quad (3.53)$$

Και ο λόγος της φάσης σφάλματος προς την φάση εισόδου είναι:

$$\frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{2\pi s}{2\pi s + K_o I_p Z_F(s)} = 1 - H(s) \quad (3.54)$$

Τέλος, το φίλτρο που χρησιμοποιείται στη συγκεκριμένη εφαρμογή είναι πρώτης τάξης:

$$Z_{F_2}(s) = R + \frac{1}{sC} \quad (3.55)$$

Η έξοδος του VCO του PLL καθορίζει την διακοπτική συχνότητα της γέφυρας του αντιστροφέα, η οποία με τη σειρά της καθορίζει τη συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης που εφαρμόζεται στο πρωτεύον και κατά συνέπεια τη συχνότητα του ρεύματος στο δευτερεύον από όπου λαμβάνεται η είσοδος του PLL. Οπότε, στην πράξη ισχύει ότι $\theta_{i_{k+1}} = \theta_{o_k} + \theta_{circuit_{k+1}}$, όπου $\theta_{i_{k+1}}$: η φάση εισόδου του PLL στον (k+1) κύκλο, θ_{o_k} : η φάση της συχνότητας εξόδου του VCO στον (k) κύκλο και $\theta_{circuit_{k+1}}$: η φάση που εισάγει το ισοδύναμο κύκλωμα του μετασχηματιστή στη συχνότητα $f(\theta_{o_k})$.

Όταν η συχνότητα του VCO γίνει ίση με τη συχνότητα συντονισμού του μετασχηματιστή, $\theta_{circuit_{k+1}} = 0$ και $\theta_{i_{k+1}} = \theta_{o_k}$, δηλαδή στη είσοδο του ανιχνευτή

φάσης εισάγονται δυο σήματα ίδιας φάσης, με αποτέλεσμα η έξοδος του να μηδενίζεται και το PLL να έχει πλέον συγχρονίσει.

3.5.3. Επιλογή των παραμέτρων του Charge – Pump PLL

Οι παράμετροι του PLL καθορίζουν πλήρως τη συμπεριφορά του, τόσο από άποψη ευστάθειας όσο και από άποψη χρόνου που χρειάζεται έως ότου επιτευχθεί ο συγχρονισμός της φάσης.

- Σχεδιασμός φίλτρου

Το βαθυπερατό φίλτρο του PLL επιλέγεται πρώτης τάξης R – C.

Για συχνότητα αποκοπής: $f_{cut-off} = 10000Hz$

Η συχνότητα δειγματοληψίας στο Simulink έχει επιλεγεί ίση με $F_s = 10^9 Hz = 1GHz$

Άρα η κανονικοποιημένη συχνότητα αποκοπής είναι:

$$f_n = \frac{f_{cut-off}}{\frac{F_s}{2}} = \frac{10000}{0.5 \cdot 10^9} = 0.00002$$

(3.56)

Υπολογίζοντας τους συντελεστές βαθυπερατού φίλτρου Butterworth μέσω Matlab με την εντολή:

```
[b,a] = butter(1,2e-005,'s')
```

(3.57)

Λαμβάνονται οι συντελεστές του πολυωνύμου αριθμητή:

```
b = 1.0e-004 * [0 0.2000]
```

και του παρονομαστή:

```
a = [1.0000 0.00002]
```

Οι οποίοι εισάγονται στις παραμέτρους του φίλτρου του Charge – Pump PLL, πολλαπλασιασμένοι με τα απαιτούμενα κέρδη κάθε σταδίου.

Συνεπώς, το φίλτρο έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$H(s) = \frac{2 \cdot 10^{-5}}{1 + s \cdot 2 \cdot 10^{-5}}$$

(3.58)

- Επιλογή Ευαισθησίας VCO

Η ευαισθησία του PLL όπως αναφέρθηκε προηγουμένως αναφέρεται στο ρυθμό μεταβολής της συχνότητας εξόδου του VCO σε σχέση με την τάση εισόδου του, με βάση τη σχέση:

$$K_0 = \frac{df_i}{dV} \text{ Hz/V}$$

(3.59)

Επιλέγεται $K_0 = 1000 \text{ Hz/V}$.

- Επιλογή συχνότητας αναφοράς VCO

Η συχνότητα αναφοράς f_Q (quiescent frequency) του VCO είναι η αρχική συχνότητα ταλάντωσής του, πριν επιχειρηθεί διόρθωση αυτής με τα εισερχόμενα δεδομένα στο PLL. Για λόγους ευστάθειας, η συχνότητα αναφοράς επιλέγεται σχετικά μικρότερη από την ελάχιστη αναμενόμενη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος.

Επιλέγεται $f_Q = 45000 \text{ Hz}$.

3.6. Βαθμίδα ανορθωτή δευτερεύοντος

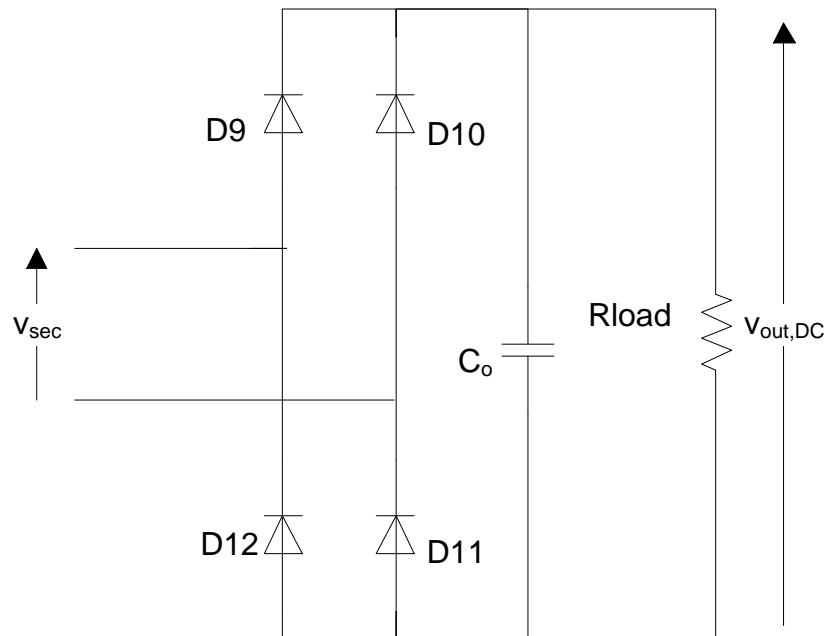
Το επόμενο στάδιο προκειμένου η διάταξη να μπορεί να συνδεθεί στο σύστημα διαχείρισης μπαταρίας (BMS) είναι, όπως προδιαγράφεται, η ανόρθωση της εξόδου του δευτερεύοντος, ώστε να δημιουργηθεί η απαιτούμενη τάση DC.

3.6.1. Υλοποίηση με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης

Αρχικά, επιλέγεται η τοποθέτηση γέφυρας πλήρους ανόρθωσης στην έξοδο του συντονισμένου δευτερεύοντος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.32.

Η τάση εξόδου της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης περιγράφεται από τις σχέσεις που μελετήθηκαν προηγουμένως στην §3.3.

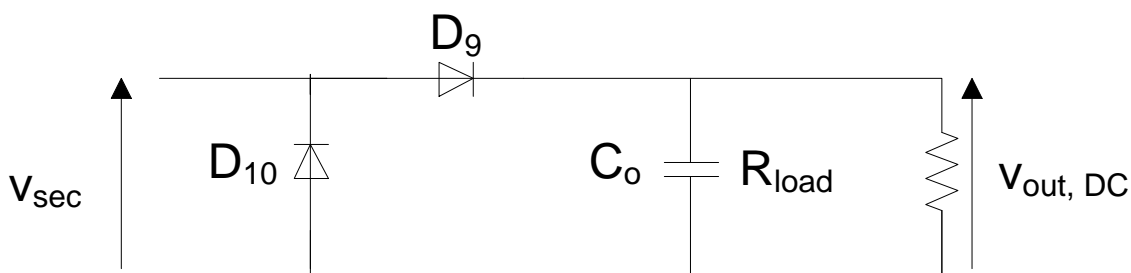
Επιλέγεται ξανά η τοποθέτηση ηλεκτρολυτικού πυκνωτή ως φίλτρο εξόδου της γέφυρας για την ελαχιστοποίηση της κυμάτωσης της συνεχούς τάσης εξόδου της βαθμίδας ανόρθωσης.



Σχήμα 3.32. Γέφυρα πλήρους ανόρθωσης δευτερεύοντος

3.6.2. Υλοποίηση με γέφυρα ημιανόρθωσης

Στοχεύοντας στη διατήρηση του χαμηλού κόστους κατασκευής του μελετώμενου συστήματος, το οποίο είναι και το βασικό στοιχείο που το καθιστά άξιο μελέτης και υλοποίησης, παρουσιάζεται ακολούθως μια απλή εναλλακτική μέθοδος ανόρθωσης της τάσης εξόδου με παθητική διάταξη η οποία αποτελεί παραλλαγή της κλασικής γέφυρας ημιανόρθωσης [2] και παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.33.



Σχήμα 3.33. Κύκλωμα γέφυρας ημιανόρθωσης

Η μαθηματική περιγραφή του κυκλώματος ανόρθωσης είναι περίπλοκη καθώς το ισοδύναμο κύκλωμα αλλάζει μορφή σε κάθε ημιπερίοδο λειτουργίας.

Ακολούθως, γίνεται μια προσεγγιστική περιγραφή της λειτουργίας του κυκλώματος ανόρθωσης και στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται η προσομοίωσή του μέσω Simulink, η οποία επιβεβαιώνει τη αναμενόμενη συμπεριφορά του κυκλώματος.

Το ισοδύναμο κύκλωμα κατά τη θετική ημιπερίοδο λειτουργίας:



Σχήμα 3.34. Ισοδύναμο κύκλωμα ημιανορθωτή στη θετική ημιπερίοδο της τάσης εισόδου

Με βάση τη Θεωρία Δικτύων και τη Θεωρία Συστημάτων Αυτομάτου Ελέγχου το ισοδύναμο κύκλωμα απεικονίζεται στο Σχήμα 3.34 και περιγράφεται με τη μέθοδο των εξισώσεων κατάστασης. Στη μέθοδο αυτή η δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος περιγράφεται από ένα σύστημα διαφορικών εξισώσεων πρώτης τάξης [17][2]. Η περιγραφή βασίζεται σε ένα ελάχιστο σύνολο ανεξάρτητων μεταβλητών του δικτύου, τις μεταβλητές κατάστασης. Όλες οι μεταβλητές του κυκλώματος εκφράζονται κατά μοναδικό τρόπο συναρτήσει των μεταβλητών κατάστασης.

Η κανονική μορφή των εξισώσεων κατάστασης είναι:

$$\frac{d\underline{x}}{dt} = A\underline{x} + B\underline{u} \quad (3.60)$$

$$\underline{y} = C\underline{x} + D\underline{u} + D' \frac{d\underline{u}}{dt} \quad (3.61)$$

Όπου \underline{x} : το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης, \underline{u} : το διάνυσμα των ανεξάρτητων πηγών, \underline{y} : το διάνυσμα των αποκρίσεων και A, B, C, D, D': οι μήτρες περιγραφής των σχέσεων.

Στο συγκεκριμένο ισοδύναμο κύκλωμα, το διάνυσμα κατάστασης είναι:

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_C \\ v_{C_o} \\ i_L \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

Το διάνυσμα εισόδου έχει μια μόνο τιμή:

$$\underline{u} = u = v_{sec} \quad (3.63)$$

Ο νόμος τάσεων Kirchhoff δίνει:

$$v_{sec} = v_L + v_C + v_{C_o} = L \frac{di_L}{dt} + v_C + v_{C_o} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{sec} - v_C - v_{C_o}}{L} \quad (3.64)$$

Και

$$\left. \begin{aligned} v_{sec} = v_L + v_C + v_R = L \frac{di_L}{dt} + v_C + Ri_R \\ i_R = i_L - i_{C_o} \\ i_{C_o} = C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} \end{aligned} \right\} \xrightarrow{(3.64)} \frac{dv_{C_o}}{dt} = \frac{i_L}{C_o} - \frac{v_{C_o}}{RC_o} \quad (3.65)$$

Ο νόμος ρευμάτων Kirchhoff δίνει:

$$i_L = i_C = C \frac{dv_C}{dt} \rightarrow \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} \quad (3.66)$$

Άρα

$$\frac{d\underline{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{dv_C}{dt} \\ \frac{dv_{C_o}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & -\frac{1}{RC_o} & \frac{1}{C_o} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ v_{C_o} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} v_{sec} \quad (3.67)$$

Το διάνυσμα απόκρισης:

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} v_{out,DC} \\ i_{out,DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C_o} \\ i_R \end{bmatrix} = C\underline{x} + D\underline{u} + D' \frac{du}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ v_{C_o} \\ i_L \end{bmatrix} + [\emptyset]\underline{u} + [\emptyset] \frac{du}{dt} \quad (3.68)$$

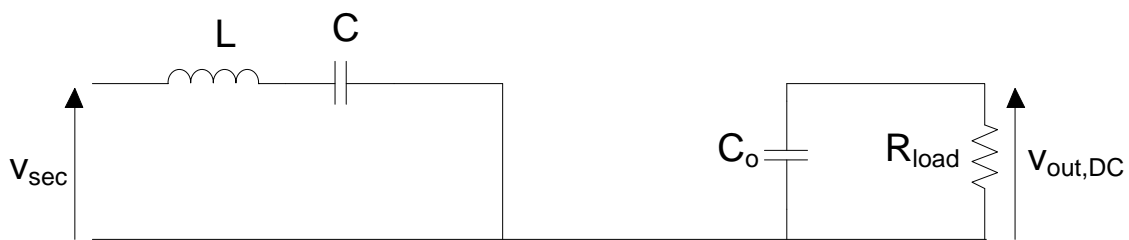
Παίρνοντας τον μετασχηματισμό Laplace των εξισώσεων κατάστασης, προκύπτει:

$$s\underline{X}(s) - \underline{x}(0) = A\underline{X}(s) + B\underline{U}(s) \rightarrow \underline{X}(s) = (sI - A)^{-1}B\underline{U}(s) + (sI - A)^{-1}\underline{x}(0) \quad (3.69)$$

$$\underline{Y}(s) = C\underline{X}(s) + D\underline{U}(s) \xrightarrow{D=[\emptyset]} \underline{Y}(s) = C[(sI - A)^{-1}B\underline{U}(s) + (sI - A)^{-1}\underline{x}(0)] \quad (3.70)$$

Όπου $\underline{x}(0)$: οι αρχικές συνθήκες του \underline{x} .

Το ισοδύναμο κύκλωμα κατά την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας:



Σχήμα 3.35. Ισοδύναμο κύκλωμα ημιανορθωτή στην αρνητική ημιπερίοδο της τάσης εισόδου

Διατηρώντας τις προηγούμενες μεταβλητές κατάστασης, το ισοδύναμο κύκλωμα κατά την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας απεικονίζεται στο Σχήμα 3.35 και περιγράφεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$v_{sec} = L \frac{di_L}{dt} + v_C \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{in} - v_C}{L} \quad (3.71)$$

$$i_L = i_C = C \frac{dv_C}{dt} \rightarrow \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} \quad (3.72)$$

Και

$$v_{C_o} = Ri_R = Ri_{C_o} = RC_o \frac{dv_{C_o}}{dt} \rightarrow \frac{dv_{C_o}}{dt} = \frac{v_{C_o}}{RC_o} \quad (3.73)$$

$$\frac{d\underline{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{dv_C}{dt} \\ \frac{dv_{C_o}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & \frac{1}{RC_o} & 0 \\ -\frac{1}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ v_{C_o} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} v_{sec} \quad (3.74)$$

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} v_{out,DC} \\ i_{out,DC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{C_o} \\ i_R \end{bmatrix} = C\underline{x} + D\underline{u} + D' \frac{d\underline{u}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ v_{C_o} \\ i_L \end{bmatrix} + [\emptyset]\underline{u} + [\emptyset] \frac{d\underline{u}}{dt} \quad (3.75)$$

Παίρνοντας τον μετασχηματισμό Laplace των εξισώσεων κατάστασης, προκύπτει:

$$s\underline{X}(s) - \underline{x}(0) = A\underline{X}(s) + B\underline{U}(s) \rightarrow \underline{X}(s) = (sI - A)^{-1}B\underline{U}(s) + (sI - A)^{-1}\underline{x}(0) \quad (3.76)$$

$$\underline{Y}(s) = C\underline{X}(s) + D\underline{U}(s) \xrightarrow{D=[\emptyset]} \underline{Y}(s) = C[(sI - A)^{-1}B\underline{U}(s) + (sI - A)^{-1}\underline{x}(0)] \quad (3.77)$$

Όπου $\underline{x}(0)$: οι αρχικές συνθήκες του \underline{x} .

Η περιγραφή της λειτουργίας της γέφυρας ημιανόρθωσης

Κατά την θετική ημιπερίοδο λειτουργίας, ανορθώνεται το άθροισμα της τάσης του πηνίου δευτερεύοντος και του εν σειρά πυκνωτή του δευτερεύοντος, δηλαδή περνάει η θετική τάση και «γεμίζει» τον πυκνωτή που χρησιμοποιείται ως φίλτρο εξόδου της ημιανόρθωσης.

Κατά την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας, ο πυκνωτής εξόδου «αδειάζει» στο φορτίο, ενώ το εν σειρά συντονισμένο κύκλωμα πηνίου – πυκνωτή δευτερεύοντος βραχυκυκλώνεται με αποτέλεσμα να ταλαντώνει σε συντονισμό με σχεδόν μηδενική αντίσταση R , δηλαδή με μεγάλο Q , όπως αναλύθηκε στην §3.2.1.

Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να διπλασιάζεται στο τέλος αυτή της ημιπεριόδου η τάση στα άκρα του εν σειρά συντονισμένου κυκλώματος $L - C$ και να αποθηκεύεται σε αυτό ποσότητα ενέργειας η οποία είναι διαθέσιμη στην επόμενη θετική ημιπερίοδο μαζί με την ενέργεια που θα παρέχει η πηγή στην ημιπερίοδο αυτή. Συνεπώς, στην επόμενη θετική ημιπερίοδο, ο πυκνωτής εξομάλυνσης «βλέπει» διπλάσια τάση και μεγαλύτερη διαθέσιμη ενέργεια από την οποία μπορεί να «γεμίσει».

Κεφάλαιο 4. Προσομοίωση ολικού συστήματος

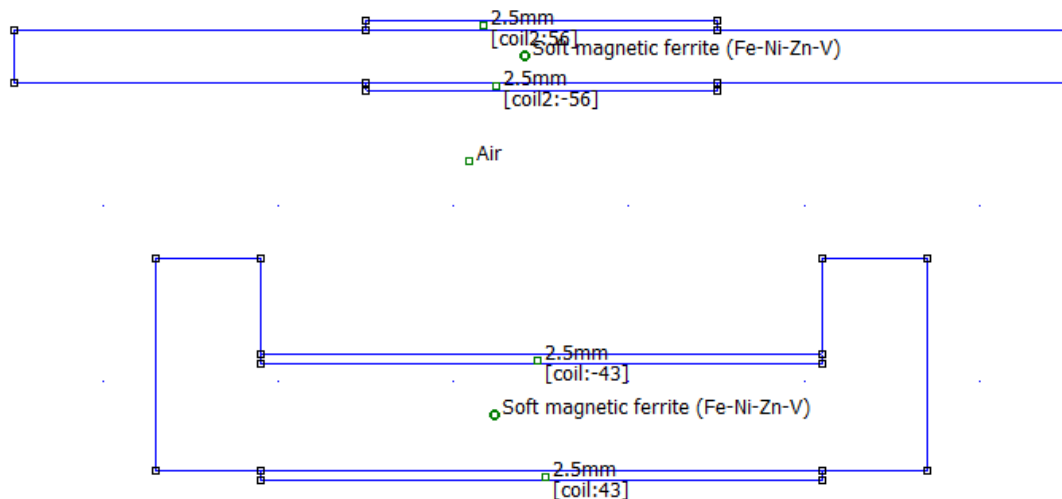
4.1. Προσομοίωση Μαγνητικού Κυκλώματος με FEMM

Μετά την ολοκλήρωση της διαδικασίας καθορισμού των παραμέτρων της προσομοίωσης, ακολουθεί η εκτέλεση ενός αριθμού προσομοιώσεων για διάφορους συνδυασμούς θέσεων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος.

Σκοπός της διαδικασίας αυτής είναι η εκμετάλλευση των υπολογιστικών δυνατοτήτων του προγράμματος FEMM για τον υπολογισμό των αυτεπαγωγών του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος, της αμοιβαίας επαγωγής, των επαγωγών σκέδασης και του ιδιαίτερης σημασίας για τη μελέτη συντελεστή σύζευξης των πηνίων.

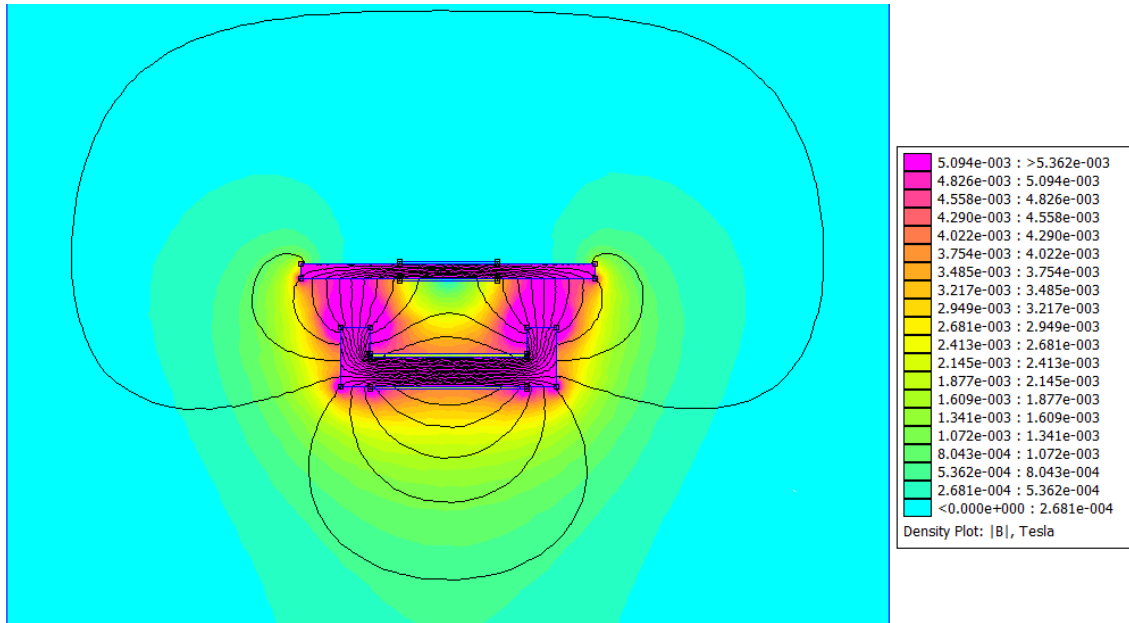
Η γνώση των ανωτέρω στοιχείων είναι απαραίτητη για την μετέπειτα προσομοίωση ολόκληρης της διάταξης στο πρόγραμμα Simulink του Matlab.

Η τελική διάταξη του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος φαίνεται στο Σχήμα 4.1.



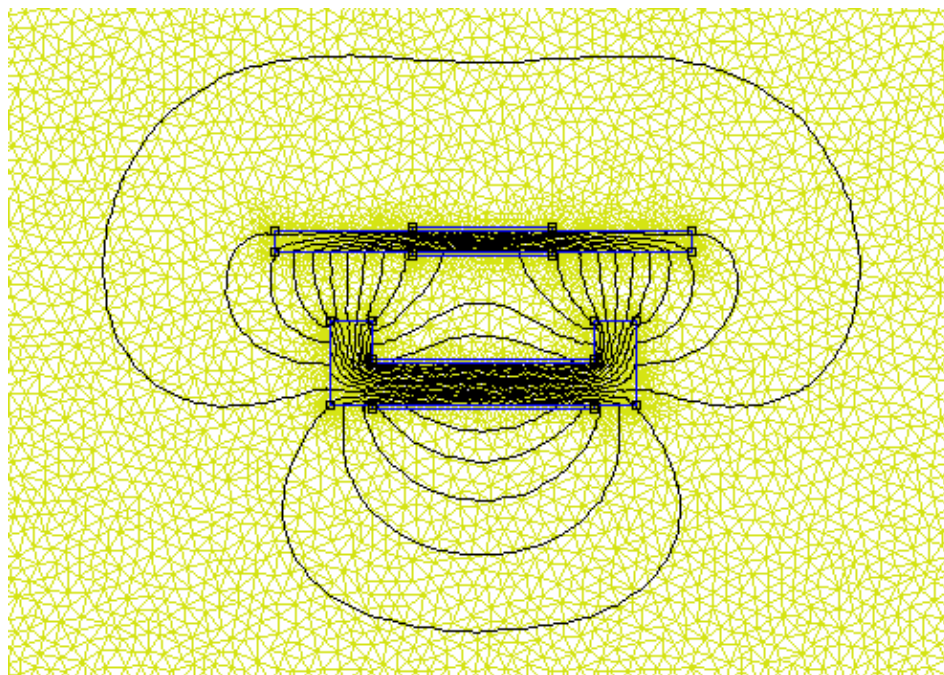
Σχήμα 4.1. Κάτοψη σχεδίου μετασχηματιστή χωρισμένων πυρήνων στο FEMM

Η προσομοίωση του παραπάνω ηλεκτρομαγνητικού συστήματος από το FEMM δίνει το ακόλουθο μαγνητικό πεδίο (Σχήμα 4.2):



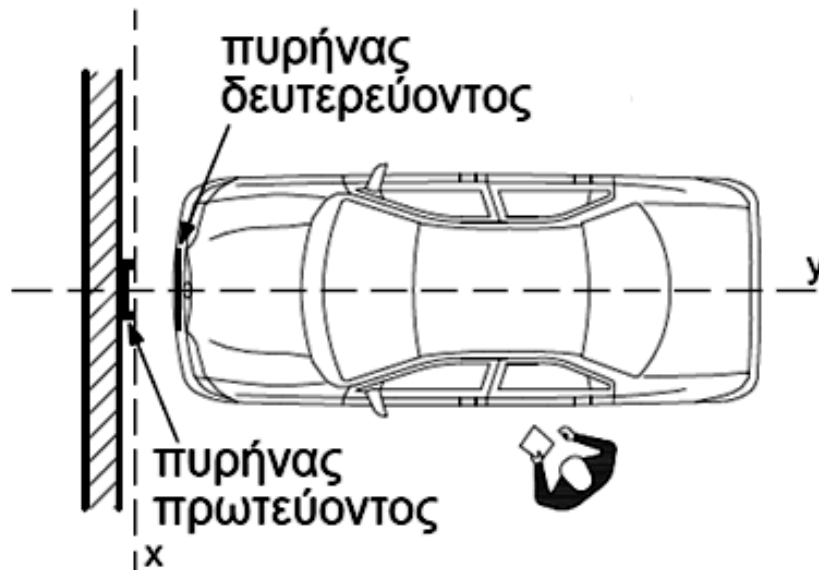
Σχήμα 4.2. Υπολογισμός πυκνότητας μαγνητικού πεδίου με προσομοίωση στο FEMM

Ο υπολογισμός του πεδίου από το FEMM γίνεται με τη μέθοδο της ανάλυσης των πεπερασμένων στοιχείων. Αν δεν επιλεγεί από το σχεδιαστή κάποια συγκεκριμένη τιμή (mesh size), το FEMM ορίζει αυτόματα την επιφάνεια των τριγώνων των στοιχείων, η οποία καθορίζει και την ακρίβεια των αποτελεσμάτων. Στην συγκεκριμένη προσομοίωση ο αυτόματος διαχωρισμός σε στοιχεία (mesh) λαμβάνει την ακόλουθη μορφή (Σχήμα 4.3):



Σχήμα 4.3. Χωρισμός εξεταζόμενης επιφάνειας σε πεπερασμένα στοιχεία (mesh) μέσω FEMM

Πραγματοποιούνται επαναλήψεις [Παράρτημα] για τις εξής σχετικές μετατοπίσεις μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος ως προς τους άξονες που σχεδιάζονται στο Σχήμα 4.4:



Σχήμα 4.4. Άξονες μετατόπισης x και y

- Κατακόρυφη μετατόπιση ως προς τον άξονα y.

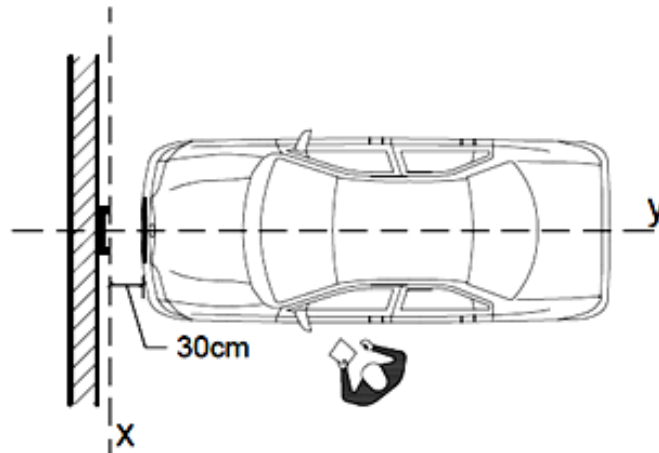
Η μετατόπιση ως προς τον άξονα y (άξονα συμμετρίας) γίνεται με το δευτερεύον απόλυτα κεντραρισμένο ως προς το πρωτεύον (οριζόντια μετατόπιση $x = 0$ από τον άξονα συμμετρίας), όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4.

Η ελάχιστη εξεταζόμενη απόσταση είναι τα 10cm και η μέγιστη τα 30cm (Σχήμα 4.5).

- Οριζόντια μετατόπιση ως προς τον άξονα x.

Η μετατόπιση ως προς τον άξονα x (όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4) γίνεται για σταθερή κατακόρυφη απόσταση $y = 10$ cm. Η μετατόπιση μετράται από τον άξονα συμμετρίας όπου θεωρείται $x=0$ και προς θετικές μετατοπίσεις από 0cm έως 20cm.

Δεν εκτελούνται προσομοιώσεις για αρνητικές μετατοπίσεις από τον άξονα συμμετρίας καθώς οι τιμές θα προκύψουν ίδιες λόγω της συμμετρίας.



Σχήμα 4.5. Μέγιστη εξεταζόμενη μετατόπιση στον άξονα y

4.1.1. Υπολογισμός Αυτεπαγωγών με χρήση του FEMM

Στο εγχειρίδιο χρήσης του FEMM (§2.3.11) [15] παρουσιάζεται ο ακόλουθος τρόπος υπολογισμού της αυτεπαγωγής καθενός από τα δυο συζευγμένα πηνία, χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα της ανάλυσης που παρέχει το πρόγραμμα.

Με βάση την σχέση:

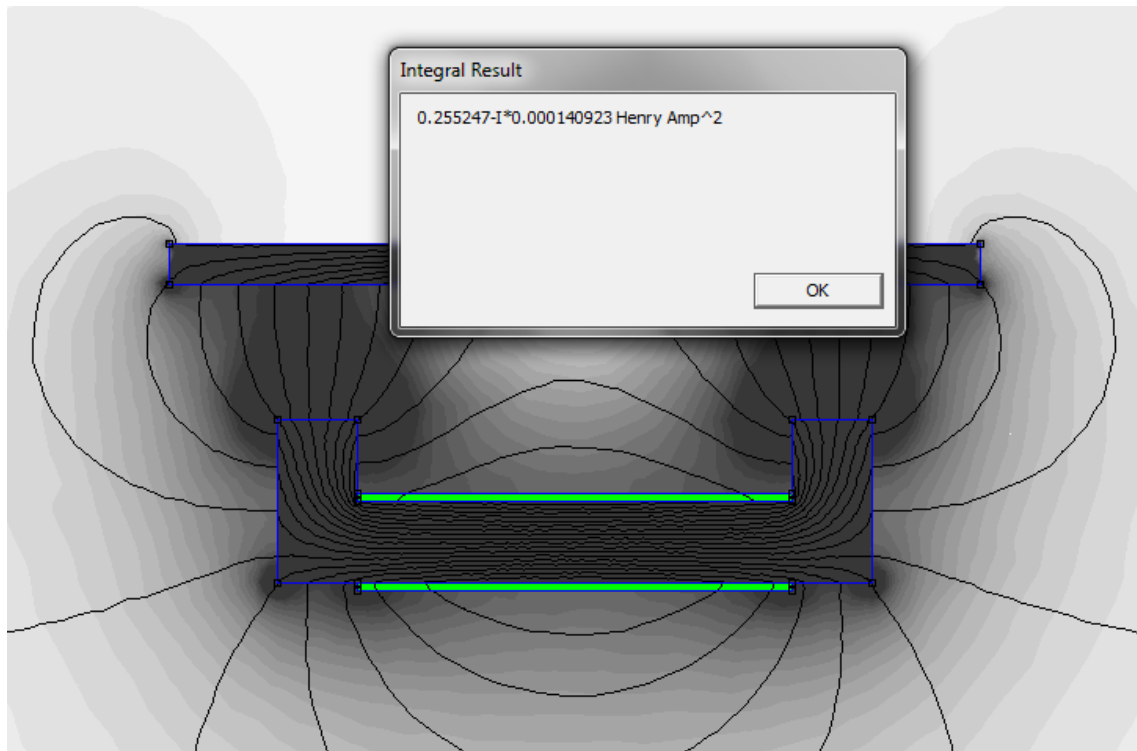
$$L_{self} = \frac{\int A \cdot J dV}{i^2} H \quad (4.1)$$

Όπου L_{self} : η αυτεπαγωγή του τυλίγματος, A : το διανυσματικό δυναμικό της πυκνότητας της μαγνητικής ροής, J : η χωρική πυκνότητα του ρεύματος, V : ο όγκος που καταλαμβάνει το τύλιγμα και i : το ρεύμα που διαρρέει τις στροφές του τυλίγματος.

Το FEMM δίνει τη δυνατότητα υπολογισμού του ολοκληρώματος $\int A \cdot J dV$ σε οποιοδήποτε οριοθετημένο πλαίσιο.

Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής του πρωτεύοντος, μηδενίζεται το ρεύμα που ρέει στο τύλιγμα του δευτερεύοντος, τίθεται το ρεύμα του τυλίγματος του πρωτεύοντος στην ονομαστική του τιμή και λαμβάνεται το ζητούμενο ολοκλήρωμα στην διατομή του όγκου που κατέχει το τύλιγμα του πρωτεύοντος. Η επιλεγόμενη διατομή της επιφάνειας του τυλίγματος του πρωτεύοντος φαίνεται με πράσινο χρώμα στο Σχήμα 4.6 στο οποίο απεικονίζεται και το αποτέλεσμα του ολοκληρώματος.

Η τιμή αυτή του ολοκληρώματος στη συνέχεια διαιρείται με το τετράγωνο του ρεύματος του τυλίγματος για να ληφθεί η τιμή της αυτεπαγωγής.



Σχήμα 4.6. Απεικόνιση επιλογής της διατομής της επιφάνειας που καταλαμβάνει το πρωτεύον για τον υπολογισμό του $\int A/dV$ με FEMM

Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής του δευτερεύοντος ακολουθείται η ίδια διαδικασία για μηδενισμό του ρεύματος στο πρωτεύον και ονομαστική τιμή του ρεύματος στο δευτερεύον.

Η διαδικασία επαναλαμβάνεται για διάφορες θέσεις και αποστάσεις μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος και τα αποτελέσματα παρατίθενται στον Πίνακα 4.1.

Πίνακας 4.1. Τιμές Αυτεπαγωγών πρωτεύοντος και δευτερεύοντος για διάφορες μετατοπίσεις στον άξονα y μέσω FEMM

y (cm)	L_1 (H)	L_2 (H)	x (cm)	L_1 (H)	L_2 (H)
10	0,000402	0,000802	0	0,000402	0,000802
12	0,000379	0,000757	2	0,000401	0,0008
14	0,000363	0,000724	4	0,000399	0,000794
16	0,00035	0,000699	6	0,000396	0,000783
18	0,000341	0,00068	8	0,000392	0,000769
20	0,000334	0,000664	10	0,000387	0,000752
22	0,000328	0,000652	12	0,000381	0,000733
24	0,000323	0,000642	14	0,000373	0,000713
26	0,000319	0,000633	16	0,000365	0,000693
28	0,000316	0,000625	18	0,000357	0,000674
30	0,000313	0,000618	20	0,00035	0,000657

4.1.2. Υπολογισμός Αμοιβαίας Επαγωγής με χρήση του FEMM

Στην παράγραφο 2.3.11 του εγχειριδίου χρήσης του FEMM [15] αναλύεται η διαδικασία υπολογισμού της αμοιβαίας επαγωγής δυο συζευγμένων πηνίων χρησιμοποιώντας αποτελέσματα υπολογισμών της ανάλυσης του προγράμματος.

Η αμοιβαία επαγωγή M , υπολογίζεται με βάση την ακόλουθη σχέση:

$$M = \frac{\int A_1 J_2 dV_2}{i_1 i_2} H \xrightarrow{n_2 \cdot i_2 = J_2 \cdot a_2} M = \frac{n_2}{i_1 a_2} \left[\int_{J_{2+}} A_1 dV_2 - \int_{J_{2-}} A_1 dV_2 \right] H \quad (4.2)$$

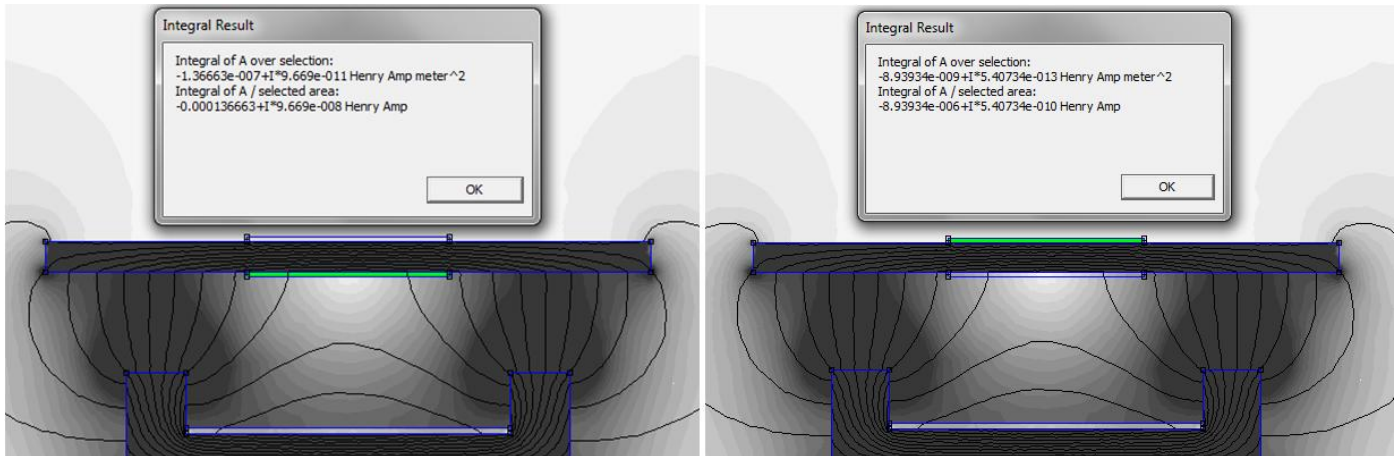
Όπου M : η αμοιβαία επαγωγή, A_1 : το διανυσματικό δυναμικό της πυκνότητας της μαγνητικής ροής που προκαλείται στο δευτερεύον τύλιγμα από το διεγερμένο πρωτεύον, J_2 : η χωρική πυκνότητα του ρεύματος, V_2 : ο όγκος που καταλαμβάνει το τύλιγμα στο δευτερεύον, i_1 : το ρεύμα που διαρρέει τις στροφές του πρωτεύοντος τυλίγματος, n_2 : οι στροφές του δευτερεύοντος τυλίγματος και a_2 : η κάθετη στην ροή του ρεύματος διατομή του όγκου που καταλαμβάνει το δευτερεύον τύλιγμα.

Για τον υπολογισμό της αμοιβαίας επαγωγής γίνεται, δηλαδή, χρήση του ολοκληρώματος $\int A dV$ του FEMM με τον εξής τρόπο: Πρώτα γίνεται η προσομοίωση με ονομαστικό ρεύμα στο τύλιγμα του πρωτεύοντος μόνο, ενώ το ρεύμα στο δευτερεύον είναι μηδενικό. Στα αποτελέσματα της προσομοίωσης λαμβάνεται το ολοκλήρωμα $\int A dV$ χωριστά:

α) για τη διατομή του όγκου του τυλίγματος του δευτερεύοντος στο σημείο που οι στροφές κατευθύνονται προς τα έξω του επιπέδου σχεδίασης, η οποία παρουσιάζεται με πράσινο χρώμα στη δεξιά εικόνα στο Σχήμα 4.7 και

β) για τη διατομή του όγκου όπου οι στροφές κατευθύνονται προς τα μέσα ως προς το επίπεδο σχεδίασης, η οποία παρουσιάζεται με πράσινο χρώμα στην αριστερή εικόνα στο Σχήμα 4.7.

Οι δυο αυτές τιμές των ολοκληρωμάτων προστίθενται και το άθροισμά τους πολλαπλασιάζεται με τον όρο $\frac{n_2}{i_1 a_2}$. Το τελικό αποτέλεσμα είναι η τιμή της αμοιβαίας επαγωγής και παραμένει ίδια αν ακολουθήσουμε την ίδια διαδικασία με ενεργοποιημένο το δευτερεύον και ανενεργό το πρωτεύον.



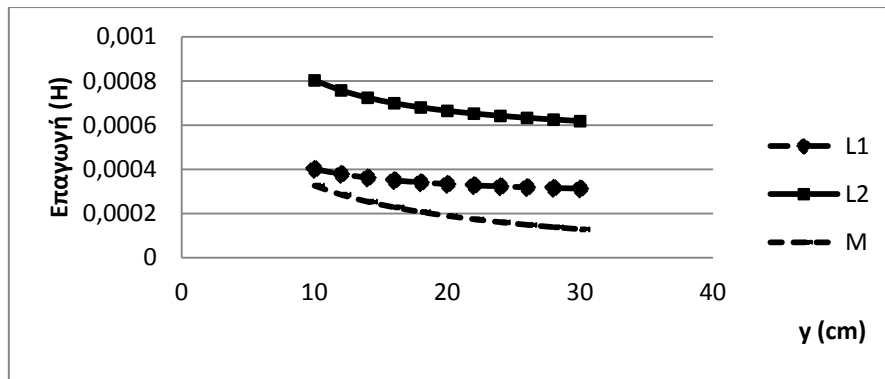
Σχήμα 4.7. Τμηματική επιλογή διατομής τυλιγμάτων δευτερεύοντος και υπολογισμός $\int AdV$ με FEMM

Η διαδικασία επαναλαμβάνεται [Παράρτημα] για διάφορες θέσεις και αποστάσεις μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος και τα αποτελέσματα παρατίθενται στον Πίνακα 4.2.

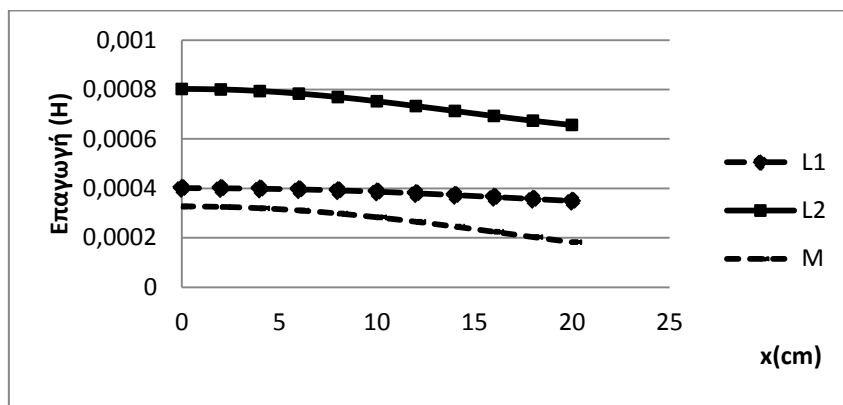
Πίνακας 4.2 Τιμές Αμοιβαίας Επαγωγής για διάφορες μετατοπίσεις στον άξονα y μέσω FEMM

y (cm)	M (H)	x (cm)	M (H)
10	0,000327	0	0,000327
12	0,000286	2	0,000325
14	0,000254	4	0,000319
16	0,000228	6	0,00031
18	0,000207	8	0,000298
20	0,000189	10	0,000283
22	0,000174	12	0,000265
24	0,000161	14	0,000245
26	0,000149	16	0,000224
28	0,000138	18	0,000203
30	0,000129	20	0,000182

Η αμοιβαία επαγωγή είναι εξαρτώμενη από την απόσταση μεταξύ των δυο πηνίων. Η μεταβολή της τιμής της για διάφορες αποστάσεις παρουσιάζεται στα Σχήματα 4.8 και 4.9 :



Σχήμα 4.8. Διάγραμμα Αυτεπαγωγών και Αμοιβαίας Επαγωγής συναρτήσει της μετατόπισης ως προς τον άξονα γ



Σχήμα 4.9. Διάγραμμα Αυτεπαγωγών και Αμοιβαίας Επαγωγής συναρτήσει της μετατόπισης ως προς τον άξονα x

4.1.3. Υπολογισμός Συντελεστή Σύζευξης

Ο συντελεστή σύζευξης [11][35] μεταξύ των δύο πηνίων δίνεται από τη σχέση:

$$k \triangleq \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \leq 1$$

(4.3)

Όπου k: ο συντελεστής σύζευξης των πηνίων (coupling coefficient), M: η αμοιβαία επαγωγή, L_1 και L_2 : οι αυτεπαγωγές του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος αντίστοιχα.

Η σύζευξη θεωρείται ισχυρή αν $k > 0,6$ και ασθενής σε διαφορετική περίπτωση.

Στον Πίνακα 4.3 παρουσιάζονται οι διάφορες τιμές του συντελεστή σύζευξης για διαφορετικές κατακόρυφες και οριζόντιες αποστάσεις μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος.

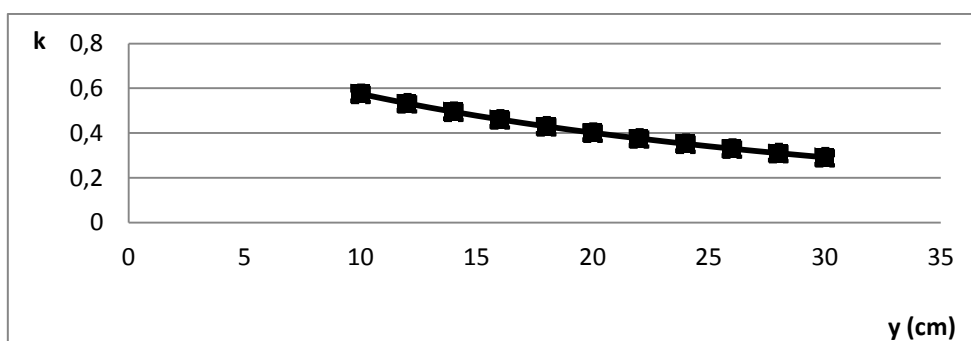
Πίνακας 4.3. Τιμές συντελεστή σύζευξης για διάφορες μετατοπίσεις στον άξονα γ μέσω FEMM

γ (cm)	k	x (cm)	k
10	0,575429	0	0,575429
12	0,533263	2	0,573356
14	0,495484	4	0,567182
16	0,461323	6	0,557008
18	0,430341	8	0,542563
20	0,402075	10	0,52403
22	0,376318	12	0,50127
24	0,352626	14	0,475107
26	0,330842	16	0,445762
28	0,310765	18	0,413919
30	0,292194	20	0,380747

Από τα αποτελέσματα αυτά επιβεβαιώνεται ο αρχικός ισχυρισμός ότι όλα τα IPTSs λειτουργούν σε συνθήκες ασθενούς σύζευξης.

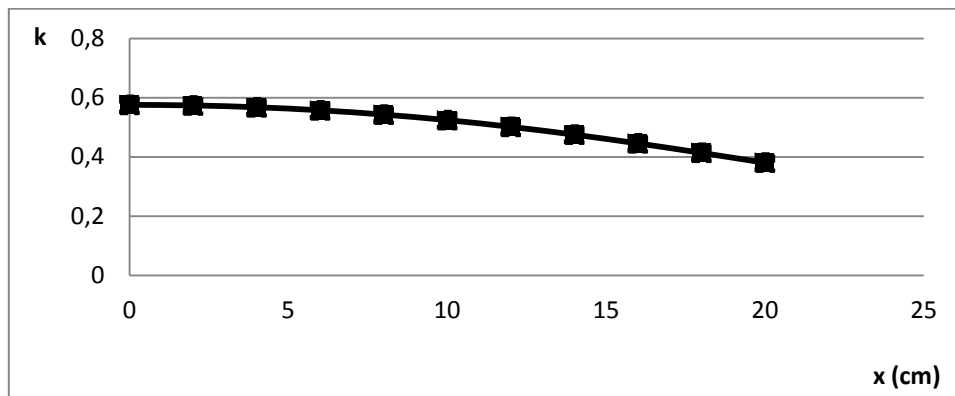
Στα ακόλουθα σχήματα παρουσιάζεται η εξάρτηση του συντελεστή σύζευξης από την απόσταση μεταξύ των δυο πηνίων.

Για μετατόπιση κατά τον άξονα γ (Σχήμα 4.10):



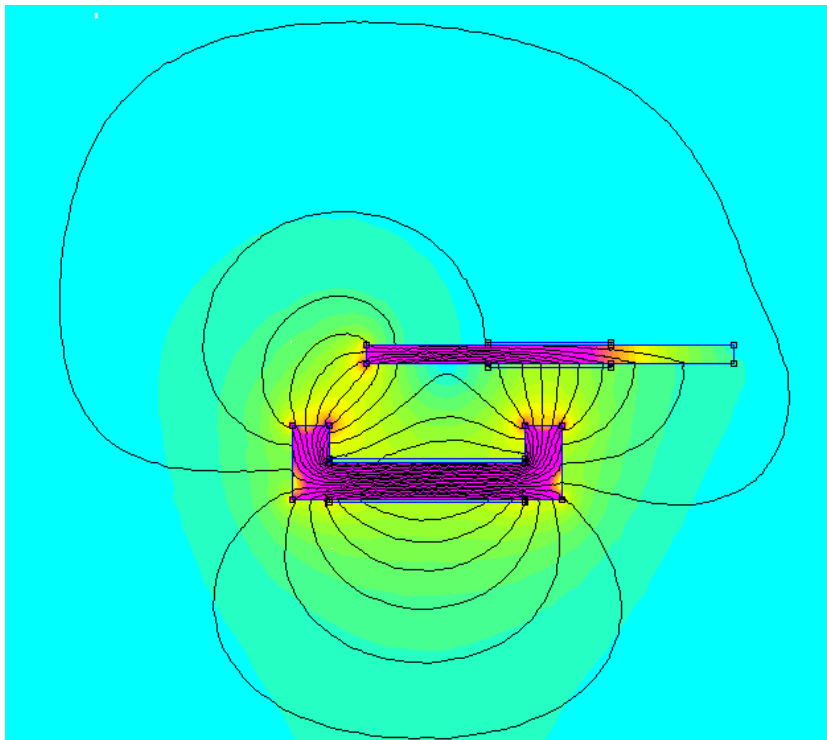
Σχήμα 4.10. Διάγραμμα συντελεστή σύζευξης συναρτήσει της μετατόπισης ως προς τον άξονα γ

Για μετατόπιση κατά τον άξονα x (Σχήμα 4.11):



Σχήμα 4.11. Διάγραμμα συντελεστή σύζευξης συναρτήσει της μετατόπισης ως προς τον άξονα x

Στο Σχήμα 4.12 παρουσιάζεται προσομοίωση της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου για έκκεντρη τοποθέτηση του δευτερεύοντος σε σχέση με το πρωτεύον ($y=10\text{cm}$, $x=20\text{cm}$).



Σχήμα 4.12. Προσομοίωση μαγνητικού πεδίου σε έκκεντρη τοποθέτηση των πυρήνων

4.1.4. Υπολογισμός Επαγωγών Σκέδασης

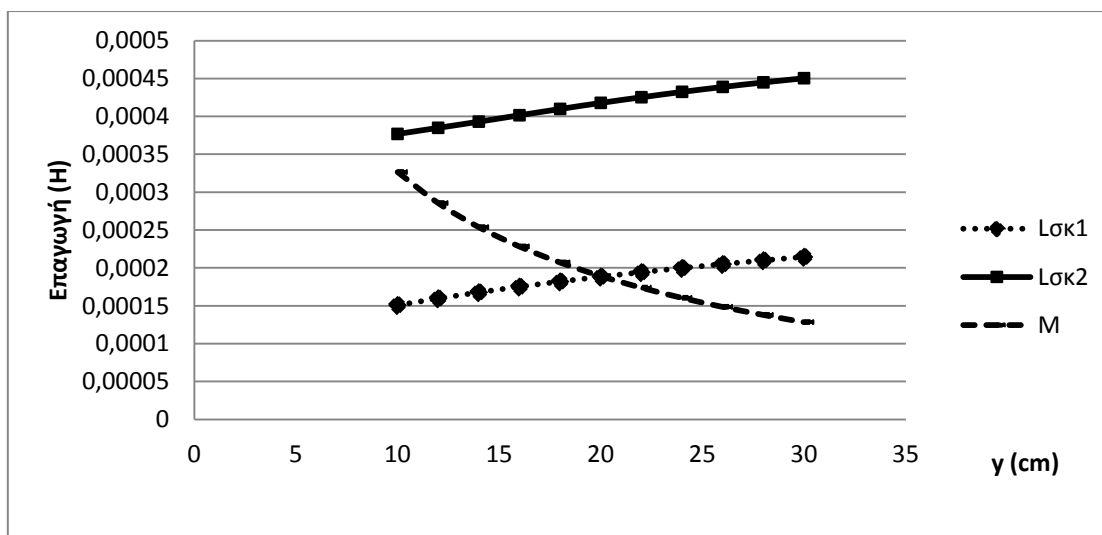
Οι επαγωγές σκέδασης μπορούν να υπολογιστούν με δεδομένες τις τιμές των αυτεπαγωγών και της αμοιβαίας επαγωγής ως εξής [11] :

$$L_{\sigma\kappa 1} = L_1 - \frac{N_1}{N_2} M \quad H \quad (4.4)$$

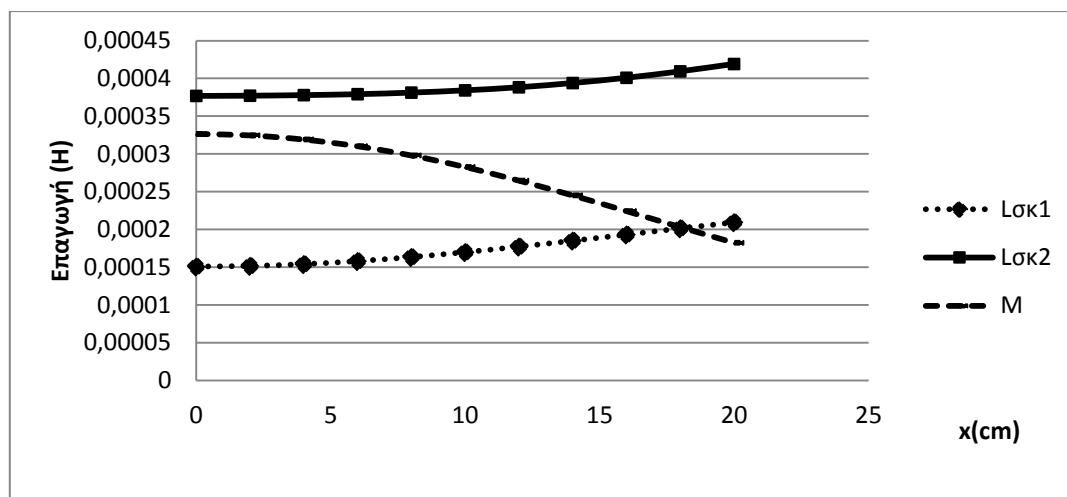
$$L_{\sigma\kappa 2} = L_2 - \frac{N_2}{N_1} M \quad H \quad (4.5)$$

Όπου $L_{\sigma\kappa 1}$ και $L_{\sigma\kappa 2}$: οι επαγωγές σκέδασης του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος αντίστοιχα, L_1 και L_2 : οι αυτεπαγωγές του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος αντίστοιχα, M : η αμοιβαία επαγωγή και N_1 και N_2 : οι στροφές του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος τυλίγματος αντίστοιχα.

Η εξάρτηση των επαγωγών σκέδασης από την απόσταση μεταξύ των δυο πηνίων παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.13 για μετατόπιση κατά τον άξονα γ και στο Σχήμα 4.14 για μετατόπιση κατά τον άξονα χ .



Σχήμα 4.13. Διάγραμμα επαγωγών σκέδασης και αμοιβαίας επαγωγής συναρτήσει της μετατόπισης ως προς τον άξονα γ



Σχήμα 4.14. Διάγραμμα επαγωγών σκέδασης και αμοιβαίας επαγωγής συναρτήσει της μετατόπισης ως προς τον άξονα x

4.1.5. Υπολογισμός Συχνότητας Συντονισμού

Από τα αποτελέσματα των τιμών των επαγωγών που παρουσιάστηκαν παραπάνω, δύναται να γίνει μια εκτίμηση της συχνότητας συντονισμού της διάταξης, δηλαδή της συχνότητας στην οποία θα «κλειδώνει» το PLL, με βάση τα όσα αναφέρονται στην §3.2.3.

Από τις προσομοιώσεις στο Simulink προέκυψαν συχνότητες συντονισμού πολύ κοντά στις θεωρητικά αναμενόμενες, οι οποίες παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.4.

Πίνακας 4.4. Συχνότητες συντονισμού συναρτήσει της μετατόπισης και του συντελεστή σύζευξης k

		Θεωρητικές τιμές	Τιμές προσομοιώσεων				Θεωρητικές τιμές
			Πλήρης ανόρθωση	Ημιανόρθωση			
y (cm)	k	fs (Hz)			x (cm)	k	fs (Hz)
10	0,575429	48583,31	48348	48500	0	0,575429	48583,31
12	0,533263	48354,65			2	0,573356	48561,51
14	0,495484	48161,29	47950	48132	4	0,567182	48503,56
16	0,461323	47979,46			6	0,557008	48415,88
18	0,430341	47820,23			8	0,542563	48298,53
20	0,402075	47683	47480	47660	10	0,52403	48168,8
22	0,376318	47574,39			12	0,50127	48035,03
24	0,352626	47483,2			14	0,475107	47890,58
26	0,330842	47417,5			16	0,445762	47755,31
28	0,310765	47369,69			18	0,413919	47621,96
30	0,292194	47341,62	47124	47124	20	0,380747	47493,29

4.2. Προσομοίωση Ηλεκτρομαγνητικής Διάταξης με SIMULINK

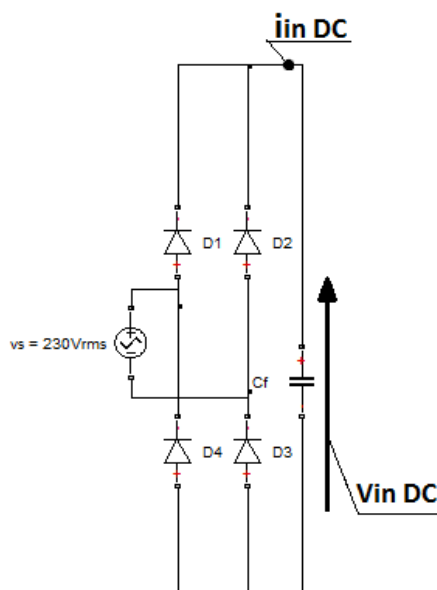
Στις ακόλουθες προσομοιώσεις οι οποίες διεξήχθησαν μέσω του Simulink, χρησιμοποιήθηκαν οι εξής τιμές των στοιχείων:

Lfilter	100 μ H	R1	0,5 Ω	R2	10k Ω
Cfilter	100 nF	Cresonant	20 nF	Co	10 μ F

Οι αυτεπαγωγές του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου καθώς και ο συντελεστής σύζευξης αυτών είναι διαφορετικά για κάθε δοκιμή και αναφέρονται ξεχωριστά πριν τα αποτελέσματα κάθε προσομοίωσης που παρατίθενται στη συνέχεια του κεφαλαίου. Το ίδιο ισχύει και για την αντίσταση φορτίου του συστήματος.

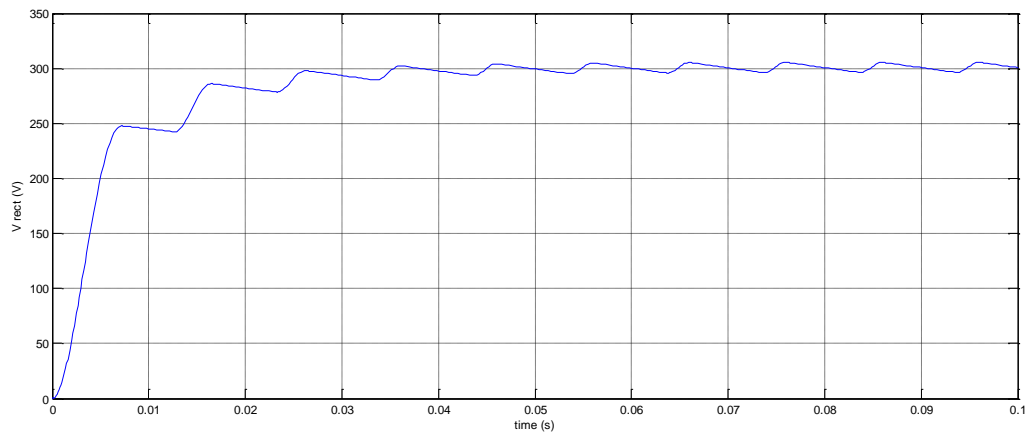
4.2.1. Προσομοίωση ανόρθωσης τάσης δικτύου

Στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζεται το κύκλωμα προσομοίωσης στο Simulink της διάταξης ανόρθωσης της μονοφασικής παροχής εισόδου.



Σχήμα 4.15. Κύκλωμα προσομοίωσης της διάταξης ανόρθωσης της μονοφασικής παροχής εισόδου στο Simulink

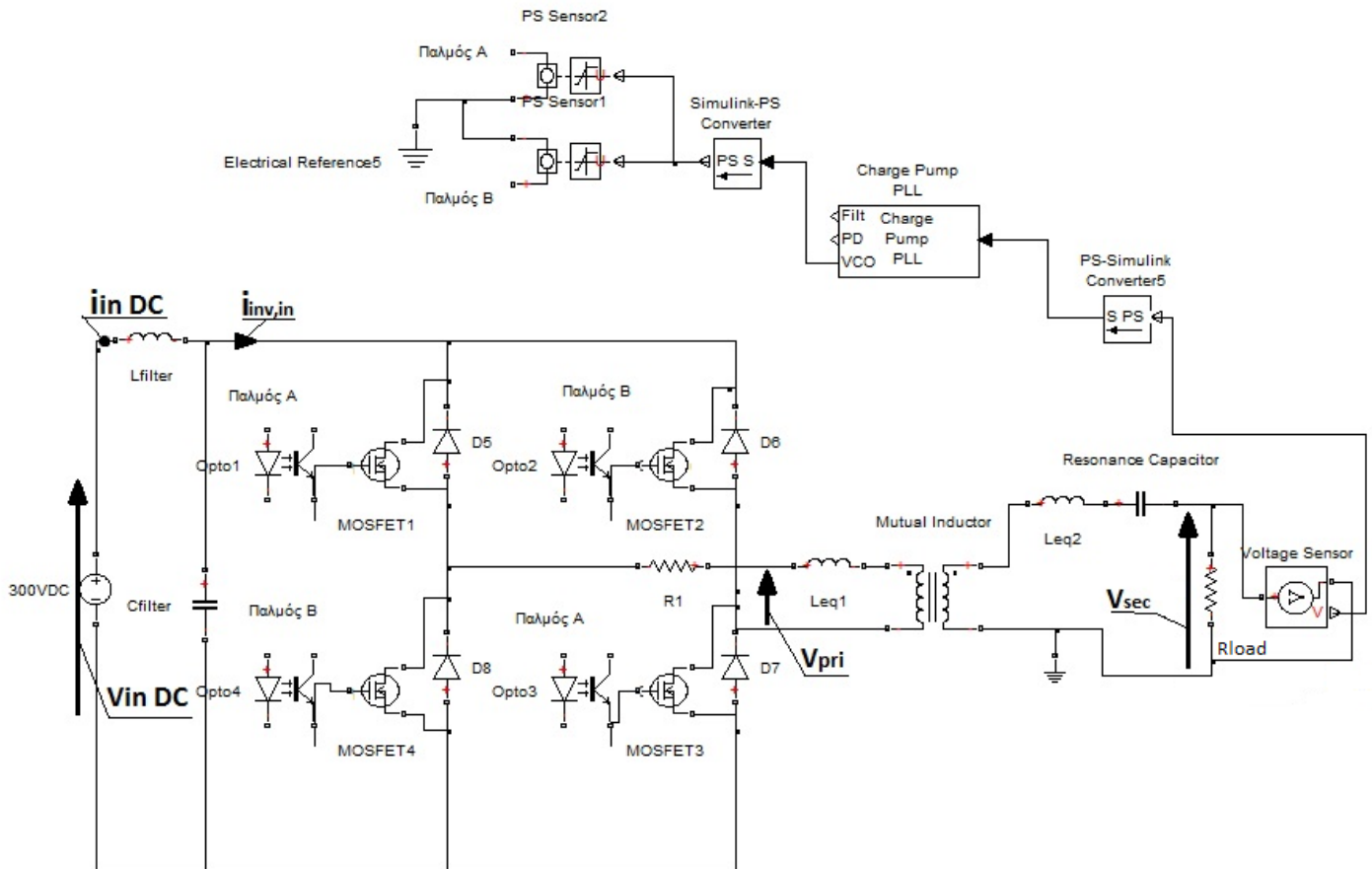
Η έξοδος του ανορθωτή της μονοφασικής παροχής παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.16.



Σχήμα 4.16. Ανόρθωση της τάσης δικτύου 230 Vrms μετά το φίλτρο εξόδου, $V_{in,DC}$ (V)

4.2.2. Προσομοίωση συστήματος χωρίς ανορθωτική διάταξη δευτερεύοντος

Στο Σχήμα 4.17 παρουσιάζεται το κύκλωμα προσομοίωσης στο Simulink του συστήματος χωρίς την ανορθωτική διάταξη του δευτερεύοντος.

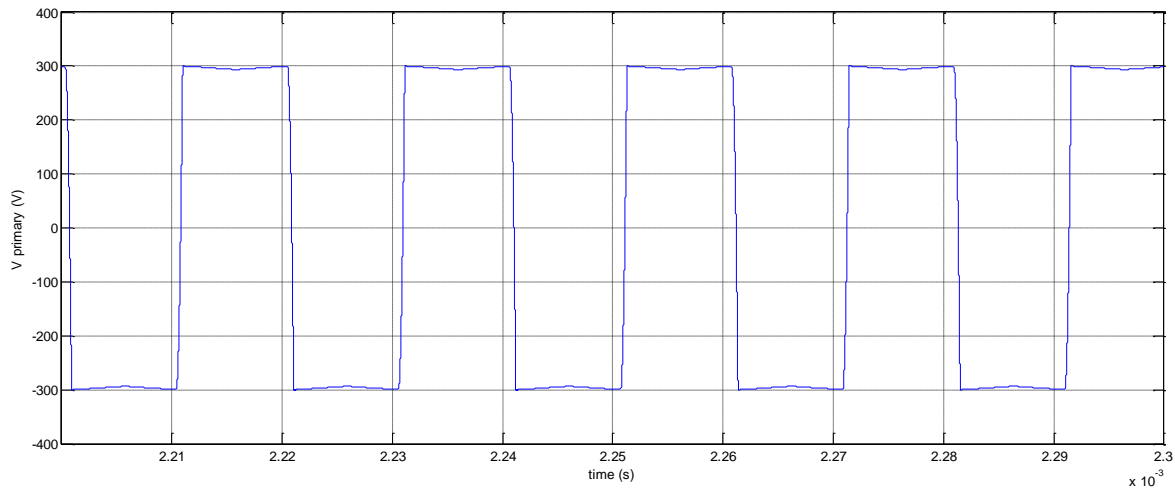


Σχήμα 4.17. Κύκλωμα προσομοίωσης χωρίς ανόρθωση δευτερεύοντος στο Simulink

Η προσομοίωση στο Simulink γίνεται για την καλύτερη δυνατή σύζευξη που θεωρείται και συνθήκη ονομαστικής λειτουργίας. Στις παραμέτρους του Simulink εισάγονται: DC τάση εισόδου $V_{in} = 300V$ DC, αυτεπαγωγές πρωτεύοντος και δευτερεύοντος $L_1=0,402$ mH και $L_2=0,802$ mH αντίστοιχα και συντελεστής σύζευξης των πηνίων ίσος με $k=0,575$. Το φορτίο (εσωτερική αντίσταση μπαταρίας) θεωρείται $R=10\Omega$. Ο πυκνωτής συντονισμού στο δευτερεύον επιλέγεται $C=20$ nF. Επιλέγεται συχνότητα αναφοράς του VCO: $f_0 = 45000$ Hz.

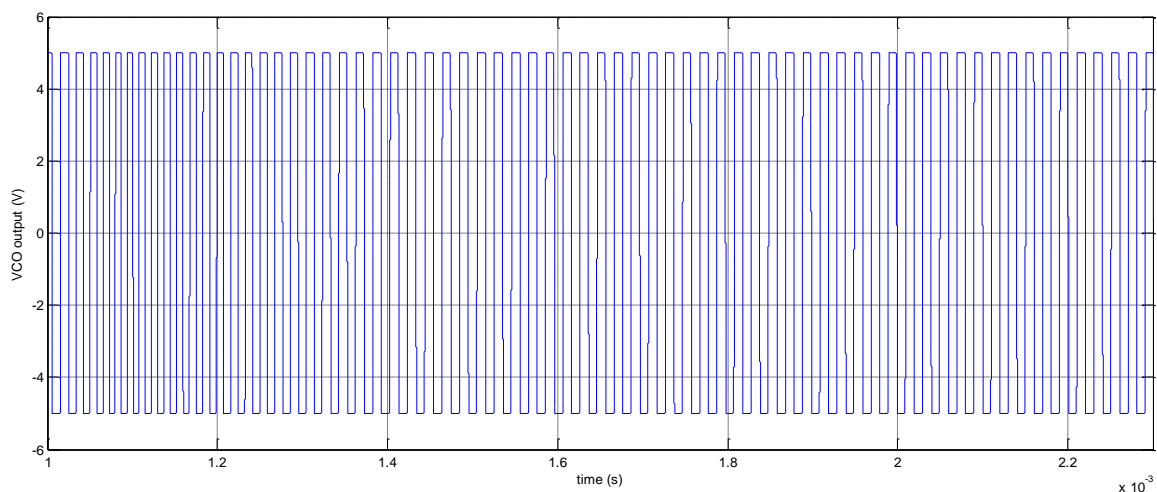
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα.

Στο Σχήμα 4.18 παρουσιάζεται η τάση εξόδου του αντιστροφέα που είναι και η τάση που εφαρμόζεται στο τύλιγμα του πρωτεύοντος. Όπως αναμενόταν η τάση είναι εναλλασσόμενη, τετραγωνικής μορφής δύο επιπέδων +300V και -300V.

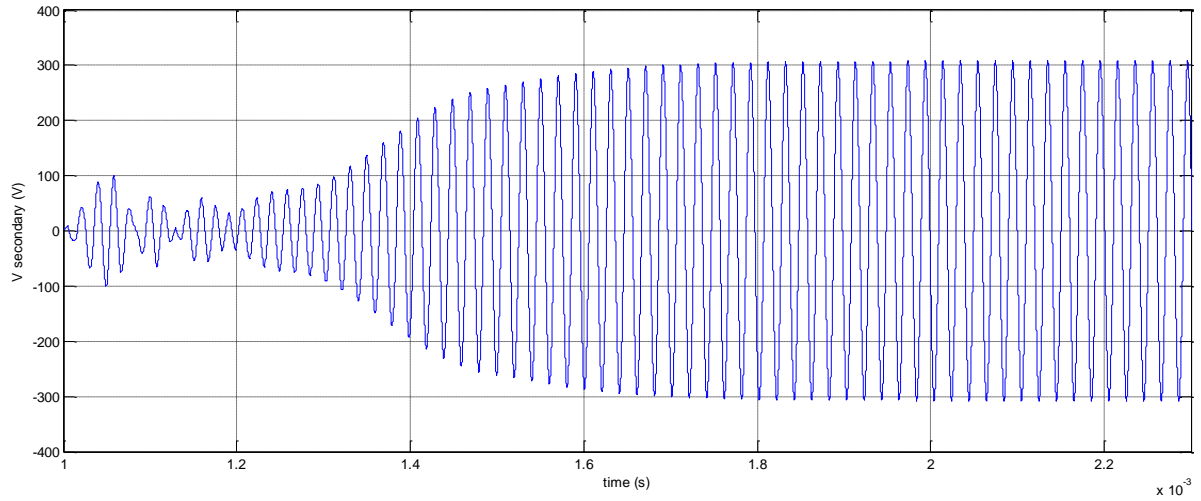


Σχήμα 4.18. Τάση πρωτεύοντος V_{pri} στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

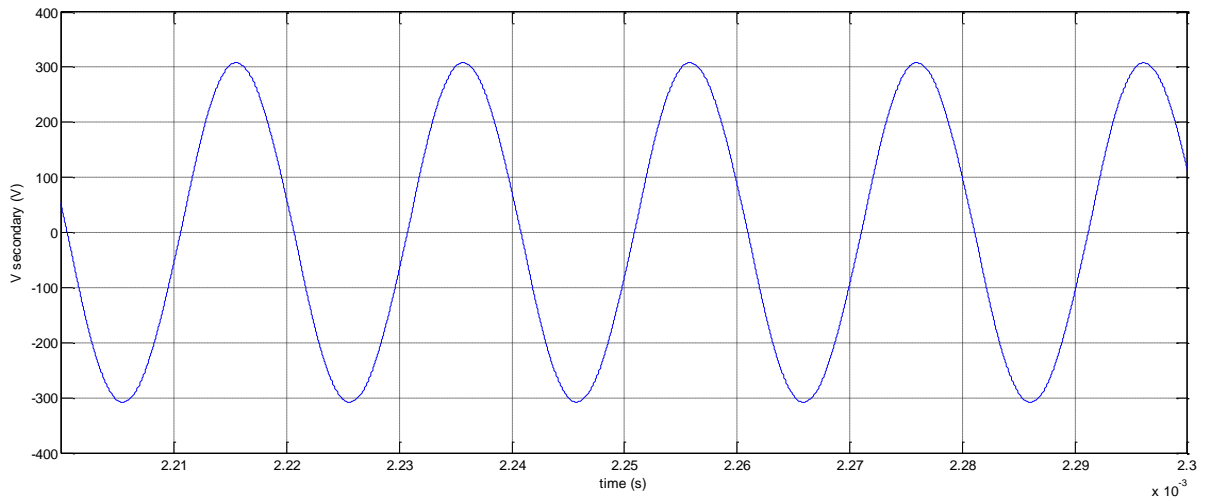
Στο Σχήμα 4.19 εικονίζεται η τάση εξόδου του VCO του PLL. Η έξοδος του VCO έχει στην αρχή την εσωτερική συχνότητα του VCO, στη συνέχεια η συχνότητα αυξάνεται λίγο και μετά μειώνεται σταδιακά μέχρι να επιτευχθεί ο συντονισμός όπου και σταθεροποιείται η συχνότητα. Η έξοδος του VCO χρησιμοποιείται για την παραγωγή των παλμών διακοπτικής λειτουργίας των ημιαγωγών στοιχείων της γέφυρας του αντιστροφέα.



Σχήμα 4.19. Τάση εξόδου του VCO του PLL

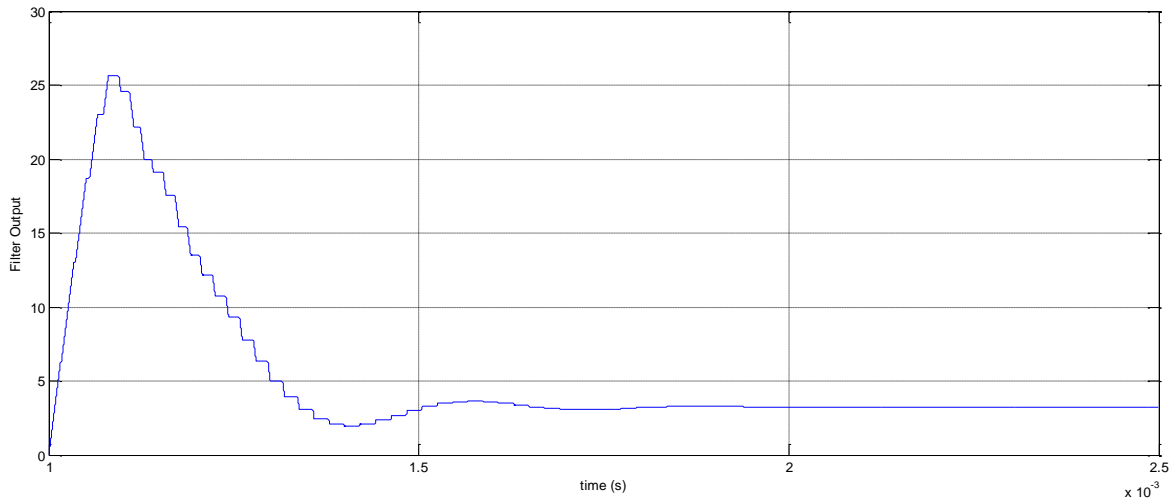


(α)



(β)

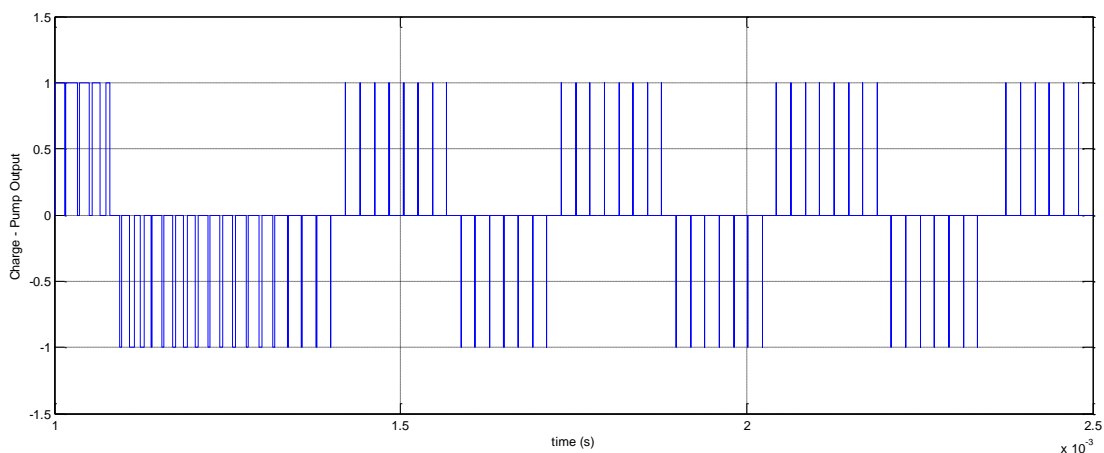
Σχήμα 4.20. Τάση δευτερεύοντος μετά τον πυκνωτή συντονισμού V_{sec}
(α) στην μεταβατική και μόνιμη κατάσταση
(β) σε μεγέθυνση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας



Σχήμα 4.21. Έξοδος φίλτρου του PLL

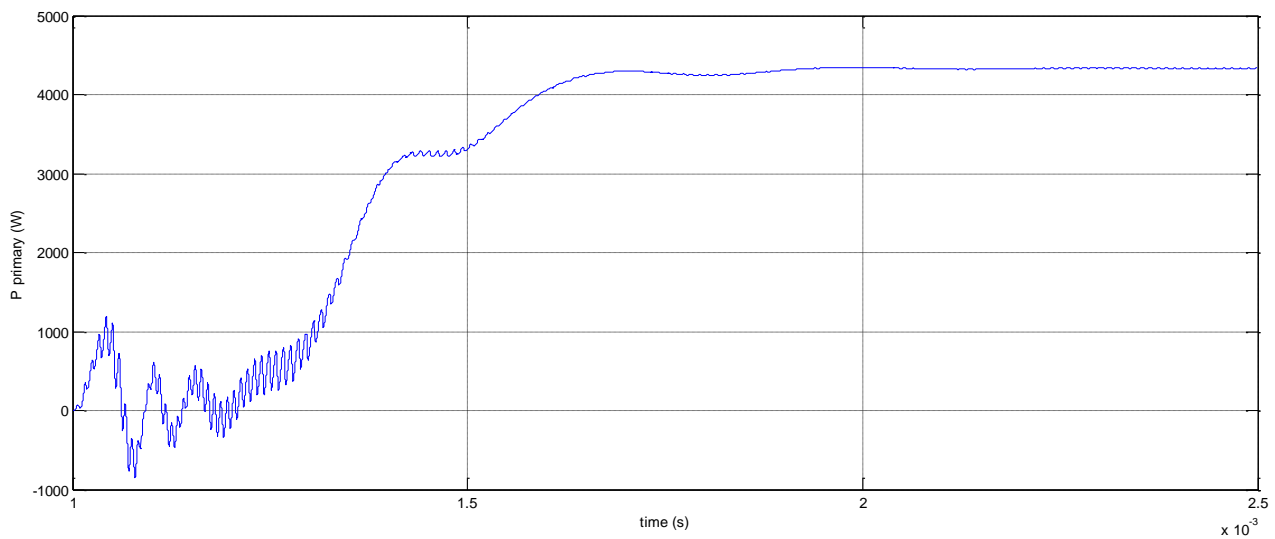
Στο Σχήμα 4.21 παρουσιάζεται η λειτουργία του φίλτρου που συνδέεται στην έξοδο της Charge Pump του PLL. Η έξοδος του φίλτρου συνδέεται στην είσοδο του VCO και καθορίζει την τιμή της συχνότητας ταλάντωσής του. Παρατηρείται ότι το φίλτρο σταθεροποιείται σε μια τιμή η οποία αντιστοιχεί σε συχνότητα ταλάντωσης του VCO ίδια με τη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος.

Στο Σχήμα 4.22 παρουσιάζεται η έξοδος της Charge Pump του PLL, η οποία αντικατοπτρίζει την έξοδο του ανιχνευτή διαφοράς φάσης του PLL. Όταν υπάρχει θετική διαφορά φάσης μεταξύ του εσωτερικού παλμού ταλάντωσης του VCO και της τάσης του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή, τότε δημιουργείται θετικός παλμός ρεύματος. Όταν η διαφορά φάσης είναι αρνητική, δημιουργείται αρνητικός παλμός και όταν είναι μηδενική, δημιουργείται μηδενικός παλμός. Στην έξοδο της Charge Pump φαίνεται καθαρά η μετάβαση του συστήματος από την αρχική κατάσταση κατά την οποία δεν έχει επιτευχθεί συντονισμός (πυκνοί παλμοί), στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας σε συχνότητα συντονισμού (αραιοί και μηδενικοί παλμοί).

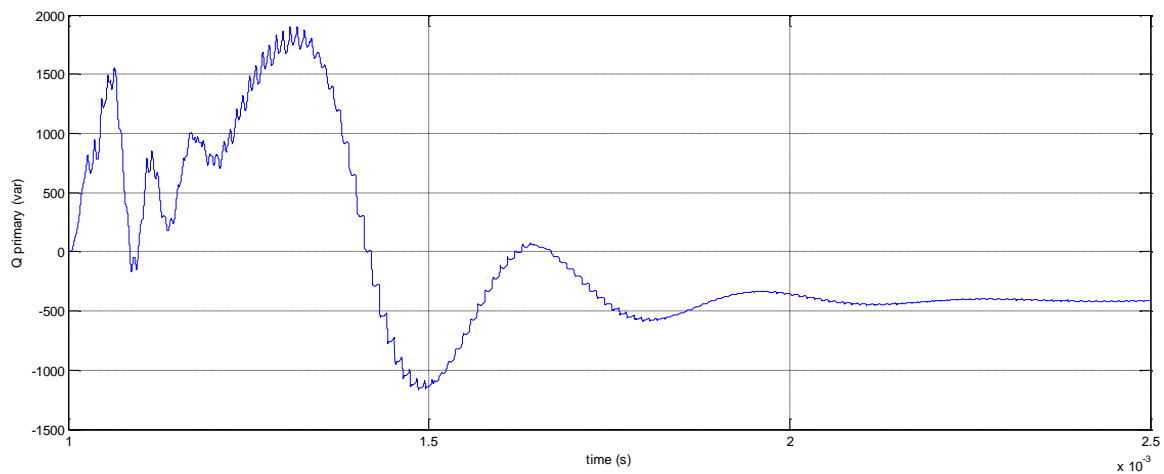


Σχήμα 4.22. Έξοδος της Charge - Pump του ανιχνευτή φάσης του PLL

Στο Σχήμα 4.23 απεικονίζεται η ενεργός ισχύς του πρωτεύοντος και στο Σχήμα 4.24 η άεργος ισχύς του πρωτεύοντος.

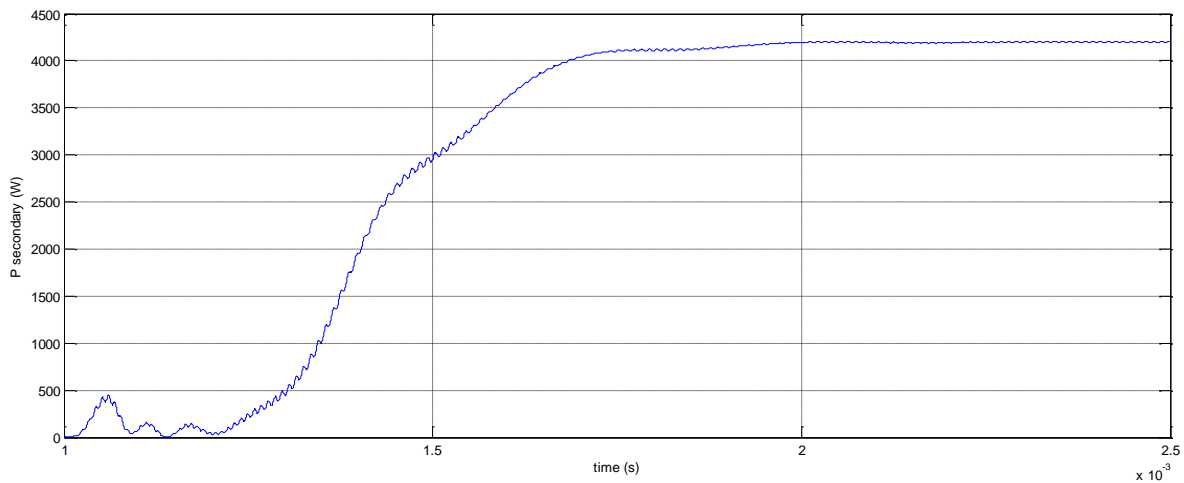


Σχήμα 4.23. Ενεργός ισχύς πρωτεύοντος P_{primary} (W)

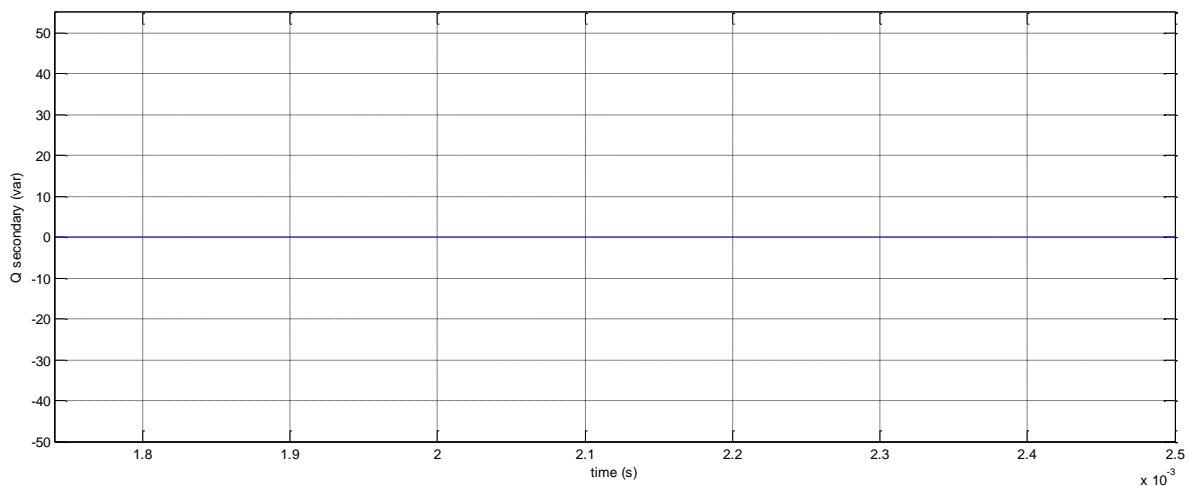


Σχήμα 4.24. Άεργος ισχύς πρωτεύοντος Q_{primary} (var)

Στο Σχήμα 4.25 απεικονίζεται η ενεργός ισχύς του δευτερεύοντος και στο Σχήμα 4.26 η άεργος ισχύς του δευτερεύοντος.



Σχήμα 4.25. Ενεργός ισχύς δευτερεύοντος P secondary (W)



Σχήμα 4.26. Άεργος ισχύς δευτερεύοντος Q secondary (var)

Παρατηρείται ότι ο έλεγχος με το PLL λειτουργεί όπως αναμενόταν. Το VCO ξεκινά να διεγείρει τη γέφυρα του αντιστροφέα με την συχνότητα αναφοράς του $f_Q = 45000 \text{ Hz}$.

Ο ανιχνευτής φάσης εντοπίζει τη διαφορά φάσης μεταξύ της εξόδου του VCO και της φάσης στο φορτίο και ανάλογα με το αν προηγείται το VCO ή ακολουθεί, αναγκάζει την charge – rump να τροφοδοτήσει το φίλτρο με σταθερού μέτρου θετικό ή αρνητικό ρεύμα.

Το φίλτρο, λαμβάνοντας το σήμα του ανιχνευτή φάσης, επιτρέπει να περάσει μόνο η DC συνιστώσα (μέση τιμή), φιλτράροντας το θόρυβο και την υψηλή συχνότητα

εναλλαγής του σήματος εισόδου. Έτσι, δίνει ως είσοδο στο VCO το συντελεστή κατά τον οποίο το VCO καλείται να αυξομειώσει τη συχνότητα ταλάντωσής του.

Τέλος, το VCO ανταποκρίνεται, αλλάζοντας τη συχνότητα της εξόδου του, η οποία ταυτίζεται με τη διακοπτική συχνότητα των MOSFET της γέφυρας του αντιστροφέα.

Το σύστημα κλειστού βρόχου που δημιουργείται «κλειδώνει» τελικά στη συχνότητα $f=48234$ Hz. Όπως είναι φανερό από τις μετρήσεις της ισχύος, στο δευτερεύον το ρεύμα και η τάση εξόδου είναι συμφασικά, με αποτέλεσμα η άεργος ισχύς να μηδενίζεται. Στο πρωτεύον η άεργος ισχύς έχει πολύ μικρή τιμή σε σχέση με την ενεργό, γεγονός που καταδεικνύει την ύπαρξη μιας μικρής γωνίας μεταξύ ρεύματος και φάσης πρωτεύοντος.

Η γωνία αυτή είναι:

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{Q_{primary}}{P_{primary}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{-417,1}{4331} \right) = -5,5^\circ$$

(4.6)

Η απόδοση μεταξύ εξόδου του δευτερεύοντος και εισόδου του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου είναι:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{secondary}}{P_{primary}} = \frac{4199 \text{ W}}{4331 \text{ W}} = 0,97 = 97\%$$

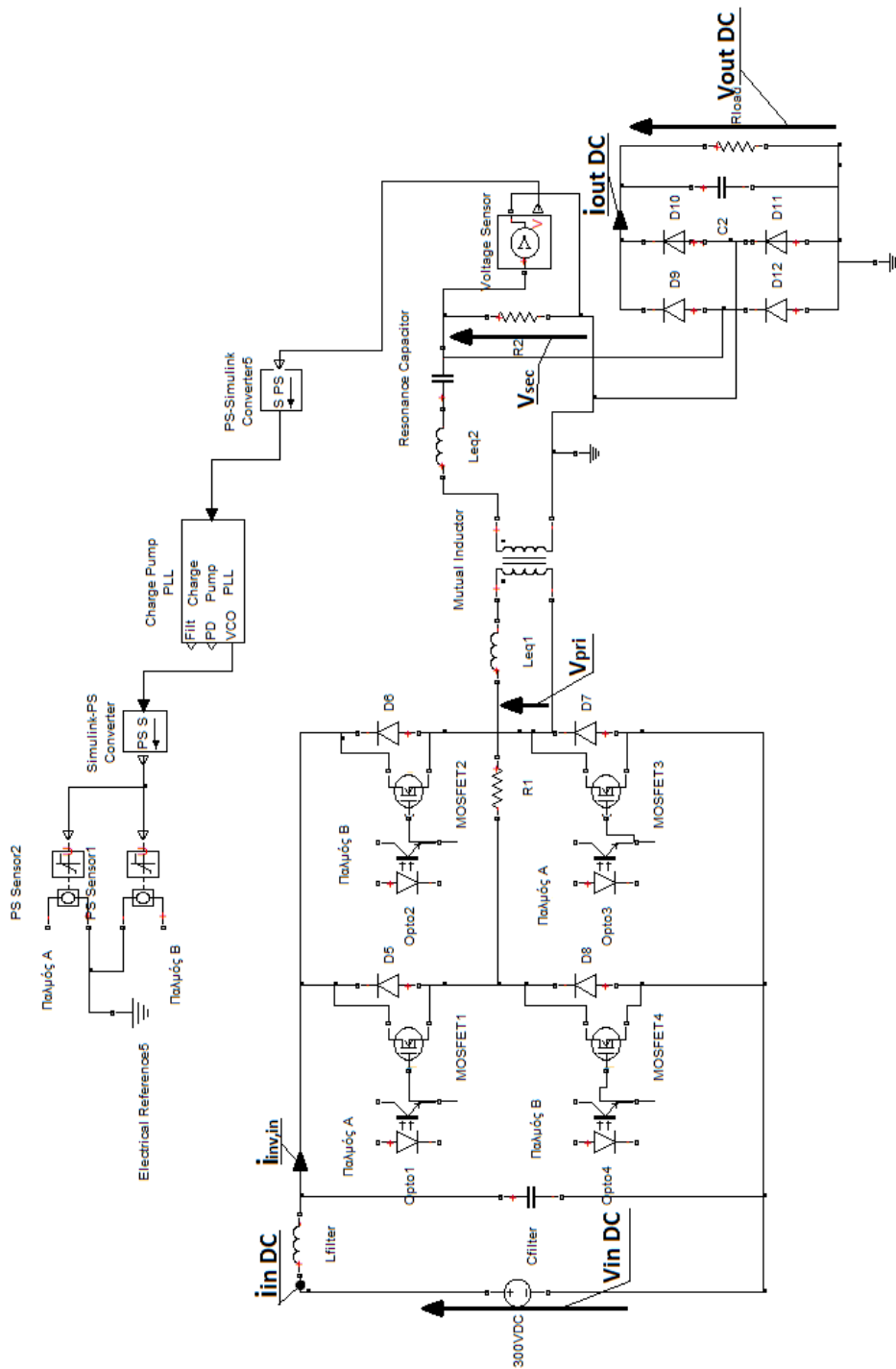
(4.7)

Επομένως, η απόδοση της διάταξης του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου είναι ικανοποιητική.

Είναι αξιοσημείωτο το γεγονός ότι η τάση και το ρεύμα στο δευτερεύον, αμέσως μετά τον πυκνωτή συντονισμού είναι ημιτονοειδή παρά το ότι η διέγερση στο πρωτεύον γίνεται από τάση τετραγωνικής μορφής. Αυτό εξηγείται από τη σε συντονισμό λειτουργία της διάταξης. Σύμφωνα με όσα αναλύθηκαν στην §3.2 όταν η διάταξη βρίσκεται στη συχνότητα συντονισμού, το δευτερεύον συμπεριφέρεται ως φίλτρο, επιτρέποντας την θεμελιώδη συνιστώσα του ρεύματος να περνά στην έξοδο και εξαλείφοντας τις αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος διότι βρίσκεται σε λειτουργία με πολύ υψηλό συντελεστή ποιότητας Q και συνεπώς η καμπύλη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.15 έχει πολύ στενή και αιχμηρή μορφή.

4.2.3. Προσομοιώσεις συστήματος με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης δευτερεύοντος

Στο Σχήμα 4.27 απεικονίζεται το κύκλωμα της προσομοίωσης του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης του δευτερεύοντος όπως αυτό σχεδιάστηκε στο Simulink.

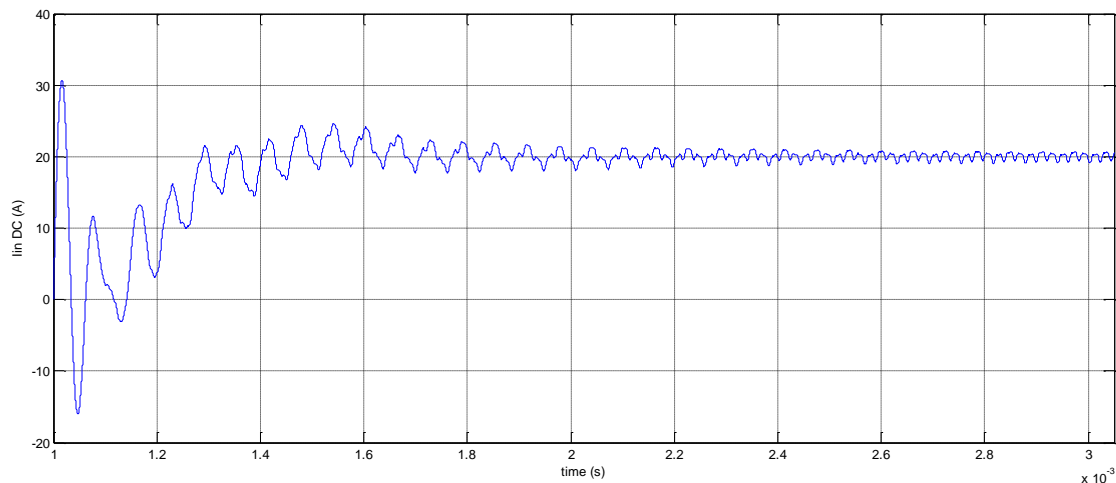


Σχήμα 4.27. Κύκλωμα προσομοίωσης στο Simulink

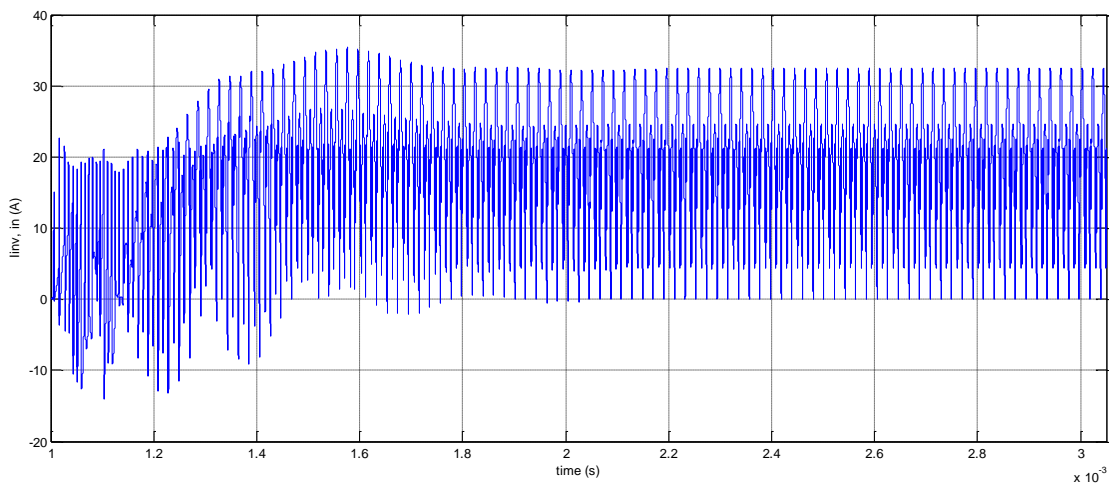
Προσομοίωση συστήματος με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης δευτερεύοντος.

Η προσομοίωση στο Simulink γίνεται για DC τάση εισόδου $V_{in} = 300V$ DC, για αυτεπαγωγές πρωτεύοντος και δευτερεύοντος $L_1=0,402$ mH και $L_2=0,802$ mH αντίστοιχα και για συντελεστή σύζευξης των πηνίων ίσο με $k=0,575$. Το φορτίο (εσωτερική αντίσταση μπαταρίας) θεωρείται $R=10$ Ω. Ο πυκνωτής συντονισμού στο δευτερεύον επιλέγεται $C=20$ nF. Επιλέγεται $f_Q = 45000$ Hz.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα.



(α)



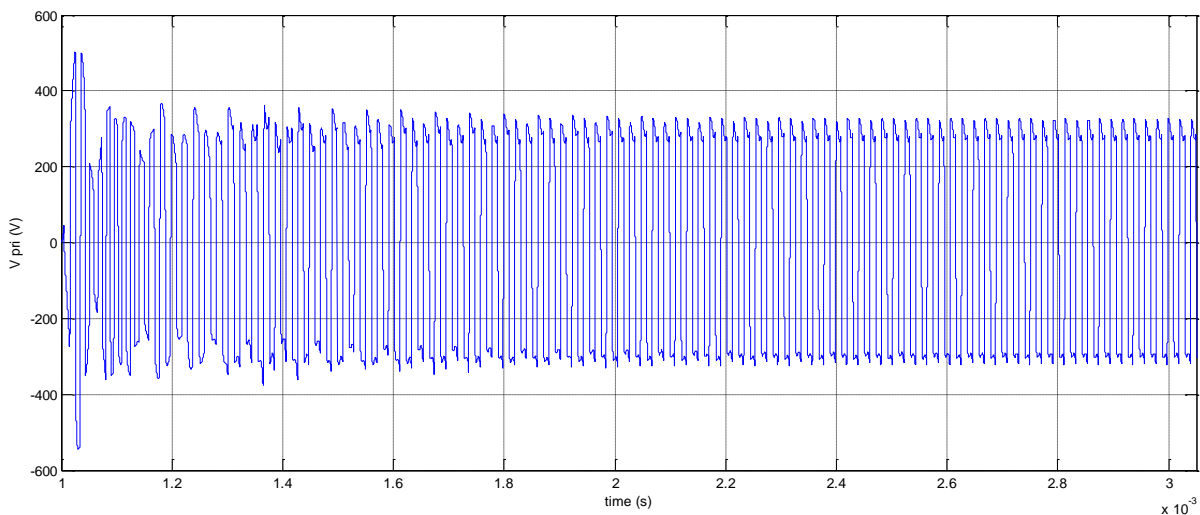
(β)

**Σχήμα 4.28. (α) ρεύμα εισόδου του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα $i_{in,DC}$
(β) ρεύμα εισόδου αντιστροφέα (μετά το φίλτρο εισόδου) $i_{inv,in}$**

Στο Σχήμα 4.28 παρουσιάζεται το ρεύμα εισόδου του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα (α) και το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα (β). Είναι εμφανής η μείωση

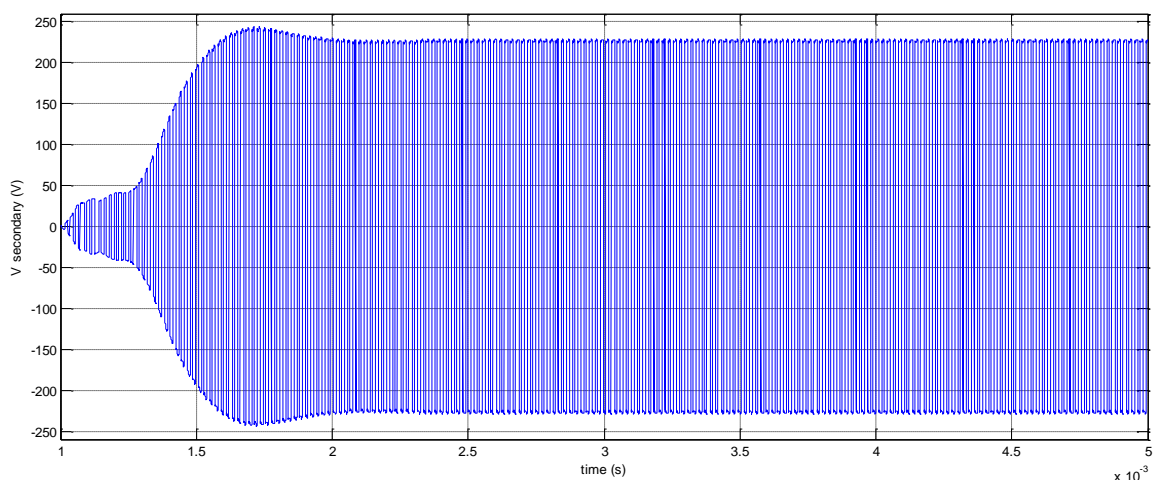
της κυμάτωσης του ρεύματος λόγω της τοποθέτησης του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα. Επίσης, σημειώνεται η πρόκληση μεγάλης τιμής ρεύματος εισόδου κατά την μεταβατική κατάσταση, στην έναρξη της λειτουργίας του αντιστροφέα, το οποίο όμως περιορίζεται ταχύτατα καθώς το σύστημα μεταβαίνει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Στο Σχήμα 4.29 απεικονίζεται η τάση εξόδου του αντιστροφέα, δηλαδή η τάση που εφαρμόζεται στο πρωτεύον του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου. Σημειώνεται ότι η τάση αυτή είναι τετραγωνικής μορφής.

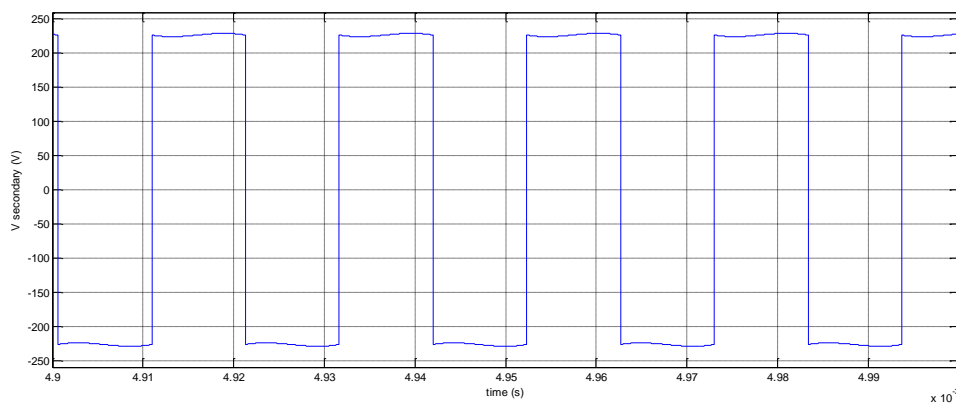


Σχήμα 4.29. Τάση πρωτεύοντος V_{pri}

Στο Σχήμα 4.30 παρουσιάζεται η τάση εξόδου του δευτερεύοντος μετά τον πυκνωτή συντονισμού. Υπάρχει μια αξιοσημείωτη διαφορά με την ίδια μέτρηση όταν αυτή πραγματοποιήθηκε χωρίς τη βαθμίδα ανόρθωσης του δευτερεύοντος. Σε εκείνη την περίπτωση η τάση είχε ημιτονοειδή μορφή. Την ίδια ημιτονοειδή μορφή διατηρούσε και μετά την σύνδεση της βαθμίδας ανόρθωσης. Η ημιτονοειδής μορφή όμως χάνεται κατά τη σύνδεση του πυκνωτή που λειτουργεί ως φίλτρο εξόδου της βαθμίδας ανόρθωσης. Ο πυκνωτής αυτός επηρεάζει τη λειτουργία της διάταξης καθότι φορτώνει μη γραμμικά το κύκλωμα με αποτέλεσμα την μετατροπή της ημιτονοειδούς τάσης σε τετραγωνικής μορφής τάση, όπως φαίνεται στο (β).



(α)

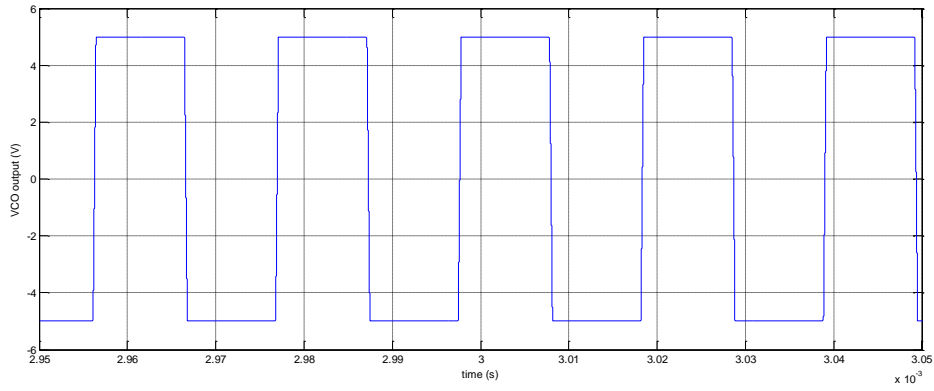


(β)

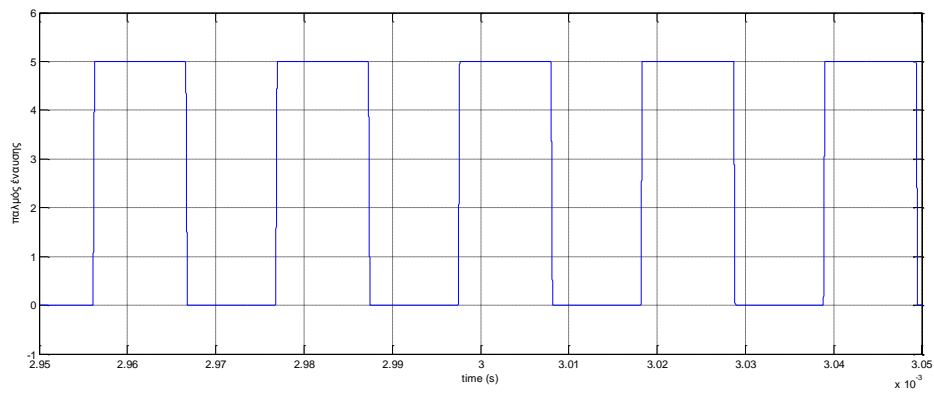
**Σχήμα 4.30. Τάση δευτερεύοντος (μετά τον πυκνωτή συντονισμού) V_{sec}
(α) στην μεταβατική και μόνιμη κατάσταση
(β) σε μεγέθυνση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**

Στο Σχήμα 4.31 εικονίζεται η τάση εξόδου του VCO του PLL στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, δηλαδή ενώ έχει επιτευχθεί ο συγχρονισμός του κυκλώματος και το VCO έχει «κλειδώσει» στη συχνότητα συντονισμού. Η έξοδος του VCO χρησιμοποιείται για την παραγωγή των παλμών διακοπτικής λειτουργίας των ημιαγωγών στοιχείων της γέφυρας του αντιστροφέα. Στο Σχήμα 4.32 απεικονίζονται οι παλμοί διακοπτικής λειτουργίας των στοιχείων M1 και M3 της γέφυρας. Οι παλμοί αυτοί προκύπτουν από την ανόρθωση της εξόδου του VCO με σκοπό τη διατήρηση των θετικής τιμής παλμών.

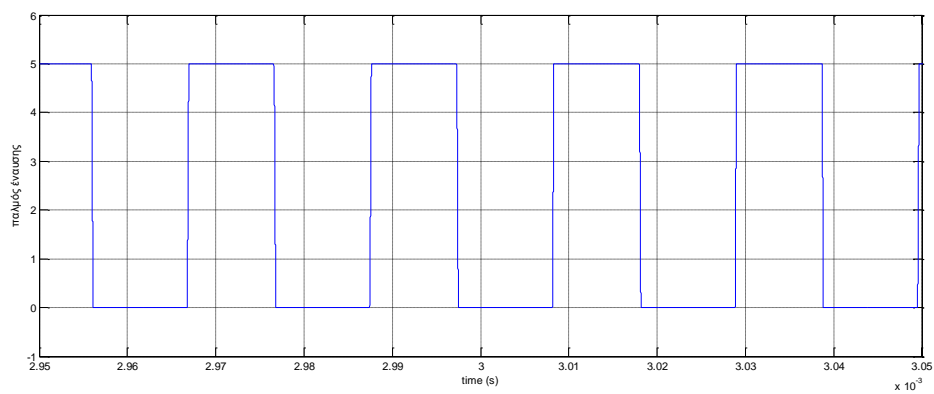
Αντίστοιχα στο Σχήμα 4.33 απεικονίζονται οι παλμοί διακοπτικής λειτουργίας των στοιχείων M2 και M4 της γέφυρας. Οι παλμοί αυτοί προκύπτουν από την τη διατήρηση των αρνητικής τιμής παλμών της εξόδου του VCO.



Σχήμα 4.31. Τάση εξόδου VCO του PLL σε μεγέθυνση

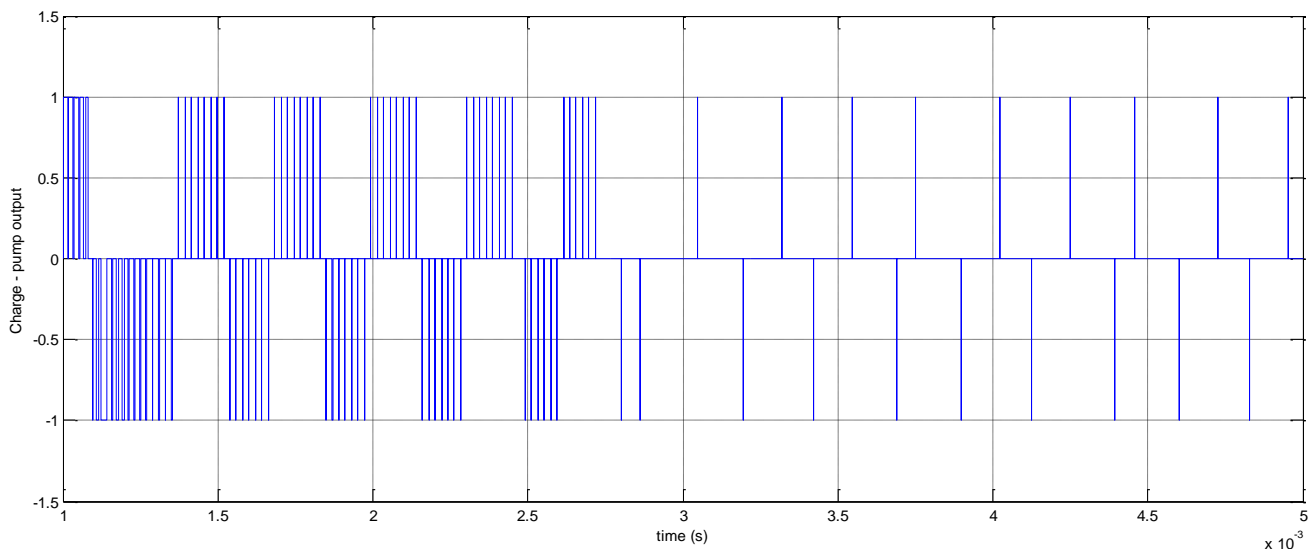


Σχήμα 4.32. Παλμός διέγερσης διακοπτών M1 και M3



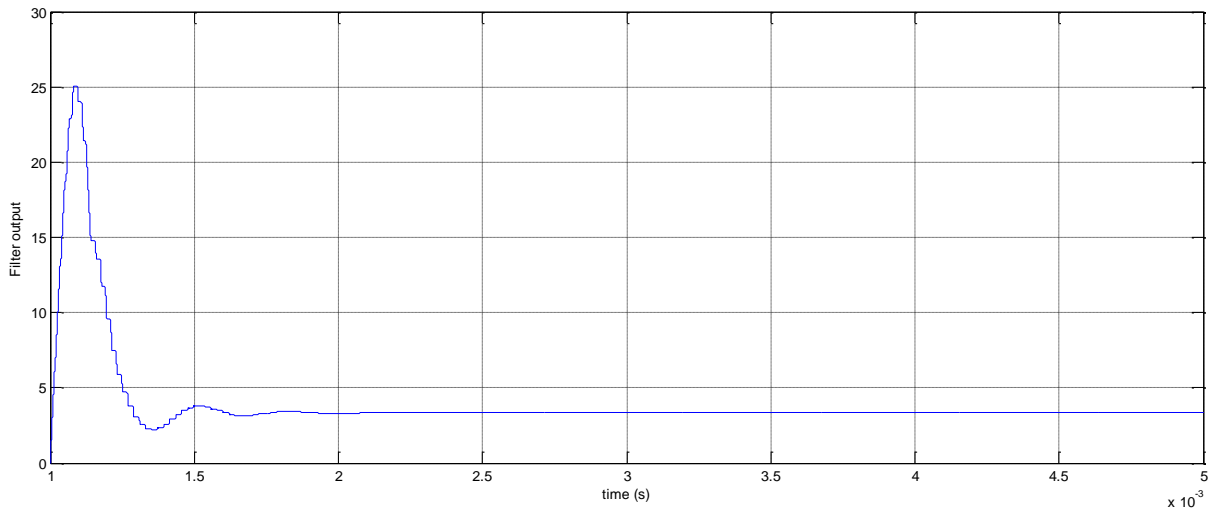
Σχήμα 4.33. Παλμός διέγερσης διακοπτών M2 και M4

Στο Σχήμα 4.34 παρουσιάζεται η έξοδος της Charge Pump του PLL, η οποία αντικατοπτρίζει την έξοδο του ανιχνευτή διαφοράς φάσης του PLL. Όταν υπάρχει θετική διαφορά φάσης μεταξύ του εσωτερικού παλμού ταλάντωσης του VCO και της τάσης του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή, τότε δημιουργείται θετικός παλμός ρεύματος. Όταν η διαφορά φάσης είναι αρνητική, δημιουργείται αρνητικός παλμός και όταν είναι μηδενική, δημιουργείται μηδενικός παλμός. Στην έξοδο της Charge Pump φαίνεται καθαρά η μετάβαση του συστήματος από την αρχική κατάσταση κατά την οποία δεν έχει επιτευχθεί συντονισμός (πυκνοί παλμοί), στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας σε συχνότητα συντονισμού (αραιοί και μηδενικοί παλμοί).



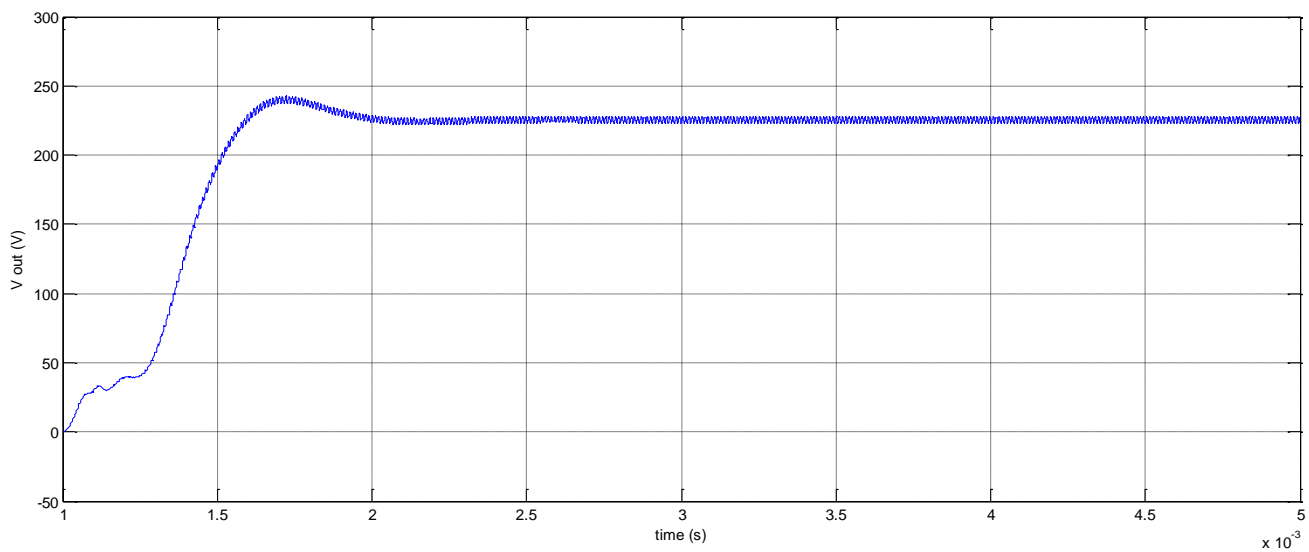
Σχήμα 4.34. Έξοδος της Charge - Pump του ανιχνευτή φάσης του PLL

Στο Σχήμα 4.35 παρουσιάζεται η λειτουργία του φίλτρου που συνδέεται στην έξοδο της Charge Pump του PLL. Το φίλτρο αυτό φιλτράρει το σήμα που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 4.34 με αποτέλεσμα να διατηρεί τη DC συνιστώσα. Η έξοδος του φίλτρου συνδέεται στην είσοδο του VCO και καθορίζει την τιμή της συχνότητας ταλάντωσης του. Παρατηρείται ότι το φίλτρο σταθεροποιείται σε μια τιμή η οποία αντιστοιχεί σε συχνότητα ταλάντωσης του VCO ίδια με τη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος.

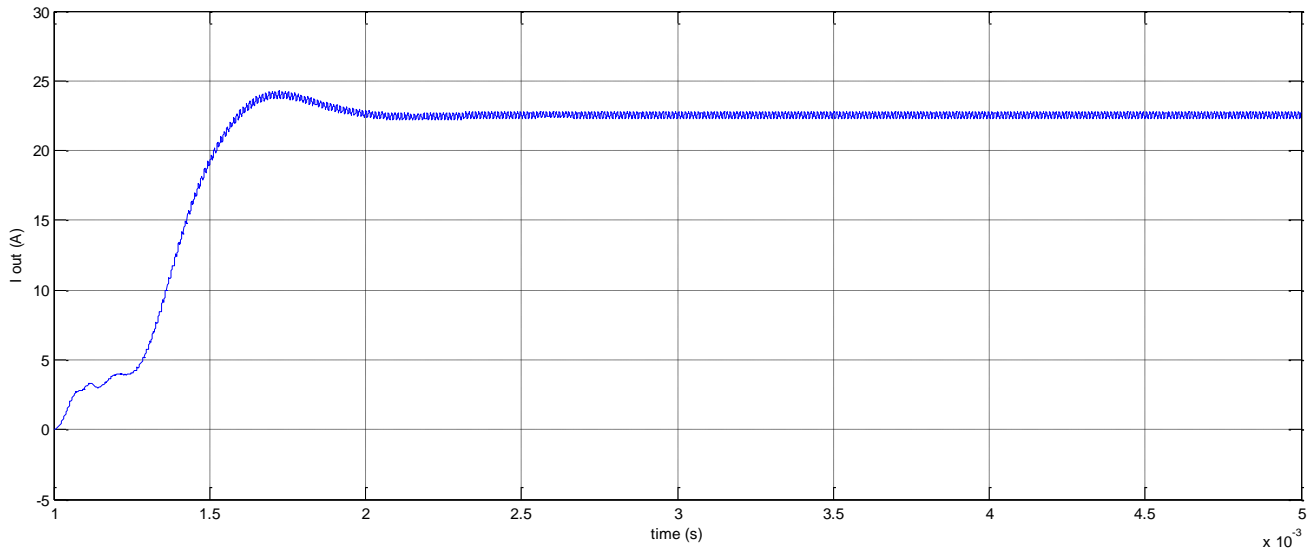


Σχήμα 4.35. Έξοδος φίλτρου του PLL

Στο Σχήμα 4.36 απεικονίζεται η ανορθωμένη τάση εξόδου του δευτερεύοντος και στο Σχήμα 4.37 το ανορθωμένο ρεύμα εξόδου του δευτερεύοντος, τα οποία τροφοδοτούν την μπαταρία. Παρατηρείται μια καθυστέρηση στο χρόνο ανόδου των δυο μεγεθών η οποία οφείλεται στο χρόνο επίτευξης του συγχρονισμού πρωτεύοντος – δευτερεύοντος κατά τον οποίο δεν υπάρχει συντονισμός του δευτερεύοντος και κατά συνέπεια δεν έχει απορροφηθεί από το δευτερεύον η μέγιστη δυνατή ισχύς.



Σχήμα 4.36. Ανορθωμένη τάση εξόδου $v_{out,DC}$ (V)



Σχήμα 4.37. Ανορθωμένο ρεύμα εξόδου $i_{out,DC}$ (A)

Η απόδοση του συστήματος από την είσοδο του αντιστροφέα έως την ανορθωμένη έξοδο του δευτερεύοντος είναι:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{5058 \text{ W}}{6012 \text{ W}} = 0,841 = 84,1\%$$

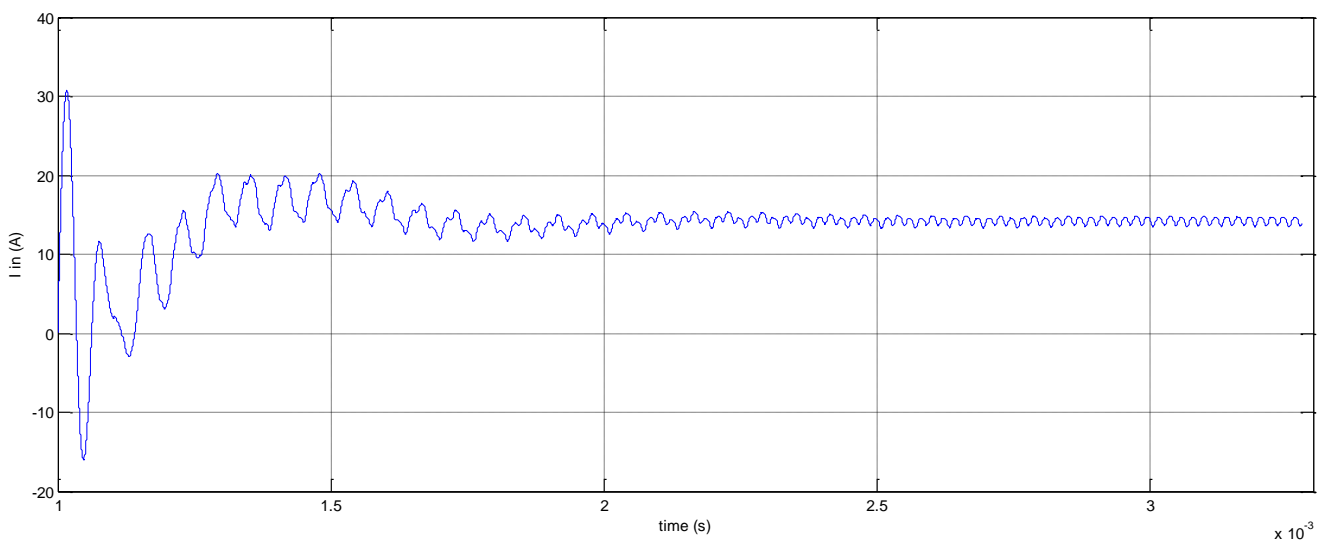
(4.8)

Παρατηρείται σημαντική πτώση της απόδοσης σε σύγκριση με την απόδοση του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου η οποία υπολογίστηκε στη σχέση (4.7) ίση με 97%. Η πτώση αυτή οφείλεται στις αποδόσεις των βαθμίδων του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα, και τις βαθμίδας ανόρθωσης σε συνδυασμό με το φίλτρο εξόδου της ανόρθωσης του δευτερεύοντος. Επίσης οφείλεται στο γεγονός ότι η σύνδεση κάθε βαθμίδας με μη γραμμικά στοιχεία επηρεάζει το συντονισμό του συστήματος.

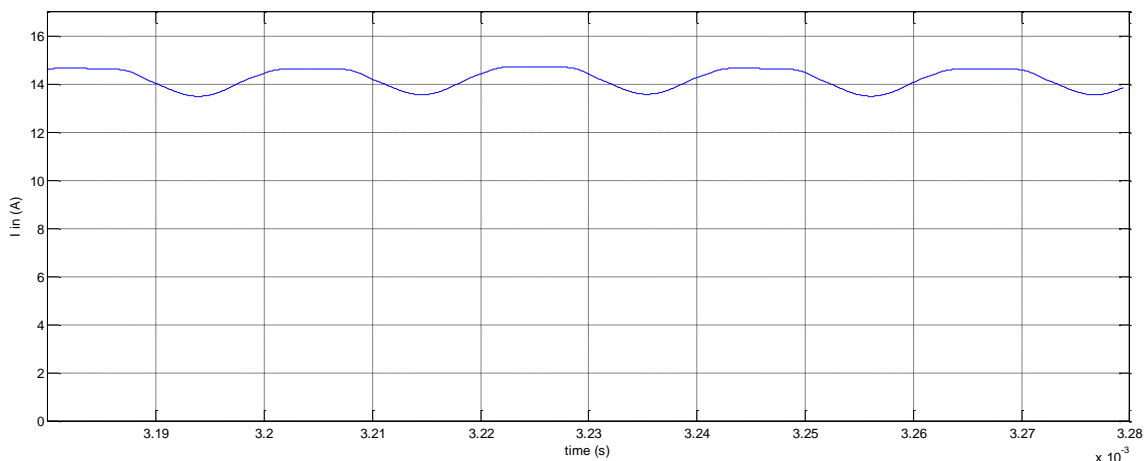
Επαναλαμβάνεται η ίδια προσομοίωση συστήματος με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης για εσωτερική αντίσταση μπαταρίας: $R=15\Omega$.

Η προσομοίωση στο Simulink γίνεται για DC τάση εισόδου $V_{in} = 300V$ DC, για αυτεπαγωγές πρωτεύοντος και δευτερεύοντος $L_1=0,402$ mH και $L_2=0,802$ mH αντίστοιχα και για συντελεστή σύζευξης των πηνίων ίσο με $k=0,575$. Το φορτίο (εσωτερική αντίσταση μπαταρίας) θεωρείται $R=15 \Omega$. Ο πυκνωτής συντονισμού στο δευτερεύον επιλέγεται $C=20$ nF. Επιλέγεται $f_Q = 45000$ Hz.

Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα:



(α)

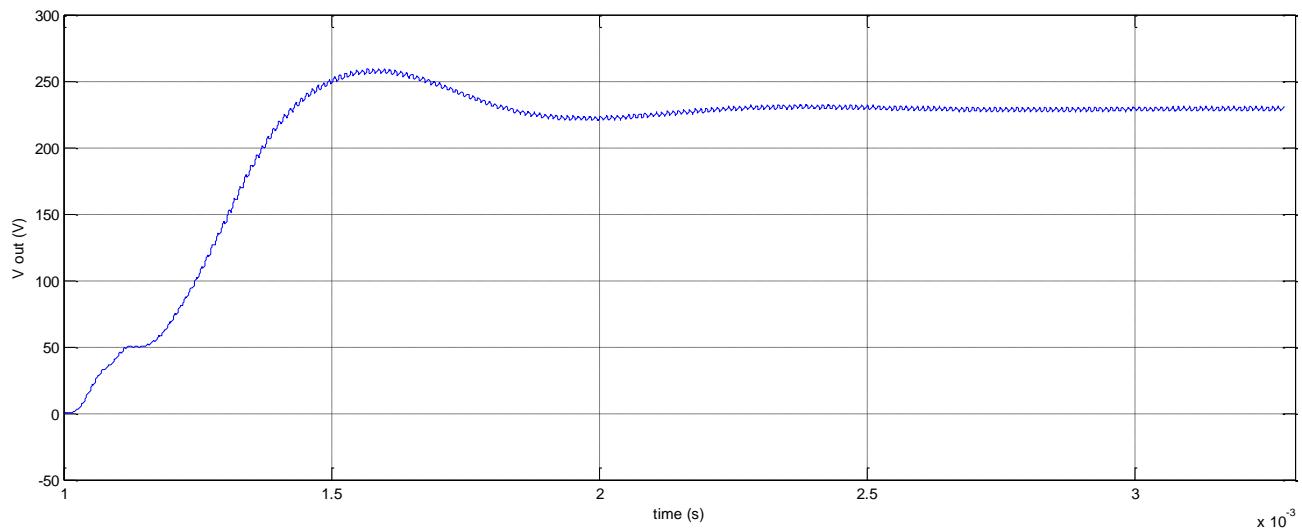


(β)

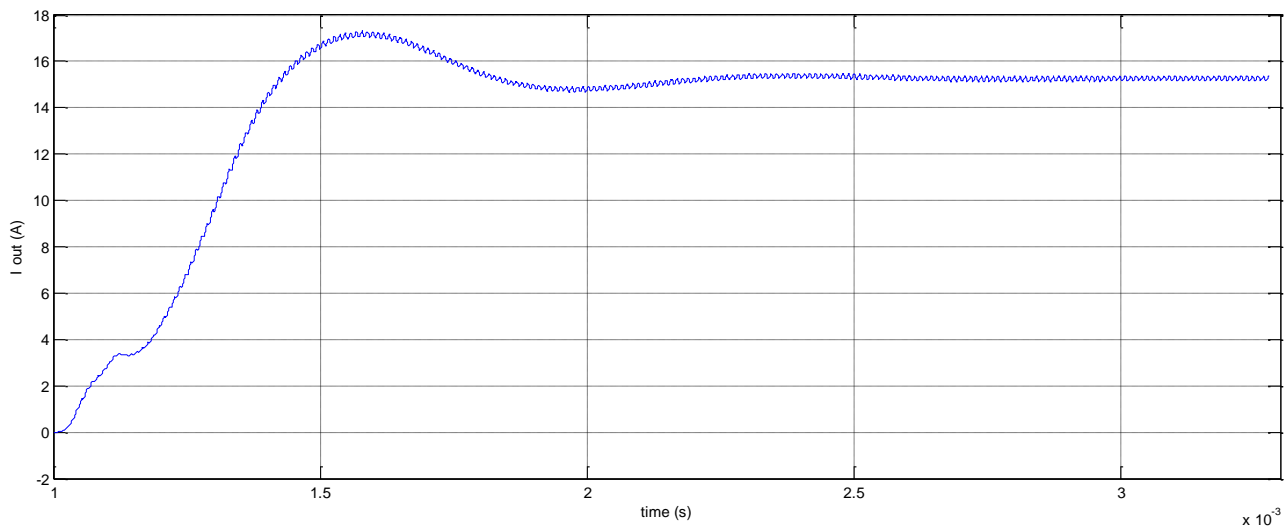
**Σχήμα 4.38. Ρεύμα εισόδου του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα, $\hat{i}_{in,DC}$
(α) στην μεταβατική και μόνιμη κατάσταση
(β) σε μεγέθυνση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**

Στο Σχήμα 4.38 απεικονίζεται το ρεύμα εισόδου του φίλτρου του αντιστροφέα κατά τη μετάβαση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (α) και σε μεγέθυνση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (β).

Στο Σχήμα 4.39 απεικονίζεται η ανορθωμένη τάση εξόδου του δευτερεύοντος και στο Σχήμα 4.40 το ανορθωμένο ρεύμα εξόδου του δευτερεύοντος, τα οποία τροφοδοτούν την μπαταρία.



Σχήμα 4.39. Ανορθωμένη τάση εξόδου $V_{out,DC}$ (V)



Σχήμα 4.40. Ανορθωμένο ρεύμα εξόδου $I_{out,DC}$ (A)

Η απόδοση του συστήματος από την είσοδο του αντιστροφέα έως την ανορθωμένη έξοδο του δευτερεύοντος είναι:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{3493,775 \text{ W}}{4272 \text{ W}} = 0,818 = 81,8\%$$

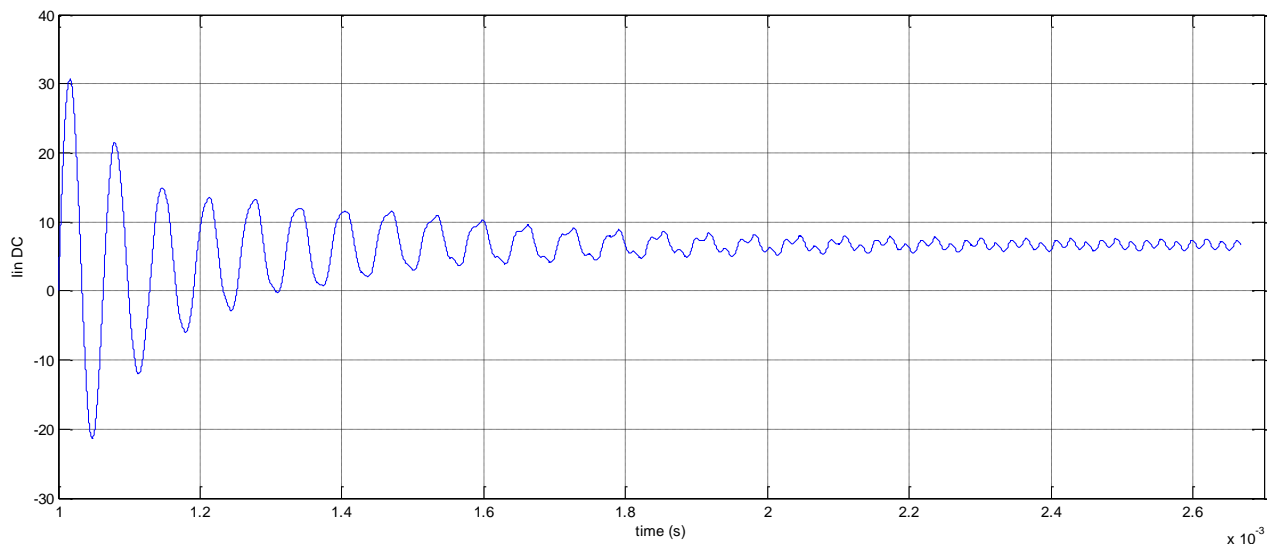
(4.9)

Παρατηρείται μια μικρή μείωση της απόδοσης του συστήματος ως συνέπεια της αύξησης του φορτίου εξόδου, δηλαδή της αύξησης της εσωτερικής αντίστασης της μπαταρίας από 10 σε 15 Ω.

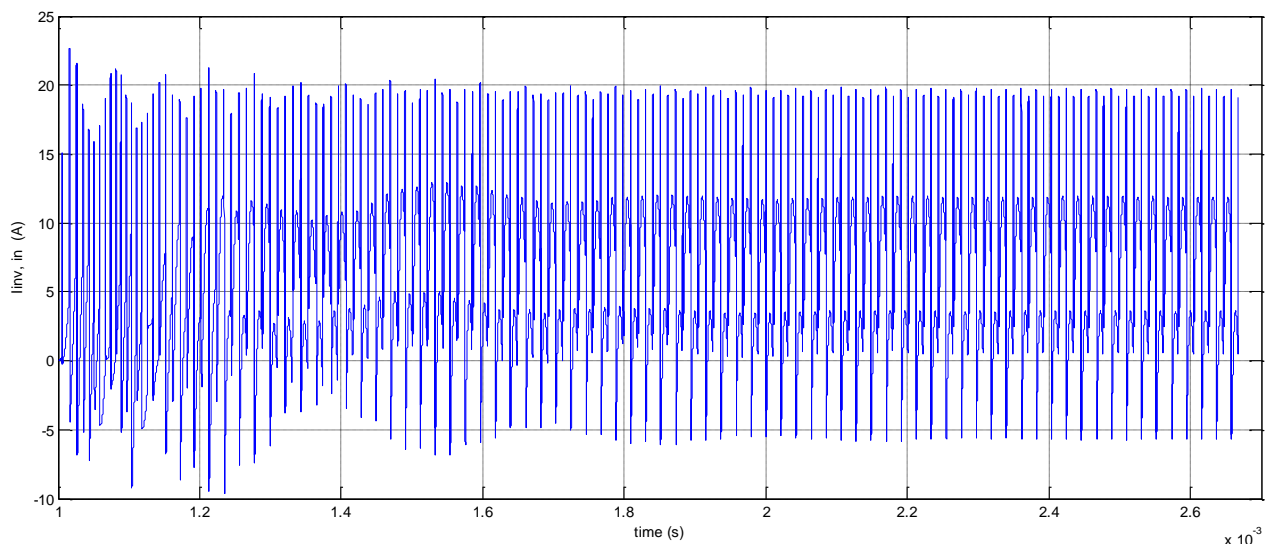
Επαναλαμβάνεται η προσομοίωση του συστήματος με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης για τη χειρότερη εξαταζόμενη περίπτωση με συντελεστή σύζευξης $k=0,292$.

Από τα αποτελέσματα του FEMM προέκυψαν οι τιμές για αυτεπαγωγές πρωτεύοντος και δευτερεύοντος $L_1=0,313$ mH και $L_2=0,618$ mH αντίστοιχα. Το φορτίο (εσωτερική αντίσταση μπαταρίας) θεωρείται $R=10$ Ω.

Τα αποτελέσματα παρατίθενται στα ακόλουθα σχήματα:



(α)



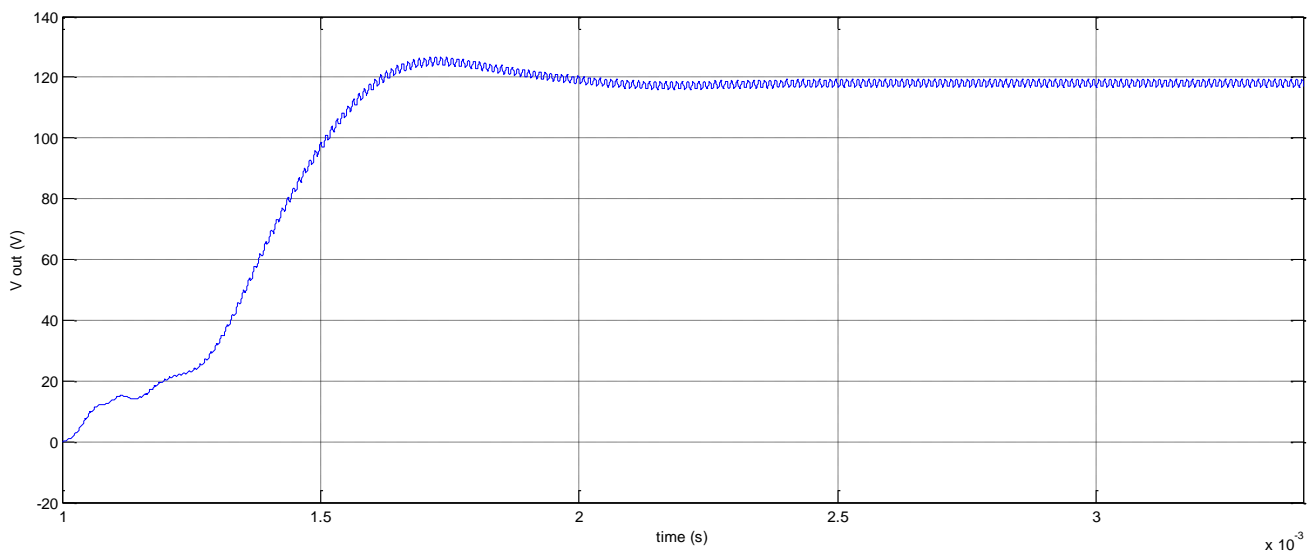
(β)

Σχήμα 4.41 (α) ρεύμα εισόδου του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα $i_{in,DC}$

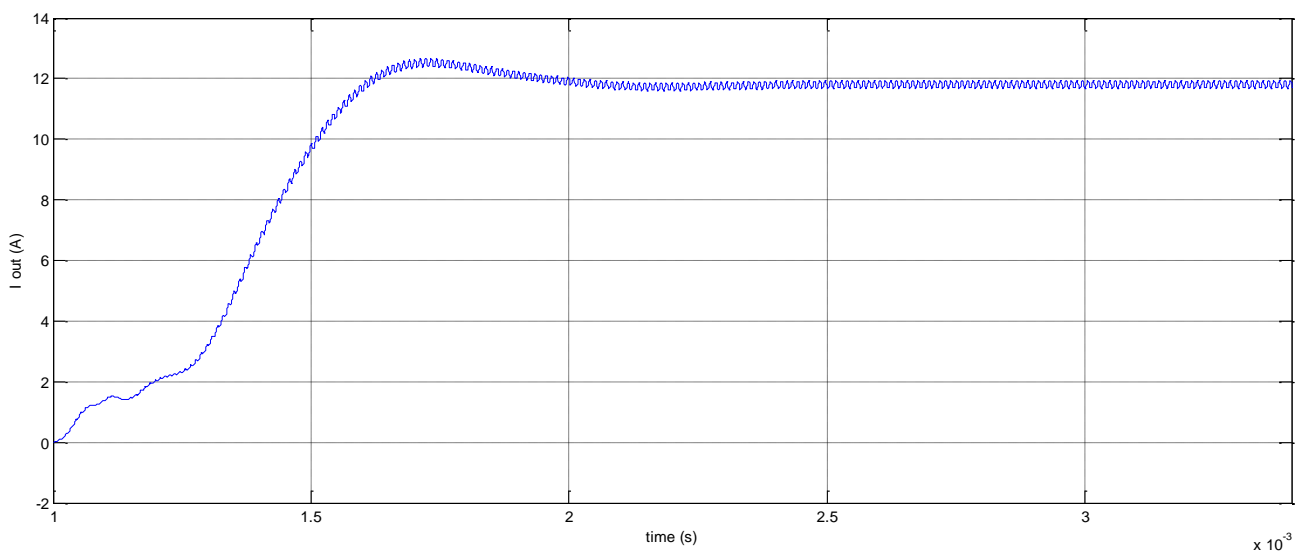
(β) ρεύμα εισόδου αντιστροφέα (μετά το φίλτρο εισόδου αντιστροφέα) $i_{inv,in}$

Στο Σχήμα 4.41 παρουσιάζεται το ρεύμα εισόδου του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα (α) και το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα (β). Είναι εμφανής η μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος λόγω της τοποθέτησης του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα. Συγκρίνοντας με το Σχήμα 4.28, όπου υπήρχε ο βέλτιστος συντελεστής σύζευξης, σημειώνεται μια πτώση της μέσης τιμής του ρεύματος εισόδου η οποία είναι αναμενόμενη ως συνέπεια του χειρότερου συντελεστή σύζευξης στον οποίο πραγματοποιήθηκε η παρούσα προσομοίωση.

Αντίστοιχα μεγάλη μείωση παρατηρείται τόσο στο Σχήμα 4.42 όπου απεικονίζεται η ανορθωμένη τάση εξόδου του δευτερεύοντος όσο και στο Σχήμα 4.43 όπου απεικονίζεται το ανορθωμένο ρεύμα εξόδου του δευτερεύοντος, τα οποία τροφοδοτούν την μπαταρία.



Σχήμα 4.42. Ανορθωμένη τάση εξόδου $V_{out,DC}$ (V)



Σχήμα 4.43. Ανορθωμένο ρεύμα εξόδου $I_{out,DC}$ (A)

Η απόδοση του συστήματος από την είσοδο του αντιστροφέα έως την ανορθωμένη έξοδο του δευτερεύοντος είναι:

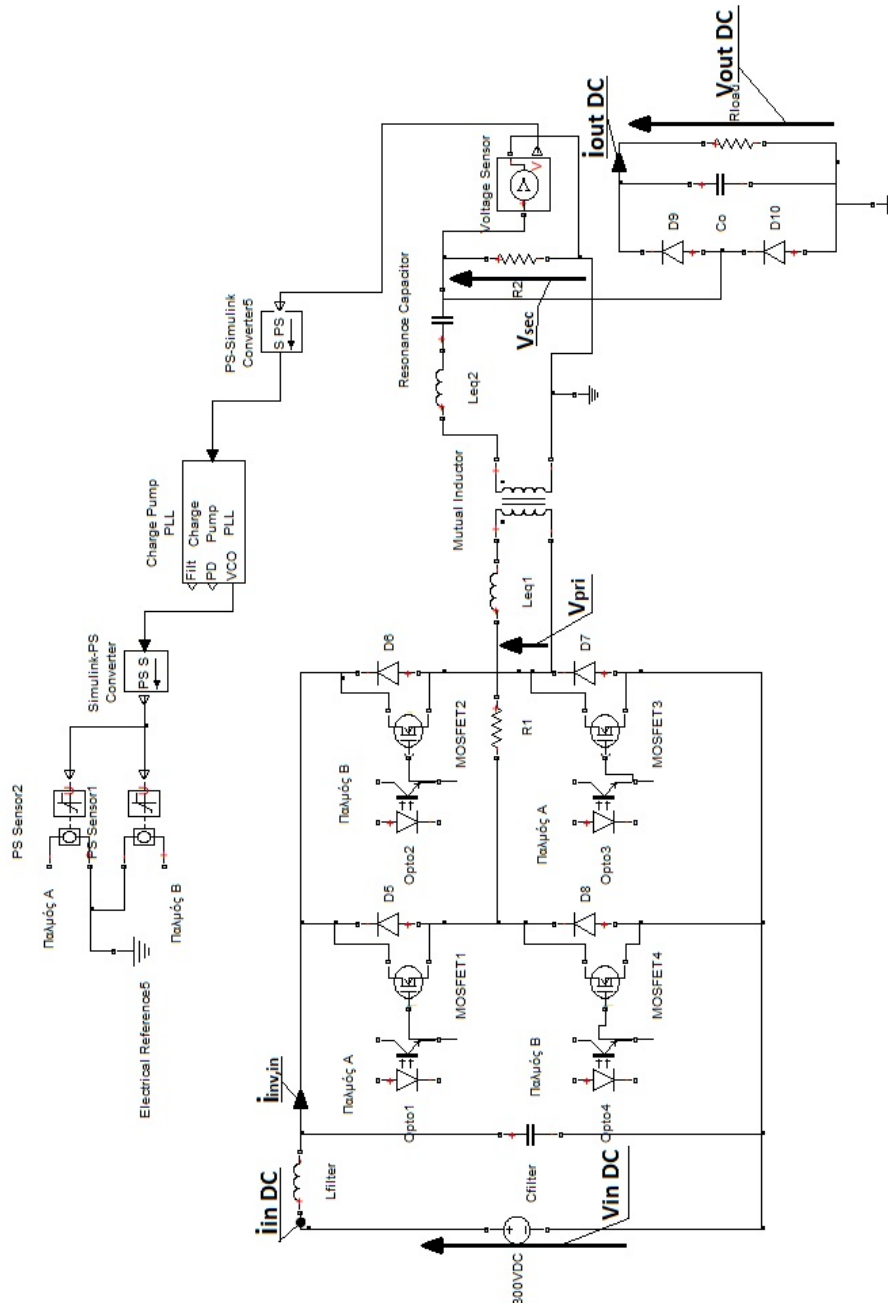
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1397,124 \text{ W}}{1998 \text{ W}} = 0,699 = 69,9\%$$

(4.10)

Εκτός από την αισθητή πτώση της μεταφερόμενης ισχύος η οποία προκύπτει από τον χαμηλό συντελεστή σύζευξης στην παρούσα προσομοίωση, παρατηρείται και μια σημαντική μείωση της ολικής απόδοσης του συστήματος στη λειτουργία σε χαμηλή σύζευξη, η οποία αποτρέπει τη χρήση της συγκεκριμένης διάταξης για τέτοιες τιμές συντελεστή σύζευξης.

4.2.4. Προσομοιώσεις συστήματος με γέφυρα ημιανόρθωσης δευτερεύοντος

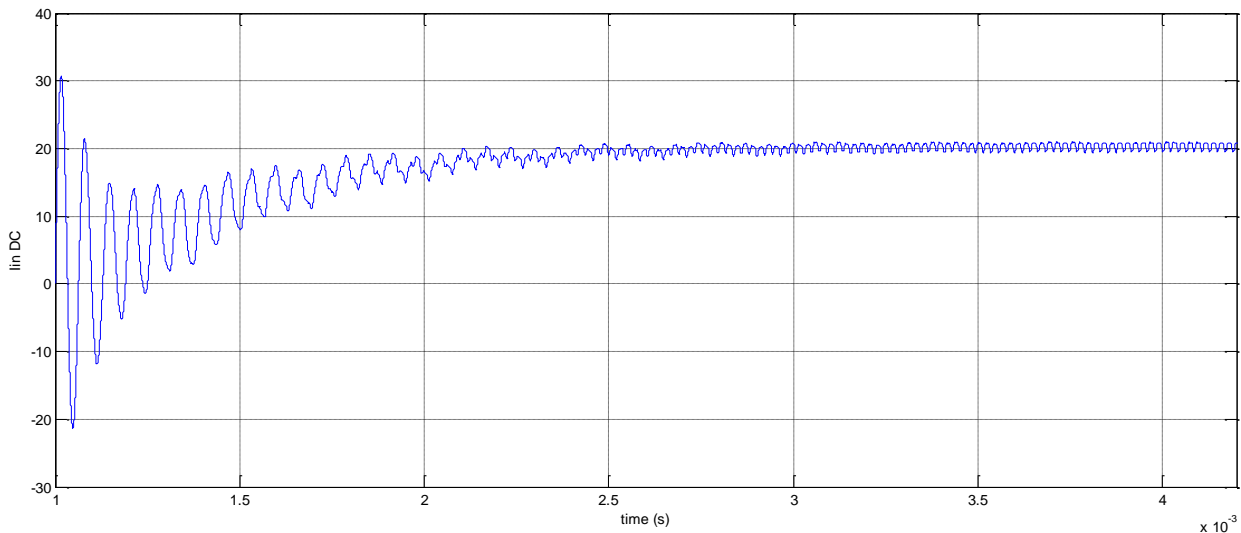
Στο Σχήμα 4.44 απεικονίζεται το κύκλωμα της προσομοίωσης του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με διάταξη ημιανόρθωσης του δευτερεύοντος όπως αυτό σχεδιάστηκε στο Simulink.



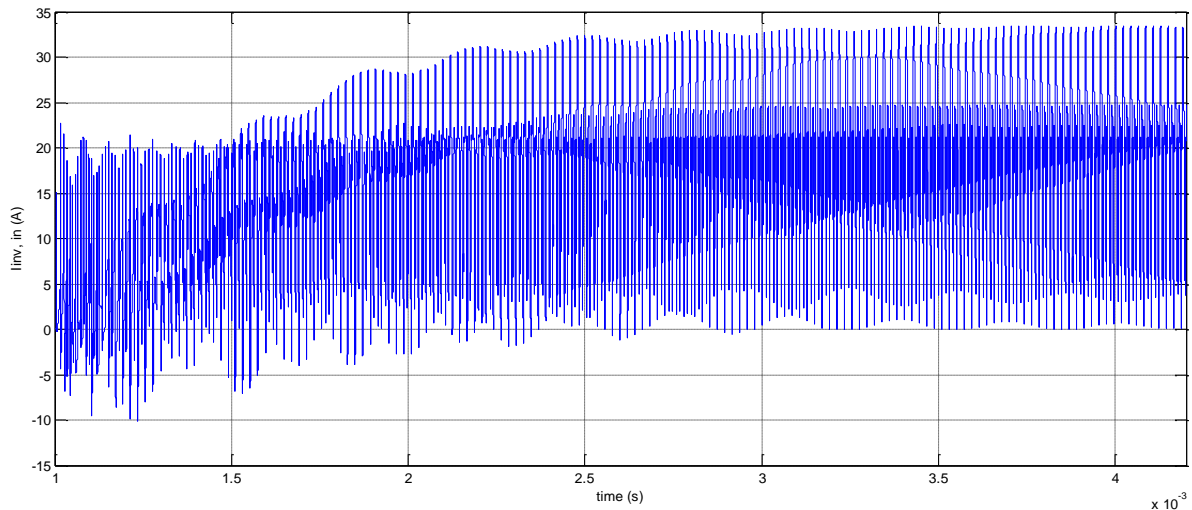
Σχήμα 4.44. Κύκλωμα προτεινόμενης διάταξης στο Simulink

Η προσομοίωση στο Simulink γίνεται για DC τάση εισόδου $V_{in} = 300V$ DC, για αυτεπαγωγές πρωτεύοντος και δευτερεύοντος $L_1=0,313$ mH και $L_2=0,618$ mH αντίστοιχα και για συντελεστή σύζευξης των πηνίων ίσο με $k=0,292$. Το φορτίο (εσωτερική αντίσταση μπαταρίας) θεωρείται $R=10$ Ω. Ο πυκνωτής συντονισμού στο δευτερεύον επιλέγεται $C=20$ nF. Επιλέγεται $f_Q = 45000$ Hz.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα:



(α)



(β)

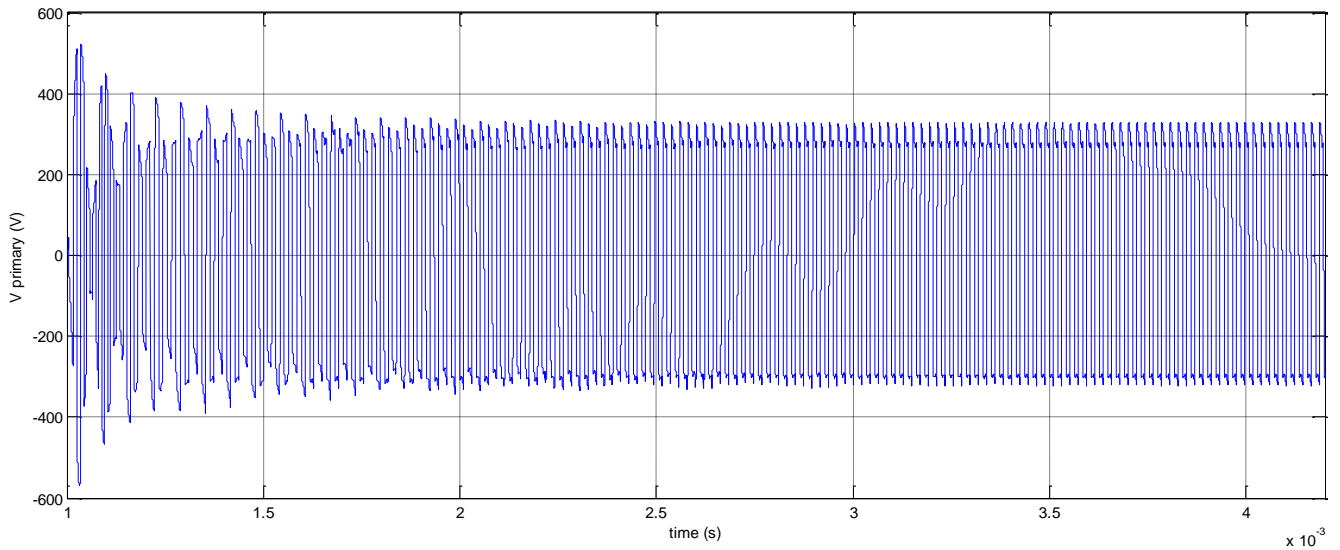
**Σχήμα 4.45. (α) ρεύμα εισόδου του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα $\dot{i}_{in,DC}$
(β) ρεύμα εισόδου αντιστροφέα (μετά το φίλτρο εισόδου αντιστροφέα) $\dot{i}_{inv,in}$**

Στο Σχήμα 4.45 παρουσιάζεται το ρεύμα εισόδου του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα (α) και το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα (β). Είναι εμφανής η μείωση

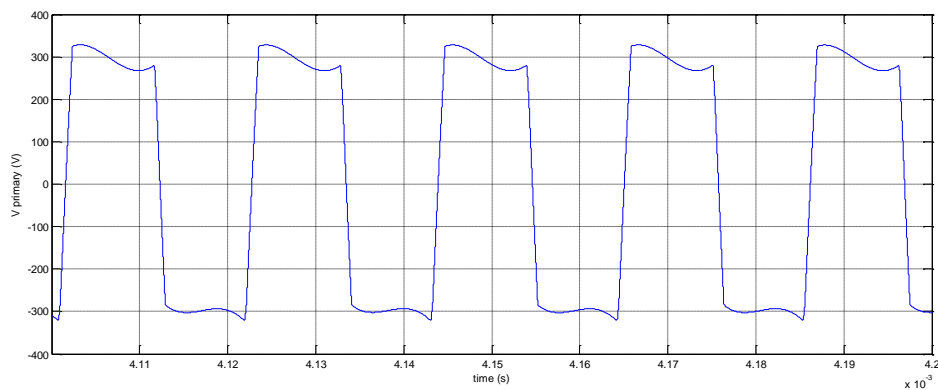
της κυμάτωσης του ρεύματος λόγω της τοποθέτησης του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα. Επίσης, σημειώνεται η πρόκληση μεγάλης τιμής ρεύματος εισόδου κατά την μεταβατική κατάσταση, στην έναρξη της λειτουργίας του αντιστροφέα, το οποίο όμως περιορίζεται ταχύτατα καθώς το σύστημα μεταβαίνει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Σημειώνεται ότι με τη συγκεκριμένη διάταξη ημιανόρθωσης του δευτερεύοντος και ενώ η προσομοίωση γίνεται σε χαμηλότερο συντελεστή σύζευξης από ότι στην προσομοίωση με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης που παρουσιάστηκε προηγουμένως, η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα είναι μεγαλύτερη από αυτή που επιτεύχθηκε με την πλήρη ανόρθωση. Αυτό οφείλεται στην ιδιαίτερη λειτουργία της συγκεκριμένης διάταξης ημιανόρθωσης η οποία παρέχει τη δυνατότητα απαίτησης μεγαλύτερης ισχύος από την παροχή για τους λόγους που αναλύθηκαν στην §3.6.2.

Στο Σχήμα 4.46 απεικονίζεται η τάση εξόδου του αντιστροφέα, δηλαδή η τάση που εφαρμόζεται στο πρωτεύον του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου.

Σημειώνεται ότι η τάση αυτή είναι τετραγωνικής μορφής. Η μορφή της παρουσιάζει αλλοίωση στα άκρα των τετραγωνικών παλμών εξαιτίας του θορύβου που δημιουργείται από τη λειτουργία των διακοπών της γέφυρας του αντιστροφέα και λόγω της ύπαρξης του φίλτρου εισόδου του αντιστροφέα.



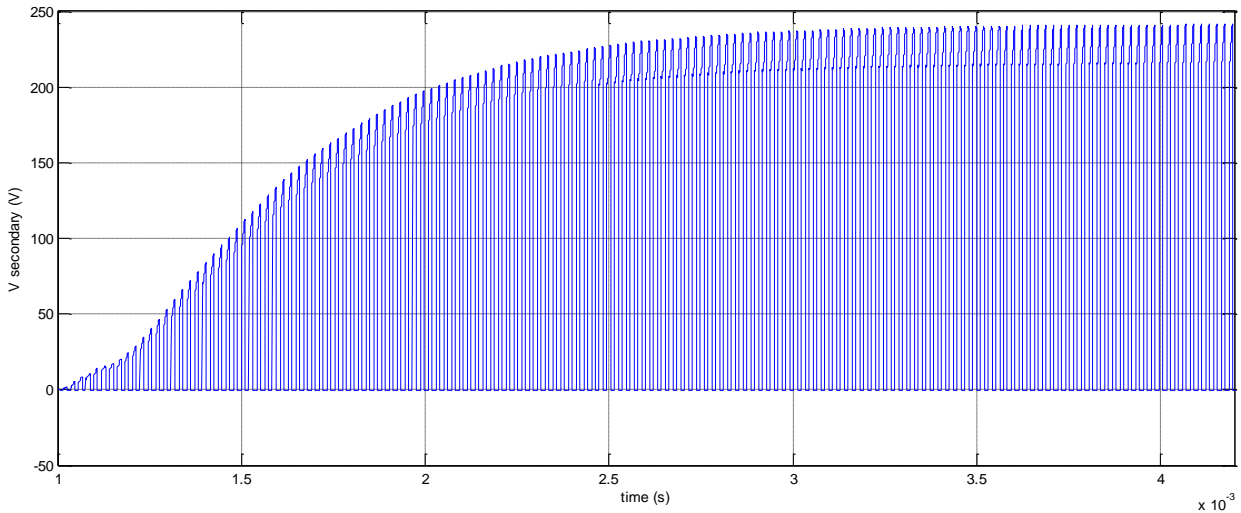
(α)



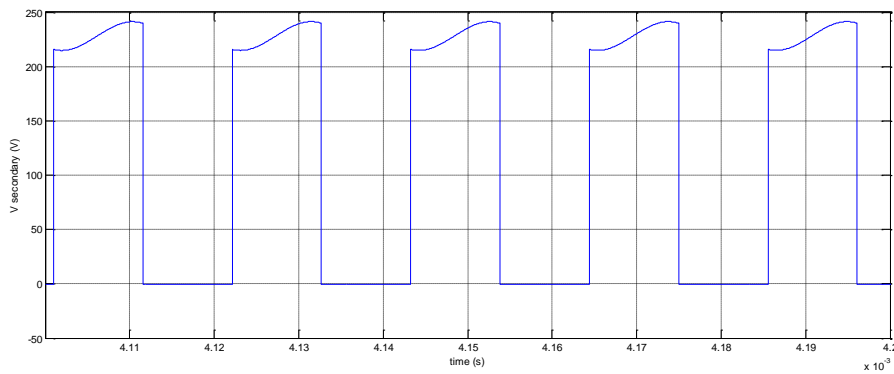
(β)

Σχήμα 4.46. Τάση πρωτεύοντος V_{pri}
(α) στην μεταβατική και μόνιμη κατάσταση
(β) σε μεγέθυνση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Στο Σχήμα 4.47 παρουσιάζεται η τάση εξόδου του δευτερεύοντος μετά τον πυκνωτή συντονισμού. Υπάρχει μια αξιοσημείωτη διαφορά με την ίδια μέτρηση όταν αυτή πραγματοποιήθηκε με τη γέφυρα πλήρους ανόρθωσης του δευτερεύοντος. Στην παρούσα περίπτωση λόγω της ημιανόρθωσης η τάση στο δευτερεύον λαμβάνει τιμές μόνο κατά τη θετική ημιπερίοδο λειτουργίας. Κατά την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας το κύκλωμα συντονισμού L – C βραχυκυκλώνεται, με αποτέλεσμα η τάση στο δευτερεύον μετά τον πυκνωτή συντονισμού να μηδενίζεται. Επιπλέον, η ύπαρξη του πυκνωτή ως φίλτρο εξόδου της ημιανόρθωσης επηρεάζει τη λειτουργία της διάταξης καθώς λόγω της μεγάλης τιμής του αργεί να φορτιστεί με αποτέλεσμα την μετατροπή της ημιτονοειδούς τάσης σε τετραγωνικής μορφής τάση, όμως φαίνεται στο (β).



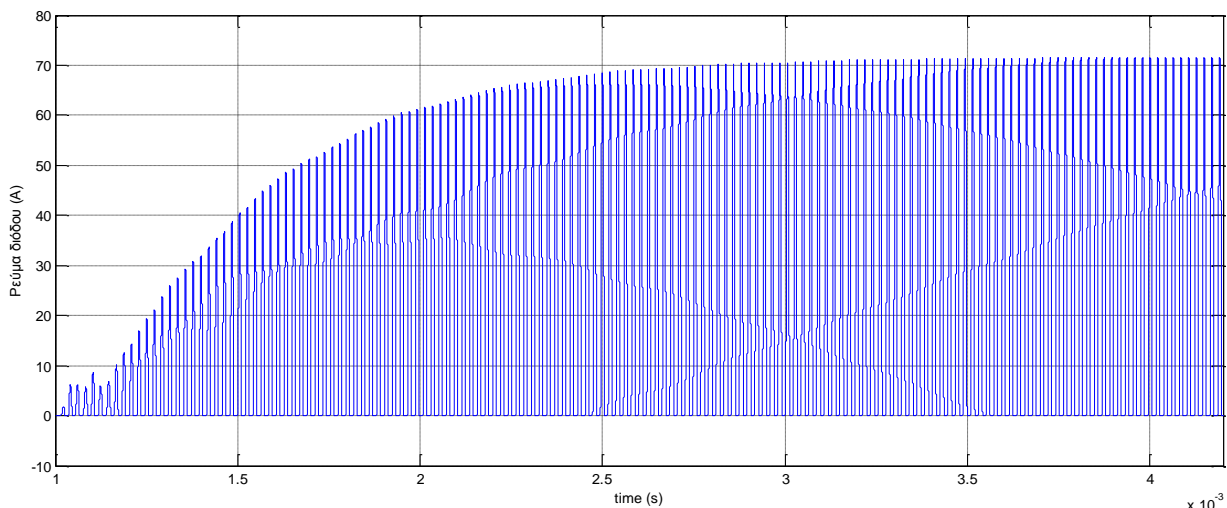
(α)



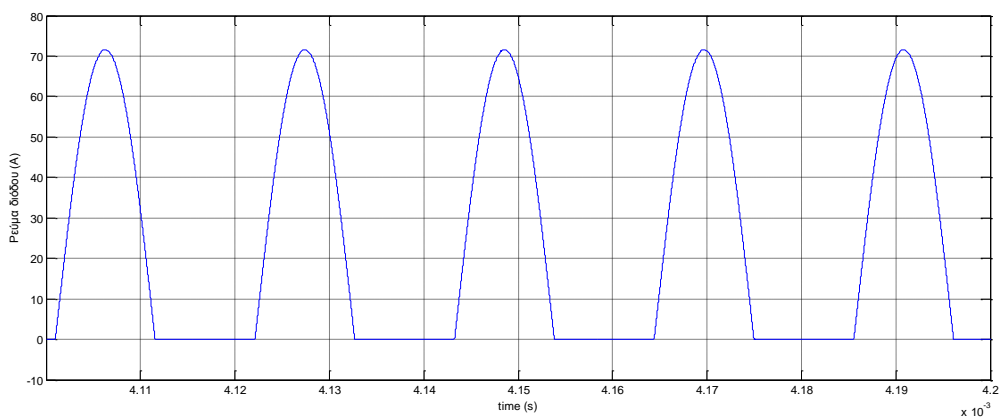
(β)

**Σχήμα 4.47. Τάση δευτερεύοντος (μετά τον πυκνωτή συντονισμού) V_{sec}
 (α) στην μεταβατική και μόνιμη κατάσταση
 (β) σε μεγέθυνση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**

Στο Σχήμα 4.48 παρουσιάζεται το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο D5 της βαθμίδας ημιανόρθωσης του δευτερεύοντος, η οποία είναι η δίοδος που άγει κατά τη θετική ημιπερίοδο λειτουργίας του συστήματος. Σημειώνεται η μεγάλη τιμή του ρεύματος που διαρρέει τη δίοδο όταν αυτή άγει. Επιπλέον, παρατηρείται ότι παρά την παραμόρφωση της τάσης λόγω του πυκνωτή εξόδου της βαθμίδας ανόρθωσης, το ρεύμα συνεχίζει να είναι ημιτονοειδές, όπως αναμενόταν.



(α)

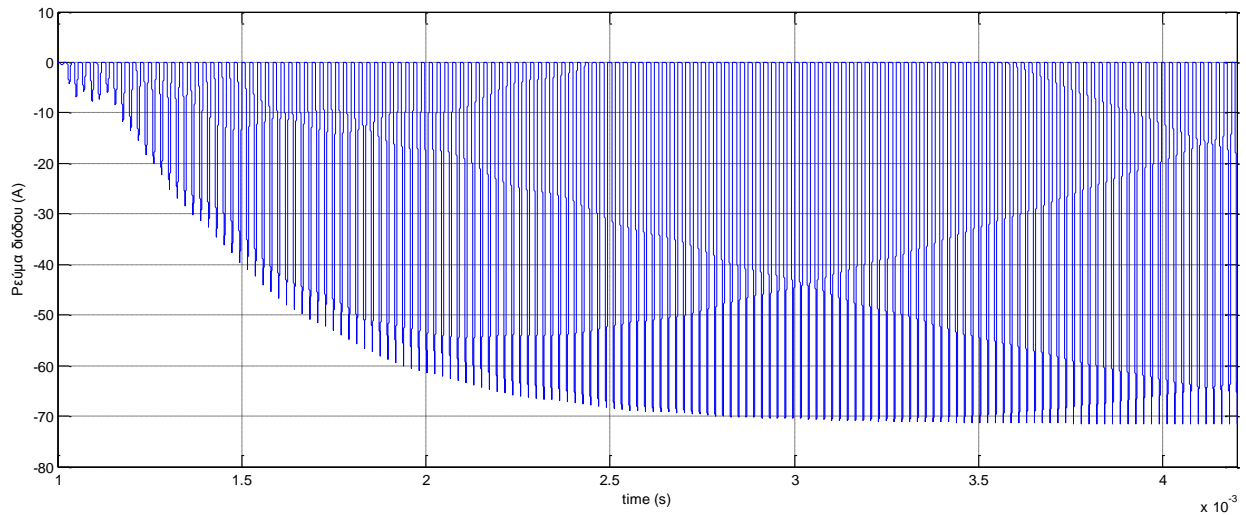


(β)

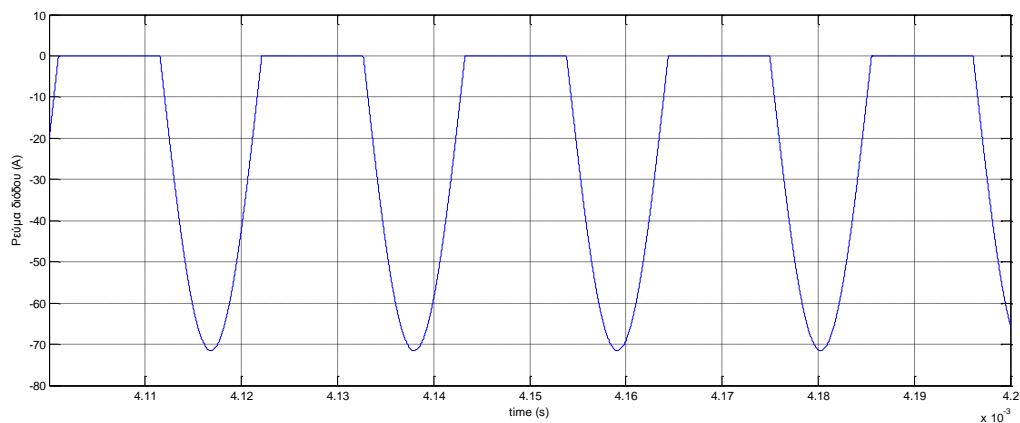
**Σχήμα 4.48. Ρεύμα στη διόδο D9 του κυκλώματος ημιανόρθωσης
(α) στην μεταβατική και μόνιμη κατάσταση
(β) σε μεγέθυνση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**

Στο Σχήμα 4.49 παρουσιάζεται το ρεύμα που διαρρέει τη διόδο D6 της βαθμίδας ημιανόρθωσης του δευτερεύοντος, η οποία είναι η διόδος που άγει κατά την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας του συστήματος. Σημειώνεται η μεγάλη τιμή του ρεύματος που διαρρέει τη διόδο όταν αυτή άγει. Επιπλέον, παρατηρείται ότι παρά την παραμόρφωση της τάσης λόγω του πυκνωτή εξόδου της βαθμίδας ανόρθωσης, το ρεύμα συνεχίζει να είναι ημιτονοειδές, όπως αναμενόταν.

Επισημαίνεται ότι η διόδος αυτή διαρρέεται από το ρεύμα βραχυκύκλωσης του συντονισμένου κυκλώματος L – C του δευτερεύοντος.



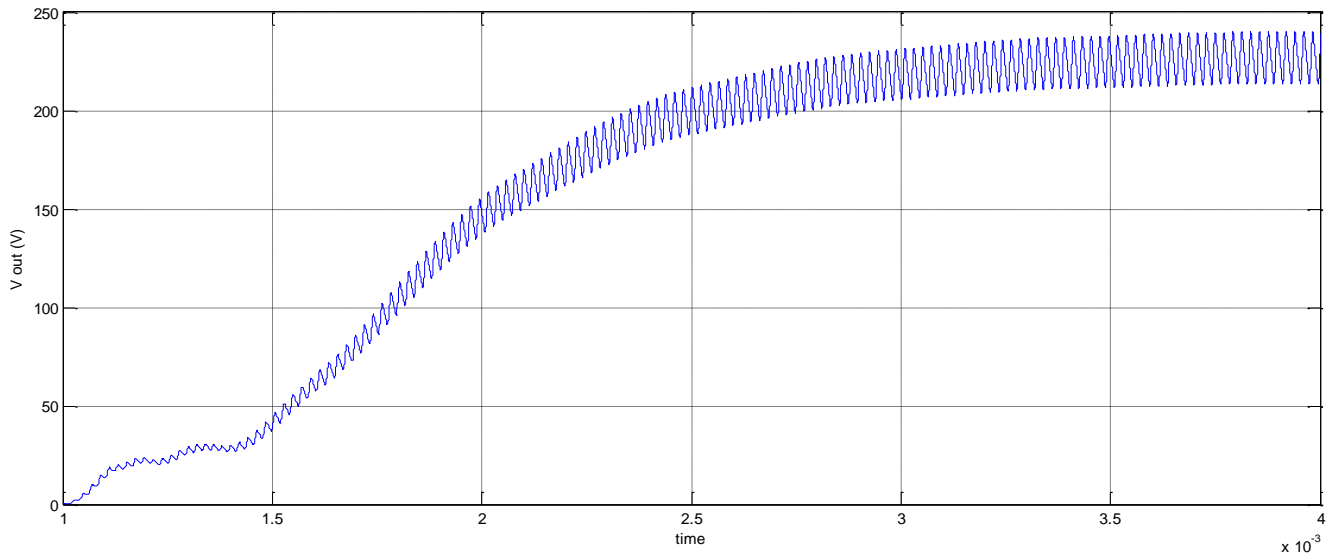
(α)



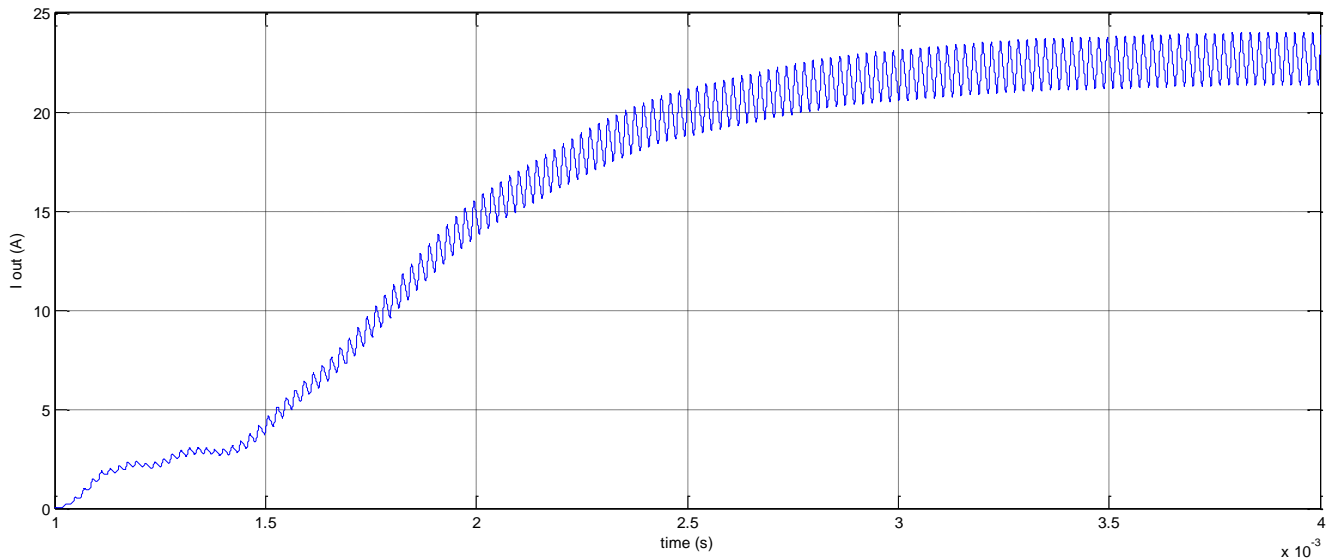
(β)

**Σχήμα 4.49. Ρεύμα στη διόδο D10 του κυκλώματος ημιανόρθωσης
(α) στην μεταβατική και μόνιμη κατάσταση
(β) σε μεγέθυνση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας**

Στο Σχήμα 4.50 απεικονίζεται η ανορθωμένη τάση εξόδου του δευτερεύοντος και στο Σχήμα 4.51 το ανορθωμένο ρεύμα εξόδου του δευτερεύοντος, τα οποία τροφοδοτούν την μπαταρία. Παρατηρείται μια αύξηση της κυμάτωσης και των δυο μεγεθών σε σύγκριση με τις μετρήσεις της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης του δευτερεύοντος.



Σχήμα 4.50. Ανορθωμένη τάση εξόδου $V_{out,DC}$ (V)



Σχήμα 4.51. Ανορθωμένο ρεύμα εξόδου $i_{out,DC}$ (A)

Η απόδοση του συστήματος από την είσοδο του αντιστροφέα έως την ανορθωμένη έξοδο του δευτερεύοντος είναι:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{5175,625 \text{ W}}{6120 \text{ W}} = 0,846 = 84,6\%$$

(4.11)

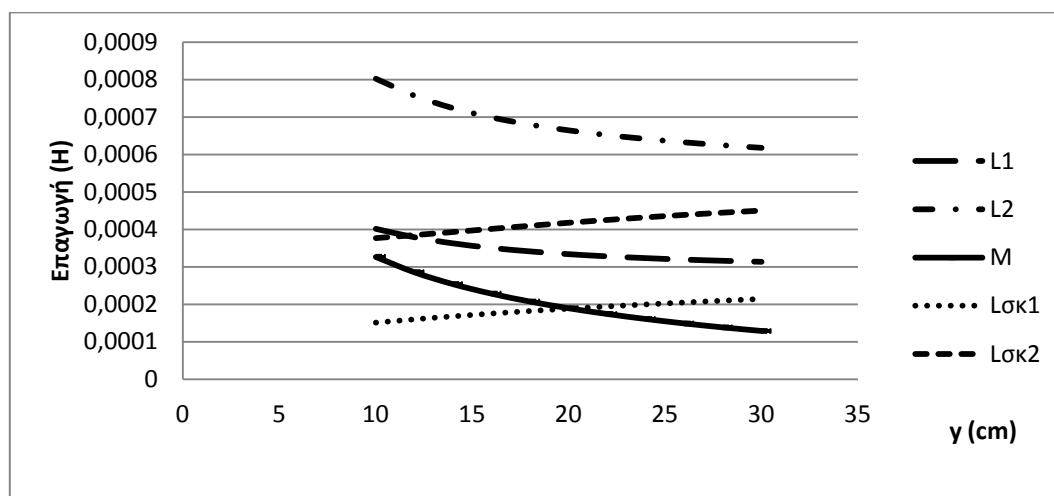
Κεφάλαιο 5. Συγκρίσεις – Συμπεράσματα

5.1. Σύγκριση και συμπεράσματα προσομοιώσεων

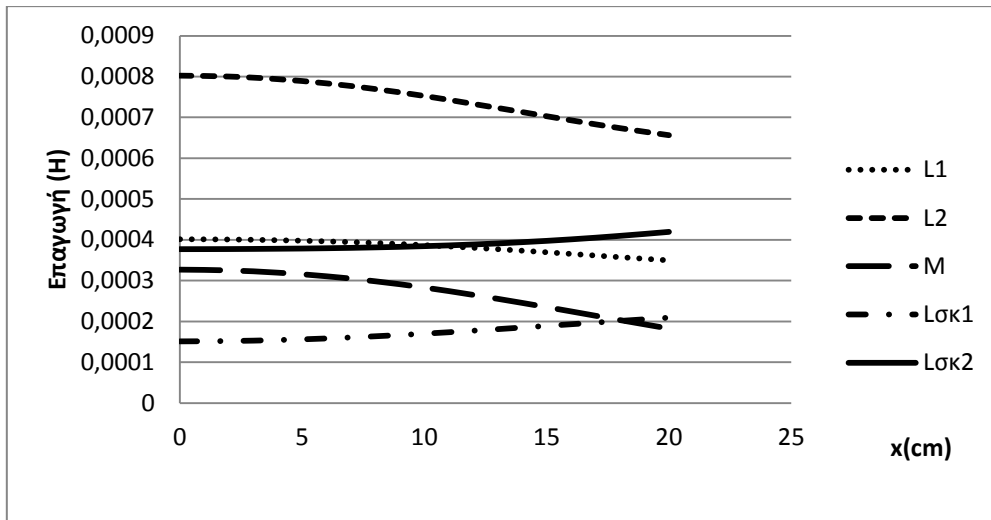
Ακολουθεί η συγκριτική παράθεση των αποτελεσμάτων που προέκυψαν από της προσομοιώσεις και παρουσιάστηκαν αναλυτικά στο Κεφάλαιο 4.

5.1.1. Συμπεράσματα προσομοιώσεων μαγνητικού κυκλώματος με FEMM

Συγκεντρώνοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων λαμβάνονται οι ακόλουθες γραφικές παραστάσεις που καταγράφουν τη σχέση μεταξύ των εξεταζόμενων μεγεθών.



Σχήμα 5.1. Διάγραμμα επαγωγών συναρτήσει της μετατόπισης του δευτερεύοντος ως προς τον άξονα γ

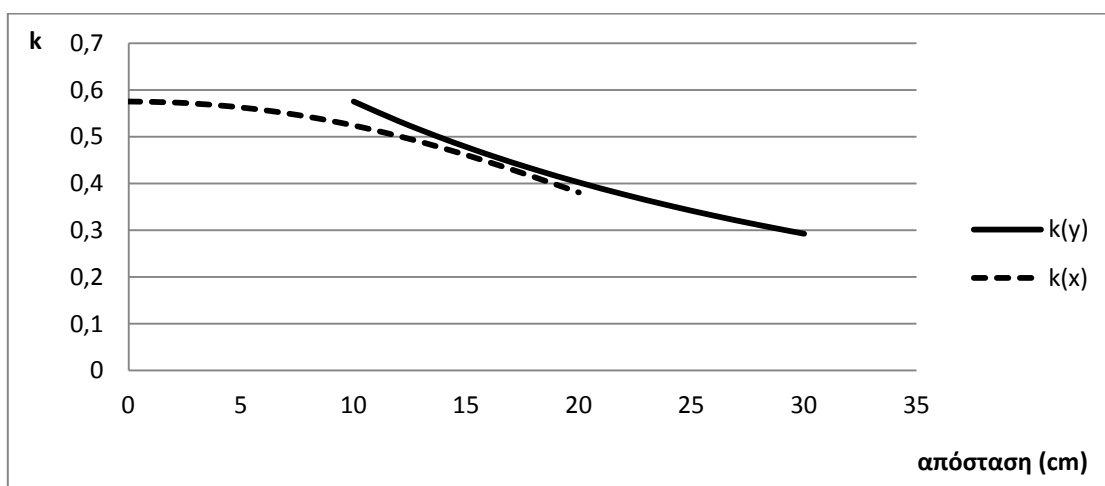


Σχήμα 5.2. Διάγραμμα επαγωγών συναρτήσει της μετατόπισης του δευτερεύοντος ως προς τον άξονα x

Παρατηρείται ότι κατά την απομάκρυνση του οχήματος από τον τοίχο στον οποίο είναι προσαρμοσμένο το πρωτεύον κατά τον κατακόρυφο άξονα γ αυξάνονται οι τιμές των επαγωγών σκεδάσεως πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, $L_{\sigma\kappa 1}$ και $L_{\sigma\kappa 2}$ αντίστοιχα, όπως αναμενόταν.

Το ίδιο συμβαίνει και κατά την απομάκρυνση κατά τον οριζόντιο άξονα x .

Επιπλέον, και στις δυο περιπτώσεις, παρουσιάζεται μείωση των τιμών των αυτεπαγωγών $L1$ και $L2$ καθώς και της αμοιβαίας επαγωγής M .



Σχήμα 5.3. Διάγραμμα συντελεστή σύζευξης συναρτήσει της μετατόπισης του δευτερεύοντος ως προς τον άξονα γ και x .

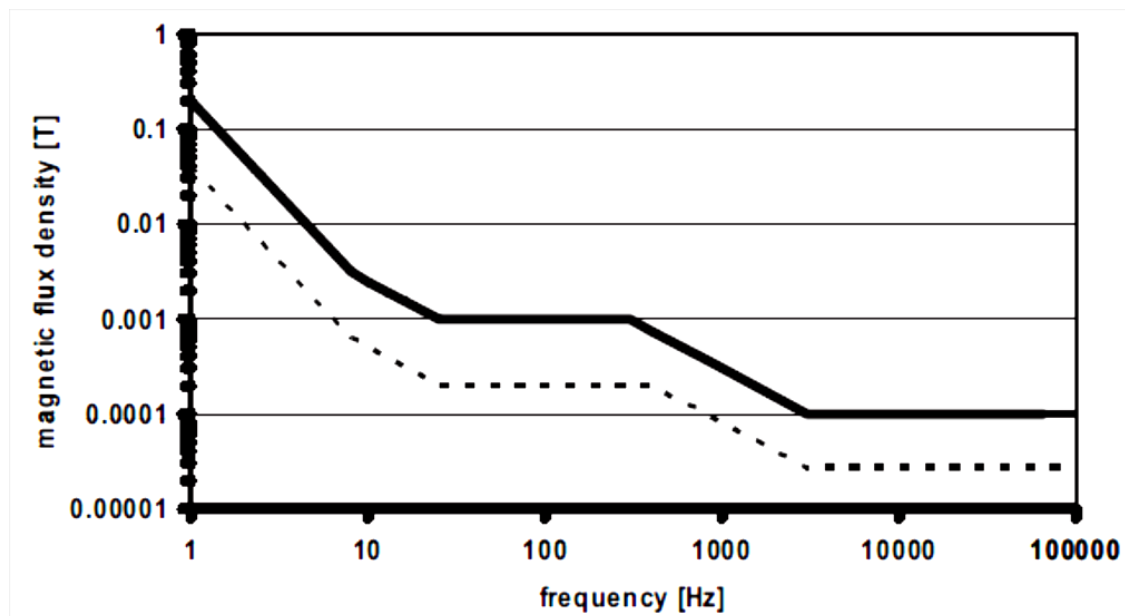
Όπως είναι αναμενόμενο, ο συντελεστής σύζευξης k μειώνεται κατά την απομάκρυνση ως προς κάθε κατεύθυνση.

Ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή και ασφάλεια του χρήστη

Η μελέτη κάθε διάταξης επαγωγικής μεταφοράς ισχύος πρέπει να εξετάζει και την τυχόν έκθεση ανθρώπων στο μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται για τη μεταφορά της απαιτούμενης ισχύος.

Με βάση διεθνείς μελέτες και έρευνες, έχουν καθοριστεί τα μέγιστα επιτρεπτά όρια της ανθρώπινης έκθεσης σε χρονομεταβλητά μαγνητικά πεδία για μεγάλα χρονικά διαστήματα.

Τα αυστηρότερα όρια τα οποία υιοθετούνται και από τον Παγκόσμιο Οργανισμό Υγείας είναι αυτά της Διεθνούς Επιτροπής για την Προστασία από Μη Ιονίζουσα Ακτινοβολία (ICNIRP) και παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.4. Τα όρια αφορούν στην πυκνότητα της μαγνητικής ροής του πεδίου σε συνάρτηση με τη συχνότητα μεταβολής του πεδίου. Για χώρους εργασίας όπου η ανθρώπινη έκθεση του εργαζόμενου στο πεδίο θεωρείται διάρκειας 8ώρου εργασίας, τα όρια είναι σχετικά ψηλότερα από τα όρια των δημόσιων χώρων. Στους δημόσιους χώρους θεωρείται ότι ο άνθρωπος μπορεί να εκτίθεται στο πεδίο συνεχόμενα για μεγάλα χρονικά διαστήματα.



Σχήμα 5.4. Επίπεδα αναφοράς της ανθρώπινης έκθεσης σε χρονομεταβλητό μαγνητικό πεδίο της ICNIRP [44].

- Έκθεση σε εργασιακούς χώρους.
- - - Έκθεση σε ευρύτερους δημόσιους χώρους

Η υπό μελέτη διάταξη δεν βρίσκεται ούτε σε χώρο εργασίας, ούτε σε δημόσιο χώρο. Είναι σχεδιασμένη για εγκατάσταση στο χώρο στάθμευσης, στον οποίο θεωρείται ότι ο χρήστης σταθμεύει το όχημα και αποχωρεί σε σύντομο χρονικό διάστημα. Συνεπώς σε οποιαδήποτε περίπτωση, δεν δέχεται μεγάλης διάρκειας μαγνητική ακτινοβολία.

Επιπλέον, η διάταξη είναι με τέτοιο τρόπο σχεδιασμένη ώστε το μαγνητικό πεδίο να δημιουργείται μεταξύ της επιτοίχιας εγκατάστασης και του μπροστινού προφυλακτήρα του οχήματος. Ο χώρος μεταξύ των δυο πυρήνων είναι επομένως πολύ μικρός για να μπορέσει ο χρήστης να σταθεί ανάμεσα.

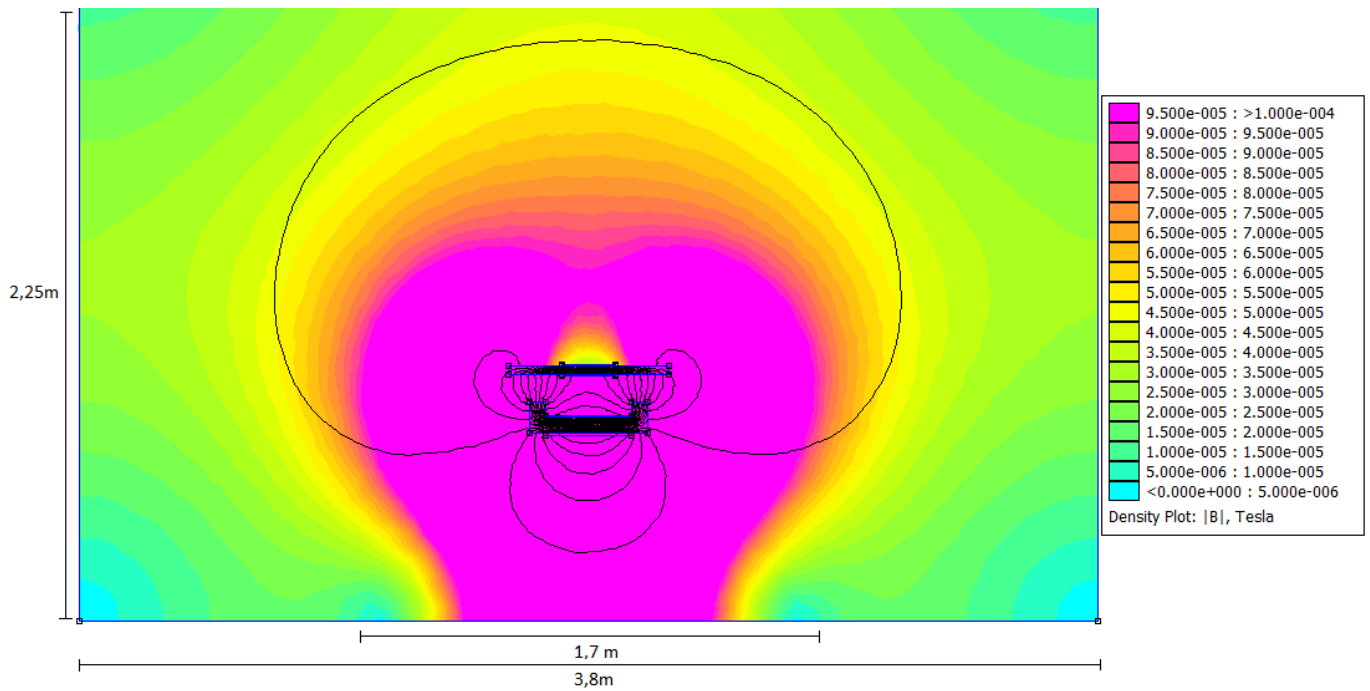
Στο Σχήμα 5.5 παρουσιάζεται το δημιουργούμενο μαγνητικό πεδίο για το βέλτιστο συντελεστή σύζευξης στην απόσταση 10 cm μεταξύ των δυο πυρήνων. Με μωβ χρώμα επισημαίνεται η περιοχή όπου το πεδίο είναι μεγαλύτερο από το επιτρεπόμενο όριο πυκνότητας μαγνητικής ροής των 0,0001 T. Τονίζεται ότι στην περιοχή αυτή η πυκνότητα ξεπερνάει το όριο μόνο κατά 2 με 3 φορές.

Στον υπόλοιπο χώρο το πεδίο είναι ασφαλές για τουλάχιστον 8ωρη συνεχόμενη έκθεση του χρήστη.

Επισημαίνεται ότι στο χώρο πίσω από το πρωτεύον το οποίο βρίσκεται προσαρτημένο σε επιτοίχια εγκατάσταση, υφίσταται μεν υψηλής πυκνότητας μαγνητικό πεδίο, το οποίο όμως μπορεί να περιοριστεί με την επιτοίχια τοποθέτηση κατάλληλης μαγνητικής θωράκισης.

Εξετάζοντας τις διαστάσεις της μωβ περιοχής, συμπεραίνεται ότι το πλάτος της περιοχής αυτής είναι μικρότερο από το μέσο πλάτος ενός οχήματος. Το γεγονός αυτό καθιστά ακόμα πιο απίθανη την στάση του χρήστη στην περιοχή αυτή.

Τελικά, λαμβάνοντας υπόψη την αυστηρότητα των ορίων, την μεγάλη χρονική διάρκεια έκθεσης των προδιαγραφών των ορίων, το χώρο και τη χωροδιάταξη της εγκατάστασης και αξιολογώντας τις τιμές της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου σε κάθε περιοχή του χώρου, συμπεραίνεται ότι η λειτουργία του συστήματος είναι ασφαλής για τον άνθρωπο.



Σχήμα 5.5. Το μαγνητικό πεδίο στο χώρο γύρω από τους πυρήνες

5.1.2. Σύγκριση και συμπεράσματα προσομοιώσεων με Simulink

Από τις προσομοιώσεις υπολογίστηκε ότι η απόδοση της διάταξης από την είσοδο του αντιστροφέα ως την έξοδο του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου μετά το κύκλωμα συντονισμού είναι ιδιαίτερα ικανοποιητική καθώς πλησιάζει το 97%.

Για προσομοιώσεις σε διάφορους συντελεστές σύζευξης ελήφθησαν τα αποτελέσματα που παρατίθενται στους Πίνακες 5.1 και 5.2.

Πίνακας 5.1. Μετρήσεις προσομοιώσεων με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης δευτερεύοντος

k	Vout DC (V)	Iout DC (A)	Vin DC (V)	Iin DC (A)	Pout (W)	Pin (W)	η (%)
0,575	224,9	22,49	300	20,04	5058,001	6012	84,13175
0,496	196,8	19,68	300	15,59	3873,024	4677	82,81001
0,402	155	15,5	300	10,24	2402,5	3072	78,20638
0,292	118,2	11,82	300	6,66	1397,124	1998	69,92613

Πίνακας 5.2. Μετρήσεις προσομοιώσεων με γέφυρα ημιανόρθωσης δευτερεύοντος

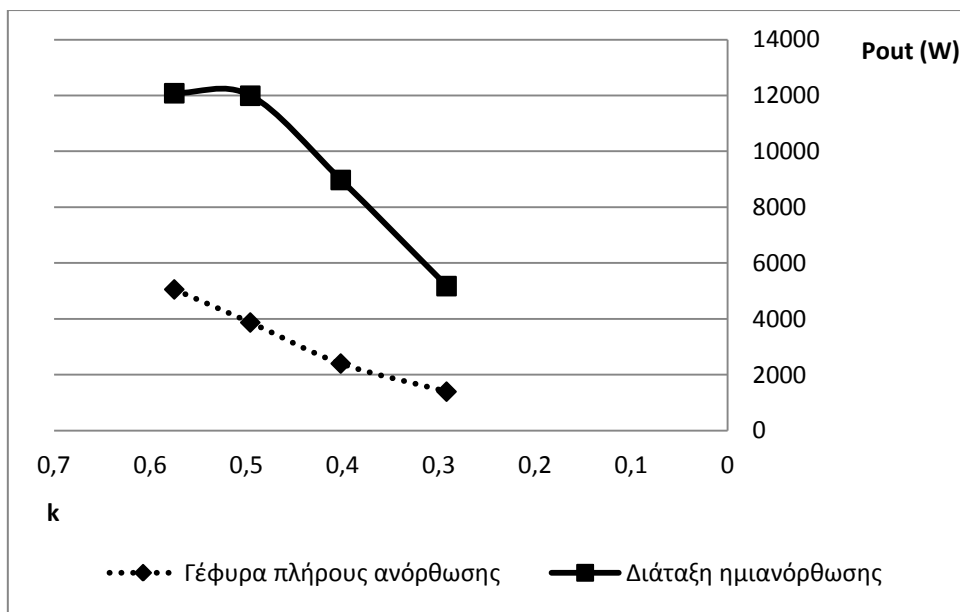
k	Vout DC (V)	Iout DC (A)	Vin DC (V)	Iin DC (A)	Pout (W)	Pin (W)	η (%)
0,575	347,6	34,76	300	56,99	12082,58	17097	70,67074
0,496	346,3	34,63	300	49,84	11992,37	14952	80,20579
0,402	299,6	29,96	300	35,44	8976,016	10632	84,42453
0,292	227,5	22,75	300	20,4	5175,625	6120	84,56904

Οι αποδόσεις που παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.1 αφορούν το σύστημα από την έξοδο της ανορθωτικής διάταξης εισόδου ως την ανορθωμένη έξοδο του δευτερεύοντος.

Παρατηρείται ότι η διάταξη με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης δύναται να παρέχει ισχύ από 5kW έως 1,4kW ανάλογα με την απόσταση μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Δηλαδή, η προδιαγραφή των 4kW δύναται να εξυπηρετηθεί για ορισμένες αποστάσεις.

Ιδιαίτερη προσοχή αξίζει η συμπεριφορά της ημιανόρθωσης. Για τα δεδομένα τυλίγματα και πυρήνες της διάταξης απορροφά από την παροχή ισχύ σχεδόν τριπλάσια από την ισχύ που απορροφάται στην υλοποίηση με γέφυρα πλήρους ανόρθωσης.

Αυτό έχει ως συνέπεια την ζήτηση από την παροχή ρεύματος έντασης ανεπίτρεπτων ορίων για μονοφασική πηγή οικιακής χρήσης ($I_{in}=57A$). Όμως, προσφέρει τη δυνατότητα σχεδιασμού μιας μικρότερης ηλεκτρομαγνητικής διάταξης του μετασχηματιστή χωρισμένων πυρήνων, γεγονός το οποίο μειώνει σημαντικά το συνολικό κόστος και βάρος της κατασκευής.

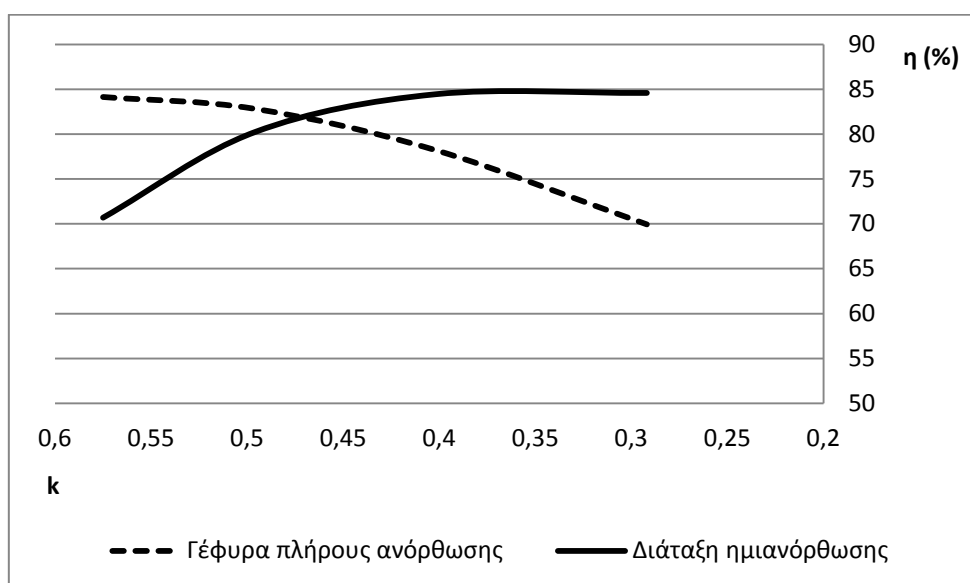


Σχήμα 5.6. Διάγραμμα ισχύος εξόδου συναρτήσει του συντελεστή σύζευξης

Η ισχύς εξόδου συναρτήσει του συντελεστή σύζευξης k για κάθε διάταξη ανόρθωσης του δευτερεύοντος παρουσιάζεται διαγραμματικά στο Σχήμα 5.6.

Η απόδοση της διάταξης όταν η ανόρθωση του δευτερεύοντος πραγματοποιείται μέσω της ημιανόρθωσης είναι χειρότερη από την απόδοση της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης στις βέλτιστες δυνατές συνθήκες σύζευξης ($k=0,58$, $x=0\text{cm}$, $y=10\text{cm}$).

Όμως, η απόδοσή του βελτιώνεται όσο ο συντελεστής σύζευξης μειώνεται και μάλιστα υπερβαίνει γρήγορα την απόδοση της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.7.

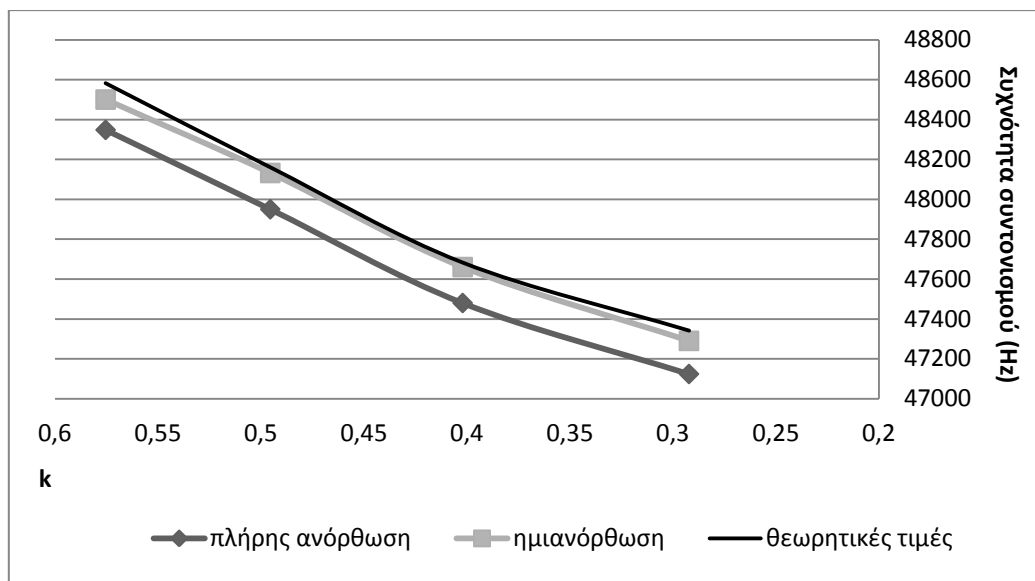


Σχήμα 5.7. Διάγραμμα απόδοσης $\eta(\%)$ της διάταξης συναρτήσει του συντελεστή σύζευξης για της εξεταζόμενες μεθόδους ανόρθωσης

Αυτό εξηγείται από το γεγονός ότι η βαθμίδα ημιανόρθωσης, η λειτουργία της οποίας περιγράφηκε στην §3.6.2, λειτουργεί με υψηλότερο συντελεστή ποιότητας Q έναντι της πλήρους ανόρθωσης στον αρνητικό κύκλο λειτουργίας κατά τον οποίο το κύκλωμα συντονισμού του δευτερεύοντος είναι βραχυκυκλωμένο.

Στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζεται η συχνότητα συντονισμού ως συνάρτηση του συντελεστή σύζευξης όπως προέκυψε από τις προσομοιώσεις για κάθε διάταξη ανόρθωσης δευτερεύοντος. Επισημαίνεται ότι κατά την απομάκρυνση πρωτεύοντος – δευτερεύοντος, δηλαδή κατά τη μείωση του συντελεστή σύζευξης k , η συχνότητα συντονισμού του συστήματος μειώνεται.

Παρατηρείται ότι οι τιμές των προσομοιώσεων βρίσκονται πολύ κοντά στις θεωρητικά υπολογισμένες τιμές.



Σχήμα 5.8. Συχνότητα συντονισμού συναρτήσει του συντελεστή σύζευξης

5.2. Τελική Πρόταση

Λαμβάνοντας υπόψη την πρακτική δυσκολία επίτευξης στάθμευσης που να ικανοποιεί τις βέλτιστες συνθήκες σύζευξης επιλέγεται, τελικώς, η χρήση της ημιανόρθωσης.

Η διάταξη αυτή επιτρέπει τόσο την αποδοτική λειτουργία του συστήματος σε συνθήκες ασθενούς σύζευξης όσο και την απορρόφηση περισσότερης ισχύος από το πρωτεύον σε σύγκριση με την κλασική μέθοδο πλήρους ανόρθωσης.

Η απορρόφηση της μέγιστης δυνατής ισχύος είναι ιδιαίτερα σημαντική σε συστήματα φορτιστών λόγω της ανάγκης επίτευξης της φόρτισης σε λογικά χρονικά πλαίσια.

Επιπλέον, η διάταξη της ημιανόρθωσης αφήνει περιθώρια επανασχεδίασης του μετασχηματιστή χωρισμένων πυρήνων για μείωση του ζητούμενου ρεύματος στα επιτρεπτά επίπεδα οικιακής μονοφασικής παροχής. Η επανασχεδίαση οδηγεί στην μείωση του όγκου, του βάρους και του κόστους κατασκευής της διάταξης.

Οι σύγχρονες μπαταρίες ηλεκτρικών αυτοκινήτων έχουν ονομαστική τάση 200 – 400V. Για την εξασφάλιση δυνατότητας φόρτισης των μπαταριών αυτών με το προτεινόμενο σύστημα υπάρχουν η εξής επιλογές:

1. Προσαρμογή της τάσης εξόδου και της ισχύος εξόδου του συστήματος στις απαιτήσεις της μπαταρίας του συστήματος και απ' ευθείας σύνδεση στο BMS (Battery Management System) του οχήματος.

2. Η σύνδεση του συστήματος στον ήδη εγκατεστημένο ενσύρματο φορτιστή του οχήματος. Η επιλογή αυτή μειώνει λίγο την απόδοση του συστήματος, αλλά δεν επηρεάζει το μέγεθος της μεταφερόμενης ισχύος. Με βάση τις προδιαγραφές των σύγχρονων ενσύρματων φορτιστών, η απόδοσή τους κυμαίνεται στο 95% και η προδιαγεγραμμένη τάση εισόδου τους έχει μεγάλες ανοχές, γεγονός το οποίο επιτρέπει την τάση εξόδου μεταβλητής τιμής του προτεινόμενου συστήματος. Αν θεωρήσουμε μέση απόδοση του προτεινόμενου συστήματος ίση με 85% τότε η συνολική απόδοση όταν αυτό συνδεθεί στον υπάρχοντα φορτιστή θα είναι περίπου 81%. Η απόδοση αυτή είναι σχετικά ικανοποιητική.

Σε εξειδικευμένες περιπτώσεις που απαιτείται αυστηρώς σταθερή τάση εξόδου του συστήματος αυτή είναι δυνατή με την υιοθέτηση κάποιου από τους ακόλουθους τρόπους:

3. Ο έλεγχος της γέφυρας του αντιστροφέα με διαμόρφωση εύρους παλμού (PWM) ούτως ώστε να ελέγχεται το πλάτος της τάσης εξόδου για κάθε συντελεστή σύζευξης και να διατηρείται σταθερή σε ένα προκαθορισμένο επίπεδο. Το μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι η ισχύς εξόδου θα διατηρείται μόνιμα στο χαμηλότερο επίπεδο που υπαγορεύεται από το χαμηλότερο συντελεστή σύζευξης.
4. Η αντικατάσταση της ανορθωτικής διάταξης εισόδου με διάταξη ελεγχόμενης ανόρθωσης για τον έλεγχο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα ώστε η τάση εξόδου του δευτερεύοντος να διατηρείται σταθερή για κάθε συντελεστή σύζευξης. Η μέθοδος αυτή έχει το ίδιο μειονέκτημα με την προηγούμενη.
5. Η επέμβαση στη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος. Η εκτροπή της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα από τη συχνότητα συντονισμού θα περιορίζει την τάση εξόδου στα επιθυμητά επίπεδα για κάθε συντελεστή σύζευξης. Όμως θα μειώνει την ισχύ εξόδου, την απόδοση του συστήματος και το συντελεστή ισχύος καθώς θα αυξάνεται η άεργη ισχύς που θα καταναλώνεται από το σύστημα.

Τα πλεονεκτήματα της προτεινόμενης διάταξης

Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της προτεινόμενης διάταξης με τις προτάσεις των σύγχρονων μελετών επισημαίνονται τα εξής σημεία βελτίωσης:

- ✓ Η δυνατότητα προσαρμογής και εγκατάστασης της διάταξης σε οποιοδήποτε ηλεκτρικό όχημα, ανεξαρτήτως τύπου ή φορτιστή (ιδιαίτερα διευρυμένη αγορά για το προϊόν).

- ✓ Η χρησιμοποίηση πυρήνων στα τυλίγματα των πηνίων αυξάνει την πυκνότητα του μαγνητικού πεδίου και μειώνει την σκεδαζόμενη μαγνητική ροή. Επιπλέον, μειώνει τον αριθμό των αμπερελιγμάτων που απαιτούνται για να καταστεί δυνατή η επαγωγική μεταφορά της απαιτούμενης ισχύος, άρα και τις απώλειες χαλκού.
- ✓ Η τοποθέτηση του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου στον τοίχο και του δευτερεύοντος στον μπροστινό προφυλακτήρα του οχήματος παρουσιάζει τις εξής βελτιώσεις:
 - Εξασφαλίζει απόλυτη ευθυγράμμιση μεταξύ των δυο πυρήνων στον άξονα z (ύψος).
 - Διευκολύνει τον οδηγό στην ευθυγράμμιση του οχήματος ως προς τους άξονες x και y κατά τη στάθμευση καθώς πέραν του αισθητήρα έχει και οπτική εικόνα.
 - Επιτρέπει την ελαχιστοποίηση της απόστασης μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, κάτι που δεν είναι δυνατό όταν το πρωτεύον βρίσκεται στο δάπεδο και το δευτερεύον στο σασί του οχήματος.
 - Παρουσιάζει λόγω σχήματος ικανοποιητικό συντελεστή σύζευξης ακόμα και όταν οι πυρήνες βρεθούν σε έκκεντρη κατάσταση.
 - Επιτρέπει στον οδηγό να φορτίσει το όχημα σε ένα εύρος αποστάσεων στάθμευσης από το πρωτεύον και όχι μόνο σε μία θέση, διευκολύνοντας πολύ τη διαδικασία στάθμευσης.
 - Επιτρέπει την εγκατάσταση σε ανοιχτούς χώρους, καθώς απαιτείται μόνο επιτοίχια εγκατάσταση και όχι ειδική διαμόρφωση του δαπέδου του χώρου.
 - Αυξάνει την ασφάλεια της εγκατάστασης καθώς δεν περιλαμβάνει κινούμενα μέλη, θαμμένα καλώδια, προεξοχές ή οτιδήποτε επικίνδυνο να παρασυρθεί από τον χρήστη.
- ✓ Ο έλεγχος της διακοπτικής συχνότητας με PLL επιτρέπει ταυτόχρονα τον συντονισμό του δευτερεύοντος και το συγχρονισμό του ρεύματος και της τάσης εξόδου του δευτερεύοντος μειώνοντας αισθητά της απώλειες του συστήματος και καθιστώντας δυνατή τη λειτουργία του σε διαφορετικούς συντελεστές σύζευξης και διαφορετικά φορτία.
- ✓ Ο έλεγχος της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα του πρωτεύοντος μέσω οπτικής ζεύξης με το δευτερεύον μειώνει την πιθανότητα σφάλματος, αυξάνει την ταχύτητα συντονισμού και ταυτόχρονα απαγορεύει στο πρωτεύον να λειτουργεί αν δεν βρίσκεται το όχημα σε θέση επιτρεπτής σύζευξης. Επίσης, εξασφαλίζει τη φόρτιση μόνο του συγκεκριμένου οχήματος και δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί παράνομα ή εκ παραδρομής από άλλο όχημα.

Τα μειονεκτήματα της προτεινόμενης διάταξης

- Η δημιουργία υψηλών τάσεων στα τυλίγματα.
Κατά την κατασκευή της διάταξης απαιτείται να δοθεί ιδιαίτερη σημασία στη μόνωση των τυλιγμάτων και των κυκλωμάτων καθώς αναπτύσσονται σε αυτά τάσεις της τάξης των 5 kV. Η ασφάλεια και η προστασία του ανθρώπου από τον κίνδυνο ηλεκτροπληξίας που ενέχει μια τυχαία επαφή με τμήματα της διάταξης πρέπει να είναι ο πρώτος στόχος του κατασκευαστή.
- Η μη αποδοτική λειτουργία σε συντελεστές ισχυρής σύζευξης.
Η συγκεκριμένη διάταξη όταν υλοποιηθεί με ημιανόρθωση δευτερεύοντος όπως προτάθηκε, δε μπορεί να χρησιμοποιηθεί για συντελεστές σύζευξης μεγαλύτερους του $k=0,6$, δηλαδή για αποστάσεις μικρότερες των 10 εκατοστών.

5.3. Θέματα προς περεταίρω έρευνα

Η παρούσα διπλωματική εργασία παρουσίασε μια διάταξη επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για τη φόρτιση του συσσωρευτή ενός ηλεκτρικού αυτοκινήτου. Η ανάλυση επικεντρώθηκε στη διάταξη των συζευγμένων πηνίων και την επίδραση του συντονισμού στην ικανότητα απορρόφησης ισχύος από το σύστημα. Το συγκεκριμένο ερευνητικό πεδίο, όμως, παρουσιάζει πολλές δυνατότητες περεταίρω έρευνας, σχεδιασμού και αξιολόγησης στοιχείων σε όλα τα επιμέρους τμήματα ενός τέτοιου σχεδίου. Μερικά από τα σημαντικότερα είναι:

- Η βελτίωση της διάταξης του μετασχηματιστή μεγάλου διακένου αέρα.
Η διερεύνηση της βέλτιστης διάταξης και των βέλτιστων διαστάσεων των πυρήνων των πηνίων για τη βελτίωση της σύζευξης στις διάφορες αποστάσεις, και κατά συνέπεια την μεγιστοποίηση της μεταφερόμενης ισχύος.
- Η σχεδίαση συστήματος μεταβλητής παρεχόμενης τάσης εισόδου ανάλογα με τη ζήτηση του φορτίου.
- Η θερμική μελέτη της διάταξης και η πρόταση μεθόδων απαγωγής της θερμότητας από τους πυρήνες και τα κυκλώματα του συστήματος.
- Η μεταφορά ισχύος σε μικροκυματικές συχνότητες.

Πέραν της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος σε συχνότητες λίγο μεγαλύτερες των ακουστικών συχνοτήτων, γίνονται έρευνες για την μεταφορά ισχύος σε συχνότητες της τάξης των GHz για την κάλυψη μεγαλύτερων αποστάσεων πρωτεύοντος – δευτερεύοντος [25].

- Ο έλεγχος συντονισμού από το πρωτεύον (χωρίς επικοινωνία με δευτερεύον). Μελέτες σε αυτή την κατεύθυνση υπάρχουν ήδη [20]. Στις περισσότερες, όμως, επισημαίνεται η ευαισθησία της μονάδας ελέγχου στο θόρυβο που δημιουργείται στους διακόπτες της γέφυρας του αντιστροφέα, που θέτει σε κίνδυνο την ευστάθεια του συστήματος. Συνεπώς, θα έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον μια μελέτη βελτίωσης των τεχνικών ελέγχου της διακοπτικής συχνότητας αποκλειστικά από το πρωτεύον.
- Η μελέτη της ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI). Οι προδιαγραφές της ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας παίζουν βασικό ρόλο σε κάθε σύγχρονη ηλεκτρομαγνητική διάταξη. Στο σχεδιασμό ενός συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος είναι εμφανής η σημαντικότητα της παρεμβολής του δημιουργούμενου ηλεκτρομαγνητικού πεδίου στα συστήματα του κοντινού περιβάλλοντος. Ο σχεδιαστής οφείλει να λάβει υπόψη την παράμετρο αυτή τόσο στην επιλογή του εύρους συχνοτήτων λειτουργίας της διάταξης όσο και στην φυσική κατασκευή και τοποθέτησή της. Ειδικά για το ηλεκτρικό αυτοκίνητο το οποίο αποτελείται από ένα σύνολο ηλεκτρικών, ηλεκτρονικών και μικροηλεκτρονικών κυκλωμάτων, κάθε σύστημα πρέπει να λειτουργεί χωρίς να επηρεάζει τη λειτουργία των γειτονικών του συστημάτων ή να επηρεάζεται από αυτή.

Παράρτημα

Συναρτήσεις κλήσης του σχεδίου του FEMM από το MATLAB για επαναληπτικούς υπολογισμούς.

%Διαδικασία υπολογισμού του $A \cdot J$ στο δευτερεύον για μηδενικό ρεύμα
%πρωτεύοντος για μετακίνηση του δευτερεύοντος προς τα πάνω (άξονα y)
%από 10 έως 30 cm με βήμα 2 cm.

```
openfemm;  
opendocument('splittransformer.fem');  
  
for j=0:2:20;  
  
    if (j>2)  
  
        mi_selectgroup(1);  
        mi_movetranslate(0,2);  
        mi_clearselected;  
  
    else  
        mi_selectgroup(1);  
        mi_movetranslate(0,j);  
        mi_clearselected;  
    end  
  
    mi_saveas('TELIKH_THESH_2.fem');  
    mi_analyze(0);  
    mi_loadsolution;  
  
    mo_seteditmode('area');  
    mo_selectblock(1.7,0.3+j);  
    mo_selectblock(2.4,-3.2+j);  
    pos((j/2)+1,1)=callfemm('mo_blockintegral(0)');  
    mo_clearblock;  
  
    mo_close;  
end;
```

%Διαδικασία υπολογισμού του $A \cdot J$ στο πρωτεύον για μηδενικό ρεύμα
%δευτερεύοντος για μετακίνηση του δευτερεύοντος προς τα πάνω (άξονα y)
%από 10 έως 30 cm με βήμα 2 cm.

```
openfemm;  
opendocument('splittransformer.fem');  
  
for j=0:2:20;  
  
    if (j>2)  
  
        mi_selectgroup(1);  
        mi_movetranslate(0,2);  
        mi_clearselected;  
  
    else
```

```

mi_selectgroup(1);
mi_movetranslate(0,j);
mi_clearselected;
end

mi_analyze(0);
mi_loadsolution;

mo_seteditmode('area');
mo_selectblock(4.76,-18.76);
mo_selectblock(5.24,-25.36);
pos((j/2)+1,1)=callfemm('mo_blockintegral(0)');
mo_clearblock;
mo_close;
end;

```

%Διαδικασία υπολογισμού του $A \cdot J$ στο πρωτεύον για μηδενικό ρεύμα
%δευτερεύοντος για μετακίνηση του δευτερεύοντος προς τα δεξιά (άξονα
%x) από 0 έως 20 cm με βήμα 2 cm.

```

openfemm;
opendocument('splittransformer.fem');

for j=0:2:20;

    if (j>2)

        mi_selectgroup(1);
        mi_movetranslate(2,0);
        mi_clearselected;

    else
        mi_selectgroup(1);
        mi_movetranslate(j,0);
        mi_clearselected;
    end

    mi_analyze(0);
    mi_loadsolution;

    mo_seteditmode('area');
    mo_selectblock(4.76,-18.76);
    mo_selectblock(5.24,-25.36);
    pos((j/2)+1,1)=callfemm('mo_blockintegral(0)');
    mo_clearblock;

    mo_close;
end;

```

%Διαδικασία υπολογισμού του A στο δευτερεύον για μηδενικό ρεύμα
%δευτερεύοντος για μετακίνηση του δευτερεύοντος προς τα πάνω (άξονα y)
%από 10 έως 30 cm με βήμα 2 cm.

```

openfemm;

```



```

opendocument('splittransformer.fem');

for j=0:2:20;

    if (j>2)

        mi_selectgroup(1);
        mi_movetranslate(0,2);
        mi_clearselected;

    else
        mi_selectgroup(1);
        mi_movetranslate(0,j);
        mi_clearselected;
    end

    mi_analyze(0);
    mi_loadsolution;

    mo_seteditmode('area');
    mo_selectblock(1.7,0.3+j);
    pos((j/2)+1,1)=callfemm('mo_blockintegral(1)');
    mo_clearblock;

    mo_seteditmode('area');
    mo_selectblock(2.4,-3.2+j);
    pos((j/2)+1,2)=callfemm('mo_blockintegral(1)');

    mo_close;
end;

```

%Διαδικασία υπολογισμού του A στο δευτερεύον για μηδενικό ρεύμα
%δευτερεύοντος για μετακίνηση του δευτερεύοντος προς τα δεξιά (άξονα
%x) από 0 έως 20 cm με βήμα 2 cm.

```

openfemm;
opendocument('splittrans.fem');

for j=0:2:20;

    if (j>2)

        mi_selectgroup(1);
        mi_movetranslate(2,0);
        mi_clearselected;

    else
        mi_selectgroup(1);
        mi_movetranslate(j,0);
        mi_clearselected;
    end

    mi_analyze(0);
    mi_loadsolution;

    mo_seteditmode('area');
    mo_selectblock(1.7+j,0.3);

```

```

pos((j/2)+1,1)=callfemm('mo_blockintegral(1)');
mo_clearblock;

mo_seteditmode('area');
mo_selectblock(2.4+j,-3.2);
pos((j/2)+1,2)=callfemm('mo_blockintegral(1)');

mo_close;
end;

```

%Διαδικασία υπολογισμού του A^*J στο δευτερεύον για μηδενικό ρεύμα
%δευτερεύοντος για μετακίνηση του δευτερεύοντος προς τα δεξιά (άξονα
%x) από 0 έως 20 cm με βήμα 2 cm.

```

openfemm;
opendocument('splittrans.fem');

for j=0:2:20;

    if (j>2)
        mi_selectgroup(1);
        mi_movetranslate(2,0);
        mi_clearselected;
    else
        mi_selectgroup(1);
        mi_movetranslate(j,0);
        mi_clearselected;
    end

    mi_analyze(0);
    mi_loadsolution;

    mo_seteditmode('area');
    mo_selectblock(1.7+j,0.3);
    mo_selectblock(2.4+j,-3.2);
    pos((j/2)+1,1)=callfemm('mo_blockintegral(0)');
    mo_clearblock;

    mo_close;
end;

```

Βιβλιογραφία

- [1] Μανιάς, Σ. Ν. Καθηγητής Ε.Μ.Π. Σημειώσεις Μαθήματος ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ ΙΙ, Αθήνα: Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [2] Μανιάς, Σ. Ν., Καθηγητής Ε.Μ.Π. (2007). ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ, Αθήνα: Εκδόσεις Συμεών.
- [3] Μανιάς, Σ. Ν., Καθηγητής Ε.Μ.Π. (2012). ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ, Αθήνα: Εκδόσεις Συμεών.
- [4] Μανιάς, Σ. Ν., Καθηγητής Ε.Μ.Π., Κολετσάνος, Α. (2003). ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ, Αθήνα: Εκδόσεις Συμεών.
- [5] Mohan, N., Underland, T., Robbins, W. (2003). Power Electronics. Converters, Applications, and Design, 3rd edition, USA: John Wiley & Sons, Inc.
- [6] Pain, H. J., (1997). Φυσική των ταλαντώσεων και των κυμάτων, Μετάφραση: Απέκης Λ., Κατσούφης Η. Κ., Παρασκευαΐδης Κ., Χριστοδουλίδης Κ., Αθήνα: Εκδόσεις Συμμετρία.
- [7] Kundur, P., (1994). Power system stability and control, USA: McGraw – Hill, Inc.
- [8] Hughes, E., (1967). Electrical Technology, 3rd edition, Great Britain: Longmans, Green & Co. Ltd.
- [9] Morton, A. H., (1971). Advanced Electrical Engineering, Great Britain: Sir Isaac Pitman & Sons, Ltd.
- [10] Say, M. G., (1958). The Performance and Design of Alternating Current Machines, 3rd edition, Great Britain: Sir Isaac Pitman & Sons, Ltd.
- [11] Τεγόπουλος, Ι. Α., Καθηγητής Ε.Μ.Π., (1976). Ηλεκτρικά Μηχανά, Μέρος Α', Ηλεκτρομηχανική Μετατροπή Ενέργειας, Β' Έκδοση, Αθήνα.
- [12] Τεγόπουλος, Ι. Α., Καθηγητής Ε.Μ.Π., (1991). Ηλεκτρικές Μηχανές, Μέρος Β', Μόνιμη Κατάσταση, Αθήνα: Εκδόσεις Συμμετρία.
- [13] Τσαλαμέγκας, Ι. Λ., Ρουμελιώτης, Ι. Α., Καθηγητές Ε.Μ.Π. (2004). Σημειώσεις Ηλεκτρομαγνητικών Πεδίων, Τόμος Ι, Αθήνα: Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [14] Βουρνάς, Κ., Κονταξής, Γ., Καθηγητές Ε.Μ.Π., (2001). Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας, Αθήνα: Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [15] Meeker, D., (2010). Finite Element Method Magnetics, Version 4.2, User's Manual, October 2010.

- [16] Πρωτονοτάριος, Ε., Θεολόγου, Μ., (1999). Μαθήματα Ειδικής Ηλεκτροτεχνίας, Γραμμικά Κυκλώματα, Αθήνα: Εκδόσεις Συμμετρία.
- [17] Κουσιουρή, Τ. Γ., Θεωρία Ανάλυσης Συστημάτων και Κυκλωμάτων, Αθήνα: Εκδόσεις Ε.Μ.Π.
- [18] Πουλόπουλος, Η., 2000. Μελέτη και Σχεδίαση Σταθμού Φόρτισης Ηλεκτρικών Αυτοκινήτων, Διπλωματική Εργασία, Αθήνα, Ε.Μ.Π.
- [19] Λάσκαρης, Κ., 2011. Σχεδιασμός και Κατασκευή Κινητήρων Μονίμων Μαγνητών για Ηλεκτρικά Οχήματα, Διδακτορική Διατριβή, Αθήνα, Ε.Μ.Π.
- [20] Pedder, D., Brown, A., Skinner, J. A. A Contactless Electrical Energy Transmission System, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, No. 1, February 1999.
- [21] Wang, C.S., Stielau, O., Covic, G., Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, No. 5, October 2005.
- [22] Stielau, O., Covic, G., Design of Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems, IEEE 2000.
- [23] Ferrari de Souza, A., Barbi, I., A New ZVS Semiresonant High Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, No. 1, February 1999.
- [24] Mecke, R., Rathge, C., High Frequency Resonant Inverter for Contactless Energy Transmission Over Large Air Gap, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [25] Karalis, A., Joannopoulos, J. D., Soljagic, M., Efficient wireless non – radiative mid – range energy transfer, Elsevier, ScienceDirect, Annals of Physics, April 2007.
- [26] Jang, Y., Jovanovic, M., A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable – Telephone Battery Chargers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, No. 3, June 2003.
- [27] Ayano, H., Yamamoto, K., Hino, N., Yamato, I., Highly Efficient Contactless Electrical Energy Transmission System, Hitachi, Ltd., Hitachi Research Laboratory, Japan.
- [28] Nash, G., Phase – Locked Loop Design Fundamentals, Freescale Semiconductor, Application Note.
- [29] Su, Y. P., Liu, X., Hui, S. Y. R., Mutual Inductance Calculation of Movable Planar Coils on Parallel Surfaces, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, No. 4, April 2009.
- [30] Sakamoto, H., Harada, K., Washimiya, S., Takehara, K., Large Air – Gap Coupler for Inductive Charger, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 35, No. 5, September 1999.

- [31] Jufer, M., Macabrey, N., Perrottet, M., Modeling and test of contactless inductive energy transmission, Elsevier, Mathematics and Computers in Simulation 46 (1998) 197 – 211.
- [32] European Automobile Manufacturers Association (ACEA), ACEA position and recommendations for the standardization of the charging of electrically chargeable vehicles, Brussels, June 2010, March 2011 and September 2011.
- [33] Magnetic Materials Producers Association, (1998), Soft Ferrites, A User's Guide, MMPA SFG – 98.
- [34] Lucas, J. R., (2001), Resonance & Mutual Inductance.
- [35] Hesterman, B., (2007), Analysis and Modeling of Magnetic Coupling, IEEE, pels, Denver Chapter, IEEE Power Electronics Society, University of Colorado, April 2007.
- [36] Dinger, A., Martin, R., Mosquet, X., Rabl, M., Rizoulis, D., Russo, M., Sticher, G., (2010). Batteries for Electric Cars: Challenges, Opportunities and the Outlook to 2020. © The Boston Consulting Group, Inc. 2010.
- [37] AVAGO TECHNOLOGIES, LTD, Gate Driver Optocouplers in Induction Cooker, White Paper, 2009.
- [38] ETEC, an Ecotality Company, Electric Vehicle Charging Infrastructure Deployment Guidelines for the Oregon I -5 Metro Areas of Portland, Salem, Corvallis and Eugene, Final Version 3.1, April 2010. U.S. Department of Energy (Award Number DE-EE0002194), Electric Transportation Engineering Corporation.
- [39] DELPHI, Hybrid and Electric Vehicle Products, Delphi Wireless Charging System.
- [40] HaloIPT, Ltd. Fact Sheet, Wireless Charging Technology, The EV Industry's most flexible charging solution, 2010.
- [41] Gardner, F. M., (1980). Charge – Pump Phase – Lock Loops, IEEE Transactions on Communications, vol. COM – 28, No. 11, November 1980.
- [42] Fichette, D., (2009). First Time, Every Time – Practical Tips for Phase – Locked Loop Design, www.delroy.com
- [43] Hanumolu, P. K., Brownlee, M., Mayaram, K., Moon, U. K., (2004). Analysis of Charge – Pump Phase – Locked Loops, IEEE Transactions on Circuits and Systems, I: Regular papers, vol. 51, No. 9, September 2004.
- [44] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP). ICNIRP GUIDELINES for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1Hz-100kHz), Health Physics 99(6):818-836; 2010.

- [45] Tengner, T., (2009). Automatic inductive charging of electric vehicles, modeling and simulation. Master of Science Thesis. Department of electrical machines, KTH Royal Institute of technology, Stockholm, Sweden.
- [46] Li, H., Hu, P., Covic, G. A High Frequency AC – AC Converter for inductive Power Transfer (IPT) Applications. The University of Auckland, New Zealand.
- [47] Huh, J., Lee, S. W., Lee, W. Y., Cho, G. H., Rim, C. T., 2011. Narrow – Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, No. 12, December 2011.
- [48] <http://info.ee.surrey.ac.uk/Workshop/advice/coils/gap/index.html>
- [49] <http://www.ga-esi.com/EP/capacitors/series-de-High-Voltage-Pulse-Discharge-Capacitors.php>
- [50] <http://www.femm.info/wiki/InductanceExample>
- [51] <http://www.femm.info/wiki/SoftMagneticMaterials>
- [52] <http://visforvoltage.org/book/9471>
- [53] <http://www.forbes.com/sites/louiswoodhill/2011/09/14/electric-cars-are-an-extraordinarily-bad-idea/>
- [54] <http://www.geek.com/articles/news/nissan-cuts-electric-car-battery-charging-time-to-10-minutes-20111012/>
- [55] <http://gigaom.com/cleantech/battle-of-the-batteries-comparing-electric-car-range-charge-times/>
- [56] <http://www.austin-insulators.com/radio/xfmr.html>
- [57] <http://www.witricity.com/>
- [58] http://www1.eere.energy.gov/vehiclesandfuels/avta/light_duty/fsev/fsev_battery_chargers.html
- [59] <http://www.mpoweruk.com/chargers.htm>
- [60] <http://www.teslauniverse.com/nikola-tesla-patents-645,576-transmission-of-energy?pq=NjQ1LDU3Ng==>
- [61] <http://www.electriccarinternational.com/page44.php>

