

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

ΑΝΑΛΥΣΗ, ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΗΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΓΙΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ του

ΛΟΥΚΑΚΗ ΧΡΗΣΤΟΥ

Επιβλέπων: ΑΝΤΩΝΙΟΣ ΑΝΤΩΝΟΠΟΥΛΟΣ ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΑΘΗΝΑ, ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2024



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

ΑΝΑΛΥΣΗ, ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΗΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΠΤΥΞΗ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΓΙΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ του ΛΟΥΚΑΚΗ ΧΡΗΣΤΟΥ

Επιβλέπων: ΑΝΤΩΝΙΟΣ ΑΝΤΩΝΟΠΟΥΛΟΣ ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή τη
ν 26^η Σεπτεμβρίου 2024

.....Αντώνιος Αντωνόπουλος Σταύρος Παπαθανασίου Αντώνιος Κλαδάς Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π. Καθηγητής Ε.Μ.Π. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2024

Λουκάκης Κ. Χρήστος

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

Copyright ΟΛουκάκης Χρήστος, 2024

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήχευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματεύεται την τεχνολογία των μετατροπέων συντονισμού και συγκεκριμένα την κατασκευή ενός εργαστηριακού μετατροπέα LLC. Η εργασία χωρίζεται σε τέσσερα κεφάλαια. Το πρώτο κεφάλαιο είναι αφιερωμένο στο θεωρητικό υπόβαθρο που χρειάζεται ο αναγνώστης. Αρχικά αναδεικνύονται οι ανάγκες και τα πλεονεκτήματα που καθιστούν τους μετατροπείς συντονισμού υποσχόμενη τεχνολογία και αναλύονται τα χαρακτηριστικά τους. Στην συνέχεια παρέχεται διεξοδική θεωρητική ανάλυση που συμπεριλαμβάνει τις διακοπτικές καταστάσεις και τις διακοπτικές μεταβάσεις του μετατροπέα LLC. Τέλος αναλύεται μια ιδιόμορφη τοπολογία μετατροπέα LLC, ο LLC μετατροπέας με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος. Αυτός αποτελεί τον μετατροπέα που θα κατασκευάσουμε στην συνέχεια της εργασίας.

Στο δεύτερο κεφάλαιο συμπεριλαμβάνονται όλες οι σχεδιαστικές επιλογές που χρειάζονται για την υλοποίηση του μετατροπέα μας. Αυτές αποτελούνται από την επιλογή της τοπολογίας και την επιλογή των στοιχείων που την αποτελούν. Συγκεκριμένα αφού συμπεριλάβουμε θεωρητική εύρεση των μεγίστων συνθηκών λειτουργίας, σύμφωνα με τις σχεδιαστικές μας επιλογές, επιλέγουμε τον πυκνωτή σειράς, το πηνίο σειράς, το πηνίο μαγνήτισης και τα ημιαγωγικά στοιχεία. Πραγματοποιήθηκε έρευνα αγοράς και κατόπιν σύγκριση μεταξύ των υποψήφιων τεχνολογιών.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα απαραίτητα βήματα για την υλοποίηση του μετατροπέα μας. Αυτά αποτελούνται από την σχεδίαση των κυκλωμάτων οδήγησης πύλης και των κυκλωμάτων των DC-DC τροφοδοτικών, για την παροχή συνεχής τάσης μεταβλητού επιπέδου, συγκεκριμένα 12V, 5V και 3.3V. Στην συνέχεια συμπεριλαμβάνουμε την σχεδίαση του αισθητήρα τάσης και ρεύματος, ώστε να μπορούμε να ελέγξουμε τον μετατροπέα μας. Στο τέλος του κεφαλαίου σχεδιάζουμε τις πλακέτες τυπωμένου κυκλώματος του μετατροπέα εκτελώντας τις απαραίτητες συνδέσεις και λαμβάνοντας καλές πρακτικές σχεδίασης για την αποφυγή φαινομένων που δυσχεραίνουν την ορθή λειτουργία του μετατροπέα.

Στο τέταρτο χεφάλαιο παρουσιάζεται, είτε πειραματιχά, είτε σε επίπεδο προσομοίωσης η ορθότητα της σχεδίασης μας. Αρχιχά ελέγχεται πειραματιχά η πλαχέτα του αντιστροφέα. Αφού ληφθούν τα αναμενόμενα αποτελέσματα αξιολογείται η επιρροή διαφόρων παραμέτρων στην συμπεριφορά της πλαχέτας. Αυτοί αποτελούνται από τους DC πυχνωτές, τις DC αντιστάσεις, το επίπεδο τάσης εισόδου, το ρεύμα εισόδου, την διαχοπτιχή συχνότητα χαι την αντίσταση πύλης χατά την σβέση των διαχοπτών. Στην συνέχεια ελέγχεται πειραματιχά η πλαχέτα του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και χωρίς χάποιο σχήμα ελέγχου. Σημειώνεται η αντίσταση Ζr, το επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος του χεφαλαίου παρουσιάζεται σε επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και χωρίς χάποιο σχήμα ελέγχου. Σημειώνεται η επιρροή που έχουν στο χύχλωμα η αντίσταση Zr, η γωνία επιχάλυψης, το φορτίο εξόδου χαι η τιμή του πηνίου μαγνήτισης. Στο τέλος του χεφαλαίου παρουσιάζεται σε επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και χωρίς χώρι η αντίσταση Zr, το επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτεροπία Δια του χραλαίου παρουσιάζεται σε επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και έχουν στο χύχλωμα η αντίσταση Zr, το επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και έχουν στο κύκλωμα η αντίσταση Zr, το επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουρίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και έλεγχο και η τιμή του πηνίου μαγνήτισης.

Λέξεις κλειδιά

Μετατροπείς συντονισμού, LLC Μετατροπέας, LLC Μετατροπέας με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος, Πυκνωτής σειράς, Πηνίο σειράς, Πηνίο μαγνήτισης, KiCad, Μετρητικά στοιχεία, Ημιαγωγικά στοιχεία, Παρασιτική χωρητικότητα εξόδου Coss

Abstract

This thesis deals with the technology of resonant converters and specifically the construction of a laboratory LLC converter. The work is divided into four chapters. The first chapter is devoted to the theoretical background needed by the reader. First, the needs and advantages that make resonant converters a promising technology are highlighted and their characteristics are analyzed. A thorough theoretical analysis is then provided including the switching states and switching transitions of the LLC converter. Finally, a peculiar LLC converter topology, the LLC converter with semi-controlled secondary bridge, is analyzed. This is the converter that we will build in the continuation of the work.

The second chapter includes all the design choices needed to implement our converter. These consist of the choice of the topology and the choice of the elements that make it up. Specifically after including theoretical finding of maximum operating conditions, according to our design choices, we choose the series capacitor, series coil, magnetizing coil and semiconductor elements. A market survey was conducted and then a comparison was made between the candidate technologies.

In the third chapter, the necessary steps for the implementation of our converter are presented. These consist of designing gate driver circuits and DC-DC power supply circuits to provide variable level direct voltage, namely 12V 5V and 3.3V. Next we include the voltage and current sensor design so that we can control our inverter. At the end of the chapter we design the inverter PCB boards, making the necessary connections and adopting good design practices to avoid phenomena that hinder the correct operation of the inverter.

In the fourth chapter, the correctness of our design is presented, either experimentally or at a simulation level. First, the inverter board is tested experimentally. After obtaining the expected results, the influence of various parameters on the behavior of the board is evaluated. These consist of DC capacitors, DC resistors, input voltage level, input current, switching frequency and gate resistance when the switches are turned off. Then the voltage sensor board and the current sensor are tested experimentally and the correctness of their output signals is proven. Next, the correct operation of the LLC converter with a semicontrolled secondary bridge and without any control scheme is presented at the simulation level. The influence of resistance Zr, overlap angle, output load, and magnetizing coil value on the circuit is noted. At the end of the chapter, the correct operation of the LLC converter with semi-controlled secondary bridge and closed-loop control is presented at the simulation level. The influence of the resistance Zr, the input voltage level, the output load and the value of the magnetizing coil on the circuit is noted.

Keywords

Resonant converters, LLC Converter, LLC Converter with semi-controlled secondary bridge, Series Capacitor, Series inductor, Magnetizing inductor, KiCad, Sensors, Semiconductors modules, Output parasitic capacitance Coss

Ευχαριστίες

Με το πέρας των προπτυχιαχών μου σπουδών θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, που με στήριξε σε όλη μου την σταδιοδρομία. Η λήψη αυτού του διπλώματος είναι αποτέλεσμα των αξιών μόρφωσης και αυτοβελτίωσης που μου εμφύσησαν.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω επίσης των επιβλέποντα καθηγητή μου Αντώνιο Αντωνόπουλο καθώς και τον υπεύθυνο διδάκτορα Θεόφιλο Παπαδόπουλο για την αρωγή, υποστήριξη και καθοδήγηση τους κατά την διάρκεια της διπλωματικής μου εργασίας.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίλ	\ηψη		4
Abstr	act		5
Ευχα	ριστίες		6
1	Ανάλι	οση Λειτουργίας Μετατροπέων Συντονισμού	15
	1.1	Μετατροπείς Συντονισμού	15
		1.1.1 Κατηγορίες	16
		1.1.2 Εφαρμογές	18
	1.2	Ο Μετατροπέας LLC	20
		1.2.1 Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα	20
		1.2.2 Ανάλυση	21
		1.2.2.1 Περιοχή 1 Για συχνότητες Άνω της Συχνότητας Συντονισμού	23
		1.2.2.2 Περιοχή 2 Συχνότητας Συντονισμού	25
		1.2.2.3 Περιοχή 3 Για Συχνότητες υπό της Συχνότητας Συντονισμού με	
		Επαγωγικό Χαρακτήρα	26
		1.2.2.4 Περιοχή 4 Για Συχνότητες υπό της Συχνότητας	
		Συντονισμού με Χωρητικό Χαρακτήρα	28
		1.2.2.5 Σύνοψη Μεταβάσεων για τον Μετατροπέα LLC	29
	1.3	Ο Μετατροπέας LLC με Ημιελεγχόμενη Γέφυρα Δευτερεύοντος	30
		1.3.1 Κανονική Κατάσταση Λειτουργίας	31
		1.3.2 Λειτουργία Αυξημένου Κέρδους	31
		1.3.2.1 Διάστημα Επικάλυψης Γωνιών	32
		1.3.2.2 Ελάχιστος Νεκρός Χρόνος για Επίτευξη Ομαλής Έναυσης	33
		1.3.2.3 Περιοχή Μεταδοσης Ισχύος	34
	1 4	1.3.2.4 Περιοχη Αποκοπης Φορτιου	36
	1.4	Συμπερασματα	38
2	Σχεδι	χσμός Μετατροπέα LLC	39
	2.1	Σχεδιαστικές Επιλογές Μονάδας Ισχύος	39
		2.1.1 Τοπολογία – Επίπεδο Λειτουργίας	39
		2.1.2 Κέρδος	40
		2.1.3 Πηνίο Μαγνήτισης	40
		2.1.4 Λόγος Πηνίων	40
		2.1.5 Παθητικά Στοιχεία	41
		2.1.6 Συντελεστής Φορτίου	41
	2.2	Εύρεση Παθητικών Στοιχείων	42
		2.2.1 Μέγιστη Τάση και Ρεύμα Καταπονήσεως	42
		2.2.1.1 Λειτουργία στην Συχνότητα Συντονισμού	42

		2.2.1.2 Λειτουργία σε Συχνότητα Μεγαλύτερη της Συχνότητας	
		Συντονισμού	3
		2.2.1.3 Λειτουργία σε Συχνότητα Κοντά στην Συχνότητα Μεγίστου	
		Κέρδους	5
		2.2.1.4 Σύνοψη Ρευμάτων και Τάσεων Καταπονήσεως	5
		2.2.2 Επιλογή Πυκνωτή	7
		2.2.2.1 Παράμετροι Πυκνωτή	7
		2.2.2.2 Προδιανραφές Πυκνωτή	8
		2.2.2.2 Ανασκόπηση Τεχνολονίας Πυκνωτών	8
		2.2.2.3 Πυκνωτές Μίκας (Silver Mica Capacitors)	9
		2.2.2.5 Πλαστικοί Πυκνωτές (Film Capacitors)	9
		2.2.2.6 Κεραμικοί Πυκνωτές (Ceramic Capacitors)	Ď
		2.2.3 Σχεδιασμός Μαννητικών Στοιχείων	Ś
		2 2 3 1 Kathyoniac Invious	Ś
		$2 2 3 2 \Pi_{0} \delta_{1} \alpha_{0} \alpha_{0} \epsilon_{0} \Pi_{1} \alpha_{0} $	4
		$2.2.3.2$ Προσαγραφές Πητίου $2.2.3.2$ Γιροσαγραφές 5°	5
		2.2.34 Emilový mylou Mayyntianc 56	6
		2.2.5. Επαιογη πητίου παγτητισης	6
	23	Επιλονή Ημανωνών	a a
	2.0	2 3.1 Εξάστηση Χωρητικότητας Εξόδου από το Πακετάρισμα 50	a
	24	Σωπεράσματα	, ,
			-
3	Υλοπο	ίηση Μετατροπέα LLC 6	3
0	31	Σγεδίαση Βοηθητικών Κυκλωμάτων Μονάδας Ισνύος	, Y
	0.1	3.1.1 Kuklóuara Obívnanc Húlnc	ş
		3.1.2 DC-DC Τορωρδατικά 64	4
	32	Μετοητικά Στοινεία	7
		3.2.1 Algebrain fragment $3.2.1$ Algebrain 3	7
		3.2.1 Algebra frequencies $3.2.1$ Algebra frequencies	R
	33	Υλοποίηση Μετατοοπέα	n n
	0.0	3 3 1 Πρακτικές Σγεδίασης Πλακέτας Τυπωμένου Κυκλώματος (PCB) 7(n n
		3.3.2 Πλακέτα Τυπωμένου Κυκλώματος Αντιστορωέα 71	1
		3.3.3 Πλακέτα Τυπωμένου Κυκλώματος Συντονισμού	2
		3.3.4 Πλακέτα Τυπωμένου Κυκλώματος Δισθητήρα Τάσης	- כ
	34	Σωμπεράσματα	5
	5.4		J
Δ	Πειοα	ιστική Επιβεβαίωση 76	6
-	<u>4</u> 1	Λειτουονία Πλακέτας Αντιστορωέα 76	6
	7.1	4.11 Επίδοαση DC Πυκνωτών 76	6
		4.1.2 Επίδραση Αντίστασης Πύλης κατά την Σβέση 72	7
		4.1.2 Επίδραση Διακοπτικής Συγγότητας 72	, R
		4.1.3 Entopuol Ento	р Д
		415 Επίδραση Παράλληλων DC Αντιστάσεων στους Διακόπτες	ר ה
		416 Επίδοαση Τιμής Ρεύματος Εισόδου	י ה
	12	Επισραση τιμης τεσμαίος Είσσοσο	י כ
	4.2 1 2	Ποσσομοίωση Μετατοοπέα ΙΙ C με Ημελανώμενη Γέωνος Λευτερεύοντος σε	<u> </u>
	4.0	προσομοιωση μιετατροπεία μες με πμιελεγχομενή Γεψορά Δευτερευονίος σε	1
		Δειτουργια Ανοιχτου σρογχου	+

		4.3.1	Επίδραση Αντίστασης Zr	84
		4.3.2	Επίδραση Γωνίας Επικάλυψης	85
		4.3.3	Επίδραση Φορτίου Εξόδου	85
		4.3.4	Επίδραση Πηνίου Μαγνήτισης	86
	4.4	Προσα	ομοίωση Μετατροπέα LLC με Ημιελεγχόμενη Γέφυρα Δευτερεύοντος σε	
		Λειτοι	ργία Κλειστού Βρόγχου	92
		4.4.1	Επίδραση Τάσης Εισόδου	93
		4.4.2	Επίδραση Φορτίου Εξόδου	93
		4.4.3	Επίδραση Αντίστασης Zr	94
		4.4.4	Επίδραση Πηνίου Μαγνήτισης	95
	4.5	Συμπε	ράσματα	103
5	Συμπε	ράσματ	α και Μελλοντική Έρευνα	104
	5.1	Συμπε	ράσματα	104
	5.2	Μελλο	οντική Έρευνα	105
Βιβλιο	γραφία			106
-				

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

1.1	Παγκόσμια καταναλωθείσα ηλεκτρική ενέργεια	5
1.2	Ομαλές μεταβάσεις	5
1.3	Τυπική δομή μετατροπέα συντονισμού	j
1.4	Τοπολογίες αντιστροφέων. a) Συμμετρικός αντιστροφέας ημιγέφυρας, b)	
	Μη συμμετρικός αντιστροφέας ημιγέφυρας, c) Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, d)	_
	Αντιστροφέας αρθρωτής δομής	7
1.5	Κυκλώματα συντονισμού δευτέρας τάξης. Α) εν σειρά κύκλωμα Β)C) παράλληλα	
_	κυκλώματα	7
1.6	Κυκλώματα συντονισμού τρίτης τάξης. a) LLC κύκλωμα B) LCC κύκλωμα 17	7
1.7	Τυπικοί ανορθωτές για μετατροπείς συντονισμού. a) Ανορθωτής πλήρους γέφυρας, b)	
	Ανορθωτής πλήρους κυματομορφής, c) Ανορθωτής διπλασιασμού τάσης	3
1.8	Κύκλωμα μετατροπέα LLC)
1.9	Ισοδύναμο κύκλωμα FHA ανάλυσης)
1.10	Διάγραμμα κέρδους-συχνότητας μετατροπέα LLC	3
1.11	Διαγράμματα κέρδους-συχνότητας για διαφορετικούς παράγοντες m	3
1.12	Τάσεις και ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού του μετατροπέα LLC για συχνότητες	
	μεγαλύτερες της συχνότητας συντονισμού	1
1.13	Οι διακοπτικές καταστάσεις του μετατροπέα LLC για συχνότητες μεγαλύτερες της	
	συχνότητας συντονισμού	5
1.14	Τάσεις και ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού του μετατροπέα LLC για την	
	συχνότητα συντονισμού	5
1.15	Διακοπτικές καταστάσεις του μετατροπέα LLC για την συχνότητα συντονισμού 26	5
1.16	Τάσεις και ρεύματα μετατροπέα LLC για συχνότητες μικρότερες της συχνότητας	
	συντονισμού με επαγωγικό χαρακτήρα κυκλώματος	7
1.17	Διακοπτικές καταστάσεις μετατροπέα LLC για συχνότητες υπό της συχνότητας	
	συντονισμού με επαγωγικό χαρακτήρα λειτουργίας28	3
1.18	Τάσεις και ρεύματα μετατροπέα LLC για συχνότητες υπό της συχνότητας συντονισμού	
	με χωρητικό χαρακτήρα λειτουργίας28	3
1.19	Διακοπτικές καταστάσεις μετατροπέα LLC για συχνότητες υπό της συχνότητας	
	συντονισμού)
1.20	Ο Μετατροπέας LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος)
1.21	Κανονική κατάσταση λειτουργίας σε μετατροπέα SS-PSM LLC31	L
1.22	Κυματομορφές μετατροπέα SS-PSM LLC κατά την λειτουργία αυξημένου κέρδους 32)
1.23	Διακοπτικές καταστάσεις διαστήματος επικάλυψης γωνιών μετατροπέα SS-PSM LLC	
	κατά την λειτουργία σε αυξημένο κέρδος. a) Στάδιο 1, b) Στάδιο 232)
1.24	Ισοδύναμο κύκλωμα SS-PSM LLC για την περιοχή επικάλυψης γωνιών μετατροπέα SS-	
	PSM LLC σε λειτουργία αυξημένου κέρδους	3
1.25	Οι διακοπτικές καταστάσεις κατά την ομαλή μεταγωγή μηδενικού ρεύματος σε πλήρης	
	γέφυρα. α) Αγουν οι διακόπτες S1-S4 β) Το ρεύμα μηδενίζεται - Δεν άγει κανένας	
	διακόπτης γ) Ξεκινούν να άγουν οι διακόπτες S2-S3 με ομαλή μετάβαση μηδενικού	

	ρεύματος	34
1.26	Διακοπτικές καταστάσεις περιοχής μετάδοσης ισχύος μετατροπέα SS-PSM LLC για λειτουργία με αυξημένο κέρδος c) Στάδιο 3, d) Στάδιο 4	34
1.27	Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα SS-PSM LLC στην περιοχή μετάδοσης ισχύος	35
1.28	Διακοπτική κατάσταση περιοχής αποκοπής φορτίου μετατροπέα SS-PSM LLC	55
1 20	για λειτουργια σε αυξημενο κερδος	36
1.29	για λειτουργία σε αυξημένο κέρδος	36
2.1	Διαγράμματα κέρδους-συχνότητας για διαφορετικούς λόγους πηνίων m και	
2.2	συντελεστες φορτιου Q	41
2.2 วว	Ιουουναμο κυκλωμα πυκνωτη	47
2.5	1 υπικό διαγραμμα εμπεδησης ποκνωτή συχνοτητας	47 70
2.4	Δ ιαφορετικοι τοποι sirver inica ποκνωτών Τυπικός film capacitor- Λομικά στοιχεία film capacitor	49 49
2.6	Χαρακτηριστική μένιστης εναλλασσόμενης τάσης συναρτήσει συννότητας του	75
	πυκνωτή R73UW3100SE00J.	50
2.7	Κεραμικοί πυκνωτές τύπου Ceramic disk - Multi-layer ceramic capacitors	50
2.8	Εξάρτηση χωρητικότητας από θερμοκρασία στο κεραμικό υλικό τύπου class 2 X7 και	
	στο κεραμικό υλικό τύπου class 1 C0G	51
2.9	Εξάρτηση χωρητικότητας από συνεχή τάση πόλωσης στο κεραμικό υλικό τύπου class 2	
	X7R και στο κεραμικό υλικό τύπου class 1 C0G	51
2.10	Χωρητικότητα ceramic disk πυκνωτή ανάλογα το υλικό κατασκευής του	52
2.11	Χωρητικότητα συναρτήσει συχνότητας για τον CGA9Q1C0G2J104J280KC της TDK	52
2.12	Κυλινδρικού τύπου πηνίο - Τοροειδές πηνίο - Επίπεδο πηνίο	54
2.13	Μετασχηματιστης με επιπεδα πηνια.	57
2.14	Μετρησεις Μετασχηματιστη στο LCR: a) Δοκιμη ανοιχτοκυκλωσης, b) Δοκιμη βρανυκύκλωσης	57
2.15	Εικόνα θεομοκάμερας σε λειτουργία επίπεδου πηνίου.	58
2.16	Χωρητικότητα εξόδου για IGBTs στοιχεία κατηγοριοποιημένα ανά πακετάρισμα	60
2.17	Χωρητικότητα εξόδου για Si MOSFETs στοιχεία κατηγοριοποιημένα ανά	
	πακετάρισμα	61
2.18	Χωρητικότητα εξόδου για SiC MOSFETs στοιχεία κατηγοριοποιημένα ανά	
	πακετάρισμα	61

3.1	Κύκλωμα Gate Driver	64
3.2	Κύκλωμα τροφοδοτικού για υποβιβασμό τάσης από 12V σε 5V	65
3.3	Κύκλωμα τροφοδοτικού για υποβιβασμό τάσης από 5V σε 3	66
3.4	Κύκλωμα τροφοδοτικού για ανύψωση τάσης από 12V σε 15V	66
3.5	Κύκλωμα αισθητήρα τάσης	67
3.6	Κύκλωμα τροφοδοτικού του αισθητήρα τάσης	68
3.7	Εργαστηριακή διάταξη για έλεγχο αισθητήρα τάσης	68
3.8	Εικόνα παλμογράφου του κυκλώματος αισθητήρα τάσης	69
3.9	Κύκλωμα αισθητήρα ρεύματος	69
3.10	Παρασιτική αυτεπαγωγή και παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ δύο ανεξάρτητων	
	καναλιών πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος (PCB)	70

3.11	Σχεδίαση των τεσσάρων στρωμάτων της πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος του αντιστροφέα	72
3.12	Πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος αντιστροφέα εκτυπωμένη και συναρμολογημένη a) Μπροστινή όψη b) Οπίσθια όψη	73
3.13	Σχεδίαση των δύο στρωμάτων της πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος του αισθητήρα τάσης	73
3.14	Πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος αισθητήρα τάσης εκτυπωμένη και συναρμολογημένη a) Μπροστινή όψη b) Οπίσθια όψη	74
4.1 4.2	Μεταβλητό φορτίο: a) Πλάγια όψη	77
4.3	πυκνωτές Λειτουργία αντιστροφέα με φορτίο 75W: a) Χωρίς πυκνωτές, b) Μόνο με τον κεντρικό DC πυκνωτή, c) Μόνο με τους κατανεμηνμένους DC πυκνωτές, d) Με όλους τους	77
4.4	πυκνωτές Λειτουργία αντιστροφέα με τιμή αντίστασης πύλης κατά την σβέση των διακοπτών	78
4.5	a) 22Ω b) 0Ω Λειτουργία αντιστροφέα με διακοπτική συχνότητα: a) 10kHz, b) 100kHz	78 78
4.6 4.7	Λειτουργία αντιστροφέα για πλάτη τάσης εισόδου: a) 30 v, b) 40 v, c) 50 v Λειτουργία αντιστροφέα για πλάτη τάσης εισόδου: a) 100V, b) 150V, c) 200V, d) 250V.	79 79
4.8	C) $0k\Omega$	80
4.9	Θερμοκρασία στην αντίσταση ισοκατάνομης: a) Για 22κ Ω αντίσταση και τάση εισόδου 200V, c) Για 100κ Ω αντίσταση και τάση εισόδου 200V, c) Για 100κ Ω αντίσταση και τάση εισόδου 200V, c)	8U
4.10	Λειτουργία αντιστροφέα για τιμές ρεύματος εισόδου: a) 0,5A, b) 1A, c) 1,5A, d) 2A	81
4.11	Σήματα του αισθητήρα τάσης και αισθητήρα ρεύματος στον παλμογράφο για τιμές εισόδου 2) 25V 14 b) 50V 14 c) 50V 154	82
4.12	Σήματα του αισθητήρα τάσης και αισθητήρα ρεύματος στον επεξεργαστή c2000	82
4.13	Κυματομορφές παλμών και μεγεθών του κυκλώματος συντονισμού για a) Zr = 13.94 b $Zr = 37.93$	84
4.14	Ρεύματα και τάσεις διακόπτη πρωτεύοντος για: a) Zr =13.94 b) Zr =37.93.	85
4.15	Κυματομορφες παλμων, τασεων και ρευματων του κυκλωματος συντονισμου για γωνία επικάλυψης: a) 350 b) 450 c) 600	86
4.16	Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για γωνία επικάλυψης: a) 350 b) 450 c) 600	87
4.17	Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού νια φορτίο: a) 200w b) 300w c) 400w d) 500W	88
4.18	Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για φορτίο: a) 200w	89
4.19	Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού	00
4.20	για τιμες πηνίου μαγνητισης. a) 200μπ 0) 300μπ 0) 400μπ 0) 500μπ Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για τιμές πηνίου	90

	μαγνήτισης: a) 200μH b) 300μH c) 400μH d)500μH)1
4.21	Σχήμα ελέγχου μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος)2
4.22	Λειτουργία ελέγχου σε μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος 9)2
4.23	Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού	
	για διαφορετικά επίπεδα τάσης εισόδου: a) 150V b) 125V c) 100V)3
4.24	Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για διαφορετικά επίπεδα	
	τάσης εισόδου: a) 150V b) 125V c) 100V)4
4.25	Τάση εξόδου, τάση εισόδου, γωνία επικάλυψης και συνολική ισχύος φορτίου	
	για μεταβολή φορτίου 200W, 250W, 300W, 400W9)5
4.26	Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού	
	για διαφορετικά φορτία: a) 200W b) 400W 9)5
4.27	Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για διαφορετικά	
	φορτία: a) 200W b) 400W)6
4.28	Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού για τάση	
	εισόδου 125V και διαφορετικές αντιστάσεις Zr: a) 6.28 b) 13.95 c) 42.1 9)7
4.29	Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για διαφορετικές	
	αντιστάσεις Zr: a) 6.28 b) 13.95 c) 42.1)8
4.30	Κυματομορφές τάσης εισόδου, τάσης εξόδου και γωνίας επικάλυψης για	
	διαφορετικές αντιστάσεις Zr: a) 6.28 b) 13.95 c) 42.1	19
4.31	Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού	
	για διαφορετικές τιμές πηνίου μαγνήτισης Lm: a) 200µH b) 300µH c) 400µH 1	.00
4.32	Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για διαφορετικές τιμές πηνίου)
	μαγνήτισης Lm: a) 200μH b) 300μH c) 400μH1	.01
4.33	Κυματομορφές τάσης εισόδου, τάσης εξόδου και γωνίας επικάλυψης για	
	διαφορετικές τιμές πηνίου μαγνήτισης Lm: a) 200µH b) 300µH c) 400µH 1	.02

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

1.1	Σύνοψη μεταβάσεων για τους διακόπτες πρωτεύοντος μετατροπέα LLC
1.2	Σύνοψη μεταβάσεων για τους διακόπτες δευτερεύοντος μετατροπέα LLC
2.1	Σύνοψη τάσεων και ρευμάτων καταπονήσεως
2.2	Προδιαγραφές τάσεων και ρεύματος πυκνωτή σειράς
2.3	Προδιαγραφές τάσεων και ρεύματος πηνίου σειράς και μαγνήτισης
2.4	Έρευνα αγοράς για το πηνίο σειράς
2.5	Έρευνα αγοράς για το πηνίο μαγνήτισης
2.6	Αυτεπαγωγή Μαγνήτισης και σκέδασης μετασχηματιστή
2.7	Τελικές τιμές μαγνητικών στοιχείων

Κεφάλαιο 1

Ανάλυση Λειτουργίας Μετατροπέων Συντονισμού

1.1 Μετατροπείς Συντονισμού

Παραδοσιακά στόχος των ηλεκτρονικών ισχύος αποτελεί η επεξεργασία και ο έλεγχος της ηλεκτρικής ενέργειας, με την κατάλληλη διαμόρφωση τάσεων και ρευμάτων ώστε να εξυπηρητούνται τα φορτία του χρήστη [1]. Όμως οι σύγχρονες ανάγκες απαιτούν να ληφθούν υπόψιν και άλλοι στόχοι, όπως η αποδοτικότητα, η πυκνότητα ισχύος, το κόστος και η πολυπλοκότητα. Ακόμη η σύγχρονη ανάγκη για μεταστροφή από παραδοσιακές τεχνολογίες ορυκτών καυσίμων και φυσικού αερίου σε τεχνολογίες φιλικές προς το περιβάλλον, σε συνδυασμό με την ολοένα αυξανόμενη ζήτηση σε παγκόσμιο επίπεδο για ηλεκτρική ενέργεια καθιστούν τις απαιτήσεις για μείωση του ενεργειακού κόστους επείγουσες. Ενδεικτικά, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 1.1, σύμφωνα με την international energy agency η αύξηση της ζήτησης για ηλεκτρική ενέργεια από το 1974 μέχρι το 2019 είναι σχεδόν 350% [2].



Σχήμα 1.1: Παγκόσμια καταναλωθείσα ηλεκτρική ενέργεια ανά έτος. [2]

Οι παραπάνω στόχοι δεν αποτελούν απλά προνόμια στον παραγωγικό τομέα αλλά έχουν μετατραπεί σε παράγοντες βιωσιμότητας. Η ανάπτυξη της τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος μας έχει δώσει την δυνατότητα να καταστήσουμε τους στόχους αυτούς εφικτούς. Η ανάγκη για αύξηση της πυκνότητας ισχύος ώθησε του διακοπτικούς μετατροπείς να αυξήσουν την συχνότητα λειτουργίας τους, που εγγενώς προκαλεί αύξηση των διακοπτικών απώλειών και του ηλεκτρομαγνητικού θορύβου. Στα πλαίσια της ανάπτυξης των ηλεκτρονικών ισχύος, με στόχο να αντιπαρέλθουμε τους παραπάνω περιορισμούς και να επιτευχθούν επιτυχώς όλοι οι παραπάνω στόχοι, αναπτύχθηκε η ανερχόμενη τεχνολογία των μετατροπέων συντονισμού.

Οι μετατροπείς συντονισμού ορίζονται ως ο συνδυασμός τοπολογίας ισχύος και διακοπτικής στρατηγικής, που έχει ως αποτέλεσμα την μετάβαση του διακόπτη από την έναυση στην σβέση ή από την σβέση στην έναυση, υπό συνθήκες μηδενικής τάσης ή μηδενικού ρεύματος. Τέτοιου είδους μεταβάσεις ονομάζονται ομαλές και μας βοηθάνε να υπερκεράσουμε τις διακοπτικές

φορτίσεις, τις διαχοπτικές απώλειες και τον ηλεχτρομαγνητικό θόρυβο [3]. Στον αντίποδα, στις μεταβάσεις που δεν διατηρούμε μηδενική την τάση ή το ρεύμα, εγγενώς δημιουργείται αλληλοεπικάλυψη αυτών, με αποτέλεσμα να δημιουργείται ισχύς, η οποία καταναλώνεται ως απώλειες στον διαχόπτη. Στην συνέχεια της εργασίας τέτοιες μεταβάσεις θα τις ονομάζουμε "σκληρές".

Στο σχήμα 1.2 διακρίνουμε τις δύο περιπτώσεις ομαλών μεταβάσεων, δηλαδή ομαλή μετάβαση μηδενικού ρεύματος (Zero current switching ή ZCS) και ομαλή μετάβαση μηδενικής τάσης (Zero voltage switching ή ZVS). Όμοια και στις δύο περιπτώσεις η ισχύς, δηλαδή το γινόμενο τάσης και ρεύματος, διατηρείται μηδενικό και εξασφαλίζουμε μηδενικές διακοπτικές απώλειες τόσο στην έναυση (turn-on), όσο και στην σβέση ενός διακόπτη (turn-off). Η ελάττωση των διακοπτικών απωλειών είναι ένα σημαντικό πλεονέκτημα των μετατροπέων συντονισμού και θα μας απασχολήσει εκτενώς στην παρούσα εργασία.



Σχήμα 1.2: Ομαλές μεταβάσεις. [4]

1.1.1 Κατηγορίες

Ένας τυπικός DC-DC μετατροπέας συντονισμού με απομόνωση αποτελείται από 7 στάδια, όπως φαίνονται στο σχήμα 1.3 [5]. Αυτά αποτελούνται από την πηγή, τον αντιστροφέα, το χύχλωμα συντονισμού, τον μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων, το ανορθωτικό χύχλωμα, το φίλτρο εξόδου και το φορτίο. Το πρώτο στάδιο αποτελείται από την πηγή. Αυτή θα μπορούσε να είναι είτε πηγή ρεύματος, είτε τάσης.



Σχήμα 1.3: Τυπική δομή μετατροπέα συντονισμού. [5]

Στο δεύτερο στάδιο έχουμε τον αντιστροφέα. Αυτός θα μπορούσε να υλοποιηθεί με ποικίλες τοπολογίες. Οι πιο συνήθεις εξ αυτών αποτελούν ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, ο συμμετρικός αντιστροφέας ημιγέφυρας και ο αντιστροφέας αρθρωτής δομής. Τυπικά οι αντιστροφείς ημιγέφυρας χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος που απαιτούν υποβιβασμό τάσης. Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας ενδείκνυται για εφαρμογές υψηλής ισχύος, ενώ ο αρθρωτός αντιστροφέας πλεονεκτεί σε εφαρμογές υποβιβασμού τάσης με υψηλή τάση εισόδου, λόγω των μειωμένων καταπονήσεων στους διακόπτες [6]. Στο σχήμα 1.4 παρουσιάζονται οι τέσσερις τοπολογίες αντιστροφέων για μετατροπείς συντονισμού.

Στο τρίτο στάδιο έχουμε το κύκλωμα συντονισμού (resonant tank). Αυτό αποτελείται από παθητικά στοιχεία (πυκνωτές και πηνία), ενώ ανάλογα με το πλήθος τους ορίζουμε και την τάξη του κυκλώματος συντονισμού. Με δευτέρας τάξης κύκλωμα συντονισμού προκύπτουν 8 διαφορετικές τοπολογίες, ενώ με τρίτης τάξης 36 διαφορετικές τοπολογίες. Παρόλο που δεν είναι όλες οι τοπολογίες κατάλληλες για εφαρμογές, οι περισσότερες παρουσιάζουν ιδαίτερα πλεονεκτήματα, αλλά και μειονεκτήματα. Οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες είναι ο μετατροπέας σειράς (series resonant converter - SRC), ο παράλληλος μετατροπέας (parallel resonant converter - PRC), ο μετατροπέας σειράς-παράλληλος (Series-parallel resonant converter) και ο



Σχήμα 1.4: Τοπολογίες αντιστροφέων.
 a) Συμμετρικός αντιστροφέας ημιγέφυρας, b) Μη συμμετρικός αντιστροφέας η
μιγέφυρας, c) Αντιστροφέας πλήρους γέφυρας, d) Αντιστροφέας αρθρωτής δο
μής. [6]

μετατροπέας LLC. Η παρούσα διπλωματική ασχολείται με τον τελευταίο, αξίζει όμως να κάνουμε μια σύντομη αναφορά και στις άλλες τοπολογίες [5].

Το κύκλωμα συντονισμού του μετατροπέα σειράς αποτελείται από ένα πηνίο και έναν πυκνωτή εν σειρά με τα τυλίγματα του μετασχηματιστή, οπότε είναι και εν σειρά με το φορτίο εξόδου. Αυτό δημιουργεί έναν διαιρέτη τάσης μεταξύ του φορτίου και του κυκλώματος συντονισμού, καθιστώντας το κέρδος τάσης μικρότερο ή ίσο με την μονάδα. Ως γνωστόν η εμπέδηση των παθητικών στοιχείων είναι συνάρτηση της συχνότητας της τροφοδοτούσας τάσης. Στην συχνότητα συντονισμού, όπου η εμπέδηση μηδενίζεται, η τάση καταμερίζεται εξ ολοκλήρου στο φορτίο και το κέρδος μας είναι μοναδιαίο. Σε κάθε άλλη συχνότητα, λόγω του διαιρέτη τάσης, το κέρδος θα είναι μικρότερο της μονάδας. Πλεονεκτεί με την απλότητα του σχεδιασμού του και την δυνατότητα να ενσωματώσουμε το πηνίο σειράς στην αυτεπαγωγή σκέδασης του μετασχηματιστή. Στον αντίποδα δεν μπορεί να λειτουργήσει σε χαμηλά φορτία, ενώ παρουσιάζεται υψηλή κυμάτωση στο ρεύμα εξόδου [5].

Ο παράλληλος μετατροπέας χρησιμοποιεί το ένα παθητικό στοιχείο εν σειρά και το άλλο παράλληλα. Πλεονεκτεί με την απλότητα του σχεδιασμού του και την ομαλή λειτουργία υπό χαμηλό φορτίο. Μειονεκτεί λόγω του υψηλού κυκλοφορούντος ρεύματος. Ως κυκλοφορούν ρεύμα ορίζεται το ρεύμα που κυκλοφορεί στον μετατροπέα, χωρίς να διοχετεύεται στο φορτίο. Αυτό μπορεί να προκαλέσει απώλειες ισχύος και να μειώσει την αποδοτικότητα του μετατροπέα.

Ο εν-σειρά-παράλληλος μετατροπέας εμπεριέχει 3 παθητικά στοιχεία στο κύκλωμα συντονισμού του. Έναν πυκνωτή και ένα πηνίο εν σειρά και ανάλογα αν έχουμε παράλληλα πηνίο ή πυκνωτή, έχουμε τους μετατροπείς LLC και LCC αντίστοιχα. Ο μετατροπέας συνδυάζει τόσο τοπολογικά τον εν σειρά και τον παράλληλο μετατροπέα, όσο και τα πλεονεκτήματα τους. Αυτό μας δίνει την δυνατότητα να αποφύγουμε τα μειονεκτήματα του καθενός. Καθώς αυτός ο μετατροπέας και συγκεκριμένα ο LLC είναι το αντικείμενο μελέτης της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα αφιερωθεί στην παρουσίαση του ξεχωριστή ενότητα. Στα σχήματα 1.5 και 1.6 συνοψίζονται τα δημοφιλέστερα κυκλώματα συντονισμού δευτέρας και τρίτης τάξης αντίστοιχα.



Σχήμα 1.5: Κυκλώματα συντονισμού δευτέρας τάξης. Α) εν σειρά κύκλωμα B)C) παράλληλα κυκλώματα.



Σχήμα 1.6: Κυκλώματα συντονισμού τρίτης τάξης. a) LLC κύκλωμα B) LCC κύκλωμα.

Το επόμενο στάδιο αποτελείται από τον μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων. Αυτός προσφέρει πολλαπλά πλεονεκτήματα στους μετατροπείς συντονισμού. Με την ενσωμάτωση του πετυχαίνουμε γαλβανική απομόνωση μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, αποτρέποντας σε

περίπτωση σφάλματος, το ένα να επηρεάσει δυσμενώς το άλλο. Αχόμη μας προσφέρει ευελιξία στην επιλογή επιπέδου τάσης. Σε πολλές τοπολογίες μπορούμε να εχμεταλλευτούμε την αυτεπαγωγή σχέδασης του, χρησιμοποιώντας την ως πηνίο σειράς. Τέλος πρέπει να τονιστεί ότι λόγω της λειτουργίας σε υψηλές συχνότητες απαιτεί μιχρό όγχο χαι βάρος, συνεισφέροντας περαιτέρω στην αύξηση της συνολιχής πυχνότητας ισχύος του μετατροπέα [7]. Στον αντίποδα, χαθώς δεν αποτελεί απαραίτητο στοιχείο στο χύχλωμα, η ενσωμάτωση του συνεισφέρει στην αύξηση της συνολιχής πολυπλοχότητας του μετατροπέα.

Για το στάδιο της ανόρθωσης υπάρχουν τρείς τυπικές τοπολογίες που μπορούν να εφαρμοστούν, ο ανορθωτής πλήρους γέφυρας (full-bridge rectifier), ο ανορθωτής πλήρους κυματομορφής (full-wave rectifier) και ο ανορθωτής διπλασιασμού τάσης (Voltage-doubler rectifier). Ο ανορθωτής πλήρους γέφυρας πλεονεκτεί σε εφαρμογές υψηλής ισχύος. Ο ανορθωτής πλήρους κυματομορφής, λόγω των λιγότερων στοιχείων του, παρουσιάζει μειωμένες απώλειες αγωγής, ενώ ο ανορθωτής διπλασιασμού τάσης χρησιμοποιείται σε εφαρμογές ανύψωσης τάσης, ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερο κέρδος τάσης [6]. Στο σχήμα 1.7 παρουσιάζονται οι τρείς τυπικές τοπολογίες αντιστροφέων.



Σχήμα 1.7: Τυπικοί ανορθωτές για μετατροπείς συντονισμού.
a) Ανορθωτής πλήρους γέφυρας,
b) Ανορθωτής πλήρους κυματομορφής,
c) Ανορθωτής διπλασιασμού τάσης. [6]

Στα τελευταία στάδια έχουμε το φίλτρο εξόδου και το φορτίο. Το φίλτρο αποτελείται από έναν πυκνωτή παράλληλα στο φορτίο με συνδυασμό ή όχι ενός πηνίου εν σειρά με το φορτίο. Σκοπός του φίλτρου είναι η εξομάλυνση της τάσης ή του ρεύματος εξόδου.

1.1.2 Εφαρμογές

Όπως αναφέρθηκε και στην παραπάνω ενότητα, οι μετατροπείς συντονισμού κυριαρχούν σε εφαρμογές όπου η πυκνότητα ισχύος, η απόδοση, η ηλεκτρική απομόνωση, ο όγκος και η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή είναι υψίστης σημασίας. Τυπικές εφαρμογές αποτελούν η χρήση σε φωτοβολταϊκά πάρκα, στην ηλεκτροκίνηση, σε αεροδιαστημικές και στρατιωτικές εφαρμογές, στα τροφοδοτικά τηλεοράσεων αλλά και στα συστήματα οδήγησης LED. [3] [8]

Στα φωτοβολταϊκά πάρκα οι μετατροπείς συντονισμού προσφέρουν απομόνωση μεταξύ της φωτοβολταϊκής κυψέλης και του σημείου σύνδεσης με το δίκτυο. Αυτό προσφέρει τόσο προστασία στο προσωπικό από τα ρεύματα διαρροής, όσο και στον εξοπλισμό από τυχόν υπερτάσεις του δικτύου. Ακόμη, οι μετατροπείς προσφέρουν σταθεροποιημένη τάση εξόδου, ώστε να μπορεί να γίνει η σύνδεση με το δίκτυο με αποδοτικό τρόπο, ενώ επιτρέπουν την εφαρμογή αλγορίθμου μεγιστοποίησης της ισχύος (Maximum power point tracking (MPPT) algorithm).

Στην ηλεκτροκίνηση οι μετατροπείς βρίσκουν ευρεία χρήση. Συγκεκριμένα στα ηλεκτρικά οχήματα προτείνονται τόσο για το κύκλωμα φόρτισης, όσο και για το κύκλωμα οδήγησης του κινητήρα. Η αντικατάσταση των παραδοσιακών αντιστροφέων με μετατροπείς συντονισμού πλεονεκτεί, λόγω της μικρής πυκνότητας ισχύος και τον περιορισμένο όγκο που προσφέρουν οι μετατροπείς συντονισμού, παράγοντες που βελτιώνουν την συνολική απόδοση του οχήματος. Ακόμη μπορούν να εφαρμοστούν αλγόριθμοι που φορτίζουν τις μπαταρίες με τρόπο αποδοτικό και που θα παρατείνει την διάρκεια ζωής τους. Εκτός όμως από τα οχήματα μπορούν να βρουν εφαρμογή και στους σταθμούς φόρτισης τους, με την ταχεία φόρτιση και την διαχείριση υψηλής ισχύος να είναι τα κύρια πλεονεκτήματα. Αξίζει να αναφερθεί ότι στα τελευταία παίζει σημαντικό ρόλο η ικανότητα λειτουργίας σε υψηλές συχνότητες, μιας και οι διακοπτικές απώλειες, που σχετίζονται με αυτές, είναι περιορισμένες.

Στις αεροδιαστημικές εφαρμογές η απόδοση είναι μεγίστης σημασίας. Ακόμη οι απαιτήσεις για περιορισμένο όγκο και βάρος μπορούν να ικανοποιηθούν αποδοτικότερα. Σε δορυφορικά συστήματα και σε αεροπλάνα, όπου λόγω της ψηφιακής επικοινωνίας και επεξεργασίας δεδομένων χαμηλής ισχύος είναι επιρρεπείς σε ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή, σε ιατρικές εφαρμογές και σε αμυντικά συστήματα που απαιτούν χαμηλό ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο, οι μετατροπείς συντονισμού βρίσκουν ευρεία εφαρμογή.

Οι τηλεοράσεις LCD λόγω της λεπτής και ελαφριάς σχεδίασης τους απαιτούν ελαφρύ και περιορισμένο σε όγκο τροφοδοτικό, που όμως απαιτείται να τροφοδοτήσει υψηλή ισχύ. Παρό-

μοιων απαιτήσεων είναι και τα τροφοδοτικά LED φωτιστικών, όπου οι χαμηλές απώλειες και η χαμηλή ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή κρίνονται ιδιαιτέρως σημαντικές. Οι παραπάνω αποτελούν κατεξοχήν εφαρμογές μετατροπέων συντονισμού.

1.2 Ο Μετατροπέας LLC

Ο μετατροπέας LLC, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 1.8, είναι από τους πιο διαδεδομένους και ευρέως εμπορικούς DC-DC μετατροπείς συντονισμού. Κατασκευαστικά, όμοια με τους υπόλοιπους μετατροπείς συντονισμού, αποτελείται από το στάδιο του αντιστροφέα, το κύκλωμα συντονισμού και το στάδιο του ανορθωτή. Αυτό όμως που τον ξεχωρίζει από τους υπόλοιπους μετατροπείς συντονισμού είναι το κύκλωμα συντονισμού του, το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και έναν πυκνωτή εν σειρά με τα τυλίγματα του μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων και ένα πηνίο παράλληλο σε αυτά.



Σχήμα 1.8: Κύκλωμα μετατροπέα LLC. [7]

1.2.1 Πλεονεκτήματα - Μειονεκτήματα

Ο μετατροπέας LLC, όπως προαναφέρθηκε, αποτελεί πολλά υποσχόμενη τεχνολογία και δικαιολογία απόλυτα το ενδιαφέρον που του έχει δώσει η διεθνής ερευνητική κοινότητα. Στην παρούσα υποενότητα θα αναδείξουμε τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα του μετατροπέα [8].

Αρχικά ο μετατροπέας μπορεί να πετύχει ομαλή έναυση μηδενικής τάσης στους διακόπτες του πρωτεύοντος και ομαλή έναυση και σβέση μηδενικού ρεύματος στους διακόπτες του δευτερεύοντος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μειώνονται σημαντικά οι διακοπτικές απώλειες του συστήματος. Έτσι μπορούμε να πετύχουμε αύξηση στην συχνότητα τροφοδοσίας, αφού σε έναν συμβατικό, μη συντονιζόμενο μετατροπέα θα προκαλούταν δραματική αύξηση των διακοπτικών απωλειών. Η ικανότητα λειτουργίας σε υψηλή συχνότητα είναι ιδιαιτέρως επωφελής, αφού η αύξηση της συχνότητας τροφοδοσίας προκαλεί την μείωση του όγκου των μαγνητικών στοιχείων. Συγκεκριμένα σε έναν μετασχηματιστή ο όγκος του μαγνητικού υλικού είναι αντιστρόφως ανάλογος με την συχνότητας της τροφοδοτούσας τάσης. Έτσι επιτυγχάνεται υψηλή πυκνότητα ισχύος.

Αχόμη, με την μείωση των διαχοπτικών απωλειών και του ανάστροφου ρεύματος λειτουργίας στις διόδους, το σύστημα γίνεται πιο αποδοτικό, ενώ μειώνονται οι καταπονήσεις στους διαχόπτες.

Ένα σημαντικό πλεονέκτημα που αυξάνει περαιτέρω την απόδοση και την πυκνότητα ισχύος του μετατροπέα είναι η μαγνητική ενσωμάτωση (magnetic integration). Η αυτεπαγωγή μαγνήτισης του μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων μπορεί να λειτουργήσει ως το παράλληλο πηνίο, ενώ η αυτεπαγωγή σκέδασης του μετασχηματιστή μπορεί να λειτουργήσει ως το πηνίο σειράς. Η μείωση κατά δύο στοιχεία στο κύκλωμα μας θα επιφέρει τόσο μείωση στον όγκο, όσο στις απώλειες, στο κόστος και την πολυπλοκότητα του μετατροπέα.

Ένα κύριο πλεονέκτημα της τοπολογίας αποτελεί η ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος που προσφέρει ο μετασχηματιστής. Αυτό μπορεί να φανεί χρήσιμο σε πολλές εφαρμογές, αφού εμποδίζει το δευτερεύον να επηρεάσει δυσμενώς το πρωτεύον.

Η επίτευξη ομαλών εναύσεων και σβέσεων στους διακόπτες, εκτός από μείωση των απωλειών ισχύος, έχει επίσης το πλεονέκτημα της μείωσης του ηλεκτρομαγνητικού θορύβου.

Τέλος ίσως το πιο σημαντικό πλεονέκτημα του μετατροπέα είναι η ανοχή σε μεταβολές του φορτίου ή της πηγής. Αυτό καθίσταται δυνατό από την ικανότητα του μετατροπέα να προσφέρει ευρύ κέρδος εξόδου. Έχουν προταθεί πολλές τεχνικές ελέγχου για να επιτευχθεί αυτό, με την πιο γνωστή εξ αυτών να είναι ο έλεγχος της συχνότητας της τροφοδοτούσας τάσης (Pulsefrequency modulation). Ως γνωστόν η εμπέδηση του κυκλώματος συντονισμού είναι συνάρτηση της συχνότητας, έτσι μεταβάλλοντας την συχνότητα, μεταβάλλουμε την εμπέδηση και το κέρδος του μετατροπέα. Σε περίπτωση που μεταβληθεί το φορτίο ή η πηγή, ο μετατροπέας έχει την δυνατότητα να ρυθμίσει κατάλληλα το κέρδος, ώστε να κρατηθεί σταθερή η επιθυμητή τάση εξόδου. Ένα τυπικό διάγραμμα κέρδους-συχνότητας παρατίθεται στην συνέχεια, στο σχήμα 1.10.

Πρέπει να τονισθεί ότι τα πλεονεκτήματα που προσφέρει ο μετατροπέας προέρχονται εγγενώς από την τοπολογία και δεν απαιτούν κάποιο εξωτερικό κύκλωμα ή κάποιο εξεζητημένο σχήμα ελέγχου.

Στον αντίποδα ο μετατροπέας έχει μειονεκτήματα σε σχέση με άλλους DC-DC μετατροπείς, που καλείται κάθε σχεδιαστής να περιορίσει.

Η ρύθμιση του κέρδους τάσης παρουσιάζει περιορισμένη ευελιξία. Σε ορισμένα φορτία και ανάλογα το επίπεδο τάσης εισόδου μπορεί να αποτυγχάνει.

Ο σχεδιασμός είναι σύνθετος. Απαιτεί αχριβή σχεδιασμό και ανάλυση όλων των υποκυκλωμάτων που αποτελούν τον μετατροπέα. Ακόμη, απαιτείται καλή κατανόηση των χαρακτηριστικών των μαγνητικών κυκλωμάτων.

Στην συνέχεια πρέπει να ληφθεί υπόψιν η θερμική διαχείριση. Οι υψηλές απώλειες ισχύος σε παθητικά στοιχεία μπορούν να οδηγήσουν σε υπερθέρμανση, απαιτώντας πρόσθετα συστήματα ψύξης που αυξάνουν το κόστος και την πολυπλοκότητα του συστήματος

Αχόμη παρουσιάζεται δυσκολία στον συντονισμό. Ο σωστός συντονισμός των στοιχείων του κυκλώματος είναι κρίσιμος για την αποδοτική λειτουργία του μετατροπέα. Η παραμικρή απόκλιση από τις βέλτιστες τιμές μπορεί να οδηγήσει σε μειωμένη απόδοση και αυξημένες απώλειες.

Πολύ σημαντικό είναι το κόστος και το μέγεθος. Τα υψηλής ποιότητας στοιχεία και οι μετασχηματιστές που απαιτούνται για τους LLC μετατροπείς μπορεί να είναι ακριβοί και να καταλαμβάνουν περισσότερο χώρο, γεγονός που επηρεάζει την συνολική σχεδίαση και το κόστος του συστήματος.

Τέλος παρουσιάζεται μειωμένη απόδοση σε χαμηλά φορτία. Σε συνθήκες χαμηλού φορτίου, η απόδοση των LLC μετατροπέων μπορεί να μειωθεί σημαντικά, καθιστώντας τους λιγότερο αποδοτικούς σε αυτές τις περιπτώσεις.

1.2.2 Ανάλυση

Ανάλογα με την συχνότητα που λειτουργεί ο μετατροπέας μεταβάλλεται η εμπέδηση του κυκλώματος συντονισμού, δηλαδή το κέρδος, καθώς και η λειτουργική κατάσταση του μετατροπέα. Κομβικό ρόλο στην ανάλυση μας έχει η συχνότητα συντονισμού του μετατροπέα. Η συχνότητα συντονισμού ορίζεται ως η συχνότητα που η μιγαδική αντίσταση του πηνίου σειράς είναι ίση και αντίθετη με την μιγαδική αντίσταση του πυκνωτή. Οι μιγαδικές αντιστάσεις αλληλοαναιρούνται και το κέρδος του μετατροπέα είναι μοναδιαίο. Με την βοήθεια της συχνότητας συντονισμού ορίζονται οι περιοχές λειτουργίας του μετατροπέα. Αυτές είναι:

- Η περιοχή 1 για συχνότητες μεγαλύτερες της συχνότητας συντονισμού

- Η περιοχή 2 για την συχνότητα συντονισμού

- Η περιοχή 3 για συχνότητες υπό της συχνότητας συντονισμού με επαγωγικό χαρακτήρα

- Η περιοχή 4 για συχνότητες υπό της συχνότητας συντονισμού με χωρητικό χαρακτήρα

Στο σχήμα 1.10 παρατίθεται ένα τυπικό διάγραμμα κέρδους-συχνότητας όπου παρουσιάζονται οι περιοχές.

Το διάγραμμα χέρδους συχνότητας ή bode διάγραμμα που παρουσιάζεται στο σχήμα 1.10 προχύπτει από την ανάλυση με προσέγγιση πρώτης αρμονιχής (first harmonic approximation - FHA). Από την παλμοσειρά εισόδου παίρνουμε μόνο την πρώτη ημιτονοειδή αρμονιχή πλάτους και συχνότητας ίσης με της παλμοσειράς. Το πηνίο αναπαριστάται από την εμπέδηση $X_L = \omega L$, ενώ ο πυχνωτής $X_C = \frac{1}{\omega C}$. Το δευτερεύον αναπαριστάται από την ισοδύναμη αντίσταση R_{ac} [7], όπου ο αχριβής ορισμός της θα φανερωθεί σε επόμενο χεφάλαιο. Το ισοδύναμο χύχλωμα παρουσιάζεται στο σχήμα 1.9.



Σχήμα 1.9: Ισοδύναμο κύκλωμα FHA ανάλυσης.

Το κέρδος προκύπτει από το κύκλωμα με διαιρέτη τάσης, ενώ δίνεται συναρτήσει των παραμέτρων:[7] $$/L_r$$

$$Q = \frac{\sqrt{\overline{c_r}}}{R_{ac}}$$

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}}$$

$$x = \frac{\omega}{\omega_r}$$

$$|G(\omega)| = \frac{x^2(m-1)}{\sqrt{(x^2m-1)^2 + x^2Q^2(m-1)^2(x^2-1)^2}}$$
(1)

Για αναλυτικότερη έκφραση του κέρδους και της γωνίας του κυκλώματος πρέπει να εξετάσουμε την συνάρτηση μεταφοράς, να χωρίσουμε πραγματικό και φανταστικό μέρος και κατόπιν να υπολογίσουμε το κέρδος και την φάση. Χάριν απλότητας θεωρούμε το φορτίο ως ωμικού χαρακτήρα. Σημειώνεται ότι με το σύμβολο "//" αναπαριστούμε την παραλληλία δύο αντιστάσεων.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{R_{ac}//X_{Lm}}{X_{Cr} + X_{Lr} + R_{ac}//X_{Lm}}$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{\omega^2 R_{ac}^2 L_m C_r (\omega^2 L_r C_r + \omega^2 L_m C_r - 1)}{(R_{ac} - \omega^2 R_{ac} L_r C_r - \omega^2 R_{ac} L_m C_r)^2 + (\omega L_m - \omega^3 L_m L_r C_r)^2} + \frac{\omega^3 R_{ac} L_m^2 C_r (1 - \omega^2 L_r C_r)}{(R_{ac} - \omega^2 R_{ac} L_r C_r - \omega^2 R_{ac} L_m C_r)^2 + (\omega L_m - \omega^3 L_m L_r C_r)^2}$$

Το κέρδος δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$GAIN = \sqrt{(Real)^{2} + (Imaginary)^{2}}$$

$$GAIN = \left[\left(\frac{\omega^{2}R_{ac}^{2}L_{m}C_{r}(\omega^{2}L_{r}C_{r} + \omega^{2}L_{m}C_{r} - 1)}{(R_{ac} - \omega^{2}R_{ac}L_{r}C_{r} - \omega^{2}R_{ac}L_{m}C_{r})^{2} + (\omega L_{m} - \omega^{3}L_{m}L_{r}C_{r})^{2}} \right)^{2} + \left(\frac{\omega^{3}R_{ac}L_{m}^{2}C_{r}(1 - \omega^{2}L_{r}C_{r})}{(R_{ac} - \omega^{2}R_{ac}L_{r}C_{r} - \omega^{2}R_{ac}L_{m}C_{r})^{2} + (\omega L_{m} - \omega^{3}L_{m}L_{r}C_{r})^{2}} \right)^{2} \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$(2)$$

Η φάση δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$PHASE = atan\left(\frac{Imaginary}{Real}\right)$$
$$PHASE = \frac{\omega L_m (1 - \omega^2 L_r C_r)}{R_{ac} [\omega^2 C_r (L_m + L_r) - 1]}$$
(3)



Σχήμα 1.10: Διάγραμμα κέρδους-συχνότητας μετατροπέα LLC.

Αξίζει να αναφέρουμε ότι για να πετύχουμε μεγαλύτερο κέρδος θα πρέπει να μειώσουμε τον παράγοντα m. Δηλαδή με σταθερό πηνίο σειράς πρέπει να μειώσουμε το πηνίο μαγνήτισης. Στην σχήμα 1.11 αναδεικνύεται η εξάρτηση του κέρδους από τον παράγοντα m.



Σχήμα 1.11: Διαγράμματα κέρδους-συχνότητας για διαφορετικούς παράγοντες m. [7]

Η ανάλυση που θα ακολουθήσει δεν θα επικεντρωθεί στα μαθηματικά μοντέλα των επιμέρους περιοχών αλλά στην παρουσίαση της μεταβολής των κυματομορφών των σημάτων και των διακοπτικών καταστάσεων. Για εκτενέστερη ανάλυση παρατίθεται η διπλωματική εργασία του συναδέλφου Δημήτριου Κοντού η οποία αποτελεί και πηγή για την παρακάτω ανάλυση. [7]

1.2.2.1 Περιοχή 1 Για Συχνότητες Άνω της Συχνότητας Συντονισμού

Σε αυτή την περιοχή η αντίδραση του πηνίου σειράς υπερτερεί της αντίδρασης του πυκνωτή σειράς και άρα συνολικά επικρατεί επαγωγικός χαρακτήρας λειτουργίας. Επαγωγικός χαρακτήρας λειτουργίας σημαίνει ότι το ρεύμα έπεται της τάσης. Το ρεύμα εξόδου είναι συνεχές και το κέρδος μικρότερο της μονάδας.

Στο σχήμα 1.12 φαίνονται οι τάσεις και τα ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού για έναν κύκλο. Συγκεκριμένα φαίνεται η τετραγωνική τάση εισόδου και η ίδιας μορφής τάσης εξόδου με καθυστέρηση, λόγω του επαγωγικού χαρακτήρας λειτουργίας και πλάτους μικρότερο της τάσης εισόδου, λόγω του μικρότερου της μονάδας κέρδους. Ακόμη φαίνονται τα ρεύματα του πηνίου σειράς, του πηνίου μαγνήτισης και το ρεύμα εξόδου της γέφυρας. Τέλος έχουν σημειωθεί στο σχήμα 1.13 οι 6 (I-VI) διακοπτικές καταστάσεις, ενώ διακρίνεται σε αυτές λεπτομερώς η διαδρομή που ακολουθεί το ρεύμα.



Σχήμα 1.12: Τάσεις και ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού του μετατροπέα LLC για συχνότητες μεγαλύτερες της συχνότητας συντονισμού. [7]

Στην κατάσταση (I) έχουν παλμό οι διακόπτες S1-S4, όμως άγουν οι αντιπαράλληλες διόδοι τους, λόγω του επαγωγικού ρεύματος που δεν έχει αλλάξει ακόμη φορά από τον προηγούμενο κύκλο.

Από την κατάσταση (I) στην (II) οι διακόπτες στο δευτερεύον αλλάζουν κατάσταση και το ρεύμα εξόδου αλλάζει διαδρομή. Αυτό γίνεται κατά τον μηδενισμό του ρεύματος άρα με ομαλή μετάβαση μηδενικού ρεύματος.

Στην κατάσταση (II) συνεχίζουν να άγουν οι αντιπαράλληλοι δίοδοι των S1-S4. Νομοτελειακά θα έχουμε την κατάσταση (II), αφού προηγείται ο μηδενισμός του ρεύματος εξόδου από το πέρας του επαγωγικού ρεύματος.

Από την κατάσταση (II) στην (III) ολοκληρώνει το επαγωγικό ρεύμα τον κύκλο του και ξεκινούν να άγουν οι διακόπτες S1-S4 που έχουν παλμό. Αυτό συμβαίνει με ομαλή μετάβαση μηδενικής τάσης καθώς η τάση στα άκρα των διακοπτών ήταν μηδενική λόγω της πρότερης αγωγής (βραχυκυκλώματος) των αντιπαράλληλων διόδων.

Από την κατάσταση (III) στην (IV) οι παλμοί έναυσης μεταφέρονται στους διακόπτες S2-S3. Οι διακόπτες S1-S4 σβένουν με σκληρή μεταγωγή καθώς από την αγωγή ρεύματος βλέπουν την ανάστροφη τάση της πηγής. Οι διακόπτες S2-S3 δεν ξεκινούν να άγουν καθώς δεν έχει ολοκληρώσει τον κύκλο του το επαγωγικό ρεύμα.

Στην κατάσταση (IV) λοιπόν θα άγουν οι αντιπαράλληλες δίοδοι των S2-S3.

Από την κατάσταση (IV) στην (V), κατά τον μηδενισμό του ρεύματος εξόδου, αλλάζει το ζευγάρι αγωγής στις διόδους του δευτερεύοντος. Αυτό γίνεται με ομαλή μετάβαση μηδενικού ρεύματος.

Στην κατάσταση (V) συνεχίζουν να άγουν οι αντιπαράλληλες δίοδοι των διακοπτών S2-S3.

Από την κατάσταση (V) στην (VI) ολοκληρώνει το ρεύμα τον κύκλο του και ξεκινούν να άγουν οι διακόπτες S2-S3 που έχουν παλμό. Μετά το πέρας της κατάστασης (VI) θα μεταπηδήσουμε στην (I).



Σχήμα 1.13: Οι διακοπτικές καταστάσεις του μετατροπέα LLC για συχνότητες μεγαλύτερες της συχνότητας συντονισμού.

1.2.2.2 Περιοχή 2 Συχνότητας Συντονισμού

Κατά τον συντονισμό, παρόλο που η αντίδραση του πηνίου σειράς εξουδετερώνεται από την αντίδραση του πυχνωτή, ο συνολικός χαραχτήρας του χυχλώματος παραμένει επαγωγικός λόγω της συνεισφοράς του πηνίου μαγνήτισης. Το ρεύμα συνεχίζει να έπεται της τάσης. Στο σχήμα 1.14 φαίνονται οι τάσεις και τα ρεύματα του χυχλώματος συντονισμού για έναν χύχλο. Συγχεκριμένα η τάση εισόδου και η τάση εξόδου ταυτίζονται τόσο σε μορφή (τετραγωνική), σε πλάτος (έχουμε μοναδιαίο χέρδος) αλλά και σε φάση. Το ρεύμα του πηνίου σειράς είναι ελαφρώς επαγωγικό και ο μηδενισμός του έπεται του μηδενισμού του ρεύματος εξόδου. Τέλος διαχρίνεται και το τριγωνικής μορφής ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης.



Σχήμα 1.14: Τάσεις και ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού του μετατροπέα LLC για την συχνότητα συντονισμού. [7]

Οι διαχοπτικές καταστάσεις στον συντονισμό είναι 4 (Ι) - (ΙV). Σημειώνονται στο σχήμα 1.15 καθώς και η ακριβής πορεία που ακολουθεί το ρεύμα κατά την διάρκεια των διακοπτικών καταστάσεων.

Στην κατάσταση (Ι) οι διακόπτες S1-S4 έχουν παλμό, όμως δεν άγουν. Καθώς το επαγωγικό ρεύμα δεν έχει ολοκληρώσει τον κύκλο του, θα συνεχίζει να άγει από τις αντιπαράλληλες διόδους των διακοπτών. Το ρεύμα εξόδου, απολύτως συμφασικό με την τάση εξόδου, είναι θετικό.

Από την κατάσταση (I) στην (II) το ρεύμα εξόδου παραμένει θετικό, ενώ ξεκινούν να άγουν οι διακόπτες S1-S4 που έχουν παλμό. Η έναυση των διακοπτών γίνεται ομαλά με μετάβαση τύπου μηδενικής τάσης, καθώς πριν την έναυση τους, η τάση στα άκρα τους ήταν μηδενική λόγω της αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων.

Καθ' όλη την διάρκεια της κατάστασης (ΙΙ) συνεχίζουν να άγουν οι διακόπτες S1-S4.

Από την διαχοπτιχή κατάσταση (II) στην (III) οι παλμοί έναυσης μεταβαίνουν στους διαχόπτες S2-S3. Οι διαχόπτες S1-S4 σβένουν με σχληρή μεταγωγή, καθώς από την αγωγή ρεύματος βλέπουν την ανάστροφη τάση της πηγής. Ξεχινούν να άγουν οι αντιπαράλληλες διόδοι των διαχοπτών, καθώς το επαγωγικό ρεύμα δεν έχει ολοκληρώσει τον χύχλο του. Στο δευτερεύον, αλλάζει το ζευγάρι διόδων που άγει, ενώ οι δίοδοι του άλλου ζεύγους σβένουν. Αυτό καθώς συμβαίνει κατά την διάρχεια του μηδενισμού του ρεύματος εξόδου, γίνεται με ομαλή μεταγωγή τύπου μηδενικού ρεύματος τόσο στην έναυση όσο και στην σβέση.

Στην κατάσταση (III) θα συνεχίζουν να άγουν οι αντιπαράλληλες δίοδοι μέχρι το επαγωγικό ρεύμα να μηδενιστεί.

Από την διακοπτική κατάσταση (III) στην (IV) ολοκληρώνεται η αγωγή του επαγωγικού ρεύματος και ξεκινούν να άγουν οι διακόπτες S2-S3.

Καθ' όλη την κατάσταση (IV) άγουν οι διακόπτες S2-S3. Στο πέρας επανερχόμαστε στην (I). Στο δευτερεύον η αγωγή των διόδων, όμοια με πριν, θα μεταφερθεί στο άλλο ζευγάρι και τόσο η έναυση όσο και η σβέση θα γίνει με ομαλή μεταγωγή μηδενικού ρεύματος. Οι διακόπτες S2-S3 θα σβέσουν με σκληρή μεταγωγή, ενώ θα ξεκινήσουν να άγουν οι αντιπαράλληλες δίοδοι των S1-S4.

Αξίζει να σημειωθεί ότι παρόλο που έχουμε σκληρές μεταγωγές κατά την σβέση των διακοπτών του πρωτεύοντος, το ρεύμα τους είναι σχετικά περιορισμένο, καθώς ο επαγωγικός χαρακτήρας είναι μικρός και το ημιτονοειδές ρεύμα βρίσκεται κοντά στο τέλος του, δηλαδή σε μικρή τιμή κατά την στιγμή της μεταγωγής. Φυσικά αυτό μιεώνει τις διακοπτικές απώλειες, αφού ορίζονται ως το γινόμενο ρεύματος και τάσης. Επιλογικά οι τελευταίες δεν εξαρτώνται μόνο από την ύπαρξη σκληρής μεταγωγής, αλλά και από την τιμή του ρεύματος κατά την στιγμή της μεταγωγής.



Σχήμα 1.15: Διακοπτικές καταστάσεις του μετατροπέα LLC για την συχνότητα συντονισμού.

1.2.2.3 Περιοχή 3 Για Συχνότητες Υπό της Συχνότητας Συντονισμού με Επαγωγικό Χαρακτήρα

Σε αυτή την περιοχή, όπως ορίζει και ο τίτλος της, παρόλο που βρισκόμαστε σε συχνότητες υπό της συχνότητας συντονισμού, δηλαδή η αντίδραση του πυκνωτή επικρατεί έναντι της αντιδράσεως του πηνίου σειράς, εξακολουθούμε να έχουμε επαγωγικό χαρακτήρα. Αυτό συμβαίνει διότι η συνεισφορά της αντίδρασης του πηνίου μαγνήτισης επικρατεί έναντι της αντίδρασης του πυκνωτή. Σε αυτή την περιοχή το ρεύμα εξόδου παρουσιάζει ασυνέχεια, ενώ το κέρδος της τάσης εξόδου είναι μεγαλύτερο της μονάδας. Στο σχήμα 1.16 φαίνεται ακόμη η προπορεία της τάσης εισόδου, η οποία εξαρτάται από τον χωρητικό χαρακτήρα του εν σειρά κλάδου.

Κατά την διάρχεια της ασυνέχειας του ρεύματος εξόδου, το πρωτεύον είναι αποχομμένο από το δευτερεύον. Η τάση εξόδου του χυχλώματος συντονισμού εξαρτάται πλέον μόνο από το πηνίο μαγνήτισης, για αυτό χαι έχει ημιτονοειδή χαραχτήρα. Το ρεύμα του πηνίου σειράς θα ισούται με το ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης. Στο σχήμα 1.17 παρουσιάζονται διαδοχιχά οι διαχοπτιχές χαταστάσεις για έναν χύχλο (I-VI), ενώ σημειώνεται σε αυτές η αχριβής πορεία που αχολουθεί το ρεύμα.



Σχήμα 1.16: Τάσεις και ρεύματα μετατροπέα LLC για συχνότητες μικρότερες της συχνότητας συντονισμού με επαγωγικό χαρακτήρα κυκλώματος. [7]

Στην διακοπτική (I) κατάσταση παίρνουν παλμό οι διακόπτες S1-S4. Επειδή, παρόμοια με τις πρότερες δύο περιοχές, έχουμε επαγωγικό χαρακτήρα, που σημαίνει ότι το ρεύμα δεν έχει μηδενιστεί για να αλλάξει φορά αγωγής, θα ξεκινήσουν να άγουν οι αντιπαράλληλες δίοδοι των διακοπτών S1-S4. Το φορτίο είναι κανονικά συνδεδεμένο και το ρεύμα εξόδου ξεκινά θετικό.

Από την κατάσταση (Ι) στην (ΙΙ) το επαγωγικό ρεύμα μηδενίζεται και ξεκινούν να άγουν οι διακόπτες S1-S4 (που έχουν παλμό). Αυτό θα γίνει με ομαλή μετάβαση, καθώς λόγω της αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων, οι διακόπτες είχαν μηδενική τάση στα άκρα τους, δηλαδή έχουμε ομαλή μετάβαση μηδενικής τάσης.

Από την κατάσταση (II) στην (III) το ρεύμα εξόδου μηδενίζεται, το φορτίο αποσυνδέεται, ενώ η τάση στην έξοδο του κυκλώματος συντονισμού ισούται με την ημιτονοειδή τάση του πηνίου μαγνήτισης. Οι διακόπτες S1-S4 συνεχίζουν να είναι σε αγωγή, ενώ το ρεύμα τους ισούται με το ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης. Η αποσύνδεση του φορτίου, δηλαδή η σβέση των διόδων του δευτερεύοντος συμβαίνει κατά τον μηδενισμό του ρεύματος τους, άρα με ομαλή μετάβαση μηδενικού ρεύματος.

Από την κατάσταση (III) στην (IV) οι παλμοί αλλάζουν στους διακόπτες S2-S3, όμως δεν ξεκινούν να άγουν αυτοί, αλλά οι αντιπαράλληλες δίοδοι τους, καθώς δεν έχει μηδενιστεί το επαγωγικό ρεύμα. Οι διακόπτες S1-S4 σβένουν με σκληρή μετάβαση, αφού δεν είχε ολοκληρωθεί το ρεύμα. Το φορτίο συνδέεται και οι δίοδοι του δευτερεύοντος ξεκινούν την αγωγή τους με ομαλή μετάβαση μηδενικού ρεύματος (αφού στην προηγούμενη κατάσταση είχαν μηδενικό ρεύμα). Η τάση εξόδου του κυκλώματος συντονισμού θα είναι η ανάστροφη τάση εξόδου του μετατροπέα.

Από την κατάσταση (IV) στην (V) το επαγωγικό ρεύμα μηδενίζεται και ξεκινούν να άγουν οι διακόπτες S2-S3. Η μετάβαση τους θα είναι ομαλή μετάβαση μηδενικής τάσης. Η τάση εξόδου εξακολουθεί να είναι η ανάστροφη τάση εξόδου του αντιστροφέα, αφού το φορτίο είναι συνδεδεμένο.

Από την κατάσταση (V) στην (VI) το ρεύμα εξόδου μηδενίζεται και το φορτίο αποσυνδέεται. Οι διακόπτες S2-S3 συνεχίζουν την αγωγή τους, ενώ οι διόδοι του δευτερεύοντος σβένουν με ομαλή μετάβαση μηδενικού ρεύματος. Το ρεύμα του πηνίου σειράς ισούται με το ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης και η τάση εξόδου του κυκλώματος συντονισμού με την ημιτονοειδή τάση του πηνίου μαγνήτισης. Στο πέρας της (VI) επανερχόμαστε στην (I) με την μετάβαση των παλμών στους διακόπτες S1-S4, την σκληρή σβέση των S2-S3 και την αγωγή των αντιπαράλληλων διόδων των S1-S4.



Σχήμα 1.17: Διακοπτικές καταστάσεις μετατροπέα LLC για συχνότητες υπό της συχνότητας συντονισμού με επαγωγικό χαρακτήρα λειτουργίας.

1.2.2.4 Περιοχή 4 Για Συχνότητες Υπό της Συχνότητας Συντονισμού με Χωρητικό Χαρακτήρα

Σε αυτή την περιοχή η αντίδραση του πυκνωτή υπερτερεί έναντι και του πηνίου σειράς και της συνεισφοράς του πηνίου μαγνήτισης. Τόσο η τάση εξόδου του κυκλώματος συντονισμού, όσο και το ρεύμα πηνίου σειράς προπορεύονται της τάσης εισόδου του κυκλώματος συντονισμού. Το ρεύμα εξόδου είναι συνεχές και το φορτίο δεν αποσυνδέεται. Αυτή η περιοχή δεν θα μας απασχολήσει, καθώς η λειτουργία σε αυτή την περιοχή πρέπει να αποφεύγεται, παρόλα αυτά θα την αναλύσουμε για να αναδείξουμε την επίδραση του χωρητικού χαρακτήρα του κυκλώματος στις ομαλές μεταβάσεις. Τα ρεύματα και οι τάσεις της περιοχής αναδεικνύονται στο σχήμα 1.18.



Σχήμα 1.18: Τάσεις και ρεύματα μετατροπέα LLC για συχνότητες υπό της συχνότητας συντονισμού με χωρητικό χαρακτήρα λειτουργίας. [7]

Στο σχήμα 1.19 παρουσιάζονται αναλυτικά οι διακοπτικές καταστάσεις (I)-(IV) καθώς και η διαδρομή που ακολουθεί το ρεύμα σε κάθε κατάσταση.

Στην κατάσταση (I) οι διακόπτες S1-S4 παίρνουν παλμό και ξεκινούν να άγουν. Η μετάβαση είναι σκληρή, καθώς από την ανάστροφη τάση της πηγής που έβλεπαν οι διακόπτες, ξεκίνησαν να άγουν.

Από την κατάσταση (Ι) στην (ΙΙ) το χωρητικό ρεύμα που προηγείτο της τάσης μηδενίζεται, καθώς παλμό έχουν ακόμη οι διακόπτες S1-S4 ξεκινούν να άγουν οι αντιπαράλληλες δίοδοι τους. Οι διακόπτες S1-S4 σβένουν με ομαλή μετάβαση μηδενικής τάσης, γιατί καθώς μηδενίζεται το ρεύμα τους, η τάση παραμένει μηδενική λόγω αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων.

Από την κατάσταση (II) στην (III) οι παλμοί μεταφέρονται στους διακόπτες S2-S3, όπου και ξεκινούν να άγουν με σκληρή μεταγωγή.

Από την κατάσταση (III) στην (IV) το χωρητικό ρεύμα ολοκληρώνεται και ξεκινούν την αγωγή οι αντιπαράλληλες δίοδοι των S2-S3. Οι διακόπτες S2-S3 σβένουν ομαλά με μεταγωγή μηδενικής τάσης.

Στο πέρας της (IV) επανερχόμαστε στην (I), καθώς οι παλμοί μεταφέρονται στους διακόπτες S1-S4.

Σε κάθε περίπτωση στις διόδους του δευτερεύοντος πετυχαίνουμε ομαλή μεταγωγή μηδενικού ρεύματος.



Σχήμα 1.19: Διαχοπτικές καταστάσεις μετατροπέα LLC για συχνότητες υπό της συχνότητας συντονισμού.

1.2.2.5 Σύνοψη Μεταβάσεων για τον Μετατροπέα LLC

Στον πίνακα 1.1 συνοψίζουμε τις μεταβάσεις του μετατροπέα LLC για τους διακόπτες του πρωτεύοντος και στον πίνακα 1.2 τις μεταβάσεις για τους διακόπτες του δευτερεύοντος. Με "Χ" σημειώνονται οι σκληρές μεταβάσεις.

	Περιοχή 1	Περιοχή 2	Περιοχή 3	Περιοχή 4
Έναυση	ZVS	ZVS	ZVS	Х
Σβέση	Х	Х	Х	ZVS

Πίναχας 1.1: Σύνοψη μεταβάσεων για τους διαχόπτες πρωτεύοντος μετατροπέα LLC.

	Περιοχή 1	Περιοχή 2	Περιοχή 3	Περιοχή 4
Έναυση	ZCS	ZCS	ZCS	ZCS
Σβέση	ZCS	ZCS	ZCS	ZCS

Πίναχας 1.2: Σύνοψη μεταβάσεων για τους διαχόπτες δευτερεύοντος μετατροπέα LLC.

1.3 Ο Μετατροπέας LLC με Ημιελεγχόμενη Γέφυρα Δευτερεύοντος

Όπως αναφέρθηκε και στις ανωτέρω ενότητες, το κύριο κατασκευαστικό χαρακτηριστικό που ξεχωρίζει έναν μετατροπέα LLC είναι το κύκλωμα συντονισμού του. Παρόλα αυτά μπορούμε να έχουμε διαφορετικές τοπολογίες LLC μετατροπέων μεταβάλλοντας είτε την γέφυρα εισόδου (αντιστροφέας), είτε την γέφυρα εξόδου (ανόρθωση). Οι δύο κύριες τοπολογίες LLC είναι ο μετατροπέας LLC SAB (single active bridge) ο οποίος αναλύσαμε ως γενική περίπτωση στην παραπάνω ενότητα και ο μετατροπέας LLC DAB (dual active bridge). Ο SAB μετατροπέας χρησιμοποιεί παθητική γέφυρα ανόρθωσης, ενώ πλεονεκτεί με την απλότητα της σχεδίασης του. Ο μετατροπέας DAB εφαρμόζει σύγχρονη ανόρθωση, δηλαδή με διακόπτες. Παρόλο που η στρατηγική παλμοδότησης της γέφυρας εξόδου δεν είναι τετριμμένη διαδικασία, πλεονεκτεί με το γεγονός ότι μπορεί να πετύχει αμφίδρομη ροή ισχύος και μειωμένες απώλειες αγωγής. Σε αυτή την ενότητα θα ασχοληθούμε με μια πιο ιδιάζουσα τοπολογία. Τον μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα εξόδου ή secondary side phase shift controlled LLC (SS-PSM LLC). Ο τελευταίος πλεονεκτεί με την ικανότητα ρύθμισης του κέρδους του, χωρίς μεταβολή της διακοπτικής συχνότητας, αλλά και την δυνατότητα να επιτευχθεί μεγαλύτερο περιθώριο κέρδους. [9]



Σχήμα 1.20: Ο Μετατροπέας LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος.

Τυπικές εφαρμογές του μετατροπέα αποτελούν αυτές που απαιτούν σταθερή διαμόρφωση τάσης εξόδου ακόμα και σε μεταβολή της τάσης τάσης εισόδου, είτε για σύντομο χρονικό διάστημα, είτε παρατεταμένα. Ως τυπικό παράδειγμα θεωρούμε τους αντιστροφείς σε ένα φωτοβολταϊκό πάρκο. Αυτοί παράγουν διαφορετικά επίπεδα τάσης ανάλογα με διάφορους παράγοντες. Χαρακτηριστικοί εξ αυτών είναι η σκίαση, η εφαρμογή αλγορίθμου μεγιστοποίησης ισχύος (MPPT algorith) και σφάλματα των εκάστοτε πλαισίων. Ο μετατροπέας μας μπορεί να παρέχει σταθερή τάση στο δίκτυο ανεξάρτητα με τις μεταβολές της εισόδου και μάλιστα με αποδοτικό τρόπο. Για να πετύχαινε ένας συμβατικός μετατροπέας LLC, που ελέγχεται μέσω της συχνότητας της τροφοδοτούσας τάσης (Pulse frequency modulation PFM), παρόμοιο εύρος λειτουργίας, θα έπρεπε να έχει υψηλό κέρδος, το οποίο επιτυγχάνεται μειώνοντας το πηνίο μαγνήτισης. Αυτό έχει το μειονέκτημα να δημιουργεί υψηλό κυκλοφορούν ρεύμα και να αυξάνονται οι απώλειες. Σημειώνεται ότι υπάρχει εξάρτηση του κέρδους από το πηνίο μαγνήτισης, όπου θα αναδειχθεί στο επόμενο κεφάλαιο.

Ο μετατροπέας λειτουργεί σε σταθερή συχνότητα. Για την εφαρμογή μας θα χρησιμοποιήσουμε την συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος. Η λειτουργία στην συχνότητα συντονισμού μας εξασφαλίζει ομαλές εναύσεις και περιορισμένες διακοπτικές απώλειες κατά την σβέση, στους διακόπτες του πρωτεύοντος, καθώς κατά την σβέση η τιμή του ρεύματος είναι μικρή. Θεωρητικά αποτελεί την βέλτιστη συχνότητα από άποψη ελαχιστοποίησης των διακοπτικών απωλειών και του ηλεκτρομαγνητικού θορύβου [10]. Η λειτουργία του μετατροπέα συνιστά την δημιουργία ασυνέχειας στο φορτίο, ώστε να επιτευχθεί αυξημένο κέρδος τάσης. Κατά την διάρκεια της ασυνέχειας η ισχύς της πηγής φορτίζει το πηνίο σειράς και αυτό στην συνέχεια απελευθερώνει την ενέργεια ως αύξηση της τάσης. Τελικώς το κέρδος τάσης είναι ανάλογο της γωνίας της ασυνέχειας.

Στην συνέχεια της ενότητας θα αναλύσουμε την λειτουργία του μετατροπέα στις δύο του καταστάσεις, την κανονική κατάσταση λειτουργίας και την λειτουργία αυξημένου κέρδους.

1.3.1 Κανονική Κατάσταση Λειτουργίας

Ως κανονική κατάσταση λειτουργίας ονομάζουμε την κατάσταση όπου δεν δημιουργούμε τεχνητή ασυνέχεια στο δευτερεύον. Λόγω της λειτουργίας στην συχνότητα συντονισμού οι τάσεις πρωτεύοντος και δευτερεύοντος στο κύκλωμα συντονισμού είναι συμφασικές και ίδιου μέτρου, αφού έχουμε μοναδιαίο κέρδος. Οι διακόπτες 5 και 6 λειτουργούν μόνο ως δίοδοι και η ανάλυση αυτής της κατάστασης είναι πανομοιότυπη με του συμβατικού μετατροπέα SAB LLC που αναλύθηκε στην υποενότητα 1.2.2.2. Οι παλμοί οδήγησης των διακοπτών, τα ρεύματα των πηνίων σειράς και μαγνήτισης καθώς και η τάση που βλέπει ο μετασχηματιστής υψηλών συχνοτήτων παρουσιάζονται στο σχήμα 1.21.



Σχήμα 1.21: Κανονική κατάσταση λειτουργίας σε μετατροπέα SS-PSM LLC. [9]

1.3.2 Λειτουργία Αυξημένου Κέρδους

Ως κατάσταση λειτουργίας αυξημένου κέρδους ορίζουμε την κατάσταση όπου δημιουργούμε για ορισμένη γωνία επικάλυψης φ ασυνέχεια στο φορτίο. Κατά την διάρκεια της ασυνέχειας η ενέργεια της πηγής φορτίζει το πηνίο σειράς. Η ενέργεια που αποθηχεύει το πηνίο χαταναλώνεται ως αύξηση στην τάση εξόδου. Η γωνία επικάλυψης φείναι ανάλογη της τάσης εξόδου. Συνολικά ο μετατροπέας αποτελείται από 10 διαχοπτιχές χαταστάσεις, όμως λόγω συμμετρίας αρχεί να αναλύσουμε τις πρώτες 5 [9]. Οι 5 διακοπτικές καταστάσεις αποτελούνται από 3 περιοχές: Το διάστημα επικάλυψης γωνιών, την περιοχή μετάδοσης ισχύος και την περιοχή αποκοπής φορτίου. Ο χωρισμός στις 5 διακοπτικές καταστάσεις βοηθάει στην ανάδειξη των μεταγωγών των διακοπτών, ενώ ο χωρισμός σε περιοχές χρησιμεύει στην διατύπωση των μαθηματικών εκφράσεων που τις διέπουν. Η παρακάτω ανάλυση θα οργανωθεί με βάση τις περιοχές, ενώ σε κάθε περιοχή θα αναλυθούν οι διακοπτικές καταστάσεις που την απαρτίζουν. Στο σχήμα φαίνονται οι παλμοί οδήγησης των διακοπτών, τα ρεύματα πηνίου σειράς (i_{Lr}) και μαγνήτισης (i_{Lm}) , η τάση εισόδου και εξόδου του κυκλώματος συντονισμού, καθώς και το ρεύμα των διακοπτών στο δευτερεύον (i_s). Έχει σημειωθεί η γωνία επικάλυψης φ, ενώ έχει συνυπολογιστεί ο νεκρός χρόνος μεταξύ των εναύσεων των διαχοπτών. Σημειώνεται η παραδοχή χατά το χρονιχό διάστημα $t_4 - t_5$ η τάση του πηνίου μαγνήτισης θεωρείται σταθερή, παρόλα αυτά είναι ημιτονοειδής μορφής, με συχνότητα που θα φανερωθεί στην παρακάτω ανάλυση.



Σχήμα 1.22: Κυματομορφές μετατροπέα SS-PSM LLC κατά την λειτουργία αυξημένου κέρδους.

1.3.2.1 Διάστημα Επικάλυψης Γωνιών

Το διάστημα επικάλυψης γωνιών αποτελείται από τα στάδια 1 και 2 όπως φαίνονται στο σχήμα 1.23.

Κατά το πρώτο στάδιο μεταξύ των χρονικών στιγμών $(t_0 - t_1)$ βρισκόμαστε στον νεκρό χρόνο. Οι διακόπτες S2-S3 που είχαν παλμό έχουν ολοκληρώσει την αγωγή τους, ενώ οι διακόπτες S1-S4 δεν παίρνουν ακόμη παλμό και δεν ξεκινούν την αγωγή τους. Στο δευτερεύον ο διακόπτης S5 έχει παλμό και άγει. Μαζί με την ορθά πολωμένη αντιπαράλληλη δίοδο του διακόπτη S6, λόγω της θετικής τάσης εισόδου, δημιουργεί βραχυκύκλωμα στο δευτερεύον του μετασχηματιστή. Το φορτίο είναι αποκομμένο. Το επαγωγικό ρεύμα του πηνίου σειράς δεν έχει μηδενιστεί και θα συνεχίσει την αγωγή του από τις αντιπαράλληλες διόδους των διακοπτών S1-S4. Λόγω της πολικότητας της πηγής που βλέπει το πηνίο σειράς και ο πυκνωτής, ο πυκνωτής αποφορτίζεται και το πηνίο φορτίζεται. Οπότε το ρεύμα το τελευταίου αυξάνεται.

Κατά το δεύτερο στάδιο μεταξύ των χρονιχών στιγμών (t_1-t_2) οι διαχόπτες S1-S4 παίρνουν παλμό και ξεχινούν να άγουν. Για να ξεχινήσουν την αγωγή τους οι διαχόπτες με ομαλή έναυση μηδενιχής τάσης πρέπει το ρεύμα πριν την έναυση να άγεται από τις αντιπαράλληλες διόδους, δηλαδή να μην έχει αλλάξει πολιχότητα. Η αχριβής χρονιχή απαίτηση θα εξεταστεί αναλυτιχά στην επόμενη υποενότητα. Ο διαχόπτης S5 στο δευτερεύον συνεχίζει την αγωγή του και μαζί με την αντιπαράλληλη δίοδο του διαχόπτη S6 βραχυχυχλώνει το δευτερεύον του μετασχηματιστή. Το φορτίο εξαχολουθεί να είναι αποχομμένο. Ο πυχνωτής αποφορτίζεται, ενώ μαζί με την πηγή φορτίζουν το πηνίο σειράς και το ρεύμα του αυξάνεται.



Σχήμα 1.23: Διακοπτικές καταστάσεις διαστήματος επικάλυψης γωνιών μετατροπέα SS-PSM LLC κατά την λειτουργία σε αυξημένο κέρδος. a) Στάδιο 1, b) Στάδιο 2. [9]

Συνολικά τα δύο πρώτα στάδια απαρτίζουν το διάστημα επικάλυψης γωνιών. Οι μαθηματικές εκφράσεις για τα μεγέθη είναι όμοιες, ενώ προκύπτουν από το ηλεκτρικά ισοδύναμο κύκλωμα

του διαστήματος, μέσω ανάλυσης στο πεδίο του χρόνου (time domain analysis - TDA). Η είσοδος προσομοιώνεται με τετραγωνικό παλμό τάσης και λόγω της τμηματικά χρονικής ανάλυσης σταθερού πλάτους Vin. Στην συνέχεια εν σειρά βρίσκεται το πηνίο σειράς και ο πυκνωτής ενώ το πηνίο μαγνήτισης είναι βραχυκυκλωμένο από το δευτερεύον.



Σχήμα 1.24: Ισοδύναμο κύκλωμα SS-PSM LLC για την περιοχή επικάλυψης γωνιών μετατροπέα SS-PSM LLC σε λειτουργία αυξημένου κέρδους.

Εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων του Kirchhoff προκύπτει η διαφορική εξίσωση του κυκλώματος.

$$V_{in} = V_{Cr} + V_{Lr} \Rightarrow \frac{1}{Cr} \int i_{Lr} dt + L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = V_{in} \Rightarrow$$
$$\frac{d^2 \cdot i_{Lr}(t)}{dt^2} + \frac{1}{L_r C_r} \cdot i_{Lr}(t) = 0 \tag{4}$$

Λύνοντας την διαφορική εξίσωση προκύπτει το ρεύμα του πηνίου σειράς. Όπου αντίσταση $z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, συχνότητα $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_rC_r}}$, i_{Lr0} το αρχικό ρεύμα του πηνίου σειράς και V_{Cr0} η αρχική τάση του πυκνωτή.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t) + \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t)$$
(5)

Από την εξίσωση του πηνίου σειράς προχύπτει η τάση του:

$$V_{Lr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \Rightarrow$$

$$V_{Lr}(t) = \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{\omega_r} \cdot \cos(\omega_r t) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$
(6)

· ()

Η τάση του πηνίου μαγνήτισης λόγω της βραχυκύκ
λωσης παραμένει μηδενική $V_{Lm}=0.~{\rm H}$ τάση του πυκνωτή προκύπτει:

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - V_{Lr}(t) \Rightarrow$$

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{\omega} \cdot \cos(\omega_r t) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$
(7)

Η μέγιστη τάση του πυχνωτή δίνεται από [9]:

V

$$V_{Crmax} = \frac{V_0^2}{R_0} \frac{1}{4f_s V_{in} Cr}$$
(8)

1.3.2.2 Ελάχιστος Νεκρός Χρόνος για Επίτευξη Ομαλής Έναυσης

Ο νεκρός χρόνος είναι απαραίτητο να εισάγεται μεταξύ της αγωγής των διακοπτικών ζεύγων για να αποτρέψει τυχόν βραχυκυκλώματα που μπορούν να δημιουργηθούν. Κύριο αίτιο των βραχυκυκλωμάτων αποτελεί η μεγαλύτερη διάρκεια σβέσης έναντι της έναυσης σε ένα διακόπτη, με συνέπεια ο ένας διακόπτης να έχει έρθει σε αγωγή πριν να σβέση ο άλλος, δηλαδή προκαλώντας βραχυκύκλωμα στην πηγή. Συνήθως η χρονική διάρκεια του νεκρού χρόνου αρκεί να είναι της τάξεως των εκατοντάδων ns. Στην περίπτωση μας, αν ο νεκρός χρόνος είναι μεγαλύτερος από το διάστημα που άγουν οι αντιπαράλληλες δίοδοι των διακοπτών, πριν την εκκίνηση των διακοπτών, το ρεύμα ιδανικά θα μηδενιστεί και μόλις έρθει ο παλμός οι διακόπτες θα

ξεκινήσουν να άγουν το ρεύμα. Παρόλο που θα είχαμε και πάλι ομαλή μεταγωγή, μηδενικού ρεύματος, οι φορτισμένες παρασιτικές χωρητικότητες των διακοπτών διατηρούν μη μηδενική την τάση στα άκρα των διακοπτών, με αποτέλεσμα κατά την έναυση να δημιουργούνται υψηλές διακοπτικές απώλειες. Η ιδανική μεταγωγή μηδενικού ρεύματος (χωρίς φορτισμένες παρασιτικές χωρητικότητες), καθώς και οι παρασιτικές χωρητικότες εξόδου των διακοπτών παρουσιάζονται στο σχήμα 1.25. Αξίζει λοιπόν να προσδιορίσουμε την ακριβή χρονική απαίτηση που πρέπει να έχει ο νεκρός χρόνος ώστε να πετυχαίνουμε ομαλή έναυση στους διακόπτες.

Έστω χρονική στιγμή t_a , η χρονική στιγμή που το ρεύμα μηδενίζεται $i_{Lr}(t_a) = 0$. Για να έχουμε ομαλή μετάβαση πρέπει να ισχύει $T_d < t_a$. Το ρεύμα στην περιοχή επικάλυψης γωνιών έχει δοθεί στην εξίσωση (4). Η αρχική συνθήκη του πυκνωτή σε αυτή την περιοχή είναι η μέγιστη τάση του, $V_{Cr0} = V_{Crmax}$.

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση του ρεύματος για την χρονική στιγμή t_a βρίσκουμε:

$$i_{Lr}(t_a) = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t_a) + \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t_a) \Rightarrow$$

$$0 = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t_a) + \frac{V_{in} - V_{Crmax}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t_a) \Rightarrow$$

$$tan(\omega_r t_a) = -\frac{i_{Lr0}}{V_{in} - V_{Crmax}} \cdot z_r \Rightarrow$$

$$t_a = \frac{atan(-\frac{i_{Lr0}}{V_{in} - V_{Crmax}} \cdot z_r)}{\omega_r} \qquad (9)$$



Σχήμα 1.25: Οι διακοπτικές καταστάσεις κατά την ομαλή μεταγωγή μηδενικού ρεύματος σε πλήρης γέφυρα. α) Αγουν οι διακόπτες S1-S4 β) Το ρεύμα μηδενίζεται - Δεν άγει κανένας διακόπτης γ) Ξεκινούν να άγουν οι διακόπτες S2-S3 με ομαλή μεταγωγή μηδενικού ρεύματος.

1.3.2.3 Περιοχή Μετάδοσης Ισχύος

Η περιοχή μετάδοσης ισχύος αποτελείται από τα στάδια 3 και 4 όπως φαίνονται στο σχήμα 1.26.

Κατά το τρίτο στάδιο μεταξύ των χρονικών στιγμών (t_2-t_3) ο διαχόπτης S5 του δευτερεύοντος σβένει. Παλμό στην είσοδο έχουν οι διαχόπτες S1-S4 οι οποίοι ήδη από το προηγούμενο στάδιο άγουν και συνεχίζουν να άγουν. Στο δευτερεύον άγουν οι δίοδοι D1 και η αντιπαράλληλη δίοδος του διαχόπτη S6, αφού και οι δύο είναι ορθά πολωμένες. Το φορτίο είναι συνδεδεμένο στον μετατροπέα. Το πηνίο σειράς, που τώρα βλέπει το φορτίο, έχει πτώση τάσης $V_{in} - V_0 < 0$, οπότε το ρεύμα του που είχε φτάσει την μέγιστη τιμή του, μειώνεται. Εν αντιθέσει, το πηνίο μαγνήτισης βλέπει την θετική τάση εξόδου V_0 και το ρεύμα του αυξάνεται.

Κατά το τέταρτο στάδιο μεταξύ των χρονικών στιγμών $(t_3 - t_4)$ ο διακόπτης S6 παίρνει παλμό. Ο διακόπτης λόγω της προηγούμενης αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου του εκκινεί με ομαλή μεταγωγή μηδενικής τάσης. Στο πρωτεύον εξακολουθούν να έχουν παλμό και να άγουν οι διακόπτες S1-S4, ενώ στο δευτερεύον το φορτίο είναι συνδεδεμένο με τον μετατροπέα. Όμοια με πριν το ρεύμα του πηνίου σειράς εξακολουθεί να μειώνεται καθώς βλέπει την αρνητική τάση $(V_{in} - V_0)$, ενώ το ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης αυξάνεται καθώς βλέπει την θετική τάση εξόδου V_0 .



Σχήμα 1.26: Διακοπτικές καταστάσεις περιοχής μετάδοσης ισχύος μετατροπέα SS-PSM LLC για λειτουργία με αυξημένο κέρδος c) Στάδιο 3, d) Στάδιο 4. [9]

Για την ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (Time domain analysis - TDA) θα χρησιμοποιήσουμε το ηλεκτρικά ισοδύναμο κύκλωμα της περιοχής μετάδοσης ισχύος που παρουσιάζεται στο σχήμα 1.27. Η πηγή, λόγω της τμηματικά χρονικής ανάλυσης, προσομοιώνεται με παλμό τάσης σταθερού πλάτους. Λόγω του πηνίου σειράς το ρεύμα δεν μπορεί να αλλάξει ακαριαία κατεύθυνση. Οπότε δεν χρησιμοποιούμε πηγή σταθερού ρεύματος στο δευτερεύον, αλλά όμοια με το πρωτεύον, πηγή σταθερής τάσης.



Σχήμα 1.27: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα SS-PSM LLC στην περιοχή μετάδοσης ισχύος για λειτουργία σε αυξημένο κέρδος.

Εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων του Kirchhoff προκύπτει η διαφορική εξίσωση του κυκλώματος.

$$V_{in} - V_0 = V_{Lr} + V_{Cr} \Rightarrow V_{in} - V_0 = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + \frac{1}{C_r} \int i_{Lr} dt \Rightarrow$$
$$\frac{d^2 \cdot i_{Lr}(t)}{dt^2} + \frac{1}{L_r C_r} \cdot i_{Lr}(t) = 0$$
(10)

Λύνοντας την διαφορική εξίσωση προκύπτει το ρεύμα του πηνίου σειράς. Όπου αντίσταση $z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, συχνότητα $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_rC_r}}$, i_{Lr0} το αρχικό ρεύμα του πηνίου σειράς και V_{Cr0} η αρχική τάση του πυκνωτή.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t) + \frac{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t)$$

$$\tag{11}$$

Από την εξίσωση του πηνίου σειράς προχύπτει η τάση του:

$$V_{Lr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \Rightarrow$$
$$V_{Lr}(t) = (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$
(12)

Η τάση του πυχνωτή προχύπτει:

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - V_0 - V_{Lr}(t) \Rightarrow$$

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - V_0 - (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t) + z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$
(13)

Η τάση του πηνίου μαγνήτισης λόγω διάταξης παραμένει ίση με την τάση εξόδου.

$$V_{Lm}(t) = V_0 \tag{14}$$

Ενώ το ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης:

$$i_{Lm}(t) = \frac{1}{L_m} \int V_{Lm} dt \Rightarrow$$
$$i_{Lm}(t) = \frac{V_0}{L_m} t + i_{Lm0}$$
(15)

Όπου i_{Lm0} το αρχικό ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης.
1.3.2.4 Περιοχή Αποκοπής Φορτίου

Η περιοχή αποχοπής φορτίου αποτελείται από στο στάδιο 5 όπως φαίνεται στο σχήμα 1.28.

Κατά το πέμπτο στάδιο μεταξύ των χρονικών στιγμών $(t_4 - t_5)$ το ρεύμα πηνίου σειράς που μειωνόταν, θα γίνει ίσο με το ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης που αυξανόταν. Το ρεύμα φορτίου θα μηδενιστεί $(i_0 = i_{Lr} - i_{Lm} = 0.)$ και το φορτίο θα αποκοπεί από τον μετατροπέα. Στο δευτερεύον η δίοδος D1 θα σταματήσει την αγωγή της, ενώ ο διακόπτης S6 που είχε παλμό δεν θα άγει. Στο πρωτεύον οι διακόπτες S1-S4, που έχουν ακόμη παλμό, θα συνεχίσουν να άγουν το κοινό ρεύμα των δύο πηνίων. Καθώς το πηνίο μαγνήτισης βλέπει την τάση $V_{in} - V_{Cr} > 0$ που είναι θετική, το κοινό ρεύμα θα αυξάνεται με γραμμικό ρυθμό. Η κατάσταση αποκοπής φορτίου ομοιάζει με την κατάσταση ασυνέχειας φορτίου που συναντήσαμε στην παράγραφο 1.2.2.3 στον συμβατικό LLC μετατροπέα για συχνότητες υπό της συχνότητας συντονισμού με επαγωγικό χαρακτήρα.



Σχήμα 1.28: Διακοπτική κατάσταση περιοχής αποκοπής φορτίου μετατροπέα SS-PSM LLC για λειτουργία σε αυξημένο κέρδος [9].

Για την ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (Time domain analysis - TDA) θα χρησιμοποιήσουμε το ηλεκτρικά ισοδύναμο κύκλωμα της περιοχής αποκοπής φορτίου που παρουσιάζεται στο σχήμα 1.29. Η πηγή λόγω της τμηματικά χρονικής ανάλυσης προσομοιώνεται με παλμό τάσης σταθερού πλάτους. Το δευτερεύον όντας αποκομμένο, δεν χρειάζεται κάποια ισοδύναμη πηγή.



Σχήμα 1.29: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα SS-PSM LLC στην περιοχή αποκοπής φορτίου για λειτουργία σε αυξημένο κέρδος.

Εφαρμόζοντας τον νόμο τάσεων του Kirchhoff προκύπτει η διαφορική εξίσωση του κυκλώματος.

$$V_{in} = V_{Lr} + V_{Cr} + V_{Lm} \Rightarrow V_{in} = (L_r + L_m) \frac{di_{Lr}(t)}{dt} + \frac{1}{C_r} \int i_{Lr}(t) dt \Rightarrow$$
$$\frac{d^2 \cdot i_{Lr}(t)}{dt^2} + \frac{1}{C_r(L_r + L_m)} \cdot i_{Lr}(t) = 0 \tag{16}$$

Λύνοντας την διαφορική εξίσωση προκύπτει το κοινό ρεύμα του πηνίου σειράς και του πηνίου μαγνήτισης. Όπου αντίσταση $z_m = \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}}$, συχνότητα $\omega_m = \sqrt{\frac{1}{(L_r + L_m)C_r}}$, i_{Lr0} το αρχικό ρεύμα του πηνίου σειράς και V_{Cr0} η αρχική τάση του πυκνωτή.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lm}(t) = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_m t) + \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{z_m} \cdot \sin(\omega_m t)$$
(17)

Από την εξίσωση του πηνίου σειράς προχύπτει η τάση του:

$$V_{Lr}(t) = L_r \cdot \frac{di_{Lr}(t)}{dt} \Rightarrow$$

$$V_{Lr}(t) = \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{m} \cdot \cos(\omega_m t) - \frac{z_r i_{Lr0}}{\sqrt{m}} \cdot \sin(\omega_m t)$$
(18)

Από την εξίσωση του πηνίου μαγνήτισης προχύπτει η τάση του:

$$V_{Lm}(t) = L_m \cdot \frac{di_{Lm}(t)}{dt} \Rightarrow$$
$$V_{Lm}(t) = (1 - \frac{1}{m})(V_{in} - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_m t) - \frac{m - 1}{\sqrt{m}} z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_m t)$$
(19)

Η τάση του πυκνωτή προκύπτει:

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - V_{Lm}(t) - V_{Lr}(t) \Rightarrow$$

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - (1 - \frac{1}{m})(V_{in} - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_m t) - \frac{m - 1}{\sqrt{m}} z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_m t) - \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{m} \cdot \cos(\omega_m t) - \frac{z_r i_{Lr0}}{\sqrt{m}} \cdot \sin(\omega_m t)$$
(20)

1.4 Συμπεράσματα

Στο πρώτο κεφάλαιο εξετάσαμε τις θεωρητικές γνώσεις που θα χρειαστούν για την συνέχεια της εργασίας. Αρχικά στην πρώτη ενότητα εξετάσαμε συνολικά τους μετατροπείς συντονισμού. Ξεκινήσαμε αναδεικνύοντας τους παράγοντες που οδήγησαν στην ανάπτυξη τους και τα στοιχεία που τους διαφοροποιούν από τους συμβατικούς μετατροπείς. Στην συνέχεια αναδείξαμε τα βασικά στάδια από τα οποία αποτελούνται, ενώ αναλύθηκε το καθένα ξεχωριστά. Ακόμη έγινε μια αναφορά στις τέσσερις πιο δημοφιλείς τοπολογίες, τον μετατροπέα σειράς, τον παράλληλο μετατροπέα και τον μετατροπέα εν σειρά παράλληλο. Στο πέρας της ενότητας αναδείξαμε τις σημαντικότερες εφαρμογές των μετατροπέων συντονισμού.

Στην δεύτερη ενότητα αναλύθηκε ο μετατροπέας LLC. Αρχικά καταγράφηκαν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που τον ξεχωρίζουν από τους υπόλοιπους μετατροπείς συντονισμού. Στην συνέχεια μέσω της ανάλυσης πρώτης αρμονικής, εξάχθηκαν οι σχέσεις για τον υπολογισμού του κέρδους και της φάσης του κυκλώματος συντονισμού. Εν συνεχεία πραγματοποιήθηκε μια βασική ανάλυση των διακοπτικών καταστάσεων, των διακοπτικών μεταβάσεων καθώς και των βασικών μεγεθών του κυκλώματος συντονισμού του στις τέσσερις συχνοτικές περιοχές λειτουργίας. Τέλος καταγράφηκαν σε πίνακες ο τύπος των μεταβάσεων των διακοπτών, τόσο του πρωτεύοντος, όσο και του δευτερεύοντος.

Στην τρίτη ενότητα αναδείξαμε μια ιδιαίτερη τοπολογία του LLC μετατροπέα, τον LLC μετατροπέα με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος. Αρχικά αναδείξαμε τις αρχές λειτουργίας του και στην συνέχεια, διαχωρίσαμε την λειτουργία του σε δύο καταστάσεις: την κανονική κατάσταση λειτουργίας και την λειτουργία σε κατάσταση αυξημένου κέρδους. Καθώς η πρώτη είναι όμοια με του συμβατικού μετατροπέα, αναλύσαμε εκτενώς την δεύτερη. Την κατηγοριοποιήσαμε περαιτέρω σε περιοχές και διαχοπτικές καταστάσεις με σκοπό να αναδειχθούν τόσο οι διακοπτικές μεταβάσεις, όσο και να διατυπώσουμε τις μαθηματικές εκφράσεις που την διέπουν. Τέλος αναδεικνύονται σε σχήματα τόσο τα μεγέθη που διέπουν το σύνολο της λειτουργίας του μετατροπέα, όσο και η ακριβής διαδρομή του ρεύματος σε κάθε διακοπτική κατάσταση.

Κεφάλαιο 2 Σχεδιασμός Μετατροπέα LLC

Για την υλοποίηση του μετατροπέα LLC χρειάζεται να υλοποιήσουμε 4 κομμάτια. Την μονάδα ισχύος, την μονάδα ανάδρασης, τον επεξεργαστή και τις προστασίες.

Η μονάδα ισχύος είναι το πιο σημαντικό κομμάτι. Θα μπορούσε να κατηγοριοποιηθεί περαιτέρω στα κύρια και τα βοηθητικά κυκλώματα. Τα κύρια κυκλώματα αποτελούνται από τον πυκνωτή εισόδου, την γέφυρα εισόδου, το κύκλωμα συντονισμού, την ανόρθωση και το φίλτρο εξόδου. Σε αυτά συμπεριλαμβάνονται η επιλογή των επιμέρους τοπολογιών, η επιλογή των διακοπτών, η τεχνολογία των διακοπτών, η επιλογή του πυκνωτή και των μαγνητικών στοιχείων. Στα βοηθητικά κυκλώματα συμπεριλαμβάνονται τα DC-DC τροφοδοτικά, τα κυκλώματα οδήγησης πύλης, οι λυχνίες ένδειξης και τα συνδετικά εξαρτήματα, δηλαδή τα υποστηρικτικά κυκλώματα των κυρίως κυκλωμάτων.

Η μονάδα ανάδρασης είναι υπεύθυνη για την δειγματοληψία της εξόδου ή κάποιου άλλου σήματος που θέλουμε να βρίσκεται σε επιθυμητή τιμή. Συνήθως δειγματοληπτεί την τάση εξόδου αν θέλουμε να ελέγξουμε την τάση ή το ρεύμα εξόδου αν θέλουμε να ελέγξουμε το ρεύμα ή και τα δύο αν θέλουμε να ελέγξουμε την ισχύ εξόδου. Σε κάθε περίπτωση η διαδικασία πρέπει να παρέχει καθαρό σήμα, χωρίς θόρυβο, στον διαμορφωτή, ώστε να παράξει το κατάλληλο σήμα οδήγησης.

Ο επεξεργαστής είναι απαραίτητος για την λειτουργία του μετατροπέα. Παρέχει παλμούς μεταβαλλόμενης συχνότητας για την οδήγηση των διακοπτών του μετατροπέα. Προσφέρει τον απαραίτητο νεκρό χρόνο μεταξύ των παλμών. Ακόμη μας προσφέρει την δυνατότητα να υλοποιήσουμε κάποιο σχήμα ελέγχου για τον έλεγχο του μετατροπέα.

Τέλος πρέπει να ληφθούν υπόψιν οι απαραίτητες προστασίες. Σε αυτές συμπεριλαμβάνονται η θερμική αντοχή του συστήματος και των στοιχείων του, η αποτροπή λειτουργίας στην χωρητική περιοχή και η ομαλή έναρξη του μετατροπέα. Στην παρούσα σχεδίαση οι προστασίες αποτελούν κομμάτι του επεξεργαστή και του σχήματος ελέγχου του ή της μονάδας ισχύος, για αυτό στην συνέχεια δεν θα μας απασχολήσουν.

Στον παρών κεφάλαιο θα εξετάσουμε τις σχεδιαστικές επιλογές των κύριων κυκλωμάτων της μονάδας ισχύος για τον συμβατικό μετατροπέα SAB LLC με έλεγχο συχνότητας. Στην συνέχεια αφού προηγηθεί εκτενής έρευνα αγοράς θα επιλέξουμε τα στοιχεία που την αποτελούν. Συγκεκριμένα θα επιλέξουμε πυκνωτή, πηνίο μαγνήτισης και σειράς καθώς και ημιαγωγικά στοιχεία.

2.1 Σχεδιαστικές Επιλογές Μονάδας Ισχύος

Στην παρούσα ενότητα θα επιλέξουμε την ακριβή τοπολογία του μετατροπέα μας και τα στοιχεία που την απαρτίζουν. Στην συνέχεια θα αναδειχθούν καλές πρακτικές σχεδίασης - συμβιβασμοί που εγγενώς δημιουργούνται, ενώ θα καταλήξουμε στις τελικές τιμές των στοιχείων μας. Σημειώνεται ότι παρόλο που στην πορεία θα υλοποιήσουμε τον μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος (SS-PSM LLC), αυτός καθώς έχει προκύψει από την υλοποίηση ενός συγκεκριμένου σχήματος ελέγχου δεν θα αποτελέσει την βάση μας για την παρακάτω σχεδίαση. Για την σχεδίαση θα βασιστούμε στον συμβατικό μετατροπέα SAB LLC.

2.1.1 Τοπολογία - Επίπεδο Λειτουργίας

Ξεκινώντας θέλουμε να κατασκευάσουμε έναν SAB LLC μετατροπέα. Για τον αντιστροφέα θα χρησιμοποιήσουμε πλήρη γέφυρα ώστε η τοπολογία του αντιστροφέα να μην γίνει περιοριστικός παράγοντας για να λειτουργήσουμε σε υψηλή ισχύ. Ως σχεδιαστική τάση εισόδου θεωρούμε τα 400V. Ενώ ως μέγιστο ρεύμα λειτουργίας τα 10Α. Η συχνότητα συντονισμού θα θέλαμε να είναι στα 100kHz. Δεν επιθυμούμε να μεταβάλλουμε την τάση σε άλλο επίπεδο λειτουργίας, ούτε μας είναι απαραίττητη η ηλεκτρική απομόνωση, για αυτό δεν είναι απαραίτητο να χρησιμοποιήσουμε μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων. Θα μπορούσαν τα πηνία σειράς και μαγνήτισης να προστεθούν εξωτερικά, χωριστά. Η ακριβής επιλογή του μαγνητικού κυκλώματος θα γίνει σε επόμενη ενότητα.

2.1.2 Κέρδος

Παρόλο που μπορούμε μέσω του μετασχηματιστή να ρυθμίσουμε την επιθυμητή τάση εξόδου, αυτό έχει εφαρμογή μόνο στις ονομαστικές συνθήκες λειτουργίας. Το κέρδος είναι αυτό που αντισταθμίζει τις μεταβολές της εισόδου ώστε να διατηρείται η τάση εξόδου σταθερή. Στον συμβατικό SAB LLC με έλεγχο συχνότητας το κέρδος προέρχεται από την αλλαγή της εμπέδησης του χυχλώματος συντονισμού μέσω αλλαγής της συχνότητας της τάσης. Ιδανιχά θα θέλαμε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο χέρδος, ώστε να μπορούμε να αντισταθμίσουμε όσο το δυνατόν μεγαλύτερες πτώσεις τάσης στην είσοδο, ωστόσο θα πρέπει να γίνει συμβιβασμός του κέρδους μαζί με άλλους παράγοντες που θα αναφερθούν παραχάτω, όπως ο λόγος αυτεπαγωγών, χαι μας περιορίζουν το μέγιστο χέρδος που μπορούμε να έχουμε. Υπάρχουν δύο κατηγορίες εφαρμογών που απαιτούν μεγάλο κέρδος: οι εφαρμογές πτώσης τάσης εισόδου για μικρό χρονικό διάστημα ή παρατεταμένα [11]. Η κύρια διαφορά τους συνίσταται στην απόδοση κατά την λειτουργία σε αυξημένο κέρδος. Οι εφαρμογές που χρειάζονται αύξηση της τάσης για μικρό χρονικό διάστημα (μιχρότερο του δευτερολέπτου) δεν απαιτούν αυτό το διάστημα να λειτουργεί αποδοτιχά, αφού συνεισφέρει μικρό μερίδιο στην συνολική απόδοση του μετατροπέα. Στον αντίποδα οι εφαρμογές που απαιτούν λειτουργία σε αυξημένο χέρδος για παρατεταμένο χρονιχό διάστημα πρέπει να το κάνουν με τρόπο αποδοτικό, αφού συνεισφέρουν σημαντικά στην συνολική απόδοση του μετατροπέα. Σημειώνεται ότι η τυπική εφαρμογή της λειτουργίας του μετατροπέα ως αντιστροφέα σε φωτοβολταϊκές κυψέλες που ορίστηκε στην ενότητα 1.3 αποτελεί εφαρμογή που απαιτεί αυξημένο κέρδος για παρατεταμένο χρονικό διάστημα. Βάσει των παραπάνω η προδιαγραφή μας για το μέγιστο κέρδος επιλέχθηκε να είναι μεγαλύτερο από 1.6.

2.1.3 Πηνίο Μαγνήτισης

Οι απώλειες του μετατροπέα οφείλονται στις απώλειες αγωγής και τις διακοπτικές απώλειες. Παρόλο που η εξάρτηση των απωλειών αγωγής από το ρεύμα είναι ξεκάθαρη και στην περίπτωση των διαχοπτιχών απωλειών έχουμε εξάρτηση από το ρεύμα. Οι τελευταίες προχαλούνται χυρίως από την σκληρή μεταγωγή σβέσης στους διακόπτες του πρωτεύοντος, αφού την στιγμή της διακοπής, οι διακόπτες άγουν το ρεύμα μαγνήτισης. Το ρεύμα όμως εξαρτάται από το πηνίο μαγνήτισης [10], οπότε και οι απώλειες εξαρτώνται από το πηνίο μαγνήτισης. Μεγάλο πηνίο μαγνήτισης θα είχε ως αποτέλεσμα μικρότερο ρεύμα και μικρότερες απώλειες. Αντιθέτως, πρέπει να έχουμε αρχετά μιχρό πηνίο ώστε το ρεύμα να είναι αρχετά μεγάλο για να αποφορτίσει τις παρασιτικές χωρητικότητες των διακοπτών και να μπορούμε να πετύχουμε ομαλές εναύσεις στους διαχόπτες πρωτεύοντος [10]. Η ιδανιχή σχεδιαστιχή επιλογή θα ήταν να διαλέξουμε την μεγαλύτερη τιμή πηνίου που θα μπορούσε να πετύχει ομαλές εναύσεις [10]. Για την βέλτιστη τιμή απαιτείται γνώση διαφόρων παραμέτρων του χυχλώματος, μεριχών εχ των οποίων δεν έχουμε καθορίσει σε αυτή την φάση του σχεδιασμού, όπως η διακοπτική συχνότητα, ο νεκρός χρόνος και η παρασιτική χωρητικότητα εξόδου των διακοπτών [10]. Για αυτό η τιμή επιλέγεται εμπειρικά, ελέγχεται ότι πληροί τις παραπάνω απαιτήσεις, ενώ αν χρειαστεί θα γίνει επαναξιολόγηση σε επόμενο στάδιο. Επιλέγεται $L_m = 200 \mu H$.

2.1.4 Λόγος Αυτεπαγωγών

Ο λόγος των αυτεπαγωγών όπως ορίζεται στην υποενότητα 1.2.2 είναι το πηλίκο του αθροίσματος των πηνίων προς το πηνίο σειράς:

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r}$$

Για την επιλογή του λόγου αυτεπαγωγών πρέπει πάλι να γίνει συμβιβασμός. Από την μία η αύξηση του λόγου αυτεπαγωγών έχει το πλεονέχτημα ότι χαθιστά πιο εύχολη την μαγνητιχή ενσωμάτωση. Ένας μετασχηματιστής είναι σύνηθες να έχει μεγάλο λόγο πηνίου μαγνήτισης προς πηνίου σχέδασης (μεγαλύτερο από 10). Στην περίπτωση μας που θα χρησιμοποιήσουμε μετασχηματιστή, το να γλυτώσουμε το πηνίο σειράς του μετατροπέα, αξιοποιώντας την αυτεπαγωγή σχέδασης του μετασχηματιστή, αποτελεί σημαντιχό στοιχείο που συμβάλει στην συνολιχή αύξηση της πυχνότητας ισχύος του μετατροπέα.

Στον αντίποδα ο μικρός λόγος αυτεπαγωγών πλεονεκτεί στην αύξηση του μέγιστου κέρδους του μετατροπέα. Όπως αναδεικνύεται στο σχήμα 2.1 η μείωση του λόγου αυτεπαγωγών m προσφέρει αύξηση του μέγιστου κέρδους και αύξηση της συχνότητας μεγίστου κέρδους. Παρόλο που η αξία του υψηλού κέρδους αναφέρθηκε παραπάνω, η αύξηση της συχνότητας μεγίστου κέρδους προσφέρει ένα ακόμη πλεονέκτημα, την μείωση του εύρους της διακοπτικής συχνότητας. Μεγάλο εύρος διακοπτικής συχνότητας θα ήταν ανεπιθύμητο γιατί επιβαρύνει τον ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο, δυσκολεύει την σχεδίαση του κυκλώματος οδήγησης (gate driver) και των μαγνητικών ενώ ενέχει τον κίνδυνο να χαθεί η ομαλή έναυση στους διακόπτες σε ορισμένες συχνότητες [6].

Βάση των παραπάνω επιλέχθηκε λόγος αυτεπαγωγών ίσος με: m = 10.



Σχήμα 2.1: Διαγράμματα κέρδους-συχνότητας για διαφορετικούς λόγους πηνίων m και συντελεστές φορτίου Q. [7]

2.1.5 Παθητικά Στοιχεία

Με βάση την τιμή του πηνίου μαγνήτισης και του λόγου αυτεπαγωγών προκύπτει η τιμή του πηνίου σειράς: $L_r = 22.2 \mu H$. Η τιμή του πυκνωτή σειράς θα καθορίσει την συχνότητα συντονισμού σύμφωνα με την σχέση:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r L_r}}$$

Για να έχουμε επιθυμητή συχνότητα 100kHz η τιμή του πυχνωτή θα είναι: $C_r = 0.1141 \mu F$.

2.1.6 Συντελεστής Φορτίου

Ένα τελευταίο μέγεθος που πρέπει να ορισθεί και επηρεάζει το μέγιστο κέρδος αποτελεί ο συντελεστής φορτίου Q. Δίνεται από την παρακάτω σχέση και καθώς η τιμή των παθητικών στοιχείων είναι σταθερή εκφράζει την επιρροή της αλλαγής του φορτίου στον μετατροπέα.

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}}$$

Καθώς ο συντελεστής φορτίου Q αυξάνεται, δηλαδή το φορτίο μειώνεται, η συχνότητα μεγίστου χέρδους απομαχρύνεται από την συχνότητα συντονισμού ενώ το μέγιστο χέρδος αυξάνεται. Αυτό μπορούμε να το παρατηρήσουμε στο παραπάνω σχήμα 2.1. Ενώ η αύξηση του χέρδους είναι επιθυμητή, η απομάχρυνση της συχνότητας μεγίστου χέρδους επιφέρει αύξηση στο εύρος της διαχοπτιχής συχνότητας και αυτό όπως συζητήθηχε στην υποενότητα 2.1.4 θα πρέπει να αποφεύγεται. Όπως αντιλαμβανόμαστε θα πρέπει να γίνει ένας συμβιβασμός του φορτίου με το χέρδος. Κάθε διαφορετιχός συντελεστής Q, που προέρχεται από το αντίστοιχο διαφορετιχός συντελεστής Q, που προέρχεται από το αντίστοιχο διαφορετιχό φορτίο, παράγει την διχιά της χαραχτηριστιχή χέρδους συχνότητας. Ενώ εξυπαχούεται ότι θέλουμε οι προδιαγραφές μας να χαλύπτονται στο ονομαστιχό φορτίο, θα θέλαμε να χαλύπτονται χαι σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο εύρος φορτίων. Δεν θα ήταν χαλή σχεδιαστιχή πραχτιχή που παράγει υψηλό χέρδος, χαθώς σε μια μεταβολή σε λειτουργία με μιχρότερο φορτίο, η αντίστοιχη χαραχτηριστιχή του μικρότερου φορτίοι δεν θα μπορούσε να χαλύψει το ίδιο υψηλό χέρδος. Λαμβάνοντας υπόψιν τα παραπάνω χαι αντίστοιχος συντελεστής φορτίου ρορτίου συμαριότερα φορτίο, που τα εξασφάλιζε εύχολα χαραχτηριστιχή που παράγει υψηλό χέρδος, χαθώς σε μια μεταβολή σε λειτουργία με μικρότερο φορτίο, η αντίστοιχη χαραχτηριστιχή του μικρότερου φορτίου δεν θα μπορούσε να καλύψει το ίδιο υψηλό χέρδος. Λαμβάνοντας υπόψιν τα παραπάνω και κάνοντας τους απαραίτητους συμβιβασμούς επιλέγεται ονομαστιχό φορτίο Q = 0.2324.

Το διάγραμμα κέρδους-συχνότητας για τις παραπάνω τιμές των παθητικών στοιχείων, του λόγου αυτεπαγωγών, και του συντελεστή φορτίου έχει κατασκευαστεί και αναδειχθεί στο σχήμα 1.10. Βλέπουμε ότι η σχεδίαση μας πληροί την προδιαγραφή για μέγιστο κέρδος μεγαλύτερο του 1.6.

Σημειώνεται ότι η ισοδύναμη αντίσταση R_{ac} εκφράζει το φορτίο στο δευτερεύον ανοιγμένο στο πρωτεύον. Η σχέση που συνδέει την ισοδύναμη αντίσταση R_{ac} με την πραγματική αντίσταση εξόδου R_{out} είναι: [7]

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_{out}$$

2.2 Εύρεση Κατάλληλων Παθητικών Στοιχείων

Στην παρούσα ενότητα θα εξετάσουμε τα χαρακτηριστικά που πρέπει να έχουν τα στοιχεία ισχύος του μετατροπέα. Συγκεκριμένα αναφερόμαστε στον πυκνωτή σειράς, στο πηνίο σειράς, στο πηνίο μαγνήτισης και στους διακόπτες. Στην συνέχεια θα αναζητήσουμε στοιχεία στην διεθνή αγορά που να πληρούν τα κριτήρια μας.

2.2.1 Μέγιστη Τάση και Ρεύμα Καταπονήσεως

Το πιο σημαντικό κριτήριο που πρέπει να πληρούν τα στοιχεία ενός κυκλώματος είναι να είναι σωστά διαστασιολογημένα. Αυτό σημαίνει τα στοιχεία να μπορούν να διαχειριστούν το ρεύμα και την τάση όλων των σταδίων που μπορούν να προκύψουν στον μετατροπέα.

Λειτουργία ενός στοιχείο σε ρεύμα μεγαλύτερο από το ονομαστικό του προκαλεί αύξηση στην θερμοκρασία του. Η αύξηση στην θερμοκρασία είναι μια διαδικασία που δεν γίνεται στιγμιαία ενώ και αν επέλθει ούτε τότε θα καταστρέψει το στοιχείο ακαριαία. Ακόμη η θερμική διαχείριση είναι μια διαδικασία που μπορεί να βελτιωθεί και μετά την κατασκευή του μετατροπέα με τη χρήση ψυχτρών, θερμοαγώγιμης πάστας και εξαναγκασμένης ψύξης. Δεν μας ενδιαφέρει η μέγιστη τιμή του ρεύματος αλλά η ενεργός τιμή του καθώς αυτή συνδέεται με τις θερμικές απώλειες. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι μια χρονικά περιορισμένη αύξηση του ρεύματος πέραν του ονομαστικού σπανίως έχει καταστροφικά αποτελέσματα για το στοιχείο αλλά και για τον μετατροπέα μας συνολικά. Παρόλα αυτά στην παρακάτω ανάλυση για λόγους ασφαλείας θα αναδείξουμε το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας του μετατροπέα που πρέπει να διαχειριστούν τα στοιχεία μας.

Στον αντίποδα λειτουργία ενός στοιχείου σε τάση μεγαλύτερη της ονομαστικής του είναι καταστροφική για το στοιχείο και εν δυνάμει για όλο το κύκλωμα και πρέπει να αποφεύγεται. Όλα τα στοιχεία από τον κατασκευαστή τους έχουν μια συγκεκριμένη τάση διάσπασης, πέραν αυτής το στοιχείο καταστρέφεται ακαριαία, αυτό μπορεί να προκαλέσει βραχυκύκλωμα στο κύκλωμα και να προκαλέσει υπέρταση και σε άλλα στοιχεία του κυκλώματος. Η μέγιστη τάση που θα δεχθούν τα στοιχεία αποτελεί το βασικότερο κριτήριο για την επιλογή τους και θα αναδειχθεί στην παρακάτω ανάλυση για όλες τις πιθανές καταστάσεις λειτουργίας.

Κάθώς η λειτουργία στην χωρητική περιοχή πρέπει να αποφεύγεται δεν θα εξετάσουμε διακοπτικές συχνότητες όπου εισέρχονται σε αυτή την περιοχή λειτουργίας. Θα εξετάσουμε τα ρεύματα και τις τάσεις των στοιχείων για συχνότητα ίση με την συχνότητα συντονισμού, για συχνότητα μεγαλύτερη της συχνότητας συντονισμού, 135kHz, όπου από το διάγραμμα κέρδους-συχνότητας εξασφαλίζεται ελάχιστο κέρδος ίσο με 0.9 και για συχνότητα στην περιοχή ασυνέχειας, 50kHz, όπου από το διάγραμμα κέρδους-συχνότητας εξασφαλίζεται το επιθυμητό κέρδος.

Οι μαθηματικές εξισώσεις της παρακάτω ανάλυσης έχουν αναδειχθεί στην ενότητα 1.3.2 και συγκεκριμένα από την περιοχή μετάδοσης ισχύος 1.3.2.3. Οι περιοχές μετάδοσης ισχύος και αποκοπής φορτίου υφίστανται και στον συμβατικό SAB LLC, ενώ το διάστημα επικάλυψης γωνιών δεν υπάρχει καθώς είναι ιδιόμορφο χαρακτηριστικό στον μετατροπέα SS-PSM LLC. Ακόμη το κέρδος και η φάση της τάσης εξόδου έχουν εξαχθεί από την συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος και δίνονται στις εξισώσεις 2 και 3 του πρώτου κεφαλαίου.

2.2.1.1 Λειτουργία στην Συχνότητα Συντονισμού

Στην συχνότητα συντονισμού ισχύε
ι $V_{in}=V_0.$ Το ρεύμα του πηνίου σειράς στην συχνότητα συντονισμού δίνεται από την σ
χέση:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t) - \frac{V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t)$$

Η αρχική συνθήκη του πυκνωτή V_{Cr0} και του πηνίου σειράς i_{Lr0} δίνονται από τις σχέσεις:[7]

$$V_{Cr0} = -V_{in}\frac{4}{\pi}Q = -118.3V$$
$$i_{Lr0} = -\frac{\pi V_{in}}{2\omega_s L_m} = -5A$$

Η χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστου ρεύματος σειράς $\omega_r t_{i_{max}}$ δίνεται από την σχέση:

$$\frac{di_{Lr}(t_{i_{max}})}{dt} = 0 \Rightarrow$$

$$\omega_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t_{i_{max}}) + \omega_r \frac{V_{Cr0}}{z_r} \cdot \cos(\omega_r t_{i_{max}}) = 0 \Rightarrow \tan(\omega_r t_{i_{max}}) = -\frac{V_{Cr0}}{z_r \cdot i_{Lr0}}$$
$$\omega_r t_{i_{max}} = \operatorname{atan}\left(-\frac{V_{Cr0}}{z_r \cdot i_{Lr0}}\right) = -59.5^o$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση του ρεύματος την χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστου ρεύματος υπολογίζουμε το μέγιστο ρεύμα \hat{i}_{Lr} :

$$\hat{i}_{Lr} = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t_{i_{max}}) - \frac{V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t_{i_{max}})$$
$$|\hat{i}_{Lr}| = 9.8A$$

Καθώς η χυματομορφή του ρεύματος είναι ημιτονοειδής η ενεργός τιμή δίνεται:

$$\tilde{i}_{Lr} = \frac{\hat{i}_{Lr}}{\sqrt{2}} = 7$$

Το μέγιστο ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης είναι η αρχική συνθήκη:

$$|\hat{i}_{Lm}| = i_{Lr0} = 5A$$

Η χυματομορφή του ρεύματος μαγνήτισης είναι τριγωνιχή, η ενεργός τιμή δίνεται παραχάτω:

$$\tilde{i}_{Lm} = \frac{\hat{i}_{Lm}}{\sqrt{3}} = 2.9A$$

Η τάση του πηνίου σειράς είναι αντίθετη της τάσης του πυχνωτή χαι δίνεται από την σχέση:

$$V_{Lr}(t) = -V_{Cr}(t) = -V_{Cr0} \cdot \cos(\omega_r t) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$

Η χρονική στιγμή (γωνία) της μέγιστης τάσης $\omega_r t_{V_{max}}$ δίνεται από την σχέση:

$$\frac{dV_{Lr}(t_{V_{max}})}{dt} = 0 \Rightarrow$$

$$\omega_r V_{Cr0} \cdot \sin(\omega_r t_{V_{max}}) - \omega_r i_{Lr0} z_r \cdot \cos(\omega_r t_{V_{max}}) = 0 \Rightarrow \tan(\omega_r t_{V_{max}}) = \frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{Cr0}}$$

$$\omega_r t_{V_{max}} = atan\left(\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{Cr0}}\right) = 30.5^a$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση του τάσης την χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστης τάσης υπολογίζουμε την μέγιστη τάση \hat{V}_{Lr} :

$$\hat{V}_{Lr} = -V_{Cr0} \cdot \cos(\omega_r t_{V_{max}}) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t_{V_{max}})$$
$$|\hat{V}_{Lr}| = |\hat{V}_{Cr}| = 137.3V$$

Η μέγιστη τάση που βλέπει το πηνίο μαγνήτισης είναι η τάση εξόδου:

$$\hat{V}_{Lm} = V_0 = 400V$$

2.2.1.2 Λειτουργία σε Συχνότητα Μεγαλύτερη της Συχνότητας Συντονισμού

Σε συχνότητες μεγαλύτερες της συχνότητας συντονισμού ισχύει $V_{in} > V_0$.

Το πλάτος και η γωνία της τάσης εξόδου για την συχνότητα των 135kHz προκύπτει από τις εξισώσεις (2) και (3) του κεφαλαίου 1.

$$V_0 = 363V$$
$$\varphi = 4.5^o$$

Οι αρχικές συνθήκες του πυκνωτή V_{Cr0} και του πηνίου σειράς i_{Lr0} δίνονται από τις σχέσεις:[7] Σημειώνεται ότι οι σχέσεις έχουν εξαχθεί από τον μετατροπέα LLC σειράς.

$$V_{Cr0} = V_0 + V_{in} \left(1 - \frac{2tan\frac{\omega_0}{\omega_s}(\pi - \theta)}{tan\frac{\omega_0}{\omega_s}(\pi - \theta) + tan\frac{\omega_0}{\omega_s}\theta} \right) = -78.1V$$

$$i_{Lr0} = -\frac{2V_{in}}{z_r(\cot\frac{\omega_0}{\omega_s}(\pi-\theta) + \cot\frac{\omega_0}{\omega_s}\theta)} = -3.51A$$

Το ρεύμα του πηνίου σειράς δίνεται από την σχέση:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t) - \frac{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t)$$

Η χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστου ρεύματος σειράς $\omega_r t_{i_{max}}$ δίνεται από την σχέση:

$$\frac{di_{Lr}(t_{i_{max}})}{dt} = 0 \Rightarrow$$

$$-\omega_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t_{i_{max}}) - \omega_r \frac{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}{z_r} \cdot \cos(\omega_r t_{i_{max}}) = 0 \Rightarrow \tan(\omega_r t_{i_{max}}) = -\frac{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}{z_r i_{Lr0}}$$

$$\omega_r t_{i_{max}} = atan \left(-\frac{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}{z_r i_{Lr0}}\right) = -66.95^o$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση του ρεύματος την χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστου ρεύματος υπολογίζουμε το μέγιστο ρεύμα \hat{i}_{Lr} :

$$\hat{i}_{Lr} = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t_{i_{max}}) - \frac{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t_{i_{max}})$$
$$|\hat{i}_{Lr}| = 9A$$

Το μέγιστο ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης είναι η αρχική συνθήκη:

$$|\hat{i}_{Lm}| = i_{Lr0} = 3.51A$$

Η χυματομορφή του ρεύματος μαγνήτισης είναι τριγωνιχή, η ενεργός τιμή δίνεται παραχάτω:

$$\tilde{i}_{Lm} = \frac{\hat{i}_{Lm}}{\sqrt{3}} = 2A$$

Η τάση του πηνίου σειράς δίνεται από την σχέση:

$$V_{Lr}(t) = (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$

Η χρονική στιγμή (γωνία) της μέγιστης τάσης του πηνίου σειρά
ς $\omega_r t_{VLr_{max}}$ δίνεται από την σχέση:

$$\frac{dV_{Lr}(t_{VLr_{max}})}{dt} = 0 \Rightarrow$$

 $-\omega_r(V_{in}-V_0-V_{Cr0})\cdot\sin(\omega_r t_{VLr_{max}}) - \omega_r i_{Lr0} z_r \cdot \cos(\omega_r t_{VLr_{max}}) = 0 \Rightarrow \tan(\omega_r t_{VLr_{max}}) = -\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}$

$$\omega_r t_{VLr_{max}} = atan \left(-\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}} \right) = 23$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση της τάσης την χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστης τάσης υπολογίζουμε την μέγιστη τάση \hat{V}_{Lr} :

$$\dot{V}_{Lr} = (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t_{VLr_{max}}) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t_{VLr_{max}})$$
$$|\hat{V}_{Lr}| = 125.1V$$

Η τάση του πυχνωτή δίνεται από την σχέση:

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - V_0 - V_{Lr} = V_{in} - V_0 - (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t) + z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$

Η χρονική στιγμή (γωνία) της μέγιστης τάσης του πυκνωτή $\omega_r t_{Vcr_{max}}$ δίνεται από την σχέση:

$$\frac{dV_{Cr}(t_{Vcr_{max}})}{dt} = 0 \Rightarrow$$

 $\omega_r(V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot sin(\omega_r t_{Vcr_{max}}) + \omega_r i_{Lr0} z_r \cdot cos(\omega_r t_{Vcr_{max}}) = 0 \Rightarrow tan(\omega_r t_{Vcr_{max}}) = -\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}$

$$\omega_r t_{Vcr_{max}} = atan \left(-\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}} \right) = 23$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση της τάσης την χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστης τάσης υπολογίζουμε την μέγιστη τάση \hat{V}_{Cr} :

$$\hat{V}_{Cr} = V_{in} - V_0 - (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t_{Vcr_{max}}) + z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t_{Vcr_{max}})$$
$$|\hat{V}_{Cr}| = 88.1V$$

Η μέγιστη τάση που βλέπει το πηνίο μαγνήτισης είναι η τάση εξόδου:

$$\hat{V}_{Lm} = V_0 = 363V$$

2.2.1.3 Λειτουργία σε Συχνότητα Κοντά στην Συχνότητα Μεγίστου Κέρδους

Σε συχνότητες μικρότερες της συχνότητας συντονισμού ισχύει $V_{in} < V_0$.

Το πλάτος της τάσης εξόδου για την συχνότητα των 50kHz προκύπτει από την εξίσωση (2) του κεφαλαίου 1.

$$V_0 = 575V$$

Οι αρχιχές συνθήχες του πυχνωτή V_{Cr0} και του πηνίου σειράς i_{Lr0} δίνονται από τις σχέσεις:[7]

$$V_{Cr0} = V_{in} - V_0 \left(1 + \frac{4Q\omega_r}{\pi\omega_s}\right) = -515.3V$$
$$i_{Lr0} = \frac{V_0}{4L_m f_r} = -7.18A$$

Το ρεύμα του πηνίου σειράς δίνεται από την σχέση:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t) - \frac{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t)$$

Η χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστου ρεύματος σειράς $\omega_r t_{i_{max}}$ δίνεται από την σχέση:

$$\frac{di_{Lr}(t_{i_{max}})}{dt} = 0 \Rightarrow$$

$$-\omega_{r}i_{Lr0} \cdot sin(\omega_{r}t_{i_{max}}) - \omega_{r}\frac{V_{in} - V_{0} - V_{Cr0}}{z_{r}} \cdot cos(\omega_{r}t_{i_{max}}) = 0 \Rightarrow tan(\omega_{r}t_{i_{max}}) = -\frac{V_{in} - V_{0} - V_{Cr0}}{z_{r}i_{Lr0}}$$
$$\omega_{r}t_{i_{max}} = atan\left(-\frac{V_{in} - V_{0} - V_{Cr0}}{z_{r}i_{Lr0}}\right) = -73.58^{o}$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση του ρεύματος την χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστου ρεύματος υπολογίζουμε το μέγιστο ρεύμα \hat{i}_{Lr} :

$$\hat{i}_{Lr} = i_{Lr0} \cdot \cos(\omega_r t_{i_{max}}) - \frac{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}{z_r} \cdot \sin(\omega_r t_{i_{max}})$$
$$|\hat{i}_{Lr}| = 25.43A$$

Το μέγιστο ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης είναι η αρχική συνθήκη:

$$\hat{i}_{Lm}| = i_{Lr0} = 7.18A$$

Η χυματομορφή του ρεύματος μαγνήτισης είναι τριγωνιχή, η ενεργός τιμή δίνεται παραχάτω:

$$\tilde{i}_{Lm} = \frac{\tilde{i}_{Lm}}{\sqrt{3}} = 4.15A$$

Η τάση του πηνίου σειράς δίνεται από την σχέση:

$$V_{Lr}(t) = (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$

Η χρονική στιγμή (γωνία) της μέγιστης τάσης του πηνίου σειρά
ς $\omega_r t_{VLr_{max}}$ δίνεται από την σχέση:

$$\frac{dV_{Lr}(t_{VLr_{max}})}{dt} = 0 \Rightarrow$$

 $-\omega_r(V_{in}-V_0-V_{Cr0})\cdot\sin(\omega_r t_{VLr_{max}}) - \omega_r i_{Lr0} z_r \cdot \cos(\omega_r t_{VLr_{max}}) = 0 \Rightarrow \tan(\omega_r t_{VLr_{max}}) = -\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}$

$$\omega_r t_{VLr_{max}} = atan \left(-\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}} \right) = 16.41^{\circ}$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση της τάσης την χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστης τάσης υπολογίζουμε την μέγιστη τάση \hat{V}_{Lr} :

$$\hat{V}_{Lr} = (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t_{VLr_{max}}) - z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t_{VLr_{max}})$$
$$|\hat{V}_{Lr}| = 354.7V$$

Η τάση του πυχνωτή δίνεται από την σχέση:

$$V_{Cr}(t) = V_{in} - V_0 - V_{Lr} = V_{in} - V_0 - (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t) + z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t)$$

Η χρονική στιγμή (γωνία) της μέγιστης τάσης του πυκνωτή $\omega_r t_{Vcr_{max}}$ δίνεται από την σχέση:

$$\frac{dV_{Cr}(t_{Vcr_{max}})}{dt} = 0 \Rightarrow$$

 $\omega_r(V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \sin(\omega_r t_{Vcr_{max}}) + \omega_r i_{Lr0} z_r \cdot \cos(\omega_r t_{Vcr_{max}}) = 0 \Rightarrow \tan(\omega_r t_{Vcr_{max}}) = -\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}}$

$$\omega_r t_{Vcr_{max}} = atan \left(-\frac{i_{Lr0} \cdot z_r}{V_{in} - V_0 - V_{Cr0}} \right) = 16.41^{\circ}$$

Αντικαθιστώντας στην εξίσωση της τάσης την χρονική στιγμή (γωνία) του μέγιστης τάσης υπολογίζουμε την μέγιστη τάση \hat{V}_{Cr} :

$$\hat{V}_{Cr} = V_{in} - V_0 - (V_{in} - V_0 - V_{Cr0}) \cdot \cos(\omega_r t_{Vcr_{max}}) + z_r i_{Lr0} \cdot \sin(\omega_r t_{Vcr_{max}})$$
$$|\hat{V}_{Cr}| = 529.7V$$

Η μέγιστη τάση που βλέπει το πηνίο μαγνήτισης είναι η τάση εξόδου:

$$\hat{V}_{Lm} = V_0 = 575V$$

2.2.1.4 Σύνοψη Ρευμάτων και Τάσεων Καταπονήσεως

Συνοψίζεται σε μορφή πίνακα οι μέγιστες τάσεις του πυκνωτή και των πηνίων σειράς και μαγνήτισης καθώς και τα ρεύματα πηνίου σειράς και πηνίου μαγνήτισης για τις αναλυθείσες συχνότητες. Σημειώνονται οι συνθήκες λειτουργίας: Τάση εισόδου 400V, συντελεστής φορτίου Q = 0.2324.

Μεγέθη	$50 \mathrm{kHz}$	100kHz	135kHz
V_{Cr}	530V	137.3V	88.1V
V_{Lr}	$355\mathrm{V}$	137.3V	125.1V
V_{Lm}	575V	400V	363V
i_{Lr}	25A(max)	7A	9A(max)
i_{Lm}	4.15A	2.9	2A

Πίναχας 2.1:	Σύνοψη	τάσεων	και	ρευμάτων	καταπονή	σεως.
-						-

2.2.2 Επιλογή Πυκνωτή

Παρότι στις παραπάνω αναλύσεις του πρώτου και δευτέρου κεφαλαίου έχουμε υποθέσει την ύπαρξη ιδανικού πυκνωτή αυτό δεν αντιστοιχεί στην πραγματικότητα. Στην παρούσα υποενότητα θα αναδείξουμε τον μη ιδανικό πυκνωτή, θα εξετάσουμε τις παραμέτρους του και έπειτα θα θέσουμε τις επιθυμητές προδιαγραφές που πρέπει να πληροί. Τέλος θα συγκρίνουμε-διαλέξουμε μεταξύ των διαφόρων τεχνολογιών.

2.2.2.1 Παράμετροι Πυκνωτή

Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα ενός πυκνωτή παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2. Εκτός από την χωρητικότητα C αποτελείται από τις αντιστάσεις IR και ESR καθώς και την αυτεπαγωγή ESL. Η αντίσταση IR (insulation resistance) μοντελοποιεί τις απώλειες του διηλεκτρικού υλικού και δείχνει την ικανότητα του να αντιτίθεται στην δημιουργία ρεύματος διαρροής. Συνήθως είναι της τάξεως των εκατοντάδων GΩ για αυτό και συχνά παραλείπεται η επίδραση της. Η αντίσταση ESR (equivalent series resistance) μοντελοποιεί τις θερμικές απώλειες του πυκνωτή. Αυτές προέρχονται από τα μεταλλικά αγώγιμα μέρη όπως τους ακροδέκτες, τα ηλεκτρόδια και τις συνδέσεις. Η αυτεπαγωγή ESL (equivalent series inductance) μοντελοποιεί τις παρασιτικές αυτεπαγωγές που εγγενώς υπάρχουν στα μεταλλικά αγώγιμα μέρη. Αυτές προκαλούν απώλειες στον πυκνωτή, ενώ η επιρροή τους αυξάνεται με την αύξηση της συχνότητας. Μάλιστα πάνω από την συχνότητα συντονισμού του πυκνωτή η επίδραση της ESL υπερτερεί της χωρητικότητας και ο πυκνωτής έχει επαγωγική συμπεριφορά. Αυτό μπορεί να φανεί στο σχήμα όπου μετά την συχνότητα συντονισμού, που ιδανικά έχουμε ωμική συμπεριφορά, η εμπέδηση αυξάνεται με την αύξηση της συχνότητας και ο πυκνωτής λειτουργεί ως πηνίο.



Σχήμα 2.2: Ισοδύναμο κύκλωμα πυκνωτή.



Σχήμα 2.3: Τυπικό διάγραμμα εμπέδησης πυκνωτή συχνότητας. [12]

Εκτός από τα στοιχεία που χαρακτηρίζουν τον μη ιδανικό πυκνωτή είναι σημαντικό να αναδειχθούν και τα μεγέθη που χαρακτηρίζουν έναν πυκνωτή. Αυτά δίνονται από τον κατασκευαστή και αποτελούνται από την μέγιστη συνεχή τάση, την μέγιστη εναλλασσόμενη τάση και το μέγιστο εναλλασσόμενο ρεύμα.

Η μέγιστη συνεχή τάση αναφέρεται στην μέγιστη διαφορά δυναμικού που μπορεί να δεχθεί ο πυκνωτής στα άκρα του. Λειτουργία σε τάση μεγαλύτερη της μέγιστης συνεχής τάσης θα

επιφέρει την άμεση κατάρρευση του πυκνωτή.

Η μέγιστη εναλλασσόμενη τάση και το μέγιστο εναλλασσόμενο ρεύμα συνδέονται με τις θερμικές απώλειες. Λειτουργία σε τάση μεγαλύτερη της μέγιστης εναλλασσόμενης ή λειτουργία με ρεύμα μεγαλύτερο του μέγιστου εναλλασσόμενου θα προκαλέσει θερμικές απώλειες που δεν θα είναι σε θέση ο πυκνωτής να διαχειριστεί. Αυτό θα προκαλέσει υπερθέρμανση και τελικώς κατάρρευση του στοιχείου. Σε αντίθεση με την μέγιστη συνεχή τάση η μέγιστη εναλλασσόμενη τάση εξαρτάται από την συχνότητα. Συγκεκριμένα όσο αυξάνεται η συχνότητα η ικανότητα του πυκνωτή να διαχειριστεί εναλλασσόμενα μεγέθη μειώνεται.

2.2.2.2 Προδιαγραφές Πυκνωτή

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδείξουμε τις απαραίτητες προδιαγραφές που πρέπει να πληροί ο πυχνωτής σειράς του χυχλώματος συντονισμού.

Ο πυχνωτής πρέπει έχει υψηλή μέγιστη συνεχή τάση καθώς δέχεται πολύ υψηλή τάση στα άχρα του, μάλιστα στην συχνότητα μεγίστου κέρδους δέχεται τάση μεγαλύτερη της τάσης εισόδου. Όπως έχει αναδειχθεί στην παραπάνω ενότητα 2.2.1 ο πυχνωτής πρέπει να μπορεί να αντέξει συνεχή τάση 530V.

Καθώς ή συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος είναι υψηλή, ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στην εναλλασσόμενη τάση και στο εναλλασσόμενο ρεύμα του πυκνωτή. Όπως σχολιάσαμε και παραπάνω τα εναλλασσόμενα μεγέθη προκαλούν θερμικές απώλειες ανάλογες με την συχνότητα λειτουργίας. Η διαχείριση των θερμικών απωλειών είναι κομβικής σημασίας, τόσο για την ασφαλή λειτουργία, όσο και για την μακροζωία του στοιχείου.

Οι τάσεις και τα ρεύματα που πρέπει να πληροί ο πυκνωτής αναδεικνύονται στον πίνακα 2.2.

Τδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στην χαμηλή ESL του πυκνωτή. Αφενός λόγω της υψηλής συχνότητας λειτουργίας υπάρχει κίνδυνος ο πυκνωτής να λειτουργεί κοντά στην συχνότητα συντονισμού του ή ακόμη χειρότερα στην επαγωγική περιοχή, αφετέρου σε συνδυασμό με την ESR δημιουργούνται υψηλές απώλειες, ανάλογες με το υψηλό ρεύμα που περνά μέσα τους.

Ένα αχόμη χαραχτηριστικό που πρέπει να έχει ο πυχνωτής είναι η ανοχή της χωρητικότητας στην θερμοχρασία χαι στην συνεχή τάση πόλωσης. Η αχριβής τιμή του πυχνωτή χαθορίζει την συχνότητα συντονισμού χαι μικρή απόχλιση από την επιθυμητή τιμή θα επιφέρει πολύ διαφορετική λειτουργία από την αναμενόμενη. Για αυτό τον λόγο θέλουμε η χωρητικότητα του πυχνωτή να διατηρείται σταθερή ανεξάρτητα της θερμοχρασίας λειτουργίας, της συχνότητας λειτουργίας χαι της συνεχής τάσης.

Μία αχόμη απαίτηση που πηγάζει από την ανάγχη μας για σταθερή τιμή πυχνωτή είναι η μιχρή ανοχή (tolerance). Η ανοχή χάθε πυχνωτή ορίζεται από τον χατασχευαστή του ως το μέγιστο ποσοστό απόχλισης από την επιθυμητή χωρητιχότητα.

Πρέπει να σημειωθεί ότι η ιδανική τιμή του πυκνωτή που υπολογίστηκε στα 114nF δεν είναι μια τιμή που μπορούμε να βρούμε σε εμπορικούς πυκνωτές. Για αυτό, κατά την αναζήτηση μας θα συμπεριλάβουμε τιμές πυκνωτή από 100nF, τιμή όπου υπάρχουν πληθώρα στοιχείων. Αυτό δεν έρχεται σε αντίθεση με την απαίτηση για χαμηλή ανοχή. Το μόνο που θα επηρεαστεί είναι η θεωρητική τιμή της συχνότητας συντονισμού, αυτό όμως καθώς δεν επηρεάζει την λειτουργία του κυκλώματος, δεν αποτελεί πρόβλημα.

Τέλος καθώς η τάση και το ρεύμα του πυκνωτή αλλάζει φορά κατά την λειτουργία του μετατροπέα δεν θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε πολωμένους πυκνωτές. Οπότε η τεχνολογία των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών και των πυκνωτών τανταλίου δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην εφαρμογή μας.

	$50 \mathrm{kHz}$	100kHz
\hat{V}_{Cr}^{max}	530V	137V
\tilde{V}_{Cr}^{rms}	375V	97V
\tilde{i}^{rms}_{Cr}	25A(max)	7A

Πίναχας 2.2: Προδιαγραφές τάσεων και ρεύματος πυκνωτή σειράς.

2.2.2.3 Ανασκόπηση Τεχνολογίας Πυκνωτών

Στην παρούσα υποενότητα θα συγκρίνουμε μεταξύ των τεχνολογιών των πυκνωτών, ποιοι είναι κατάλληλοι για χρήση στην εφαρμογή μας, αλλά και ποια τεχνολογία είναι πιο συμφέρουσα και τελικώς θα επιλεχθεί. Κριτήριο για την επιλογή θα αποτελέσει και το κόστος. Καθώς οι τεχνολογίες των ηλεκτρολυτικών και των πυκνωτών τανταλίου έχουν απορριφθεί, θα εξετάσουμε τις τεχνολογίες των πυκνωτών μίκας (Silver mica capacitors), πυκνωτών με πλαστικό διηλεκτρικό (Film capacitors), κεραμικών πυκνωτών τύπου δίσκου (Ceramic disk capacitors) και πολυστρωματικών κεραμικών πυκνωτών (Multi-layer ceramic capacitors - MLCC). Καθώς η απόδοση στα ελληνικά δεν είναι ακριβής, στην συνέχεια της εργασίας θα αναφερόμαστε στις τεχνολογίες των πυκνωτών με την διεθνή τους ονομασία.

2.2.2.4 Πυχνωτές Μίχας (Silver Mica Capacitors)

Ως πυχνωτές μίχας ορίζουμε τους πυχνωτές που χρησιμοποιούν ως διηλεχτρικό υλικό την μίχα, ένα μέταλλο.

Η χωρητικότητα τους είναι ανθεκτική στην γήρανση. Αυτό οφείλεται στο προστατευτικό στρώμα εποξικής ρητίνης που εμποδίζει την υγρασία να διεισδύσει στο εσωτερικό του πυκνωτή. Ακόμη η εξάρτηση της χωρητικότητας από την θερμοκρασία και την συνεχή τάση είναι σχεδόν ανύπαρκτη, γεγονός που εξασφαλίζει μικρή ανοχή και μεγάλη ακρίβεια. Παρουσιάζουν μικρή παρασιτική αυτεπαγωγή ESL, για αυτό είναι ιδανικοί για εφαρμογές πολύ υψηλής συχνότητας. Τέλος η μικρή ESR σε συνδυασμό με την ικανότητα αντοχής σε υψηλή τάση τους καθιστά κατάλληλους και για εφαρμογές υψηλής ισχύος.

Στον αντίποδα η χωρητικότητα των πυχνωτών μίκας είναι μικρή, συνήθως φτάνει μέχρι τα 100nF, ενώ το το κόστος τους είναι υψηλό.

Καθώς ζητάμε την υψηλότερη δυνατή χωρητικότητα σε αυτή την τεχνολογία η μόνη επιλογή που βρέθηκε αποτελεί το μοντέλο 29110B104JO0 της Cornell Dubilier [13]. Όμως λόγω της ιδιαιτέρως υψηλής τιμή του, 770 ευρώ ανά μονάδα (11/1/2024), η τεχνολογία των Mica πυκνωτών απορρίπτεται.



Σχήμα 2.4: Διαφορετικοί τύποι silver mica πυκνωτών. [14] [13]

2.2.2.5 Πλαστικοί Πυκνωτές (Film Capacitors)

Οι Film capacitors χρησιμοποιούν πλαστικό ως διηλεκτρικό υλικό. Κατασκευαστικά αποτελούνται από ένα λεπτό διηλεκτρικό στρώμα (thin film), χωρισμένο σε λωρίδες, που ανάμεσα του περνούν λεπτά αγώγιμα μέταλλα. Τα λεπτά αγώγιμα μέταλλα καταλήγουν στα δύο ηλεκτρόδια, ενώ όλη η κατασκευή είναι τοποθετημένη σε πλαστική θήκη για μηχανική προστασία και προστασία από την υγρασία. Το διηλεκτρικό υλικό ποικίλει μεταξύ των polyester film, metalized film, polypropylene film, PTFE film, and polystyrene film.



Σχήμα 2.5: Τυπικός film capacitor [15] - Δομικά στοιχεία film capacitor. [16]

Καθώς οι film capacitors δεν είναι πολωμένοι, είναι κατάλληλοι για AC εφαρμογές. Ωστόσο σε υψηλές συχνότητες η μέγιστη εναλλασσόμενη τάση που μπορούν να διαχειριστούν μειώνεται σημαντικά. Η χωρητικότητα τους είναι ακριβής με μικρή ανοχή, ενώ δύσκολα επηρεάζεται από την γήρανση. Αποτελούν αξιόπιστη τεχνολογία με εξαιρετικά χαμηλά ποσοστά σφαλμάτων. Είναι ικανοί να αντέξουν υψηλές υπερτάσεις. Ακόμη χαρακτηρίζονται από χαμηλή αυτεπαγωγή ESL και αντίσταση ESR.

Κατά την αναζήτηση υποψήφιου πυκνωτή δυσκολευτήκαμε στην εύρεση πυκνωτή με την επιθυμητή μέγιστη εναλλασσόμενη τάση στις ανάλογες συχνότητες. Η καλύτερη περίπτωση χαρακτηριστικής μέγιστης εναλλασσόμενης τάσης συναρτήσει της συχνότητας που βρέθηκε παρουσιάζεται στο σχήμα 2.6 και έχει εξαχθεί από το μοντέλο R73UW3100SE00J της ΚΕΜΕΤ

[15]. Βλέπουμε ότι παρόλο που ο πυχνωτής μέχρι τα 25kHz έχει μέγιστη εναλλασσόμενη τάση 500V, στα 100kHz έχει μόλις 200V. Στην συχνότητα των 50kHz όπου έχουμε την μέγιστη απαίτηση μας για μέγιστη εναλλασσόμενη τάση ίση με 375V βλέπουμε ότι δεν καλύπτεται καθώς ο πυχνωτής μπορεί να διαχειριστεί μέχρι 330V. Καθώς αυξάνεται η συχνότητα λειτουργίας οι απαιτήσεις μας για μέγιστη εναλλασσόμενη τάση πέφτουν ταχύτατα και ο πυκνωτής μπορεί εύχολα να τις διαγειριστεί. Για να αντιμετωπίσουμε το πρόβλημα, είτε θα τοποθετήσουμε εν σειρά δύο πυχνωτές, είτε θα λειτουργήσουμε σε συχνότητα λίγο μεγαλύτερη από αυτή που είχαμε σχεδιάσει. Στην πράξη όμως, όπως θα αναδειχθεί σε επόμενο χεφάλαιο, χαθώς θα λειτουργήσουμε με τάση εισόδου μικρότερη των σχεδιαστικών 400V μπορούμε με ασφάλεια να χρησιμοποιήσουμε έναν πυχνωτή. Καθώς οι τυπιχοί πυχνωτές στο εμπόριο έχουν δυσμενέστερες επιδόσεις από τον παραπάνω αναφερόμενο, απαιτούν την λύση του παραλληλισμού πυχνωτών. Σημειώνεται ότι η τελευταία πρέπει να επιλέγεται με προσοχή, καθώς η πρόσθεση πολλαπλών στοιχείων αυξάνει την πολυπλοκότητα του μετατροπέα, ενώ μειώνει την πυκνότητα ισχύος και την αξιοπιστία του κυκλώματος. Αξίζει να επισημάνουμε την αρκούντως μικρή ανοχή του πυχνωτή, ίση με 5% και το αρχετά οιχονομικό χόστος, μικρότερο των 3 ευρώ ανά μονάδα (11/1/2024).



Σχήμα 2.6: Χαρακτηριστική μέγιστης εναλλασσόμενης τάσης συναρτήσει συχνότητας του πυκνωτή R73UW3100SE00J. [15]

2.2.2.6 Κεραμικοί Πυκνωτές (Ceramic Capacitors)

Κεραμικούς πυκνωτές ορίζουμε τους πυκνωτές που χρησιμοποιούν κεραμικό διηλεκτρικό υλικό. Ανάλογα με την κατασκευή τους χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες: τους κεραμικούς πυκνωτές τύπου δίσκου Ceramic disk capacitors και τους πολυστρωματικούς κεραμικούς πυκνωτές multi-layer ceramic capacitors - MLCC. Τέτοιοι τυπικοί πυκνωτές μπορούν να φανούν στο σχήμα 2.7.



Σχήμα 2.7: Κεραμικοί πυκνωτές τύπου Ceramic disk - Multi-layer ceramic capacitors.

Τα κεραμικά διηλεκτρικά υλικά χωρίζονται σε δύο κατηγορίες ανάλογα με τις ιδιότητες τους: την class 1 και class 2

Οι πυκνωτές που είναι κατασκευασμένοι από Class 1 κεραμικά υλικά χαρακτηρίζονται από ακρίβεια στην χωρητικότητα και χαμηλή ανοχή. Έχουν χαμηλή παρασιτική αυτεπαγωγή ESL και αντίσταση ESR, για αυτό έχουν χαμηλές απώλειες. Δεν είναι πολωμένοι και αυτό τους καθιστά ικανούς για AC εφαρμογές. Το μεγάλο τους πλεονέκτημα είναι η πρακτικά μηδενική εξάρτηση της χωρητικότητάς τους από την συνεχή τάση, την θερμοκρασία και σε μεγάλο βαθμό από την συχνότητα. Αυτό τους καθιστά ιδιαιτέρως ακριβής σε όλες τις συνθήκες λειτουργίας και κατάλληλους για εφαρμογές, σαν την δική μας, όπου η ακρίβεια είναι κομβικής σημασίας. Στον αντίποδα τα class 1 κεραμικά υλικά χαρακτηρίζονται από μικρή μαγνητική διαπερατότητα και ως εκ τούτου οι πυκνωτές τους χαμηλές χωρητικότητες.

Οι πυχνωτές που είναι κατασκευασμένοι από class 2 κεραμικά υλικά χαραχτηρίζονται από υψηλή χωρητική πυχνότητα, που οφείλεται στην υψηλή μαγνητική διαπερατότητα των υλικών τους. Έχουν υψηλή ανοχή και χαμηλή ακρίβεια. Η εξάρτηση της χωρητικότητας από την θερμοκρασία είναι σημαντική και συχνά μη γραμμική. Λειτουργία υπό συνεχή τάση επιφέρει το φαινόμενο VCC. Κατά το φαινόμενο αυτό η πτώση της χωρητικότητας σε πυχνωτή με κεραμικό υλικό class 2 όταν εφαρμόζεται σε αυτό συνεχή τάση έχει σημαντική μείωση, που μπορεί να φτάσει και το 90% [17]. Πλεονεκτούν σε εφαρμογές όπου μας ενδιαφέρει η ελάχιστη τιμή του πυχνωτή και όχι η ακριβής τιμή του, οπότε και κρίνονται ακατάλληλοι για την εφαρμογή μας.

Στα σχήματα 2.8 και 2.9 αναδεικνύονται οι διαφορές των class 1 και class 2 κεραμικών υλικών ανάλογα με την θερμοκρασιακή μεταβολή και την αυνεχή τάση πόλωσης.



Σχήμα 2.8: Εξάρτηση χωρητικότητας από θερμοκρασία στο κεραμικό υλικό τύπου class 2 X7R [18] και στο κεραμικό υλικό τύπου class 1 C0G. [12]



Σχήμα 2.9: Εξάρτηση χωρητικότητας από συνεχή τάση πόλωσης στο κεραμικό υλικό τύπου class 2 X7R [17] και στο κεραμικό υλικό τύπου class 1 C0G. [12]

Δυο μεγάλες διαφορές υπάρχουν μεταξύ των ceramic disk και των MLCC. Πρώτον ότι οι τελευταίοι λόγω της τεχνολογίας κατασκευής τους μπορούν να πετύχουν μεγαλύτερη χωρητική πυκνότητα, δηλαδή πυκνωτές με μεγαλύτερες χωρητικότητες. Δεύτερον, οι ceramic disk πυκνωτές είναι through-hole στοιχεία ενώ οι MLCC είναι surface mount στοιχεία. Η διαφορά αυτών των δύο έγκειται στον τρόπο που προσκολλούνται στην πλακέτα.

Συγκεκριμένα για την περίπτωση των ceramic disk το καλύτερο στοιχείο που βρήκαμε είναι το 565R20GAP10 της Vishay [18]. Όπως αναδεικνύεται στο σχήμα 2.10 για υλικό class 1 η μέγιστη χωρητικότητα που θα μπορούσαμε να έχουμε είναι μόλις τα 47pF. Η επιθυμητή χωρητικότητα των 100nF είναι η μέγιστη που μπορεί να έχει ο πυκνωτής και υπάρχει μόνο σε ένα υλικό class 2, το Y5V. Φυσικά όπως αναδείχθηκε στα σχήματα 2.8 και 2.9, λόγω της κακής συμπεριφοράς των υλικών class 2, δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Τελικώς οι ceramic disk πυκνωτές απορρίπτονται.

QUICK REFE	REN	CE D	ATA											
DESCRIPTION	VALUE													
Ceramic class		1	2											
Ceramic dielectric	U2J, R3L	Cog, U2J, R3L	X7R, Y5S, Y5U, Z5U, Y5V	X5F, X5R, X5S, X7R, Y5S, Y5U, Z5U	X5F, X5S, Y5U, Z5U	X5F, Y5U, Z5U								
Voltage (V _{DC})	3000	6000	2000	3000	6000	7500								
Min. capacitance (pF)	10	10	100	47	100	100								
Max. capacitance (pF)	33	47	100 000	33 000	10 000	2500								
Mounting			Ra	dial										

Σχήμα 2.10: Χωρητικότητα ceramic disk πυκνωτή ανάλογα το υλικό κατασκευής του. [18]

Στην περίπτωση των MLCC πυχνωτών υπήρχαν πληθώρα στοιχείων που ήταν κατάλληλα για την εφαρμογή μας. Η αναζήτηση μας έγινε χωρίς συμβιβασμούς, δηλαδή σε πυχνωτές με υλικά class 1 και στην επιθυμητή τιμή των 100nF. Μία καλή επιλογή εξ αυτών αποτελεί ο CGA9Q1C0G2J104J280KC της TDK [12]. Η εξάρτηση της χωρητικότητας του συναρτήσει της θερμοκρασίας και της συνεχής τάσης πόλωσης είναι μηδαμινή, ενώ έχει αναδειχθεί στα σχήματα 2.8 και 2.9 αντίστοιχα. Στο σχήμα 2.11 παρουσιάζεται η χωρητικότητα συναρτήσει της συχνότητας. Βλέπουμε ότι μέχρι την συχνότητα των 5MHZ δεν παρουσιάζεται αλλαγή στην χωρητικότητα, οπότε είναι κατάλληλος για την εφαρμογή μας. Τέλος σημειώνεται ότι η ανοχή είναι αρκούντως καλή, ίση με 5%, ενώ το κόστος μονάδας είναι αρκετά οικονομικό, μικρότερο των 3 ευρώ (11/1/2024).



Σχήμα 2.11: Χωρητικότητα συναρτήσει συχνότητας για τον CGA9Q1C0G2J104J280KC της TDK. [12]

2.2.3 Σχεδιασμός Μαγνητικών Στοιχείων

Στην παρούσα ενότητα θα εξετάσουμε τα μαγνητικά στοιχεία του κυκλώματος συντονισμού. Για τον σχεδιασμό τους έχουμε δύο επιλογές. Στην πρώτη επιλογή δεν θα έχουμε μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων, τον ρόλο του πηνίου μαγνήτισης θα τον έχει ξεχωριστό πηνίο. Οπότε σε συνδυασμό με το πηνίο σειράς θα χρειαστούμε δύο πηνία. Σημειώνεται ωστόσο ότι ο μετατροπέας θα χάσει το πλεονέκτημα της ηλεκτρικής απομόνωσης. Η δεύτερη επιλογή συνιστά την χρήση μετασχηματιστή, οπότε με την εκμετάλλευση της αυτεπαγωγής σκέδασης δεν θα χρειαστούμε κανένα πηνίο. Στην πράξη θα στοχεύσουμε στην δεύτερη επιλογή, ωστόσο θα εξετάσουμε και τις δύο.

Για την πρώτη επιλογή, παρόμοια με την ανάλυση που κάναμε στην ενότητα 2.2.2 για τον πυκνωτή, θα ξεκινήσουμε εξετάζοντας τις παραμέτρους ενός πηνίου, θα θέσουμε τις προδιαγραφές που πρέπει να πληρούν τα πηνία μας και θα εξετάσουμε μεταξύ διαφόρων τεχνολογιών για την επιλογή μας. Σημειώνεται ότι η παρούσα ανάλυση αφορά μόνο εμπορικά πηνία και δεν αναφέρεται στην κατασκευή πηνίου κατά παραγγελία.

Για την δεύτερη επιλογή θα χρησιμοποιήσουμε δύο επίπεδα (planar) πηνία, που έχουμε κατασκευάσει κατά παραγγελία και κατόπιν με την ύπαρξη ή όχι μαγνητικού πυρήνα θα σχεδιάσουμε τον μετασχηματιστή.

2.2.3.1 Κατηγορίες Πηνίων

Τα πηνία μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με βάση τρία κύρια χαρακτηριστικά, το υλικό του πυρήνα τους, το κατασκευαστικό τους σχήμα και τον τύπο των αγωγών των τυλιγμάτων. Τα πιο συνήθη υλικά για πυρήνα πηνίου αποτελούν ο αέρας, ο σίδηρος και οι φερρίτες.

Ως πυρήνες αέρος χαρακτηρίζονται οι πυρήνες που αποτελούνται από μη μαγνητικά υλικά. Πλεονεκτούν με την απλότητα στον σχεδιασμό τους. Εξαιτίας της απουσίας μαγνητικού πυρήνα απουσιάζουν οι μαγνητικές απώλειες πυρήνα. Ακόμη η μαγνητική ροή είναι γραμμική και δεν εμφανίζει κορεσμό. Στον αντίποδα τα πηνία με πυρήνα αέρος έχουν υψηλή διαφεύγουσα μαγνητική ροή (stray flux). Ως διαφεύγον μαγνητικό πεδίο ή διαφεύγουσα μαγνητική ροή ορίζουμε την μαγνητική ροή που βγαίνει εκτός του πυρήνα. Η τελευταία είναι ιδιαιτέρως επιβλαβής καθώς αφενός προκαλεί ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία (EMI) που αλληλεπιδρά με τα γειτονικά ηλεκτρικά συστήματα, αφετέρου προκαλεί δινορεύματα και εν συνεχεία υπερθέρμανση στα μεταλλικά μέρη του εξοπλισμού μας. Το φαινόμενο καθίσταται δυσμενέστερο στην εφαρμογή τέτοιου πηνίου σε μετατροπέα με υψηλή πυκνότητα ισχύος, όπως ο δικός μας. Παρόλο που τα παραπάνω μπορούν να επιλυθούν, συχνά το κόστος και το κόστος χώρου της επίλυσης, καθιστά τους πυρήνες αέρος ασύμφορους. Τέλος λόγω της απουσίας μαγνητικού πυρήνα η επαγωγή είναι μικρή.

Πυρήνες σιδήρου ορίζουμε τους πυρήνες που κατασκευάζονται από σίδηρο. Το κύριο πλεονέκτημα τους εν αντιθέσει με τους πυρήνες αέρος είναι η αυξημένη επαγωγή. Αυτό οφείλεται στον σίδηρο, που είναι καλύτερος στο να αποθηκεύει μαγνητική ενέργεια και έτσι προσφέρει αυξημένη επαγωγή. Ως συνέπεια τα πηνία με σιδηροπυρήνες χρειάζονται λιγότερες σπείρες και πετυχαίνουν εξοικονόμηση χώρου. Στον αντίποδα ο σίδηρος εμφανίζει μαγνητικό κορεσμό, δηλαδή έχουμε κορεσμό στο μέγιστο ρεύμα που μπορούμε να διαχειριστούμε. Ακόμη εμφανίζονται απώλειες πυρήνα, που αυξάνονται με την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας. Εν κατακλείδι σύνηθες εφαρμογές των σιδηροπυρήνων αποτελούν εφαρμογές που απαιτούν υψηλή ισχύ, αλλά χαμηλή συχνότητα.

Οι σύγχρονες απαιτήσεις στα ηλεκτρονικά ισχύος επιτάσσουν υψηλή πυκνότητα ισχύος και μικρό όγκο. Ιδιαίτερη σημασία πρέπει να δοθεί στα μαγνητικά στοιχεία του κυκλώματος που παραδοσιακά καταλαμβάνουν όγκο. Η λειτουργία σε υψηλή συχνότητα είναι αναπόφευκτη και επιθυμητή καθώς προσφέρει σημαντική μείωση στο μέγεθος των μαγνητικών στοιχείων. Ωστόσο η λειτουργία σε υψηλή συχνότητα προκαλεί δινορεύματα, απώλειες στον πυρήνα των μαγνητικών στοιχείων. Ωστόσο η λειτουργία σε υψηλή συχνότητα προκαλεί δινορεύματα, απώλειες στον πυρήνα των μαγνητικών στοιχείων. Ωστόσο η λειτουργία σε υψηλή συχνότητα προκαλεί δινορεύματα. Είναι αναπόφευκτη και υψηλή συχνότητα το επιδερμικό φαινόμενο. Οι πυρήνες φερρίτη αποτελούν μια σημαντική λύση στα παραπάνω προβλήματα αφού, αφενός εμφανίζουν υψηλή επαγωγή, αφετέρου έχουν υψηλή εσωτερική αντίσταση που περιορίζει τα δινορεύματα. Είναι οι πλέον ιδανικοί πυρήνες για εφαρμογές υψηλής συχνότητας, όπως η δική μας.

Οι αγωγοί διαχρίνονται μεταξύ των απλών αγωγών, των πολύχλωνων αγωγών (litz wires) και των ελασμάτων χαλκού (copper foils). Αγωγοί που είναι χωρισμένοι σε λεπτότερα κομμάτια όπως οι πολύχλωνοι και τα δυναμοελάσματα προσφέρουν μείωση του επιδερμικού φαινομένου και αύξηση της εσωτερικής αντίστασης για μείωσης των δινορευμάτων. Οι τελευταίοι καθίστανται κατάλληλοι για εφαρμογές αυξημένης συχνότητας.

Οι κατασκευαστικοί τύποι των πηνίων ποικίλουν μεταξύ τους, οι σημαντικότεροι εξ αυτών είναι τα κυλινδρικού τύπου πηνία (bobbin based inductors), τα τοροειδή πηνία (Toroidal core

inductors), τα πηνία χενού πυρήνα (gapped core inductors), τα πηνία χομμένου πυρήνα (cut core inductors), τα πολυπύρηνα πηνία (multi-core inductors) χαι τα επίπεδα πηνία (Planar inductors). Καθένας από τους κατασχευαστιχούς τύπους έχει τα πλεονεχτήματα χαι τα μειονεχτήματα του. Τα πηνία χενού πυρήνα χατασχευάζονται με χενό αέρος στο εσωτεριχό του πυρήνα τους ώστε να αποτρέψουν τον χορεσμό του πυρήνα, ωστόσο λόγω της υψηλής διαφεύγουσας μαγνητιχής ροής χαι των συνεπειών της απορρίπτονται. Τα πηνία χομμένου πυρήνα και τα πολυπύρηνα πηνία την εφαρμογή μας χαθώς χρησιμοποιούνται σε ειδιχές εφαρμογές. Τα πρώτα αφορούν εφαρμογές που μας ενδιαφέρει η συμμετριχότητα, ενώ τα δεύτερα η διαχείριση μεγάλης ισχύος. Στην παρούσα εργασία θα αξιολογήσουμε τα χυλινδριχού τύπου πηνία, τα τοροειδή πηνία χαι τα επίπεδα πηνία.

Κυλινδρικού τύπου πηνίο ονομάζουμε το πηνίο που ο αγωγός είναι τυλιγμένος γύρω από πυρήνα κυλινδρικού σχήματος. Αποτελεί έναν σύνηθες τύπο πηνίου, ενώ οι ιδιότητες του ποικίλουν ανάλογα με τα υλικά κατασκευής.

Τοροειδές τύπου πηνία ονομάζονται τα πηνία όπου ο αγωγός είναι τυλιγμένος γύρω από πυρήνα τοροειδούς σχήματος. Παρόλο που οι ιδιότητες αυτών των πηνίων ποικίλουν ανάλογα τα υλικά κατασκευής, το συμμετρικό σχήμα κατασκευής τους προσφέρει μείωση στην διαφεύγουσα μαγνητική ροή. Ως αποτέλεσμα παράγουν λιγότερο ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο.

Τα επίπεδα πηνία κατασκευαστικά διαφέρουν από τα άλλα είδη καθώς δεν έχουν ελικοειδή τυλίγματα. Τα τυλίγματα τους βρίσκονται σε επίπεδες επιφάνειες επεκτεινόμενα εκτός του κεντρικού πυρήνα. Πλεονεκτούν με την μικρή διαφεύγουσα ροή, την μειωμένες ανάγκες για ψύξη και την υψηλή πυκνότητα ισχύος. Στον αντίποδα καταλαμβάνουν μεγάλη επιφάνεια.

Στο σχήμα 2.12 παρουσιάζονται οι τρεις τύποι πηνίων που θα μας απασχολήσουν: χυλινδρικού τύπου, τοροειδή και επίπεδα πηνία.



Σχήμα 2.12: Κυλινδρικού τύπου πηνίο [19] - Τοροειδές πηνίο [20] - Επίπεδο πηνίο.

2.2.3.2 Προδιαγραφές Πηνίου

Στην παρούσα υποενότητα θα ορίσουμε τις προδιαγραφές που πρέπει να έχει το πηνίο μας. Για την ορθή κατανόηση των προδιαγραφών ενός πηνίου πρέπει πρώτα να εξετάσουμε δύο θέματα: το ρεύμα κορεσμού ενός πηνίου και την ονομαστική τάση ενός πηνίου.

Η αύξηση του ρεύματος σε ένα πηνίο με μαγνητικό πυρήνα μέχρι ένα σημείο προκαλεί αύξηση στο μαγνητικό πεδίο και στην μαγνητική επαγωγή. Το ρεύμα εκείνο που η αύξηση του προκαλεί αύξηση στο μαγνητικό πεδίο αλλά όχι στην μαγνητική επαγωγή, ονομάζεται ρεύμα κορεσμού. Η μαγνητική διαπερατότητα μειώνεται, οπότε μειώνεται και η αυτεπαγωγή του πηνίου. Συχνά οι κατασκευαστές ορίζουν ως ρεύμα κορεσμού το συνεχές ρεύμα εκείνο που θα επιφέρει ένα ποσοστό μείωσης στην αυτεπαγωγή του πηνίου. Η μείωση στην αυτεπαγωγή θα επιφέρει περαιτέρω αύξηση του ρεύματος, προκαλώντας υψηλές θερμικές απώλειες. Ακόμη πρέπει να σημειωθεί μία διάκριση στην μείωση της αυτεπαγωγής πέραν του ρεύματος κορεσμού. Αυτή μπορεί να γίνεται είτε με τρόπο ομαλό, σχεδόν γραμμικό (soft saturation curve), είτε με απότομη μείωση της αυτεπαγωγής (hard saturation curve). Σχεδιαστικά μας ενδιαφέρει το μέγιστο ρεύμα που περνά από το εκάστοτε πηνίο μας, να είναι μικρότερο του ρεύματος κορεσμού του.

Η ονομαστική τάση λειτουργίας ενός πηνίου ή τάση πέραν της οποίας υπάρχει κίνδυνος κατάρρευσης του πηνίου είναι πολύ σημαντικό να είναι γνωστή, ειδικά σε εφαρμογές σαν την δική μας όπου το πηνίο δέχεται μεγάλη τάση καταπόνησης. Δυστυχώς λόγω της περίπλοκης κατασκευαστικής φύσης του πηνίου είναι σχεδόν ακατόρθωτο να βρεθεί θεωρητικά αυτή η τιμή. Η τυπική πειραματική μέθοδος της επιβολής τάσης έως ότου εμφανιστεί κατάρρευση δεν μπορεί να εφαρμοστεί, καθώς το πηνίο υπό συνεχή τάση συμπεριφέρεται ήδη ως βραχυκύκλωμα. Οι κατασκευαστές θα πρέπει να αρκεστούν σε πειραματικές μεθόδους εύρεσης της τάσης κατάρρουσης μέσω της επιβολής παλμικής τάσης. Τέτοιες μέθοδοι δίνουν ενδεικτικά αποτελέσματα καθώς δεν μπορούν να προσομοιωθούν οι πραγματικές συνθήκες της εκάστοτε εφαρμογής. Ιδανικά θα πρέπει το πηνίο να ελεγχθεί πειραματικά αν είναι κατάλληλο για την εκάστοτε εφαρμογή [21].

Εγγενώς το πηνίο παρουσιάζει ωμική αντίσταση που οφείλεται στους αγωγούς του. Καθώς

το ρεύμα του πηνίου σειράς δεν παρουσιάζει ασυνέχεια, είναι σημαντικό η αντίσταση να είναι αρκούντως μικρή για μείωση των απωλειών.

Εκτός του ρεύματος κορεσμού οι κατασκευαστές συχνά μας ενημερώνουν, είτε για την ενεργή τιμή του ρεύματος Irms, είτε για το συνεχές ρεύμα (DC) Idc εκείνο που προκαλεί συγκεκριμένη αύξηση θερμοκρασίας στο πηνίο. Είναι σημαντικό να το λάβουμε υπόψιν, ώστε να μην έχουμε ανεπιθύμητες υπερθερμάνσεις στο πηνίο.

Οι μέγιστες τάσεις καθώς και τα μέγιστα και ενεργά ρεύματα που πρέπει να διαχειριστούν τα δύο πηνία αναδεικνύονται στον πίνακα 2.3. Σημειώνονται οι συνθήκες λειτουργίας: Τάση εισόδου 400V, συντελεστής φορτίου Q = 0.2324.

Τέλος σημαντικό είναι να αξιολογήσουμε και την ανοχή (tolerance) του πηνίου. Παρόλο που τόσο η αυτεπαγωγή του πηνίου όσο και το ποσοστό της ανοχής του, δίνονται από τον κατασκευαστή, έχουν εξαχθεί από πειράματα με πολύ συγκεκριμένες συνθήκες και δεν αποτυπώνουν την πραγματικότητα της εφαρμογής μας, είναι σημαντικό για λόγους ακρίβειας η ανοχή να είναι αρκούντως μικρή.

	Πηνίο	Σειράς	Πηνίο	Μαγνήτισης
	50kHz	$100 \mathrm{kHz}$	$50 \mathrm{kHz}$	100kHz
Μέγιστο ρεύμα (Α)	25	9.8	7.2	5
Ενεργό ρεύμα (Α)	-	7	4.15	2.9
Τάση καταπόνησης (V)	355	137	575	400

Πίναχας 2.3: Προδιαγραφές τάσεων χαι ρεύματος πηνίου σειράς χαι μαγνήτισης.

2.2.3.3 Επιλογή Πηνίου Σειράς

Στον πίνακα 2.4 παρουσιάζουμε την σύγκριση μεταξύ εμπορικών πηνίων από διάφορες εταιρίες για το πηνίο σειράς. Καταρχάς πρέπει να σημειώσουμε ότι δεν βρέθηκε εμπορικό πηνίο με πυρήνα αέρος και αυτεπαγωγή άνω των 5uH. Από τις 20 επιλογές μόλις μία βρέθηκε με πυρήνα σιδήρου και οι υπόλοιπες με πυρήνα φερρίτη. Με Χ έχουμε σημειώσει τις πληροφορίες που δεν μας έχει δώσει ο κατασκευαστής. Παρατηρούμε ότι οι κατασκευαστές σπανίως δίνουν πληροφορία για την ονομαστική τάση, ενώ και αυτοί που έδωσαν είναι αμφίβολη η ερμηνεία της. Ως Isat σημειώνουμε το ρεύμα κορεσμού κάτω από την αντίστοιχη στήλη με την μείωση της αυτεπαγωγής που προκαλεί. Βλέπουμε ότι κάθε κατασκευαστής ορίζει το ρεύμα κορεσμού σε διαφορετικό ποσοστό μείωσης της αυτεπαγωγής, γεγονός που καθιστά δυσκολότερη την σύγκριση. Ως ρεύμα Irms και Idc ορίζεται από τον κατασκευαστή το ρεύμα εκείνο που προκαλεί ορισμένη αύξηση της θερμοκρασίας. Παρόμοια παρατηρούμε ότι κάθε κατασκευαστής δίνει ρεύμα σε διαφορετική θερμοκρασίας. Παρόμοια παρατηρούμε ότι κάθε κατασκευαστής δίνει ρεύμα σε διαφορετική θερμοκρασιακή μεταβολή.

Η καλύτερη επιλογή μεταξύ των παρακάτω πηνίων αποτελεί το 1140-220K-RC της BOURNS (δεύτερη γραμμή) [22]. Παρόλο που δεν εμφανίζει χαμηλή αντίσταση, κρίνεται σημαντικό που ο κατασκευαστής ορίζει την ονομαστική τάση λειτουργίας και μάλιστα αρκετά υψηλή που μας καλύπτει. Το ρεύμα κορεσμού είναι 16.2Α για πτώση αυτεπαγωγής μόλις 5%. Παρόλο που δεν μας καλύπτει πλήρως σε όλες τις λειτουργικές καταστάσεις, καλύπτει πλήρως την λειτουργία στην συχνότητα συντονισμού και λίγο παρακάτω. Ακόμη με ρεύμα 43.7Α έχουμε αύξηση της θερμοκρασίας 50 βαθμούς κελσίου. Τέτοια αύξηση θερμοκρασίας θα μπορούσαμε να την διαχειριστούμε, παρόλα αυτά δεν θα χρειαστεί, καθώς δεν πρόκειται να λειτουργήσουμε με τέτοιο ρεύμα. Το πηνίο κρίνεται το πιο κατάλληλο μεταξύ των υπολοίπων για την εφαρμογή μας.

Part Number	Company	Inductor	Core	Bated	Tolerance	DCR (1	nΩ)			Isat (A)			I	rms (A	.)	Idc	(A)
		Type	pe Material Voltage (V)			Nominal	Max	5,00%	10,00%	15,00%	20,00%	30,00%	20C	40C	50C	30C	50C
1130-220K-RC [23]	BOURNS	Bobbin	Ferrite	1000V rms	10%	X	11	13,5	Х	Х	Х	X	Х	X	X	Х	X
1140-220K-RC [22]	BOURNS	Bobbin	Ferrite	1000V rms	10%	X	9	16,2	х	х	X	X	Х	X	43,7	Х	Х
2205-RC [24]	BOURNS	Toroid	Ferrite	X	15%	X	10	X	х	13,4	Х	Х	Х	х	X	10,3	Х
2200LL-220-RC [25]	BOURNS	Toroid	X	X	15%	X	8	X	х	11,5	Х	Х	Х	х	Х	12,6	Х
2305-RC [26]	BOURNS	Toroid	Ferrite	X	15%	X	7	X	х	13,2	X	X	Х	Х	Х	16,4	Х
2300HT-220-RC [27]	BOURNS	Toroid	X	X	15%	X	8	X	х	14,5	X	X	Х	X	X	Х	19
2300LL-220-RC [28]	BOURNS	Toroid	Ferrite	X	15%	X	5	X	х	10,6	Х	Х	Х	Х	Х	17,7	Х
7443642200 [29]	Wurth	Bobbin	Ferrite	X	15%	X	2,64	X	15,5	X	Х	18	Х	X	30	X	Х
74436412200 [30]	Wurth	Bobbin	Ferrite	X	15%	1,31	1,44	X	7,5	Х	X	9,5	Х	Х	36	Х	Х
AGP2923-223KL [31]	Coilcraft	Bobbin	Ferrite	X	10%	2,3	2,6	X	12,2	Х	14,7	16,4	19	26	Х	Х	Х
AIRD-03-220 [32]	ABRACON	Bobbin	Ferrite	X	10%	X	11	X	25	Х	X	X	Х	13.5	Х	Х	Х
PQ2614BHA-220K [33]	BOURNS	Bobbin	Ferrite	300VDC	10%	1,62	1,9	X	х	Х	8,6	9,6	Х	30	Х	Х	Х
PQ2617BHA-220K [34]	BOURNS	Bobbin	Ferrite	300VDC	10%	2,16	2,5	X	х	Х	14	15	Х	28	Х	Х	Х
IHB3EB220K [19]	Vishay	Bobbin	X	2500Vrms	10%	X	11	X	х	Х	Х	X	Х	Х	Х	Х	10,6
1422311C [35]	Murata	Bobbin	Ferrite	X	15%	X	14	X	Х	Х	X	X	X	X	X	Х	11
DC1390-223K [36]	Delevan	Bobbin	X	1000V rms	10%	X	9	28	х	Х	Х	X	Х	Х	Х	Х	16,3
PCV-0-223-10L [37]	Coilcraft	Bobbin	Ferrite	X	10%	X	15	X	х	Х	Х	X	Х	13	Х	Х	Х
PM2120-220K-RC [38]	BOURNS	Toroid	Iron	X	10%	X	11	X	4,1	Х	6,5	9,2	Х	Х	Х	11	Х
SER2918H-223KL [39]	Coilcraft	Bobbin	Ferrite	X	10%	2,6	2,86	X	12	Х	14	15	20	28	Х	Х	Х
VER2923-223KL [40]	Coilcraft	Bobbin	Ferrite	X	10%	2,3	2,6	X	12,2	Х	14,7	16,4	19	26	Х	Х	Х

Πίναχας 2.4: Έρευνα αγοράς για το πηνίο σειράς.

2.2.3.4 Επιλογή Πηνίου Μαγνήτισης

Στον πίνακα 2.5 παρουσιάζουμε την σύγκριση μεταξύ εμπορικών πηνίων από διάφορες εταιρίες για το πηνίο μαγνήτισης. Οι υποψήφιες επιλογές που βρέθηκαν για την τιμή των 200uH ήταν μόλις 3, για αυτό τον λόγο θα επεκτείνουμε το εύρος και θα εξετάσουμε τιμές μέχρι και 220uH. Μπορούμε με ασφάλεια να επιλέξουμε πηνίο μαγνήτισης με λίγο μεγαλύτερη τιμή, αφού θα επιφέρει ασήμαντες αλλαγές στην συμπεριφορά του μετατροπέα.

Οι συνολικές επιλογές είναι 16, εκ των οποίων μόλις μία έχει πυρήνα σιδήρου, ενώ οι υπόλοιπες πυρήνα φερρίτη. Με Χ έχουμε σημειώσει τις πληροφορίες που δεν μας έχει δώσει ο κατασκευαστής. Μόλις για 5 στοιχεία μας δίνει ο κατασκευαστής πληροφορίες για την ονομαστική τάση τους. Ως Isat σημειώνουμε το ρεύμα κορεσμού κάτω από την αντίστοιχη στήλη με την μείωση της αυτεπαγωγής που προκαλεί. Βλέπουμε ότι κάθε κατασκευαστής ορίζει το ρεύμα κορεσμού σε διαφορετικό ποσοστό μείωσης της αυτεπαγωγής, γεγονός που καθιστά δυσκολότερη την σύγκριση. Ως ρεύμα Irms και Idc ορίζεται από τον κατασκευαστή το ρεύμα εκείνο που προκαλεί ορισμένη αύξηση της θερμοκρασίας. Παρόμοια παρατηρούμε ότι κάθε κατασκευαστής δίνει ρεύμα σε διαφορετική θερμοκρασιαχή μεταβολή.

Η καλύτερη επίλογή μεταξύ των παρακάτω πηνίων αποτελεί το 1140-221K-RC της BOURNS (δεύτερη γραμμή) [22]. Η αντίσταση του είναι αρκούντως μικρή, ενώ κρίνεται σημαντικό που ο κατασκευαστής ορίζει την ονομαστική τάση λειτουργίας και μάλιστα αρκετά υψηλή που μας καλύπτει. Το ρεύμα κορεσμού είναι 14Α για πτώση αυτεπαγωγής μόλις 5%. Μας καλύπτει πλήρως σε όλες τις λειτουργικές καταστάσεις, καθώς στην χειρότερη περίπτωση, για την συχνότητα μεγίστου κέρδους έχουμε το μισό ρεύμα, 7.2Α. Ακόμη με ρεύμα 7.4Α έχουμε αύξηση της θερμοκρασίας 50 βαθμούς κελσίου. Παρόλο που μπορεί να φτάσουμε κοντά σε αυτή την τιμή, αυτό δεν προβλέπεται να γίνει παρατεταμένα και έτσι μπορούμε να την διαχειριστούμε. Το πηνίο κρίνεται κατάλληλο για την εφαρμογή μας.

Part Number	Company	Inductor	Core	Rated	Tolerance	DCR Max		Isat	: (A)		Irm	s(A)	Idc	(A)
		Type	Material	Voltage (V)		$(m\Omega)$	5,00%	10,00%	20,00%	30,00%	40C	50C	30C	50C
1130-221K-RC [23]	Bourns	Bobbin	Ferrite	1000V rms	10%	20	5.5	X	Х	X	X	X	X	X
1140-221K-RC [22]	Bourns	Bobbin	Ferrite	1000V rms	10%	50	14	Х	Х	Х	Х	7.4	X	X
2316-RC [26]	Bourns	Toroid	х	X	15%	54	X	X	X	X	Х	Х	5.8	X
2300HT-221-RC [27]	Bourns	Toroid	х	X	15%	61	X	X	X	X	Х	Х	X	6.8
2300LL-221-RC [25]	Bourns	Toroid	х	X	15%	63	X	X	X	X	Х	Х	5.1	X
AIRD-03-221 [32]	ABRACON	Bobbin	Ferrite	X	10%	80	X	8.7	X	X	5.5	Х	X	X
HCTI-220-5.8 [20]	Bel	Toroid	х	X	15%	54	X	X	X	X	Х	X	5.8	X
IHV-20-200 [41]	Vishay	Toroid	Iron	2500Vrms	10%	21	X	X	X	X	Х	Х	X	X
IHB6BV221K [19]	Vishay	Bobbin	х	2500Vrms	10%	28	X	X	X	X	Х	Х	X	11.6
1422435C [35]	Murata	Bobbin	Ferrite	X	10%	96	X	X	X	X	Х	Х	X	3.5
60B224C [42]	Murata	Bobbin	х	X	15%	50	X	X	X	X	Х	Х	X	5
PM2120-221K-RC [38]	Bourns	Toroid	Iron	X	10%	52	X	1.3	2.9	3.9	Х	Х	5	X
AIRD-06-221 [43]	ABRACON	Bobbin	Ferrite	X	10%	150	X	X	X	X	2.8	X	X	X
DC1390-224K [36]	Delevan	Bobbin	х	1000V rms	10%	50	9.1	X	X	X	Х	Х	X	6.9
PCV-2-224-05L [37]	Coilcraft	Bobbin	Ferrite	X	10%	75	8	X	Х	X	6.6	X	X	X
AGP4233-224ME [44]	Coilcraft	Bobbin	Ferrite	Х	10%	11.5	Х	6.4	7.2	7.6	17.5	X	X	Х

Πίναχας 2.5: Έρευνα αγοράς για το πηνίο μαγνήτισης.

2.2.3.5 Κατασκευή Μετασχηματιστή με Επίπεδα Πηνία

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδείξουμε τον μετασχηματιστή αποτελούμενο από δύο επίπεδα πηνία και μαγνητικό πυρήνα, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.13. Μπορούμε να διακρίνουμε τον πυρήνα φερρίτη, τους αποστάτες μεταξύ των δύο πηνίων και τα δύο επίπεδα πηνία. Για την μέτρηση της αυτεπαγωγής χρησιμοποιούμε LCR meter. Με την μέτρηση της αυτεπαγωγής του μετασχηματιστή, έχοντας βραχυκυκλωμένο το δευτερεύον, μετράμε την αυτεπαγωγή σκέδασης του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος. Καθώς τα δύο πηνία-τυλίγματα είναι πανομοιότυπα, θεωρούμε ότι οι δύο σκεδάσεις έχουν την ίδια τιμή. Οπότε ξέρουμε την αυτεπαγωγή σκέδασης ανοιχτοκυκλωμένο το δευτερεύον, μετράμε την αυτεπαγωγή σκέδασης αυτεπαγωγή μαγνήτισης. Καθώς γνωρίζουμε την αυτεπαγωγή σκέδασης του πρωτεύοντος και την αυτεπαγωγή μαγνήτισης. Καθώς γνωρίζουμε την αυτεπαγωγή σκέδασης, μπορούμε να υπολογίσουμε την αυτεπαγωγή μαγνήτισης. Οι εικόνες από τα σχετικά πειράματα παρουσιάζονται στο σχήμα 2.14, ενώ τα αποτελέσματα συνοψίζονται στον πίνακα 2.6.

Αυτεπαγωγή Μαγνήτισης	225µH
Αυτεπαγωγή Σκέδασης	0.5μΗ

Πίναχας 2.6: Αυτεπαγωγή μαγνήτισης και σκέδασης μετασχηματιστή.

Όπως έχει συζητηθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο ένα μεγάλο πλεονέκτημα του μετατροπέα LLC είναι η μαγνητική ενσωμάτωση, δηλαδή η εκμετάλλευση της αυτεπαγωγής σκέδασης του μετασχηματιστή ως το πηνίο σειράς. Ωστόσο η τιμή της αυτεπαγωγής σκέδασης είναι δύο τάξεις μεγέθους μικρότερη από αυτή που είχαμε σχεδιάσει. Θα πρέπει λοιπόν για να μπορέσουμε να την



Σχήμα 2.13: Μετασχηματιστής με επίπεδα πηνία.



Σχήμα 2.14: Μετρήσεις Μετασχηματιστή στο LCR: a) Δοκιμή ανοιχτοκύκλωσης, b) Δοκιμή βραχυκύκλωσης.

εκμεταλλευτούμε ως πηνίο σειράς, να την αυξήσουμε. Υπάρχουν αρκετοί τρόποι που μπορούμε να δοκιμάσουμε.

Αρχικά η μη ενσωμάτωση του μαγνητικού πυρήνα, παρόλο που αυξάνει τον λόγο της αυτεπαγωγής σκέδασης προς την αυτεπαγωγή μαγνήτισης, η σημαντική μείωση της τελευταίας καθιστά την επιλογή μη λειτουργική.

Στην συνέχεια δοχιμάστηκε η παρεμβολή μη μαγνητικού υλικού (χαρτί) στον πυρήνα, ώστε να δημιουργηθεί διάκενο. Παρόλο που ο λόγος της αυτεπαγωγής σκέδασης προς την αυτεπαγωγή μαγνήτισης αυξήθηκε, τόσο η αυτεπαγωγή σκέδασης μειώθηκε στα 0.4μH, όσο η αυτεπαγωγή μαγνήτισης μειώθηκε στα 44μH. Οπότε και αυτή η λύση απορρίπτεται. Αντιλαμβανόμαστε ότι η μόνη λύση για πετύχουμε τιμές κοντά σε αυτές που έχουμε σχεδιάσει είναι να παρεμβάλουμε εξωτερικό πηνίο.

Ως προς αυτή την κατεύθυνση δοκιμάστηκε να συνδεθεί εξωτερικά παρόμοιου τύπου επίπεδο πηνίο. Ωστόσο έπειτα από πείραμα αποδείχθηκε ότι είναι ακατάλληλο. Συγκεκριμένο σε λειτουργία με συνεχές ρεύμα 5Α το πηνίο έπιασε θερμοκρασία 118°C. Σε εναλλασσόμενο ρεύμα (AC) αναμένουμε ακόμη περισσότερες απώλειες. Η εικόνα από την θερμοκάμερα παρουσιάζεται στο σχήμα 2.15.

Είναι φανερό ότι θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί πηνίο όπου η αύξηση της θερμοκρασίας είναι περιορισμένη. Από παλαιότερες εφαρμογές του εργαστηρίου βρέθηκε πηνίο κυλινδρικού τύπου, κενού πυρήνα, όπου πληροί τις προδιαγραφές μας. Συγκεκριμένα η αυτεπαγωγή του μετρήθηκε 66μΗ. Παρόλο που δεν είναι η τιμή όπου έχουμε σχεδιάσει, είναι ίδιας τάξης μεγέθους, μόλις τρεις φορές μεγαλύτερη, οπότε κρίνεται κατάλληλη. Ακόμη σε παρόμοια δοκιμή με συνεχές ρεύμα 5Α η θερμοκρασία του δεν ξεπέρασε τους 45°C.

Επιλογικά θα χρησιμοποιηθεί ο μετασχηματιστής με δύο επίπεδα πηνία εν σειρά με το κυλινδρικού τύπου πηνίου. Συνολικά για τον μετατροπέα μας οι τιμές των μαγνητικών στοιχείων συνοψίζονται στον πίνακα 2.7.



Σχήμα 2.15: Εικόνα θερμο
κάμερας σε λειτουργία επίπεδου πηνίου.

Πηνίο Σειράς Lr	67µH
Πηνίο Μαγγήτισης Lm	225uH

Πίνακας 2.7: Τελικές τιμές μαγνητικών στοιχείων.

2.3 Επιλογή Ημιαγωγών

Στην παρούσα υποενότητα θα εξετάσουμε τους ημιαγωγούς. Τόσο ο συμβατικός LLC μετατροπέας με 8 διακόπτες, όσο και ο μετατροπέας SS-PSM LLC με 6 διακόπτες, έχουν για πολυπληθέστερο στοιχείο που διαζειρίζεται την πλήρη ισχύ του μετατροπέα, τους διακόπτες. Αυτό αναδεικνύει την επιρροή που έχουν στην απόδοση του μετατροπέα αλλά και την ανάγκη για την ορθή επιλογή τους. Το πιο σημαντικό κριτήριο όταν επιλέγουμε ένα στοιχείο είναι να μπορεί να διαχειριστεί την επιθυμητή τάση και ρεύμα. Παρόλο που στην περίπτωση του πηνίου και του πυκνωτή έπρεπε να ψάξουμε να βρούμε το κατάλληλο στοιχείο που να είναι συμβατό με την εφαρμογή μας, αυτό δεν χρειάζεται να γίνει στους διακόπτες. Καθώς η διεθνής αγορά έχει πληθώρα διακοπτών με αντοχή ακόμα και σε πολύ υψηλότερες τάσεις και ρεύματος αποτελεί αναγκαίο, αλλά όχι ικανό κριτήριο. Το κριτήριο που θα μας αναδείξει τον επιθυμητό διακόπτη για την εφαρμογή μας είναι η ελαχιστοποίηση των απωλειών.

Οι απώλειες σε έναν διαχόπτη οφείλονται στις απώλειες αγωγής χαι τις διαχοπτιχές απώλειες. Οι απώλειες αγωγής δημιουργούνται χατά την αγωγή του ρεύματος μέσω του διαχόπτη. Ως σχεδιαστές μπορούμε να λάβουμε μέτρα για την μείωση τους. Εχτός από τον παραλληλισμό, που αποτελεί αποτελεσματιχή στρατηγιχή για την μείωση των απωλειών αγωγής, η επιλογή του χατάλληλου στοιχείου για την εφαρμογή μας, που να εμφανίζει χαμηλές απώλειες αγωγής, έχαι τις διαχοπτιχής του κατάλληλου στοιχείου για την εφαρμογή μας, που να εμφανίζει χαμηλές απώλειες αγωγής, είναι υψίστης σημασίας. Στα MOSFETs οι απώλειες αγωγής εξαρτώνται από την αντίσταση αγωγής $r_{ds,ON}$, ενώ στα IGBTs εξαρτώνται από την τάση χορεσμού $V_{CE,sat}$. Καθώς οι απώλειες αγωγής είναι ανάλογες με το τετράγωνο του ρεύματος επί της αντίστασης αγωγής $P_{COND} = i_{COND} \cdot V_{CE,sat}$ αντιλαμβανόμαστε ότι τα IGBTs πλεονεχτούν σε εφαρμογές όπου έχουμε υψηλό ρεύμα. Φυσιχά πρέπει να λάβουμε υπόψιν χαι τους παράγοντες της συχνότητας λειτουργίας χαι της θερμοχρασίας.

Οι διαχοπτικές απώλειες δημιουργούνται κατά την έναυση και σβέση του διακόπτη. Σε αυτές τις στιγμές η επικάλυψη της τάσης με το ρεύμα, που ως γνωστόν το γινόμενο τους είναι ισχύς, καταναλώνεται ως θερμική ενέργεια πάνω στο στοιχείο μας. Αυτό εκτός από την προφανή μείωση της απόδοσης του μετατροπέα ενέχει και τον κίνδυνο φθοράς του στοιχείου. Το μέγεθος των διαχοπτιχών απωλειών εξαρτάται από το επίπεδο της τάσης, την ένταση του ρεύματος αλλά και τον χρόνο επικάλυψης αυτών. Παρόλο που η τάση και το ρεύμα δεν εξαρτώνται από το εκάστοτε στοιχείο, αλλά αποτελούν στοιχεία που καθορίζουμε εμείς στο κύκλωμα μας, η διάρχεια της επιχάλυψης είναι δύσχολο να προβλεφθεί με αχρίβεια. Κάθε χατασχευαστής μας δίνει στοιχεία όπως ο χρόνος ανόδου και καθόδου του ρεύματος και της τάσης, οι παρασιτικές αυτεπαγωγές και χωρητικότητες καθώς και οι ενδεικτικές τιμές αντιστάσεως πύλης, ώστε να προβλεφθούν οι αναμενόμενες διακοπτικές απώλειες. Παρόλο που είναι εξαιρετικά χρήσιμο σε έναν σχεδιαστή, κατά την έρευνα του, να προβλέψει τις διακοπτικές και εν συνεχεία τις συνολικές απώλειες ενός διακόπτη, πρέπει να έχουμε υπόψιν ότι είναι μια διαδικασία με υψηλό χρονιχό χόστος, ενώ τα αποτελέσματα που θα πάρουμε θα είναι ευμετάβλητα με τις συνθήχες λειτουργίες. Ένα καλό κριτήριο για να προβλέψουμε εκ των προτέρων τα υποψήφια στοιχεία που εν δυνάμει είναι κατάλληλα για την εφαρμογή μας και να γλυτώσουμε υπολογιστικό κόστος, αποτελεί η χαμηλή παρασιτική χωρητικότητα εξόδου τους.

Η παρασιτική χωρητικότητα εξόδου είναι αυτή που βλέπει το κύκλωμα ισχύος και ισούται με την παρασιτική χωρητικότητα πύλης - απαγωγού (Gate - Drain) και την παρασιτική χωρητικότητα απαγωγού - πηγής (Drain - Source): $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$. Κατά την διάρκεια αποκοπής του διακόπτη η παρασιτική χωρητικότητα εξόδου φορτίζεται με την τάση αποκοπής. Κατά την έναυση του διακόπτη η αποθηκευμένη ενέργεια σε αυτή την χωρητικότητα καταναλώνεται στον διακόπτη. Αυτή αυξάνει τις διακοπτικές απώλειες και καταπονεί το στοιχείο. Φυσικά αυτό δεν συμβαίνει στις ομαλές εναύσεις καθώς η τάση στα άκρα του διακόπτη έχει μηδενιστεί πριν την έναυση του, άρα και η αποθηκευμένη ενέργεια έχει καταναλωθεί στο κύκλωμα. Στην εφαρμογή μας καθώς δεν μπορούμε να πετύχουμε ομαλές εναύσεις σε όλες τις περιοχές λειτουργίας είναι σημαντικό να διαλέξουμε στοιχείο με χαμηλή χωρητικότητα εξόδου για μείωση της αποθηκευμένης ενάρχεια με τουδιακότη του διαλόμα.

2.3.1 Εξάρτηση Χωρητικότητας Εξόδου από το Πακετάρισμα

Παρόλο που η εξάρτηση της χωρητικότητας εξόδου από την συχνότητα και την τάση αποκοπής είναι γνωστή και δίνεται από τον εκάστοτε κατασκευαστή, η εξάρτηση της από το πακετάρισμα του στοιχείου δεν έχει εξεταστεί εκτενώς στην διεθνή βιβλιογραφία. Στην παρούσα υποενότητα θα εξετάσουμε την εξάρτηση της χωρητικότητας εξόδου από το πακετάρισμα σε MOSFETs,

IGBTs και SiC MOSFETs. Τα πακεταρίσματα που θα εξετάσουμε τα διαλέξαμε ως τα πιο διαδεδομένα και αποτελούνται από τα TO-220, TO-247, TO-252, TO-262, TO-263 και PQFN. Είναι ιδιαιτέρως σημαντικό για την ορθότητα των αποτελεσμάτων να συγκρίνουμε επιμέρους στοιχεία με παρόμοια διαστασιολόγηση. Συγκεκριμένα τα MOSFETs και τα IGBTs έχουν ονομαστική τάση 600V έως 650V και ονομαστικό ρεύμα από 15A έως 20A και 15A αντίστοιχα. Τα SiC MOSFETs ονομαστική τάση από 650V έως 900V και ονομαστικό ρεύμα από 25A έως 35A. Τα στοιχεία συλλέχθηκαν από τα φύλλα οδηγιών (datasheet) των εκάστοτε στοιχείων υπό παρόμοιες πειραματικές συνθήκες.

Στο σχήμα 2.16 απειχονίζεται η χωρητικότητα εξόδου, με φθίνουσα σειρά, για IGBTs στοιχεία. Δεν φαίνεται κάποιο πακετάρισμα να εμφανίζει συστηματικά μικρότερη χωρητικότητα εξόδου. Ενδεχομένως τα TO-252 να περιέχουν περισσότερα στοιχεία με μικρές χωρητικότητες παρόλα αυτά αφενός μπορεί να οφείλεται στο μικρό πλήθος του δείγματος, αφετέρου μπορούμε να βρούμε αντίστοιχες μικρές χωρητικότητες σε στοιχεία άλλων πακεταρισμάτων.

Στο σχήμα 2.17 απεικονίζεται η χωρητικότητα εξόδου, με φθίνουσα σειρά, για Si MOS-FETs στοιχεία. Τα TO-252 και τα PQFN εμφανίζουν συστηματικά χαμηλότερη παρασιτική χωρητικότητα εξόδου, μικρότερη των 30pF και 35pF αντίστοιχα. Παρόλα αυτά μπορούμε να βρούμε εξίσου χαμηλή χωρητικότητα και σε στοιχεία άλλων πακεταρισμάτων.

Στο σχήμα 2.18 απεικονίζεται η χωρητικότητα εξόδου, με φθίνουσα σειρά, για SiC MOS-FETs στοιχεία. Απουσιάζουν τα παχεταρίσματα TO-252 και TO-220 καθώς λόγω του μικρότερου μεγέθους τους δεν είναι κατάλληλα να εκμεταλλευτούν την αυξημένη ικανότητα διαχείρισης ισχύος των SiC MOSFETs. Δεν διαφαίνεται εξάρτηση της χωρητικότητας εξόδου με το πακετάρισμα.



Σχήμα 2.16: Χωρητικότητα εξόδου για IGBTs στοιχεία κατηγοριοποιημένα ανά πακετάρισμα.



Σχήμα 2.17: Χωρητικότητα εξόδου για Si MOSFETs στοιχεία κατηγοριοποιημένα ανά πακετάρισμα.



Σχήμα 2.18: Χωρητικότητα εξόδου για SiC MOSFETs στοιχεία κατηγοριοποιημένα ανά πακετάρισμα.

2.4 Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο αναδείχθηκαν οι σχεδιαστικές επιλογές για τα κύρια κυκλώματα της μονάδας ισχύος, ενώ διαλέξαμε τα κατάλληλα στοιχεία που τα αποτελούν. Στην πρώτη ενότητα κάναμε τις βασικές επιλογές μας για την τοπολογία των κυκλωμάτων. Συγκεκριμένα επιλέξαμε την τοπολογία της γέφυρας εισόδου, της γέφυρας εξόδου, του κυκλώματος συντονισμού και του φίλτρου εξόδου. Κατόπιν ορίσαμε τις επιθυμητές συνθήκες λειτουργίας του μετατροπέα μας. Στην συνέχεια αφού αναδείξαμε τους σχεδιαστικούς συμβιβασμούς που προκύπτουν και με βάση τις επιθυμητές προδιαγραφές που θέλουμε να πετύχουμε, επιλέξαμε το ελάχιστο κέρδος που πρέπει να έχει ο μετατροπέας μας, την τιμή του πηνίου μαγνήτισης, τον λόγο του πηνίου μαγνήτισης προς το πηνίο σειράς, την τιμή των παθητικών στοιχείων, καθώς και τον ονομαστικό συντελεστή φορτίου.

Στην δεύτερη ενότητα πραγματοποιούμε την επιλογή των στοιχείων που αποτελούν τα κύρια κυκλώματα της μονάδας ισχύος, αφού πρώτα προηγηθεί έρευνα αγοράς. Η δεύτερη ενότητα χωρίζεται σε τέσσερις υποενότητες. Στην πρώτη υποενότητα αναζητούμε τις μέγιστες τάσεις και ρεύματα του κυκλώματος που πρέπει να διαχειριστούν τα στοιχεία μας, σύμφωνα πάντα με τις σχεδιαστικές συνθήκες λειτουργίας. Τα μεγέθη προκύπτουν από τις εξισώσεις της ανάλυσης του συμβατικού SAB LLC μετατροπέα στις τρείς σημαντικές περιοχές λειτουργίας, την συχνότητα συντονισμού, την συχνότητα μεγίστου κέρδους και σε συχνότητα άνω του συντονισμού. Στο πέρας της υποενότητα συνοψίζουμε σε μορφή πίνακα τα τελικά ευρήματα.

Στην δεύτερη υποενότητα διαλέγουμε τον πυκνωτή σειράς. Αρχικά αναφέρουμε τις παραμέτρους του μη ιδανικού πυκνωτή ώστε να μπορέσουμε στην συνέχεια να διατυπώσουμε συναρτήσει αυτών τις απαιτήσεις μας. Στην συνέχεια αναδεικνύουμε τις προδιαγραφές που πρέπει να πληροί ο πυκνωτής σειράς με βάση την εφαρμογή μας. Για την τελική επιλογή του στοιχείου θα συγκρίνουμε μεταξύ των υποψήφιων τεχνολογιών. Συγκεκριμένα αναφερόμαστε στους πυκνωτές μίκας, όπου και απορρίπτουμε λόγω κόστους, στους κεραμικούς πυκνωτές και στους πυκνωτές πλαστικού υμενίου. Οι τελευταίες δύο τεχνολογίες έχουν στοιχεία που είναι κατάλληλα για την εφαρμογή μας.

Στην τρίτη υποενότητα θα κάνουμε την επιλογή των μαγνητικών στοιχείων του μετατροπέα μας. Αυτό μπορεί να γίνει με δύο τρόπους. Αρχικά θα εξετάσουμε την ενσωμάτωση χωριστά πηνίου σειράς και πηνίου μαγνήτισης. Αυτό προϋποθέτει την ορθή κατανόηση των στοιχείων, γι' αυτό κατηγοριοποιούμε τα πηνία με βάση το σχήμα τους, το υλικό του πυρήνα τους και τον τύπο των αγωγών του. Στην συνέχεια αναδεικνύουμε τις επιθυμητές προδιαγραφές που πρέπει να πληρούν τα δύο πηνία με βάση την εφαρμογή μας. Για την τελική επιλογή των στοιχείων κάνουμε εκτενή έρευνα αγοράς σε εμπορικά πηνία και καταλήγουμε στο καλύτερο στοιχείο. Στην συνέχεια αναδεικνύουμε να ενσωματώσουμε μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων, ώστε να πετύχουμε μαγνητική ενσωμάτωση. Αυτός είναι κατασκευασμένος με δύο επίπεδα πηνία και μαγνητικό πυρήνα. Με τα απαραίτητα πειράματα υπολογίζουμε με ακρίβεια την αυτεπαγωγή σκέδασης και μαγνήτισης, ενώ εφαρμόζοντας διάφορες τεχνικές προσπαθούμε να μεταβάλουμε αυτές τις δύο τιμές στα επιθυμητά μας επίπεδα. Καταλήγουμε στην ένταξη του μετασχηματιστή μαζί με εν σειρά κυλινδρικού τύπου πηνίο.

Στην τέταρτη και τελευταία υποενότητα διαλέγουμε τους διακόπτες του κυκλώματος μας. Αφού αναδείξουμε τις διαφορές στα κριτήρια επιλογής τους έναντι των προηγούμενων παθητικών στοιχείων, καταλήξαμε ότι η εύρεση του βέλτιστου στοιχείου απαιτεί να γίνει με πειραματικό τρόπο στην εκάστοτε εφαρμογή. Καθώς η παρασιτική χωρητικότητα εξόδου αποτελεί σημαντικό δείκτη υποψήφιου στοιχείου, θα εξετάσουμε σε διακόπτες IGBTs, Si MOSFETs και SiC MOS-FETs την εξάρτηση της από τις πιο δημοφιλείς τεχνολογίες πακεταρίσματος. Συμπεραίνουμε ότι υπάρχει ελαφριά εξάρτηση μόνο στα Si MOSFETs, όπου τεχνολογίες πακεταρίσματος με μικρότερο μέγεθος πλεονεκτούν.

Κεφάλαιο 3 Υλοποίηση Μετατροπέα LLC

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναδείξαμε τις σχεδιαστικές επιλογές για τα κύρια κυκλώματα της μονάδας ισχύος. Στο παρόν κεφάλαιο θα ολοκληρώσουμε την σχεδίαση και θα υλοποιήσουμε τον μετατροπέα. Η ολοκλήρωση της σχεδίασης θα πραγματοποιηθεί με την εξέταση των βοηθητικών κυκλωμάτων της μονάδας ισχύος. Αυτά αποτελούνται από τα DC-DC τροφοδοτικά, τα κυκλώματα οδήγησης πύλης, τις λυχνίες ένδειξης και τα συνδετικά εξαρτήματα. Η υλοποίηση του μετατροπέα έπεται της σχεδίασης του και έγκειται στην σχεδίαση της πλακέτας του μετατροπέα. Στο πέρας του κεφαλαίου θα έχουμε την πλακέτα μας έτοιμη για την έναρξη του πειραματικού μέρους.

3.1 Σχεδίαση Βοηθητικών Κυκλωμάτων Μονάδας Ισχύος

Ως βοηθητικά κυκλώματα χαρακτηρίζουμε τα κυκλώματα τα οποία οι ανάγκες που καλύπτουν, παρόλο που είναι απαραίτητες για την λειτουργία του μετατροπέα, δεν είναι εξειδικευμένες για αυτόν. Ως εναλλακτικό ορισμό θα μπορούσαμε να τα χαρακτηρίσουμε ως τα κυκλώματα που οδηγούν τα κυκλώματα ισχύος. Αυτά αποτελούνται από τα κυκλώματα οδήγησης πύλης (gate drivers) και τα κυκλώματα των DC-DC τροφοδοτικών. Στην παρούσα υποενότητα θα αναδείξουμε τις σχεδιαστικές επιλογές αυτών των κυκλωμάτων. Καθώς βασίζονται σε προγενέστερες σχεδιάσεις του διδάκτορα Θεόφιλου Παπαδόπουλου, έχει προηγηθεί πειραματική επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας των κυκλωμάτων και δεν κρίνεται σκόπιμο να επαναληφθεί.

3.1.1 Κυκλώματα Οδήγησης Πύλης

Τα κυκλώματα οδήγησης πύλης (gate drivers) είναι ολοκληρωμένα κυκλώματα (intergrated circuits) ενισχυτών. Σκοπό έχουν να παρέχουν σήμα έναυσης στους διακόπτες, κατάληλα ενισχυμένο για την οδήγηση τους. Ως γνωστόν ένας επεξεργαστής δεν μπορεί να παρέχει σήμα αρκετά ισχυρό, ώστε να εκκινήσει έναν διακόπτη. Υπενθυμίζεται ότι κατά την εκκίνηση ενός διακόπτη απαιτείται αρκετή ενέργεια, ώστε να φορτιστεί η παρασιτική χωρητικότητα εισόδου του. Το κύκλωμα οδήγησης πύλης που επιλέχθηκε είναι το UCC21222 της TEXAS INSTRUMENTS [45]. Το συγκεκριμένο επιλέχθηκε επειδή ικανοποιεί τις απαιτήσεις της εφαρμογής μας. Σε αυτό συνέβαλαν τρία χαρακτηριστικά του, η απομόνωση που προσφέρει, τα δύο κανάλια και ο ρυθμιζόμενος νεκρός χρόνος.

Η απομόνωση μεταξύ του σήματος που έρχεται από τον επεξεργαστή και του ενισχυμένου σήματος στην έξοδο του κυκλώματος οδήγηγης πύλης, είναι ένα επιθυμητό χαρακτηριστικό, αφού σε τυχόν σφάλμα του διακόπτη ή γενικά του κυκλώματος ισχύος, εξασφαλίζεται η προστασία του επεξεργαστή. Ως γνωστόν ο επεξεργαστής αποτελεί ευαίσθητο εξάρτημα, ενώ η τιμή του δεν είναι αμελητέα.

Καθώς στο κύκλωμα μας, σε κάθε γέφυρα έχουμε τέσσερις διακόπτες, επιλέγοντας κύκλωμα οδήγησης πύλης που μπορεί να υποστηρίξει δύο κανάλια, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε δύο κυκλώματα οδήγησης πύλης έναντι τεσσάρων. Η μείωση του κυκλώματος κατά δύο στοιχεία προσφέρει αφενός αύξηση στην πυκνότητα ισχύος και στην αξιοπιστία του κυκλώματος, αφετέρου διευκολύνει την σχεδίαση του.

Το χύχλωμα όδήγησης πύλης μας δίνει την δυνατότητα να ρυθμίζουμε αναλογικά τον νεκρό χρόνο (dead time) μεταξύ των σημάτων. Αυτό μας εξασφαλίζει ότι τα σήματα δεν θα αλληλεπικαλυφθούν, αλλά θα υπάρχει ένας ελάχιστος νεκρός χρόνος που θα τα ξεχωρίζει. Σημειώνεται ότι μέσω του επεξεργαστή μπορούμε να αυξήσουμε περαιτέρω τον νεκρό χρόνο, ακόμη και κατά την διάρκεια της λειτουργίας του μετατροπέα. Οπότε ο ρυθμιζόμενος αναλογικός νεκρός χρόνος αποτελεί ένα περαιτέρω μέτρο ασφάλειας. Στο σχήμα 3.1 παρουσιάζεται το κύκλωμα ενός κυκλώματος οδήγησης πύλης. Φυσικά το κύκλωμα του άλλου gate driver είναι πανομοιότυπο.

Στους ακροδέκτες 1 και 2 έρχονται τα δύο σήματα από τον επεξεργαστή μέσω RC φίλτρου. Μεταξύ των ακροδεκτών 3 και 4 έχουμε την τροφοδοσία του πρωτεύοντος του κυκλώματος οδήγησης. Αυτό γίνεται από DC τροφοδοτικό σε τάση 5V. Μεταξύ της τάσης και του επιπέδου αναφοράς της (ground) παρεμβάλλονται δύο πυκνωτές. Αυτοί έχουν σκοπό αφενός να παρέχουν σταθερή τροφοδοσία, αφετέρου να αποκόπτουν τον υψίσυχνο θόρυβο. Ο ακροδέκτης 5 αποσκοπεί στην λειτουργία disable του κυκλώματος οδήγησης πύλης. Κατά την λειτουργία αυτή, αν ο ακροδέκτης 5 γίνει high αποκόπτονται και οι δύο έξοδοι. Καθώς δεν θα μας απασχολήσει αυτή η λειτουργία συνδέουμε τον ακροδέκτη 5 με το επίπεδο αναφοράς μέσω (pull down) αντίστασης και πυκνωτή για καλύτερη απομόνωση του θορύβου. Στον ακροδέκτη 6 έχουμε την λειτουργία του νεκρού χρόνου. Όπως μας πληροφορεί το φύλλο οδηγιών ο νεκρός χρόνος σε ns ρυθμίζεται από την αντίσταση μεταξύ του ακροδέκτη 6 και του επιπέδου αναφοράς. Δίνεται ως: $t_{DT}(ns) = 10 \cdot R(k\Omega)$. Παράλληλα με την αντίσταση προσθέκτης 8 είναι εσωτερικά συνδεδεμένος με τον ακροδέκτη 3 της τροφοδοσίας.

Στο δευτερεύον έχουμε τα δύο κανάλια εξόδου. Αμφότερα αποτελούνται από τρεις ακροδέκτες. Ο ιδύο είναι για την τροφοδοσία και ο τρίτος είναι για την έξοδο. Οι ακροδέκτες της θετικής τροφοδοσίας 16 και 11 έρχονται από ανεξάρτητα DC-DC τροφοδοτικά με απομόνωση. Οι αχροδέχτες αναφοράς της τροφοδοσίας 14 χαι 9 πρέπει να συνδεθούν στις πηγές των αντίστοιχων διακοπτών για την σωστή αναφορά της τάση οδήγησης πύλης (VGS). Τέλος οι ακροδέκτες εξόδου συνδέονται μέσω κυκλώματος αποτελούμενο από αντιστάσεις και διόδους στην πύλη των διακοπτών. Ο λόγος που παρεμβάλλεται αυτό το κύκλωμα είναι για να εξασφαλίσουμε διαφορετικής αντίστασης μονοπάτι κατά την έναυση και την σβέση των διακοπτών. Κατά την έναυση μεγάλη αντίσταση πύλης προχαλεί βραδύτερη αύξηση ρεύματος και άρα βραδύτερη έναυση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μεγαλύτερο χρόνο επικάλυψης στην τάση και στο ρεύμα του διακόπτη και ως επακόλουθο υψηλότερες διακοπτικές απώλειες. Στον αντίποδα μικρή αντίσταση πύλης πλεονεκτεί με την ταχεία αύξηση του ρεύματος και τις μικρές διακοπτικές απώλειες, όμως έχει το μειονέκτημα ότι προκαλούνται ταλαντώσεις στην τάση της πύλης (ringing). Παρόλο που στην διεθνή βιβλιογραφία μπορούν να βρεθούν τυπικές τιμές για την αντίσταση πύλης, είναι προτιμητέο για την εχάστοτε εφαρμογή να βρεθεί η επιθυμητή τιμή πειραματιχά. Αυτό θα αχολουθήσουμε και εμείς. Η αντίσταση πύλης κατά την σβέση απουσιάζει, για ταχύτερη σβέση του διακόπτη. Το πλεονέκτημα της απουσίας αντίστασης πύλης κατά την σβέση θα αποδειχθεί πειραματικά σε μεταγενέστερο κεφάλαιο.



Σχήμα 3.1: Κύκλωμα οδήγησης πύλης.

3.1.2 DC-DC Τροφοδοτικά

Τα DC-DC τροφοδοτικά είναι απαραίτητα στον μετατροπέα για την τροφοδότηση των μικροολοκληρωμένων κυκλωμάτων του με την επιθυμητού επιπέδου συνεχή τάση. Καθώς η πλακέτα τροφοδοτείται εξωτερικά με 12V τάση, θέλουμε να την υποβιβάσουμε σε 5V και 3.3V. Αρχικά μέσω του DC-DC τροφοδοτικού BA05CC0FP-E2 της ROHM θα υποβιβάσουμε τα 12V σε 5V [46] και ύστερα με το LD1117AS33TR της STMicroelectronics τα 5V σε 3.3V [47]. Τα κυκλώματα των τροφοδοτικών φαίνονται στα αντίστοιχα σχήματα 3.2 και 3.3. Παρεμβάλουμε πυκνωτές τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο κάθε τροφοδοτικού. Αυτοί είναι απαραίτητοι και αποσκοπούν σε δύο λειτουργίες, στην αποκοπή του θορύβου και στην παροχή ενέργειας. Για την αποκοπή του υψίσυχνου θορύβου αρκεί να παρεμβάλουμε πυκνωτή χαμηλής τιμής 100nF, ώστε ο υψίσυχνός θόρυβος να βρίσκει αγώγιμο δρόμο προς την γη και το σήμα μας να παραμένει καθαρό. Συχνά το κύκλωμα μας απαιτεί τοπικά, γρήγορα ενέργεια, που αν δεν την παρέχουμε θα έχουμε πτώση τάσης. Για να αποφύγουμε τυχόν πτώσεις τάσης προσθέτουμε τοπικά δύο αποθήκες ενέργειας, δηλαδή δύο πυκνωτές. Ο λόγος που έχουμε δύο πυκνωτές είναι για να καλύψουμε τόσο τις άμεσες ανάγκες με ταχεία έκχυση, αλλά μικρής ενέργειας, αλλά και τις πιο απαιτητικές ελείψεις ενέργειας. Για την πρώτη περίπτωση χρησιμοποιούμε απλό κεραμικό πυκνωτής 10μF.

Το κάθε κανάλι εξόδου των κυκλωμάτων οδήγησης πύλης, καθώς είναι απομονωμένο, χρειάζεται ανεξάρτητη τροφοδοσία. Τον ρόλο αυτόν τον καλύπτουν τέσσερα DC τροφοδοτικά, ένα για κάθε κανάλι εξόδου. Αυτά παρόλο που ανυψώνουν την εξωτερική τάση των 12V σε 15V, διαφέρουν από τα παραπάνω τροφοδοτικά, καθώς είναι απομονωμένα, δηλαδή έχουν διαφορετική αναφορά τάσης. Όπως αναφέραμε και στην παραπάνω ενότητα η σωστή αναφορά της τάσης στους παλμούς οδήγησης των διακοπτών είναι κομβικής σημασίας. Το κύκλωμα των τεσσάρων τροφοδοτικών για την παροχή 15V απομονωμένων στα κυκλώματα οδήγησης πύλης παρουσιάζεται στο σχήμα 3.4. Θα χρησιμοποιήσουμε δύο πυκνωτές στην είσοδο και στην έξοδο του κάθε τροφοδοτικού, έναν για την αποκοπή θορύβου και τον άλλο για την αδιάλειπτη παροχή ενέργειας.

Σημειώνεται ότι σε κάθε τροφοδοτικό έχουμε προσθέσει στην έξοδο του μία ενδεικτική λυχνία. Αυτή αποσκοπεί στην εποπτεία της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος.



Σχήμα 3.2: Κύκλωμα τροφοδοτικού για υποβιβασμό τάσης από 12V σε 5V.



Σχήμα 3.3: Κύκλωμα τροφοδοτικού για υποβιβασμό τάσης από 5V σε 3.3V.



 Σχήμα 3.4: Κύκλωμα τροφοδοτικού για ανύψωση τάσης από 12
V σε 15 V.

3.2 Μετρητικά Στοιχεία

Σε αυτή την ενότητα θα ασχοληθούμε με την σχεδίαση του κυκλώματος των μετρητικών στοιχείων μας, δηλαδή του αισθητήρα τάσης και του αισθητήρα ρεύματος. Καθώς θέλουμε να έχουμε την δυνατότητα να ελέγξουμε το κλειστό κύκλωμα του μετατροπέα, είναι απαραίτητο να προσθέσουμε μετρητικά όργανα στην έξοδο του μετατροπέα, ώστε να μπορούμε να δημιουργήσουμε ανάδραση.

3.2.1 Αισθητήρας Τάσης

Ο αισθητήρας τάσης που χρησιμοποιήθηκε είναι ο AMC1311 της TEXAS INSTRUMENTS [48] σε συνδυασμό με τον OPA354DDA της TEXAS INSTRUMENTS [49]. Το κύκλωμα παρουσιάζεται στο σχήμα 3.5.

Ο πρώτος αισθητήρας λειτουργεί ως απομονωτής, για αυτό χρειάζεται ανεξάρτητη τροφοδοσία στο πρωτεύον και στο δευτερεύον του. Το πρωτεύον τροφοδοτείται με 5V τάση από ανεξάρτητο τροφοδοτικό με απομόνωση όπως φαίνεται στο σχήμα 3.6. Το δευτερεύον τροφοδοτείται από τα 3.3V των DC τροφοδοτικών. Φυσικά και στις δύο περιπτώσεις μεταξύ τροφοδοσίας και του αντίστοιχου επιπέδου αναφοράς (ground) έχουν προστεθεί δύο πυκνωτές για μείωση του θορύβου και για την αδιάλειπτη τροφοδοσία ενέργειας. Μέσω διαιρέτη τάσης με λόγο 1 προς 30 λαμβάνει στην είσοδο του τάση εύρους 0 έως 2 V και την βγάζει με κέρδος μονάδα, ως απομονωμένο διαφορικό σήμα μεταξύ των ακροδεκτών OUTP και OUTN στην έξοδο. Ο λόγος τάσης επιλέχθηκε σε αυτή την τιμή ώστε η μέγιστη τάση εισόδου όπου θα έχουμε ορθή λειτουργία να είναι τα 60V, αρκούντως υψηλή για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του αισθητήρα. Σημειώνεται ότι αν θέλουμε να λειτουργήσουμε σε μεγαλύτερη τάση θα πρέπει να μεγαλώσουμε τον διαιρέτη τάσης, ωστόσο αυτό θα μειώσει την ακρίβεια της μέτρησης. Μεταξύ της εισόδου και του αντίστοιχου επιπέδου αναφοράς έχει προστεθεί πυκνωτής για την μείωση του θορύβου εισόδου.

Ο δεύτερος αισθητήρας προστέθηκε έπειτα από προτροπή του φύλλου οδηγιών του πρώτου αισθητήρα. Αποτελεί τελεστικό ενισχυτή σε τοπολογία διαφοριστή. Αφενός μετατρέπει το διαφορικό σήμα σε μονό, αφετέρου προσφέρει περαιτέρω μείωση του θορύβου στο σήμα εξόδου. Καθώς θέλουμε μοναδιαίο κέρδος οι αντιστάσεις πρέπει να είναι ίσες, τιμής όσης προτείνει το φύλλο οδηγιών, $R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_{14} = 3.3k\Omega$. Παρόμοια και οι πυκνωτές πρέπει να είναι ίσει, τιμής όσης προτείνει το φύλλο οδηγιών, εισόδων προσφέρει μείωση στον θόρυβο. Η τροφοδοσία του αισθητήρα είναι 5V από τα DC τροφοδοτικά, παρόμοια με πριν μέσω δύο πυκνωτών. Η έξοδος του αισθητήρα πριν συνδεθεί στον επεξεργαστή περνάει μέσω pull down αντίστασης από RC φίλτρο. Η pull down αντίσταση εξασφαλίζει ότι κατά την απουσία σήματος στην έξοδο, η είσοδος του επεξεργαστή. Όταν υπάρχει σήμα στην έξοδο, η αντίσταση παρόλο που δημιουργεί έναν διαιρέτη τάσης, λόγω της πολύ υψηλής τιμής πρακτικά αφήνει το σήμα ανεπηρέαστο. Το RC φίλτρο στην έξοδο προστίθει στιν θορύβου.



Σχήμα 3.5: Κύκλωμα αισθητήρα τάσης.

Παρόλο που η σχεδίαση του αισθητήρα τάσης έχει ολοκληρωθεί, απαιτείται να ελεγχθεί πειραματικά η ορθή λειτουργία του. Αυτή η διαδικασία πρέπει να ακολουθείται σε κάθε νέο κύκλωμα, όπου έχουμε την δυνατότητα. Για τον πειραματικό έλεγχο κατασκευάζουμε το κύκλωμα σε breadboard, ενώ χρησιμοποιούμε DC τροφοδοτικά, παλμογεννήτρια και παλμογράφο. Στο σχήμα 3.7 φαίνεται η εργαστηριακή διάταξη για τον έλεγχο του αισθητήρα τάσης, ενώ στο σχήμα 3.8 φαίνονται τα αναμενόμενα αποτελέσματα από τον παλμογράφο. Συγκεκριμένα

		Ē		~			1			1																									
		-	12	<u>v</u> _	1	1	Ċ4	1	Ċ.	1	1	1																							
							-		-	1										-							1	-							
						22	υĒ		-	1	nò.	n É								+	VIŃ	Ó	ici	· 1											
	1	21/	GN		1		P.,	÷.,		Ť			1	1	1			1	2	11	VIN	-0	GNI	5)					P	si					
	-												E ir		-	Σ.			ł.	-	voi	JT.		1.					ŤE	3Å	2-	12	11		
												5	V II		-	Ś		- 6	5	+	või	JT										-	-		
															_					Ľ						1	1								
															4.0	- ^-				5 0 0	<u>.</u>														
															1:	101	. 21	JD:	573	500	JU .														
						i c	 1 (1)	-		Ń	1	-		r i	Ż					1			1	110		-i									
						5	V., (100	~ -		R7	<u> </u>						/	1	5					JC -	-									
													025				-	X	X	Ш															
																		7																	

Σχήμα 3.6: Κύκλωμα τροφοδοτικού του αισθητήρα τάσης.

βλέπουμε με κίτρινο χρώμα την είσοδο και με μπλε χρώμα την έξοδο που την ακολουθεί τέλεια. Η μικρή διαφορά φάσης που υπάρχει είναι φυσιολογική, δεν μας ενοχλεί και οφείλεται στο RC φίλτρο στην έξοδο του κυκλώματος του αισθητήρα τάσης.



Σχήμα 3.7: Εργαστηριαχή διάταξη για έλεγχο αισθητήρα τάσης.

3.2.2 Αισθητήρας Ρεύματος

Ο αισθητήρας που θα χρησιμοποιήσουμε είναι ο MCA1101-5-3 της ACEINNA [50]. Το κύκλωμα του παρουσιάζεται στο σχήμα 3.9. Ο αισθητήρας τροφοδοτείται από τα 3.3V των DC τροφοδοτικών μέσω πυκνωτή εξομάλυνσης. Στο πρωτεύον εισέρχεται το ρεύμα του πρωτεύοντος. Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να διαβάσει ορθά ο αισθητήρας μας είναι τα 5Α. Το δευτερεύον είναι ηλεκτρικά απομονωμένο. Ο ακροδέκτης 16 είναι αφιερωμένος για την λειτουργία προστασίας υπερέντασης (overcurrent protection). Κατά την λειτουργία αυτή αν το ρεύμα που περνά μέσα από τον αισθητήρα είναι μεγαλύτερο από συγκεκριμένη στάθμη, αποκόπτεται η λειτουργία του κυκλώματος. Η στάθμη που ρυθμίζει το ρεύμα αποκοπής δίνεται στο φύλλο οδηγιών του στοιχείου και εξαρτάται από την τάση στον ακροδέκτη. Στην περίπτωση μας για να μπορούμε να ελέγξουμε ανά πάσα στιγμή την τάση στον ακροδέκτη, χρησιμοποιούμε διαιρέτη τάσης μεταξύ της τροφοδοσίας και της γης. Η έξοδος του αισθητήρα, παρόμοια με του αισθητήρα τάσης όπως συζητήθηκε, περνά από pull down αντίσταση και ύστερα από RC φίλτρο. Σημειώνεται ότι μπορούμε να πετύχουμε άμεση αποκοπή του κυκλώματος μέσω της λειτουργίας FAULT και του αντίστοιχου ακροδέκτη, το οποίο είναι active low, παρόλα αυτά δεν θα μας απασχολήσει στην παρούσα εφαρμογή.

Το χύχλωμα του αισθητήρα ρεύματος ελέγχθηκε πειραματικά μέσω κατασκευής του σε πλακέτα δοκιμών (breadboard) και τα αποτελέσματα ήταν τα αναμενόμενα. Η εργαστηριαχή διάταξη είναι παρόμοια με αυτής του αισθητήρα τάσης, όπως αναδείχθηκε στο σχήμα 3.7.



Σχήμα 3.8: Εικόνα παλμογράφου του κυκλώματος αισθητήρα τάσης.



Σχήμα 3.9: Κύκλωμα αισθητήρα ρεύματος.

3.3 Υλοποίηση Μετατροπέα

Η υλοποίηση του μετατροπέα συνίσταται στην κατασκευή πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος (PCB) όπου θα περιέχει όλα τα υποσυστήματα που σχεδιάσαμε. Συγχεχριμένα αναφερόμαστε στην γέφυρα εισόδου, την γέφυρα εξόδου, τους διακόπτες, τον πυκνωτή σειράς, το πηνίο σειράς και μαγνήτισης, τα κύκλωματα οδήγησης πύλης, τα κυκλώματα των DC τροφοδοτικών αλλά και τα μετρητικά στοιχεία. Ο μετατροπέας μας θα αποτελείται από τέσσερις πλακέτες τυπωμένου χυχλώματος (PCB). Με στόχο να μειώσουμε το χόστος πολυπλοχότητας, χατασχευάζουμε τα χυχλώματα για το χομμάτι του αντιστροφέα χαι το χομμάτι της ανόρθωσης σε δύο πανομοιότυπες πλακέτες τυπωμένου χυχλώματος αντίστοιχα. Φυσικά αυτό καθίσταται δυνατό με την χρήση των ανάλογων διακοπτών για την κάθε λειτουργία. Στην συνέχεια της εργασίας θα αναφερόμαστε σε αυτή την πλαχέτα ως η PCB πλαχέτα αντιστροφέα. Σημειώνεται ότι η τοπολογία του μετατροπέα SS-PSM LLC είναι εν δυνάμι συμβατή με αυτή την υλοποίηση, καθώς με προσεκτική σχεδίαση μπορούμε να αντικαταστήσουμε δύο διόδους από την πλακέτα του ανορθωτή με τρανζίστορς. Οι άλλες δύο πλακέτες αποτελούνται από την πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος (PCB) για το κύκλωμα συντονισμού και την πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος (PCB) για τον αισθητήρα τάσης. Στην παρούσα ενότητα αρχικά θα αναδείξουμε τις βασικές σχεδιαστικές επιλογές συνολικά και των τεσσάρων πλακετών. Στην συνέχεια θα παρουσιάσουμε σε κάθε πλακέτα ξεχωριστά την κατασκευή της και τα στοιχεία που την αποτελούν.

3.3.1 Πρακτικές Σχεδίασης Πλακέτας Τυπωμένου Κυκλώματος (PCB)

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδείξουμε τις πρακτικές σχεδίασης που χρησιμοποιήθηκαν κατά την σχεδίαση των πλακετών. Αρχικά πρέπει να αναδείξουμε την σημασία των παρασιτικών αυτεπαγωγών και παρασιτικών χωρητικοτήτων, καθώς τελικώς η ελαχιστοποίηση αυτών και των επιπτώσεων τους είναι το ζητούμενο μιας επιτυχημένης σχεδίασης.

Όταν περνά ρεύμα από μία παρασιτική αυτεπαγώγή αυτή επάγει μία τάση $V = L \cdot \frac{di}{dt}$, σύμφωνα με τον νόμο πηνίων, σε διπλανούς αγωγούς. Αυτή η τάση είναι ανεπιθύμητη και αποτελεί θόρυβο για το κύκλωμα μας. Το φαινόμενο παρουσιάζεται στο σχήμα 3.10. Η ένταση του θορύβου εξαρτάται από το ρεύμα που διαπερνά την αυτεπαγωγή, τον ρυθμό μεταβολής του ρεύματος, αλλά και την τιμή της αυτεπαγωγής. Ένα ακόμη φαινόμενο που επάγει τάσεις στα κανάλια του κυκλώματος είναι τα βρογχοειδή ρεύματα. Αυτά δημιουργούνται από την βρογχοειδή διαδρομή ρεύματος μέσω του καναλιού και την επιστροφή του από το επίπεδο αναφοράς (ground plane). Σημειώνεται ότι αν ο θόρυβος είναι αρκετά υψηλός ή προσβάλει ευάλωτα κομμάτια του κυκλώματος κινδυνεύει η ορθή λειτουργία όλου του μετατροπέα.

Ως χωρητικότητα ορίζουμε κάθε διάταξη που περιέχει φορτία στις άκρες, διαχωρισμένα από απουσία φορτίου ή διηλεκτρικό υλικό. Ένα τέτοιο παράδειγμα αποτελούν δύο γειτονικά κανάλια σήματος που διατρέχονται από κάποιο ρεύμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10. Καθώς η παρασιτική χωρητικότητα που δημιουργείται βλέπει διαφορά δυναμικού στα άκρα της, δημιουργείται ρεύμα διαρροής $i = C \cdot \frac{dV}{dt}$, σύμφωνα με τον νόμο των πυκνωτών. Αυτό το ρεύμα παραμορφώνει τα ρεύματα των καναλιών και επιδρά δυσμενώς στο σύστημα μας. Μια ακόμη επίπτωση των παρασιτικών χωρητικοτήτων είναι η ανομοιόμορφη κατανομή του ρεύματος επιστροφής στο επίπεδο αανφοράς (ground plane). Παρόλο που μπορεί το ρεύμα να έχει ελεύθερο χώρο να ισοκατανεμηθεί στο επίπεδο αναφοράς, θα συγκεντρωθεί κάτω από την διαδρομή του θετικού ρεύματος. Φυσικά αυτό είναι ανεπιθύμητο καθώς δημιουργείται κανάλι ρεύματος στο επίπεδο αναφοράς το οποίο δυνητικά μπορεί να αλληλεπιδράσει με τα σήματα μας. Το φαινόμενο γίνεται εντονότερο με την αύξηση της συχνότητας του σήματος.



Σχήμα 3.10: Παρασιτική αυτεπαγωγή και παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ δύο ανεξάρτητων καναλιών πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος (PCB). [51]

Μεγάλο πρόβλημα για το κύκλωμα μας αποτελεί η αλληλεπίδραση ισχυρών σημάτων με

ασθενή. Καθώς τα πρώτα παράγουν υψηλό θόρυβο, συχνά αυτός μπορεί να παραμορφώσει ολικά ένα ασθενές σήμα, όπως για παράδειγμα τους παλμούς οδήγησης των διακοπτών. Δεν είναι σπάνιο από τέτοια φαινόμενα να κινδυνεύει η ορθή λειτουργία όλου του μετατροπέα. Τα παραπάνω φαινόμενα έχουν ερευνηθεί στην διεθνή βιβλιογραφία και έχουν προταθεί διάφορες τεχνικές για την ελαχιστοποίηση τους. Για εκτενέστερη ανάλυση προτείνεται η διδακτορική διατριβή του υπεύθυνου διδάκτορα Θεόφιλου Παπαδόπουλου, η οποία αποτελεί και πηγή για την παρούσα υποενότητα [51]. Στην συνέχεια θα αναδείξουμε τις σχεδιαστικές μας επιλογές όπου εξασφαλίζουν την ορθή λειτουργία του μετατροπέα.

Αρχικά επιλέγουμε το πλήθος των στρώμάτων χαλκού που θα έχουν οι πλακέτες μας. Η πλακέτα του αντιστροφέα μας θα αποτελείται από τέσσερα στρώματα χαλκού. Το πρώτο στρώμα αποτελείται από τα σήματα ισχύος, ενώ το δεύτερο στρώμα αποτελείται από το επίπεδο αναφοράς των σημάτων ισχύος (ground plane). Το τρίτο και τέταρτο στρώμα αποτελούνται από το επέπεδο αναφοράς των ασθενών σημάτων και τα ασθενή σήματα αντίστοιχα. Η επιλογή τα ασθενή σήματα να βρίσκονται σε διαφορετικό στρώμα από τα ισχυρά σήματα αποσκοπεί στην προστασία των ασθενών σημάτων. Καθώς περνά υψηλό ρεύμα από τα κομμάτια ισχύος του κυκλώματος, είναι επόμενο να επάγεται αυξημένος θόρυβος, που μπορεί να παραμορφώσει ολικά ένα ασθενές σήμα. Στον ίδιο στόχο αποσκοπεί και ο διαχωρισμός των δύο επιπέδων αναφοράς σε δύο διαφορετικά στρώματα. Είναι γνωστό ότι ο βρόχος ρεύματος που δημιουργείται από το κανάλι και την επιστροφή του από το επίπεδο αναφοράς δημιουργεί επαγόμενη τάση, που μέσω κοινού επιπέδου αναφοράς θα μπορούσε να επηρεάσει κανάλια ακόμα και σε διαφορετικό στρώμα. Η πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος του αισθητήρα, καθώς απουσιάζουν τα σήματα ισχύος, κατασκευάζεται με δύο στρώματα. Το πρώτο αποτελείται από τα σήματα και το δεύτερο από την αναφορά τους.

Μία καλή πρακτική που ακολουθήθηκε κατά την σχεδίαση είναι η κάθετη επικάλυψη καναλιών σημάτων που βρίσκονται σε διπλανά στρώματα. Κατά αυτόν τον τρόπο ελαχιστοποιείται η περιοχή επικάλυψης και άρα η παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ τους. Ακόμη τα μαγνητικά πεδία του κάθε σήματος είναι κάθετα μεταξύ τους, ελαχιστοποιώντας την αλληλεπίδραση τους.

Είναι σημαντικό να διατηρούμε αρκετή απόσταση μεταξύ δύο καναλιών. Αυτό ελαχιστοποιεί την αλληλεπίδραση τους. Στην διεθνή βιβλιογραφία δίνεται ο εμπειρικός κανόνας ότι η απόσταση μεταξύ δύο καναλιών πρέπει να είναι 3-5 φορές το πάχος τους. Στην παρούσα υλοποίηση καθώς ήδη έχουμε χωρίσει τα σήματα ισχύος σε ξεχωριστό στρώμα, διατηρούμε αρκετά πιο ανεκτικά όρια.

Το πλάτος των καναλιών ορίστηκε ανά κατηγορία σήματος. Συγκεκριμένα τα σήματα ελέγχου έχουν πλάτος 0.3mm, τα DC σήματα τροφοδοσίας έχουν πλάτος 0.8mm, ενώ για τα σήματα ισχύος διατηρούμε ελάχιστο πλάτος 3mm. Για την επιστροφή των σημάτων στο επίπεδο αναφοράς (ground) αποφεύγουμε να χρησιμοποιούμε ξεχωριστά κανάλια, αλλά προτιμάται το ενιαίο επίπεδο αναφοράς (ground plane).

3.3.2 Πλακέτα Τυπωμένου κυκλώματος Αντιστροφέα

Η πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος (PCB) του αντιστροφέα αποτελείται από τους τέσσερις διακόπτες, τα δύο κυκλώματα οδήγησης πύλης και ολοκληρωμένα τα κυκλώματα των DC τροφοδοτικών. Ακόμη προβλέπονται θέσεις για τον κεντρικό DC πυκνωτή, τους κατανεμημένους DC πυκνωτές, αντιστάσεις εκφόρτισης, αντιστάσεις ισοκατανομής, αντιπαράλληλες διόδους schottky, ψύκτρες για τους διακόπτες αλλά και τα απαραίτητα συνδετικά εξαρτήματα για την σύνδεση των επιμέρους πλακετών. Ακόμη θα συμπεριλαμβάνει τον αισθητήρας ρεύματος. Καθώς ο αισθητήρας ρεύματος απαιτεί το πλήρες ρεύμα των διακοπτών να περνά μέσα του, κρίνεται βέλτιστο να βρίσκεται στην ίδια πλακέτα με τους διακόπτες ώστε να αποφεύγεται η διαδρομή του υψηλού ρεύματος διακοπτών μεταξύ πλακετών.

Οι αντιστάσεις εκφόρτισης (bleeding) συνδέονται μεταξύ του θετικού και του αρνητικού πόλου της συνεχούς τάσης εισόδου. Σκοπό έχουν να αποφορτίζουν όλες τις χωρητικότητες και ιδιαίτερα τον κεντρικό DC πυκνωτή κατά την σβέση του μετατροπέα. Έτσι αποφεύγεται ο κίνδυνος να ηλεκτριστούμε λόγω στατικού ηλεκτρισμού.

Οι αντιστάσεις ισοκατανομής τοποθετούνται παράλληλα στους διακόπτες, ενώ έχουν σκοπό να ισοκατανέμουν την τάση αποκοπής κατά την σβέση των διακοπτών. Αυτό συμβάλει στην μακροζωία των διακοπτών μας, καθώς εξασφαλίζεται ότι θα καταπονούνται συμμετρικά.

Ο χεντρικός DC πυχνωτής συνδέεται μεταξύ της θετικής και της αρνητικής συνεχούς τάσης τροφοδοσίας. Κύριο σχοπό έχει να αποθηχεύει ενέργεια και να τροφοδοτεί το χύχλωμα στα έντονα μεταβατικά φαινόμενα. Αχόμη λειτουργεί και ως υψίσυχνο φίλτρο.

Οι κατανεμημένοι DC πυκνωτές είναι συνδεδεμένοι μεταξύ της θετικής και της αρνητικής συνεχούς τάσης τροφοδοσίας, διαφέρουν από τον κεντρικό DC πυκνωτή καθώς είναι μικρότερης χωρητικότητας και χωροταξικά βρίσκονται δίπλα στους διακόπτες. Συνολικά είναι τέσσερις
πυκνωτές, ένας για κάθε διακόπτη. Ως προς την λειτουργία τους, παρόλο που λειτουργούν ως αποθήκες ενέργειας στα έντονα μεταβατικά, όπως ακριβώς και ο κεντρικός DC πυκνωτής, έχουν διαφορετικό πρωταρχικό στόχο. Καθώς το ρεύμα των διακοπτών διακόπτεται απότομα, λόγω των παρασιτικών αυτεπαγωγών που εγγενώς υπάρχουν στο εκάστοτε κανάλι, δημιουργείται υψηλό $\frac{di}{dt}$ και ως εκ τούτου τάση η οποία καταπονεί τους διακόπτες. Χρησιμοποιούμε τους κατανεμημένους DC πυκνωτές αφενός για την εξουδετέρωση των αυτεπαγωγών μέσω των τοπικών χωρητικοτήτων, αφετέρου για την προστασία των διακοπτών έναντι της τάσης καταπόνησης.

Οι αντιπαράλληλες δίοδοι schottky εισάγονται στο χύχλωμα ανάστροφα των διαχοπτών. Αφενός λειτουργούν ως αντιπαράλληλες δίοδοι για τους IGBTs διαχόπτες, αφετέρου αντιχαθιστούν ως αποδοτιχότερες, τις αντιπαράλληλες διόδους που εγγενώς υπάρχουν στους διαχόπτες MOSFETs.

Η σχεδίαση της πλακέτας έγινε στο πρόγραμμα KiCad και βασίστηκε σε προγενέστερη σχεδίαση του διδάκτορα Θεόφιλου Παπαδόπουλου. Η πλακέτα του αντιστροφέα φαίνεται στο σχήμα 3.11. Διακρίνονται η διάταξη των στοιχείων, η σύνδεση τους μέσω των καναλιών και των επιπέδων αναφοράς τους και στα τέσσερα στρώματα. Συγκεκριμένα με κόκκινο διακρίνεται το πάνω στρώμα, με πράσινο το πρώτο εσωτερικό στρώμα, με κίτρινο το δεύτερο εσωτερικό στρώμα και με μπλε το κάτω στρώμα χαλκού. Στο σχήμα 3.12 παρουσιάζεται η πλακέτα του αντιστροφέα εκτυπωμένη και συναρμολογημένη.



Σχήμα 3.11: Σχεδίαση των τεσσάρων στρωμάτων της πλαχέτας τυπωμένου χυχλώματος του αντιστροφέα.

3.3.3 Πλακέτα Τυπωμένου Κυκλώματος Συντονισμού

Η τρίτη πλαχέτα του μετατροπέα περιέχει μόνο το χύχλωμα συντονισμού, δηλαδή τον πυχνωτή σειράς, το πηνίο σειράς χαι το πηνίο μαγνήτισης. Αποτελεί συνδετήρια μεταξύ των δύο όμοιων πλαχετών.





Σχήμα 3.12: Πλαχέτα τυπωμένου χυχλώματος αντιστροφέα εχτυπωμένη και συναρμολογημένη
 a)Μπροστινή όψη b)Οπίσθια όψη.

3.3.4 Πλακέτα Τυπωμένου Κυκλώματος Αισθητήρα Τάσης

Για να είμαστε σε θέση να χρησιμοποιούμε τον αισθητήρα τάσης ανεξάρτητα από το υπόλοιπο κύκλωμα, επιλέγεται να τοποθετηθεί σε ξεχωριστή πλακέτα. Αυτή έχει την δυνατότητα να συνδέεται κάθετα πάνω από την πλακέτα του αντιστροφέα, από την οποία και εξασφαλίζει τις απαραίτητες συνεχής τροφοδοσίες. Περιέχει τους δύο αισθητήρες τάσης, τα κυκλώματα τους και το DC τροφοδοτικό για την απομονωμένη τροφοδοσία του πρωτεύοντος του πρώτου αισθητήρα. Η σχεδίαση έγινε στο πρόγραμμα KiCad. Στο σχήμα 3.13 παρουσιάζεται η διάταξη και οι συνδέσεις των στοιχείων στα δύο στρώματα χαλκού ενώ στο σχήμα 3.14 παρουσιάζεται η τελική μορφή της πλακέτας, εκτυπωμένη και συναρμολογημένη.



Σχήμα 3.13: Σχεδίαση των δύο στρωμάτων της πλακέτας τυπωμένου χυχλώματος του αισθητήρα τάσης.





Σχήμα 3.14: Πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος αισθητήρα τάσης εκτυπωμένη και συναρμολογημένη a) Μπροστινή όψη b) Οπίσθια όψη.

3.4 Συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο ολοκληρώσαμε την σχεδίαση και την υλοποίηση του μετατροπέα μας. Στην πρώτη ενότητα αναλύεται η σχεδίαση των δύο κυκλωμάτων οδήγησης πύλης και των DC τροφοδοτικών. Συγκεκριμένα για τα κυκλώματα οδήγησης πύλης σημειώθηκαν τα χαρακτηριστικά που μας οδήγησαν στην επιλογή τους, ενώ το κύκλωμα, οι συνδέσεις και οι λειτουργίες του, αναλύθηκαν ενδελεχώς. Τέλος για την σχεδίαση των DC τροφοδοτικών λάβαμε υπόψιν τις ανάγκες μείωσης του θορύβου, της αδιάλειπτης ενεργειακής παροχής και της ορθής τοποθέτησης τους στο κύκλωμα.

Στην δεύτερη ενότητα ολοκληρώσαμε την σχεδίαση των μετρητικών στοιχείων μας. Αυτά αποτελούνται από τους αισθητήρες τάσης, τον αισθητήρα ρεύματος και τα κυκλώματα τους. Αφού επιλέξαμε τα κατάλληλα στοιχεία, επιλέξαμε την ακριβή τοπολογία της σχεδίασης μας και κατόπιν επιβεβαιώθηκαν πειραματικά τα αναμενόμενα αποτελέσματα με την βοήθεια πλακέτας δοκιμών (breadboard).

Στην τρίτη ενότητα πραγματοποιείται η υλοποίηση του μετατροπέα μας. Σύμφωνα με αυτή χωρίσαμε τον μετατροπέα μας σε τέσσερις ανεξάρτητες πλακέτες. Αρχικά παρουσιάζονται οι καλές πρακτικές σχεδίασης που ακολουθήθηκαν κατά την διάρκεια της σχεδίασης των πλακετών και σκοπό έχουν την μείωση των επιδράσεων των παρασιτικών αυτεπαγωγών και χωρητικοτήτων. Στην συνέχεια παρουσιάζεται η σχεδίαση της κάθε πλακέτας καθώς και αναδεικνύεται η ακριβής λειτουργία κάθε στοιχείου των πλακετών.

Κεφάλαιο 4 Πειραματιχή Επιβεβαίωση

Παρόλο που στα προηγούμενα χεφάλαια ολοχληρώσαμε επιμελώς την σχεδίαση χαι την υλοποίηση του μετατροπέα, η ορθή λειτουργία του δεν είναι εξασφαλισμένη. Ατέλειες της σχεδίασης, παράγοντες που δεν λήφθηκαν υπόψιν ή υποτιμήθηκε η συμβολή τους φανερώνονται κατά την διάρχεια των πειραμάτων χαι συχνά απαιτούν επαναξιολόγηση της αρχιχής σχεδίασης. Το παρόν χεφάλαιο είναι αφιερωμένο στην επιβεβαίωση της ορθής λειτουργία του μετατροπέα, είτε πειραματικά, είτε σε επίπεδο προσομοίωσης. Κρίνεται ιδιαίτερα επωφελές προτού ελεγχθεί η ορθή λειτουργία συνολικά του μετατροπέα, να έχει προηγηθεί ο έλεγχος των επιμέρους πλακετών. Αυτό μας διευχολύνει την διαδιχασία ελέγχου. Αχόμη, πριν λειτουργήσουμε τον μετατροπέα σε πλήρης ισχύ, οφείλουμε να ξεχινήσουμε με χαμηλή ισχύ, ώστε να μπορούμε με ασφάλεια να έχουμε εποπτεία για τυχόν φαινόμενα υπερτάσεων και υπερεντάσεων. Με βάση τα παραπάνω το χεφάλαιο είναι χωρισμένο σε τέσσερις ενότητες. Στην πρώτη ενότητα θα εξετάσουμε την πλακέτα του αντιστροφέα. Αφού επιβεβαιωθεί η ορθή της λειτουργία, θα αναδειχθεί η επίδραση που έχουν οι DC πυχνωτές, η διαχοπτιχή συχνότητα, η τάση εισόδου και η αντίσταση πύλης κατά την σβέση των διακοπτών στις επιδόσεις της πλακέτας. Στην δεύτερη ενότητα θα εξετάσουμε την ορθή λειτουργία της πλακέτας του αισθητήρα τάσης, καθώς και την ορθή λειτουργία του αισθητήρα ρεύματος. Αχόμη τα σήματα εξόδου των δύο αισθητήρων θα διαβαστούν από τον επεξεργαστή. Στην τρίτη ενότητα θα εξετάσουμε σε επίπεδο προσομοίωσης την λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος χωρίς χάποιο σχήμα ελέγχου. Θα αναδειχθεί η επίδραση που έχουν στο κύκλωμα η αντίσταση Zr, η γωνία επικάλυψης, το φορτίο εξόδου και το πηνίο μαγνήτισης. Στην τέταρτη ενότητα θα εξετάσουμε σε επίπεδο προσομοίωσης την λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος με έλεγχο κλειστού βρόγχου. Θα αναδειχθεί η επίδραση που έχουν στο κύκλωμα η αντίσταση Zr, η τάση εισόδου, το φορτίο εξόδου και το πηνίο μαγνήτισης.

4.1 Λειτουργία Πλακέτας Αντιστροφέα

Σε αυτή την ενότητα θα επιβεβαιωθεί η ορθή λειτουργία της πλαχέτας του αντιστροφέα. Στην συνέχεια θα αναδειχθούν οι βελτιώσεις που προσφέρουν ο χεντριχός DC πυχνωτής χαι οι τέσσερις κατανεμημένοι DC πυχνωτές. Αχόμη θα φανεί η επίδραση της αντίστασης πύλης χατά την σβέση των διακοπτών, της διαχοπτιχής συχνότητας, του επιπέδου τάσης εισόδου, των παράλληλων αντιστάσεων στους διαχόπτες χαι το ρεύμα, στα δυναμιχά φαινόμενα της πλαχέτας.

Κατά την διάρχεια του πειράματος μεταβάλουμε την αντίσταση του φορτίου χατά το δοχούν. Σε αυτό όπως χαι στα επόμενα πειράματα για να υπάρχει συνέπεια στα αποτελέσματα, το φορτίο παραμένει το ίδιο. Αποτελείται από 3 φορτία μεταβλητής αντίστασης με δύο χλίμαχες πέντε θέσεων (1-5), διαφορετιχού βήματος η χαθεμία. Το φορτίο παρουσιάζεται στο σχήμα 4.1. Στο πείραμα μας προχειμένου να πετύχουμε την επιθυμητή ισχύς εξόδου μεταβάλλουμε την αντίσταση του φορτίου, είτε μέσω των χλιμάχων, είτε μέσω παραλληλισμού χατάλληλου πλήθους αντιστάσεων.

Σε καθένα από τα παρακάτω πειράματα η συνεχή τάση εισόδου που τροφοδοτούμε τον μετατροπέα αρχικά δεν θα υπερβαίνει τα 50V. Σκοπίμως επιλέγουμε σε αυτό το στάδιο του πειράματος η τάση να είναι περιορισμένη, καθώς αν ήταν μεγάλη, τυχόν υπερτάσεις και υπερεντάσεις, που ακόμη δεν έχουμε αποκλείσει την ύπαρξη ή την επιρροή τους, θα απειλούσαν την ασφάλεια της πλακέτας.

4.1.1 Επίδραση DC πυκνωτών

Το πρώτο που μας ενδιαφέρει να ελέγξουμε είναι η λειτουργία της πλαχέτας σε διαφορετικά φορτία χαι σε συνάρτηση με την ύπαρξη DC πυχνωτών. Συγχεχριμένα διαχρίνουμε τις τέσσερις περιπτώσεις: μόνο με τον χεντριχό DC πυχνωτή, μόνο με τους τέσσερις χατανεμημένους DC



Σχήμα 4.1: Μεταβλητό φορτίο: a) Πλάγια όψη

πυχνωτές, με κανέναν πυχνωτή, με όλους τους πυχνωτές. Τα φορτία μας είναι εκείνα όπου έχουμε αντίστοιχα ισχύς 50W και 75W. Η τάση εισόδου του κυκλώματος είναι 50V και η διακοπτική συχνότητα 100kHz, όση και η συχνότητα συντονισμού που σχεδιάσαμε για τον LLC. Η αντίσταση πύλης κατά την έναυση και σβέση των διακοπτών είναι αντίστοιχα 22Ω και 0Ω. Στις παρακάτω κυματομορφές έχουμε καταγράψει την τάση εξόδου και το ρεύμα εξόδου στο φορτίο. Στα σχήματα 4.2 και 4.3 φαίνονται τα αποτελέσματα για τις τέσσερις περιπτώσεις για φορτία 50W και 75W αντίστοιχα.

Όσον αφορά την εξάρτηση από τους πυχνωτές παρατηρούμε και στα δύο φορτία ότι λειτουργία χωρίς πυχνωτές παρέχει μη αποδεκτά αποτελέσματα. Εκτός από το έντονο φαινόμενο ringing, παρατηρούμε επίσης και jitter στα σήματα μας. Η υπέρταση φτάνει τα 86V, δηλαδή 36V ή 72% πάνω από την τάση εισόδου. Σημειώνεται ότι το φαινόμενο jitter αναφέρεται στην ανεπιθύμητη απόκλιση ή διακύμανση του χρονισμού του σήματος.

Με την προσθήκη μόνο του κεντρικού DC πυκνωτή τα σήματα βελτιώνονται αισθητά. Παρόλο που το ringing παραμένει, η ένταση του μειώνεται, ωστόσο φαίνεται να υπάρχει έντονη εξάρτηση με το φορτίο. Συγκεκριμένα για το φορτίο 50W η υπέρταση είναι 67V ενώ για το φορτίο 75W η υπέρταση γίνεται 77V.

Στην περίπτωση που έχουμε μόνο τους κατανεμημένους DC πυκνωτές το σήμα είναι ικανοποιητικό. Δεν έχουμε jitter, ενώ το ringing είναι περιορισμένο. Παρόλο που η υπέρταση είναι βελτιωμένη σε σχέση με την περίπτωση του κεντρικού DC πυκνωτή, υστερεί σε σχέση με αυτόν στην ελαφρώς βραδύτερη σύγκλιση στην τελική τιμή του σήματος.

Η τέταρτη περίπτωση που περιλαμβάνει όλους τους πυκνωτές αποτελεί την βέλτιστη περίπτωση. Η υπέρταση στο φορτίο των 50W είναι 68V, ενώ στο φορτίο των 75W είναι 76V. Παρόλο που δεν είναι η ελάχιστη, η σύγκλιση με ακρίβεια στην τελική τιμή, είναι η ταχύτερη.



Σχήμα 4.2: Λειτουργία αντιστροφέα με φορτίο 50W: a) Χωρίς πυκνωτές, b) Μόνο με τον κεντρικό DC πυκνωτή, c) Μόνο με τους κατανεμημένους DC πυκνωτές, d) Με όλους τους πυκνωτές.

4.1.2 Επίδραση Αντίστασης Πύλης κατά την Σβέση

Για την επιρροή της αντίστασης πύλης κατά την σβέση των διακοπτών στα παρασιτικά φαινόμενα εκτελέσαμε λειτουργία με τιμή αντίστασης 22Ω και 0Ω κρατώντας σταθερά 50V τάση εισόδου, διακοπτική συχνότητα 100kHz, φορτίο 40W και μόνο με τον κεντρικό DC πυκνωτή. Καταγράφηκε η τάση και το ρεύμα φορτίου για τις δύο τιμές αντιστάσεων στο σχήμα 4.4.



Σχήμα 4.3: Λειτουργία αντιστροφέα με φορτίο 75W: a) Χωρίς πυκνωτές, b) Μόνο με τον κεντρικό DC πυκνωτή, c) Μόνο με τους κατανεμημένους DC πυκνωτές, d) Με όλους τους πυκνωτές.

Παρατηρούμε ότι η μηδενική αντίσταση προσφέρει σημαντική μείωση του ringing. Συγκεκριμένα η υπέρταση μειώθηκε από 88V σε 62V. Το αποτέλεσμα είναι αναμενόμενο αφού μικρότερη αντίσταση προκαλεί ταχύτερη μείωση στο ρεύμα και άρα ταχύτερο πέρας των μεταβατικών που προκαλούν το ringing.



Σχήμα 4.4: Λειτουργία αντιστροφέα με τιμή αντίστασης πύλης κατά την σβέση των διακοπτών a) 22Ω b) 0Ω.

4.1.3 Επίδραση Διακοπτικής Συχνότητας

Για την επιρροή της διακοπτικής συχνότητας στα παρασιτικά φαινόμενα κρατώντας σταθερά 50V τάση εισόδου, αντίσταση πύλης κατά την σβέση των διακοπτών 0Ω και φορτίο 75W εκτελέσαμε λειτουργία με διακοπτική συχνότητα 10kHZ και 100kHz. Στο πείραμα απουσίαζαν όλοι οι DC πυκνωτές. Καταγράφηκε η τάση και το ρεύμα φορτίου για τις δύο τιμές συχνότητας στο σχήμα 4.5.

Παρατηρούμε ότι λειτουργία με μία τάξης μικρότερη διακοπτική συχνότητα έχει πολύ μεγάλη διαφορά στην ποιότητα των σημάτων. Συγκεκριμένα για λειτουργία στα 10kHz το jitter απουσιάζει, ενώ το ringing διαρκεί ελάχιστο χρονικό διάστημα, ακόμη και με την πλήρη απουσία DC πυκνωτών. Παρόλα αυτά η μέγιστη τιμή της υπέρτασης φαίνεται να παραμένει ανεπηρέαστη.



Σχήμα 4.5: Λειτουργία αντιστροφέα με διακοπτική συχνότητα: a) 10kHz, b) 100kHz.

4.1.4 Επίδραση Τάσης Εισόδου

Για την επιρροή του πλάτους της τάσης εισόδου στα παρασιτικά φαινόμενα αρχικά λειτουργήσαμε το κύκλωμα με τάση 30V, 40V, και 50V. Κρατήθηκαν σταθερά 100kHz διακοπτική συχνότητα, αντίσταση πύλης κατά την σβέση των διακοπτών 0Ω και ρεύμα φορτίου 1Α. Το φορτίο λόγω της αλλαγής της τάσης και του σταθερού ρεύματος μεταβλήθηκε αντίστοιχα σε 30W, 40W και 50W. Το πείραμα πραγματοποιήθηκε έχοντας τοποθετήσει όλους τους DC πυκνωτές. Η τάση και το ρεύμα φορτίου για τα τρία πλάτη τάσης καταγράφηκε στο σχήμα 4.6. Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται η τάση το ringing μειώνεται ποσοστιαία. Συγχεχριμένα για τάση εισόδου 30V έχουμε υπέρταση 48V δηλαδή 60%, για τάση εισόδου 40V έχουμε υπέρταση 53.5V δηλαδή 33.75%, ενώ για τάση εισόδου 50V έχουμε υπέρταση 59V δηλαδή 18%. Το πείραμα δείχνει ότι η αύξηση της τάσης εισόδου χρατώντας το ρεύμα φορτίου σταθερό βελτιώνει τα σήματα μας. Παρότι είναι μια σημαντιχή ένδειξη για την συμπεριφορά του αντιστροφέα, για να εξαχθούν ασφαλή συμπεράσματα πρέπει να γίνει διερεύνηση σε υψηλότερες τάσεις και φορτία.



Σχήμα 4.6: Λειτουργία αντιστροφέα για πλάτη τάσης εισόδου: a) 30V, b) 40V, c) 50V.

Στην συνέχεια αφού έχει αποδειχθεί πειραματικά ότι οι υπερτάσεις παρότι υπάρχουν στο κύκλωμα, το πλάτος τους είναι ελεγχόμενο, εκτελούμε το ίδιο πείραμα με τις ίδιες συνθήκες για τάση εισόδου 100V, 150V, 200V και 250V. Υπενθυμίζεται ότι με σταθερά 1Α ρεύμα εισόδου έχουμε αντίστοιχα φορτία 100W, 150W, 200W και 250W. Η τάση και το ρεύμα εξόδου φαίνεται στο σχήμα 4.7.

Παρατηρούμε ότι για τάση εισόδου 100V έχουμε υπέρταση 113V, δηλαδή 13%, για τάση εισόδου 150V έχουμε υπέρταση 200V, δηλαδή 33%, για τάση εισόδου 200V έχουμε υπέρταση 253V, δηλαδή 26,5% ενώ για τάση εισόδου 250V έχουμε υπέρταση 312V, δηλαδή 24,8%. Ως προς την μορφή των χυματομορφών παρατηρούμε ότι στα 150V το ρεύμα εξόδου είναι τετραγωνικό. Σε συνδυασμό με το πείραμα με τις μιχρές τάσεις φαίνεται να υπάρχει μια περιοχή με σημαντιχά μειωμένη ποσοστιαία μείωσης της υπέρτασης μεταξύ 50W και 100W φορτίου. Σε χάθε περίπτωση η υπέρταση αν και σημαντική είναι διαχειρίσιμη, καθώς οι διαχόπτες μας μπορούν να αποχόψουν μέχρι 500V.



Σχήμα 4.7: Λειτουργία αντιστροφέα για πλάτη τάσης εισόδου: a) 100V, b) 150V, c) 200V, d) 250V.

4.1.5 Επίδραση Παράλληλων DC Αντιστάσεων στους Διακόπτες

Για την επίδραση των αντιστάσεων ισοκατανομής στους διακόπτες στην λειτουργία της πλακέτας λειτουργήσαμε το κύκλωμα χωρίς αντιστάσεις, με αντιστάσεις 20kΩ και 100kΩ. Για το πείραμα κρατήθηκαν σταθερά 100kHz διακοπτική συχνότητα, αντίσταση πύλης κατά την σβέση των διακοπτών 0Ω, τάση εισόδου 50V και φορτίο 50W, δηλαδή 1Α. Ακόμη το πείραμα πραγματοποιήθηκε έχοντας τοποθετήσει όλους τους DC πυκνωτές. Η τάση και το ρεύμα φορτίου για τα τρία πλάτη τάσης καταγράφηκε στο σχήμα 4.8.

Οι διαφορές είναι ισχνές παρόλα αυτά το ρεύμα στην περίπτωση των αντιστάσεων τιμής 100kΩ παρουσιάζει μικρότερη παραμόρφωση.



Σχήμα 4.8: Λειτουργία αντιστροφέα για τιμές παράλληλων DC αντιστάσεων στους διακόπτες: a) 100kΩ, b) 20kΩ, c) Χωρίς Πυκνωτές.



Σχήμα 4.9: Θερμοκρασία στην DC αντίσταση: a) Για 22kΩ αντίσταση και τάση εισόδου 50V, b) Για 100kΩ αντίσταση και τάση εισόδου 200V, c) Για 100kΩ αντίσταση και τάση εισόδου 250V.

Αυτό που είχε μεγάλη διαφορά και επηρεάζει σημαντικά το σύστημα είναι η αύξηση θερμοκρασίας που παρατηρείται από τις απώλειες αυτών των αντιστάσεων. Από θεωρητικής απόψεως περιμένουμε οι απώλειες στις 20kΩ αντιστάσεις να είναι 5 φορές μεγαλύτερες από τις απώλειες στις 100kΩ αντιστάσεις. Αυτό προκύπτει από το ρεύμα που διαρρέει τις αντιστάσεις ($I_{RDC} = \frac{V_{DC}}{2R_{DC}}$) και κατόπιν από τον υπολογισμό των απωλειών ($P_{RDCLoss} = I_{RDC}^2 \cdot R_{DC}$). Στην πράξη για την περίπτωση των 20kΩ λειτουργήσαμε το κύκλωμα με 50V τάση εισόδου και παρατηρήσαμε μέσω θερμοκρασία στην αντίσταση 85°C. Για την περίπτωση των 100kΩ λειτουργήσαμε το χύκλωμα με 50V τάση εισόδου και παρατηρήσαμε το χύκλωμα με 200V και 250V τάση εισόδου και παρατηρήσαμε δερμοκρασία στην αντίσταση 85°C. Για την περίπτωση των 100kΩ λειτουργήσαμε το χύκλωμα με 200V και 250V τάση εισόδου και παρατηρήσαμε το χύκλωμα με 200V και 250V τάση εισόδου και παρατηρήσαμε δερμοκρασία στην αντίσταση 66, 2°C και 80, 7°C αντίστοιχα. Στο σχήμα 4.9 φαίνονται οι αντίστοιχες εικόνες από την θερμοκάμερα. Σημειώνεται ότι αυτή η θερμοκρασία παρατηρείται μόνο σε μία συγκεκριμένη αντίσταση της οποίας η τοπολογία δεν είναι ευνοϊκή για απαγωγή θερμότητας. Σε μελλοντική έκδοση της πλακέτας θα ήταν ένα σημείο που μπορεί να βελτιωθεί. Σε κάθε περίπτωση οι αντιστάσεις τιμής 20kΩ κρίνονται ακατάλληλες, ενώ με τις αντιστάσεις τιμής 100kΩ δεν θα πρέπει να λειτουργήσουμε με τάση εισόδου μεγαλύτερη των 250V.

4.1.6 Επίδραση Τιμής Ρεύματος Εισόδου

Για την επιρροή της τιμής του ρεύματος εισόδου στα παρασιτικά φαινόμενα λειτουργήσαμε το κύκλωμα σε τιμή ρεύματος 0,5A, 1A, 1,5A, και 2A. Κρατήθηκαν σταθερά 100kHz διακοπτική συχνότητα, αντίσταση πύλης κατά την έναυση και σβέση των διακοπτών 22Ω και 0Ω αντίστοιχα, DC αντιστάσεις 100kΩ και τάση εισόδου 150V. Το φορτίο λόγω της αλλαγής του ρεύματος και της σταθερής τάσης μεταβλήθηκε αντίστοιχα σε 75W, 150W, 225W και 300W. Το πείραμα πραγματοποιήθηκε έχοντας τοποθετήσει όλους τους DC πυκνωτές. Η τάση και το ρεύμα φορτίου για τις τέσσερις τιμές ρευμάτων καταγράφηκε στο σχήμα 4.10.

Για ρεύμα εισόδου 0,5Α έχουμε υπέρταση 299V δηλαδή 99,3%, για ρεύμα εισόδου 1Α έχουμε υπέρταση 178V δηλαδή 18,6%, για ρεύμα εισόδου 1,5Α έχουμε υπέρταση 203V δηλαδή 35,3%, ενώ για ρεύμα εισόδου 2Α έχουμε υπέρταση 239V δηλαδή 59,3%. Παρατηρούμε μια πολύ υψηλή υπέρταση σε χαμηλά ρεύματα (μικρότερα του 1Α), μια αξιοσημείωτη ποσοστιαία μείωση της υπέρτασης στο 1Α και κατόπιν μια σταδιακή ποσοστιαία αύξηση της υπέρτασης με την αύξηση του ρεύματος.



Σχήμα 4.10: Λειτουργία αντιστροφέα για τιμές ρεύματος εισόδου: a) 0,5A, b) 1A, c) 1,5A, d) 2A.

4.2 Λειτουργία Πλακέτας Αισθητήρα Τάσης

Στην παρούσα ενότητα θα παρουσιάσουμε την ορθή λειτουργία των μετρητικών στοιχείων, δηλαδή του αισθητήρα τάσης και του αισθητήρα ρεύματος. Αυτό είναι χρήσιμο έτσι ώστε κατά την διάρκεια του πειράματος με κλειστό έλεγχο (closed loop control) να μπορούμε με ασφάλεια να βασιστούμε στις μετρήσεις που παρέχουν οι αισθητήρες.

Υπενθυμίζεται ότι οι αισθητήρες μετρούν το ρεύμα εισόδου και την τάση εισόδου της πλακέτας του αντιστροφέα. Οι σχετικές τροφοδοσίες της πλακέτας του αισθητήρα τάσης παρέχονται από την πλακέτα του αντιστροφέα, όπου και είναι ενσωματωμένη πάνω της.

Για τον έλεγχο των αισθητήρων δίνουμε στο αντιστροφέα είσοδο 25V τάση με 1Α ρεύμα, 50V τάση με 1Α ρεύμα και 50V τάση με 1.5Α ρεύμα. Με αυτά τα τρία πειράματα δοκιμάζουμε τον κάθε αισθητήρα σε δύο τιμές. Κατά την διάρκεια του πειράματος η πλακέτα του αντιστροφέα έχει όλους του πυκνωτές ενσωματωμένους, αντίσταση πύλης κατά την έναυση 22Ω, αντίσταση πύλης κατά την σβέση 0Ω και διακοπτική συχνότητα 100kHz. Τα σήματα εξόδου αρχικά μετρήθηκαν σε παλμογράφο (σχήμα 4.11) και ύστερα με την βοήθεια του επεξεργαστή TI c2000 f28379D διαβάστηκαν από αυτόν σε πραγματικό χρόνο (σχήμα 4.12).



Σχήμα 4.11: Σήματα του αισθητήρα τάσης και αισθητήρα ρεύματος στον παλμογράφο για τιμές εισόδου a) 25V 1A b) 50V 1A c) 50V 1.5A.



Σχήμα 4.12: Σήματα του αισθητήρα τάσης και αισθητήρα ρεύματος στον επεξεργαστή c2000 για τιμές εισόδου a) 25V 1A b) 50V 1A c) 50V 1.5A.

Κατά το πρώτο πείραμα με 25V τάση και 1Α ρεύμα οι αισθητήρες τάσης και ρεύματος μας έδωσαν αντίστοιχα μέση τιμή σήματος εξόδου 855mV και 1,78V στον παλμογράφο και 792mV και 1,63V στον επεξεργαστή. Οι αναμενόμενες θεωρητικές τιμές που περιμέναμε ήταν 850mV και 1.73V. Κατά το δεύτερο πείραμα με 50V τάση και 1Α ρεύμα οι αισθητήρες τάσης και ρεύματος μας έδωσαν αντίστοιχα μέση τιμή σήματος εξόδου 1,66V και 1,78V στον παλμογράφο και 1,59mV και 1,63V στον επεξεργαστή. Οι αναμενόμενες θεωρητικές τιμές που περιμέναμε ήταν 1,7V και 1.73V.

Κατά το τρίτο πείραμα με 50V τάση και 1,5Α ρεύμα οι αισθητήρες τάσης και ρεύματος μας έδωσαν αντίστοιχα μέση τιμή σήματος εξόδου 1,67V και 1,89V στον παλμογράφο και 1,585V και 1,745V στον επεξεργαστή. Οι αναμενόμενες θεωρητικές τιμές που περιμέναμε ήταν 1,7V και 1.845V.

Παρατηρούμε σύμφωνα με τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε από τον παλμογράφο ότι οι αισθητήρες και τα κυκλώματα τους λειτουργούν ορθά, καθώς δίνουν τιμές πολύ κοντά στις θεωρητικές. Συγκεκριμένα για τον αισθητήρα τάσης η μέγιστη απόκλιση της μέσης τιμής είναι κάτω από 2,5%, ενώ για τον αισθητήρα ρεύματος η μέγιστη απόκλιση της μέσης τιμής είναι κάτω από 3%. Αυτό που αξίζει να σημειώσουμε και φανερώνεται στο σχήμα 4.11 είναι ότι τα παρασιτικά φαινόμενα της τάσης και του ρεύματος επηρεάζουν και τις μετρήσεις τους. Ωστόσο η λήψη της μέσης τιμής των σημάτων βελτιώνει σε μεγάλο βαθμό τις παρενέργειες του ringing.

Τα αποτελέσματα στον c2000 ήταν δυσμενέστερα, με την μέγιστη απόκλιση της μέσης τιμής του αισθητήρα τάσης να είναι μικρότερη από 7%, ενώ η μέγιστη απόκλιση της μέσης τιμής του αισθητήρα ρεύματος να είναι μικρότερη από 6%. Σε κάθε περίπτωση η μετρούμενη τιμή ήταν συστηματικά μικρότερη, οπότε υποψιαζόμαστε ότι οφείλεται σε απώλειες του συστήματος και της απεικόνισης. Αξίζει να σημειωθεί ότι στις τιμές των σημάτων εξόδων παρατηρούνται στιγμιαίες αιχμές (4.12), λαμβάνοντας την μέση τιμή, παρόλο που οι αιχμές εξαλείφονται, η συνεισφορά τους παραμένει και συμβάλει σε ένα βαθμό στην απόκλιση του σήματος από την θεωρητική τιμή.

4.3 Προσομοίωση Μετατροπέα LLC με Ημιελεγχόμενη Γέφυρα Δευτερεύοντος σε Λειτουργία Ανοιχτού Βρόγχου

Στην παρούσα υποενότητα θα εξετάσουμε σε επίπεδο προσομοίωσης την λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος σε ανοιχτό βρόγχο. Αυτό είναι επωφελές ώστε να γνωρίζουμε με ακρίβεια πως επηρεάζουν οι αλλαγές των μεταβλητών του κυκλώματος την λειτουργία του. Συγκεκριμένα θα εξετάσουμε την επίδραση της αντίστασης Zr, της τιμής του πηνίου μαγνήτισης Lm, του φορτίου εξόδου R και της γωνίας επικάλυψης φ.

Σύμφωνα με το [9] το κέρδος τάσης του μετατροπέα εξαρτάται από την γωνία επικάλυψης φ (phase shift angle) και τον συντελεστή φορτίου Q και δίνεται από την σχέση:

$$G_{f_s=f_r}(\varphi,Q) = \frac{\sqrt{\pi Q} + \sqrt{-2(\cos\varphi)^2 + \pi Q + 2}}{\sqrt{\pi Q}(1 + \cos\varphi)}$$
(21)

Στα παρακάτω πειράματα η τάση εισόδου διατηρείται σταθερή 100V, η διακοπτική συχνότητα ίση με την συχνότητα συντονισμού $f_s = f_r$ και ο νεκρός χρόνος ίσος με 200ns.

4.3.1 Επίδραση Αντίστασης Zr

Αρχικά η πρώτη παράμετρος που θα ελέγξουμε την επίδραση της στον μετατροπέα μας είναι η αντίσταση Zr. Υπενθυμίζεται ότι ορίζεται ως: $Zr = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}}$. Κατά την διάρκεια του πειράματος διατηρούμε σταθερή την γωνία επικάλυψης $\varphi = 35^{o}$, την αντίστασης φορτίου $R_{0} = 74\Omega$ και το πηνίο μαγνήτισης $L_{m} = 200 \mu H$.

Η πρώτη τιμή Zr επιλέγεται σύμφωνα από τις τιμές των παθητικών στοιχείων που έχουν σχεδιαστεί θεωρητικά στην υποενότητα 2.1. Υπενθυμίζεται ότι αυτές είναι: $C_r = 114.1 nF, L_r = 22.2 \mu H$. Δηλαδή Zr = 13.94Ω. Η διακοπτική συχνότητα προκύπτει fs = 100 kHz. Το αναμενόμενο κέρδος είναι G = 1.307.

Η δεύτερη τιμή Zr επιλέγεται από τις τιμές των παθητικών στοιχείων όπου έχουν βρεθεί για το εργαστηριακό πείραμα στις υποενότητες 2.2.2 και 2.2.3. Υπενθυμίζεται ότι αυτές είναι: $C_r = 46.7 nF, L_r = 67 \mu H$. Δηλαδή Zr = 37.93Ω. Η διακοπτική συχνότητα προκύπτει fs = 89.98 kHz. Το αναμενόμενο κέρδος είναι G = 1.184.

Σημειώνεται ότι σε αυτή την φάση η προέλευση των διαφορετικών τιμών δεν μας απασχολεί. Αυτό που μας ενδιαφέρει είναι δύο διαφορετικές τιμές, ώστε να εκτελέσουμε την σύγκριση μας.

Στο σχήμα 4.13 παρουσιάζονται για τις δύο τιμές Zr οι παλμοί στην πρωτεύουσα γέφυρα, οι παλμοί στους διαχόπτες της δευτερεύουσας γέφυρας, η τάση εισόδου χαι εξόδου, χαθώς χαι το ρεύμα σειράς χαι μαγνήτισης του χυχλώματος συντονισμού.



Σχήμα 4.13: Κυματομορφές παλμών και μεγεθών του κυκλώματος συντονισμού για a) $Zr = 13.94 ext{ b}$) Zr = 37.93.

Και στις δύο περιπτώσεις οι γωνίες επικάλυψης παρέμειναν ορθές, ίσες με 35 μοίρες.

Στην πρώτη περίπτωση το αναμενόμενο κέρδος υπολογίστηκε 1.307, ενώ η τάση εξόδου ήταν συνεπής στα 130.8V.

Στην δεύτερη περίπτωση το αναμενόμενο κέρδος υπολογίστηκε σε 1.184, ωστόσο η τάση εξόδου μετρήθηκε 122V, δηλαδή αντίστοιχο κέρδος ίσο με 1.22. Αυτή η αναντιστοιχία οφείλεται σε εγγενή ανακρίβεια στον θεωρητικό τύπο του υπολογισμού του κέρδους.

Η μεγάλη διαφορά των δύο περιπτώσεων είναι η απώλεια της ομαλής έναυσης των διακοπτών στην αντίσταση $Zr = 13.94\Omega$. Παρατηρούμε ότι η αύξηση της αντίστασης Zr είναι ευνοϊκότερη για την εξασφάλιση ομαλών εναύσεων. Στο σχήμα 4.14 παρέχουμε σχήμα με το ρεύμα και την τάση ενός διακόπτη, ώστε να αναδειχθεί εμφανέστερα η απώλεια της ομαλής έναυσης. Σημειώνεται ότι το σχετικό φαινόμενο έχει αναλυθεί στην υποενότητα 1.3.2.2.



Σχήμα 4.14: Ρεύματα και τάσεις διακόπτη πρωτεύοντος για: a) Zr =13.94 b) Zr = 37.93.

4.3.2 Επίδραση Γωνίας Επικάλυψης

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδειχθεί η επίδραση της γωνίας επικάλυψης φ στην λειτουργία του μετατροπέα. Διατηρούμε τις τιμές των παθητικών στοιχείων που στις παραπάνω προσομοιώσεις παρείχαν ομαλές εναύσεις στους διακόπτες εισόδου. Συγκεκριμένα οι παράμετροι μας έχουν τιμές: $Lr = 67\mu H, Cr = 46.7nF, Lm = 200\mu H, fs = 89.98kHz, R_0 = 74\Omega$. Θα προσομοιώσουμε την λειτουργία του μετατροπέα για γωνία επικάλυψης 35 μοίρες, 45 μοίρες και 60 μοίρες. Στα σχήματα για τις τρείς γωνίες επικάλυψης φαίνονται οι παλμοί, οι τάσεις και τα ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού 4.15, αλλά και το ρεύμα και η τάση ενός διακόπτη του πρωτεύοντος 4.16.

Παρατηρούμε ότι με την αύξηση της γωνίας επικάλυψης αυξάνεται το κέρδος τάσης αλλά και το ρεύμα σειράς. Συγκεκριμένα για τις μοίρες 35, 45, 60 το κέρδος τάσης αυξάνεται σε 1.221, 1.336, 1.682 αντίστοιχα, ενώ το ρεύμα σειράς αυξάνεται σημαντικά σε 3.3Α, 4.3Α, 8.7Α αντίστοιχα. Ακόμη με την αύξηση της γωνίας επικάλυψης, αφενός χάνεται η ομαλή έναυση των διακοπτών πρωτεύοντος, αφετέρου η μεταγωγή των διακοπτών μετατρέπεται σε χωρητικού τύπου, δηλαδή με σκληρές εναύσεις και ομαλές σβέσεις. Συγκεκριμένα στις 35 μοίρες έχουμε ομαλή έναυση στους διακόπτες του πρωτεύοντος, στις 45 μοίρες ο μηδενισμός του ρεύματος προηγείται του πέρατος του νεκρού χρόνου και οι ομαλές εναύσεις χάνονται. Στην περίπτωση των 60 μοιρών ο μηδενισμός του ρεύματος. Σημειώνεται ότι στην περίπτωση όπου εμφανίζεται χωρητική συμπεριφορά ρεύματος. Σημειώνεται ότι στην περίπτωση όπου εμφανίζεται χωρητικό ρεύμα, η "σφοδρότητα" των σκληρών εναύσεων επηρεάζεται αναλογικά από την γωνία

4.3.3 Επίδραση Φορτίου Εξόδου

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδειχθεί η επίδραση του φορτίου εξόδου στην λειτουργία του μετατροπέα. Διατηρούμε τις τιμές των παθητικών στοιχείων που στις παραπάνω προσομοιώσεις παρείχαν ομαλές εναύσεις στους διακόπτες εισόδου. Συγκεκριμένα οι παράμετροι μας έχουν τιμές: $Lr = 67\mu H, Cr = 46.7nF, Lm = 200\mu H, fs = 89.98kHz$. Ακόμη διατηρούμε σταθερή γωνία επικάλυψης 45 μοίρες. Θα προσομοιώσουμε τον μετατροπέα μας για φορτίο 200W (100Ω), 300W (54.5Ω), 400W (40.8Ω) και 500W (32.5Ω). Στα σχήματα για τα τέσσερα φορτία φαίνονται οι παλμοί, οι τάσεις και τα ρεύματα του χυκλώματος συντονισμού 4.17, αλλά και το ρεύμα και η τάση ενός διαχόπτη πρωτεύοντος 4.18.



Σχήμα 4.15: Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού για γωνία επικάλυψης: a) 35° b) 45° c) 60°.

Παρατηρούμε ότι όσο το φορτίο αυξάνεται (μειώνεται η αντίσταση) η ομαλές εναύσεις των διαχοπτών του πρωτεύοντος χάνονται και μετατρέπονται σε σχληρές εναύσεις, με αυξανόμενη τιμή. Συγκεκριμένα για 200W αχόμη έχουμε ομαλές εναύσεις, στα 300W ξεκινάνε να εμφανίζονται σχληρές εναύσεις με 0.4A, για 400W έχουμε σχληρές εναύσεις με 1.6A, ενώ στα 500W έχουμε σχληρές εναύσεις με 2.9A. Το φαινόμενο είναι παρόμοιο με αυτό που συζητήθηχε στην παραπάνω υποενότητα.

Αχόμη με την αύξηση του φορτίου αυξάνεται χαι το ρεύμα σειράς του χυχλώματος συντονισμού. Συγχεχριμένα το ρεύμα σειράς στα 200W είναι 3.6A, στα 300W είναι 5.3A, στα 400W είναι 7.3A, ενώ στα 500W είναι 9.35A.

Τέλος παρατηρούμε ότι με την αύξηση του φορτίου το κέρδος τάσης του μετατροπέα μειώνεται μέχρι το κρίσιμο φορτίο, όπου ξεκινάει να εμφανίζεται χωρητικό ρεύμα. Από εκεί και ύστερα το κέρδος παραμένει σταθερό. Στις δικές μας τιμές στα 200W έχουμε κέρδος 1.418, ενώ στα φορτία 300W, 400W και 500W το κέρδος παραμένει σταθερό στα 1.278.

4.3.4 Επίδραση Πηνίου Μαγνήτισης

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδειχθεί η επίδραση του πηνίου μαγνήτισης στην λειτουργία του μετατροπέα. Διατηρούμε τις τιμές των παθητικών στοιχείων που στην πρώτη υποενότητα παρείχαν ομαλές εναύσεις στους διακόπτες εισόδου. Συγκεκριμένα οι παράμετροι μας έχουν τιμές: $Lr = 67\mu H, Cr = 46.7nF, fs = 89.98kHz$. Ακόμη διατηρούμε σταθερή γωνία επικάλυψης 45 μοίρες και φορτίο 200W (100Ω). Θα προσομοιώσουμε την λειτουργία του μετατροπέα μας για τιμές πηνίου μαγνήτισης 200μH, 300μH, 400μH και 500μH. Στα σχήματα για τις τέσσερις τιμές πηνίου μαγνήτισης φαίνονται οι παλμοί, οι τάσεις και το ρεύμα και η τάση ενός διακόπτη πρωτεύοντος 4.20.

Παρατηρούμε ότι η αύξηση της τιμής του πηνίου μαγνήτισης επιφέρει μείωση του κέρδους τάσης του μετατροπέα. Συγκεκριμένα για τιμές πηνίου μαγνήτισης 200μH, 300μH, 400μH και 500μH, το κέρδος μειώθηκε σε 1.415, 1.386, 1.36 και 1.34.

Αχόμη η αύξηση του πηνίου μαγνήτισης δυσχεραίνει την ομαλή έναυση των διαχοπτών πρωτεύοντος. Συγχεχριμένα για τιμές πηνίου μαγνήτισης 200μΗ χαι 300μΗ αχόμη έχουμε ομαλή έναυση, ενώ για τιμές 400μΗ χαι 500μΗ η ομαλή έναυση χάνεται.



Σχήμα 4.16: Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για γωνία επικάλυψης:
a) 35° b) 45° c) 60°.

Η τιμή του ρεύματος σειράς του χυχλώματος συντονισμού παρέμεινε πραχτικά ανεπηρέαστη από την μεταβολή του πηνίου μαγνήτισης. Ωστόσο η τιμή του ρεύματος εξόδου μειώνεται ελαφρώς. Συγχεκριμένα σε 4.47A, 4.2A, 3.97A και 3.83A αντίστοιχα.



Σχήμα 4.17: Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού για φορτίο: a) 200w b) 300w c) 400w d) 500W.



Σχήμα 4.18: Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για φορτίο: a) 200w b) 300w c) 400w d) 500W.



Σχήμα 4.19: Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού για τιμές πηνίου μαγνήτισης: a) 200μH b) 300μH c) 400μH d)500μH.



Σχήμα 4.20: Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για τιμές πηνίου μαγνήτισης: a) 200μH b) 300μH c) 400μH d)
500μH.

4.4 Προσομοίωση Μετατροπέα LLC με Ημιελεγχόμενη Γέφυρα Δευτερεύοντος σε Λειτουργία Κλειστού Βρόγχου

Στην παρούσα υποενότητα θα εξετάσουμε σε επίπεδο προσομοίωσης την λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος σε κλειστό βρόγχο. Κρίνεται επωφελές να προηγηθεί έλεγχος με προσομοίωση πριν την πειραματική επιβεβαίωση, ώστε σε σχεδιαστικό επίπεδο να εξασφαλιστεί η ορθή λειτουργία.

Καθ' όλη την διάρκεια των προσομοιώσεων ο νεκρός χρόνος ορίζεται σταθερός στα 200ns. Το σχήμα ελέγχου του μετατροπέα παρουσιάζεται στο σχήμα 4.21.



Σχήμα 4.21: Σχήμα ελέγχου μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος.

Προσομοιώνουμε το χύχλωμα με τιμές παραμέτρων: $Lr = 22\mu H$, $Lm = 200\mu H$, Cr = 114.1nF, fs = fr = 100kHz. Το φορτίο είναι 300W. Στόχος του ελέγχου είναι η ρύθμιση της τάσης εξόδου στα 150V, όσο η είσοδος μεταβάλλεται από τα 150V στα 125V χαι τέλος στα 100V. Περιμένουμε ο έλεγχος να αντιληφθεί την πτώση τάσης στην είσοδο χαι να ρυθμίσει χατάλληλα την γωνία επικάλυψης φ, ώστε να ρυθμιστεί το αντίστοιχα χατάλληλο χέρδος που θα χρατήσει την τάση εξόδου στην επιθυμητή τιμή. Η απόχριση του συστήματος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.22.



Σχήμα 4.22: Λειτουργία ελέγχου σε μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος.

Παρατηρούμε ότι ο έλεγχος ανταποκρίθηκε με επιτυχία και η τάση εξόδου παρά την πτώση τάσης στην είσοδο παρέμεινε σταθερή.

Στην συνέχεια του κεφαλαίου θα εξετάσουμε πως διάφορες παράμετροι του συστήματος επηρεάζουν την λειτουργία του ελέγχου. Συγκεκριμένα θα εξετάσουμε την επίδραση της μεταβολής της τάσης εισόδου, της αντίστασης Zr, της τιμής του πηνίου μαγνήτισης Lm και του φορτίου εξόδου R. Ιδιαίτερη διερεύνηση θα γίνει στην ύπαρξη μεταγωγής ομαλής έναυσης.

Σημειώνεται ότι το πλεονέκτημα της τοπολογίας είναι η επίτευξη κέρδους τάσης στον μετατροπέα. Αυτό θα μπορούσε να αξιολογηθεί μεταβάλλοντας τόσο την τάση εισόδου όσο και την ζητούμενη τάση εξόδου. Ωστόσο σε αυτή ανάλυση θα επικεντρωθούμε στην περίπτωση όπου έχουμε μεταβολή της τάσης εισόδου και ζητάμε σταθερή τάση εξόδου.

4.4.1 Επίδραση Τάσης Εισόδου

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδειχθεί η επίδραση της τάσης εισόδου στην λειτουργία του ελέγχου του μετατροπέα. Συγκεκριμένα για σταθερή τάση εξόδου 150V μεταβάλλουμε την είσοδο από 150V, σε 125V και 100V. Διατηρούμε τις τιμές παθητικών στοιχείων που σχεδιάσαμε στην υποενότητα 2.2.1. Συγκεκριμένα οι παράμετροι έχουν τιμές: $Lr = 22.2 \mu H, Cr = 114.1 nF, Lm = 200 \mu H, fs = 100 k Hz$. Το φορτίο είναι 300W (75Ω). Στα σχήματα για τις τιμές της τάσης εισόδου φαίνονται οι παλμοί, οι τάσεις και τα ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού 4.23, το ρεύμα και η τάση ενός διακόπτη του πρωτεύοντος 4.24 αλλά και η τάση εξόδου, η τάση εισόδου και η γωνία επικάλυψης 4.22.



Σχήμα 4.23: Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού για διαφορετικά επίπεδα τάσης εισόδου: a) 150V b) 125V c) 100V.

Παρατηρούμε ότι με την πτώση της τάσης εισόδου, το κέρδος και η γωνία επικάλυψης του μετατροπέα αυξάνονται. Συγκεκριμένα τόσο το κέρδος όσο και η γωνία παίρνουν τις κατάλληλες τιμές ώστε να εξασφαλίζεται η επιθυμητή τάση εξόδου.

Με την πτώση της τάσης εισόδου το ρεύμα σειράς του χυχλώματος συντονισμού αυξάνεται αντίστοιχα σε 3.4A, 4.6A και 7.4A. Λόγω του σταθερού φορτίου και της σταθερής τάσης εξόδου το ρεύμα φορτίου παραμένει σταθερό 2A.

Τέλος με την πτώση της τάσης εισόδου παρατηρούμε ότι έχουμε απώλεια της ομαλής έναυσης στους διαχόπτες του πρωτεύοντος. Συγκεκριμένα για τάση εισόδου 150V διατηρούμε τις ομαλές εναύσεις, ενώ για τάσεις εισόδου 125V και 100V ο μηδενισμός του ρεύματος προηγείται του πέρατος του νεκρού χρόνου και χάνουμε τις ομαλές εναύσεις.

4.4.2 Επίδραση Φορτίου Εξόδου

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδειχθεί η επίδραση του φορτίου εξόδου στην λειτουργία του ελέγχου του μετατροπέα. Συγχεχριμένα προσομοιώνουμε την λειτουργία του χυχλώματος για φορτίο 200W, 250W, 300W και 400W. Διατηρούμε σταθερή τάση εξόδου 150V και τάση εισόδου 125V, ώστε να υπάρχει ένα ελάχιστο κέρδος που πρέπει να λειτουργήσει ο μετατροπέας μας. Αχόμη διατηρούμε τις τιμές των παθητικών στοιχείων που σχεδιάσαμε στην υποενότητα 2.2.1. Συγχεχριμένα οι παράμετροι έχουν τιμές: $Lr = 22.2 \mu H, Cr = 114.1 nF, Lm = 200 \mu H, fs = 100 kHz$. Στα σχήματα για τάση εισόδου 125V και τέσσερα διαφορετικά φορτία φαίνονται οι



Σχήμα 4.24: Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για διαφορετικά επίπεδα τάσης εισόδου: a) 150V b) 125V c) 100V.

παλμοί, οι τάσεις και τα ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού 4.26, το ρεύμα και η τάση ενός διακόπτη του πρωτεύοντος 4.27, αλλά και η τάση εισόδου, η τάση εξόδου, η γωνία επικάλυψης και η συνολική ισχύος φορτίου 4.25. Καθώς οι κυματομορφές μεταξύ των τεσσάρων φορτίων δεν διαφέρουν ιδιαίτερα, κρίνεται σκόπιμο να δειχθούν αυτές των ακραίων φορτίων, δηλαδή για τα 200W και τα 400W.

Παρατηρούμε ότι με την αύξηση του φορτίου η επίδοση του ελέγχου είναι η αναμενόμενη. Η τάση εξόδου επηρεάζεται ελάχιστα από το μεταβατικό, ενώ η γωνία επικάλυψης αυξάνεται φυσιολογικά.

Αχόμη με την αύξηση του φορτίου εξόδου το ρεύμα σειράς του χυχλώματος συντονισμού αυξάνεται αντίστοιχα σε 3.24A, 3.93, 4.63A και 6.03A. Λόγω της σταθερής τάσης εξόδου το ρεύμα φορτίου μεταβάλλεται ανάλογα.

Τέλος με την αύξηση του φορτίου παρατηρούμε ότι έχουμε απώλεια της ομαλής έναυσης στους διακόπτες του πρωτεύοντος. Παρόλο που για φορτίο 200W έχει μόλις χαθεί η ομαλή έναυση στους διακόπτες πρωτεύοντος, μπορούμε να αντιληφθούμε ότι η αύξηση του φορτίου δρα δυσμενώς ως προς αυτό, καθώς στα 400W η χρονική στιγμή του μηδενισμού του ρεύματος έχει απομακρυνθεί από την χρονική στιγμή που τελείωνει ο νεκρός χρόνος (δηλαδή της συνθήκης που προχαλεί απώλεια της ομαλής έναυσης).

4.4.3 Επίδραση Αντίστασης Zr

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδειχθεί η επίδραση της αντίστασης Zr στην λειτουργία του ελέγχου του μετατροπέα. Προσομοιώνουμε την λειτουργία του χυχλώματος για τρία ζευγάρια τιμών πηνίου σειράς Lr και πυχνωτή σειράς Cr, όπου όμως δίνουν κοινή συχνότητα συντονισμού στα 100kHz. Συγκεκριμένα τα ζευγάρια αυτά είναι: $a)Lr = 10\mu H, Cr = 253.3nF, Zr = 6.28\Omega, b)Lr = 22.2\mu H, Cr = 114.1nF, Zr = 13.94\Omega, c)Lr = 67\mu H, Cr = 37.81nF, Zr = 42.1\Omega$. Το πηνίο μαγνήτισης διατηρείται σταθερό στα 200μH. Ακόμη διατηρούμε σταθερή τάση εξόδου 150V, ενώ η τάση εισόδου μεταβάλλεται από 150 στα 125V, ώστε να υπάρχει ένα ελάχιστο χέρδος που πρέπει να λειτουργήσει ο μετατροπέας μας. Τέλος το φορτίο διατηρείται σι παλμοί, οι τάσεις και τα ρεύματα του χυχλώματος συντονισμού 4.28, το ρεύμα και η τάση ενός



Σχήμα 4.25: Τάση εξόδου, τάση εισόδου, γωνία επικάλυψης και συνολική ισχύος φορτίου για μεταβολή φορτίου 200W, 250W, 300W, 400W.



Σχήμα 4.26: Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού για διαφορετικά φορτία: a) 200W b) 400W.

διαχόπτη του πρωτεύοντος 4.29, η τάση εισόδου εξόδου, η τάση εξόδου και η γωνία επιχάλυψης 4.30.

Παρατηρούμε ότι η επίδοση του ελέγχου είναι αρχετά χαλή ανεξάρτητα από την αντίσταση Zr. Ωστόσο παρατηρούμε ότι με την αύξηση της αντίστασης Zr υπάρχει μια ισχνή τάση η απόχριση να γίνεται δυσμενέστερη. Δηλαδή με υψηλότερες χορυφές χαι ταλαντώσεις. Αυτό αποτυπώνεται χαι στην απόχριση της γωνίας επιχάλυψης.

Με την αύξηση της αντίστασης Zr το ρεύμα σειράς του χυχλώματος συντονισμού μειώνεται αντίστοιχα σε 5.78A, 3.93A και 3.24A. Λόγω της σταθερής τάσης εξόδου και του σταθερού φορτίου, το ρεύμα εξόδου είναι και αυτό σταθερό στα 1.66A.

Αχόμη η αύξηση της αντίστασης Zr ευνοεί την ομαλή έναυση στους διαχόπτες του πρωτεύοντος. Συγχεχριμένα με Zr = 6.28Ω χαι Zr = 13.95Ω δεν πετυχαίνουμε ομαλές εναύσεις, ενώ με Zr = 42.1Ω η ομαλή έναυση στους διαχόπτες του πρωτεύοντος επιτυγχάνεται.

Τέλος αξίζει να σημειώσουμε ότι όσο αυξάνεται η αντίσταση zr αυξάνεται η γωνία επικάλυψης που χρειάζεται να έχει ο μετατροπέας μας για να επιτύχει ένα συγχεχριμένο χέρδος. Συγχεκριμένα για τις αντιστάσεις Zr = 6.28Ω, 13.95Ω, 42.1Ω και για να πετύχουμε κέρδος 20% χρειάστηκε γωνία επικάλυψης 21.7, 25.6, 33.3 αντίστοιχα. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι μικρή αντίσταση Zr προσφέρει στον μετατροπέα μας μεγαλύτερο περιθώριο μέγιστου χέρδους.

Επιλογικά θα πρέπει να γίνει ένας συμβιβασμός, καθώς υψηλή αντίσταση Zr μειώνει το ρεύμα σειράς που χρειάζεται ο μετατροπέας για συγκεκριμένο κέρδος και ευνοεί την ύπαρξη ομαλών εναύσεων, ενώ χαμηλή αντίσταση Zr αυξάνει τα περιθώρια μέγιστου κέρδους του μετατροπέα και βελτιώνει την απόκριση του.

4.4.4 Επίδραση Πηνίου Μαγνήτισης Lm

Στην παρούσα υποενότητα θα αναδειχθεί η επίδραση του πηνίου μαγνήτισης στην λειτουργία του ελέγχου του μετατροπέα. Προσομοιώνουμε την λειτουργία του χυχλώματος για τρείς τιμές



Σχήμα 4.27: Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για διαφορετικά φορτία: a) 200W b) 400W.

πηνίου μαγνήτισης Lm, συγκεκριμένα Lm = 200μH, 300μH, 400μH. Διατηρούμε τις τιμές των παθητικών στοιχείων που σχεδιάσαμε στην υποενότητα 2.2.1. Οι παράμετροι μας έχουν τιμές: $Lr = 22.2\mu H, Cr = 114.1nF, fs = 100kHz$. Ακόμη διατηρούμε σταθερή τάση εξόδου 150V, ενώ η τάση εισόδου μεταβάλλεται από 150 στα 125V, ώστε να υπάρχει ένα ελάχιστο κέρδος που πρέπει να λειτουργήσει ο μετατροπέας μας. Τέλος το φορτίο διατηρείται και αυτό σταθερό στα 250W (90Ω). Στα παρακάτω σχήματα για τάση εισόδου 125V φαίνονται οι παλμοί, οι τάσεις και τα ρεύματα του κυκλώματος συντονισμού 4.31, το ρεύμα και η τάση ενός διακόπτη του πρωτεύοντος 4.32, η τάση εισόδου εξόδου, η τάση εξόδου και η γωνία επικάλυψης 4.33.

Παρατηρούμε ότι με την αύξηση του πηνίου μαγνήτισης δεν υπάρχουν αξιοσημείωτες διαφορές. Η απόκριση του ελέγχου παρέμεινε ίδια.

Το ρεύμα σειράς του κυκλώματος συντονισμού αυξήθηκε ελαφρώς από τα 3.93A, στα 4.28A και τέλος στα 4.48A. Δηλαδή με διπλασιασμό του πηνίου μαγνήτισης το ρεύμα σειράς αυξήθηκε μόλις κατά 14%.

Αχόμη με την αύξηση του πηνίου μαγνήτισης η γωνία για να πετύχουμε κέρδος 20% αυξήθηκε σε μοίρες από τις 25.76, στις 27.63 και τέλος στις 28.5. Δηλαδή με διπλασιασμό του πηνίου μαγνήτισης το ρεύμα σειράς αυξήθηκε μόλις κατά 9.6%.

Τέλος και στις τρείς τιμές πηνίου μαγνήτισης δεν πετυχαίνουμε ομαλή έναυση στους διακόπτες του πρωτεύοντος. Ωστόσο μπορούμε να αντιληφθούμε ότι η αύξηση της τιμής του πηνίου μαγνήτισης δρα δυσμενώς ως προς αυτό, καθώς όσο αυξάνεται η τιμή του πηνίου η διάρκεια της ασυνέχειας του ρεύματος (δηλαδή του παράγοντα που προκαλεί απώλεια της ομαλής έναυσης) αυξάνεται.



Σχήμα 4.28: Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού για τάση εισόδου 125V και διαφορετικές αντιστάσεις Zr: a) 6.28 b) 13.95 c) 42.1.



Σχήμα 4.29: Κυματομορφές τάσης
 και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για διαφορετικές αντιστάσεις Zr:
a) 6.28 b) 13.95 c) 42.1.



Σχήμα 4.30: Κυματομορφές τάσης εισόδου, τάσης εξόδου και γωνίας επικάλυψης για διαφορετικές αντιστάσεις Zr: a) 6.28 b) 13.95 c) 42.1.



Σχήμα 4.31: Κυματομορφές παλμών, τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού για διαφορετικές τιμές πηνίου μαγνήτισης Lm: a) 200μH b) 300μH c) 400μH.



Σχήμα 4.32: Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διακόπτη πρωτεύοντος για διαφορετικές τιμές πηνίου μαγνήτισης Lm: a) 200μH b) 300μH c) 400μH.



Σχήμα 4.33: Κυματομορφές τάσης εισόδου, τάσης εξόδου και γωνίας επικάλυψης για διαφορετικές τιμές πηνίου μαγνήτισης Lm: a) 200μH b) 300μH c) 400μH.

4.5 Συμπεράσματα

Στο τέταρτο χεφάλαιο ελέγξαμε είτε πειραματιχά, είτε σε επίπεδο προσομοίωσης την λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος χαι τις επιμέρους πλαχέτες που τον απαρτίζουν.

Στην πρώτη ενότητα ελέγξαμε πειραματικά την πλακέτα του αντιστροφέα. Αρχικά επιβεβαιώσαμε την ορθή λειτουργία της και εξασφαλίσαμε ότι τυχόν υπερτάσεις και υπερεντάσεις δεν επηρεάζουν την ασφαλή λειτουργία της. Στην συνέχεια ερευνήσαμε τις επιδράσεις που έχουν διάφοροι παράγοντες στις επιδόσεις της πλακέτας και αξιολογήσαμε τις σχεδιαστικές επιλογές που είχαν προηγηθεί σε προηγούμενα κεφάλαια. Συγκεκριμένα είδαμε πως επηρεάζει την λειτουργία της πλακέτας η αλλαγή του επιπέδου τάσης εισόδου, η τιμή του ρεύματος, η αντίσταση πύλης κατά την σβέση των διακοπτών, η διακοπτική συχνότητα, οι DC αντιστάσεις και οι DC πυκνωτές.

Στην δεύτερη ενότητα ελέγχθηκε πειραματικά η ορθή λειτουργία των αισθητήρων τάσης και ρεύματος. Μέσω εφαρμογής τριών πειραμάτων ελέγχθηκε ο κάθε αισθητήρας σε δύο τιμές. Τα αποτελέσματα διαβάστηκαν τόσο σε παλμογράφο, όσο σε επεξεργαστή. Καθώς στον παλμογράφο τα αποτελέσματα ήταν πολύ κοντά με τα αναμενόμενα, αντιλαμβανόμαστε την ορθότητα της σχεδίασης μας. Παρόλο που στον επεξεργαστή τα αποτελέσματα είχαν ελαφριά απόκλιση, το συστηματικό πρόσημο της την καθιστά επιλύσιμη και οι αισθητήρες ικανοί για την εφαρμογή μας.

Στην τρίτη υποενότητα προσομοιώσαμε την λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος χωρίς κάποιο σχήμα ελέγχου. Αρχικά αποδείξαμε την σχετική ορθότητα του αναμενόμενου θεωρητικού κέρδους που δίνεται από την βιβλιογραφία. Στην συνέχεια ερευνήσαμε την επίδραση που έχει η αντίσταση Zr, η τιμή του πηνίου μαγνήτισης Lm, η τιμή του φορτίου εξόδου και η γωνία επικάλυψης φ στην συμπεριφορά του μετατροπέα. Συγκεκριμένα αξιολογήθηκε η μεταβολή του ρεύματος σειράς του κυκλώματος συντονισμού, η μεταβολή του κέρδος τάσης του μετατροπέα και η επίτευξη ομαλών μεταβάσεων στους διακόπτες του πρωτεύοντος.

Στην τέταρτη υποενότητα προσομοιώσαμε την λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος εφαρμόζοντας κλειστό έλεγχο. Αφού αποδείξαμε την ορθή λειτουργία του σχήματος ελέγχου προσομοιώσαμε την συμπεριφορά του σε μεταβολές των παραμέτρων του. Συγκεκριμένα ερευνήσαμε την επίδραση της αντίστασης Zr και καταλήξαμε σε εγγενής συμβιβασμούς που πρέπει να ληφθούν υπόψιν. Ερευνήσαμε την συμπεριφορά του ελέγχου σε μεταβολή του φορτίου του και καταλήξαμε σε ορθά αποτελέσματα. Στην συνέχεια προσομοιώσαμε την λειτουργία του μετατροπέα κατά την πτώση της τάσης εισόδου και αξιολογήσαμε πως αυτή δρα δυσμενώς ως προς την αύξηση του ρεύματος και την απώλεια των ομαλών εναύσεων στους διακόπτες του πρωτεύοντος. Τέλος ερευνήσαμε την συμπεριφορά του μετατροπέα σε διαφορετικές τιμές του πηνίου μαγνήτισης και αποδείξαμε ότι δεν υπάρχει κάποια ουσιαστική διαφορά.

Κεφάλαιο 5

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝ-ΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

5.1 Συμπεράσματα

Η παρούσα εργασία φιλοδοξεί να γνωρίσει στον αναγνώστη την τεχνολογία των μετατροπέων συντονισμού, να παρουσιάσει τον μετατροπέα LLC και συγκεκριμένα τον LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και να παρουσιάσει όλα τα βήματα που χρειάζονται ώστε να υλοποιηθεί ένα εργαστηριακό πρωτότυπο.

Σημειώθηκαν οι ανάγκες που ανέδειξαν την τεχνολογία των μετατροπέων συντονισμού, ενώ αναλύθηκαν οι κατηγορίες τους, τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα τους, οι πιο δημοφιλείς τοπολογίες, αλλά και οι κυριότερες εφαρμογές τους. Αναδείχθηκε ο μετατροπέας LLC και σημειώθηκαν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του. Έγινε σε αυτόν ανάλυση που περιλαμβάνει την εύρεση του κέρδους και της φάσης του μέσω θεωρητικών τύπων, την εύρεση των συχνοτικών περιοχών λειτουργίας και την μεταβολή των μεγεθών που τις διέπουν, αλλά και την ανάδειξη των διακοπτικών καταστάσεων και διακοπτικών μεταβάσεων. Παρουσιάστηκε ο μετατροπέας LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος, η ιδιαίτερη λειτουργία του, αλλά και τα πλεονεκτήματα που τον ξεχωρίζουν. Προβλήθηκαν οι διακοπτικές του καταστάσεις, οι διακοπτικές μεταβάσεις, αλλά και οι εξισώσεις που διέπουν την λειτουργία του. Αχόμη φανερώθηκε η συνθήκη που πρέπει να πληρείται ώστε να επιτυγχάνονται ομαλές εναύσεις στους διακόπτες του πρωτεύοντος του.

Διατυπώθηκαν οι σχεδιαστικές μας επιλογές, ενώ φανερώθηκαν οι συμβιβασμοί που εγγενώς υπάρχουν και πρέπει να ληφθούν υπόψιν. Συγκεκριμένα σχεδιάστηκαν η ακριβή τοπολογία που θέλουμε να σχεδιάσουμε, το χέρδος του μετατροπέα, η τιμή του πηνίου μαγνήτισης, η τιμή του λόγο πηνίων σειράς-μαγνήτισης, οι τιμές των παθητικών στοιχείων και ο ονομαστικός συντελεστής φορτίου. Μέσω των θεωρητικών εξισώσεων και συναρτήσει τον σχεδιαστικών μας επιλογών, βρέθηκε η μέγιστη τάση και το μέγιστο ρεύμα που πρέπει να μπορούν να διαχειριστούν τα στοιχεία μας. Για την επιλογή του πυκνωτή σειράς σημειώθηκαν οι σημαντικότεροι παράμετροι που χαρακτηρίζουν έναν πυκνωτή, διατυπώθηκαν με βάση την εφαρμογή μας οι προδιαγραφές που πρέπει να πληροί ο πυχνωτής μας, ενώ αξιολογήθηχαν όλες οι υποψήφιες τεχνολογίες πυχνωτών. Συγχεχριμένα αναφερόμαστε στους πυχνωτές μίχας, του πυκνωτές πλαστικού υμενίου και τους κεραμικούς πυκνωτές. Για την επιλογή των μαγνητικών στοιχείων του χυχλώματος διατυπώθηχαν δύο τρόποι σχεδίασης, με χωριστά το πηνίο σειράς και το πηνίο μαγνήτισης, είτε με την χρήση μετασχηματιστή. Για τον πρώτο τρόπο κατηγοριοποιήθηκαν τα πηνία με βάση το σχήμα τους, το υλικό του πυρήνα τους και των τύπο των αγωγών τους. Διατυπώθηκαν οι επιθυμητές προδιαγραφές που πρέπει να πληρούν τα δύο πηνία με βάση την εφαρμογή μας και κατόπιν πραγματοποιήθηκε έρευνα αγοράς σε εμπορικά πηνία. Για τον δεύτερο τρόπο συναρμολογήθηκε ο μετασχηματιστής κατασκευασμένος με δύο επίπεδα πηνία και μαγνητικό πυρήνα. Μετρήθηκαν οι αυτεπαγωγές σκέδασης και μαγνήτισης, ενώ δοχιμάστηχαν διάφοροι μέθοδοι ώστε οι δύο τελευταίες τιμές να μεταβληθούν στα επιθυμητά επίπεδα. Σημειώθηκαν οι απώλειες που έχει ένας διακόπτης, ενώ διατυπώθηκε το κριτήριο επιλογής ενός. Αφού αναδείχθηκε η χωρητικότητα εξόδου ενός διακόπτη ως υποψήφιος δείκτη για την επιλογή του, πραγματοποιήθηκε έρευνα για την εξέταση της εξάρτησης της από το παχετάρισμα σε IGBT, Si MOSFET και SiC MOSFET διακόπτες.

Σχεδιάστηκαν τα κυκλώματα των DC τροφοδοτικών και τα κυκλώματα οδήγησης πύλης, ενώ εξηγήθηκε η λειτουργία του κάθε στοιχείου τους. Σχεδιάστηκε το κύκλωμα του αισθητήρα τάσης και του αισθητήρα ρεύματος. Αφού εξηγήθηκε η λειτουργία του κάθε στοιχείου τους, έγινε έλεγχος της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος σε πλακέτα δοκιμών (breadboard). Παρουσιάστηκαν τα τρωτά σημεία μιας σχεδίασης πλακέτας αλλά και καλές πρακτικές σχεδίασης ώστε να τα αντιπαρέλθουμε, ενώ σημειώθηκαν οι προδιαγραφές που θέλουμε να έχουν οι πλακέτες μας με βάση την εφαρμογή μας. Κατόπιν σχεδιάστηκαν οι πλακέτες που αποτελούν τον μετατροπέα μας. Αυτές αποτελούνται από την πλακέτα του αντιστροφέα, την πλακέτα του κυκλώματος συντονισμού και την πλακέτα του αισθητήρα τάσης.

Επιβεβαιώθηκε πειρατικά η ορθή λειτουργία της πλακέτας του αντιστροφέα, ενώ αναδείχθηκε η επίδραση που έχουν στις επιδόσεις της το επίπεδο τάσης, η αντίσταση πύλης των διαχοπτών κατά την σβέση, η διακοπτική συγνότητα, η τιμή του ρεύματος εισόδου, οι DC αντιστάσεις παράλληλα στους διακόπτες και οι DC πυκνωτές. Επιβεβαιώθηκε πειραματικά η ορθή λειτουργία της πλακέτας του αισθητήρα τάσης και του αισθητήρα ρεύματος. Τα αποτελέσματα διαβάστηχαν τόσο με την βοήθεια παλμογράφου, όσο μέσω του επεξεργαστή σε πραγματιχό χρόνο. Επιβεβαιώθηκε σε επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και χωρίς σχήμα ελέγχου. Ερευνήθηκε η επίδραση που έχουν στην λειτουργία του χυχλώματος η αντίσταση Zr, η γωνία επιχάλυψης, η τιμή του φορτίου εξόδου και η τιμή του πηνίου μαγνήτισης. Συγκεκριμένα αξιολογήθηκε η μεταβολή των τάσεων και ρευμάτων του κυκλώματος συντονισμού και η ύπαρξη ομαλών μεταβάσεων στους διακόπτες. Επιβεβαιώθηκε σε επίπεδο προσομοίωσης η ορθή λειτουργία του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και εφαρμόζοντας κλειστό έλεγχο. Ερευνήθηκε η επίδραση που έχουν στην λειτουργία του χυχλώματος η αντίσταση Zr, το επίπεδο τάσης εισόδου, η τιμή του φορτίου εξόδου και η τιμή του πηνίου μαγνήτισης. Συγκεκριμένα αξιολογήθηκε η μεταβολή των τάσεων και ρευμάτων του χυχλώματος συντονισμού, η ύπαρξη ομαλών μεταβάσεων στους διακόπτες και η αποτελεσματικότητα του ελέγχου.

5.2 Μελλοντική έρευνα

Με το πέρας της παρούσας εργασίας παρουσιάζονται τα σημεία όπου επιδέχονται περαιτέρω έρευνα.

Η πειραματική επιβεβαίωση των περιοχών λειτουργίας του μετατροπέα SAB LLC και η ορθότητα των τιμών που έχουν σχεδιαστεί.

Η πειραματική επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και χωρίς σχήμα ελέγχου.

Η πειραματική επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος και εφαρμόζοντας κλειστό έλεγχο.

Έρευνα για την δυνατότητα του μετατροπέα LLC με ημιελεγχόμενη γέφυρα δευτερεύοντος να πετύχει υποβιβασμό της τάσης μέσω μεταβολής της διακοπτικής συχνότητας (Έλεγχος SS-PSM + PFM).

Σύγκριση σε επίπεδο προσομοίωσης και πειραματικά της απόδοσης σε μετατροπέα LLC όπου έχουμε κλειστό έλεγχο μέσω της διακοπτικής συχνότητας (PFM) και κλειστό έλεγχο μέσω διαμόρφωσης ολίσθησης φάσης στην δευτερεύουσα γέφυρα (SS-PSM) και σε κατάλληλο πείραμα.

References

- Robins Mohan, Underland. Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος. Εκδόσεις ΤΖΙΟΛΑ, 2010.
- [2] Electricity information: Overview. Internation energy agency, 2021. https://www.iea.org/reports/electricity-information-overview/ electricity-consumption. (Visitited on 05/12/2023).
- [3] Στέφανος Ν. Μανιάς. Ηλεκτρονικά Ισχύος. Εχδόσεις ΣΥΜΕΩΝ, 2017.
- [4] A review of zero-voltage switching and its importance to voltage regulation. *Digikey*, 2014. https://www.digikey.gr/en/articles/a-review-of-zero-voltage-switching-and-its-importance-to-voltage-regulation. (Visitited on 10/12/2023).
- [5] Shirazul Islam Irfan Khan Mousa Marzband Syed Rahman Abdullah M.A.B. Al-Wahedi Sheetal Deshmukh, Atif Iqbal. Review on classification of resonant converters for electric vehicle application. *Energy Reports*, 2021.
- [6] Alan Mantooth uqi Wei, Quanming Luo. Overview of modulation strategies for llc resonant converter. *IEEE*, 2020.
- [7] Δημήτριος Κοντός. Ανάλυση και σχεδίαση dc/dc μετατροπέων συντονισμού απλής ενεργής γέφυρας, 2022.
- [8] Samson Shenglong Yu Bo Zhang Yun Zhang Junming Zeng, Guidong Zhang. Llc resonant converter topologies and industrial applications - a review. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, September 2020.
- [9] Xun Gao Yan Xing Hongfei Wu, Tiantian Mu. A secondary-side phase-shift-controlled llc resonant converter with reduced conduction loss at normal operation for hold-up time compensation application. *IEEE*, 2015.
- [10] Yan Liang Fred C. Lee Jacobus D. van Wyk Bling Lu, Wenduo Liu. Optimal design methodology for llc resonant converter. *IEEE*, 2006.
- [11] Yan-Fei Liu Yang Chen. Latest advances of llc converters in high current, fast dynamic response, and wide voltage range applications. *CPSSTPEA*, 2017.
- [12] TDK. CGA9Q1C0G2J104J280KC Datasheet, May 2019.
- [13] Cornell Dubilier, 29110B104JO0, Datasheet. Cylindrical Types, High-Voltage Mica Capacitor.
- [14] What is mica capacitors? comprehensive overview. *linquip Technews*, January 2023. https://www.linquip.com/blog/what-is-mica-capacitor-2/. (Visitited on 09/01/2024).
- [15] KEMET, R73UW3100SE00J, Datasheet. R73, Polypropylene Film/Foil, Radial (Automotive Grade), Aug. 2023.
- [16] What is film capacitor what is it used for? *linquip Technews*, January 2023. https://www.linquip.com/blog/what-is-mica-capacitor-2/. (Visitited on 11/01/2024).
- [17] KEMET, TechTopic. VCC: Capacitance Change vs Voltage in Ceramic Capacitors.
- [18] Vishay Intertechnology, 565R20GAP10, Datasheet. Lower Voltage Ceramic Singlelayer DC Disc Capacitors 2 kV DC to 7.5 kV DC, August 2021.
- [19] Vishay. Filter Inductors, High Current, Radial Leaded, March 2014. https://www.vishay.com/docs/34015/ihb.pdf. (Visitide on 17/01/2024).
- [20] Bel. HCTI Series High Current Toroidal Inductors, 2019. https://gr.mouser.com/datasheet/2/643/ ds-st-high-current-torodial-inductors-series-1661536.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [21] Coilcraft. Working Voltage Ratings Applied to Inductors, July 2008.

- [22] BOURNS. High Current Chokes 1140series. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/1140_series-776825.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [23] BOURNS. High Current Chokes 1130series. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/1130_series-775821.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [24] BOURNS. High Current Toroid Inductors 2200series. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/2200_series-776536.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [25] BOURNS. Low Core Loss, High Current Toroid Inductors 2200llseries. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/220011_series-776025.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [26] BOURNS. High Current Toroid Inductors 2300series. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/2300_series-776044.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [27] BOURNS. High Temperature, High Current Toroid Inductors 2300htseries. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/2300ht_series-776374.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [28] BOURNS. Low Core Loss, High Current Toroid Inductors 2300llseries. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/230011_series-776387.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [29] Wurth Electronik. WE-HCF SMT High Current Inductor, November 2023. https://www.we-online.com/catalog/datasheet/7443642200.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [30] Wurth Electronik. WE-HCF SMT High Current Inductor, April 2023. https://www.we-online.com/catalog/datasheet/74436412200.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [31] Coilcraft. TH Power Inductors AGP2923, Octomber 2021. https://gr.mouser.com/datasheet/2/597/agp2923-253102.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [32] Abracon. RADIAL DRUM CORE POWER CHOKE, July 2012. https://gr.mouser.com/datasheet/2/3/AIRD03-3318121.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [33] BOURNS. PQ2614BLA/BHA Series Shielded Power Inductors, September 2017. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/bourns_PQ2614BLA_BHA_ datasheet-1159238.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [34] BOURNS. PQ2617BHA Series Shielded Power Inductors, September 2017. https: //gr.mouser.com/datasheet/2/54/bourns_PQ2617BHA_datasheet-1159314.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [35] Murata. 1400 Series Bobbin Type Inductors, 2021. https://gr.mouser.com/datasheet/2/281/1/kmp_1400-2936283.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [36] Delevan. High Current Power Line Chokes, September 2021. https://gr.mouser.com/datasheet/2/28/page100_dc1390-3359676.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [37] Coilcraft. Power Chokes Vertical Mount, November 2019. https://gr.mouser.com/datasheet/2/597/pcv-463466.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [38] BOURNS. PM2120 Series High Current SMD Power Inductors, March 2018. https://gr.mouser.com/datasheet/2/54/PM2120_series-777916.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [39] Coilcraft. Shielded Power Inductors SER2900, March 2021. https://gr.mouser.com/datasheet/2/597/ser2900-270685.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [40] Coilcraft. Shielded Power Inductors VER2923, Octomber 2020. https://gr.mouser.com/datasheet/2/597/ver2923-270656.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [41] Vishay. Filter Inductors, High Current, Radial Leaded, April 2019. https://www.vishay.com/docs/34022/ihv.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [42] Murata. 6000B Series Surface Mount Power Inductors, 2020. https://gr.mouser.com/datasheet/2/281/1/kmp_6000b-2936289.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [43] Abracon. Power Line Inductor, February 2021. https://gr.mouser.com/datasheet/2/3/AIRD06-1775127.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [44] Coilcraft. TH Power Inductors AGP4233, March 2022. https://gr.mouser.com/datasheet/2/597/agp4233-774569.pdf. (Visitited on 17/01/2024).
- [45] TEXAS INSTRUMENTS. UCC21222 4-A, 6-A, 3.0-kVRMS Isolated Dual-Channel Gate Driver with Dead Time, Febuary 2018. https://www.ti.com/lit/gpn/UCC21222. (Visitide on 27/01/2024).
- [46] ROHM. 2A/1A Fixed Output LDO Regulators, August 2013. https://www.mouser.com/ds/2/348/baxxccOfp_series-e-209340.pdf. (Visitited on 31/01/2024).
- [47] STMicroelectronics. Low drop fixed and adjustable positive voltage regulators, July 2013. https://www.st.com/resource/en/datasheet/ld1117a.pdf. (Visitited on 31/01/2024).
- [48] TEXAS INSTRUMENTS. AMC1311x High-Impedance, 2-V Input, Reinforced Isolated Amplifiers, June 2022. https://www.ti.com/lit/gpn/AMC1311. (Visitited on 05/02/2024).
- [49] TEXAS INSTRUMENTS. OPAx354 250-MHz, Rail-to-Rail I/O, CMOS Operational Amplifiers, April 2018. https://www.ti.com/lit/gpn/opa354. (Visitited on 05/02/2024).
- [50] ACEINNA. High Accuracy Current Sensor IC with 1.5MHz 3dB Bandwidth and Isolation ±5A, ±20A, ±50A, 3.3V, Fixed Gain, April 2021. https://gr.mouser.com/datasheet2/940/6020-1104-01_B_Datasheet_2c_ Current_Sensor_Fix_Gai-1622847.pdf. (Visitited on 05/02/2024).
- [51] THEOFILOS PAPADOPOULOS. Resonant converter: Power conversion, optimal layout and magnetic component design, 2023.