



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

Υλοποίηση μετατροπέα Dual Active Bridge για
σταθμό ταχείας φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΚΟΝΤΟΔΙΝΑ ΕΛΕΥΘΕΡΙΟΥ

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

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ
Αθήνα, Ιούνιος 2021



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος
Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος

Υλοποίηση μετατροπέα Dual Active Bridge για σταθμό ταχείας φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΚΟΝΤΟΔΙΝΑ ΕΛΕΥΘΕΡΙΟΥ

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29η Ιουλίου 2015.

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....

Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής
Ε.Μ.Π.

.....

Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2021

(Υπογραφή)

.....
ΕΛΕΥΘΕΡΙΟΣ ΚΟΝΤΟΔΙΝΑΣ

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

© 2021 – All rights reserved



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος
Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος

Copyright ©–All rights reserved Ελευθέριος Κοντοδίνας, 2021.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

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.

Δήλωση μη λογοκλοπής και ανάληψης προσωπικής ευθύνης

Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, δηλώνω ενυπογράφως ότι είμαι αποκλειστικός συγγραφέας της παρούσας Πτυχιακής Εργασίας, για την ολοκλήρωση της οποίας κάθε βοήθεια είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται λεπτομερώς στην εργασία αυτή. Έχω αναφέρει πλήρως και με σαφείς αναφορές, όλες τις πηγές χρήσης δεδομένων, απόψεων, θέσεων και προτάσεων, ιδεών και λεκτικών αναφορών, είτε κατά κυριολεξία είτε βάσει επιστημονικής παράφρασης. Αναλαμβάνω την προσωπική και ατομική ευθύνη ότι σε περίπτωση αποτυχίας στην υλοποίηση των ανωτέρω δηλωθέντων στοιχείων, είμαι υπόλογος έναντι λογοκλοπής, γεγονός που σημαίνει αποτυχία στην Πτυχιακή μου Εργασία και κατά συνέπεια αποτυχία απόκτησης του Τίτλου Σπουδών, πέραν των λοιπών συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων. Δηλώνω, συνεπώς, ότι αυτή η Πτυχιακή Εργασία προετοιμάστηκε και ολοκληρώθηκε από εμένα προσωπικά και αποκλειστικά και ότι, αναλαμβάνω πλήρως όλες τις συνέπειες του νόμου στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της δεν μου ανήκει διότι είναι προϊόν λογοκλοπής άλλης πνευματικής ιδιοκτησίας.

Περίληψη

Στο κοντινό μέλλον τα ηλεκτρικά οχήματα στους δρόμους θα πολλαπλασιαστούν και η απαίτηση για την ταυτόχρονη φόρτιση τους από το δίκτυο θα είναι αναπόφευκτη. Κάτι τέτοιο δημιουργεί σημαντικές απαιτήσεις ηλεκτρικής ισχύος, την οποία δεν μπορεί να παρέχει άμεσα το υπάρχον δίκτυο, και η ευστάθεια του δικτύου θα είναι δύσκολο να διατηρηθεί. Παράλληλα η ανάπτυξη των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (Α.Π.Ε.) απαιτεί την προσεκτική σχεδίαση λύσεων για την αποθήκευση ενέργειας ώστε να γίνει η μετάβαση στην καθαρότερες μορφές ενέργεια. Μια συμφέρουσα λύση που εξετάζουμε στην παρούσα διπλωματική είναι η δημιουργία μικροδικτύου συνεχούς ρεύματος (DC Microgrid) που θα υποστηρίζει την αποθήκευση ενέργειας σε μπαταρίες, και την ταχεία φόρτιση σε τοπικό επίπεδο μέσω της αποθηκευμένης ενέργειας, χωρίς να επιβαρύνει το δίκτυο. Επιπλέον επεκτάσεις αυτού του συστήματος λόγω της ικανότητας αποθήκευσης ενέργειας είναι η επιστροφή ενέργεια προς το δίκτυο όποτε υπάρχει πλεόνασμα ενέργειας ή αυξημένη ζήτηση στο δίκτυο.

Θέτοντας ως αντικείμενο μελέτης τον συνολικό σταθμό φόρτισης με DC μικροδίκτυο, στην παρούσα διπλωματική εστιάζουμε στην υλοποίηση των μετατροπών που θα απαρτίζουν το σύστημα. Η διερεύνηση γίνεται για έναν μετατροπέα ο οποίος στην μία πλευρά του θα έχει μπαταρία, είτε του αυτοκινήτου, είτε την τοπική του σταθμού, και από την άλλη πλευρά τον DC δίαυλο του μικροδικτύου. Επομένως μελετάμε τον μετατροπέα που θα χρησιμεύει και για την σύνδεση με τα οχήματα του σταθμού, αλλά και για την σύνδεση με την τοπική μπαταρία.

Για την αναλυτικότερη μελέτη και για την αντιμετώπιση πιθανών προβλημάτων που προκύπτουν με την υλοποίηση ενός τέτοιου συστήματος ταχείας φόρτισης και αποθήκευσης ενέργειας, στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος της σχολής υλοποιήσαμε έναν DC/DC μετατροπέα Dual Active Bridge. Για την δημιουργία του εργαστηριακού μετατροπέα σχεδιάστηκε και αναλύθηκε σε τρισδιάστατο πρόγραμμα πεπερασμένων στοιχείων (3D FEM) ο υψίσυχνος μετασχηματιστής. Επιλέχθηκαν κατάλληλα ημιαγωγικά στοιχεία και σχεδιάστηκε η πλακέτα (PCB) του μετατροπέα. Ακόμη υλοποιήθηκε ο έλεγχος σε μικροεπεξεργαστή (MCU) και κατασκευή του μετατροπέα στο εργαστήριο.

Λέξεις κλειδιά

Ηλεκτρικά οχήματα, Ταχυφορτιστής, Σταθμός φόρτισης, Υψίσυχνος μετασχηματιστής, Μετατροπέας DC/DC, Πεπερασμένα στοιχεία, μικροεπεξεργαστής, έλεγχος, ημιαγωγοί

Abstract

In the near future the number of electric vehicles on the roads will grow therefore the requirement for their simultaneous charging from the grid will be inevitable. At the same time, the development of renewable energy sources (RES) requires the careful design of solutions for energy storage in order to make the transition to clean energy sources. An advantageous solution that is considered in this thesis is the implementation of a DC Microgrid that will support energy storage in batteries, to enable fast charging using the local energy storage, without burdening the network. An additional extension of this system due to the energy storage capacity is the possibility to feed energy to the grid whenever there is a surplus of energy or increased demand in the grid.

Suggesting a charging station architecture comprising of a DC microgrid, the present thesis we focuses on the implementation of the power converters that will be the building block of the system. The investigation is done for a converter that on one side will have a battery, either of the car or the local station, and on the other side the DC bus of the microgrid. Therefore that study focuses on a DC/DC converter that can be used for the connection between the vehicles and the station, but also for the connection of the DC Bus to the local battery.

For a more detailed study and to deal with potential problems that arise with the implementation of such a system, we implemented a Dual Active Bridge DC/DC converter in the Laboratory of Electrical Machines & Power Electronics of the school. To create the laboratory prototype, the high-frequency transformer was designed and analyzed in a 3D finite element program (3D FEM). Suitable semiconductor components were selected and the converter board (PCB) was designed. The control of the converter was implemented in a microprocessor (MCU), and the final construction in the laboratory was also carried out.

Keywords

electric vehicles, fast charging, vehicle charging station, high-frequency transformer, DC/DC converter, dual active bridge, finite element analysis, microcontroller, semiconductors, PCB

Ευχαριστίες

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

Θέλω να ευχαριστήσω θερμά των επιβλέποντα της διπλωματικής μου εργασίας κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο, για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα, καθώς επίσης για την πολύ σημαντική καθοδήγηση, τις γνώσεις και την εξαιρετική συνεργασία σε όλη την διάρκεια της εργασίας.

Επίσης θέλω να ευχαριστήσω τους υπεύθυνους διδάκτορες Θεόφιλο Παπαδόπουλο και Χρήστο Λουκά για τις υποδείξεις και τις πολύτιμες συμβουλές κατά την σχεδίαση και κατασκευή του μετατροπέα, καθώς και για το χρόνο που αφιέρωναν κάθε εβδομάδα για την επίλυση των ζητημάτων που προέκυπταν.

Θέλω να ευχαριστήσω ιδιαίτερος τον υπεύθυνο του εργαστηρίου κ. Παναγιώτη Ζάννη για όλες τις τεχνικές συμβουλές, την βοήθεια του στο εργαστήριο, αλλά και για το χρόνο που αφιέρωσε για να μπορούμε να επισκεπτόμαστε το εργαστήριο για την υλοποίηση και τις μετρήσεις κατά την δύσκολη περίοδο της πανδημίας.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου για την συνολική στήριξη που μου παρείχαν όλα αυτά τα χρόνια.

Περιεχόμενα

Περίληψη	vii
Περιεχόμενα	xiii
Εισαγωγή	1
Διάρθρωση της εργασίας	1
I Υποδομές για την μετάβαση στα ηλεκτρικά οχήματα	2
1 Ανάγκη για καθαρή ενέργεια και υβριδικές λύσεις μετάβασης	3
1.1 Μεταφορές και μετακινήσεις στις ΗΠΑ	3
1.2 Καθαρή ενέργεια στην Ελλάδα	3
1.3 Υβριδικά συστήματα	4
1.3.1 Υβριδικό σύστημα Τήλου	4
1.3.2 Υβριδικό έργο Ικαρίας	5
1.4 Αποθήκευση ενέργειας και κατανάλωση	5
2 Σχεδίαση DC ταχυφορτηστή ηλεκτρικών οχημάτων	6
2.1 Τοπολογίες σταθμών φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων	6
2.1.1 Σταθμός φόρτισης με μικροδίκτυο AC	6
2.1.2 Σταθμός φόρτισης με μικροδίκτυο DC	7
2.2 Σχεδίαση θεωρητικού σταθμού φόρτισης βασισμένο σε DC μικροδίκτυο	7
2.3 Τοπολογίες μετατροπών DC/DC για φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων	9
2.3.1 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας με έλεγχο ολίσθησης φάσης	9
2.3.2 Μετατροπέας συντονισμού LLC	10
2.3.3 Μετατροπέας Dual Active Bridge	11
2.3.4 Μετατροπέας συντονισμού CLLLC Dual Active Bridge	11
II Dual Active Bridge	12
3 Θεωρητικό υπόβαθρο μετατροπέα Dual Active Bridge	13
3.1 Λειτουργία Dual Active Bridge στη μόνιμη κατάσταση	13
3.1.1 Ισοδύναμο κύκλωμα Dual Active Bridge	13
3.1.2 Διαμόρφωση ολίσθησης φάσης (Phase Shift Modulation)	14
3.1.3 Διαμόρφωση τριγωνικού ρεύματος (Triangular Current Mode Modulation)	16
3.1.4 Διαμόρφωση τραπεζοειδούς ρεύματος (Trapezoidal Current Mode Modulation)	17

4	Μοντελοποίηση στοιχείων	19
4.1	Υψίσυχνος μετασχηματιστής	19
4.1.1	Ιδανικός μετασχηματιστής	19
4.1.2	Μη ιδανικός μετασχηματιστής	20
4.1.3	Προσέγγιση απωλειών μετασχηματιστή	23
4.1.4	Καλώδιο Litz	26
4.2	Ημιαγωγοί (Power MOSFET)	28
4.2.1	Δομή και φυσική λειτουργία	29
4.2.2	Απώλειες	30
III	Εργαστηριακός μετατροπέας	32
5	Σχεδιασμός και υλοποίηση εργαστηριακού μετατροπέα	33
5.1	Υψίσυχνος μετασχηματιστής	33
5.1.1	Ποσοτικοποίηση αρχικών παραμέτρων μετασχηματιστή	33
5.1.2	Υπολογισμός βέλτιστων παραμέτρων	37
5.1.3	Επιβεβαίωση αποτελεσμάτων με την μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων	39
5.1.4	Επιλογή καλωδίου με βάση τη διαθεσιμότητα	41
5.1.5	Επανάληψη προσομοιώσεων με τη νέα επιλογή καλωδίου	42
5.1.6	Τύλιγμα μετασχηματιστή και απογύμνωση τερματικών καλωδίων Λιτζ	44
5.2	Γέφυρες	45
5.2.1	Επιλογή ημιαγωγών και υπολογισμός διακοπτικών απωλειών	45
5.2.2	Ψύξη ημιαγωγών	46
5.2.3	Gate Drivers	46
5.2.4	SPICE Model	46
5.2.5	Αντίσταση πύλης	47
5.3	Μετρητικά στοιχεία	48
5.3.1	Αισθητήρες τάσης	48
5.3.2	Αισθητήρες ρεύματος	48
5.4	Πυκνωτές στο DC Link	48
5.5	PCB	49
5.6	Έλεγχος συστήματος	49
6	Πειραματικός έλεγχος	52
6.1	Μετρήσεις μετασχηματιστή	52
6.1.1	Πειραματική διάταξη	52
6.1.2	Σύγκριση θεωρητικών και πειραματικών υπολογισμών	52
6.2	Γέφυρες	54
6.2.1	Υπερύψωση τάσης	54
6.3	Ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές	60
7	Βελτιστοποίηση σχεδίασης	61
7.1	PCB	61
7.1.1	Πλακέτα τεσσάρων επιπέδων (4-Layer Board)	61
7.1.2	Διανομή ισχύος	61
7.1.3	Αρθρωτή σχεδίαση	64
7.1.4	Θωράχιση	64
7.1.5	Πυκνωτές αποσύνδεσης (Decoupling capacitor)	65
7.2	Εργαστηριακές δοκιμές	65
8	Συμπεράσματα	68

9	Θέματα για περαιτέρω διερεύνηση	69
9.1	Dual Active Bridge	69
9.2	Σταθμός φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων	69
	Βιβλιογραφία	72

Εισαγωγή

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται ο σχεδιασμός ενός σταθμού ταχείας φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων, βασισμένος σε υποδίκτυο DC, το οποίο προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τους σημερινούς σταθμούς φόρτισης, αλλά επιπλέον διαθέτει τοπική αποθήκευση ενέργειας, κάτι που καθιστά αυτή τη σχεδίαση κατάλληλη για την εποχή που η ενέργεια θα παράγεται αποκλειστικά από ανανεώσιμες πηγές.

Η αρχική σκέψη ήταν η μελέτη για Vehicle to Grid (V2G) σύστημα, δηλαδή ένα σύστημα φόρτισης οχημάτων που θα έχει και την δυνατότητα για αντίστροφη ροή ενέργειας από το όχημα προς το δίκτυο. Αυτό οδήγησε στην μελέτη των διαθέσιμων εμπορικών πρωτοκόλλων που χρησιμοποιούνται για V2G και συγκεκριμένα για τα Combined Charging System (CCS) και CHAdeMO. Στην πορεία ένα ολοκληρωμένο σύστημα που θα διαθέτει τοπική αποθήκευση ενέργειας θεωρήθηκε πιο ενδιαφέρουσα προοπτική, δίνοντας πολλές δυνατότητες επέκτασης.

Στην εργασία έγινε ένας θεωρητικός σχεδιασμός για ένα πραγματικό σύστημα μέσω βιβλιογραφικής έρευνας για τους σημερινούς σταθμούς, και τις τοπολογίες μετατροπών που χρησιμοποιούνται.

Έπειτα στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών & Ηλεκτρονικών Ισχύος της σχολής σχεδιάσαμε και υλοποιήσαμε έναν υψίσυγχο DC/DC μετατροπέα Dual Active Bridge, θέλοντας να δημιουργήσουμε έναν μετατροπέα αφενός με δυνατότητα αμφίδρομης ροής ισχύος και απομόνωση, και αφετέρου με υψηλή απόδοση και μικρό μέγεθος ώστε να είναι μην είναι μόνο μία πρόταση για βιομηχανική χρήση, αλλά και για οικιακή και για φορητή.

Διάρθρωση της εργασίας

Στο **Κεφάλαιο 1** γίνεται μια εισαγωγή για την αναγκαιότητα της μετάβασης σε καθαρότερες μορφές ενέργειας, και δίνονται μερικά παραδείγματα υβριδικών συστημάτων αποθήκευσης ενέργειας στον ελληνικό χώρο που βοηθούν σε αυτήν την μετάβαση.

Στο **Κεφάλαιο 2** αναλύεται η δομή και η βασική αρχιτεκτονική ενός σύγχρονου σταθμού φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων και έπειτα προτείνουμε ένα αρθρωτό σχεδιασμό.

Στο **Κεφάλαιο 3** παρουσιάζεται η βασική θεωρία της λειτουργίας ενός μετατροπέα Dual Active Bridge και επιπλέον αναλύονται οι στοιχειώδεις τρόποι ελέγχου.

Στο **Κεφάλαιο 4** συσχετίζουμε τα στοιχεία του κυκλώματος με τις μαθηματικές σχέσεις που τα περιγράφουν, ώστε να δημιουργήσουμε ένα μαθηματικό μοντέλο του κυκλώματος.

Στο **Κεφάλαιο 5** χρησιμοποιώντας τις μαθηματικές σχέσεις από το Κεφάλαιο 4 ποσοτικοποιούμε τις παραμέτρους για κάθε στοιχείο του κυκλώματος, σύμφωνα με τις προϋποθέσεις που θέλουμε να πληρεί ο πειραματικός μετατροπέας.

Το **Κεφάλαιο 6** αφορά τα πειράματα που πραγματοποιήσαμε πάνω στην εργαστηριακή υλοποίηση και γίνεται αναφορά και σχολιασμός των δεδομένων που συλλέχθηκαν.

Στο **Κεφάλαιο 7** μελετάμε τα σημεία που μπορούν να βελτιώσουν την λειτουργία του εργαστηριακού μετατροπέα και παρουσιάζουμε μία δεύτερη βελτιστοποιημένη εκδοχή την οποία υλοποιούμε και συγκρίνουμε σε βασικές καταστάσεις λειτουργίας.

Στο **Κεφάλαιο 8** εξάγουμε τα συμπεράσματα για την εργαστηριακή υλοποίηση και την συνολική διαδικασία ολοκλήρωσης της διπλωματικής

Και τέλος στο **Κεφάλαιο 9** παραθέτουμε μερικές προτάσεις για μελλοντική έρευνα.

Μέρος Ι

Υποδομές για την μετάβαση στα ηλεκτρικά οχήματα

Κεφάλαιο 1

Ανάγκη για καθαρή ενέργεια και υβριδικές λύσεις μετάβασης

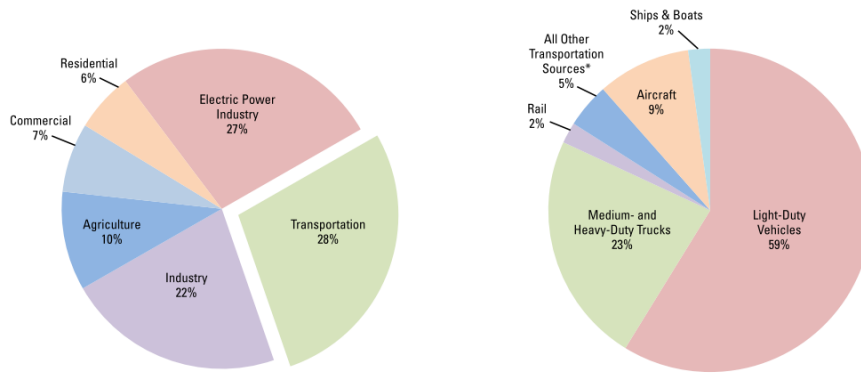
Η πλούσια φύση που κάλυπτε πριν από εκατομμύρια χρόνια την επιφάνεια του πλανήτη μας, χάρισε στο υπέδαφος τα ορυκτά καύσιμα που από τη βιομηχανική επανάσταση μέχρι και σήμερα αποτελούν την κύρια πηγή παραγωγής ενέργειας παγκοσμίως. Παρότι όμως μας «έφεραν» ως εδώ, σήμερα τα ρυπογόνα αυτά καύσιμα έχουν ένα τίμημα πολύ υψηλό που αφορά στην ίδια μας την επιβίωση. Ταυτόχρονα, με το πέρασμα του χρόνου γίνονται όλο και πιο ασύμφορα οικονομικά. [1] Σήμερα είναι πιο αναγκαίο από ποτέ να στραφούμε στην αξιοποίηση των καθαρών μορφών ενέργειας με προσεκτικές μελέτες, για να διασφαλίσουμε την βιωσιμότητα του πλανήτη, αλλά και της ανθρωπότητας.

1.1 Μεταφορές και μετακινήσεις στις ΗΠΑ

Ο τομέας των μεταφορών είναι ένας από τους μεγαλύτερους συντελεστές των ανθρωπογενών εκπομπών αερίων θερμοκηπίου (Greenhouse Gas) στις Ηνωμένες Πολιτείες. Σύμφωνα με την απογραφή των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου στις ΗΠΑ από 1990 έως το 2018, ο τομέας των μεταφορών κατείχε το μεγαλύτερο μέρος (28%) των συνολικών εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου στις ΗΠΑ το 2018. Τα αυτοκίνητα, τα φορτηγά, τα εμπορικά αεροσκάφη και οι σιδηρόδρομοι, μεταξύ άλλων, όλα συμβάλλουν στις εκπομπές στον τομέα μεταφορών. Πιο συγκεκριμένα, τα ελαφρά οχήματα (συμπεριλαμβανομένων των επιβατικών αυτοκινήτων και των ελαφρών φορτηγών) ήταν μακριά η μεγαλύτερη κατηγορία, με το 59% των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου, ενώ τα μεσαία και βαρέα φορτηγά αποτελούν τη δεύτερη μεγαλύτερη κατηγορία, με 23% εκπομπών. Μεταξύ 1990 και 2018, οι εκπομπές αερίων του θερμοκηπίου στον τομέα των μεταφορών αυξήθηκαν περισσότερο σε απόλυτους όρους από οποιονδήποτε άλλο τομέα (δηλ. Παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, βιομηχανία, γεωργία, οικιστικές, εμπορικές), σε μεγάλο βαθμό λόγω της αυξημένης ζήτησης για μετακινήσεις.[2]

1.2 Καθαρή ενέργεια στην Ελλάδα

Σε μία χώρα πλούσια σε ήλιο, αέρα και νερό, η εμμονή στα ρυπογόνα ορυκτά καύσιμα φαντάζει παράλογη. Η επιστημονική κοινότητα μας έχει προειδοποιήσει για τις συνέπειες της υπερθέρμανσης του πλανήτη και πλέον γνωρίζουμε πως τα ορυκτά καύσιμα έχουν το μεγαλύτερο μερίδιο ευθύνης. Με την τεχνολογία να εξελίσσεται και με την κλιματική κρίση να απειλεί τη ζωή μας, η παραγωγή ενέργειας θα πρέπει να καλύπτεται από τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας με κυριότερες τον ήλιο, τον άνεμο, το νερό και τη γεωθερμία. Η καθαρή ενέργεια είναι το εισιτήριο μας για έναν καλύτερο κόσμο για όλους. Αρκεί όμως, όπως κάθε δραστηριότητα, έτσι και η συγκεκριμένη να γίνεται με τρόπο ισορροπημένο και βιώσιμο. Οι Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ) αποτελούν τεχνολογίες



Σχήμα 1.1: Μερίδιο εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου στις ΗΠΑ το 2018 ανά τομέα, και αναλυτικά για τον τομέα μεταφορών

περιβαλλοντικού σκοπού και προσφέρουν λύσεις για τη μείωση των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου απέναντι στην κλιματική κρίση. Ως τέτοιες λοιπόν δεν νοείται να μην διασφαλίζουν την προστασία της φύσης και του περιβάλλοντος εκεί που τοποθετούνται και να μην ισχύουν αυστηροί όροι ως προς τη χωροθέτηση και τη λειτουργία τους.[3]

Ως μόνη λύση για τον μετριασμό της κλιματικής αλλαγής μέσα από την απεξάρτηση από τα ορυκτά καύσιμα, η ανάπτυξη της καθαρής ενέργειας αποτελεί κορυφαίο περιβαλλοντικό πρόταγμα. Ως περιβαλλοντικές λοιπόν υποδομές, οι εγκαταστάσεις ανανεώσιμων πηγών ενέργειας είναι απαραίτητο να αποτελούν πρότυπα τεχνολογικών εφαρμογών ελάχιστου οικολογικού αποτυπώματος. Το ενεργειακό μίγμα από ΑΠΕ τόσο στην ηλεκτροπαραγωγή, όσο και στους τομείς τελικής κατανάλωσης συνεχώς εμπλουτίζεται, ως αποτέλεσμα της εμπορικής ωρίμανσης πολλών τεχνολογιών.

Επίσης, η πρόοδος στις τεχνολογίες αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας προσφέρει ικανές λύσεις στον προβληματισμό για τη σε μεγάλο βαθμό μη προβλέψιμη τροφοδοσία/παραγωγή από αιολικά και φωτοβολταϊκά. Ιδιαίτερη σημασία και συμβολή στην επίτευξη του στόχου για καθαρή ενέργεια έχει η αξιοποίηση των υφιστάμενων υδροηλεκτρικών μονάδων σε αντλησιοταμιευτικές μονάδες, αλλά και η σταδιακή ενσωμάτωση στο σύστημα και στην αγορά ηλεκτρισμού των διαφόρων τεχνολογιών αποθήκευσης (μπαταρίες κυρίως) καθώς αυτές καθίστανται διαρκώς πιο αποδοτικές.

Σε σχέση με το κόστος παραγωγής, τα αιολικά και τα μεγάλης κλίμακας φωτοβολταϊκά προσφέρουν πλέον ηλεκτρική ενέργεια σαφώς φθηνότερη από τα συμβατικά καύσιμα (άνθρακα φυσικό αέριο και βεβαίως πυρηνικά), με όρους σταθμισμένου κόστους ενέργειας, χωρίς να συνυπολογίζεται το εξωτερικευμένο κόστος, δηλαδή το κόστος των επιπτώσεων στην υγεία και το περιβάλλον. [4]

1.3 Υβριδικά συστήματα

Η εγκατάσταση υβριδικών συστημάτων ηλεκτροπαραγωγής, δηλαδή μονάδων που συνδυάζουν τεχνολογίες ηλεκτροπαραγωγής από ΑΠΕ και αποθήκευσης, είναι από τις πιο αποτελεσματικές ολοκληρωμένες εφαρμογές παραγωγής καθαρής ενέργειας. Δίνουν επίσης λύση στα μεγάλα προβλήματα ασφάλειας στην τροφοδοσία, ιδιαίτερα σε περιοχές του μη διασυνδεδεμένου συστήματος που εξαρτώνται από το πετρέλαιο, όπως τα νησιά. [4]

1.3.1 Υβριδικό σύστημα Τήλου

Ιδιαίτερη αναφορά αξίζει να γίνει στο πρώτο υβριδικό σύστημα της Ελλάδας, το οποίο εγκαταστάθηκε το 2018 στην Τήλο και του οποίου η λειτουργία ξεκίνησε –δοκιμαστικά– το 2019. Μέχρι σήμερα το νησί ηλεκτροδοτείται μέσω υποβρύχιας διασύνδεσης με την Κω, όπου λειτουργεί πετρελαϊκός σταθμός, αντιμετωπίζοντας συχνές και αρκετές φορές μεγάλης διάρκειας, διακοπές ρεύματος λόγω ζημιών στη διασύνδεση (π.χ. ψάρεμα, δίχτυα κ.ά.).

Η ενεργειακή αυτάρχεια ενός ελληνικού νησιού με καθαρή ενέργεια μπορεί να φάνταζε σενάριο επιστημονικής φαντασίας μερικά χρόνια πριν, όμως σήμερα στην Τήλο έχει εκκινήσει μία διαδικασία που εξελίσσεται προς αυτή την κατεύθυνση. Η Τήλος αλλάζει τα δεδομένα στην ενεργειακή πολιτική των νησιών (διασυνδεδεμένων και μη), με το ομώνυμο πρόγραμμα TILOS που έχει ως στόχο τη μεγιστοποίηση της κάλυψης της ζήτησης σε ηλεκτρική ενέργεια του νησιού από καθαρή ενέργεια, μέσω ενός υβριδικού συστήματος παραγωγής και αποθήκευσης ενέργειας προερχόμενης αποκλειστικά από ανανεώσιμες πηγές.

Στις αρχές Ιουλίου 2017 ολοκληρώθηκε στο νησί η εγκατάσταση του μεσαίου μεγέθους φωτοβολταϊκού πάρκου και της ανεμογεννήτριας, ενώ τον Ιανουάριο του 2018 ολοκληρώθηκε και η εγκατάσταση των μπαταριών (συσσωρευτών) που θα εξασφαλίζουν την παροχή ενέργειας στο νησί όταν έχει συννεφιά ή ο άνεμος δεν είναι τόσο δυνατός.

Με τη λειτουργία του υβριδικού συστήματος, το σκηνικό αναμένεται να αναστραφεί, μετατρέποντας την Τήλο στο πρώτο πραγματικά «πράσινο» νησί στη Μεσόγειο. Αλλά η πρωτοπορία του έργου δεν περιορίζεται στα σύνορα της Ευρώπης, καθώς για πρώτη φορά παγκοσμίως θα δημιουργηθεί ένα ευφύες, αυτόνομο νησιωτικό μικροδίκτυο που θα βασίζεται στην παρουσία υβριδικού σταθμού με συμμετοχή μονάδων ΑΠΕ και σύγχρονης τεχνολογίας συσσωρευτών. [4]

1.3.2 Υβριδικό έργο Ικαρίας

Τον Ιούνιο του 2019 εγκαινιάστηκε στην Ικαρία ο «Ναέρας», υβριδικό έργο ανεξάρτητης ηλεκτροπαραγωγής της ΔΕΗ Ανανεώσιμες. Το έργο αποτελείται από δυο μικρά υδροηλεκτρικά ισχύος 1,05 + 3,1 MW, δεξαμενών χωρητικότητας 80.000 μ³ έκαστο, και από αιολικό σταθμό αποτελούμενο από τρεις ανεμογεννήτριες ισχύος 900 kW η κάθε μία. Υπολογίζεται πως η ετήσια παραγόμενη ενέργεια θα φθάσει τις 9,8 GWh. Προσφέροντας στο νησί εγγυημένη ισχύ, το έργο αναμένεται να υποκαταστήσει σε μεγάλο βαθμό τον θερμικό σταθμό Αγίου Κηρύκου που λειτουργεί με ντίζελ.

Ο Ναέρας εκτιμάται ότι θα προσφέρει ετήσια μείωση της εκπομπής CO₂ κατά 13.800 τόνους, λόγω της ελαχιστοποιημένης λειτουργίας του τοπικού πετρελαϊκού σταθμού. Θα ενισχύσει επίσης την επάρκεια της Ικαρίας σε ηλεκτρική ενέργεια. [4]

1.4 Αποθήκευση ενέργειας και κατανάλωση

Η εισαγωγή συστημάτων αποθήκευσης ενέργειας μεταξύ των συστημάτων παραγωγής ανανεώσιμης ενέργειας και των καταναλωτών επιτρέπει στο δίκτυο ηλεκτρισμού να «εξισορροπεί» την ηλεκτρική ζήτηση και την προσφορά από τα συστήματα παραγωγής ανανεώσιμης ενέργειας. Η χρήση των συστημάτων αποθήκευσης ενέργειας επιτρέπει την αποτελεσματικότερη χρήση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας και την ελάχιστη δυνατή χρήση μονάδων τροφοδοτούμενων με ακριβά και ρυπογόνα ορυκτά καύσιμα.

Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας εξετάσουμε την τοπική αποθήκευση ενέργειας σε σταθμούς ταχείας φόρτισης, ως λύση για την άμεση και αποδοτική παροχή ενέργειας στα ηλεκτρικά οχήματα, χωρίς την περιττή φόρτιση άλλων σημείων του δικτύου για την μεταφορά από απομακρυσμένα σημεία παραγωγής.

Κεφάλαιο 2

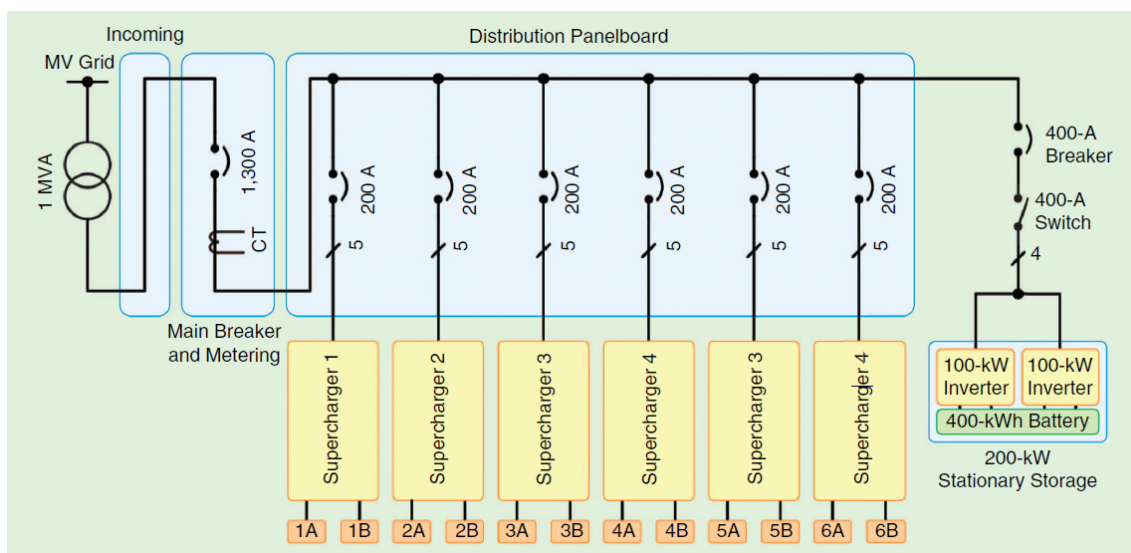
Σχεδίαση DC ταχυφορτηστή ηλεκτρικών οχημάτων

2.1 Τοπολογίες σταθμών φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων

Οι τοπολογίες των σταθμών φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με βάση το εσωτερικό μικροδίκτυο διασύνδεσης των ταχυφορτιστών, με το δίκτυο μέσης ή χαμηλής τάσης, την αποθήκη ενέργειας, αλλά και τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας αν υπάρχουν διαθέσιμες, σε δύο κατηγορίες. Τους σταθμούς φόρτισης με μικροδίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) και σε εκείνους με χρήση μικροδικτύου συνεχούς ρεύματος (DC).

2.1.1 Σταθμός φόρτισης με μικροδίκτυο AC

Ο πλέον διαδεδομένος τρόπος δημιουργίας ενός σταθμού φόρτισης είναι με μικροδίκτυο AC (AC Microgrid). Σε έναν τέτοιο σταθμό οι ταχυφορτιστές είναι συνδεδεμένοι σε πίνακα διανομής ο οποίος τους ενώνει με το δίκτυο μέσης τάσης. Επιπλέον στους σταθμούς μεγάλης ισχύος υπάρχει αποθήκευση ενέργειας σε μπαταρίες οι οποίες συνδέονται στον πίνακα διανομής μέσω αντιστροφέα.



Σχήμα 2.1: Μονογραμμικό διάγραμμα του σταθμού φόρτισης της Tesla στο Mountain View της California

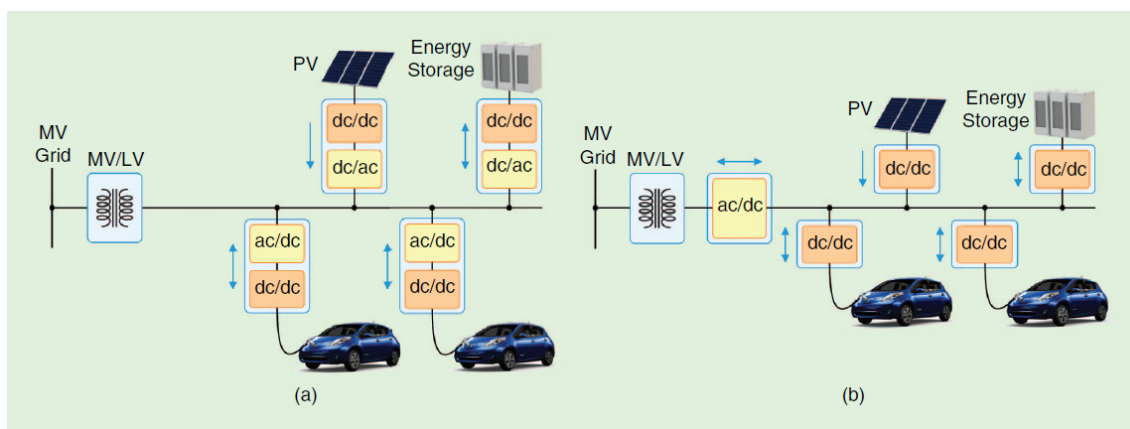
Οι κύριοι λόγοι που επικρατούν αυτοί οι σταθμοί είναι η ήδη ανεπτυγμένη τεχνογνωσία στους αντιστροφείς που απαιτούνται για την λειτουργία τους, αλλά και στις συσκευές προστασίας λόγω

τις ευρείας χρήσης AC. Ακόμη, η χρήση καθιερωμένων πρακτικών διασύνδεσης AC συσκευών, αλλά και η ύπαρξη τυποποίησης στις τάσεις, κάνουν το μικροδίκτυο AC να είναι πιο εύκολο για εμπορική παραγωγή στις μέρες μας. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιου σταθμού μεγάλης ισχύος είναι ο σταθμός φόρτισης της Tesla στο Mountain View της California (Σχήμα 2.1) [5].

Από την άλλη τα μειονεκτήματα ενός τέτοιου σταθμού είναι ο μεγαλύτερος αριθμός μετατροπέων που απαιτούνται, αλλά και η πολυπλοκότητα τους διότι πρέπει να αντιμετωπιστούν φαινόμενα όπως ο έλεγχος της αέργου ισχύος, ο συγχρονισμός των αντιστροφών με το δίκτυο, ο έλεγχος τάσης και συχνότητας.

2.1.2 Σταθμός φόρτισης με μικροδίκτυο DC

Μία άλλη εναλλακτική για την σύνδεση σε σταθμούς φόρτισης είναι ένα DC μικροδίκτυο το οποίο απαιτεί λιγότερες μετατροπές ενέργειας συνολικά επομένως είναι πιο αποδοτική λύση. Οι μικρότερος αριθμός μετατροπέων έγκειται στο γεγονός πως χρησιμοποιούνται ούτως ή άλλως DC/DC μετατροπείς για την φόρτιση της μπαταρίας των οχημάτων αλλά και για διαχείριση της αποθηκευμένης ενέργειας, επομένως χρησιμοποιώντας ένα κοινό δίαυλο DC, μπορούμε να αποφύγουμε αρκετούς μετατροπείς AC/DC.



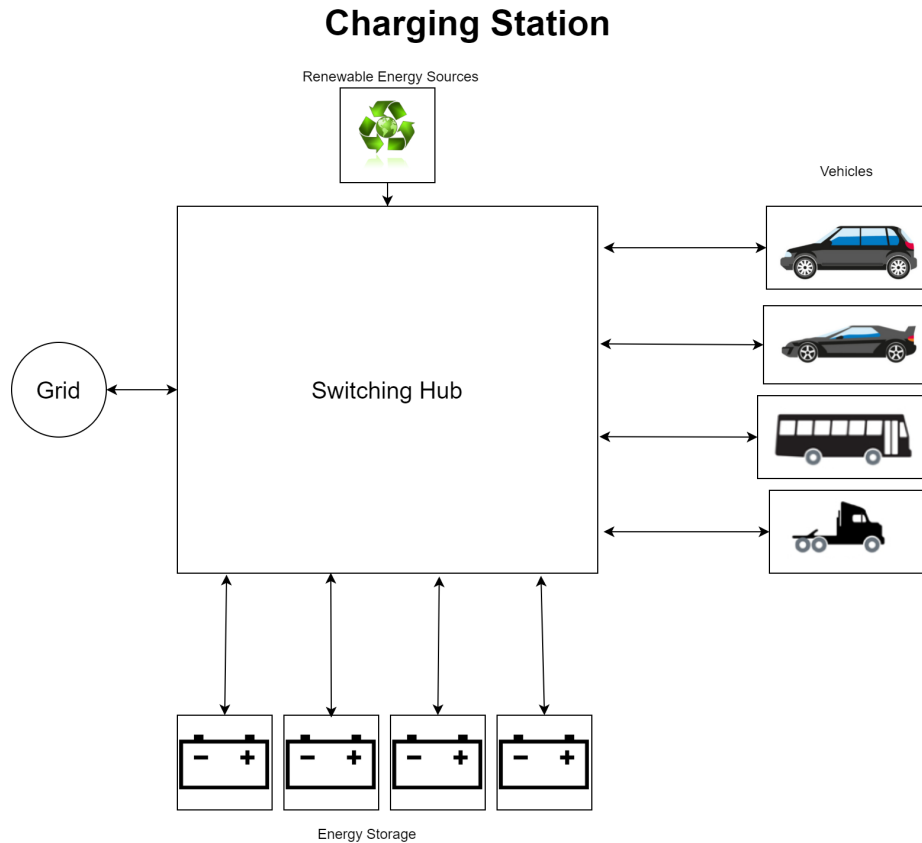
Σχήμα 2.2: Σύγκριση μετατροπέων σε AC και DC μικροδίκτυο

Με την διάδοση ωστόσο των DC/DC μετατροπέων και την έρευνα που γίνεται γύρω από αυτούς, στο μέλλον τέτοια μικροδίκτυα δεν θα απασχολήσουν μόνο σταθμούς φόρτισης αλλά αναμένεται να εισχωρήσουν σε πολλές εγκαταστάσεις, ακόμα και σε οικιακά δίκτυα. [5]

2.2 Σχεδίαση θεωρητικού σταθμού φόρτισης βασισμένο σε DC μικροδίκτυο

Έχοντας σαν γνώμονα την ταχεία μετάβαση στην ηλεκτροκίνηση και την ανάγκη για χρήση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας καταλήξαμε στην ιδέα ενός αφθρωτού συστήματος για την διασύνδεση οχημάτων, δικτύου, ανανεώσιμων πηγών και αποθήκης ενέργειας. Μελετώντας τις τοπολογίες των υπαρχόντων σταθμών φόρτισης αποφασίσαμε να ασχοληθούμε την λύση του DC μικροδικτύου καθώς είναι αποδοτικότερη και η χρήση τους αναμένεται να διαδραματίσει σημαντικό ρόλο μελλοντικά.

Για το κομμάτι της φόρτισης θέσαμε ως στόχο να μπορεί να εξυπηρετηθεί μεγάλο εύρος οχημάτων, από ηλεκτρικά πατίνια και ποδήλατα, έως βαρέος τύπου οχήματα και φορτηγά. Με τα υπάρχοντα πρωτόκολλα φόρτισης που χρησιμοποιούν τα οχήματα του εμπορίου, το Combined Charging System (CCS) και το CHArge de MOve (CHAdeMO) ο ταχυφορτιστής μπορεί να έχει τάση εξόδου από 200V έως 1500V, με ρεύμα έως 600A[6]. Έπειτα για το κομμάτι της αποθήκευσης ενέργειας θα πρέπει να σχεδιαστεί ένα σύστημα ικανό να παρέχει την απαιτούμενη ισχύ στον ταχυφορτιστή, για την συγκεκριμένη σχεδίαση έως 900KW. Ακόμη για την ολοκλήρωση του



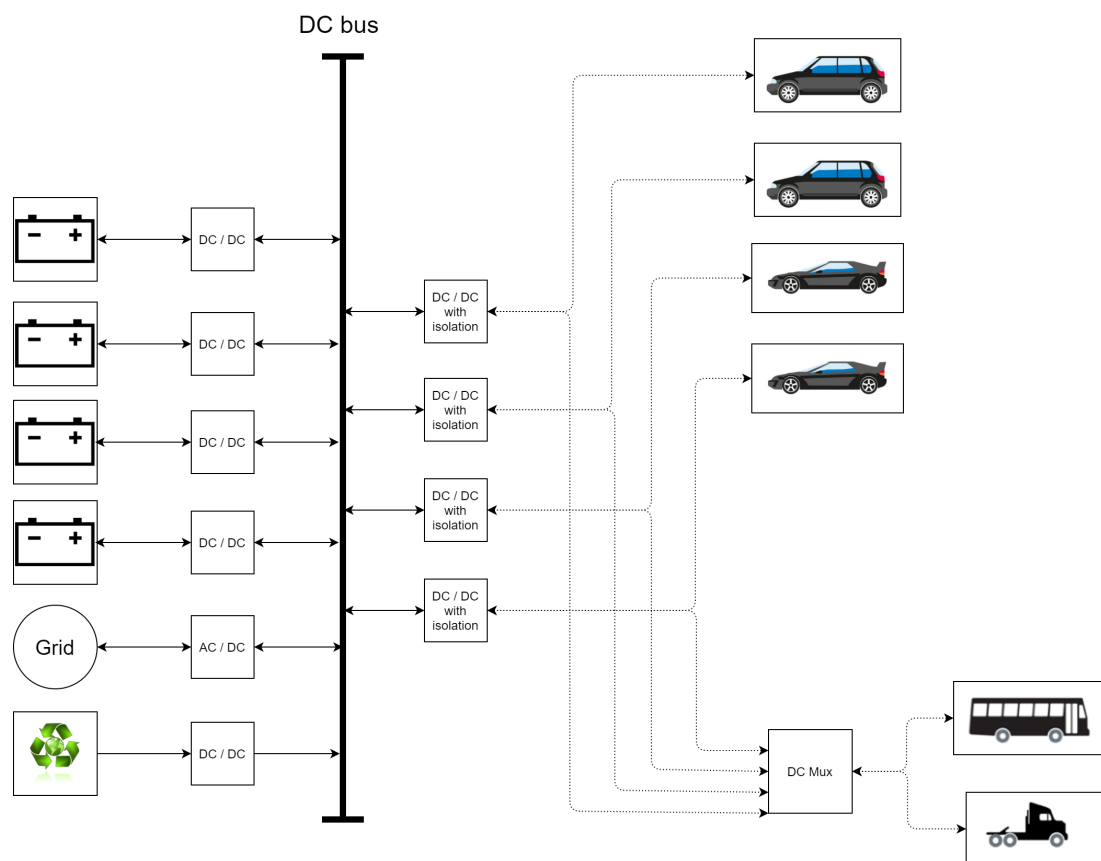
Σχήμα 2.3: Αφαιρετική άποψη του σταθμού φόρτισης

συστήματος θα πρέπει να μελετηθεί το κομμάτι της σύνδεσης με το δίκτυο. Ως επέκταση στο εν λόγω σύστημα θα αναφερθούμε και στην δυνατότητα απευθείας σύνδεσης με ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.

Σχετικά με την δυνατότητα αποθήκευσης ενέργειας, η αρχική σκέψη ήταν πως θα υπάρχει μία στατική μπαταρία. Η στατική μπαταρία επειδή δεν υπάρχει θεωρητικά ο ίδιος περιορισμός όγκου και βάρους όπως σε ένα όχημα, μπορεί να είναι οικονομικότερης τεχνολογίας από τις ακριβές μπαταρίες ιόντων λιθίου που χρησιμοποιούν σήμερα τα περισσότερα ηλεκτρικά οχήματα. Επιπλέον η προσθήκη της μπαταρίας εξασφαλίζει την άμεση παροχή ισχύος για την φόρτιση, αλλά επιπλέον επεκτείνεται και σαν διαθέσιμη ισχύς προς το δίκτυο ανά πάσα στιγμή, κάτι που δεν ισχύει για την Vehicle to Grid τεχνολογία, καθώς εκεί υπάρχουν αυστηρά προαπαιτούμενα, ώστε να μεταφερθεί η ενέργεια του οχήματος στο δίκτυο.

Πιο συγκεκριμένα η υλοποίηση του σταθμού φόρτισης που εξετάζουμε είναι ένα hub, στο οποίο θα μπορούν να συνδεθούν με ευκολία όσα αναφέραμε παραπάνω (Σχήμα 2.3). Το hub αυτό θα έχει έναν κύριο DC δίαυλο πάνω στον οποίο θα μπορούν να συνδεθούν ανεξάρτητοι μετατροπείς για τις εκάστοτε συνδέσεις (Σχήμα 2.4). Ο συντονισμός των μετατροπέων θα γίνεται από κάποιο κεντρικό επεξεργαστή ο οποίος θα καθορίζει την ροή ισχύος από/προς το κάθε υποσύστημα. Επιπλέον επειδή εστιάσαμε στο κομμάτι της γρήγορης φόρτισης, κρίθηκε χρήσιμη η δημιουργία ενός πολυπλέκτη για τις εξόδους των DC/DC απομονωμένων μετατροπέων, ώστε να μπορούν να συνδυαστούν για να προσφέρουν την αθροιστική τους ισχύ στο όχημα.

Στην συνέχεια της διπλωματικής θα εστιάσουμε στους απομονωμένους DC/DC μετατροπείς, που αποτελούν τον θεμέλιο λίθο ενός τέτοιου συστήματος, αλλά και το κομμάτι με τις μεγαλύτερες σχεδιαστικές προκλήσεις.



Σχήμα 2.4: Switching hub

2.3 Τοπολογίες μετατροπέων DC/DC για φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων

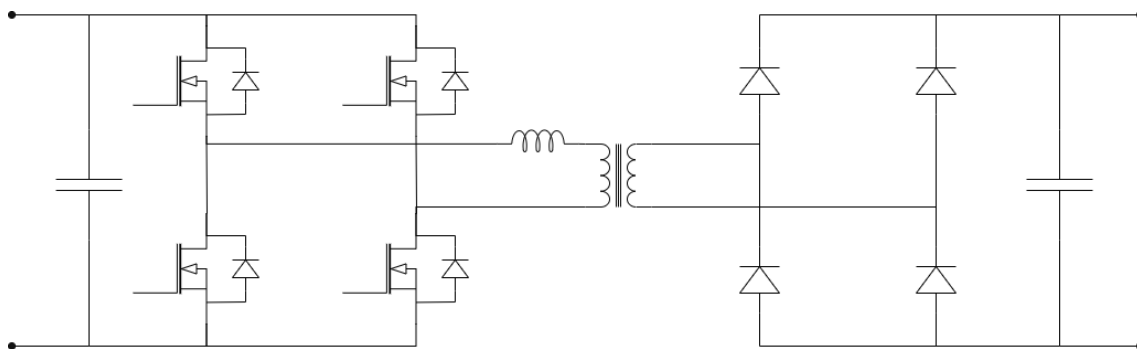
Αν και δεν μπορούμε να έχουμε ακριβή εικόνα για τους μετατροπείς που χρησιμοποιούνται στην πράξη, επειδή οι κατασκευαστές δεν δημοσιοποιούν λεπτομερή στοιχεία, ωστόσο μπορούμε να περιορίσουμε τις επιλογές με βάση τις δύο κύριες απαιτήσεις ενός ταχυφορτιστή. Η απαίτηση για γαλβανική απομόνωση του οχήματος από το δίκτυο, και η μετατροπή μεγάλης ισχύος από DC σε DC, επιτυγχάνονται με τοπολογίες όπως αυτές της πλήρους γέφυρας, και της Dual Active Bridge. Από εκεί και πέρα μπορούν να υπάρξουν αρκετές παραλλαγές αυτών τόσο στο κυκλωματικό μέρος, όσο και στον τρόπο λειτουργίας, ωστόσο οι βασικές αρχές λειτουργίας παραμένουν οι ίδιες.

Οι DC/DC μετατροπές με ημιαγωγικά στοιχεία πυριτίου (Si) το πιθανότερο είναι να χρησιμοποιούν παραλλαγές των παρακάτω βασικών κυκλωμάτων με πολλαπλά επίπεδα, καθώς τα ημιαγωγικά στοιχεία έχουν περιορισμούς στην τάση που αποκόπτουν, όμως με την εξέλιξη νέων υλικών, όπως οι ημιαγωγοί καρβιδίου πυριτίου (SiC) και νιτρίδιου γαλλίου (GaN), που έχουν είτε μεγαλύτερη ικανότητα αποκοπής τάσης (SiC), είτε καλύτερα χαρακτηριστικά για λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες (GaN), οι μετατροπές μπορούν να απλοποιηθούν σημαντικά και να ελαττωθεί το συνολικό κόστος τους.

2.3.1 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας με έλεγχο ολίσθησης φάσης

Στο Σχήμα 2.5 φαίνεται η κλασική τοπολογία πλήρους γέφυρας ημιαγωγών από την πλευρά της εισόδου που συνδέεται με την πλήρη γέφυρα ανόρθωσης διόδων μέσω ενός υψίσυχνου μετασχηματιστή.

Η μεταφορά ισχύος μεταξύ του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος ελέγχεται με τη διαφορά

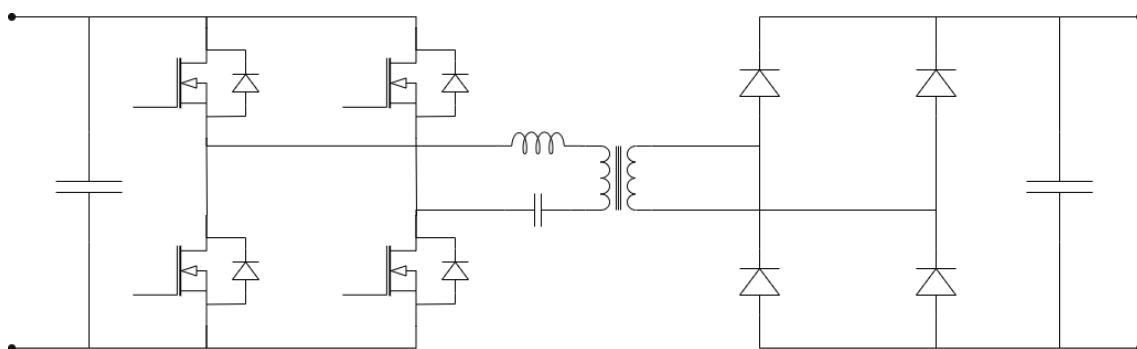


Σχήμα 2.5: Συμβατική τοπολογία μετατροπέα πλήρους γέφυρας

φάσης μεταξύ των ημιγέφυρών του πρωτεύοντος. Επίσης υπάρχει η δυνατότητα έναυσης των διακοπών της μίας ημιγέφυρας υπό μηδενική τάση (Zero Voltage Switching (ZVS)) και της δεύτερης υπό σημαντικά χαμηλή τάση. Οι διόδους στο δευτερεύον ανοιγοκλείνουν υπό σημαντική τάση, με αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών, το οποίο μειώνει την αποδοτικότητα του μετατροπέα. Τα μειονεκτήματα του μετατροπέα είναι πως δεν μπορεί να διατηρήσει το ZVS για χαμηλά φορτία κατά την έναυση των διακοπών, και δεν μπορεί να πετύχει ZVS κατά την σβέση [7].

2.3.2 Μετατροπέας συντονισμού LLC

Ο συντονισμένος μετατροπέας LLC είναι μια εξέλιξη του συμβατικού μετατροπέα ολίσθησης φάσης, με την προσθήκη κατάλληλης χωρητικότητας ώστε να δημιουργηθεί ένα κύκλωμα συντονισμού στην συχνότητα λειτουργίας (Σχήμα 2.6).



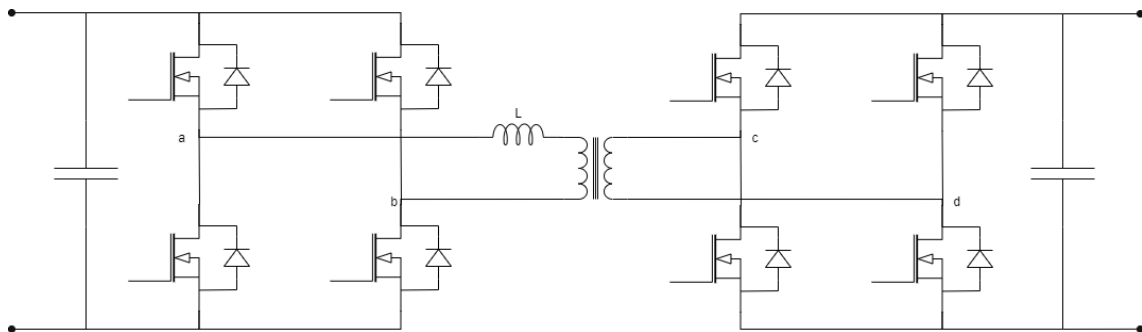
Σχήμα 2.6: Τοπολογία συντονισμένου μετατροπέα LLC

Η ρύθμιση της τάσης εξόδου γίνεται μέσω της συχνότητας λειτουργίας, επομένως υπάρχουν τρεις περιοχές λειτουργίας του συντονισμένου μετατροπέα:

- Κάτω από την συχνότητα συντονισμού: Επιτυγχάνονται μεταβάσεις στις διόδους με χαμηλές απώλειες (σε μηδενική τάση είτε σε μηδενικό ρεύμα (Zero Current Switching (ZCS))), αλλά αυξάνονται οι απώλειες αγωγής λόγω της αύξησης κυκλοφορούντων ρευμάτων.
- Πάνω από την συχνότητα συντονισμού: Αυξάνονται οι διακοπτικές απώλειες στο πρωτεύον και στις διόδους, όμως μειώνονται οι απώλειες αγωγής λόγω της μείωσης των κυκλοφορούντων ρευμάτων.
- Στη συχνότητα συντονισμού: Επιτυγχάνεται η καλύτερη απόδοση του μετατροπέα με δυνατότητα μεταβάσεων υπό μηδενική τάση (ZVS) κατά την έναυση και μετεβάσεων υπό μηδενικό ρεύμα (ZCS) κατά την σβέση.

2.3.3 Μετατροπέας Dual Active Bridge

Ένας Dual Active Bridge (DAB) μετατροπέας αποτελείται από δύο πλήρεις γέφυρες ημιαγωγών που συνδέονται μέσω υψίσυχνου μετασχηματιστή (Σχήμα 2.7).

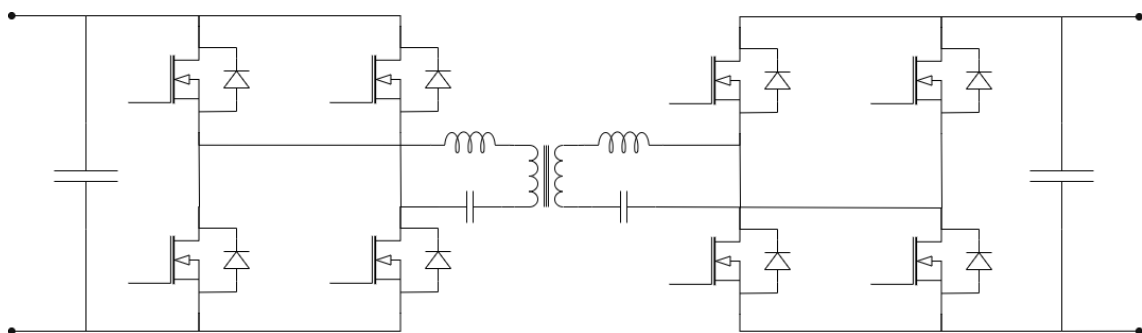


Σχήμα 2.7: Μετατροπέας Dual Active Bridge

Το κύριο πλεονεκτήματα αυτής της τοπολογίας είναι η αμφίδρομη ροή ισχύος, που επιτυγχάνεται μέσω του ελέγχου της διαφοράς φάσης μεταξύ των δύο γεφυρών. Ο έλεγχος της διάταξης μπορεί να είναι από απλός (Διαμόρφωση με ολίσθηση φάσης (Phase shift modulation)), έως περίπλοκος (Διαμόρφωση με έλεγχο δύο ή τριών μεταβλητών (Dual and Triple Phase Shift Modulation)). Αυξάνοντας την περιπλοκότητα του ελέγχου μπορεί να επιτευχθεί ZVS σε ολόκληρη την διάταξη.

2.3.4 Μετατροπέας συντονισμού CLLC Dual Active Bridge

Η συντονισμένη μορφή του DAB ενσωματώνει όλες τις λειτουργίες του LLC μετατροπέα, και επιπλέον την αμφίδρομη μεταφορά ενέργειας.



Σχήμα 2.8: Τοπολογία CLLC Dual Active Bridge μετατροπέα

Τα επιπλέον παθητικά στοιχεία που φαίνονται στο Σχήμα 2.8 σε σχέση με το Σχήμα 2.7, είναι τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται για τον συντονισμό του μετατροπέα. Αυτό δεν σημαίνει ότι είναι πρόσθετα στοιχεία στο κύκλωμα, αλλά στις περισσότερες περιπτώσεις αναφέρονται στα παρασιτικά χαρακτηριστικά του υψίσυχνου μετασχηματιστή και του υπόλοιπου κυκλώματος, τα οποία αν μετρηθούν με ακρίβεια, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την συντονισμένη λειτουργία του μετατροπέα.

Μέρος II

Dual Active Bridge

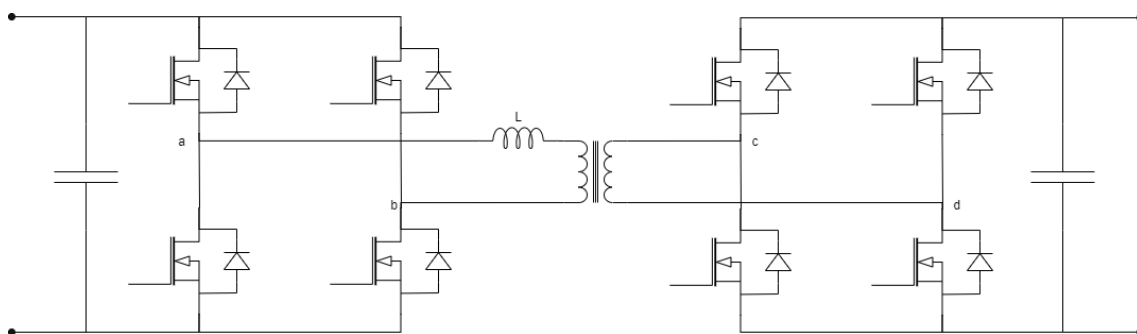
Κεφάλαιο 3

Θεωρητικό υπόβαθρο μετατροπέα Dual Active Bridge

Ο μετατροπέας Dual Active Bridge επιλέχθηκε για ανάλυση στην παρούσα διπλωματική διότι είναι κατάλληλος για DC/DC μεγάλης ισχύος, και επομένως με την ολοένα αυξανόμενη χρήση μικροδικτύων συνεχούς τάσης (DC Microgrids) η μελέτη του παρουσιάζει αρκετό ενδιαφέρον. Ακόμη ο DAB λόγω του απλού σχετικά κυκλώματος, μπορεί να οδηγηθεί είτε με απλό έλεγχο για γρήγορη υλοποίηση, είτε από σύνθετο έλεγχο κλειστού βρόγχου και να φτάσει σε υψηλές τιμές απόδοσης. Επιπλέον ο DAB είναι ικανός για αμφίδρομη ροή ισχύος, κάτι το οποίο είναι βασική απαίτηση για ένα σύγχρονο σύστημα μετατροπής ενέργειας για χρήση σε μικροδίκτυο συνεχούς τάσης.

3.1 Λειτουργία Dual Active Bridge στη μόνιμη κατάσταση

3.1.1 Ισοδύναμο κύκλωμα Dual Active Bridge

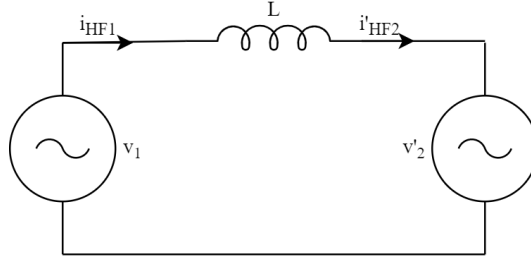


Σχήμα 3.1: Dual Active Bridge model

Ο μονοφασικός μετατροπέας DAB αποτελείται από την πλήρη γέφυρα του πρωτεύοντος και την πλήρη γέφυρα του δευτερεύοντος συζευγμένες με ένα υψίσυχνο μετασχηματιστή. Μοντελοποιούμε την DAB με γραμμικά στοιχεία και ιδανικούς διακόπτες, αμελώντας τις αντιστάσεις και τα μη-γραμμικά φαινόμενα [8]. Έτσι ο μετασχηματιστής του μοντέλου αποτελείται από έναν ιδανικό μετασχηματιστή και την αυτεπαγωγή σκέδασης L σε σειρά όπου είναι και η βασική αυτεπαγωγή για την μεταφορά ενέργειας.

Στο σχήμα 2 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα με τις τιμές για τη δευτερεύουσα πλευρά ανηγμένες στην πρωτεύουσα, με χαρακτηριστική εξίσωση:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_1(t) - u'_2(t)}{L}, \quad (3.1)$$



Σχήμα 3.2: Dual Active Bridge equivalent circuit

όπου

$$u'_2(t) = n \cdot u_2(t) \quad (3.2)$$

$$n = \frac{N1}{N2}. \quad (3.3)$$

Τα ρεύματα των γεφυρών i_{HF1} και i'_{HF2} είναι ίσα με το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο.

$$i_L(t) = \int_0^t \frac{u_1(\tau) - u'_2(\tau)}{L} d\tau - i_L(0) \quad (3.4)$$

$$i_L(t) = i_{HF1}(t) = i'_{HF2}(t) \quad (3.5)$$

ενώ ανάγοντας και i'_{HF2} στην δευτερεύουσα πλευρά:

$$i_{HF2}(t) = n \cdot i'_{HF2}(t) \quad (3.6)$$

Θεωρώντας μηδενικές απώλειες η μέση ισχύς εισόδου στην διάρκεια μίας διακοπτικής περιόδου ($T_s = 1/f_s$) του παραπάνω μετατροπέα είναι:

$$P_1 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_1 \cdot i_{HF1} dt \quad (3.7)$$

και η αντίστοιχη μέση ισχύς εξόδου:

$$P_2 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_2 \cdot i_{HF2} dt \quad (3.8)$$

Για ένα τυχαίο διάστημα $[t1, t2]$ θα ισχύει $P_1 = P_2$, αφού οι απώλειες δεν λαμβάνονται υπόψιν.

3.1.2 Διαμόρφωση ολίσθησης φάσης (Phase Shift Modulation)

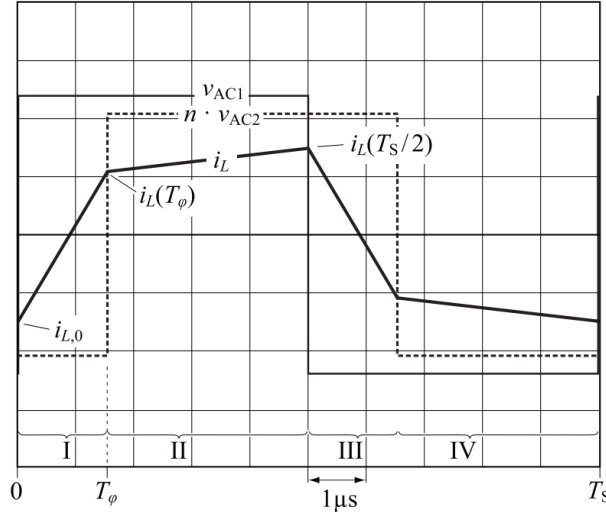
Η πιο συνηθισμένη τακτική διαμόρφωσης είναι μέσω ολίσθησης φάσης όπου ο μετατροπέας λειτουργεί σε σταθερή διακοπτική συχνότητα με το μέγιστο duty cycle, με την μόνη μεταβλητή ελέγχου να είναι η διαφορά φάσης μεταξύ των AC τάσεων, από την οποία ελέγχεται η μεταφερόμενη ισχύς [9] [10] [11] [12].

Εάν οι τάσεις $V1$ και $V2$ στις DC πλευρές και ο χρόνος ολίσθησης φάσης T_φ μένουν σταθερά κατά τη διάρκεια της περιόδου τότε για τον υπολογισμό της μεταφερόμενης ισχύος αρκεί να εξετάσουμε μόνο το πρώτο μισό της περιόδου.

$$P_1 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p_1(t) dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} u_1 \cdot i_L dt = \frac{2 \cdot V1}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_L dt \quad (3.9)$$

Για το ρεύμα i_L η ημιπερίοδος μπορεί να χωριστεί σε δύο διαστήματα (Σχ. 3.3).

$$I: \quad i_L(t) = i_{L,0} + \frac{(V_1 + n \cdot V_2) \cdot t}{L} \quad \forall 0 < t < T_\varphi \quad (3.10)$$



Σχήμα 3.3: Τάσεις των δύο εναλλασσόμενων πλευρών και ρεύμα που διαρρέει πηνίο με διαμόρφωση ολίσθησης φάσης [13]

$$II: \quad i_L(t) = i_L(T_\varphi) + \frac{(V_1 + n \cdot V_2) \cdot (t - T_\varphi)}{L} \quad \forall T_\varphi < t < T_s/2 \quad (3.11)$$

Λόγω της συμμετρίας των ημιπεριόδων $T_\varphi = \varphi / (2\pi f_s)$ το $i_{L,0}$ προκύπτει:

$$i_{L,0} = \frac{\pi \cdot (n \cdot V_2 - V_1) - 2 \cdot \varphi \cdot n \cdot V_2}{4 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \quad (3.12)$$

και για θετική διαφορά φάσης $0 < \varphi < \pi$ και για αρνητική διαφορά φάσης $-\pi < \varphi < 0$. Γενικεύοντας για όλο το εύρος $-\pi < \varphi < \pi$ για τη μεταφερόμενη ισχύ έχουμε:

$$P = P_1 = P_2 = \frac{n \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot \varphi \cdot (\pi - |\varphi|)}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_s \cdot L}, \quad (3.13)$$

όπου όταν:

- $P > 0$, η ισχύς μεταφέρεται από την πρωτεύουσα πλευρά προς την δευτερεύουσα,
- $P < 0$, η ισχύς μεταφέρεται από την δευτερεύουσα πλευρά προς την πρωτεύουσα.

Η μέγιστη μεταφερόμενη ισχύς προκύπτει για $\partial P / \partial \varphi = 0$:

$$|P_{max}| = \frac{n \cdot V_1 \cdot V_2}{8 \cdot f_s \cdot L} \quad \text{για} \quad \varphi = \pm \pi/2 \quad (3.14)$$

με τη μέγιστη μεταφερόμενη ισχύ να καθορίζεται από την αυτεπαγωγή L .

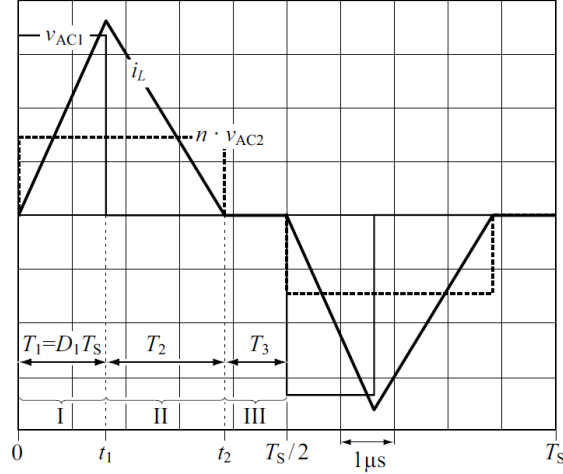
Λύνοντας την σχέση για μεταφερόμενη ισχύ ως προς φ έχουμε την σχέση για την διαφορά φάσης:

$$\varphi = \text{sgn}(P) \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8 \cdot f_s \cdot L \cdot |P|}{n \cdot V_1 \cdot V_2}} \right], \quad \forall |P| < |P_{max}| \quad (3.15)$$

Το μεγάλο πλεονέκτημα του ελέγχου με ολίσθηση φάσης είναι η απλότητα. Έχει μόνο μία μεταβλητή ελέγχου, την γωνία ολίσθησης φ , με την οποία ελέγχεται η μεταφερόμενη ισχύς. Τα μειονεκτήματά της είναι πως έχει πολύ περιορισμένο εύρος λειτουργίας με χαμηλές διακοπτικές απώλειες (Soft Switching Range), και επίσης πως έχει μεγάλες RMS τιμές ρεύματος στον υψίσυχο μετασχηματιστή για τα περισσότερα σημεία λειτουργίας. Ο μόνος τρόπος για να αλλάξουν οι RMS τιμές των ρευμάτων με ολίσθηση φάσης είναι με διαφορετική επιλογή αριθμού σπειρών στο πηνίο και διαφορετική αυτεπαγωγή, διότι δεν γίνεται να μεταβληθεί η κυματομορφή του ρεύματος, καθώς αυτή εξαρτάται από τις DC τιμές των τάσεων V_1 και V_2 και την φάση ολίσθησης φ [13].

3.1.3 Διαμόρφωση τριγωνικού ρεύματος (Triangular Current Mode Modulation)

Μια ακόμη τακτική διαμόρφωσης που έχει προταθεί στη βιβλιογραφία είναι η διαμόρφωση τριγωνικού ρεύματος [14], με την οποία μπορεί να επιτευχθεί μετάβαση υπό μηδενικό ρεύμα (ZCS) στη δευτερεύουσα πλευρά, και επιπλέον σε σχέση με την απλή ολίσθηση φάσης το RMS ρεύμα στον μετασχηματιστή είναι σημαντικά μικρότερο [13].



Σχήμα 3.4: Τάσεις των δύο εναλλασσόμενων πλευρών και ρεύμα που διαρρέει πηνίο σε διαμόρφωση τριγωνικού ρεύματος [13]

Σε αυτή την διαμόρφωση ρεύματος για να πετύχουμε τριγωνικό ρεύμα αυτό που κάνουμε είναι να χωρίσουμε σε 3 διαστήματα την ημιπερίοδο. Στο πρώτο διάστημα λόγω της διαφοράς δυναμικού $V_1 - n \cdot V_2$ στα άκρα του πηνίου L το ρεύμα του αυξάνεται. Το ρεύμα στο πηνίο δίνεται από τον τύπο

$$i_L(t) = 0 + \frac{V_1 - n \cdot V_2}{L}, \quad \forall 0 < t < t_1 \quad (3.16)$$

Έπειτα στο δεύτερο διάστημα εφαρμόζεται τάση $-n \cdot V_2$ στα άκρα του πηνίου, έως ότου το ρεύμα γίνει μηδενικό, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$i_L(t) = i_L(t_1) - \frac{n \cdot V_2}{L}, \quad \forall t_1 < t < t_2. \quad (3.17)$$

Το τρίτο διάστημα είναι αυτό που μεσολαβεί μέχρι την ολοκλήρωση της περιόδου:

$$i_L(t) = 0, \quad \forall t_2 < t < \frac{T_s}{2}. \quad (3.18)$$

Η διάρκεια των T_1 και T_2 καθορίζουν την μεταφερόμενη ισχύ σύμφωνα με τον τύπο:

$$P = \frac{n \cdot V_2}{T_s \cdot L} [V_1 \cdot T_1 \cdot (2 \cdot T_2 - T_1) - n \cdot V_2 \cdot T_2^2], \quad \forall V_1 > n \cdot V_2, \quad (3.19)$$

ενώ το T_2 εξαρτάται από το T_1 για να επιτευχθεί $i_L(t_2) = 0$, επομένως δίνεται από την σχέση:

$$T_2 = T_1 \cdot \frac{V_1 - n \cdot V_2}{n \cdot V_2}. \quad (3.20)$$

Η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο κυματομορφών τάσης στα άκρα του πηνίου προκύπτει από την εξίσωση:

$$\varphi = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \left[\frac{T_1 + T_2}{2} - \frac{T_1}{2} \right] = \pi \cdot f_s \cdot T_2, \quad (3.21)$$

από την οποία καθορίζεται απόλυτα η μεταφερόμενη ισχύς:

$$P = \frac{\varphi^2 \cdot V_1 \cdot (n \cdot V_2)}{\pi^2 \cdot f_S \cdot L \cdot (V_1 - n \cdot V_2)} \quad \forall \{V_1 > n \cdot V_2\} \wedge \{0 < \varphi < \varphi_{max}\}. \quad (3.22)$$

Από τα παραπάνω υπολογίζονται τα φ , T_1 και T_2 :

$$\varphi = \pi \cdot \sqrt{f_S \cdot L \cdot P \cdot \frac{V_1 - n \cdot V_2}{V_1 \cdot (n \cdot V_2)^2}} \quad \forall \{V_1 > n \cdot V_2\} \wedge \{0 < \varphi < \varphi_{max}\}, \quad (3.23)$$

$$T_1 = \frac{\varphi}{\pi \cdot f_S} \cdot \frac{n \cdot V_2}{V_1 \cdot (n \cdot V_2)^2}, \quad (3.24)$$

$$T_2 = \frac{\varphi}{\pi \cdot f_S}. \quad (3.25)$$

Ωστόσο υπάρχει και ένα όριο μέγιστης γωνίας η οποία δεν μπορεί να ξεπεραστεί. Η μέγιστη μεταφερόμενη ισχύς προκύπτει όταν το διάστημα T_3 είναι μηδενικό και επομένως $T_S/2 = T_1 + T_2$. Αυτή η μέγιστη μεταφερόμενη ισχύς προκύπτει:

$$P_{max} = \frac{n^2 \cdot V_2^2 \cdot (V_1 - n \cdot V_2)}{4 \cdot f_S \cdot L \cdot V_1} \quad (3.26)$$

και η αντίστοιχη μέγιστη φάση μεταξύ των κυματομορφών των τάσεων δίνεται από την σχέση:

$$\varphi_{max\Delta} = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{n \cdot V_2}{V_1}\right). \quad (3.27)$$

3.1.4 Διαμόρφωση τραπεζοειδούς ρεύματος (Trapezoidal Current Mode Modulation)

Με την τριγωνική διαμόρφωση ρεύματος μπορούμε να μεταφέρουμε ισχύ όσο το V_1 είναι διαφορετικό της $n \cdot V_2$, ενώ όσο το $V_1 \approx n \cdot V_2$ η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος τείνει στο μηδέν. Ακόμη για να ξεπεραστούν τα μειονεκτήματα της διαμόρφωσης με ολίσθηση φάσης αναπτύχθηκαν τρόποι διαμόρφωσης όπου εκτός από τον έλεγχο της φάσης ελέγχεται και το εύρος των παλμών (duty cycle) των $u_{HF1}(t)$ και $u_{HF2}(t)$. Ένας τέτοιος τρόπος διαμόρφωσης είναι η Διαμόρφωση τραπεζοειδούς ρεύματος (Trapezoidal Current Mode Modulation) [15]. Στην διαμόρφωση τραπεζοειδούς ρεύματος, μπορούμε να χωρίσουμε την ημιπερίοδο σε 3 διαστήματα:

I : $0 < t < t_1$, όπου $u_{HF1} = V_1$ και $u'_{HF2} = 0$, το ρεύμα αυξάνεται από την αρχική του τιμή

II : $t_1 < t < t_2$, όπου $u_{HF1} = V_1$ και $u'_{HF2} = n \cdot V_2$, το ρεύμα παραμένει σταθερό

III : $t_2 < t < T_S/2$, όπου $u_{HF1} = 0$ και $u'_{HF2} = n \cdot V_2$, το ρεύμα μειώνεται μέχρι την προηγούμενη αρχική του τιμή

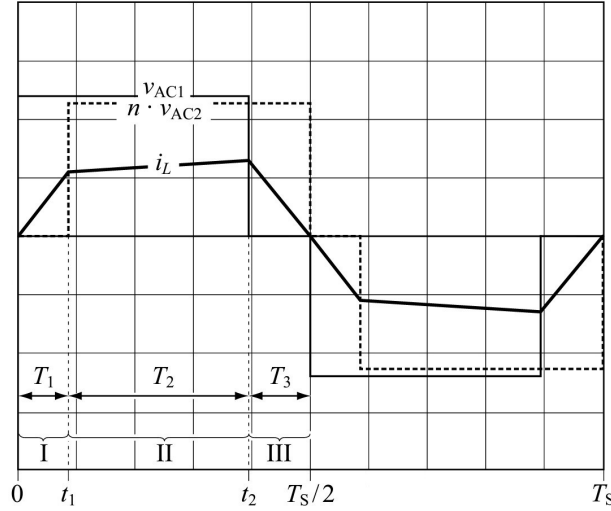
Η μεταφερόμενη ισχύς στην διαμόρφωση αυτή δίνεται από την σχέση:

$$P = \text{sgn}(\varphi) \frac{n \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot [2 \cdot n \cdot V_1 \cdot V_2 \cdot (\pi^2 - 2\varphi^2) - (V_1^2 + (n \cdot V_2)^2) \cdot (\pi - 2|\varphi|^2)]}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_S \cdot L \cdot (V_1 + n \cdot V_2)^2}, \quad (3.28)$$

$$\forall \varphi_{max\Delta} < \varphi < \varphi_{max, trpz},$$

όπου η μέγιστη γωνία για την τραπεζοειδή διαμόρφωση είναι:

$$\varphi_{max, trpz} = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{n \cdot V_1 \cdot V_2}{V_1^2 + n \cdot V_1 \cdot V_2 + (n \cdot V_2)^2}\right) \quad (3.29)$$



Σχήμα 3.5: Τάσεις των δύο εναλλασσόμενων πλευρών και ρεύμα που διαρρέει πηνίο στην διαμόρφωση τραπεζοειδούς ρεύματος

Λύνοντας για την απαιτούμενη ολίσθηση φάσης φ και τις διάρκειες T_1 , T_2 και T_3 προκύπτουν:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\text{sgn}(P)}{V_1^2 + n \cdot V_1 \cdot V_2 + (n \cdot V_2)^2} \cdot \left\{ V_1^2 + (n \cdot V_2)^2 - (V_1 + n \cdot V_2) \cdot \sqrt{n \cdot V_1 \cdot V_2 \left[1 - \frac{4 \cdot f_S \cdot L \cdot |P| \cdot (V_1^2 + n \cdot V_1 \cdot V_2 + (n \cdot V_2)^2)}{(n \cdot V_1 \cdot V_2)^2} \right]} \right\}, \quad (3.30)$$

$$T_1 = \frac{n \cdot V_2 - V_1 + 2 \cdot V_1 \cdot \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_S \cdot (V_1 + n \cdot V_2)} \quad (3.31)$$

$$T_2 = \frac{1 - 2 \cdot \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_S}, \quad (3.32)$$

$$T_3 = \frac{V_1 + n \cdot V_2 + 2 \cdot n \cdot V_2 \cdot \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_S \cdot (V_1 + n \cdot V_2)}. \quad (3.33)$$

Η μέγιστη μεταφερόμενη ισχύς είναι:

$$P_{max, trpz} = \frac{(n \cdot V_1 \cdot V_2)^2}{4 \cdot f_S \cdot L \cdot (V_1^2 + n \cdot V_1 \cdot V_2 + (n \cdot V_2)^2)}. \quad (3.34)$$

Αναλόγως την μεταφερόμενη ισχύ, αλλά και το πλάτος των τάσεων λειτουργίας V_1 και V_2 , μπορεί να χρησιμοποιηθεί η κατάλληλη από τις διαμορφώσεις τριγωνικού ή τραπεζοειδούς ρεύματος, με την απλή επιλογή:

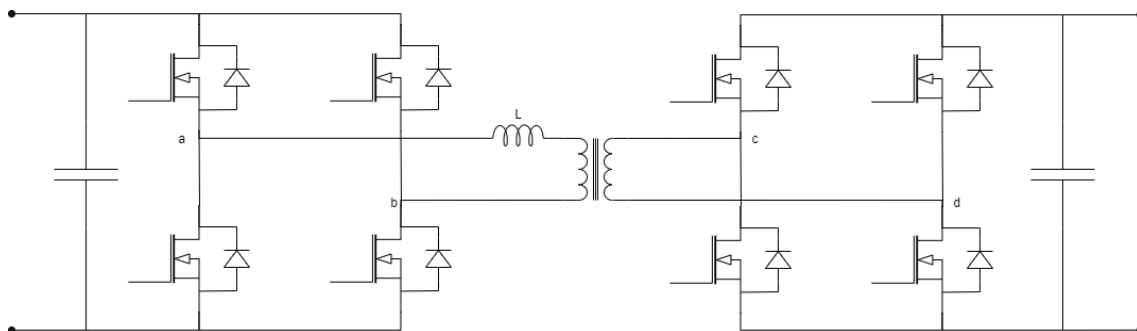
- Για $0 < |P| < P_{max\Delta}$ \rightarrow Τριγωνική διαμόρφωση ρεύματος (TRCM)
- Για $P_{max\Delta} < |P| < P_{max, trpz}$ \rightarrow Τραπεζοειδής διαμόρφωση ρεύματος (TZCM)

Με τον συνδυασμό των διαμορφώσεων τριγωνικού και τραπεζοειδούς ρεύματος πετυχαίνουμε ακόμη μια ελαχιστοποίηση στο RMS ρεύμα στον μετασχηματιστή σε σχέση με την αποκλειστικά τριγωνική διαμόρφωση [13], [16]. Ωστόσο, η εφαρμογή της συνδυαστικής διαμόρφωσης αντί της απλής ολίσθησης φάσης, μπορεί να επιφέρει σημαντική βελτίωση στο RMS ρεύμα του μετασχηματιστή που είναι το κύριο μειονέκτημα της ολίσθησης φάσης και έτσι με ένα ελαφρώς βελτιωμένο σχήμα ελέγχου για την DAB μπορούμε να πετύχουμε ικανοποιητικά αποτελέσματα για τον εργαστηριακό μετατροπέα χωρίς να χρειαστεί να επεκταθούμε στην ανάλυση πολύ σύνθετων τεχνικών ελέγχου, που δεν είναι στο αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής.

Κεφάλαιο 4

Μοντελοποίηση στοιχείων

Ο μετατροπέας που θα κατασκευαστεί στο εργαστήριο στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής επιλέξαμε να είναι ένας Dual Active Bridge μετατροπέας, ο οποίος έχει την δυνατότητα αμφίδρομης ροής ισχύος, καθιστώντας τον ιδανικό και για την σύνδεση του DC Link με τις μπαταρίες, αλλά και για την φόρτιση οχημάτων. Στο σχήμα φαίνεται η βασική τοπολογία Dual Active Bridge που θα χρησιμοποιηθεί:



Σχήμα 4.1: Dual Active Bridge

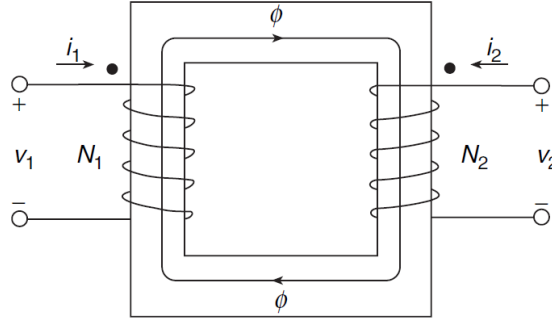
Αποτελείται από δύο όμοιες πλήρεις γέφυρες τεσσάρων ημιαγωγών στην είσοδο και στην έξοδο, που συνδέονται με υψίσυχνο μετασχηματιστή. Το πολυπλοκότερο μέρος της ανάλυσης είναι ο μετασχηματιστής, διότι στις υψηλές συχνότητες η σχεδίαση του αποτελεί σημαντική πρόκληση.

4.1 Υψίσυχνος μετασχηματιστής

Ο μετασχηματιστής αποτελείται από δύο ή περισσότερα αμοιβαία συνδεδεμένα τυλίγματα, με ή χωρίς μαγνητικό πυρήνα. Ένας μετασχηματιστής είναι μια μαγνητική συσκευή που μεταφέρει ενέργεια από το ένα κύκλωμα στο άλλο μέσω μαγνητικού πεδίου. Οι μετασχηματιστές χρησιμοποιούνται ευρέως σε καταναλωτικά και βιομηχανικά ηλεκτρονικά προϊόντα για να υποβιβάσουν ή να ανυψώσουν την εναλλασσόμενη τάση στο κατάλληλο επίπεδο αναλόγως με τις απαιτήσεις του κυκλώματος αλλά και επειδή προσφέρουν απομόνωση μεταξύ κυκλωμάτων που λειτουργούν σε διαφορετικό δυναμικό. Για παράδειγμα, χρησιμοποιούνται σε παλμοτροφοδοτικά με απομόνωση (switch-mode power supplies)[17]. Οι μετασχηματιστές είναι συνήθως οι μεγαλύτεροι, βαρύτεροι και ακριβότεροι από τα υπόλοιπα εξαρτήματα σε ένα σύστημα.

4.1.1 Ιδανικός μετασχηματιστής

Ο ιδανικός μετασχηματιστής αποτελείται από τέλεια συνδεδεμένα τυλίγματα ($k = 0$) των οποίων οι αυτεπαγωγές και οι αλληλεπαγωγές είναι άπειρες και επιπλέον κάθε απώλεια αμελείται.



Σχήμα 4.2: Μετασχηματιστής δύο τυλιγμάτων [18]

Σε αυτό το μοντέλο δύο τυλιγμάτων η σχέση της μαγνητικής ροής φ σε σχέση με την τάση εισόδου u_1 δίνεται από τον νόμο Faraday:

$$u_1 = N_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (4.1)$$

Όμοια η τάση που επάγεται από την μεταβολή της μαγνητικής ροής φ στο δευτερεύον δίνεται από τον ίδιο νόμο:

$$u_2 = N_2 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (4.2)$$

Διαιρώντας τις δύο σχέσεις προκύπτει ο λόγος μετασχηματισμού n :

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt}}{N_2 \cdot \frac{d\varphi}{dt}} = \frac{N_1}{N_2} = n \quad (4.3)$$

4.1.2 Μη ιδανικός μετασχηματιστής

Οι κύριες παράμετροι των πραγματικών μετασχηματιστών είναι ο λόγος μετασχηματισμού n , η μαγνητική επαγωγή L_m , οι επαγωγές σκέδασης πρωτεύοντος και δευτερεύοντος L_{lp} και L_{ls} , οι αντιστάσεις των τυλιγμάτων R_p και R_s , οι παρασιτικές χωρητικότητες πρωτεύοντος και δευτερεύοντος C_p και C_s , οι συνολικές απώλειες ισχύος, το ονομαστικό ρεύμα και τάση, και εύρος συχνότητας λειτουργίας. Η συνολική μαγνητική ροή φ στον μετασχηματιστή αποτελείται από την αμοιβαία ροή φ_m και τη ροή σκέδασης φ_l

$$\varphi = \varphi_m + \varphi_l = \varphi_m + \varphi_{l1} + \varphi_{l2}, \quad (4.4)$$

όπου φ_{l1} η μαγνητική ροή σκέδασης του πρωτεύοντος και φ_{l2} η μαγνητική ροή σκέδασης του δευτερεύοντος [18].

Θεωρούμε ένα μετασχηματιστή δύο τυλιγμάτων με το πρωτεύον συνδεδεμένο σε πηγή εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) i_1 και το δευτερεύον ανοικτοκυκλωμένο. Το ρεύμα του δευτερεύοντος είναι μηδενικό ($i_2 = 0$), και δεν επάγει καθόλου μαγνητική ροή (Σχ. 4.3). Η μαγνητική ροή φ_{11} που οφείλεται στο ρεύμα πρωτεύοντος i_1 αποτελείται από την αμοιβαία ροή φ_{21} και τη ροή σκέδασης του πρωτεύοντος φ_{l1} :

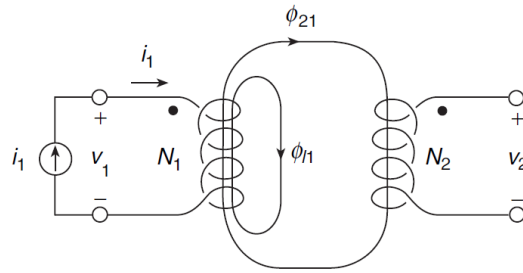
$$\varphi_{11} = \varphi_{l1} + \varphi_{21} \quad (4.5)$$

Η πεπλεγμένη ροή του πρωτεύοντος τυλίγματος δίνεται από τη σχέση:

$$\lambda_1 = N_1 \cdot \varphi_{11} = N_1(\varphi_{l1} + \varphi_{21}), \quad (4.6)$$

και είναι ανάλογη του ρεύματος i_1 :

$$\lambda_1 = N_1 \cdot \varphi_{11} = L_1 \cdot i_1 = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_1} \cdot i_1, \quad (4.7)$$



Σχήμα 4.3: Μαγνητικές ροές που οφείλονται σε AC ρεύμα i_1 στο πρωτεύον με ανοικτοκυκλωμένο δευτερεύον [18]

όπου L_1 η αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος, και \mathcal{R}_1 η μαγνητική αντίσταση που συναντά η ροή του πρωτεύοντος:

$$\mathcal{R}_1 = \frac{l_1}{\mu \cdot A_1}, \quad L_1 = \frac{\lambda_1}{i_1} = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_1} = \frac{\mu \cdot A_1 \cdot N_1^2}{l_1}, \quad (4.8)$$

όπου l_1 το μέσο μήκος διαδρομής της μαγνητικής ροής που οφείλεται στο πρωτεύον και A_1 το μέσο εμβαδό της διαδρομής.

Από το νόμο Faraday, η τάση στα άκρα του δευτερεύοντος τυλίγματος λόγω της αλληλεπαγωγής από το ρεύμα πρωτεύοντος i_1 είναι:

$$u_2 = \frac{d\lambda_{21}}{dt} = \frac{d(M_{21} \cdot i_1)}{dt} = \frac{N_1 \cdot N_2}{\mathcal{R}_{21}} \frac{di_1}{dt} = M_{21} \cdot \frac{di_1}{dt}, \quad (4.9)$$

όπου:

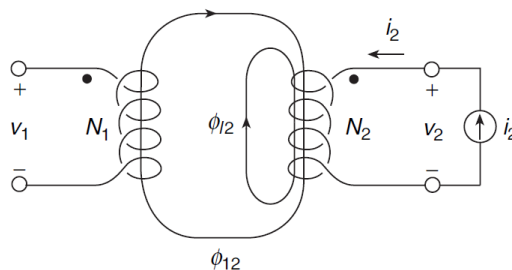
$$M_{21} = \frac{\lambda_{21}}{i_1} = \frac{N_1 \cdot N_2}{\mathcal{R}_{21}} = \frac{\mu \cdot A_{21} \cdot N_1 \cdot N_2}{l_{21}}, \quad (4.10)$$

με l_{21} το μέσο μήκος διαδρομής της αμοιβαίας μαγνητικής ροής.

Όμοια με πριν, θεωρούμε αυτή την φορά ένα μετασχηματιστή δύο τυλίγματος με το πρωτεύον ανοικτοκυκλωμένο και το δευτερεύον συνδεδεμένο σε πηγή εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) i_2 . Το ρεύμα του πρωτεύοντος είναι μηδενικό ($i_1 = 0$) και δεν επάγει καθόλου μαγνητική ροή (Σχ. 4.4). Η μαγνητική ροή που οφείλεται στο ρεύμα δευτερεύοντος i_2 αποτελείται από την αμοιβαία ροή φ_{12} και την ροή σκέδασης του πρωτεύοντος φ_{12} :

$$\varphi_{22} = \varphi_{12} + \varphi_{12}. \quad (4.11)$$

Η πεπλεγμένη ροή του δευτερεύοντος τυλίγματος δίνεται από τη σχέση:



Σχήμα 4.4: Μαγνητικές ροές που οφείλονται σε AC ρεύμα i_2 στο δευτερεύον με ανοικτοκυκλωμένο πρωτεύον [18]

$$\lambda_2 = N_2 \cdot \varphi_{22} = N_2(\varphi_{12} + \varphi_{12}) = L_2 \cdot i_2 = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_2} \cdot i_2, \quad (4.12)$$

όπου L_2 η αυτεπαγωγή του δευτερεύοντος, και \mathcal{R}_2 η μαγνητική αντίσταση που συναντά η ροή του δευτερεύοντος:

$$\mathcal{R}_2 = \frac{l_2}{\mu \cdot A_2} \quad , \quad L_2 = \frac{\lambda_2}{i_2} = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_2} = \frac{\mu \cdot A_2 \cdot N_2^2}{l_2} \quad (4.13)$$

όπου l_2 το μέσο μήκος διαδρομής της μαγνητικής ροής που οφείλεται στο πρωτεύον και A_2 το μέσο εμβαδό της διαδρομής.

Αντίστοιχα, από το νόμο Faraday, η τάση στα άκρα του πρωτεύοντος τυλίγματος λόγω της αλληλεπαγωγής από το ρεύμα δευτερεύοντος i_2 είναι:

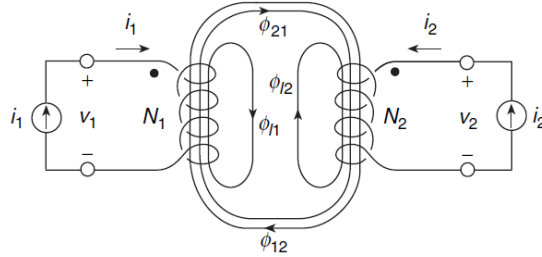
$$u_1 = \frac{d\lambda_{12}}{dt} = \frac{d(M_{12} \cdot i_2)}{dt} = \frac{N_1 \cdot N_2}{\mathcal{R}_{12}} \frac{di_2}{dt} = M_{12} \cdot \frac{di_2}{dt} \quad (4.14)$$

Ο δρόμος της αμοιβαίας μαγνητικής ροής μεταξύ των δύο τυλιγμάτων στην πραγματικότητα είναι ένας, επομένως σύμφωνα με την αρχή της αμοιβαιότητας:

$$\varphi_{21} = \varphi_{12} = \varphi \quad (4.15)$$

$$\mathcal{R}_{21} = \mathcal{R}_{12} = \mathcal{R} \quad (4.16)$$

$$M_{21} = M_{12} = M = \frac{\lambda_{21}}{i_1} = \frac{\lambda_{12}}{i_2} \quad (4.17)$$



Σχήμα 4.5: Μαγνητικές ροές ανάμεσα σε δύο συζευγμένα πηνία με ρεύματα και στις δύο πλευρές [18]

Τέλος υποθέτουμε τον μετασχηματιστή δύο τυλιγμάτων με πηγές εναλλασσομένων ρευμάτων (AC) i_1 και i_2 συδεδεμένες στα δύο τυλίγματα αντίστοιχα (Σχ. 4.5). Χρησιμοποιώντας την αρχή της υπέρθεσης για τον γραμμικό μετασχηματιστή, η μαγνητική ροή στο πρωτεύον τύλιγμα που επάγεται από τα ρεύματα i_1 και i_2 είναι:

$$\varphi_1 = \varphi_{11} + \varphi_{21} + \varphi_{12} = \varphi_{11} + \varphi_{12}, \quad (4.18)$$

με αποτέλεσμα την πεπλεγμένη ροή στο πρωτεύον να είναι:

$$\lambda_1 = N_1 \cdot \varphi_1 = N_1 \cdot \varphi_{11} + N_1 \cdot \varphi_{12} = L_1 \cdot i_1 + M_{12} \cdot i_2 \quad (4.19)$$

Η τάση στα άκρα του πρωτεύοντος είναι το άθροισμα της τάσης εξαιτίας της αυτεπαγωγής και της τάσης εξαιτίας της αλληλεπαγωγής, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$u_1 = \frac{d\lambda_1}{dt} = N_1 \cdot \frac{d\varphi_{11}}{dt} + N_1 \cdot \frac{d\varphi_{12}}{dt} = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} = u_{L_1} + u_{M_1} \quad (4.20)$$

Όμοια, η μαγνητική ροή στο δευτερεύον που επάγεται από τα ρεύματα i_1 και i_2 είναι:

$$\varphi_2 = \varphi_{12} + \varphi_{22} + \varphi_{21} = \varphi_{22} + \varphi_{21}, \quad (4.21)$$

με αποτέλεσμα την πεπλεγμένη ροή στο δευτερεύον να προκύπτει:

$$\lambda_2 = N_2 \cdot \varphi_2 = N_2 \cdot \varphi_{22} + N_2 \cdot \varphi_{21} = M_{21} \cdot i_1 + L_2 \cdot i_2 \quad (4.22)$$

και την τάση στα άκρα του δευτερεύοντος να δίνεται από τη σχέση:

$$u_2 = \frac{d\lambda_2}{dt} = N_2 \cdot \frac{d\varphi_{22}}{dt} + N_2 \cdot \frac{d\varphi_{21}}{dt} = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_1}{dt} = u_{L_2} + u_{M_2} \quad (4.23)$$

4.1.3 Προσέγγιση απωλειών μετασχηματιστή

Για την βελτιστοποίηση του μετασχηματιστή, θα επιλέξουμε κατάλληλα τις παραμέτρους ώστε να ελαχιστοποιείται το σύνολο των απωλειών. Για τον σκοπό αυτό θα μοντελοποιήσουμε της απώλειες πυρήνα και τις απώλειες χαλκού του μετασχηματιστή ώστε να επιλέξουμε στην συνέχεια το βέλτιστο σχεδιασμό.

Απώλειες πυρήνα μετασχηματιστή

Οι απώλειες του πυρήνα αποτελούνται από τις απώλειες υστέρησης και τις απώλειες δινορευμάτων. Για πρακτικές εφαρμογές οι απώλειες υστέρησης υπολογίζονται από το τύπο του Steinmetz[19]:

$$P_h = K_h \cdot f_s \cdot (\Delta B)^\alpha \cdot V_{core}, \quad (4.24)$$

Όπου οι παράμετροι απωλειών K_h και α προσδιορίζονται πειραματικά για κάθε πυρήνα.

Οι απώλειες δινορευμάτων στους φερρίτες δίνονται από τον τύπο του Steinmetz:

$$P_e = K_e \cdot f_s^4 \cdot (\Delta B)^2 \cdot V_{core}. \quad (4.25)$$

Στην πράξη χρησιμοποιείται ο γενικός τύπος που συνοψίζει τις απώλειες πυρήνα:

$$P_{fe} = P_h + P_e = K_{fe} \cdot (\Delta B)^\beta \cdot A_e \cdot l_e = K_{fe} \cdot (\Delta B)^\beta \cdot V_e, \quad (4.26)$$

όπου:

- P_{fe} : απώλειες πυρήνα
- K_{fe} και β : συντελεστές που εξαρτώνται από το εκάστοτε υλικό και τη συχνότητα λειτουργίας
- V_e : όγκος μαγνητικού υλικού

Απώλειες χαλκού μετασχηματιστή

Η ωμική αντίσταση ενός αγωγού όταν αυτός διαρρέεται από συνεχές ρεύμα (DC) δίνεται από τη σχέση:

$$R_{dc} = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (4.27)$$

Όπου:

- ρ : η ειδική αντίσταση χαλκού
- l : το συνολικό μήκος αγωγού
- A : η διατομή του αγωγού

Σε υψηλές συχνότητες ωστόσο λόγω του επιδερμικού φαινομένου η τιμή της αντίστασης που εμφανίζουν οι αγωγοί διαφέρει αρκετά από την τιμή της αντίστασης όταν διαρρέονται από συνεχές ρεύμα. Για αυτό εκφράζουμε την τιμή της αντίστασης στο εναλλασσόμενο ρεύμα σε σχέση με την τιμή της στο συνεχές ρεύμα με ένα συντελεστή αντίστασης R_f ως εξής:

$$R_{ac} = R_f \cdot R_{dc}, \quad (4.28)$$

Ενώ οι απώλειες χαλκού δίνονται από τη σχέση:

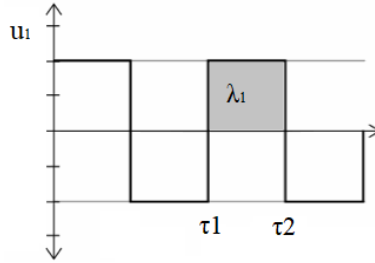
$$P_{cu} = R_{ac} \cdot I_{rms}^2. \quad (4.29)$$

Ανάγοντάς τη σχέση στις γεωμετρικές παραμέτρους του μετασχηματιστή προκύπτει η εξίσωση:

$$\left. \begin{aligned} P_{cu} &= R_{ac} \cdot I_{rms}^2 \\ R_{ac} &= R_f \cdot R_{dc} \\ R_{dc} &= \rho \cdot \frac{l}{A} \\ l &\approx MLT \cdot N_1^2 \\ A &\approx W_A \cdot K_u \\ I_{tot} &= \sum_{k=1}^m \left(\frac{N_k}{N_1} \cdot I_k \right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow P_{cu} = \frac{(\rho \cdot R_f) \cdot MLT \cdot N_1^2 \cdot I_{tot}^2}{W_A \cdot K_u}, \quad (4.30)$$

Όπου:

- MLT : το μέσο μήκος ελίγματος
- K_u : ο συντελεστής πλήρωσης
- W_A : η επιφάνεια του τυλίγματος
- I_{tot} : η ενεργός τιμή του συνολικού ρεύματος όλων των τυλιγμάτων ανηγμένα στο πρωτεύον



Σχήμα 4.6: Πυκνότητα μαγνητικής ροής

Στη συνέχεια μέσω της πυκνότητας μαγνητικής ροής που δίνεται από το εμβαδόν της κυματομορφής της τάσης (Σχ. 4.6), όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\lambda_1 = \int_{\tau_1}^{\tau_2} v_1(t) dt \quad (4.31)$$

και χρησιμοποιώντας τον νόμο Faraday για τετραγωνικό παλμό, προκύπτει η παρακάτω σχέση για την πυκνότητα μαγνητικής ροής:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= N_1 \cdot A_e \cdot \frac{\delta B}{\delta t} \\ \lambda_1 &= V_1 \cdot (T/2) \quad [Square\ wave] \\ \delta B &= 2 \cdot \Delta B \quad [Square\ wave] \\ \delta t &= T/2 \quad [Square\ wave] \end{aligned} \right\} \Rightarrow \lambda_1 = 2 \cdot N_1 \cdot A_e \cdot \Delta B \Rightarrow N_1 = \frac{\lambda_1}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B}, \quad (4.32)$$

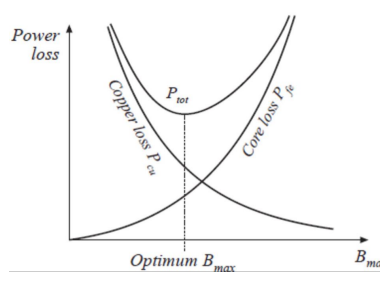
αντικαθιστώντας το N_1 στην εξίσωση για τις απώλειες χαλκού προκύπτει η παρακάτω έκφραση:

$$P_{cu} = \frac{\rho \cdot R_f \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2 \cdot MLT}{4 \cdot W_A \cdot K_u \cdot A_e^2 \cdot \Delta B^2}. \quad (4.33)$$

Ελαχιστοποίηση απωλειών

Οι συνολικές απώλειες του μετασχηματιστή είναι το άθροισμα των απωλειών πυρήνα και των απωλειών χαλκού.

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu}. \quad (4.34)$$



Σχήμα 4.7: Βελτιστοποίηση απωλειών

Αναπαριστώντας τις απώλειες σε σχέση με την πυκνότητα μαγνητικής ροής ΔB προκύπτουν οι καμπύλες του σχήματος 4.7. Για να βρούμε το σημείο που ελαχιστοποιούνται ακολουθούμε τον παρακάτω συλλογισμό:

$$\frac{\partial P_{tot}}{\partial(\Delta B)} = \frac{\partial(P_{fe} + P_{cu})}{\partial(\Delta B)} = \frac{\partial P_{fe}}{\partial(\Delta B)} + \frac{\partial P_{cu}}{\partial(\Delta B)} = 0 \Leftrightarrow \frac{\partial P_{fe}}{\partial(\Delta B)} = -\frac{\partial P_{cu}}{\partial(\Delta B)} \quad (4.35)$$

$$\frac{\partial P_{fe}}{\partial(\Delta B)} = \beta \cdot K_{fe} \cdot (\Delta B)^{(\beta-1)} \cdot A_e \cdot l_e \quad (4.36)$$

$$\frac{\partial P_{cu}}{\partial(\Delta B)} = -2 \cdot \frac{\rho \cdot R_f \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2 \cdot MLT}{4 \cdot W_A \cdot K_u \cdot A_e^2 \cdot \Delta B^3} \quad (4.37)$$

Λύνοντας ως προς ΔB λαμβάνουμε:

$$\Delta B_{opt} = \left(\frac{\rho \cdot R_f \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2 \cdot MLT}{2 \cdot W_A \cdot K_u \cdot A_e^3 \cdot l_e \cdot \beta \cdot K_{fe}} \right)^{\frac{1}{\beta+2}} \quad (4.38)$$

Η εξίσωση που περιγράφει τις συνολικές απώλειες ισχύος προκύπτει με αντικατάσταση των παραπάνω:

$$P_{tot} = (A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{2}{\beta+2}} \cdot \left(\frac{\rho \cdot R_f \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{tot}^2 \cdot MLT}{4 \cdot W_A \cdot K_u \cdot A_e^2} \right)^{\frac{\beta}{\beta+2}} \cdot \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\frac{\beta}{\beta+2}} \cdot \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right) \quad (4.39)$$

Λύνοντας ως προς I_{tot} λαμβάνουμε:

$$I_{tot} = \left(\frac{P_{tot}}{(A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{2}{\beta+2}} \cdot \left(\frac{\rho \cdot R_f \cdot \lambda_1^2 \cdot MLT}{4 \cdot W_A \cdot K_u \cdot A_e^2} \right)^{\frac{\beta}{\beta+2}} \cdot \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\frac{\beta}{\beta+2}} \cdot \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right)} \right)^{\frac{\beta+2}{2\beta}} \quad (4.40)$$

$$I_{tot} = \left(\frac{1}{(A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{1}{\beta}} \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot R_f \cdot \lambda_1^2 \cdot MLT}{4 \cdot W_A \cdot K_u \cdot A_e^2}}} \right) \cdot \left(\frac{P_{tot}}{\left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\frac{\beta}{\beta+2}} \cdot \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right)} \right)^{\frac{\beta+2}{2\beta}} \quad (4.41)$$

Μέσω της θερμικής αγωγιμότητας που δίνεται από τον κατασκευαστή μπορούμε για μια μία επιθυμητή αύξηση θερμοκρασίας ΔT να υπολογίσουμε τη μέγιστη δυνατή τιμή απωλειών P_{tot} :

$$P_{thermal} = P_{tot} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (4.42)$$

Αντικαθιστώντας στο I_{tot} προκύπτει:

$$I_{tot} = \left(\frac{1}{(A_e \cdot l_e \cdot K_{fe})^{\frac{1}{\beta}} \cdot \sqrt{\frac{\rho \cdot R_f \cdot \lambda_1^2 \cdot MLT}{4 \cdot W_A \cdot K_u \cdot A_e^2}}} \right) \cdot \left(\frac{\Delta T}{R_{th} \cdot \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\frac{\beta}{\beta+2}} \cdot \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\frac{2}{\beta+2}} \right)} \right)^{\frac{\beta+2}{2\beta}} \quad (4.43)$$

4.1.4 Καλώδιο Litz

Διατομή αγωγών

Η διατομή των αγωγών για κάθε j τύλιγμα μπορεί να προσδιοριστεί από τον τύπο (4.44) ώστε να γεμίσουμε το παράθυρο του πυρήνα του μετασχηματιστή (W_A), λαμβάνοντας υπόψη τον συντελεστή πλήρωσης (K_u), τις σπείρες του κάθε τυλίγματος (N_j), καθώς και την αναλογία ρεύματος που θα διαρρέει το καθένα (συντελεστής a_j).

$$A_{w_j} = \frac{a_j \cdot K_u \cdot W_A}{N_j} \quad (4.44)$$

όπου:

- j : $j=1,2,\dots,k$ όπου k ο συνολικός αριθμός τυλιγμάτων στον μετασχηματιστή
- a_j : συντελεστής για κάθε j τύλιγμα που προκύπτει από την σχέση:

$$a_j = \frac{N_j \cdot I_j}{N_1 \cdot I_{tot}} \quad (4.45)$$

Επιδερμικό φαινόμενο

Στα εναλλασσόμενα ρεύματα παρατηρείται το επιδερμικό φαινόμενο, δηλαδή το ρεύμα να συγκεντρώνεται στην επιφάνεια του αγωγού και να μη χρησιμοποιεί όλη τη διατομή του [20]. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την σημαντική αύξηση της αντίστασης του αγωγού. Το επιδερμικό βάθος υπολογίζεται από τον τύπο:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_r \cdot \mu_0}} \quad (4.46)$$

όπου:

- ρ : ειδική αντίσταση υλικού,
- f : συχνότητα ρεύματος,
- μ : διαπερατότητα υλικού,
- μ_r : σχετική διαπερατότητα υλικού,
- μ_0 : διαπερατότητα κενού,

Για αυτό το λόγω επιλέγουμε αγωγούς Litz που αποτελούνται από συστραμμένους αγωγούς μικρότερης διατομής ώστε να γίνεται ωφέλιμη για της ροή του ρεύματος ολόκληρη η διατομή του χαλκού.

Η διαπερατότητα του κενού είναι $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} [H/m]$ και η σχετική διαπερατότητα του χαλκού $\mu_r = 0.999994$. Στους $110^\circ C$ και τα $100 KHz$ το επιδερμικό βάθος είναι:

$$\delta_{100KHz} = 239.77 \mu m \quad (4.47)$$

Αντίστοιχα στα $200 KHz$, με τον χαλκό στις ίδιες συνθήκες, το επιδερμικό βάθος υπολογίζεται:

$$\delta_{200KHz} = 169.55 \mu m \quad (4.48)$$

Διατομή νημάτων

Η επιλογή της κατάλληλης διατομής γίνεται με βάση τον συντελεστή αντίστασης R_f που έχουμε υπολογίσει:

$$R_f = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{(\pi \cdot n \cdot N)^2 \cdot d_s^2}{192 \cdot \delta^4 \cdot b^2}, \quad (4.49)$$

όπου:

- b : το πλάτος κατά το οποίο ένα τύλιγμα αντικρίζει το επόμενο, καθορίζεται από τη γεωμετρία του πυρήνα,
- n : αριθμός νημάτων ,
- d_s : διάμετρος νήματος.

Αν είναι γνωστή η διατομή του αγωγού A_w , αριθμός των νημάτων μπορεί να υπολογιστεί από τον τύπο:

$$n = \frac{4 \cdot A_w}{\pi \cdot d_s^2}. \quad (4.50)$$

Αντικαθιστώντας στην R_f και λύνοντας ως προς d_s έχουμε τον τύπο για τον υπολογισμό της διαμέτρου του νήματος:

$$R_f = 1 + \frac{A_w^2 \cdot N^2 \cdot d_s^2}{12 \cdot \delta^4 \cdot b^2} \Rightarrow d_s = \frac{\delta^2 \cdot b \cdot \sqrt{12 \cdot (R_f - 1)}}{A_w \cdot N}. \quad (4.51)$$

Δεσμίδες

Οι αγωγοί Litz χωρίζονται και συστρέφονται σε δεσμίδες από λιγότερα νήματα ώστε να μειωθεί το επιδερμικό φαινόμενο λόγω του εσωτερικού πεδίου του αγωγού. Με αυτό τον τρόπο υπάρχει μικρό σφάλμα στην αρχική εκτίμηση της R_f . Ο μέγιστος αριθμός νημάτων ανά δεσμίδα δίνεται από τον τύπο:

$$n_{max} = 4 \cdot \frac{\delta^2}{d_s^2}, \quad (4.52)$$

και ο αριθμός των δεσμίδων από:

$$n_{con} \approx \frac{n}{n_{max}}. \quad (4.53)$$

Μη ημιτονοειδείς κυματομορφές ρεύματος

Στην εφαρμογή μας η κυματομορφή του ρεύματος δεν είναι ημιτονική, επομένως οι συνολικές απώλειες συμπεριλαμβανομένων όλων των αρμονικών θα είναι:

$$P_{cu} = R_{dc} \cdot I_{dc}^2 + R_{dc} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} R_{fn} I_n^2, \quad (4.54)$$

όπου R_{fn} είναι ο συντελεστής AC αντίστασης της n -οστής αρμονικής.

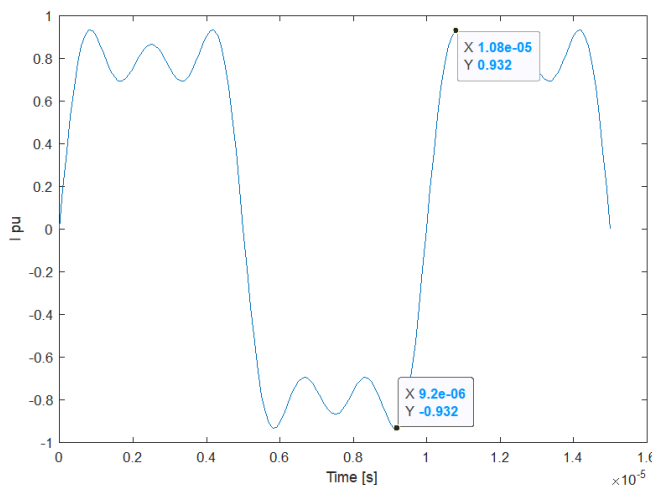
Ο συντελεστής αντίστασης R_f που έχουμε υπολογίσει εκφράζει τον συντελεστή αντίστασης για το σύνολο των αρμονικών και είναι και αυτός που χρησιμοποιείται στους υπολογισμούς απωλειών. Ο συντελεστής R_f σε σχέση με τον συντελεστή αντίστασης της πρώτης αρμονικής R_{f1} δίνεται από τον τύπο:

$$R_f = 1 + (R_{f1} - 1) \cdot \left(\frac{f_{eff}}{f_1} \right)^2, \quad (4.55)$$

όπου f_{eff} η ενεργός συχνότητα απωλειών της κυματομορφής. Για τετραγωνικές κυματομορφές με πεπερασμένο ρυθμό ανόδου, η ενεργός συχνότητα υπολογίζεται από τον απλοποιημένο εμπειρικό τύπο:

$$f_{eff} = \frac{f}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{6}{\Delta \cdot (3 - 4 \cdot \Delta)}}, \quad (4.56)$$

όπου Δ το ποσοστό του χρόνου ανόδου του μετώπου προς τη συνολική περίοδο του σήματος.



Σχήμα 4.8: 1η, 3η και 5η αρμονική με θεμελιώδη στα 100KHz

Υπολογίζουμε το Δ με τη συνεισφορά των πρώτων τριών αρμονικών της τετραγωνικής κυματομορφής που αποτελούν το 96.6% της ενεργού τιμής της ιδανικής, επομένως θεωρούνται ικανός αριθμός για σχετικά καλή προσέγγιση του συντελεστή αντίστασης R_f . Για τις συχνότητες των 100KHz και των 200KHz που θεωρήθηκαν προηγουμένως προκύπτουν:

$$\Delta_{100KHz} = \frac{10.8\mu s - 9.2\mu s}{10\mu s} = 0.16 \quad (4.57)$$

$$f_{eff100KHz} = 126.9 KHz \quad (4.58)$$

$$\Delta_{200KHz} = \frac{5.4\mu s - 4.6\mu s}{5\mu s} = 0.16 \quad (4.59)$$

$$f_{eff200KHz} = 253.8 KHz \quad (4.60)$$

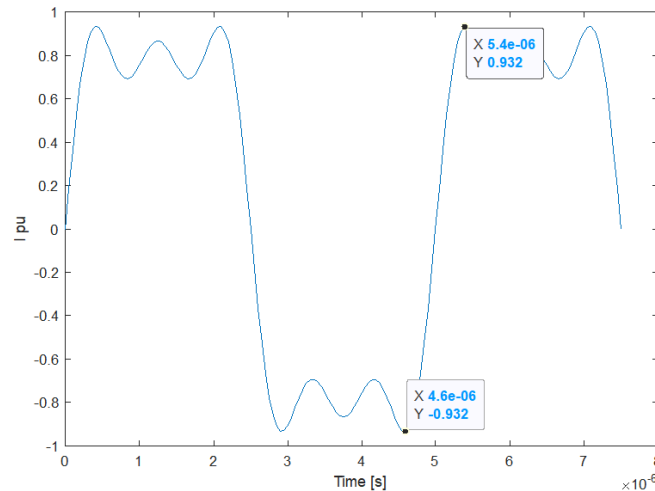
Υπολογίζουμε την R_{f1} που θα χρησιμοποιήσουμε για τον υπολογισμό της διαμέτρου των νημάτων Litz.

$$R_{f1} = 1 + (R_f - 1) \cdot \left(\frac{f_1}{f_{eff}} \right)^2, \quad (4.61)$$

$$d_s = \frac{\delta^2 \cdot b \cdot \sqrt{12 \cdot (R_{f1} - 1)}}{A_w \cdot N}. \quad (4.62)$$

4.2 Ημιαγωγοί (Power MOSFET)

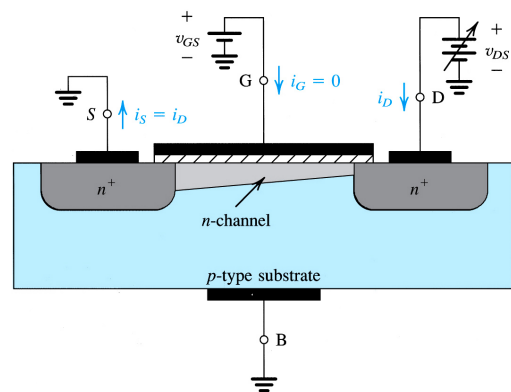
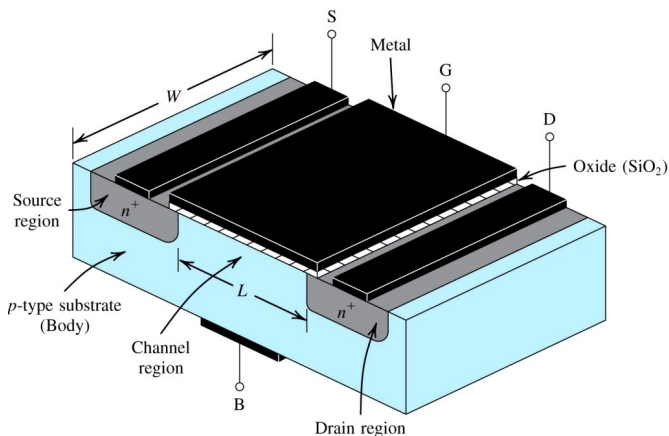
Το MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) είναι ημιαγωγός τριών ακροδεκτών, στο οποίο η πύλη (Gate) ελέγχει την ροή ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών ισχύος που είναι η υποδοχή (Drain) και η πηγή (Source).



Σχήμα 4.9: 1η, 3η και 5η αρμονική με θεμελιώδη στα 200KHz

4.2.1 Δομή και φυσική λειτουργία

Το τρανζίστορ n -καναλιού υλοποιείται πάνω σε ένα υπόστρωμα τύπου- p , το οποίο είναι ένα πλακίδιο μονοκρυσταλλικού πυριτίου (single-crystal wafer) που παρέχει φυσική υποστήριξη για το στοιχείο. Στο υπόστρωμα δημιουργούνται δύο υψηλής νόθευσης περιοχές τύπου- n οι οποίες αποτελούν τις περιοχές πηγής και υποδοχής. Ένα λεπτό στρώμα διοξειδίου του πυριτίου (SiO_2), το οποίο είναι άριστος μονωτής, εφαρμόζεται πάνω στην επιφάνεια του υποστρώματος καλύπτοντας την περιοχή ανάμεσα στην πηγή και την υποδοχή. Πάνω στο στρώμα οξειδίου εναποτίθεται μέταλλο για τον σχηματισμό του ηλεκτροδίου της πύλης του στοιχείου. Μεταλλικές επαφές κατασκευάζονται στις περιοχές της πηγής και της υποδοχής και υποστρώματος, το οποίο αποκαλείται σώμα (body).



Σχήμα 4.10: Φυσική δομή του NMOS τρανζίστορ Σχήμα 4.11: Λειτουργία NMOS στην φάση αγωγής [21]

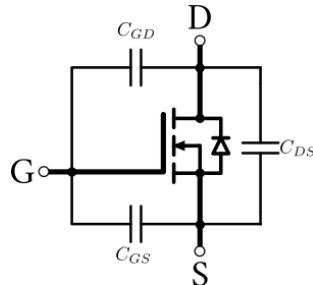
Όταν δεν εφαρμόζεται τάση πόλωσης στην πύλη, ουσιαστικά υπάρχουν δύο εφαιπόμενες δίοδοι συνδεδεμένες σε σειρά μεταξύ υποδοχής και πύλης. Η πρώτη σχηματίζεται από την ένωση pn μεταξύ υποδοχής και υποστρώματος και η δεύτερη μεταξύ πύλης και υποστρώματος. Αυτές οι δύο δίοδοι εμποδίζουν την αγωγή ρεύματος από την υποδοχή στην πηγή.

Εφαρμόζοντας θετική τάση στην πύλη, απωθούνται οι ελεύθερες οπές στην περιοχή του υποστρώματος κάτω από την πύλη, και αφήνουν πίσω τους μια περιοχή απογύμνωσης φορέων η οποία γεμίζει με αρνητικά φορτία και δημιουργείται το κανάλι τύπου n . Εάν εφαρμοστεί τάση μεταξύ

υποδοχής και πηγής θα προκύψει ροή ελεύθερων ηλεκτρονίων διαμέσου του καναλιού [21].

4.2.2 Απώλειες

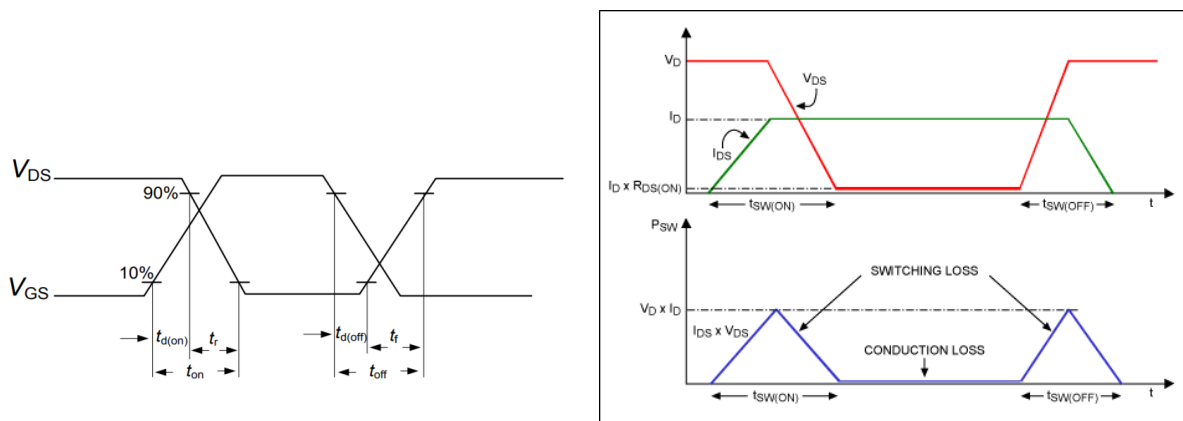
Οι διακοπτικοί χρόνοι ενός MOSFET εξαρτώνται κατά κύριο λόγο από τις εσωτερικές του παρασιτικές χωρητικότητες, οι οποίες δημιουργούν χρόνους καθυστέρησης κατά τις μεταβατικές καταστάσεις του ημιαγωγού, και κατά συνέπεια μειώνονται οι διακοπτικές του ικανότητες [22].



Σχήμα 4.12: Παρασιτικές χωρητικότητες του MOSFET

Για τη μετάβαση του ημιαγωγού σε κατάσταση αγωγής, εφαρμόζουμε παλμό τάσης μεγάλης κλίσης στην είσοδο, όμως λόγω την χωρητικότητας C_{GS} η κλίση του παλμού μειώνεται με αποτέλεσμα να δημιουργείται ένα διάστημα κατά το οποίο ο ημιαγωγός μεταβαίνει σταδιακά στην κατάσταση αγωγής. Όταν η τάση V_{GS} φτάσει στο 10% της τελικής τιμής της τότε η τάση V_{DS} αρχίζει να μειώνεται και το ρεύμα υποδοχής αρχίζει να αυξάνεται. Η χρονική διάρκεια μεταξύ της χρονικής στιγμής που η V_{GS} φτάνει το 10% της τελικής τιμής της και της χρονικής στιγμής που η V_{DS} το 90% της αρχικής τιμής της ονομάζεται χρόνος καθυστέρησης αγωγής ($t_{d(on)}$). Ακόμη η χρόνος που χρειάζεται η V_{DS} για να φτάσει από το 90% της αρχικής της τιμής στο 10% ονομάζεται χρόνος ανύψωσης (t_r) (Σχ. 4.13). Ο συνολικός χρόνος που χρειάζεται ο ημιαγωγός για να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής είναι:

$$t_{c(on)} = t_{d(on)} + t_r \quad (4.63)$$



Σχήμα 4.13: Απλοποιημένες κυματομορφές τάσης V_{GS} και V_{DS}

Σχήμα 4.14: Απλοποιημένες κυματομορφές τάσης στα άκρα (V_{DS}) και ρεύματος (I_D) (πάνω), απωλειών ισχύος (κάτω)

Αντίστοιχα για τη μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής εφαρμόζουμε στην πύλη μηδενική τάση, όμως ο παλμός που δημιουργείται όμοια με πριν λόγω τη χωρητικότητας C_{GS} , έχει μεγάλη κλίση. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία διακοπτικών καθυστερήσεων κατά τη μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής. Ο χρόνος μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{GS} έχει μειωθεί στο 90% της αρχικής της τιμής και της χρονικής στιγμής που η τάση V_{DS} είναι στο 10% της τελικής της

τιμής, είναι ο χρόνος καθυστέρησης ($t_{d(off)}$). Μετά τη χρονική στιγμή $t_{d(off)}$, το ρεύμα υποδοχής i_D αρχίζει να μειώνεται και μετά από χρόνο t_f , ο οποίος ονομάζεται χρόνος πτώσης, πηγαίνει στο μηδέν. Ο συνολικός χρόνος που χρειάζεται το MOSFET για να μεταβεί σε κατάσταση αποκοπής είναι:

$$t_{c(off)} = t_{d(off)} + t_f \quad (4.64)$$

Από τις απλοποιημένες χαρακτηριστικές του MOSFET όπως αυτές του σχήματος 4.14, και θεωρώντας γνωστούς τους χρόνους $t_{d(on)}$, $t_{d(off)}$, t_r και t_f γνωστούς από τον κατασκευαστή μπορούμε να προσεγγίσουμε τις απώλειες ενέργειας κατά την μετάβαση σε αγωγή:

$$W_{c(on)} = \int_0^{t_{c(on)}} v(t) \cdot i(t) \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_D \cdot t_{c(on)}, \quad (4.65)$$

τις απώλειες ενέργεια κατά την μετάβαση σε αποκοπή:

$$W_{c(off)} = \int_0^{t_{c(off)}} v(t) \cdot i(t) \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_D \cdot t_{c(off)}, \quad (4.66)$$

και τις απώλειες κατά την αγωγή:

$$W_{on} = V_{on} \cdot I_D \cdot t_{on} = R_{on} \cdot I_D^2 \cdot t_{on}. \quad (4.67)$$

Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω σχέσεις γνωρίζοντας ότι υπάρχουν f_s μεταβάσεις ανά δευτερόλεπτο, οι ολικές απώλειες ενός MOSFET ισχύος δίνονται ως:

$$P_{s(total)} = P_{c(on)} + P_{c(off)} + P_{on} = \frac{W_{c(on)}}{T_s} + \frac{W_{c(off)}}{T_s} + \frac{W_{on}}{T_s} = (W_{c(on)} + W_{c(off)} + W_{on}) \cdot f_s \quad (4.68)$$

$$P_{s(total)} = \left(\frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_D \cdot t_{c(on)} + \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_D \cdot t_{c(off)} + R_{on} \cdot I_D^2 \cdot t_{on} \right) \cdot f_s, \quad (4.69)$$

όπου:

- V_{in} : DC τάση στα άκρα του ημιαγωγού,
- f_s : διακοπτική συχνότητα,
- T_s : διακοπτική περίοδος,
- I_D : ρεύμα που ρέει μέσα από τον ημιαγωγό,
- V_{on} : τάση αγωγής ημιαγωγού,
- R_{on} : αντίσταση αγωγής ημιαγωγού.

Μέρος III

Εργαστηριακός μετατροπέας

Κεφάλαιο 5

Σχεδιασμός και υλοποίηση εργαστηριακού μετατροπέα

5.1 Υψίσυχνος μετασχηματιστής

Για την σχεδίαση του μετασχηματιστή θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ένα προσεγγιστικό μοντέλο ώστε να μπορέσουμε να προσδιορίσουμε τις απώλειες και μέσω αυτών να επιλέξουμε το κατάλληλα μεγέθη του μετασχηματιστή. Στην συνέχεια θα να ελέγξουμε την ακρίβεια των υπολογισμών μας σε τρισδιάστατο πρόγραμμα πεπερασμένων στοιχείων, στην συγκεκριμένη περίπτωση μας παρέχεται άδεια για τη χρήση του Ansys.

5.1.1 Ποσοτικοποίηση αρχικών παραμέτρων μετασχηματιστή

Επιλογή παραμέτρων μετασχηματιστή

Το πρώτο βήμα είναι να ορίσουμε τις τάσεις πρωτεύοντος και δευτερεύοντος του μετασχηματιστή που θέλουμε να υλοποιήσουμε στο εργαστήριο για τον μετατροπέα μας. Επιπλέον πρέπει να ορίσουμε ένα παράθυρο ισχύος αλλά και συχνότητας λειτουργίας. Ακόμη χρήσιμες για τις προσεγγίσεις που θα ακολουθήσουν είναι οι θερμοκρασίες περιβάλλοντος και λειτουργίας. Οι αρχικές επιλογές είναι:

Παράμετροι μετασχηματιστή:		
Τάση πρωτεύοντος	V_1	$\pm 250V$
Τάση δευτερεύοντος	V_2	$\pm 250V$
Ισχύς εξόδου	P_o	3 – 5KW
Συχνότητα λειτουργίας	f	100 – 200KHz
Θερμοκρασία περιβάλλοντος	T_{amp}	40°C
Θερμοκρασία λειτουργίας	T	110°C

Πίνακας 5.1: Παράμετροι μετασχηματιστή

Επιλογή πυρήνα

Για να επιλέξουμε το μέγεθος του πυρήνα, χρησιμοποιούμε έναν απλό νόμο κλιμάκωσης που βασίζεται στη φυσική μεταγωγή του αέρα, η οποία συγκρίνει το συνολική ισχύ (Volt-Amp) του μαγνητικού στοιχείου με μια βασική παράμετρο χαρακτηριστικού μεγέθους a_{ch} :

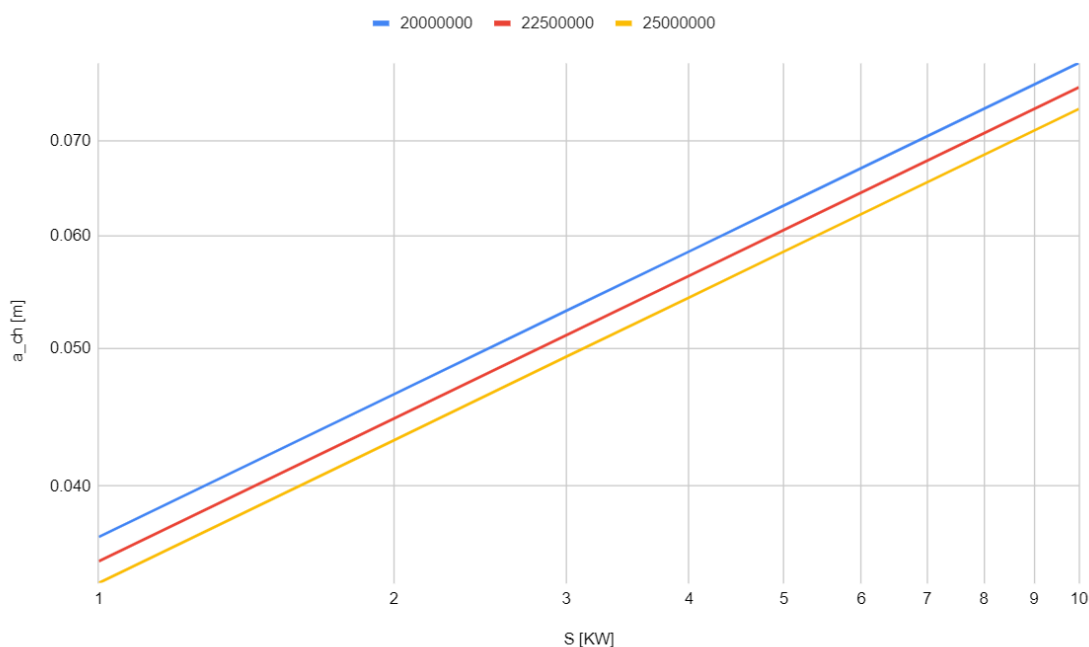
$$S_{tot} = \sum_{\substack{all \\ windings}} V_{rms} I_{rms} = A a_{ch}^{\gamma} \Rightarrow a_{ch} = \left(\frac{S_{tot}}{A} \right), \quad (5.1)$$

όπου:

- A ένας συντελεστής για τους φερρίτες ($A = (5 - 25) * 10^6$),
- a_{ch} είναι η διάσταση της μεγαλύτερης πλευράς του μαγνητικού στοιχείου,
- γ είναι ένας εκθέτης που εξαρτάται από το υλικό και τη γεωμετρία του πυρήνα,
- S_{tot} η συνολική φαινόμενη ισχύς του μετασχηματιστή.

Ο συντελεστής γ ανάλογα το υλικό και τη γεωμετρία του πυρήνα μπορεί να πάρει τιμές στο εύρος $2.8 \leq \gamma \leq 3.2$, για ευκολία όμως επιλέγουμε $\gamma=3$. Ο συντελεστής A σε υλικά υψηλών συχνοτήτων σε φυσιολογικές θερμοκρασίες λειτουργίας, και για μεγάλες συχνότητες (100-500 KHz) λαμβάνει τιμές μεταξύ των $(20 - 25) * 10^6$. Αρχικά επιχειρούμε με αυτές τις τιμές να προσεγγίσουμε το μέγεθος του πυρήνα και έπειτα θα κάνουμε τους ανάλογους υπολογισμούς για να αυξήσουμε την ακρίβεια.

Στο Σχήμα 5.1 αναπαριστούμε γραφικά την παραπάνω εξίσωση σε λογαριθμικούς άξονες για ισχύες από 1 έως 10 KW και παρατηρούμε τα μεγέθη που προκύπτουν για τις αντίστοιχες ισχύες.



Σχήμα 5.1: Μεγαλύτερη πλευρά μαγνητικού στοιχείου ως συνάρτηση της ισχύος, για διαφορετικές τιμές του συντελεστή A

Παρατηρούμε πως για τις ισχύες που μας ενδιαφέρουν για το εργαστήριο (ισχύς εξόδου 3 έως 5KW) η συνολική ισχύς (σχέση 5.1) στο μαγνητικό στοιχείο ως άθροισμα της ισχύος των δύο τυλιγμάτων θα είναι 6-10KW, το μέγεθος της μεγαλύτερης πλευράς του πυρήνα (a_{ch}) είναι από 60mm έως 80mm (από Σχ. 5.1). Για την επιλογή του πυρήνα αφενός υπάρχει πληθώρα επιλογών καθώς οι μαγνητικοί πυρήνες από φερρίτη ποικίλουν σε γεωμετρίες και μεγέθη, αφετέρου δε επειδή είναι κεραμικοί δεν υπάρχει ευχέρεια τροποποίησης και πρέπει επιλεγθεί ένα τυποποιημένο μέγεθος. Σαν αρχική προσέγγιση, θα επιλέξουμε τον PQ50/50 της Ferroxcube, που είναι κοντά στα αποτελέσματα που εξήγαμε.

Υλικά πυρήνα

Τα διαθέσιμα υλικά από για τον PQ50/50 δίνονται στον πίνακα 5.3.

Παράμετροι του πυρήνα PQ50/50:			
Σύμβολο	Παράμετρος	Τιμή	Μονάδα
V_e	Ενεργός μαγνητικός όγκος	37100	mm^3
l_e	Μήκος ενεργής μαγνητικής διαδρομής	113	mm
A_e	Ενεργός μαγνητική διατομή	328	mm^2
A_{min}	Ελάχιστη διατομή πυρήνα	314	mm^2
MLT	Μέσο μήκος σπείρας τυλίγματος	0.105	m
W_A	Διατομή περιέλιξης	0.00034	m^2
m	Μάζα	≈ 195	g/set

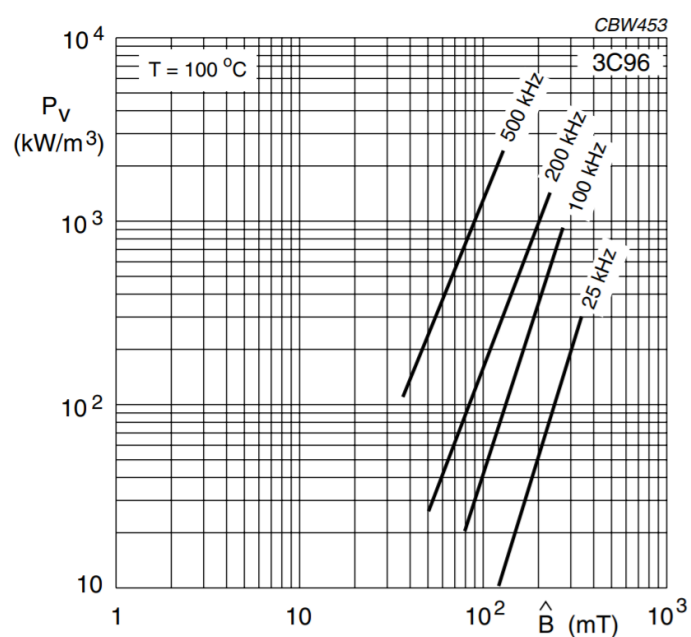
Πίνακας 5.2: Παράμετροι πυρήνα

Υλικά πυρήνα PQ50/50:		
Υλικό	$A_L [nH/turns^2]$	$\rho [\Omega m]$
N97	$6700 \pm 25\%$	≈ 8
3C94	$7400 \pm 25\%$	≈ 5
3C95	$9200 \pm 25\%$	≈ 5
3C96	$6300 \pm 25\%$	≈ 5
3C97	$9200 \pm 25\%$	≈ 10
3F36	$4200 \pm 25\%$	≈ 12
3F4	$3000 \pm 25\%$	≈ 10

Πίνακας 5.3: Υλικά πυρήνα

Τα υλικά 3F36 και 3F4 προορίζονται για εφαρμογές άνω του 1MHz, για αυτό το λόγο δεν θα αναλυθούν περαιτέρω.

Ενδεικτικά οι χαρακτηριστικές καμπύλες απωλειών για το 3C96 όπως δίνονται από τον κατασκευαστή φαίνονται στο σχήμα 5.2.



Σχήμα 5.2: Υλικό 3C96 απώλεια ισχύος ανά μονάδα όγκου ως συνάρτηση της μέγιστης πυκνότητας ροής για διάφορες τιμές της συχνότητας

Λαμβάνοντας 2 ζεύγη σημείων για μία συχνότητα υπολογίζεται αρχικά ο συντελεστής β :

$$\frac{P_{fe1} = K_{fe}(\Delta B_1)^\beta \cdot V_e}{P_{fe2} = K_{fe}(\Delta B_2)^\beta \cdot V_e} \Rightarrow \frac{P_{fe1}}{P_{fe2}} = \left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2}\right)^\beta \Rightarrow \log\left(\frac{P_{fe1}}{P_{fe2}}\right) = \log\left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2}\right)^\beta \quad (5.2)$$

$$\Rightarrow \log\left(\frac{P_{fe1}}{P_{fe2}}\right) = \beta \cdot \log\left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2}\right) \Rightarrow \beta = \frac{\log\left(\frac{P_{fe1}}{P_{fe2}}\right)}{\log\left(\frac{\Delta B_1}{\Delta B_2}\right)} \quad (5.3)$$

Έπειτα διαλέγοντας μια από τις δύο αρχικές εξισώσεις και αντικαθιστώντας το β υπολογίζεται ο συντελεστής K_{fe} :

$$K_{fe} = \frac{P_{fe1}}{(\Delta B_1)^\beta \cdot V_e} \quad \text{ή} \quad K_{fe} = \frac{P_{fe2}}{(\Delta B_2)^\beta \cdot V_e}. \quad (5.4)$$

Από τις καμπύλες, οι τιμές που λαμβάνουμε (P_V) είναι απώλειες ισχύος ανά μονάδα όγκου δηλαδή $\frac{P_{fe}}{V_e}$ ($\frac{W}{m^3}$), επομένως οι παραπάνω εξισώσεις για τον υπολογισμό του συντελεστή (K_{fe}) γίνονται:

$$K_{fe} = \frac{P_{V1}}{(\Delta B_1)^\beta} \quad \text{ή} \quad K_{fe} = \frac{P_{V2}}{(\Delta B_2)^\beta}. \quad (5.5)$$

Συντελεστής πλήρωσης

Για την ανάλυση του μετασχηματιστή σημαντική παράμετρος που πρέπει να λαμβάνεται υπόψη είναι ο συντελεστής πλήρωσης K_u , που εκφράζει το ποσοστό της επιφάνειας που καταλαμβάνει ο χαλκός στο παράθυρο W_A του μετασχηματιστή. Για τον μετασχηματιστή χαμηλής τάσης που θα σχεδιάσουμε με αγωγούς Litz μία συνήθης τιμή συντελεστή είναι $K_u = 0.3$.

Προσέγγιση απωλειών

Για την περαιτέρω ανάλυση του μετασχηματιστή θα πρέπει με κάποιο τρόπο να προσεγγίσουμε τις συνολικές απώλειες του μετασχηματιστή, ώστε να μπορέσουμε να έχουμε ένα αρχικό κριτήριο για την ανάλυση του. Για αυτήν την προσέγγιση θα χρησιμοποιήσουμε την R_{th} , την οποία υπολογίζουμε από τον τύπο $R_{th} = 53 \cdot (V_{core})^{-0.54} [K/W]$, που για τον PQ50/50 μας δίνει $R_{th} \approx 7.5 K/W$. Η συνολική ισχύς απωλειών P_{tot} , δίνεται από την σχέση:

$$P_{tot} = \frac{\Delta T}{R_{th}}, \quad (5.6)$$

όπου $\Delta T = T - T_{amp} = 110^\circ - 40^\circ = 70^\circ C$. Έτσι έχουμε $P_{tot} = 9.33 W$.

Ειδική αντίσταση χαλκού

Θα πρέπει να υπολογιστεί και η αλλαγή της ειδικής αντίστασης του χαλκού για την αύξηση της θερμοκρασίας ΔT . Αυτή υπολογίζεται ως:

$$\rho_T = \rho_{20^\circ C} \cdot (1 + 0.0039 \cdot (T - 20)), \quad (5.7)$$

με

$$\rho_{20^\circ C} = 1.68 \cdot 10^{-8} [\Omega \cdot m]. \quad (5.8)$$

Για $T = 110^\circ C$ προκύπτει: $\rho_{110^\circ C} = 2.26968 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

5.1.2 Υπολογισμός βέλτιστων παραμέτρων

Εύρεση ιδανικής πυκνότητας μαγνητικής ροής

Για τη βελτιστοποίηση του μετασχηματιστή θα πρέπει να υπολογιστεί το η ιδανική πυκνότητα μαγνητικής ροής (ΔB_{opt}). Για να γίνει όμως αυτό, θα πρέπει να επιλεχθεί η τιμή του συντελεστή αντίστασης R_f , η οποία θα υλοποιηθεί από τους αγωγούς Litz. Για την επιλογή αυτού του συντελεστή αναπαριστούμε στο MATLAB την R_f σε σχέση με την ισχύ εξόδου (Σχήμα 5.4) την οποία υπολογίζουμε:

$$P_{out} = P_{in} - P_{tot}, \quad (5.9)$$

όπου P_{in} :

$$P_{in} = D \cdot V_1 \cdot I_1. \quad (5.10)$$

Το I_1 προκύπτει από τις τιμές των ρευμάτων στα πηνία:

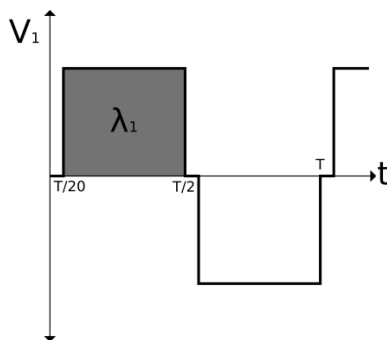
$$I_1 = I_2 = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_1^2(t) dt}, \quad (5.11)$$

$$I_{tot} = I_1 + I_2 \Rightarrow I_1 = \frac{I_{tot}}{2}. \quad (5.12)$$

Αντικαθιστούμε για να έχουμε την ισχύ εισόδου σε συνάρτηση με το συνολικό ρεύμα στα πηνία:

$$\Rightarrow P_{in} = D \cdot V_1 \cdot \frac{I_{tot}}{2}. \quad (5.13)$$

Για τον υπολογισμό του I_{tot} για κάθε R_f χρειαζόμαστε ακόμη την πυκνότητα μαγνητικής ροής λ_1 , που υπολογίζεται από το εμβαδόν της κυματομορφής της τάσης έχοντας επιλέξει ως ονομαστική τιμή για εύρος παλμών $D=0.9$:



Σχήμα 5.3: Κυματομορφή τάσης με $D=0.9$

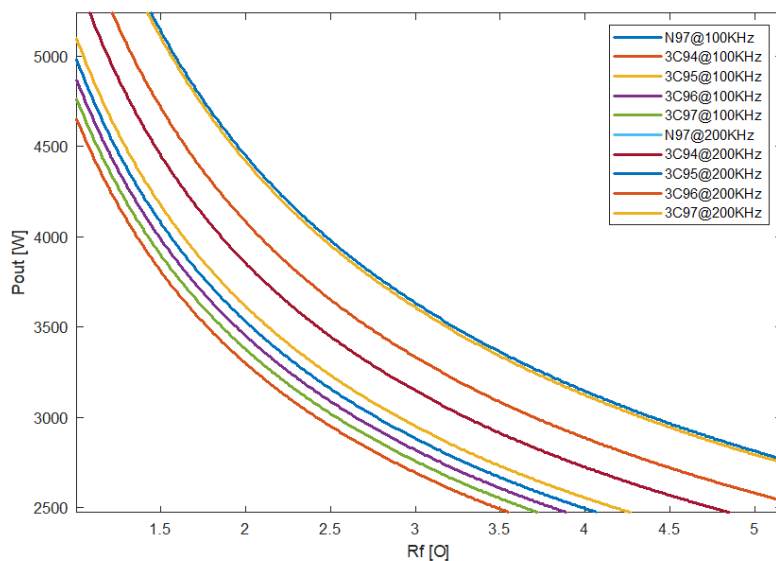
$$\lambda_1 = \int_{\tau_1}^{\tau_2} v_1(t) dt = D \cdot V_1 \cdot \frac{T_s}{2}. \quad (5.14)$$

Επιλέγουμε ως ισχύ εξόδου τα 4000W και έτσι από την αναπαράσταση της R_f μπορεί να επιλεγεί για κάθε υλικό ο κατάλληλος συντελεστής για την δεδομένη ισχύ. Έπειτα με αντικατάσταση βρίσκουμε το B_{opt} για το καθένα. Έχοντας υπολογίσει το B_{opt} μπορούμε να υπολογίσουμε τις στροφές των τυλιγμάτων:

$$N_1 = \frac{\lambda_1}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B}, \quad (5.15)$$

να προσιδορίσουμε την αυτεπαγωγή μαγνήτισης:

$$L_{mp} = A_L \cdot N_1^2, \quad (5.16)$$



Σχήμα 5.4: Ισχύς εξόδου συναρτήσει του συντελεστή R_f

και να χωρίσουμε τις απώλειες σε απώλειες πυρίνα και χαλκού:

$$P_{fe} = K_{fe} \cdot (\Delta B)^\beta \cdot V_e, \quad (5.17)$$

$$P_{cu} = P_{tot} - P_{fe}. \quad (5.18)$$

Βέλτιστα αποτελέσματα για συχνότητα 100kHz:				
Υλικό	R_f	Βέλτιστο B [mT]	N1(αριθμός σπειρών)	L_{mp} [mH]
N97	1.56	138.29	12	0.96
3C94	1.36	130.15	13	1.25
3C95	1.32	139.75	12	1.32
3C96	1.06	133.24	13	1.06
3C97	1.55	135.59	13	1.55

Πίνακας 5.4: Βέλτιστα αποτελέσματα ανά υλικό για συχνότητα 100kHz

Βέλτιστα αποτελέσματα για συχνότητα 200kHz:				
Υλικό	R_f	Βέλτιστο B [mT]	N1(αριθμός σπειρών)	L_{mp} [mH]
N97	2.47	88.18	10	0.67
3C94	1.86	79.24	11	0.90
3C95	2.47	88.18	10	0.92
3C96	2.08	82.72	10	0.63
3C97	2.44	88.64	10	0.92

Πίνακας 5.5: Βέλτιστα αποτελέσματα ανά υλικό για συχνότητα 200kHz

Σε αυτό το σημείο πρέπει να γίνει και επιλογή του υλικού για να επιλεγεί ο κατάλληλος συντελεστής. Η επιλογή μας έγινε με βάση της διαθεσιμότητας στην αγορά, και επιλέχθηκε το υλικό 3C95 της Ferroxcube, με το οποίο θα συνεχίσουμε την ανάλυση.

Διατομή καλωδίου

Αφού έχουμε επιλέξει υλικό και έχουμε κάνει τους υπολογισμούς γνωρίζουμε τον βέλτιστο αριθμό των σπειρών, επομένως μπορούμε να υπολογίσουμε την διατομή των αγωγών για κάθε τυλίγμα. Για το μετασχηματιστή που σχεδιάζουμε με δύο όμοια τυλίγματα $a_1=0.5$ και $a_2=0.5$, για $K_u = 0.3$ και $N=12$, προκύπτει:

$$A_w = \frac{K_u \cdot W_A}{2 \cdot N_j} = 4.25 \text{ mm}^2. \quad (5.19)$$

Χαρακτηριστικά κατάλληλου καλωδίου Litz

Έχουμε δείξει παραπάνω πως η ενεργός συχνότητα των απωλειών της τετραγωνικής κυματομορφής στα 100KHz είναι $f_{eff100KHz} = 126.9 \text{ KHz}$. Για το συντελεστή $R_f = 1.32$ που επιλέξαμε, υπολογίζουμε τον R_{f1} που θα χρησιμοποιήσουμε για τον υπολογισμό της διαμέτρου των νημάτων Litz:

$$R_{f1} = 1 + (R_f - 1) \cdot \left(\frac{f_1}{f_{eff}} \right)^2 = 1.20. \quad (5.20)$$

Τελικά βρίσκουμε την διάμετρο του νήματος:

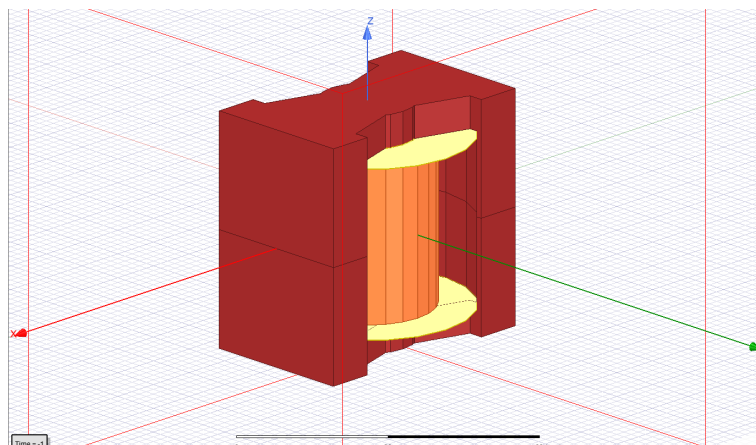
$$d_s = \frac{\delta^2 \cdot b \cdot \sqrt{12 \cdot (R_{f1} - 1)}}{A_w \cdot N} = 55.62 \text{ um} \quad (5.21)$$

Ο αριθμός των νημάτων προκύπτει 1749 που πρέπει να χωρίζονται σε 38 δέσμες των 23 νημάτων.

5.1.3 Επιβεβαίωση αποτελεσμάτων με την μέθοδο πεπερασμένων στοιχείων

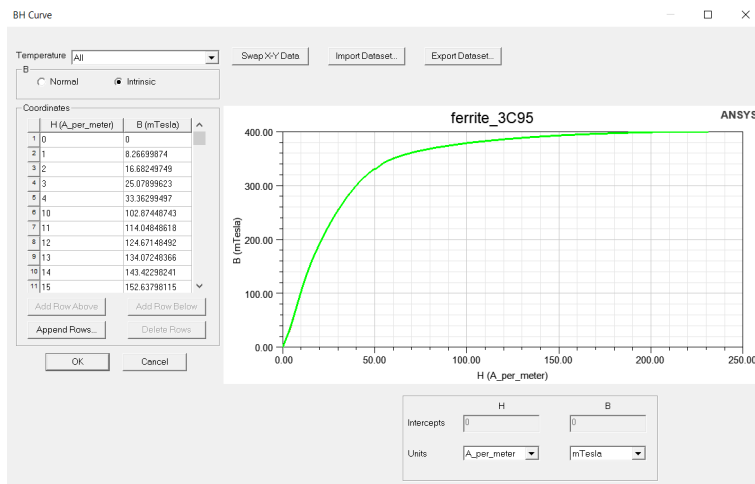
Για να επιβεβαιώσουμε ότι οι παράμετροι που υπολογίσαμε με τους προσεγγιστικούς τύπους θα οδηγήσουν πράγματι σε έναν μετασχηματιστή που ο πυρήνας του δεν θα εισέρχεται σε μαγνητικό κορεσμό, αλλά και για να επιβεβαιώσουμε την λειτουργία του, θα μοντελοποιήσουμε τον μετασχηματιστή που σχεδιάσαμε στο Ansys, όπου μέσω της τρισδιάστατης ανάλυσης πεπερασμένων στοιχείων θα προσομοιώσουμε τον μετασχηματιστή με μεγαλύτερη ακρίβεια.

Υλοποιούμε αρχικά την γεωμετρία του μετασχηματιστή μας με πυρήνα PQ50/50, και επειδή η τρισδιάστατη ανάλυση είναι πολύ απαιτητικά υπολογιστικά για έναν υπολογιστή του εμπορίου, για την μείωση των υπολογισμών υλοποιούμε τα τυλίγματα ως 2 κυλινδρικούς αγωγούς που θα προσομοιώνουν όλες τις περιελίξεις. Το μέγεθος αυτών των αγωγών το καθορίζουμε έτσι ώστε να πετύχουμε τον συντελεστή πλήρωσης που έχουμε επιλέξει στους υπολογισμούς $K_u = 0.3$. Η επιφάνεια του παραθύρου του πυρήνα είναι $W_A = 340 \text{ mm}^2$, άρα η επιφάνεια τομής κάθε κυλίνδρου θα πρέπει να είναι περίπου $A_{cylinder} = \frac{340 \cdot 0.3}{2} = 51 \text{ mm}^2$



Σχήμα 5.5: Γεωμετρία μετασχηματιστή με συμπαγή τυλίγματα και $K_u = 0.3$

Αφού ολοκληρώσουμε την γεωμετρία του μετασχηματιστή με την μπομπίνα και τα τυλίγματα, επιλέγουμε τα υλικά που θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε. Για τα τυλίγματα θα χρησιμοποιήσουμε χαλκό (copper) και για την μπομπίνα πολυαμίδιο (polyamide), τα οποία υπάρχουν ήδη στη βιβλιοθήκη υλικών του Ansys. Για τον πυρήνα εφόσον έχουμε επιλέξει τον φερρίτη 3C95 ως υλικό για τον πυρήνα θα πρέπει να το εισάγουμε χειροκίνητα στο Ansys περνώντας την καμπύλη υστέρησης B-H και τις ιδιότητες του υλικού.

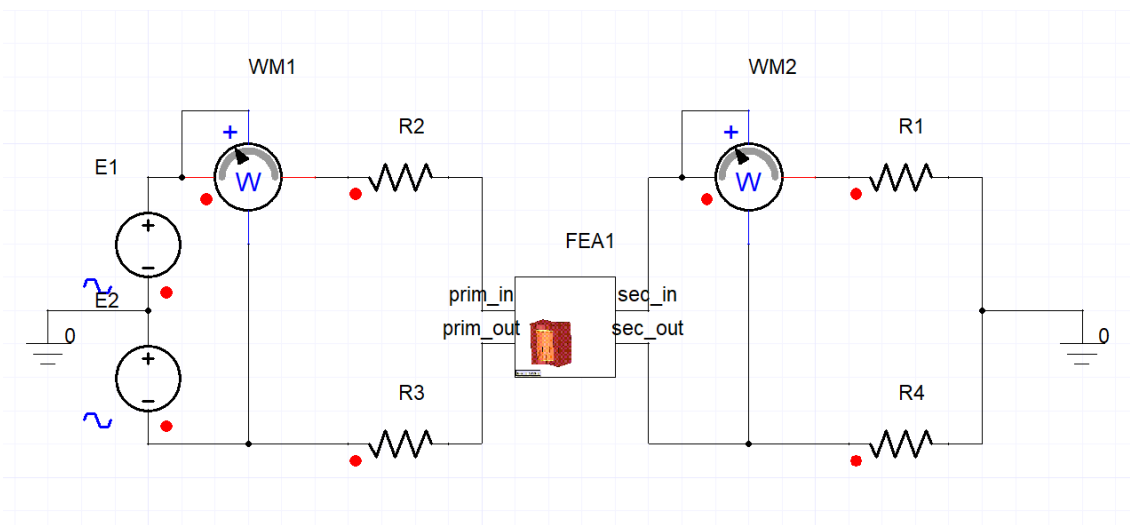


Σχήμα 5.6: Καμπύλη B-H του υλικού 3C95 περασμένη στο Ansys

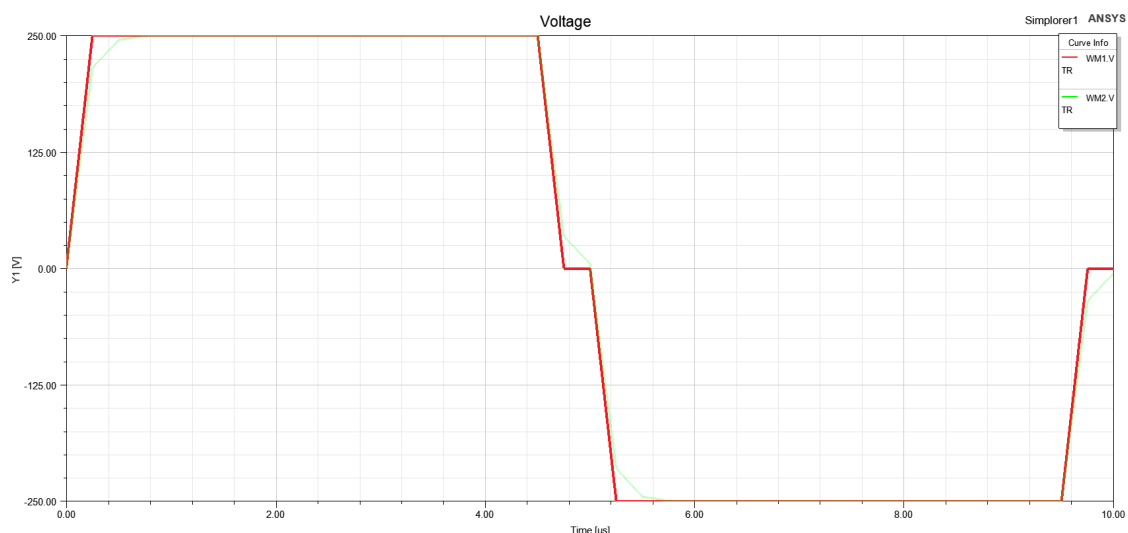
Αρχικά θα ελέγξουμε αν ο μαγνητικός πυρήνας εισέρχεται σε κορεσμό. Για να το κάνουμε αυτό θα πρέπει να εφαρμόσουμε παλμό τάσης στην μία πλευρά του μετασχηματιστή παρόμοιο με εκείνον που θα χρησιμοποιούμε στην μόνιμη κατάσταση, και στην έξοδο για ευκολία θα βάλουμε απλό ωμικό φορτίο που να καταναλώνει την ισχύ που θέλουμε να ελέγξουμε. Επομένως μέσω του Simplorer εφαρμόζουμε παλμό τάσης $\pm 250V@100KHz$ με εύρος παλμών (duty cycle) $D=0.9$ (Σχ. 5.8) και στην έξοδο ωμικό φορτίο $R_{load} = 12.66\Omega$ που αντιστοιχεί στα 4000W, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$R_{load} = \frac{V_{RMS}^2}{P} = \frac{(D \cdot V_1)^2}{P} = \frac{(0.9 \cdot 250)^2}{4000} = 12.66\Omega \quad (5.22)$$

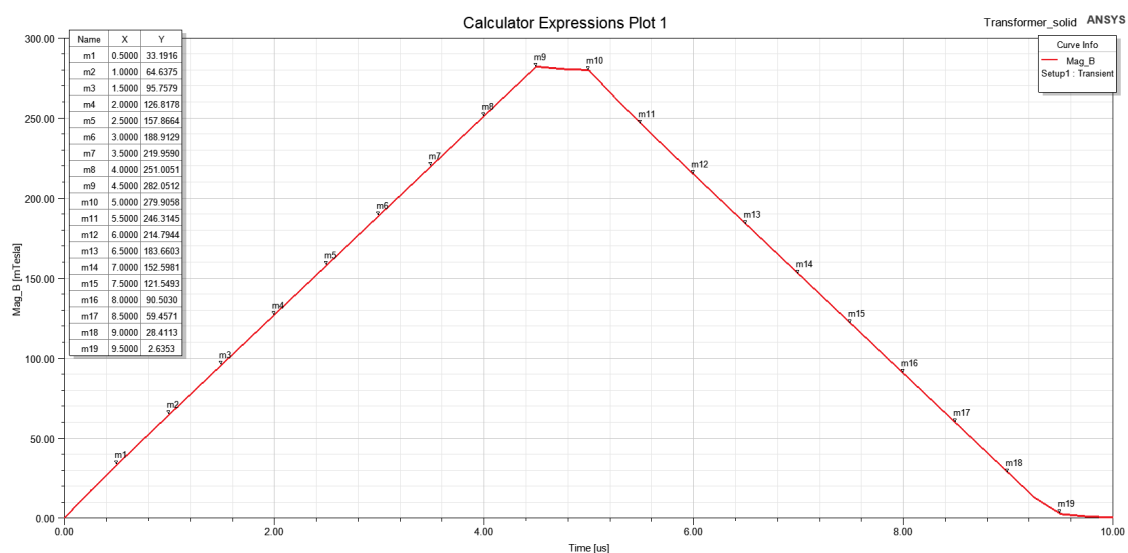
Στο σχήμα 5.7 φαίνεται η υλοποίηση του κυκλώματος στο λογισμικό Simplorer του Ansys:



Σχήμα 5.7: Κύκλωμα στο Simplorer για την μεταβατική ανάλυση



Σχήμα 5.8: Τάση εισόδου για τον υπολογισμό της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου



Σχήμα 5.9: Πυκνότητα μαγνητικού πεδίου στον μετασχηματιστή

Από την προσομοίωση (Σχ. 5.9) παρατηρούμε πως η peak to peak πυκνότητα μαγνητικής ροής στον πυρήνα είναι $B_{pp} = 282 \text{ mT}$, ενώ από τους θεωρητικούς υπολογισμούς για το υλικό 3C95 είχαμε βρει $\Delta B_{opt} = 139.75 \text{ mT}$, δηλαδή περιμέναμε $B_{pp} = 2 \cdot \Delta B_{opt} = 2 \cdot 139.75 = 279.5 \text{ mT}$, που είναι αρκετά κοντά στους θεωρητικούς υπολογισμούς.

5.1.4 Επιλογή καλωδίου με βάση τη διαθεσιμότητα

Για την υλοποίηση του μετατροπέα προμηθευτήκαμε τον πυρήνα PQ50/50 από το υλικό 3C95 της Ferroxcube. Η επιλογή του καλωδίου Litz έγινε με βάση τα αποθέματα του εργαστηρίου, αλλά και των διαθέσιμων δειγμάτων στο εμπόριο, καθώς η προμήθεια ενός Litz εξατομικευμένου για την εφαρμογή μας κρίθηκε ασύμφορη, δεδομένου ότι χρειαζόμαστε μόνο μερικά μέτρα για τους πειραματισμούς και οι εξειδικευμένες παραγγελίες απευθύνονται κυρίως σε χονδρικό εμπόριο. Τα διαθέσιμα καλώδια του εργαστηρίου ήταν τα παρακάτω:

Μετρήσαμε στην πράξη πόσες περιελίξεις μπορούσαμε να χωρέσουμε από κάθε καλώδιο και συγκρίνουμε ποια συνδεσμολογία πηνίων είναι καταλληλότερη.

No	Κατασκευαστής	Διάμετρος καλωδίου [mm]	Διατομή [mm ²]	Διάμετρος νήματος [mm]	Αριθμός νημάτων
1	Elektrisola	3.4	3.9592	0.071	1000
2	-	1.5	1.6513	-	-

Πίνακας 5.6: Διαθέσιμα καλώδια Litz στο εργαστήριο

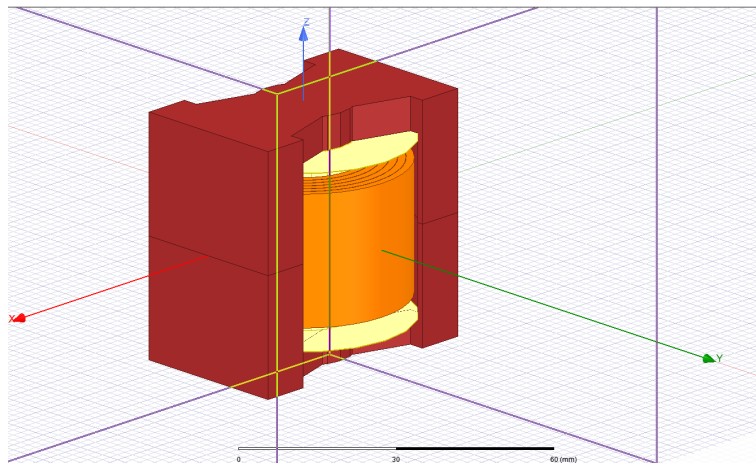
No	Συνολικός αριθμός σπειρών	Τυλίγματα	Συντελεστής πλήρωσης	R_{dc} [mΩ]	B_{pp} [mT]
1	20	2x10	0.23	11.52	342.99
2	72	2x36	0.35	99.46	95.27
2	72	4x18	0.35	24.86	190.55
2	108	2x54	0.52	149.19	63.52
2	108	6x18	0.52	16.58	190.55

Πίνακας 5.7: Διαθέσιμα Litz στην μπομπίνα του PQ50/50

Το πρώτο Litz είναι για εφαρμογές με πολύ μεγαλύτερες απαιτήσεις σε ρεύμα, και επειδή έχει μεγάλη διάμετρο, το καλύτερο που μπορέσαμε να πετύχουμε στο εργαστήριο είναι 2 πηνία με 10 σπείρες το καθένα, που στην εφαρμογή μας θα έφτανε τον μαγνητικό πυρήνα κοντά στον κορεσμό. Με το δεύτερο καλώδιο έχουμε την ευχέρεια να χωρέσουμε έως 6 στρώσεις των 18 σπειρών στην μπομπίνα και επομένως να έχουμε την επιλογή για παράλληλη ή εν σειρά σύνδεση των στρώσεων για την δημιουργία πηνίων. Καταλληλότερη επιλογή κρίνεται η δημιουργία 6 πηνίων των 18 σπειρών, 3 παράλληλα συνδεδεμένα για το πρωτεύων και αντίστοιχα για το δευτερεύον, διότι η πυκνότητα μαγνητικού πεδίου στην εφαρμογή που θα το χρησιμοποιήσουμε δεν πλησιάζει τον κορεσμό, και επιπλέον σε αυτήν την συνδεσμολογία μειώνουμε όσο το δυνατόν την ωμική αντίσταση που εμφανίζουν τα πηνία.

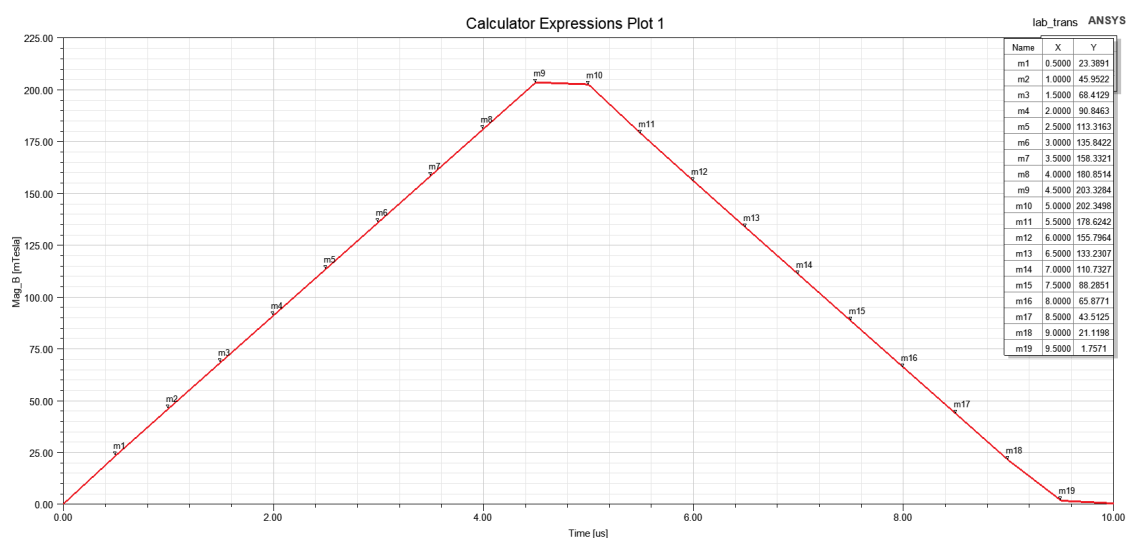
5.1.5 Επανάληψη προσομοιώσεων με τη νέα επιλογή καλωδίου

Επαναλαμβάνουμε την προσομοίωση στο Ansys με τα νέα δεδομένα για τα τυλίγματα, που αποτελούνται από έξι στρώσεις πάχους 1.5mm πετυχαίνοντας συντελεστή πλήρωσης 0.52, όπως έχουμε υπολογίσει ότι θα συμβεί με τις αντίστοιχες σπείρες που θα χωρέσουν στον μετασχηματιστή.

Σχήμα 5.10: Γεωμετρία μετασχηματιστή εργαστηρίου με συμπαγή πηνία και $K_u = 0.52$

Επιβεβαιώνουμε ότι η πυκνότητα του μαγνητικού πηνίου στον πυρήνα που έχουμε υπολογίσει είναι η σωστή, και λαμβάνουμε $B_{pp} = 203.3$ mT από την προσομοίωση που επιβεβαιώνει την

$B_{pp} = 190$ mT που περιμέναμε από τους προσεγγιστικούς τύπους.



Σχήμα 5.11: Πυκνότητα μαγνητικού πεδίου στον εργαστηριακό μετασχηματιστή

Ακόμη λαμβάνουμε από το Ansys τον πίνακα επαγωγών μεταξύ των 6 πηνίων (Πίνακας 5.8) από τον οποίο σε συνδυασμό με τον πίνακα συντελεστών σύζευξης (Πίνακας 5.9) μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον προσεγγιστικό τύπο (Σχέση 5.23) για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής σκέδασης [23][24], που παίζει κύριο ρόλο για την μεταφορά ενέργειας και μπορούμε να την χρησιμοποιήσουμε για της προσομοιώσεις του κυκλώματος στο PLECS.

$$L_{leakage_{ij}} = L_{ii} \cdot (1 - k_{ij}^2) \quad (5.23)$$

Πίνακας επαγωγών: [uH]						
	coil1	coil2	coil3	coil4	coil5	coil6
coil1	443.06	442.21	441.45	440.44	439.52	438.68
coil2	442.21	442.94	442.11	441.18	440.3	439.37
coil3	441.45	441.11	443.41	442.23	441.2	440.29
coil4	440.44	440.18	442.23	443.64	442.31	441.35
coil5	439.52	439.3	441.2	442.31	443.77	442.52
coil6	438.68	438.37	440.29	441.35	442.52	444.51

Πίνακας 5.8: Πίνακας επαγωγών μεταξύ των 6 πηνίων

Συντελεστές σύζευξης						
	coil1	coil2	coil3	coil4	coil5	coil6
coil1	1	0.998	0.996	0.993	0.991	0.989
coil2	0.998	1	0.998	0.995	0.993	0.990
coil3	0.996	0.998	1	0.997	0.994	0.991
coil4	0.993	0.995	0.997	1	0.997	0.994
coil5	0.991	0.993	0.994	0.997	1	0.996
coil6	0.989	0.990	0.991	0.994	0.996	1

Πίνακας 5.9: Πίνακας συντελεστών σύζευξης μεταξύ των 6 πηνίων

5.1.6 Τύλιγμα μετασχηματιστή και απογύμνωση τερματικών καλωδίων Litz

Ο μετασχηματιστής τυλίχθηκε με το χέρι στο εργαστήριο (Σχ 5.12), και καταφέραμε να χωρέσουμε τις 108 σπείρες που είχαμε υπολογίσει.



Σχήμα 5.12: Διαδικασία τυλίγματος μετασχηματιστή



Σχήμα 5.13: Απολήξεις τυλιγμάτων με μόνωση

Αφού ολοκληρώθηκε η περιέλιξη των 6 στρώσεων έπρεπε να γίνει η απογύμνωση των απολήξεων των καλωδίων ώστε να μπορέσουν να κολληθούν. Επειδή τα καλώδια Litz αποτελούνται από πολλούς λεπτούς κλώνους χαλκού μονωμένους μεταξύ τους (Σχ. 5.13), το να επιχειρήσουμε να διασπάσουμε την μόνωση με καλάι δεν μας εξασφαλίζει ότι η μόνωση θα απομακρυνθεί ομοιόμορφα από όλους τους κλώνους με αρκετά μεγάλη πιθανότητα να μην καθαρίσουν όλοι οι κλώνοι, χάνοντας έτσι σημαντική επιφάνεια χαλκού στο κάθε καλώδιο. Η απομάκρυνση της μόνωσης έγινε ζεσταίνοντας υδροξείδιο του νατρίου (NaOH) σε ελεγχόμενο εργαστηριακό περιβάλλον, μαζί με αλάτι (NaCl) σε αναλογία 3 προς 1. Το υδροξείδιο του νατρίου είναι ισχυρή βάση σε μορφή κρυστάλλου. Ζεσταίνοντας το υγροποιείται, ενώ με την προσθήκη αλατιού φέρνουμε το σημείο τήξης χαμηλότερα. Έπειτα περνώντας από το καυστικό υγρό την δέσμη που θέλουμε να καθαρίσουμε, η μόνωση που περικλείει τον χαλκό διασπάται και στο καλώδιο μένει καθαρός χαλκός αλλά με ορισμένους κρυστάλλους υδροχλωρικού οξέος που έπληξαν κατά την απομάκρυνση. Τέλος περνάμε το καλώδιο από ζεστό νερό όπου απομακρύνονται τα ψήγματα υδροχλωρικού οξέος που έχουν απομείνει.



Σχήμα 5.14: Τυλιγμένη μπομπίνα με κολλημένα τερματικά

5.2 Γέφυρες

5.2.1 Επιλογή ημιαγωγών και υπολογισμός διακοπτικών απωλειών

Η επιλογή του υλικού στους ημιαγωγούς υπήρξε το πρώτο αντικείμενο διερεύνησης ανάμεσα σε πυρίτιο (Si) και καρβίδιο του πυριτίου (SiC). Οι διακόπτες από καρβίδιο του πυριτίου παρουσιάζουν πλεονεκτήματα σε σχέση με τους απλούς πυριτίου στην μέγιστη τάση αποκοπής, αλλά και στα δυναμικά χαρακτηριστικά, όπως οι χρόνοι καθυστέρησης έναυσης και σβέσης που τα κάνουν κατάλληλα για εφαρμογές ισχύος σε υψηλές συχνότητες. Ωστόσο λόγω της πειραματικής φύσης της εφαρμογής μας, και την σχετικά μικρή μέγιστη τάση αποκοπής που απαιτεί, οι ημιαγωγοί πυριτίου καλύπτουν πλήρως της ανάγκες μας με σημαντικά μικρότερο κόστος.

Για την εφαρμογή μας και για τις δύο πλήρεις γέφυρες επιλέχθηκαν τα IPP65R095C7 [25] της Infineon επειδή έχουν μικρή αντίσταση αγωγής $R_{on} = 95m\Omega$ και ικανοποιητικούς χρόνους

καθυστερήσης έναυσης $t_{d(on)} = 14ns$ και σβέσης $t_{d(off)} = 60ns$ για τη χρήση στη διακοπτική συχνότητα των $100KHz$.

Για να προσεγγίσουμε τις αναμενόμενες απώλειες ισχύος, δεδομένου ότι ο μετατροπέας δεν θα λειτουργεί με εναλλαγές διακοπών υπό μηδενική τάση ή ρεύμα, αρχικά υπολογίζουμε τους χρόνους $t_{c(on)}$ και $t_{c(off)}$ από το datasheet[25] του κατασκευαστή:

$$t_{c(on)} = t_{d(on)} + t_r = 14 + 12 = 26 ns \quad (5.24)$$

$$t_{c(off)} = t_{d(off)} + t_f = 60 + 7 = 67 ns \quad (5.25)$$

Έπειτα μπορούμε να προσεγγίσουμε τις απώλειες στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας:

$$P_{s(total)} = \left(\frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_D \cdot t_{c(on)} + \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot I_D \cdot t_{c(off)} + R_{on} \cdot I_D^2 \cdot t_{on} \right) \cdot f_s \quad (5.26)$$

$$P_{s(total)} = \left(\frac{1}{2} \cdot (250V) \cdot (16A) \cdot (26ns + 67ns) + (95m\Omega) \cdot (16A)^2 \cdot (0.45 \cdot 10us - 26ns - 67ns) \right) \cdot 100KHz \quad (5.27)$$

$$P_{s(total)} = (372000 \cdot 10^{-9} + 107178 \cdot 10^{-9}) \cdot (100KHz) \quad (5.28)$$

$$P_{s(total)} = 37.2 + 10.7 = 47.9 W \quad (5.29)$$

Επομένως συνολικά οι 8 διακόπτες θα έχουν $8 \cdot 47.9 = 383.2W$ απωλειών, ενώ η απόδοση του μετατροπέα θεωρώντας αμελητέες τις υπόλοιπες απώλειες σε σχέση με αυτές των ημιαγωγών, μπορεί να φτάσει το $n = 1 - 383.2/4000 = 0.9042 = 90.42\%$

5.2.2 Ψύξη ημιαγωγών

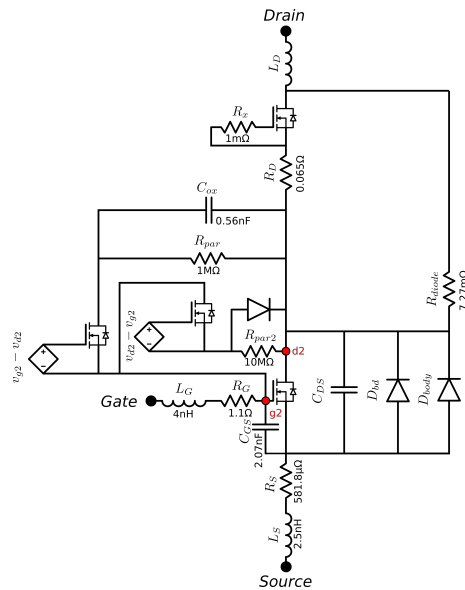
Η ψήκτρα LAM 3K 100 (30x30x100 mm) της Fischer Elektronik [26] επιλέχθηκε για την ψύξη όλων των ημιαγωγών του μετατροπέα συνδυασμένη με τον ενσωματωμένο ανεμιστήρα Kugelgelagert 12 V DC (30x30x10 mm). Στην μία πλευρά της ψήκτρας θα τοποθετηθούν οι τέσσερις ημιαγωγοί που απαρτίζουν την μία πλήρη γέφυρα, και από την απέναντι πλευρά θα τοποθετηθεί η δεύτερη πλήρης γέφυρα. Η απομόνωση των αγωγών από την ψήκτρα θα γίνει με τη χρήση θερμοαγωγίμου ηλεκτρομονωτικού μπλοκ. Η στερέωση των ημιαγωγών στην ψήκτρα θα γίνει με τα ελατήρια συγκράτησης [27] που είναι σχεδιασμένα για τον συγκεκριμένο τύπο ψηκτρών, ώστε να αποφύγουμε την στερέωση με βίδες που απαιτεί τρύπημα και δημιουργία σπειρώματος.

5.2.3 Gate Drivers

Για τον έλεγχο των MOSFET απαιτείται κύκλωμα οδήγησης που θα απομονώνει το ψηφιακό σήμα που θα δέχεται από τον μικροεπεξεργαστή, και στην έξοδο του θα βγάζει 12V ανάμεσα στην πύλη και την πηγή ($V_{GS} = 12V$), ώστε το MOSFET να λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού για να ελαχιστοποιήσουμε τις απώλειες αγωγής. Επιλέχθηκαν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα 2EDF7275F [28] της Infineon.

5.2.4 SPICE Model

Σημαντικό εργαλείο για την προσομοίωση των μεταβατικών φαινομένων ενός κυκλώματος αποτελεί το SPICE. Εκεί χρειαζόμαστε ένα όσο το δυνατόν πιο ακριβές μοντέλο για κάθε στοιχείο του κυκλώματος. Για τους ημιαγωγούς που χρησιμοποιούμε μας παρέχεται από την Infineon ένα αναλυτικό μοντέλο προσομοίωσης για του IPP65R095C7 που έχουμε επιλέξει. Σημαντικό σε τέτοια μοντέλα είναι οι παρασιτικές επαγωγές που δημιουργούνται από την διάταξη του κυκλώματος, αλλά και η έμφαση στην προσομοίωση της μεταβολής των παρασιτικών φαινομένων, ανάλογα με το εκάστοτε σημείο λειτουργίας.



Σχήμα 5.15: Αναλυτικό μοντέλο του IPP65R095C7 στο SPICE

Για τον υπολογισμό των παρασιτικών χωριτικοτήτων των δρόμων χαλκού του PCB χρησιμοποιούμε για ευκολία έτοιμα εργαλεία, όπως το PCB Toolkit V8.03 της Saturn[29], για να έχουμε πιο ολοκληρωμένη εικόνα για το κύκλωμα μας.

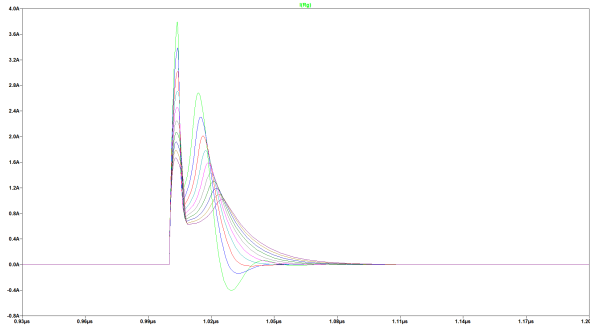
Ασφαλώς και υπάρχουν φαινόμενα που αμελούμε, όπως οι παρασιτικές επαγωγές που δημιουργούνται λόγω των κολλήσεων που κάναμε στο εργαστήριο, και των επαφών που χρησιμοποιούμε για την σύνδεση με τις DC εισόδους/εξόδους τα οποία συνεισφέρουν και επηρεάζουν την λειτουργία στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας, όμως μια τόσο αναλυτική διερεύνηση ξεφεύγει από το αντικείμενο της διπλωματικής.

5.2.5 Αντίσταση πύλης

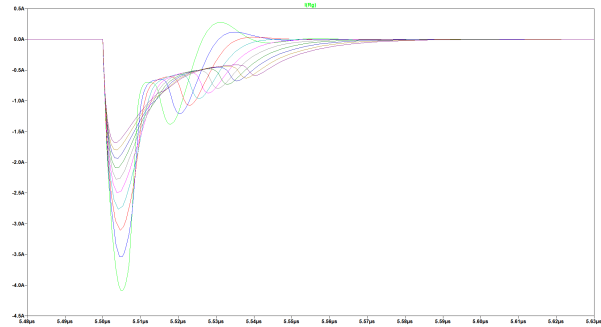
Η βασική χρήση της αντίστασης πύλης είναι ο περιορισμός του ρεύματος φόρτισης και εκφόρτισης της πύλης του ημιαγωγού [30]. Η επιλογή της R_G επηρεάζει την ταχύτητα που ανοιγοκλείνει ο ημιαγωγός. Εκτός από την ταχύτητα όμως επηρεάζει επίσης τα παρακάτω μεγέθη:

- περιορίζει το μέγιστο ρεύμα για την προστασία του ολοκληρωμένου του Driver,
- μεταβάλλει τις απώλειες ισχύος στην οδήγηση της πύλης,
- ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές,
- αποτρέπει το φαινόμενο ταλαντώσεων στην πύλη (gate ringing),
- αποφυγή παρασιτικής ενεργοποίησης του ημιαγωγού.

Για τη διερεύνηση των φαινομένων πριν την εργαστηριακή υλοποίηση χρησιμοποίησα το μοντέλο Spice του MOSFET IPP65R095C7[25], που υπάρχει διαθέσιμο στην σελίδα της Infineon. Αρχικά ελέγχουμε πόσο ρεύμα μπορεί να περάσει από το ολοκληρωμένο του Driver. Πιο συγκεκριμένα το 2EDF7275F[28] που επιλέχθηκε, έχει περιορισμό 4A για φόρτιση και 8A για την εκφόρτιση της πύλης. Δοκιμάζοντας τιμές από 0.5Ω έως 5Ω με βήμα 0.5Ω, με παλμούς οδήγησης 12V στο LTSpice βλέπουμε ότι το μέγιστο ρεύμα κατά την φόρτιση με την 0.5Ω αντίσταση είναι κάτω από το όριο (Σχήμα 5.16), όπως επίσης και στην εκφόρτιση (Σχήμα 5.17). Επομένως με οποιαδήποτε τιμή πάνω του 0.5Ω μπορούμε να κάνουμε δοκιμές στο εργαστήριο.



Σχήμα 5.16: Ρεύμα φόρτισης πύλης που ρέει μέσω της R_g



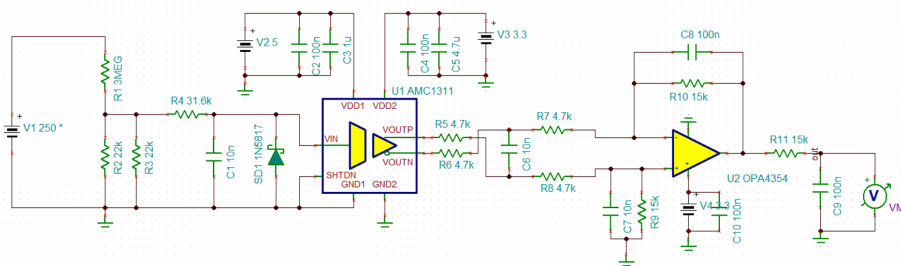
Σχήμα 5.17: Ρεύμα εκφόρτισης πύλης που ρέει μέσω της R_g

5.3 Μετρητικά στοιχεία

Απαραίτητες μετρήσεις για τον έλεγχο του Dual Active Bridge είναι κυρίως οι μεταβλητές των DC διαύλων, επομένως θα προσθέσουμε στον μετατροπέα μας μετρητικά τάσης και ρεύματος για τους DC διαύλους, με σκοπό να χρησιμοποιηθούν για την εφαρμογή του ελέγχου.

5.3.1 Αισθητήρες τάσης

Για την μέτρηση της DC τάσης θα χρησιμοποιήσουμε έναν διαιρέτη τάσης, ο οποίος θα αποτελεί την είσοδο σε έναν απομονωμένο τελεστικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου της Texas Instruments με σταθερό κέρδος. Έπειτα η διαφορική έξοδος θα περνάει σε έναν τελεστικό ενισχυτή που θα μπορούμε να ρυθμίσουμε κατάλληλα το κέρδος ώστε να μετράμε το εύρος τάσης που επιθυμούμε. Για την επιλογή των παραμέτρων χρησιμοποιήθηκε το TINA-TI, ένα πρόγραμμα SPICE που προσφέρει η Texas Instruments για την προσομοίωση των ενισχυτών της.



Σχήμα 5.18: Κύκλωμα μετρητικού τάσης

5.3.2 Αισθητήρες ρεύματος

Για την μέτρηση του συνεχούς ρεύματος (DC) επιλέξαμε τους αισθητήρες HLSR 10-P/SP1 της LEM οι οποίοι έχουν μικρό αποτύπωμα και είναι ένας οικονομικός και γρήγορος τρόπος μέτρησης.

5.4 Πυκνωτές στο DC Link

Η πυκνωτές είναι απαραίτητοι για τη ρύθμιση της κυμάτωσης της τάσης στις DC πλευρές, και το φιλτράρισμα των υψηλών κυματώσεων του ρεύματος, ώστε να ελαχιστοποιηθούν και οι ηλεκτρο-

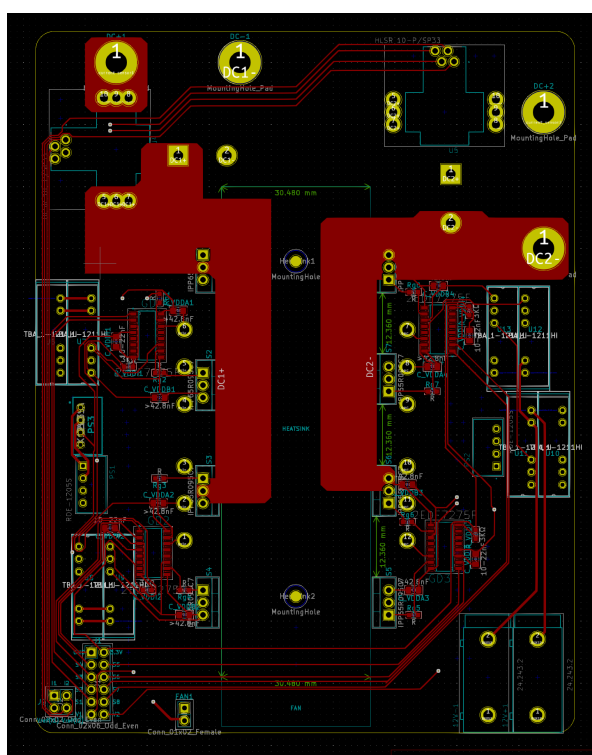
μαγνητικές παρεμβολές. Για το σκοπό αυτό επιλέγονται οι κεραμικοί πυκνωτές για το φιλτράρισμα των υψηλών συχνοτήτων, παράλληλα με ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές μεγαλύτερης χωρητικότητας.

5.5 PCB

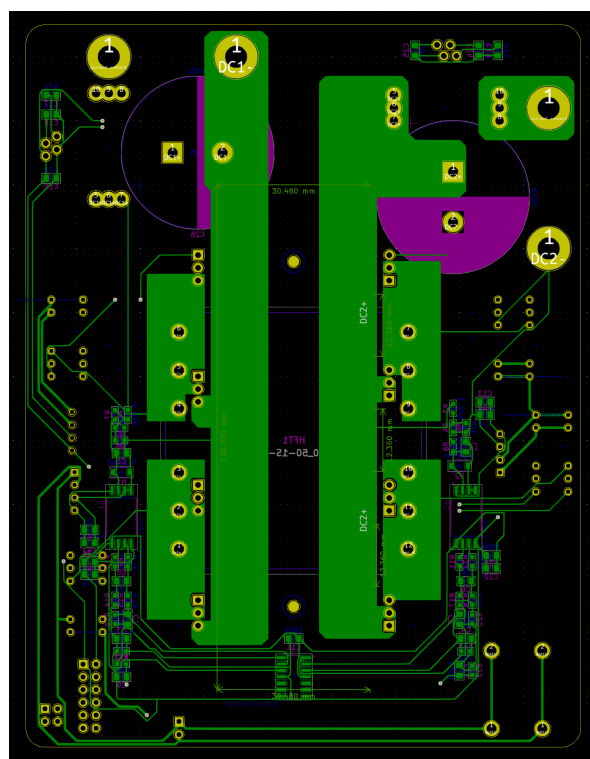
Παρόλο που επιλέξαμε μια απλή υλοποίηση μετατροπέα, τα απαραίτητα κυκλώματα για την λειτουργία του είναι αρκετά, επομένως η σχεδίαση πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος θα διευκολύνει την εφαρμογή μας.

Η πλακέτα είναι μια απλή σχεδίαση δύο επιπέδων στην οποία θα κολληθούν οι διακόπτες και ο μετασχηματιστής πάνω της καθώς και τα βοηθητικά κυκλώματα. Η σύνδεση με τον επεξεργαστή θα γίνεται μέσω τερματικών στο κάτω μέρος της πλακέτας. Οι συνδέσεις ισχύος θα γίνονται με δίχαλους ακροδέκτες συνδεδεμένους με βίδες.

Για την σχεδίαση χρησιμοποιήθηκε το ελεύθερο λογισμικό σχεδίασης KiCad, με την προσθήκη έτοιμων βιβλιοθηκών για τα εμπορικά στοιχεία που επιλέχθηκαν (Σχήματα 5.19 & 5.20).



Σχήμα 5.19: PCB Front copper layer



Σχήμα 5.20: PCB Back copper layer

5.6 Έλεγχος συστήματος

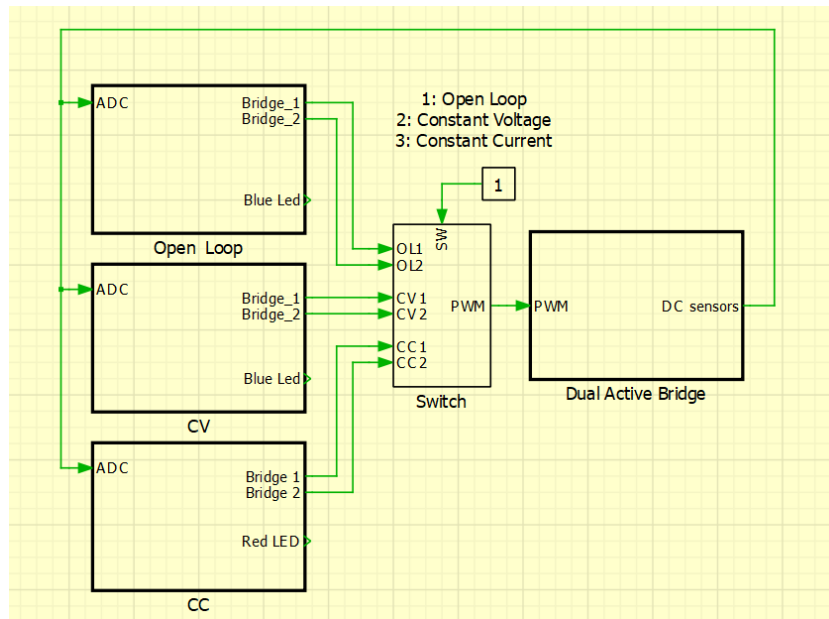
Για να ελέγξουμε έναν Dual Active Bridge μετατροπέα με δύο πλήρεις γέφυρες ημιαγωγών θα χρειαστούμε έναν μικροεπεξεργαστή με τουλάχιστον 8 PWM εξόδους, καθώς οι πλήρες γέφυρες θα πρέπει να ελέγχονται κεντρικά από την ίδια μονάδα για να αποφευχθούν οι καθυστερήσεις, μιας που στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας θα ήταν πρόβλημα. Ακόμη σημαντικό κρίνεται να υπάρχουν τουλάχιστον 4 αναλογικές εισόδους στον μικροεπεξεργαστή (Analog to Digital Converter) για να δειγματοληπτούμε τις τάσεις στους DC διαύλους και τα συνεχή ρεύματα σε κάθε πλευρά.

Ο επεξεργαστής που επιλέγεται για ευκολία υλοποίησης είναι ο LAUNCHXL-F28379D, που ικανοποιεί τις απαιτήσεις που θέσαμε. Πιο συγκεκριμένα τα χαρακτηριστικά που μας ενδιαφέρουν είναι η συχνότητα του στα 200MHz, ώστε να έχουμε δυνατότητα να πειραματιστούμε με την

συχνότητα των PWM στην τάξη των εκατοντάδων KHz που επιθυμούμε, και οι 12-bit ADC που διαθέτει για την δειγματοληψία των σημάτων που επιλέξαμε.

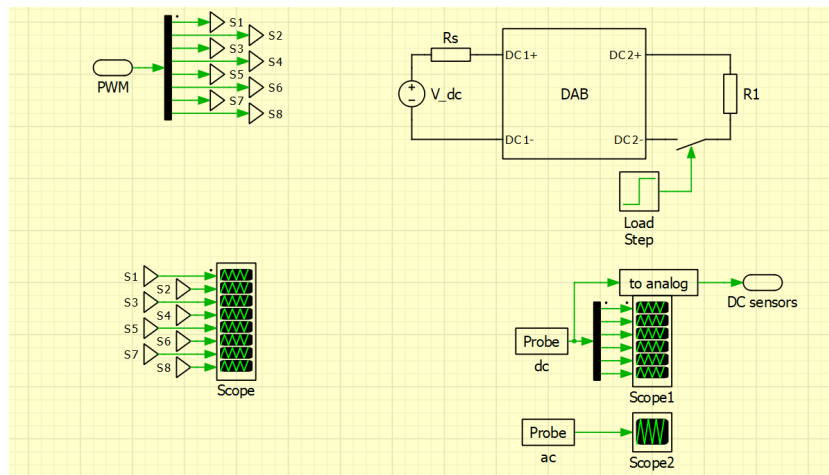
Για την γρήγορη υλοποίηση του ελέγχου θα χρησιμοποιήσουμε το PLECS, στο οποίο μέσω ατομικών υποσυστημάτων έχουμε την δυνατότητα να σχεδιάσουμε και να προσομοιώσουμε τον έλεγχο μας, και να τον περάσουμε απευθείας στον επεξεργαστή.

Το γενικό μοντέλο αποτελείται από το απομονωμένο υποσύστημα Dual Active Bridge το οποίο δέχεται σαν εισόδους τα PWM σήματα για τον έλεγχο των διακοπών και δίνει σαν εξόδους τις τιμές των DC τάσεων και ρευμάτων στις δύο πλευρές. Ακόμη δημιουργούμε επιπλέον απομονωμένα υποσυστήματα, με τροποποιήσεις του ελέγχου που θέλουμε να εφαρμόσουμε και τέλος επιλέγουμε κάθε φορά την έκδοση του ελέγχου που θέλουμε να δοκιμάσουμε μέσω ενός switch (Σχήμα 5.21).



Σχήμα 5.21: Αφαιρετικό μοντέλο ατομικών υποσυστημάτων PLECS

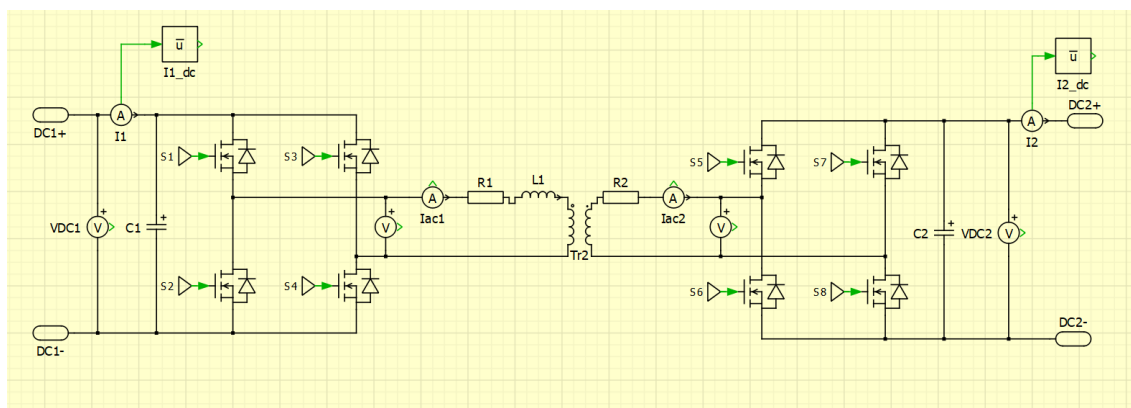
Στο απομονωμένο υποσύστημα Dual Active Bridge δημιουργούμε την διάταξη που είναι προς εξέταση κάθε φορά έχοντας σαν μαύρο κουτί την υλοποίηση του μετατροπέα (Σχήμα 5.22).



Σχήμα 5.22: Απομονωμένο υποσύστημα Dual Active Bridge

Στο υποσύστημα DAB που χρησιμοποιήσαμε έχουμε υλοποιήσει την εργαστηριακή διάταξη που

έχουμε σχεδιάσει, προσθέτοντας μετρήσεις σε πολλά σημεία για την κατανόηση της λειτουργίας (Σχήμα 5.23).



Σχήμα 5.23: Μοντέλο Dual Active Bridge στο PLECS

Η πρώτη υλοποίηση του ελέγχου που έχουμε δημιουργήσει για την κατανόηση και τον εύκολο έλεγχο στο εργαστήριο είναι ένα έλεγχος ανοιχτού βρόγχου, όπου ρυθμίζουμε μέσω του υπολογιστή τις τρεις φάσεις ελέγχου, δηλαδή το εύρος των παλμών (duty cycle) των εναλλασσόμενων τάσεων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος και την μεταξύ τους διαφορά φάσης. Ακόμη χρησιμοποιούμε ένα ψηφιακό βαθυπερατό φίλτρο Butterworth για το φιλτράρισμα του θορύβου στις μετρήσεις που διαβάζουμε.

Κεφάλαιο 6

Πειραματικός έλεγχος

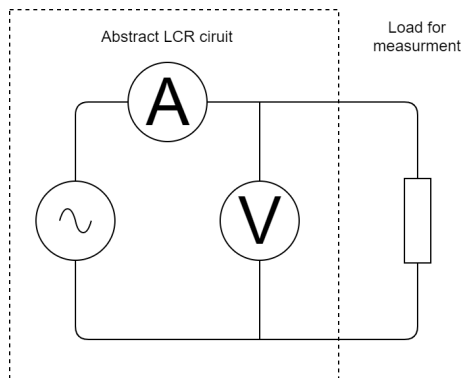
6.1 Μετρήσεις μετασχηματιστή

6.1.1 Πειραματική διάταξη

Για τον πρώτο έλεγχο του μετασχηματιστή που τυλίξαμε ελέγχουμε τις αυτεπαγωγές κάθε στρώσης χωρίς πυρήνα για να αποφύγουμε το φαινόμενο της μαγνητικής υστέρησης, επειδή οι μετρήσεις αυτεπαγωγής θα γίνουν με όργανο LCR, το οποίο δεν έχει την ισχύ για να μαγνητίσει τον πυρήνα. Η βασική αρχή μέτρησης του LCR είναι ότι η σύνθετη αντίσταση Z μπορεί να εκφραστεί σαν διάνυσμα το οποίο ισούται με το πηλίκο του διανύσματος της τάσης προς το διάνυσμα του ρεύματος, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$\vec{Z} = \frac{\vec{V}}{\vec{I}} = \frac{|V|\angle\theta_V}{|I|\angle\theta_I} = \frac{|V|}{|I|}\angle(\theta_V - \theta_I) = |Z|\angle\theta. \quad (6.1)$$

Έτσι μπορούμε να περιγράψουμε την λειτουργία του ως μία πηγή που εφαρμόζει ημιτονική τάση σε ορισμένη συχνότητα στο δοκίμιο προς μέτρηση, και μετρώντας με ακρίβεια το διάνυσμα του ρεύματος που το διαρρέει μπορεί να υπολογίσει την σύνθετη αντίσταση του δοκιμίου, άρα και την αυτεπαγωγή του. Στο LCR του εργαστηρίου κάναμε τις μετρήσεις στα 10KHz που ήταν η μέγιστη συχνότητα του LCR και αρκεί για την μέτρηση απλών σωληνοειδών πηνίων χωρίς πυρήνα.



Σχήμα 6.1: Αφαιρετική διάταξη του μετρητικού LCR

6.1.2 Σύγκριση θεωρητικών και πειραματικών υπολογισμών

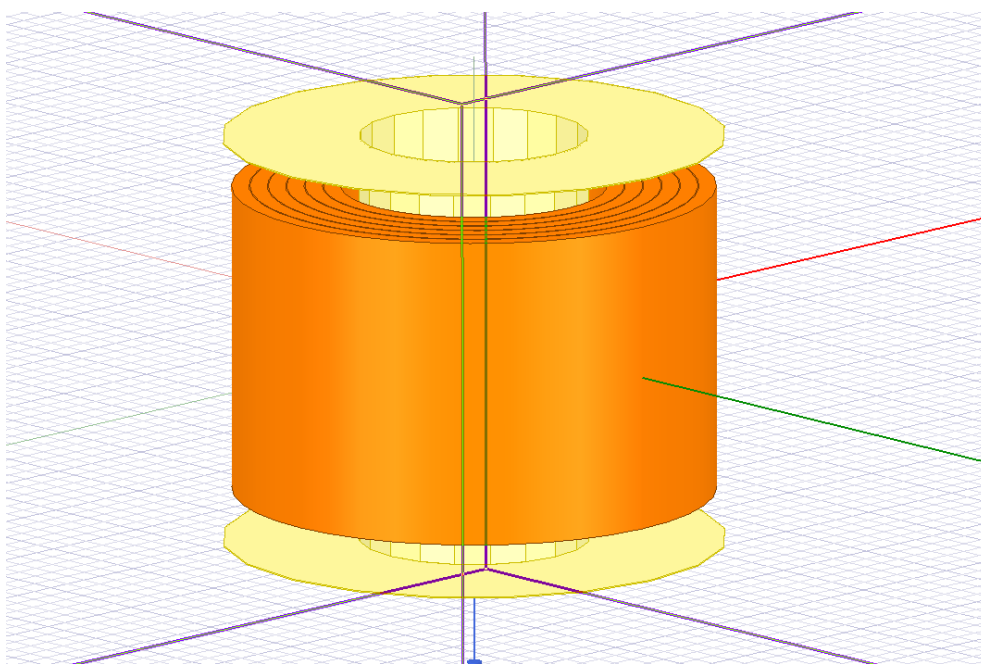
Ο θεωρητικός υπολογισμός των αυτεπαγωγών δίνεται από τον τύπο για ενδιάμεσα σωληνοειδή πηνία:

$$L = \frac{\pi \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot r^2 \cdot N^2}{l_c + 0.9 \cdot r}, \quad (6.2)$$

Όπου:

- μ_r : η σχετική μαγνητική διαπερατότητα υλικού
- μ_0 : η μαγνητική διαπερατότητα κενού
- r : η μέση ακτίνα σωληνοειδούς πηνίου
- N : ο αριθμός σπειρών
- l_c : το μέσο μήκος πηνίου

Οι μετρήσεις στο εργαστήριο επαληθεύτηκαν και από τα αποτελέσματα που λάβαμε από την 3D ανάλυση στο Ansys.



Σχήμα 6.2: Μπομπίνα για τον πυρήνα PQ50/50 με 6 κυλινδρικά συμπαγή τυλίγματα

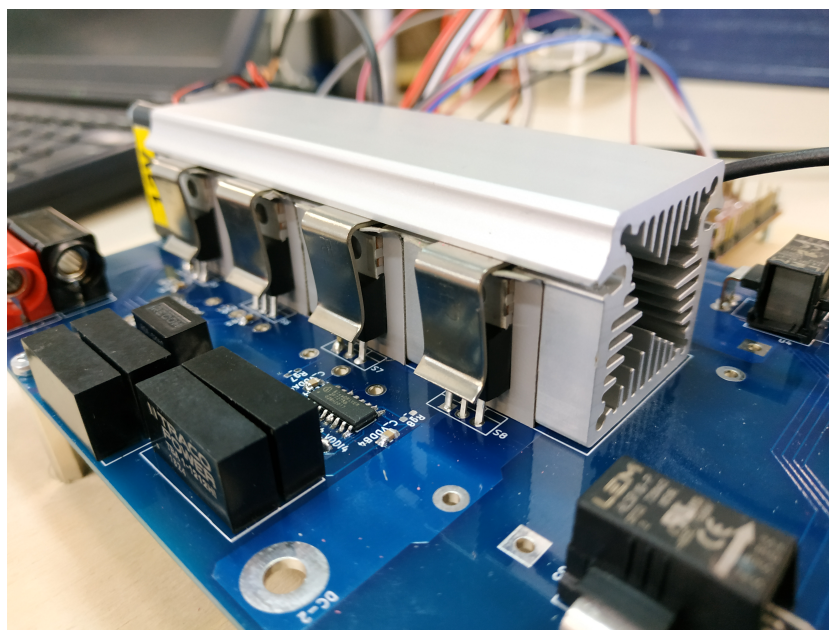
Στρώση	Μέση διάμετρος [mm]	Θεωρητικά αποτελέσματα [μH]	Μετρήσεις LCR [μH]	Σφάλμα [%]	Αποτελέσματα Ansys [μH]	Σφάλμα [%]
1	24.7	5.12	4.6	10.13	4.61	9.95
2	27.7	6.22	5.9	5.10	5.89	5.26
3	30.7	7.38	7.2	2.49	6.84	7.37
4	33.7	8.61	8.5	1.31	7.98	7.30
5	36.7	9.90	10.0	1.03	9.72	1.78
6	39.7	11.23	11.3	0.59	10.29	8.41

Πίνακας 6.1: Αυτεπαγωγές στρώσεων μετασχηματιστή χωρίς μαγνητικό πυρήνα

Τα σφάλματα έχουν υπολογισθεί σε σχέση με τα αποτελέσματα του θεωρητικού τύπου. Παρατηρούμε ότι έχουμε σφάλμα έως 10% και στις μετρήσεις στο LCR και στα αποτελέσματα από την ανάλυση στο Ansys. Παρατηρούμε επίσης πως οι μετρήσεις σε σχέση με τα αποτελέσματα από το Ansys έχουν ακόμα μικρότερη απόκλιση. Ωστόσο αυτού του μεγέθους το σφάλμα είναι ανεκτό, καθώς ένα μεγάλο μέρος της οφείλεται στο μετρητικό όργανο, αλλά και στις ανομοιομορφίες της περιέλιξης, καθώς τυλίχθηκε με τα χέρια.

6.2 Γέφυρες

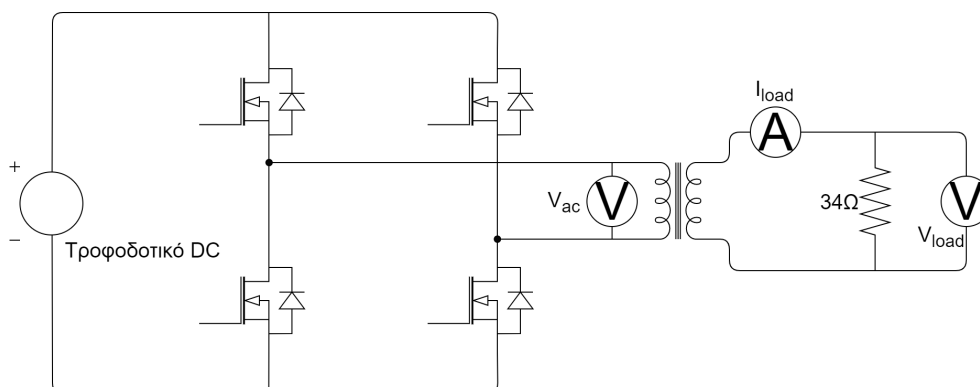
Το μεγαλύτερο μέρος των μετρήσεων αφορούσαν τις πλήρεις γέφυρες ημιαγωγών για να διαπιστωθεί η ορθή λειτουργία τους, για να κάνουμε τελικά ασφαλείς δοκιμές σε υψηλότερη τάση.



Σχήμα 6.3: Πλήρης γέφυρα πάνω στην ψήκτρα

6.2.1 Υπερύψωση τάσης

Από της πρώτες δοκιμές της πλήρους γέφυρας με μετασχηματιστή και φορτίο (Σχ. 6.4) παρατηρήθηκαν σημαντικές υπερτάσεις, ήδη από τις μικρές τάσεις λειτουργίας. Στις τάσεις του φορτίου

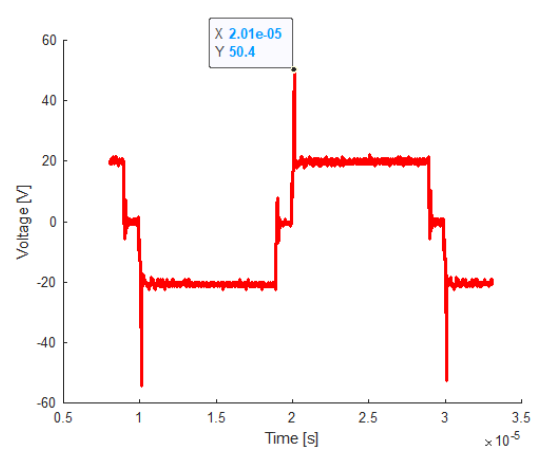
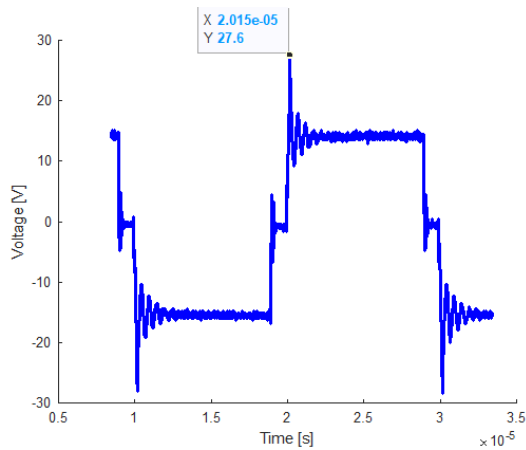


Σχήμα 6.4: Κύκλωμα δοκιμής πλήρους γέφυρας με μετασχηματιστή και φορτίο

παρατηρούμε πολύ μεγάλες υπερυψώσεις (overshoots), οι οποίες μάλιστα φαίνεται να αυξάνονται ποσοστιαία όσο αυξάνουμε την τάση (Σχήματα 6.5 & 6.6). Κρίθηκε σκόπιμο να μελετήσουμε περαιτέρω την προέλευση αυτών των χρουστικών διότι δεν μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα και ασφαλή για να φτάσουμε τα ονομαστικά 250V.

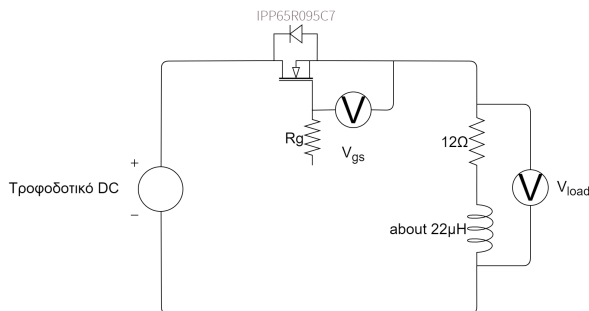
Αντιστάσεις πύλης

Αρχικά έπρεπε να ελέγξουμε την επίδραση της αντίστασης πύλης σε πραγματικές συνθήκες. Απομονώσαμε έναν ημιαγωγό για τις δοκιμές και τον συνδέσαμε με ωμικό φορτίο. Επειδή στις μεγάλες

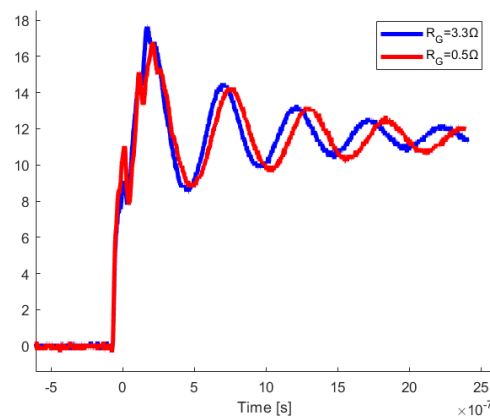


Σχήμα 6.5: Τάση στο φορτίο με είσοδο 15V DC Σχήμα 6.6: Τάση στο φορτίο με είσοδο 20V DC

συχνότητες οι παρασιτικές επαγωγές των καλωδίων και του φορτίου παίζουν σημαντικό ρόλο, μετρήσαμε και την αυτεπαγωγή του φορτίου με τα καλώδια για να έχουμε πιο ολοκληρωμένη εικόνα του κυκλώματος.



Σχήμα 6.7: Κύκλωμα ελέγχου αντίστασης πύλης

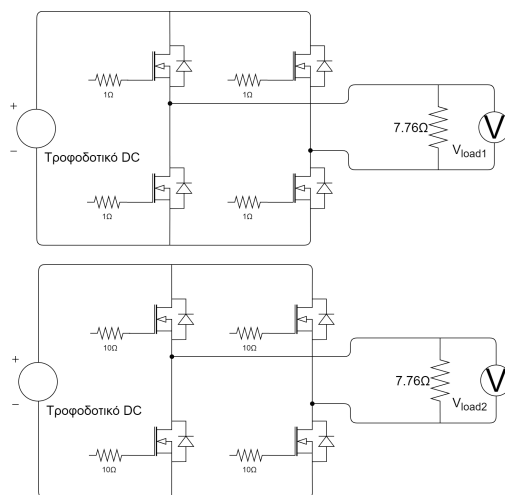
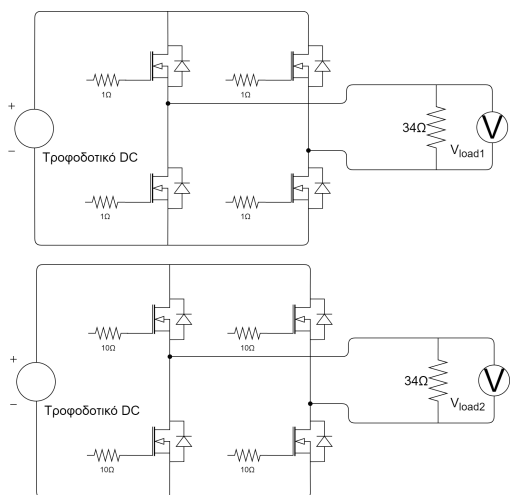


Σχήμα 6.8: Σύγκριση τάσης φορτίου με αντιστάσεις πύλης 0.5Ω και 3.3Ω

Από το σχήμα 6.8 παρατηρήσαμε και σε αυτή την περίπτωση μία υπέρταση που ακολουθείται από αποσβεννόμενη ταλάντωση (ringing)[31]. Με τη μεγαλύτερη αντίσταση πύλης μεγαλώνει η συχνότητα της ταλάντωσης και το φαινόμενο καταστέλεται συντομότερα. Ωστόσο παρατηρείται ελαφρώς μεγαλύτερη υπέρταση κατά την πρώτη ανύψωση.

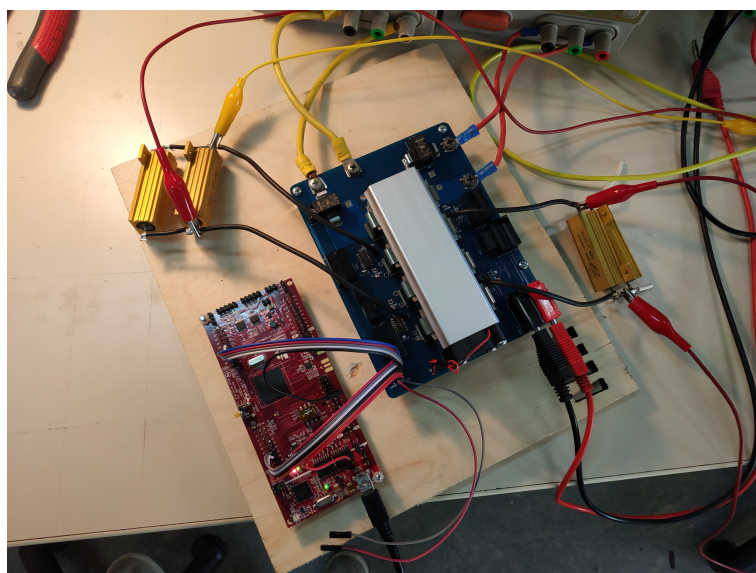
Στο επόμενο πείραμα ελέγχουμε την συμπεριφορά της πλήρους γέφυρας με τέσσερις ημιαγωγούς, συνδέοντας δύο τιμές για την αντίσταση πύλης του 1Ω και των 10Ω και επιπλέον ελέγχουμε με φορτίο 34Ω και 7.76Ω για να διαπιστώσουμε αν υπάρχει διαφορά στη λειτουργία όταν διαρρέονται από μεγαλύτερο ρεύμα.

Παρατηρούμε πως αλλάζοντας τις αντιστάσεις, ακόμη και μία τάξη μεγέθους, οι διαφορές λόγω της διαφορετικής R_g δεν είναι σημαντικές. Και με τα δύο φορτία φαίνεται πως η διαφορά στην R_g δεν επηρεάζει σημαντικά την μορφή των υπερτάσεων. Όπως αναμενόταν με μεγαλύτερη R_g οι αποσβεννόμενες ταλαντώσεις βρίσκονται σε λίγο υψηλότερη συχνότητα, όμως παρατηρούμε μεγαλύτερη αρχική υπέρταση κάτι που οφείλεται είτε σε κάποιο φαινόμενο συντονισμού των παρασιτικών επαγωγών με τις μεγαλύτερες R_g , είτε σε σφάλμα μετρήσεων. Επομένως συμπεραίνουμε πως οι υπερτάσεις που μετράμε στην εργαστηριακή υλοποίηση δεν βελτιώνονται με την αύξηση της αντίστασης πύλης.



Σχήμα 6.9: Πλήρεις γέφυρες με ωμικά φορτία 34Ω και διαφορετικές αντιστάσεις πύλης

Σχήμα 6.10: Πλήρεις γέφυρες με ωμικά φορτία 7.76Ω και διαφορετικές αντιστάσεις πύλης

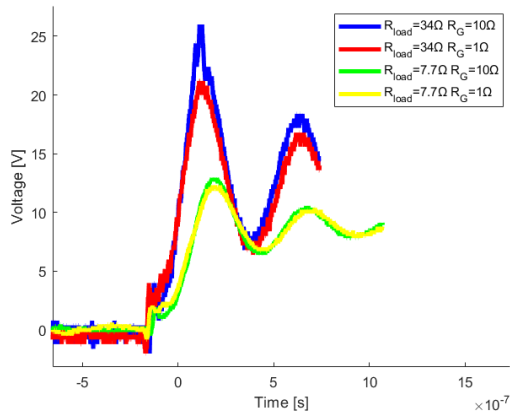


Σχήμα 6.11: Διάταξη εργαστηρίου με δύο πλήρεις γέφυρες με όμοια ωμικά φορτία (7.76Ω στην φωτογραφία)

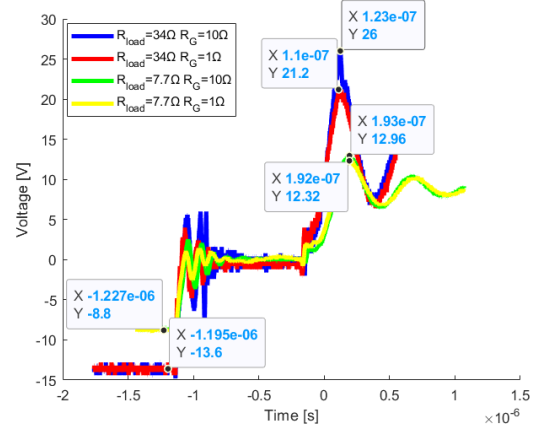
R_g	10Ω	1Ω	10Ω	1Ω
R_{load}	34Ω		7.76Ω	
V_{DC}	13.6V		8.8V	
I_{load}	0.4A		1.14A	
Overshoot voltage	12.4V	7.6V	4.16V	3.52V
Overshoot/ V_{DC}	91.2%	55.9%	47.3%	40%

Πίνακας 6.2: Σύγκριση overshoots με διαφορετικές R_g

Από την άλλη η συμπεριφορά των υπερτάσεων στην αλλαγή φορτίου είναι αρκετά διαφορετική. Παρατηρείται βελτίωση με το μεγαλύτερο φορτίο, κάτι τέτοιο είναι λογικό, καθώς στην δοκιμή με ρεύμα αγωγής 0.4A βρισκόμαστε αρκετά μακριά από την ονομαστική περιοχή λειτουργίας των ημιαγωγών, και οι παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζονται ίσως επηρεάζουν σημαντικά την



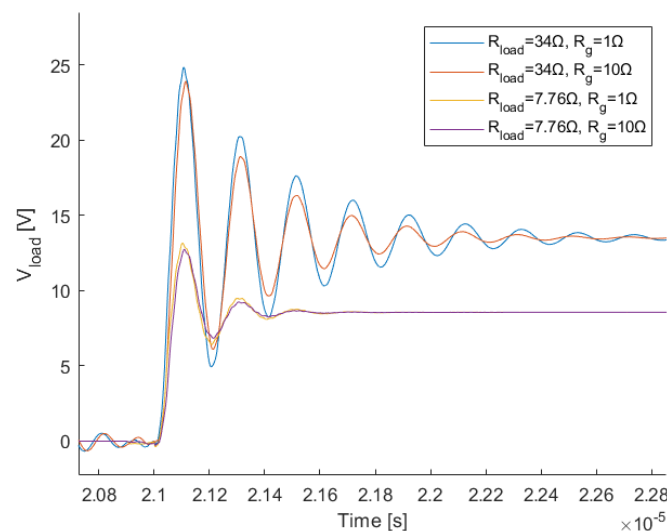
Σχήμα 6.12: Σύγκριση τάσεων φορτίων 34Ω και 7.76Ω με αντιστάσεις πύλης 1Ω και 10Ω



Σχήμα 6.13: Σύγκριση τάσεων φορτίων 34Ω και 7.76Ω με αντιστάσεις πύλης 1Ω και 10Ω με τιμές

λειτουργία του. Ακόμη, αν ποσοτικοποιήσουμε τα εργαστηριακά δεδομένα παρατηρούμε πως στην περίπτωση με το φορτίο των 34Ω, η υπερύψωση κυμαίνεται από 56% έως 91% ενώ στο φορτίο των 7.76Ω η υπερύψωση έχει μειωθεί αρκετά και κυμαίνεται από 40% έως 47%.

Επαναλαμβάνουμε τα πειράματα και στο LTspice για επαλήθευση των μετρήσεων. Αν και δεν συμπεριλαμβάνονται όλες οι επαγωγές που υπάρχουν στο κύκλωμα του εργαστηρίου, επιβεβαιώνουμε πως υπάρχει συσχετισμός της υπέρτασης με το ρεύμα αγωγής και μάλιστα υπάρχει σημαντική βελτίωση όσο πλησιάζουμε στην ονομαστική λειτουργία του ημιαγωγού.

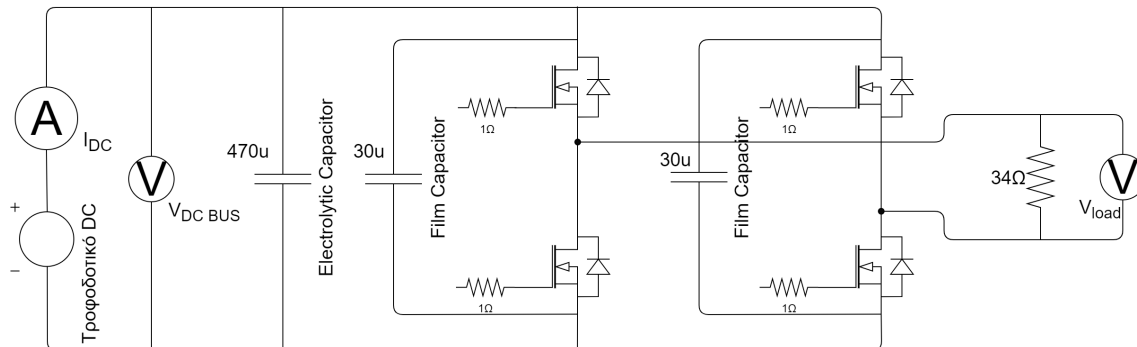


Σχήμα 6.14: Κυματομορφές από το SPICE στις καταστάσεις των πειραμάτων

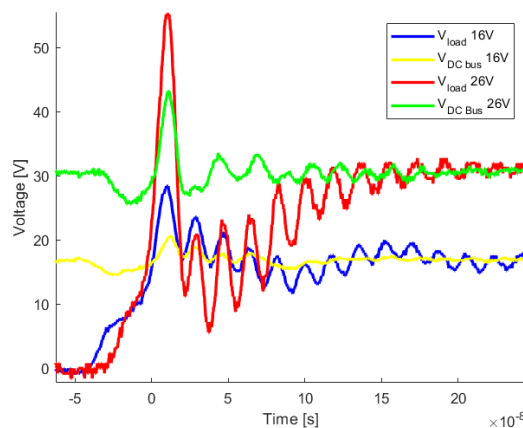
Συμπερασματικά η συνεισφορά των αντιστάσεων πύλης στο overshoot έχει αρκετά μικρότερο αντίκτυπο σε σχέση με το ρεύμα αγωγής του ημιαγωγού. Επομένως θέλουμε μία R_g τέτοια ώστε να μην αυξήσουμε την κλίση ανόδου της τάσης αρκετά, διότι έχουμε ήδη προβλήματα με ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, αλλά αφού δεν επωφελομάστε αρκετά από μεγαλύτερες τιμές αντίστασης δεν χρειάζεται να επιλέξουμε μία τέτοια τιμή και να αυξηθούν άσκοπα οι διακοπτικές απώλειες.

Πυκνωτές στις ημιγέφυρες

Για την καταστολή των υπερτάσεων που δημιουργούνται κατά τη λειτουργία του μετατροπέα θεωρήθηκε σκόπιμο να εξεταστεί αν θα μειωνόταν αυτό το φαινόμενο φέρνοντας πιο κοντά σε κάθε κλάδο της πλήρους γέφυρας κάποιες χωρητικότητες ώστε να λειτουργούν σαν φίλτρο για το υψίσυχο περιεχόμενο της τάσης που δημιουργείται από την διαμόρφωση που εφαρμόζουμε. Η πειραματική διάταξη για τον έλεγχο αυτό φαίνεται στο σχήμα 6.15 [32].



Σχήμα 6.15: Κύκλωμα δοκιμής με πυκνωτές στις ημιγέφυρες



Σχήμα 6.16: Τάσεις στο φορτίο και στον DC δίαυλο με πυκνωτές στις ημιγέφυρες

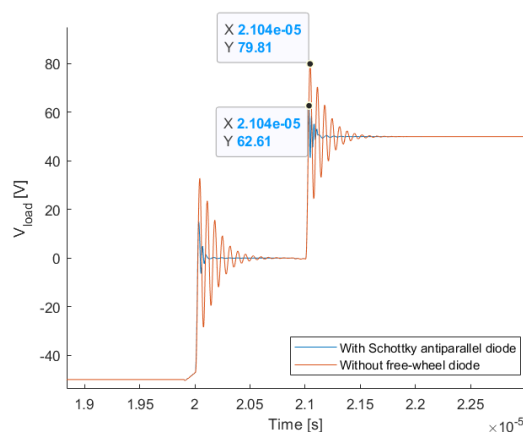
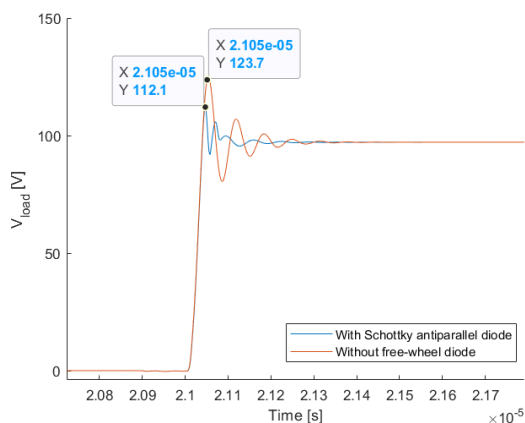
Από τα αποτελέσματα του πειράματος φαίνεται (Σχήμα 6.16) πως η υπερύψωση της τάσης δε βελτιώνεται σε σχέση με τα προηγούμενα πειράματα, αλλά επιπλέον παρατηρούμε μία βύθιση της τάσης μετά την πρώτη υπερύψωση. Ένας λόγος που βλέπουμε αυτό το φαινόμενο είναι πως ενώ βάζουμε έναν film capacitor με σχετικά μικρή επαγωγή σειράς (equivalent series inductance (ESL)), καθώς δεν έχει προβλεφθεί στο τύπωμα της πλακέτας, τοποθετείται με καλώδια τα οποία κατά πάσα πιθανότητα προσθέτουν αρκετή επαγωγή ώστε να βλέπουμε αυτή την συμπεριφορά.

Εφόσον δεν μειώνει το ύψος της υπέρτασης αποφασίσαμε πως κάτι τέτοιο δεν ωφελεί την υλοποίηση.

Αντιπαράλληλες διόδους Schottky

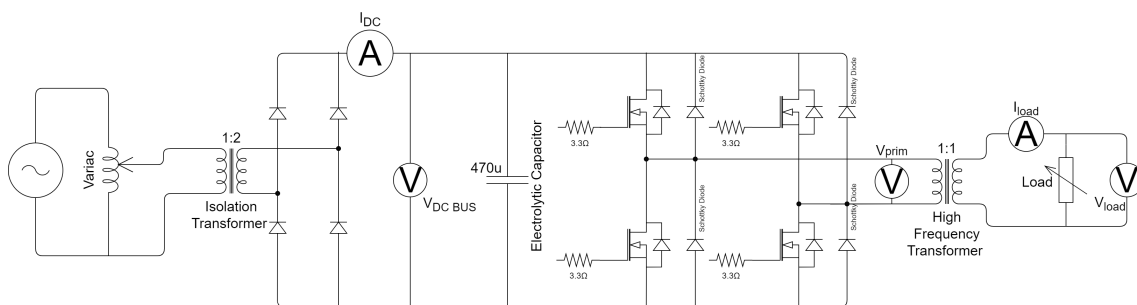
Ο αντίστροφος χρόνος ανάκτησης (Reverse recovery time) γίνεται σημαντικός παράγοντας για την συμπεριφορά του κυκλώματος αλλά και για τις απώλειες όταν αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα. Όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα μεταγωγής, τόσο μεγαλύτερη είναι η αναλογία ισχύος που χάνεται στην φόρτιση της Q_{rr} (Reverse recovery charge) [33].

Αρχικά η σχεδίαση που κάναμε βασιζόταν μόνο στις διόδους σώματος (Body diodes) των ημιαγωγών, οι οποίες θα επέτρεπαν την ελεύθερη ροή ρεύματος καθώς ο μετασχηματιστής είναι επαγωγικό φορτίο και το ρεύμα θα έχει διαφορά φάσης με την τάση που εφαρμόζουμε. Όμως επειδή επιλέχθηκαν ημιαγωγοί πυριτίου, που λόγω κατασκευής έχουν διόδους με μεγαλύτερους χρόνους ανάκτησης σε σχέση με τους ημιαγωγούς καρβιδίου του πυριτίου, εξετάσαμε αρχικά στο SPICE την συμπεριφορά των υπερτάσεων με διόδους Schottky. Αυτές οι διόδους δεν εμφανίζουν φαινόμενα αποθήκευσης φορτίου λόγω φορέων μειονότητας που επιδεικνύουν οι ενώσεις pn , στην ορθή πόλωση. Σαν αποτέλεσμα οι διόδους Schottky μπορούν να εναλλάσσονται από την ενεργή στην ανενεργή περιοχή πολύ γρηγορότερα απ' ό,τι είναι δυνατόν να επιτευχθεί με διόδους ένωσης pn [21].



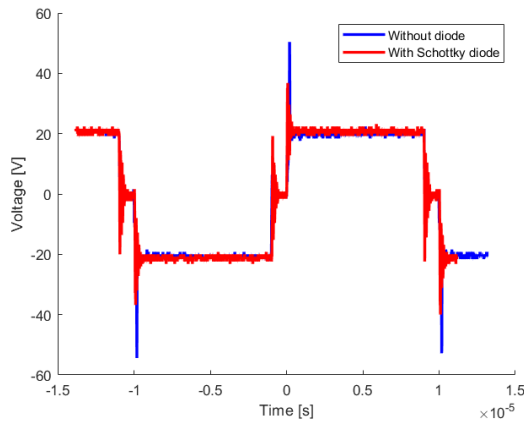
Σχήμα 6.17: Σύγκριση κυκλώματος με Schottky και χωρίς με είσοδο 100V με ρεύμα φορτίου 15A Σχήμα 6.18: Σύγκριση κυκλώματος με Schottky και χωρίς με είσοδο 50V με ρεύμα φορτίου 1A

Εξετάζουμε τις περιπτώσεις λειτουργίας με μεγάλο (Σχ. 6.17) και μικρό ρεύμα φορτίου (Σχ. 6.18) για να έχουμε συνολικότερη εικόνα για την επίδραση των διόδων. Από την προσομοίωση βλέπουμε πως όταν βρισκόμαστε στην λειτουργία με μεγάλο φορτίο υπάρχει μια μείωση στη υπέρταση της τάξης του 50%, αλλά και σημαντική μείωση των αποσβεννόμενων ταλαντώσεων. Όμοια συμπεριφορά παρατηρούμε και στην λειτουργία με μικρό φορτίο καθώς μετράμε μείωση της υπέρτασης της τάξης του 60% ενώ και πάλι οι ταλαντώσεις που ακολουθούν είναι πολύ μικρότερες σε ύψος και διάρκεια.

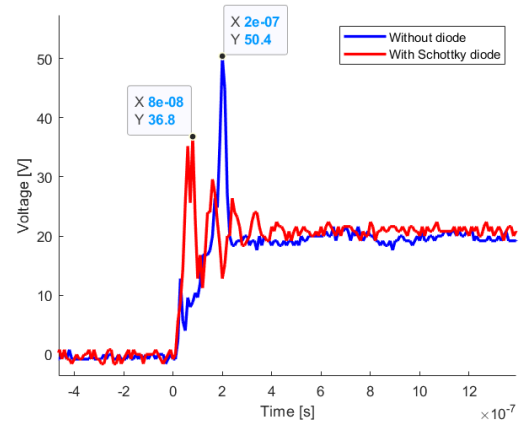


Σχήμα 6.19: Κύκλωμα δοκιμής με αντιπαράλληλες διόδους Schottky

Ελέγχουμε στην εργαστηριακή υλοποίηση την διαφοροποίηση με την χρήση αντιπαράλληλων Schottky διόδων με την παραπάνω διάταξη, χρησιμοποιώντας για τον έλεγχο της DC τάσης εισόδου ένα Variac συνδεδεμένο στο δίκτυο ώστε να μπορούμε να μεταβάλλουμε την τάση. Έπειτα χρησιμοποιούμε ένα μετασχηματιστή απομόνωσης για ασφάλεια σε περίπτωση σφάλματος, και τέλος μια πλήρη γέφυρα διόδων ώστε να ανορθώσουμε την εναλλασσόμενη τάση (Σχ. 6.19).



Σχήμα 6.20: Τάση στο φορτίο με είσοδο 20V DC



Σχήμα 6.21: Τάση στο φορτίο με είσοδο 20V DC (μεγέθυνση)

Από τη σύγκριση σε λειτουργία με τάση εισόδου 20V και ρεύμα φορτίου 0.5A διαπιστώνουμε πως πράγματι η υπέρταση παρουσιάζει μια αναμενόμενη μείωση περίπου στο 46% (Σχ. 6.20), ενώ η έλλειψη ταλαντώσεων στην κυματομορφή χωρίς τις διόδους (Σχ. 6.21) οφείλεται σε κάποιο συντονισμό παρασιτικών φαινομένων που συμβαίνει στην υλοποίηση μας στα 20V και καταστέλλει αυτές τις ταλαντώσεις, ο οποίος διαπιστώθηκε μετά τις μετρήσεις.

6.3 Ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές

Όταν δοκιμάζαμε τον μετατροπέα με μετασχηματιστή, στις τάσεις εισόδου πάνω από 20V στα βοηθητικά τροφοδοτικά "Mastech DC Power Supply 30V 5A HY3005" που χρησιμοποιούμε στο εργαστήριο οι ενδείξεις άρχισαν να ανεβοκατεβαίνουν. Βάζοντας στην έξοδο ένα πολύμετρο "Fluke 76 True RMS" παρατηρήσαμε ότι η τάση στην έξοδο ήταν αυτή που είχαμε ρυθμίσει από την αρχή, όμως οι ενδείξεις του τροφοδοτικού δεν συμβάδιζαν πλέον. Το ίδιο φαινόμενο με λανθασμένες ενδείξεις παρατηρήθηκε και σε φθηνότερα πολύμετρα που δοκιμάσαμε.

Το δεύτερο φαινόμενο που παρατηρήσαμε να συμβαίνει με τάση εισόδου μεγαλύτερη των 20V, είναι ο μικροεπεξεργαστής να χάνει την σειριακή σύνδεση με τον υπολογιστή, και στο Launchpad οι led ενδείξεις για TX και RX να αναβοσβήνουν συνεχώς όσο παραμένει αποσυνδεδεμένο. Ακόμη μόλις χαμηλώναμε την τάση η σύνδεση επανερχόταν.

Για τον περιορισμό των παρεμβολών δοκιμάσαμε κλωβό από τροφοδοτικό υπολογιστή ο οποίος καταστέλλει το ηλεκτρικό πεδίο των παρεμβολών. Ωστόσο δεν είδαμε κάποια βελτίωση πράγμα που οφείλεται είτε στο τρόπο μετάδοσης των παρεμβολών, μέσω των καλωδίων και όχι μέσω του αέρα, είτε στο γεγονός ότι το μαγνητικό πεδίο των παρεμβολών αυτών είναι αρκετά ισχυρό.



Σχήμα 6.22: Κλωβός από τροφοδοτικό υπολογιστή

Κεφάλαιο 7

Βελτιστοποίηση σχεδίασης

7.1 PCB

Στην αρχική πλακέτα παρατηρήθηκαν αρκετά λάθη και παραλήψεις που οδηγούσαν στην επιδείνωση των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών και δυσχέραιναν την λειτουργία του μετατροπέα. Μάλιστα περιόριζαν την λειτουργία μόνο σε χαμηλότερες τάσεις καθώς ήταν τόσο έντονες οι παρεμβολές που επηρέαζαν την βοηθητική τροφοδοσία αλλά και την επικοινωνία με τον μικροεπεξεργαστή.

Επομένως κρίθηκε σκόπιμο να επανασχεδιαστεί η πλακέτα του μετατροπέα με βελτιώσεις στα σημεία που έχουμε εντοπίσει παραλήψεις.

7.1.1 Πλακέτα τεσσάρων επιπέδων (4-Layer Board)

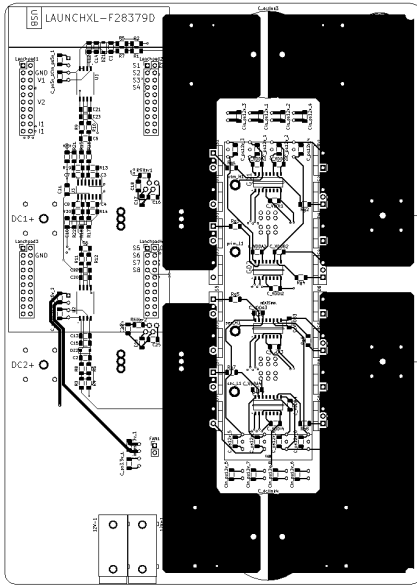
Η πρώτη διαφοροποίηση είναι η επιλογή σχεδίασης με 4 στρώματα χαλκού. Παρόλο που σχεδιαστικά επιλέξαμε μια απλή υλοποίηση δύο πλήρων γεφυρών πάνω στην πλακέτα, σε δύο μόνο επίπεδα είναι πολύ δύσκολο να κάνεις μία συμμετρική σχεδίαση που να είναι αποδοτική και για τους δρόμους ισχύος αλλά και για τα υψίσυχνα σήματα ελέγχου.

Επειδή σχεδιάζουμε μετατροπέα ισχύος, τοποθετούμε τους δρόμους ισχύος στα εξωτερικά στρώματα, επειδή εκεί χρησιμοποιείται μεγαλύτερο πάχος χαλκού σε σχέση με τα εσωτερικά στρώματα αλλά και επειδή μας εξυπηρετεί για τις προδιαγραφές φύξης που πρέπει να ακολουθήσουμε. Έτσι τα εσωτερικά στρώματα χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο και πιο συγκεκριμένα επιλέχθηκε ένα ολόκληρο στρώμα γείωσης, ώστε να υπάρχει κοντινή αναφορά για κάθε σήμα του επεξεργαστή, σε αντίθεση με την υλοποίηση δύο επιπέδων όπου δεν είχαμε τέτοια δυνατότητα. Ο βασικός διαχωρισμός που ακολουθήσαμε είναι ο ακόλουθος:

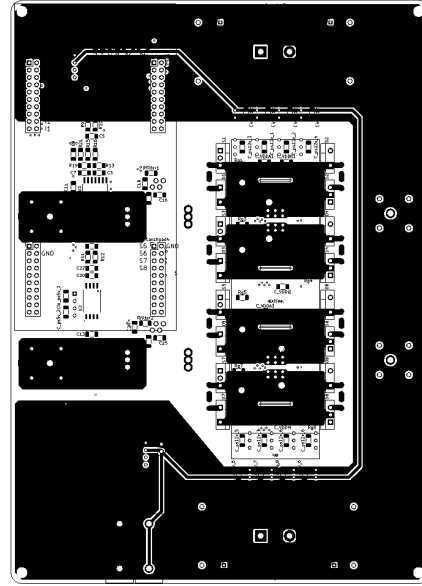
- Εμπρόσθιο επίπεδο (Σχ. 7.1): Δίαυλοι συνεχούς ρεύματος ισχύος
- Πρώτο εσωτερικό επίπεδο (Σχ. 7.3): Βοηθητική τροφοδοσία 3.3V, Σήματα ελέγχου, Σήματα μετρήσεων
- Δεύτερο εσωτερικό επίπεδο (Σχ. 7.4): Γείωση μικροεπεξεργαστή (Microcontroller ground)
- Οπίσθιο επίπεδο (Σχ. 7.2): Εναλλασσόμενοι δίαυλοι ισχύος, Βοηθητική τροφοδοσία 12V και γείωση της βοηθητικής τροφοδοσίας των 12V.

7.1.2 Διανομή ισχύος

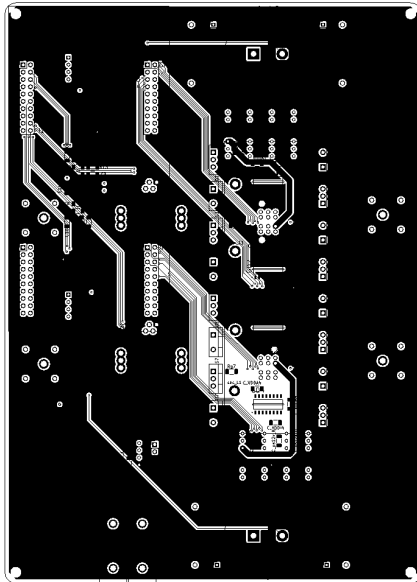
Στην αρχική σχεδίαση οι δρόμοι χαλκού για το DC Bus είχαν τοποθετηθεί κάτω από την φύκτρα, κάτι που μας έδινε περιορισμένο χώρο και επίσης είχε επιλεγεί πλάτος 11.43mm το οποίο ικανοποιούσε τις θερμικές ανάγκες της πλακέτας (Σχήματα 7.5 & 7.6). Έτσι η διάταξη που προέκυπτε είχε ως αποτέλεσμα να συνδεθούν σε σειρά οι δύο διακόπτες που θέλουμε να συνδέσουμε σε κάθε DC Bus. Αυτό αποδείχθηκε κακή επιλογή για συνδέσεις ισχύος, καθώς σε κάθε διακόπτη



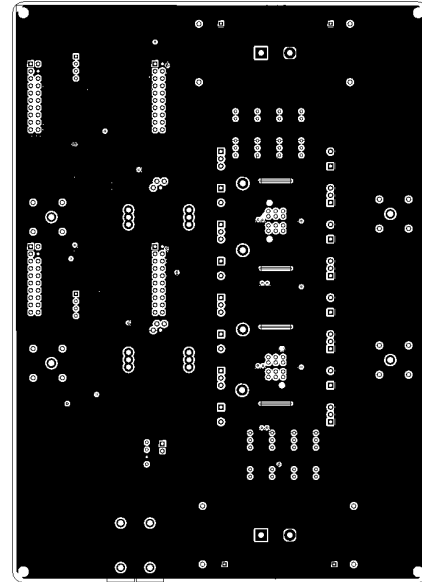
Σχήμα 7.1: Εμπρόσθιο επίπεδο



Σχήμα 7.2: Οπίσθιο επίπεδο



Σχήμα 7.3: Πρώτο εσωτερικό επίπεδο



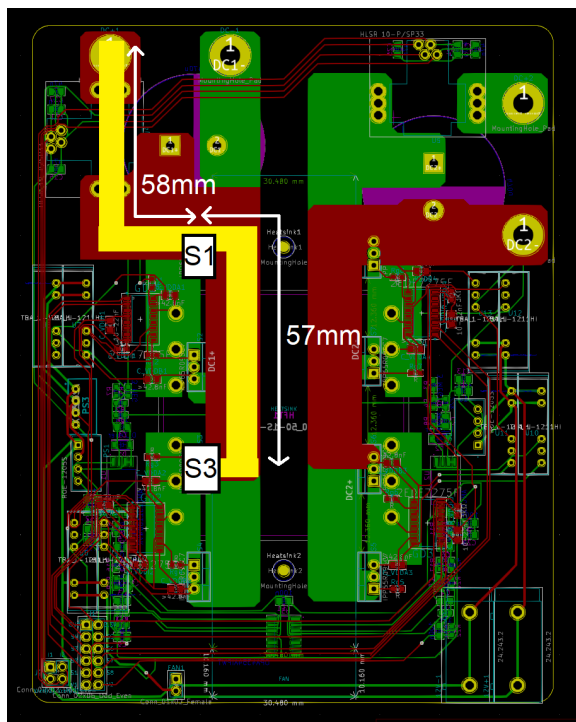
Σχήμα 7.4: Δεύτερο εσωτερικό επίπεδο

δημιουργείται σημαντική διαφορά στις παρασιτικές επαγωγές ως προς την εξωτερική πηγή. Ακόμη έχουμε τοποθετήσει το θετικό δίαυλο ισχύος πάνω από τον αρνητικό κάτι που δημιουργεί παρασιτική χωρητικότητα με το διηλεκτρικό της πλακέτας.

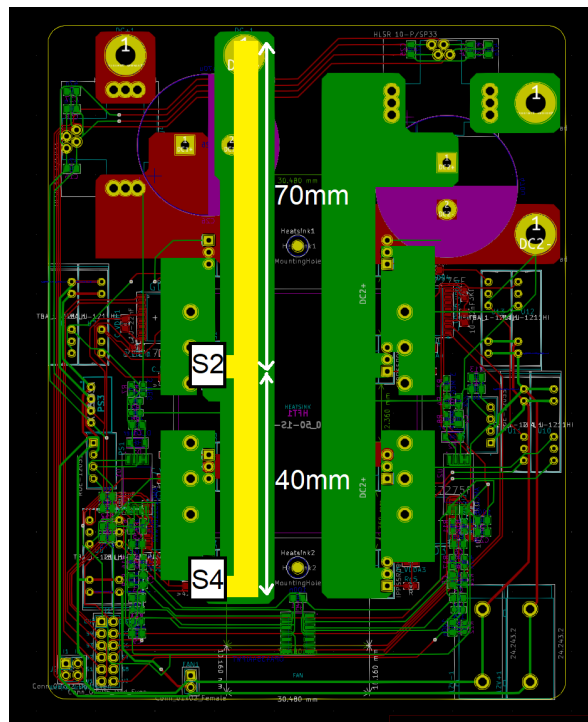
Στην νέα εκδοχή επιλέγουμε τελείως διαφορετική προσέγγιση, έτσι ώστε τα DC Buses να είναι από στις εξωτερικές πλευρές της πλακέτας και όχι ανάμεσα στους ημιαγωγούς (Σχ. 7.7), ώστε να έχουμε μεγαλύτερα traces (πλάτος 19mm). Ακόμη φροντίζουμε οι ημιαγωγοί να είναι συνδεδεμένοι παράλληλα, ώστε να έχουν όμοιες παρασιτικές επαγωγές, αλλά και τοποθετούμε όλους τους διαύλους DC στην αντίθετη πλευρά από τον μετασχηματιστή και τους AC υψίσυχνους δρόμους χαλκού που τον συνδέουν, για να αποφύγουμε τις ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές που δημιουργούνται στον μετασχηματιστή.

Μπορούμε να προσδιορίσουμε τη βελτίωση στις παρασιτικές επαγωγές μέσω εργαλείων προσδιορισμού για PCBs όπως το Saturn PCB.

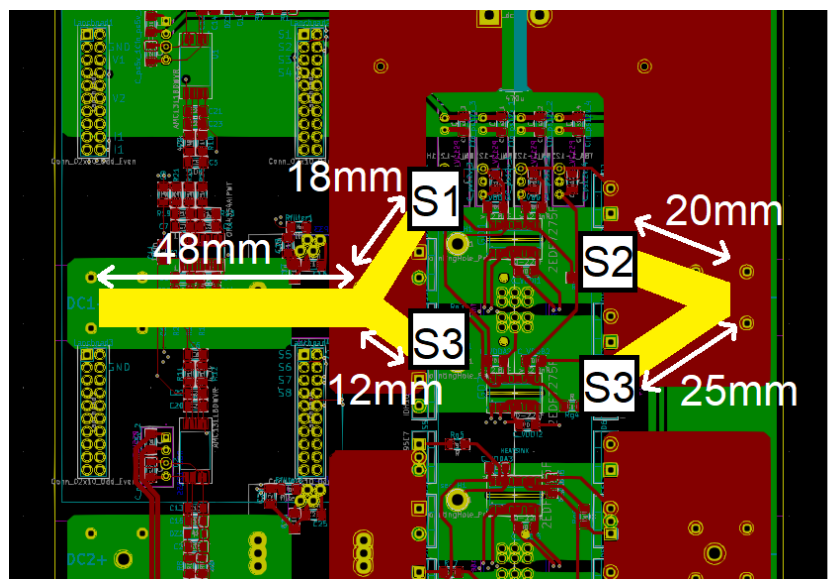
Παρατηρούμε πως σύμφωνα με τις προσεγγίσεις (Πίνακας 7.2), με την νέα σχεδίαση έχουμε



Σχήμα 7.5: Δρομολόγηση διαύλου DC+



Σχήμα 7.6: Δρομολόγηση διαύλου DC-



Σχήμα 7.7: Δρομολόγηση θετικού & αρνητικού DC διαύλου στην νέα σχεδίαση

Πλάτος: [mm]	11.43	19	33
Επαγωγή [nH/cm]	4.8239	0.1616	0.0946

Πίνακας 7.1: Προσδιορισμός παρασιτικών επαγωγών ανά μονάδα μήκους

περιορίσει τις παρασιτικές επαγωγές κατά δύο τάξεις μεγέθους, και επιπλέον έχουν γίνει πολύ όμοιες οι επαγωγές μεταξύ διακοπών στον ίδιο δίαυλο.

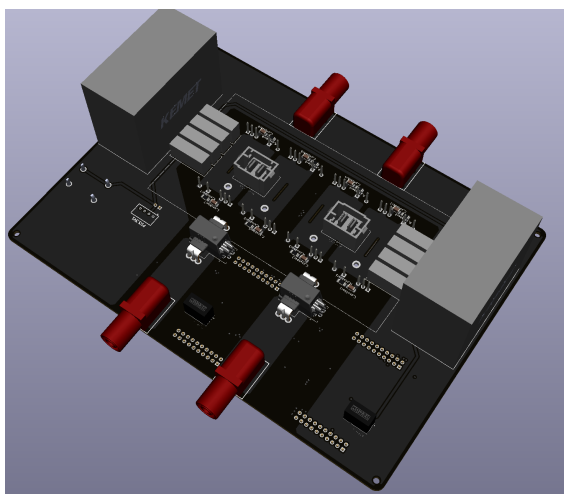
Δρόμος χαλκού	Παλιά σχεδίαση		Νέα σχεδίαση	
	Μήκος [mm]	Επαγωγή [nH]	Μήκος [mm]	Επαγωγή [nH]
DC1+ to S1	58	28	66	1
DC1+ to S3	115	55.5	60	0.97
DC1- to S2	40	19.3	20	0.2
DC1- to S4	110	53	25	0.23

Πίνακας 7.2: Σύγκριση παρασιτικών επαγωγών παλιάς και νέας σχεδίασης

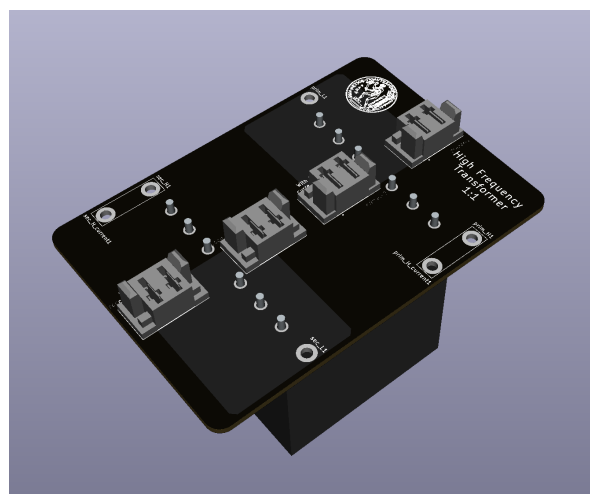
7.1.3 Αρθρωτή σχεδίαση

Ένα σημαντικό πρόβλημα στην πρώτη πλακέτα ήταν πως σε περίπτωση κάποιου σφάλματος στους ημιαγωγούς έπρεπε πρώτα να βγει ο μετασχηματιστής, διότι οι κολλήσεις των ημιαγωγών βρίσκονταν από κάτω. Αυτό επειδή είναι μια διαδικασία που απαιτεί αρκετή θερμότητα και λύγισμα της πλακέτας, τελικά αχρήστευε περισσότερα κομμάτια της.

Επειδή η πλακέτα που θα σχεδιάσουμε είναι για πειραματικούς σκοπούς, πρώτο μέλημα είναι η ευκολία στις μετρήσεις και τις επισκευές και έπειτα η αποφυγή των επιπλέον απωλειών που εισάγονται με την χρήση βυσμάτων. Στη νέα σχεδίαση επιλέξαμε ο μετασχηματιστής να συνδέεται με την κύρια πλακέτα μέσω μαχαιρωτών βυσμάτων ισχύος. Αυτό δίνει την δυνατότητα να αποσυνδέουμε τον μετασχηματιστή, ώστε να μπορούμε να εργαστούμε εύκολα στην πλακέτα. Επιπλέον προσαρμόσαμε την πλακέτα του μετασχηματιστή, ώστε να συνδέεται με την κύρια πλακέτα, είτε μέσω ενός jumper για την μέτρηση του ρεύματος που ρέει στον μετασχηματιστή, είτε χωρίς αυτό ώστε να μειώνονται οι παρασιτικές επαγωγές λόγω των υψηλών συχνοτήτων.



Σχήμα 7.8: Μαχαιρωτοί ακροδέκτες κύριας πλακέτας



Σχήμα 7.9: Υποδοχές πλακέτας μετασχηματιστή

7.1.4 Θωράκιση

Η θωράκιση των σημάτων κρίθηκε αναγκαία από την στιγμή που εμφανίστηκαν προβλήματα ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Αρχικά όπως αναφέραμε, με την σχεδίαση τεσσάρων επιπέδων (4-Layer) μπορέσαμε να χρησιμοποιήσουμε ένα ολόκληρο επίπεδο ως γείωση του μικροεπεξεργαστή, έτσι κάθε σήμα έχει από κάτω του την αναφορά του, και επιπλέον γύρω από κάθε σήμα φέραμε γείωση ώστε να απομονώσουμε ακόμα περισσότερο από τις παρεμβολές. Ακόμη για την αποφυγή του crosstalk μεταξύ των σημάτων, οι δρόμοι χαλκού που μεταφέρουν σήματα απέχουν μεταξύ τους τουλάχιστον 3 φορές το πάχος τους.

Όπως φαίνεται στο πρώτο εσωτερικό στρώμα χαλκού τα σήματα ελέγχου προς τους gate drivers περιτριγυρίζονται από δρόμους χαλκού συνδεδεμένους με τη γείωση ώστε να επιτευχθεί η καλύτερη απομόνωσή τους.

7.1.5 Πυκνωτές αποσύνδεσης (Decoupling capacitor)

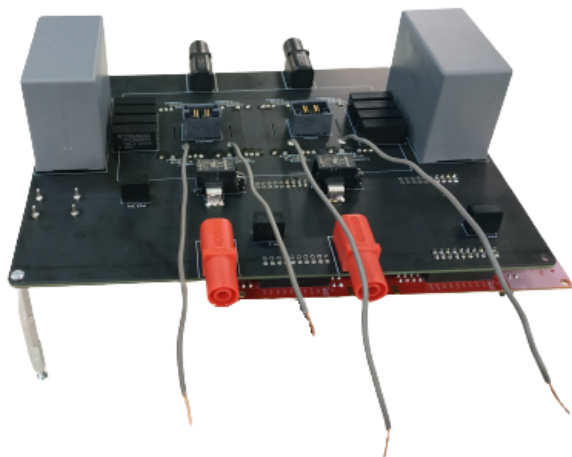
Η αποσύνδεση μεταξύ της θετικής τάσης και της γείωσης στα ολοκληρωμένα κυκλώματα και στα παλμοτροφοδοτικά που χρησιμοποιούμε για απομόνωση είναι σημαντική, επειδή η πρόσθετη χωρητικότητα μπορεί να παρέχει το ρεύμα που θα απαιτηθεί με πολύ γρήγορη απόκριση. Η χρήση του πυκνωτή αποσύνδεσης είναι να καταστείλει τον θόρυβο υψηλής συχνότητας στα σήματα τροφοδοσίας. Επιπλέον φιλτράρουν μικρούς κυματισμούς τάσης, οι οποίοι διαφορετικά θα μπορούσαν να είναι επιβλαβείς για τα ευαίσθητα ολοκληρωμένα, από την παροχή τάσης.

Κατά κάποιον τρόπο, οι πυκνωτές αποσύνδεσης λειτουργούν ως πολύ μικρή, τοπική τροφοδοσία ρεύματος για IC (σχεδόν σαν μια αδιάλειπτη παροχή ρεύματος). Εάν η τροφοδοσία μειώσει προσωρινά την τάση της, ένας πυκνωτής αποσύνδεσης μπορεί να τροφοδοτήσει εν συντομία ισχύ στη σωστή τάση. Μπορούν προσωρινά να λειτουργήσουν ως πηγή ενέργειας, παρακάμπτοντας την παροχή ρεύματος.

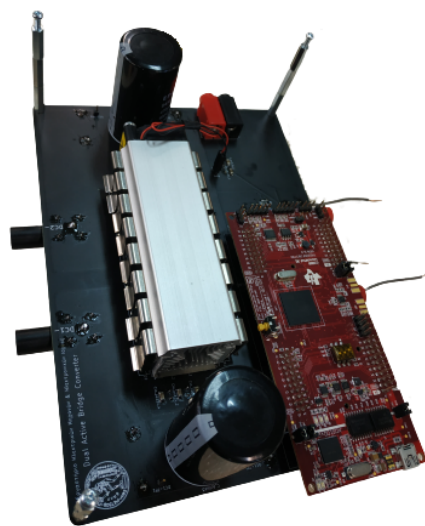
Στη νέα σχεδίαση τοποθετήθηκαν πυκνωτές αποσύνδεσης, εκτός από κοντά στα ολοκληρωμένα κυκλώματα που ήδη υπήρχαν, και κοντά σε όλα τα παλμοτροφοδοτικά απομόνωσης, επειδή παρατηρήθηκε αυξομείωση στην βοηθητική τάση εισόδου που τροφοδοτούσαμε λόγω των παρεμβολών.

7.2 Εργαστηριακές δοκιμές

Αφού υλοποιήσαμε στο εργαστήριο τη νέα σχεδίαση και ελέγξαμε την λειτουργία της κάναμε κάποιες ενδεικτικές συγκρίσεις με την παλιά σχεδίαση για να διαπιστώσουμε αν υπήρξαν βελτιώσεις.



Σχήμα 7.10: Εργαστηριακή υλοποίηση νέας σχεδίασης, άνω όψη



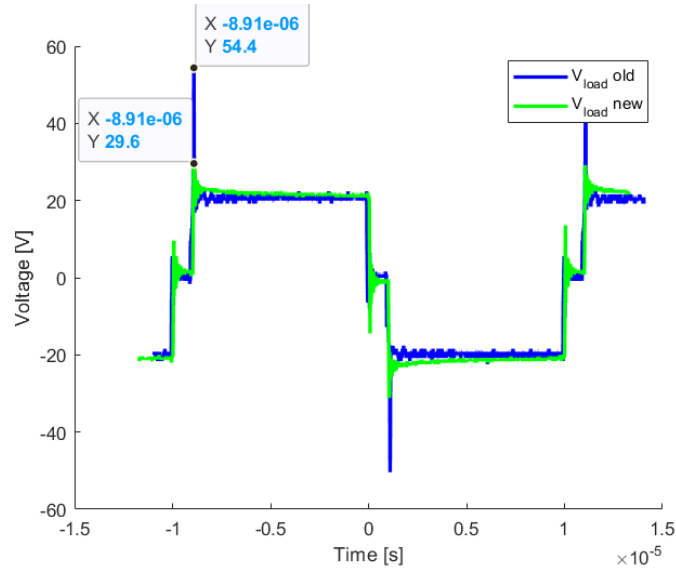
Σχήμα 7.11: Εργαστηριακή υλοποίηση νέας σχεδίασης, κάτω όψη

Μηχανικά επιλέξαμε ο μετασχηματιστής να βρίσκεται από επάνω, ώστε με το βάρος του να παραμένει συνδεδεμένος, ενώ η πλακέτα θα στηρίζεται σε 3 μεταλλικούς αποστάτες. Από την κάτω πλευρά θα βρίσκονται οι πλήρεις γέφυρες πάνω στην ψήκτρα, καθώς και ο μικροεπεξεργαστής που σε αυτή τη σχεδίαση κουμπώνει πάνω στην κύρια πλακέτα. Επιπλέον οι film capacitors βρίσκονται πάνω στην πλακέτα, καθώς στις μετρήσεις που είχαμε κάνει παρατηρήσαμε ότι ο τρόπος σύνδεσης στις υψηλές συχνότητες παίζει πολύ σημαντικό ρόλο καθώς αυξάνει κατά πολύ την ESL.



Σχήμα 7.12: Εργαστηριακή υλοποίηση νέας σχεδίασης με τον μετασχηματιστή

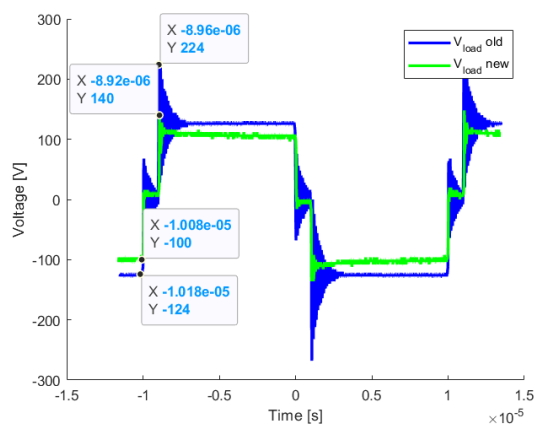
Οι συγκρίσεις που μπορούμε να κάνουμε είναι σε λειτουργία πλήρους γέφυρας να τροφοδοτεί ένα εναλλασσόμενο φορτίο, καθώς με αυτή τη διάταξη έχουμε κυρίως δεδομένα προς σύγκριση με την προηγούμενη υλοποίηση.



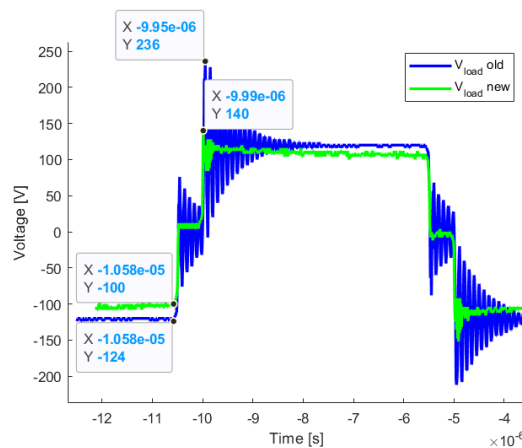
Σχήμα 7.13: Σύγκριση τάσεων φορτίου παλιάς και νέας πλήρους γέφυρας με τάση εισόδου 20V και διακοπτική συχνότητα 50KHz

Αρχικά συγκρίνοντας την συμπεριφορά σε μικρή τάση (Σχήμα 7.13), με τάση εισόδου 20V και ρεύμα 0.45A ήδη παρατηρούμε αισθητή βελτίωση καθώς στην παλιά πλακέτα μετρήθηκε μια κορύφωση στα 54.4V που σημαίνει 34.4V υπερακόντιση (172% της τάσης εισόδου), ενώ στην νέα πλακέτα μετρήθηκε 9.6V υπερακόντιση (48% της τάσης εισόδου). Σημαντική βελτίωση στο κομμάτι της υπερύψωσης τάσης.

Έπειτα μπορούμε να συγκρίνουμε την λειτουργία στα 100V που είναι πιο ενδεικτική για την αξιολόγηση της πλακέτας. Δοκιμάζουμε στα 50KHz και στα 100KHz για να συγκρίνουμε την εξάρτηση από την συχνότητα. Αρχικά στα 50KHz μετράμε 100V υπερύψωση στην παλιά υλοποίηση



Σχήμα 7.14: Σύγκριση τάσεων φορτίου παλιάς και νέας πλήρους γέφυρας με τάση εισόδου 100V και διακοπτική συχνότητα 50KHz



Σχήμα 7.15: Σύγκριση τάσεων φορτίου παλιάς και νέας πλήρους γέφυρας με τάση εισόδου 100V και διακοπτική συχνότητα 100KHz

(80% της τάσης εισόδου(124V)), ενώ στην νέα υλοποίηση μετράμε 40V υπέρταση(40% της τάσης εισόδου(100V)). Όμοια συμπεριφορά παρατηρούμε και στα 100KHz από άποψη ύψους υπέρτασης καθώς στην παλιά υλοποίηση μετράμε 112V overshoot(90% της τάσης εισόδου(124V)), ενώ στην νέα υλοποίηση το ύψος της υπέρτασης δεν μεταβλήθηκε και παρέμεινε 40V(40% της τάσης εισόδου).

Η δεύτερη σημαντική βελτίωση είναι η εξάλειψη των αποσβενόμενων ταλαντώσεων, κάτι που οφείλεται στην χρήση αντιπαράλληλων διόδων Schottky, όπως είχαμε εξετάσει στην προσομοίωση αλλά και στο εργαστήριο. Αυτή η συμπεριφορά θα περιορίσει της απώλειες στους ημιαγωγούς αλλά και θα ελαττώσει της ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές καθώς δημιουργούνται λιγότερα μέτωπα με μεγάλο dV/dt . Επιπλέον παρατηρούμε πως στον μηδενισμό της τάσης οι ταλαντώσεις έχουν σχεδόν εξαφανιστεί.

Συνολικά έχουμε μια αρθρωτή νέα υλοποίηση στην οποία αλλάξαμε πολλές από τις παραλήψεις της πρώτης υλοποίησης, και έγινε πιο εύχρηστη για το εργαστήριο αλλά και πιο λειτουργική για να δοκιμαστούν πάνω της πιο εξεζητημένοι έλεγχοι Dual Active Bridge.

Κεφάλαιο 8

Συμπεράσματα

Ο σκοπός που ξεκίνησε η παρούσα διπλωματική ήταν η ιδέα για τη σχεδίαση ενός σταθμού φόρτισης που θα διαθέτει μεν την δυνατότητα υποστήριξης του δικτύου μέσω των σταθμευμένων σε αυτόν οχημάτων (Vehicle to Grid (V2G)), αλλά προχωρώντας ένα βήμα παραπέρα την ιδέα του V2G και με γνώμονα της ανάγκης για αποθήκευση ενέργειας που θα προκύψει στο άμεσο μέλλον από την στροφή σε ανανεώσιμες πηγές. Επιπλέον ο ιδεατός αυτός σταθμός θα πρέπει να ενσωματώνει στατική μπαταρία για αποθήκευση ενέργειας.

Στο πλαίσιο της διπλωματικής θέσαμε ως στόχο την υλοποίηση ενός DC/DC υψίσυχνο μετατροπέα τοπολογίας Dual Active Bridge, κατάλληλο για τα επίπεδα ισχύος και τα χαρακτηριστικά της εν λόγω εφαρμογής. Χωρίζοντας τον μετατροπέα σε μετασχηματιστή και πλήρεις γέφυρες ξεχωριστά.

Το κομμάτι του υψίσυχνου μετασχηματιστή μελετήθηκε σε βάθος και μέσω του 3D μοντέλου του είχε προβλεφθεί αρκετά καλά η συμπεριφορά του. Το πρώτο πρόβλημα που συναντήσαμε στην υλοποίηση του ήταν η δυσκολία στην εύρεση του καλωδίου Litz με τα ακριβή χαρακτηριστικά που είχαμε υπολογίσει ως βέλτιστα. Ωστόσο προχωρήσαμε στην υλοποίηση απροβλημάτιστα με μικρές αλλαγές. Το δεύτερο πρόβλημα ήταν ότι δεν διαθέταμε τα κατάλληλα όργανα για να κάνουμε μετρήσεις στο μετασχηματιστή με τον πυρήνα του και να επιβεβαιώσουμε τα χαρακτηριστικά του, αλλά αρκεστήκαμε σε μετρήσεις του LCR χωρίς τον πυρήνα για τον αρχικό του έλεγχο.

Το κομμάτι των πλήρων γεφυρών ήταν εκείνο που μας έδειξε πόσο προσεκτικός σχεδιασμός απαιτείται σε υψηλές συχνότητες. Επιπλέον η διαφορά της μεταφοράς από την προσομοίωση στην υλοποίηση σε σχέση με τον μετασχηματιστή είναι πως στην προσομοίωση των πλήρων γεφυρών συχνά παραλείπουμε τα παρασιτικά φαινόμενα που δημιουργούνται κατά την υλοποίηση, όχι απαραίτητα από αμέλεια, αλλά και από δυσκολία στην προσέγγισή τους. Η αρχική υλοποίηση που ήταν μια απλή υλοποίηση δύο πλήρων γεφυρών, που όμως υπέφερε από πολλές σχεδιαστικές ατέλειες, κάποιες από τις οποίες θα μπορούσαν να προβλεφθούν, και κάποιες από τις οποίες μετρήθηκαν και εξακριβώθηκαν στα πειράματα.

Η διαδικασία των πειραμάτων στο εργαστήριο υπήρξε πολύ σημαντική για την βαθύτερη κατανόηση του κυκλώματος και την συνειδητοποίηση των σημείων που έπρεπε να δοθεί μεγαλύτερη προσοχή. Μέσω της εργαστηριακής έρευνας εντοπίσαμε αρκετά σημεία που χρειαζόταν ειδικό χειρισμό ώστε να λειτουργήσουν σε υψηλές συχνότητες και καταφέραμε να βελτιώσουμε τον μετατροπέα σε επίπεδο υλικού.

Λόγω των πολλών προβλημάτων και ιδιαιτεροτήτων που συναντήσαμε κατά την υλοποίηση του πειραματικού μετατροπέα σε επίπεδο υλικού, αναγκαστήκαμε να στρέψουμε εκεί την προσοχή μας, και να εργαστούμε πάνω σε αυτά ώστε να κατασκευάσουμε μία λειτουργική πλακέτα, έτσι στα πλαίσια της διπλωματικής δεν καταφέραμε να εφαρμόσουμε στο εργαστήριο έλεγχο του επιπέδου που θέλαμε, αλλά αρκεστήκαμε σε μία απλή έκδοση του ελέγχου ολίσθησης φάσης που χρησιμοποιήσαμε για τις εργαστηριακές δοκιμές.

Κεφάλαιο 9

Θέματα για περαιτέρω διερεύνηση

9.1 Dual Active Bridge

Έλεγχος τριών μεταβλητών (Triple Phase Shift)

Η υλοποίηση του μετατροπέα που σχεδιάσαμε όπως έχουμε αναφέρει δεν έχει βελτιστοποιηθεί στο κομμάτι του ελέγχου, επομένως το πρώτο αντικείμενο για μελλοντική μελέτη πάνω στην συγκεκριμένη διπλωματική είναι η δοκιμή απλού ελέγχου ολίσθησης φάσης με κλειστό βρόγχο ανάδρασης, καθώς έχουν υλοποιηθεί οι μετρητικές διατάξεις, και έπειτα το κομμάτι του ελέγχου μπορεί να βελτιστοποιηθεί αρκετά με τον έλεγχο των τριών κύριων μεταβλητών (Triple Phase Shift) που καθορίζουν την λειτουργία του μετατροπέα, οι οποίες είναι το εύρος των παλμών πρωτεύοντος, εύρος των παλμών του δευτερεύοντος και η διφορά φάσης μεταξύ εναλλασσόμενης τάσης πρωτεύοντος και δευτερεύοντος.

Έλεγχος DAB ως πηγή ρεύματος

Ένα δεύτερο κομμάτι που αφορά πάλι τον τρόπο ελέγχου είναι ο έλεγχος σαν πηγή ρεύματος (current-fed), καθώς η υλοποίηση διαθέτει μετρήσεις ρεύματος για την ανάδραση. Επειδή ο μετατροπέας προορίζεται για φόρτιση μπαταρίας, συστήνεται ένας τέτοιος τρόπος ελέγχου, καθώς οδηγεί σε σημαντικά πιο σταθερό ρεύμα εξόδου, σε αντίθεση με τον έλεγχο ως πηγή τάσης (voltage-fed) που σε έντονα μη γραμμικά φορτία παρουσιάζει ανεπιθύμητες ταλαντώσεις, που ελαττώνουν για την διάρκεια ζωής των μπαταριών.

Ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος

Λόγω της μεγάλης ζήτησης που αποκτούν οι DC/DC μετατροπείς, υπάρχει μεγάλη εξέλιξη και γύρω από τους ημιαγωγούς ισχύος. Οι περισσότεροι μετατροπείς σήμερα βασίζονται σε ημιαγωγούς καρβιδίου του πυριτίου (Silicon Carbide) οι οποίοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για υψηλότερες τάσεις σε σχέση με τα κοινά MOSFET πυριτίου, αλλά επιπλέον εμφανίζουν πολύ καλύτερα διακοπτικά χαρακτηριστικά με αποτέλεσμα να μειώνονται οι απώλειες ισχύος και να έχουν την δυνατότητα να λειτουργήσουν σε υψηλότερη συχνότητα. Ακόμη πιο βελτιωμένα χαρακτηριστικά παρουσιάζουν οι ημιαγωγοί νιτρίδιου του γαλλίου (GaN). Η έρευνα γύρω από την φύση των ημιαγωγών είναι μία σημαντική παράμετρος βελτιστοποίησης, η οποία όμως επειδή έρχεται με το ανάλογο κόστος όσο η ποιότητα των ημιαγωγών ανεβαίνει, συνδέεται άμεσα με την εμπορική φύση του μετατροπέα και την συνολική του απόδοση.

9.2 Σταθμός φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων

Σε δεύτερη φάση όταν η έρευνα για του DC/DC μετατροπείς φτάσει σε ένα ικανοποιητικό επίπεδο, παραμένει στα σχέδια η υλοποίηση του υπόλοιπου συστήματος για την φόρτιση των ηλεκτρικών

οχημάτων.

Σύνδεση σε σειρά μετατροπέων DC/DC

Στο αφθρωτό σύστημα που σχεδιάσαμε για την φόρτιση του οχήματος από την τοπική μπαταρία αποθήκευσης ενέργειας θα πρέπει να λειτουργούν ένας DC/DC μετατροπέας από την μπαταρία προς το DC Bus και ο DC/DC μετατροπέας απομόνωσης από τον κοινό δίαυλο συνεχούς ρεύματος (DC) προς το όχημα. Αυτή η συνδεσμολογία δύο συστημάτων εν σειρά μπορεί να παρουσιάσει προκλήσεις, αν δεν γίνει προσεκτικός έλεγχος των δύο συστημάτων ατομικά, αλλά και συνολικά σαν ενιαίο σύστημα.

Παράλληλη σύνδεση μετατροπέων DC/DC

Η παράλληλη σύνδεση είναι μία πολύ χρήσιμη μεθοδολογία σύνδεσης μετατροπέων, διότι έτσι μπορούν να λειτουργούν συνδυαστικά και να προσφέρουν την αθροιστική τους ισχύ στο εκάστοτε φορτίο. Ακόμη, στους απομονωμένους μετατροπέες η έξοδός τους μπορεί να συνδεθεί εν σειρά, ώστε να προσφέρουν το άθροισμα των τάσεων τους στο φορτίο. Η σύνδεση αυτή όμως παρουσιάζει ακόμη μεγαλύτερες προκλήσεις καθώς οι ελάχιστες ανομοιομορφίες στις εξόδους των μετατροπέων θα προκαλούν άνισο διαμοιρασμό του φορτίου, επομένως πιθανότατα να χρειάζεται επικοινωνία των δύο μετατροπέων για την από κοινού ρύθμιση της λειτουργίας τους.

Βιβλιογραφία

- [1] “[ΟΡΥΚΤΑ ΚΑΥΣΙΜΑ | WWF.](#)”
- [2] U. Epa, O. of Transportation, A. Quality, and C. Division, “Fast Facts: U.S. Transportation Sector Greenhouse Gas Emissions, 1990-2018 (EPA-420-F-20-037, June 2020),” tech. rep., 1990.
- [3] WWF Ελλάς, “[ΚΑΘΑΡΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑ | WWF.](#)”
- [4] WWF Ελλάς, “*Καθαρή ενεργεια τωρα,*” pp. 1–14, 2019.
- [5] S. Srdic and S. Lukic, “Toward Extreme Fast Charging: Challenges and Opportunities in Directly Connecting to Medium-Voltage Line,” *IEEE Electrification Magazine*, vol. 7, no. 1, pp. 22–31, 2019.
- [6] “[High Power – Chademo Association.](#)”
- [7] Canadian Automobile Association, “Charging Stations,” *Canadian Automobile Association*, no. September, p. 1, 2016.
- [8] G. E. . Sfakianakis, *Modelling and Modulation Schemes for Multi-Level Dual Active Bridge Converters*. No. 2019, 2020.
- [9] S. Narasimha and S. R. Salkuti, “An improved closed loop hybrid phase shift controller for dual active bridge converter,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 10, no. 2, pp. 1169–1178, 2020.
- [10] J. Everts, F. Krismer, J. Van Den Keybus, J. Driesen, and J. W. Kolar, “Optimal zvs modulation of single-phase single-stage bidirectional dab ac-dc converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3954–3970, 2014.
- [11] L. Guan, F. Xiao, C. Tu, and Z. Lan, “Modal Analysis Method of DAB Based on Phase Shift Control,” *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2019*, pp. 5954–5959, sep 2019.
- [12] X. Liu, Z. Q. Zhu, D. A. Stone, M. P. Foster, W. Q. Chu, I. Urquhart, and J. Greenough, “Novel Dual-Phase-Shift Control With Bidirectional Inner Phase Shifts for a Dual-Active-Bridge Converter Having Low Surge Current and Stable Power Control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 4095–4106, may 2017.
- [13] F. Krismer, “Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC – DC Converter Topologies,” no. 19177, 2010.
- [14] S. Zengin and M. Boztepe, “Loss analysis of trapezoid and triangular current modulated DCM AC/DC DAB converter,” *2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering, ISFEE 2016*, dec 2016.

- [15] D. Sha and G. Xu, *High-Frequency Isolated Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converters with Wide Voltage Gain*. 2019.
- [16] Y. Cui, R. Hou, P. Malysz, and A. Emadi, “Improved combined modulation strategy for dual active bridge converter in electrified vehicles,” *2017 IEEE Transportation and Electrification Conference and Expo, ITEC 2017*, pp. 101–107, jul 2017.
- [17] R. Bausiere, E. Labrique, and G. Seuguier, *Power Electronic Converters*. 2003.
- [18] Marian K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*. WILEY, second ed., 2014.
- [19] Chas.P. Steinmetz, “On the law of hysteresis,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp. 197–221.
- [20] Y. Nagano, Y. Cao, and A. Tsukizoe, “Wire sizing considering skin effect for high frequency circuits,” *Proceedings of 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on Advanced System Integrated Circuits*, pp. 282–285, 2004.
- [21] A. S. Sedra and K. C. Smith, *ΜΙΚΡΟΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ, ΈΒΔΟΜΗ ΕΚΔΟΣΗ*. Παπασωτηρίου, 7th ed., 2017.
- [22] Στέφανος Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*. Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ, 2017.
- [23] K. Zhang, W. Chen, X. Cao, Z. Song, G. Qiao, and L. Sun, “Optimization Design of High-Power High-Frequency Transformer Based on Multi-Objective Genetic Algorithm,” *Proceedings - 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, PEAC 2018*, no. 1, pp. 1–5, 2018.
- [24] D. A. Soria, S. Ranade, and O. Lavrova, “Exploring the Leakage Inductance of Transformers Used in Dual Active Bridge,” *51st North American Power Symposium, NAPS 2019*, 2019.
- [25] Infineon Technologies, “[650VCoolMOS™C7PowerTransistor IPP65R095C7](#),” pp. 1–15, 2013.
- [26] Fischer Elektronik, “[LAM 3K](#).”
- [27] Fischer Elektronik, “[THFU2 Retaining spring](#).”
- [28] Infineon Technologies, “[2EDF7275F](#).”
- [29] Saturn PCB Design, “[Saturn PCB Toolkit](#).”
- [30] M. Begue, “External Gate Resistor Design Guide for Gate Drivers,” *Texas Instruments*, vol. May, no. May 2018, pp. 1–4, 2018.
- [31] Toshiba Electronic Devices, “Parasitic Oscillation and Ringing of Power MOSFETs,” pp. 1–21, 2017.
- [32] K. George, “Design and Control of a Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter to Interface Solar, Battery Storage, and Grid-Tied Inverters,” *University of Arkansas, Fayetteville*, p. 95, 2015.
- [33] Toshiba Electronic Devices, “Reverse Recovery Operation and Destruction of MOSFET Body Diode-Application Note,” pp. 1–9, 2018.