



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Σχεδίαση, Ανάλυση και Συγκριτική Αξιολόγηση Μετατροπέα Forward Δύο Διακοπών, με Εφαρμογή Ελεγκτών Ανατροφοδότησης Ρεύματος: Ελεγκτής Ασαφούς Λογικής έναντι Συμβατικού Ελεγκτή

Φοιτητής: Μεταξάκης Θεόφιλος
ΑΜ: 18387003

Επιβλέπων Καθηγητής

Γεώργιος Ιωαννίδης
Καθηγητής

ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, Οκτώβριος 2023



UNIVERSITY OF WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

Design, Analysis and Comparative Evaluation of a Two-Switch Forward Converter Applying Current-Mode Controllers: Fuzzy Logic Controller versus Conventional Controller

Student: Metaxakis Theofilos
Registration Number: 18387003

Supervisor

Ioannidis George
PROFESSOR

ATHENS-EGALEO, October 2023

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Γεώργιος Ιωαννίδης Καθηγητής	Γεώργιος Βόκας Καθηγητής	Ξενοφών Διονύσιος Κανδρής Καθηγητής

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και Θεόφιλος Μεταξάκης, Οκτώβριος, 2023

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Μεταξάκης Θεόφιλος του Γεωργίου, με αριθμό μητρώου 18387003 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,

δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος. Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.

Ο Δηλών
Θεόφιλος Μεταξάκης
Οκτώβριος 2023



Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία αφιερώνεται σε όλους αυτούς που με στήριξαν καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου και που χωρίς εκείνους δε θα είχα τα ψυχικά αποθέματα για την ολοκλήρωση της. Ξεχωριστή αναφορά αξίζει να γίνει στη σύντροφο της ζωής μου Κατερίνα που ήταν μαζί μου σε όλα τα βήματα μου όλα αυτά τα χρόνια, στον αδερφό μου Μιχάλη που με βοήθησε με τον υπολογιστή του για τη πραγματοποίηση των προσομοιώσεων και την υπομονή του όλο αυτό το καιρό. Ένα μεγάλο ευχαριστώ σε όλους τους φίλους μου, τους συμφοιτητές μου, την οικογένεια μου, που με στήριξαν από την αρχή της προσπάθειας μου. Ευχαριστώ πολύ την κυρία Ευαγγελία Λουκίδου για τη καθοδήγηση και τη βοήθεια της. Θα ήθελα να ευχαριστήσω ξεχωριστά τον Τάσο, τον Θοδωρή, τον Γιάννη και τον Γιώργο που άκουγαν πάντα με προσοχή αυτά που είχα να τους πω για τη παρούσα εργασία και ας μην καταλάβαιναν τίποτα. Ξεχωριστό ευχαριστώ αξίζει να αναφερθεί και στους συμφοιτητές μου Αλέξη, Παναγιώτη, Χάρη, Άγγελο και Αρτέμη που από την αρχή της σχολής ξεκινήσαμε μαζί και υποστηρίξαμε ο ένας τον άλλον. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα μου καθηγητή, κύριο Ιωαννίδη που από την αρχή πίστεψε σε εμένα, δέχτηκε με πολύ μεγάλη χαρά να πραγματοποιήσουμε τη παρούσα εργασία και ήταν εκεί για να με βοηθήσει.

Περίληψη

Στη παρούσα διπλωματική εργασία σχεδιάζεται και αναλύεται ο μετατροπέας Forward με δύο διακόπτες σε λειτουργία συνεχούς κατάστασης αγωγής. Επιπλέον, μελετάται και προσομοιώνεται ο έλεγχος του μετατροπέα με τη τεχνική του ρεύματος κορυφής (peak current) και με έναν ασαφούς λογικής ελεγκτή (fuzzy logic controller) στο προγραμματιστικό περιβάλλον του MATLAB/Simulink. Γίνεται παρουσίαση των δύο αυτών τεχνικών ελέγχου και συγκρίνονται μεταξύ τους ως προς τη συμπεριφορά τους σε διάφορες μεταβολές του φορτίου στην έξοδο του μετατροπέα και της τάσης εισόδου του. Αναλυτικότερα η διπλωματική εργασία οργανώνεται στα εξής κεφάλαια. Στο κεφάλαιο 1 παρουσιάζεται μια εισαγωγή στις δυο μεγάλες οικογένειες των τροφοδοτικών: τα παλμικά τροφοδοτικά και τα γραμμικά τροφοδοτικά. Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάζεται η ανάλυση για συνεχή αγωγή σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα Forward δύο διακοπών καθώς και οι απώλειες του. Επιπλέον αναλύεται και παρουσιάζεται η συστηματική μέθοδος σχεδίαση μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων γεωμετρίας πυρήνα (Core geometry). Το κεφάλαιο 3 ξεκινάει με μια εισαγωγή στον αυτόματο έλεγχο και εμβαθύνει περισσότερο στις τεχνικές ελέγχου του μετατροπέα που θα δημιουργηθούν στη προσομοίωση. Στο κεφάλαιο 4 επιλέγονται τα στοιχεία του κυκλώματος του μετατροπέα, γίνεται ο σχεδιασμός του μετασχηματιστή και δημιουργούνται οι τεχνικές ελέγχου. Όλα αυτά σε επίπεδο προσομοίωσης μέσω του Simulink του MATLAB. Τέλος, στο κεφάλαιο 5 γίνεται η σύγκριση των δύο τεχνικών ελέγχου και παρουσιάζονται τα συμπεράσματα που προέκυψαν.

Λέξεις – κλειδιά

Μετατροπέας forward δύο διακοπών, σχεδίαση μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων, έλεγχος με ρεύμα κορυφής, ελεγκτής ασαφούς λογικής

Abstract

This thesis designs and analyzes the Continuous Conduction Mode (CCM) double ended Forward converter. Additionally, in the MATLAB/Simulink programming environment, the control of the converter, using the Peak Current Control (PCM) technique and the usage of Fuzzy Logic Controller (FLC), are investigated and tested. These two control strategies are presented, along with a comparison of how each one responds to changes in the load at the converter's output and the voltage's input. Chapter 1 presents an introduction to the two major families of power supplies: switching mode power supplies and linear power supplies. Chapter 2 introduces the steady-state continuous conduction analysis of the double ended forward converter and its losses. In addition, the systematic method of core geometry for the creation of the converter transformer is analyzed and presented. Chapter 3 begins with an introduction in the automatic control and emphasizes more in the inspection techniques of the converter, which will be created in the simulation. In chapter 4 the converter components are selected, as well as the transformer design and the control techniques are established. All of this at the simulation level through MATLAB's Simulink. Finally, chapter 5 compares the two control techniques and presents the conclusions reached.

Keywords

Double-ended forward converter, high frequency transformer, peak current mode control, fuzzy logic controller

Περιεχόμενα

Κατάλογος Πινάκων	10
Κατάλογος Σχημάτων.....	10
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	14
Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας.....	14
Καινοτομία.....	14
1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Γραμμικά και διακοπτικά τροφοδοτικά.....	15
1.1 Γραμμικά τροφοδοτικά.....	15
1.2 Διακοπτικά τροφοδοτικά	18
1.2.1 Τύποι μετατροπέων	19
1.2.2 Σύγκριση γραμμικών και διακοπτικών τροφοδοτικών	20
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση (DC-DC)	22
2.1 Μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης	22
2.1.1 Μετατροπέας υποβιβασμού (Buck).....	23
2.1.2 Μετατροπέας ανύψωσης (Boost)	26
2.2 Μετατροπείς με μετασχηματιστή απομόνωσης	29
2.2.1 Μετατροπέας forward και βασικές τοπολογίες του.....	29
2.2.2 Μετατροπέας forward με δύο διακόπτες.....	31
2.3 Ανάλυση μετατροπέα forward δύο διακοπτόν σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας για συνεχή αγωγή.....	35
2.4 Απώλειες μετατροπέα forward δύο διακοπτόν σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας για συνεχή αγωγή.....	39
2.5 Μετασχηματιστής απομόνωσης	45
2.5.1 Πυρήνας μετασχηματιστή	45
2.5.2 Ισοδύναμο μετασχηματιστή	48
2.5.3 Μέθοδος σχεδιασμού μετασχηματιστή με τη μέθοδο γεωμετρίας πυρήνα (Core geometry).....	51

3	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Έλεγχος μετατροπέων συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση	58
3.1	Εισαγωγή στον έλεγχο συστημάτων	58
3.1.1	Σφάλματα σε μόνιμη κατάσταση.....	58
3.1.2	Ευστάθεια συστημάτων & διαγράμματα Bode	62
3.2	Συμβατικός έλεγχος.....	65
3.2.1	Η τεχνική ελέγχου PWM (Διαμόρφωση εύρους παλμού).....	65
3.2.2	Έλεγχος με ανατροφοδότηση τάσης.....	67
3.2.3	Έλεγχος με ανατροφοδότηση ρεύματος κορυφής.....	69
3.3	Μοντέλο μικρού σήματος μετατροπέα.....	72
3.3.1	Μοντέλο μικρού σήματος μετατροπέα forward για έλεγχο με ρεύμα κορυφής.....	72
3.4	Ασαφής ελεγκτής.....	77
3.4.1	Λειτουργία ασαφή ελεγκτή	79
4	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Σχεδίαση Μετατροπέα Forward με δύο διακόπτες.....	87
4.1	Επιλογή στοιχείων κυκλώματος μετατροπέα forward.....	87
4.1.1	Σχεδίαση μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων	91
4.1.2	Υπολογισμός απωλειών κυκλώματος.....	96
4.2	Έλεγχος μετατροπέα forward με δύο διακόπτες	98
4.2.1	Μετατροπέας forward με δύο διακόπτες με έλεγχο ανατροφοδότησης ρεύματος κορυφής	99
4.2.2	Μετατροπέας forward με δύο διακόπτες με έλεγχο ασαφούς ελεγκτή.....	102
5	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Σύγκριση τεχνικών ελέγχου και συμπεράσματα	107
5.1	Σύγκριση τεχνικών ελέγχου	107
5.1.1	Σύγκριση των τεχνικών ελέγχου για μεταβολή του φορτίου.....	108
5.1.2	Σύγκριση των τεχνικών ελέγχου για μεταβολή της τάσης εισόδου.....	113
5.2	Συμπεράσματα	119
5.2.1	Μελλοντική έρευνα	121
	Βιβλιογραφία	122

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.5.1: Περιγραφή δεδομένων σχεδίασης σχήματος 2.5.2.....	48
Πίνακας 4.1: Χαρακτηριστικά πυρήνα ER-35.....	93
Πίνακας 4.2: Αποτελέσματα διαγράμματος Bode	100
Πίνακας 4.3: Μεταβλητή εισόδου eV_o	102
Πίνακας 4.4: Μεταβλητή εισόδου V_Rs	102
Πίνακας 4.5: Μεταβλητή εισόδου V_{in}	102
Πίνακας 4.6: Κανόνες ασαφή ελεγκτή.....	103
Πίνακας 4.7: Μεταβλητή εξόδου d	105
Πίνακας 5.1: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=43V$, $RL=4-1.714-4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	108
Πίνακας 5.2: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=43V$, $RL=2.4-1.2-2.4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	109
Πίνακας 5.3: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=48V$, $RL=4-1.714-4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	110
Πίνακας 5.4: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=48V$, $RL=2.4-1.2-2.4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	111
Πίνακας 5.5: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=53V$, $RL=4-1.714-4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	112
Πίνακας 5.6: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=53V$, $RL=2.4-1.2-2.4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	113

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1.1: Δομικό διάγραμμα γραμμικών τροφοδοτικών	15
Σχήμα 1.1.2: Κυματομορφή ανορθωμένης τάσης.....	16
Σχήμα 1.1.3: Πλήρη ανόρθωση με συνδεσμολογία γέφυρας διόδων	17
Σχήμα 1.1.4: Κυματομορφή ανορθωμένης τάσης έναντι με φίλτρο εξομάλυνσης.....	17
Σχήμα 1.1.5: Διάταξη ρύθμισης τάσης με αναφορά	18
Σχήμα 1.2.1: Δομικό διάγραμμα παλμοτροφοδοτικών	19
Σχήμα 2.1.1: Κύκλωμα ισχύος μετατροπέα ανύψωσης (Boost)	23
Σχήμα 2.1.2: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης για αγωγή του διακόπτη S	24
Σχήμα 2.1.3: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης όταν ο διακόπτης S δεν άγει	24

Σχήμα 2.1.4: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης όταν δεν άγει κανένας ημιαγωγός (δίοδος D, διακόπτης S).....	25
Σχήμα 2.1.6: Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού (Buck).....	26
Σχήμα 2.1.7: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού για αγωγή του διακόπτη S.....	27
Σχήμα 2.1.8: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού όταν ο διακόπτης S δεν άγει.....	27
Σχήμα 2.1.9: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού όταν δεν άγει κανένας ημιαγωγός (δίοδος D, διακόπτης S).....	28
Σχήμα 2.1.10: (α) Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού για ρεύμα πηνίου συνεχούς αγωγής και (β) κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού για ρεύμα πηνίου ασυνεχούς αγωγής [2].	28
Σχήμα 2.2.1: Μετατροπέας forward με τριτεύον τύλιγμα επαναφοράς.....	30
Σχήμα 2.2.2: Μετατροπέας forward με κύκλωμα RCD.....	30
Σχήμα 2.2.3: Μετατροπέας forward με κύκλωμα LCDD	31
Σχήμα 2.2.4: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες.....	31
Σχήμα 2.2.5: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες για αγωγή των διακοπών S1 και S2.....	32
Σχήμα 2.2.6: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες όταν οι διακόπτες S1 και S2 δεν άγουν.33	
Σχήμα 2.2.7: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες όταν οι διακόπτες S_1 και S_2 δεν άγουν και έχει γίνει επαναφορά του M/Σ	33
Σχήμα 2.2.8: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες όταν δεν άγει κανένα ημιαγωγικό στοιχείο	34
Σχήμα 2.2.9: Ενδεικτικές κυματομορφές μετατροπέα forward δύο διακοπών για συνεχή λειτουργία αγωγής.....	34
Σχήμα 2.4.1: Ισοδύναμο κύκλωμα απωλειών μετατροπέα forward με δύο διακόπτες	40
Σχήμα 2.5.1: Βρόγχος μαγνητικής υστέρησης πυρήνα [10]	45
Σχήμα 2.5.2: Τοπολογία πυρήνα φερρίτη ER-35 με τις διαστάσεις του και χαρακτηριστικά του [12]	47
Σχήμα 2.5.3: Ισοδύναμο μετασχηματιστή μετατροπέα forward.....	48
Σχήμα 2.5.4: Ισοδύναμο μετατροπέα forward δύο διακοπών ανηγμένο στο πρωτεύον	50
Σχήμα 2.5.5: Αναλογία ελευθέρου χώρου W_a ως προς A_c [12].....	52
Σχήμα 3.1.1: Σύστημα με ανατροφοδότηση της εξόδου.....	59

Σχήμα 3.1.2: Μεταβατική απόκριση συστήματος	61
Σχήμα 3.1.3: Γραφική απεικόνιση του μιγαδικού επίπεδου	63
Σχήμα 3.1.4: Απεικόνιση διαγράμματος Bode	64
Σχήμα 3.2.1: Κυματομορφές του λόγου χρησιμοποίησης d	66
Σχήμα 3.2.2: Διάγραμμα ελέγχου με έλεγχο ανατροφοδότησης τάσης.....	67
Σχήμα 3.2.3: Διάταξη ενίσχυσης σφάλματος 1ης τάξης RC	68
Σχήμα 3.2.4: Κυματομορφές εξόδου ελέγχου ανατροφοδότησης τάσης [2]	69
Σχήμα 3.2.5: Μετατροπέας forward δύο διακοπών με έλεγχο ρεύματος κορυφής.....	70
Σχήμα 3.2.6: Ενδεικτικές κυματομορφές ενός μανδαλωτή R-S	71
Σχήμα 3.2.7: Κυματομορφές συγκριτή βρόχου ρεύματος [21].....	72
Σχήμα 3.3.1: Κύκλωμα μετατροπέα forward με δύο διακόπτες	73
Σχήμα 3.3.2: (α) Ανηγμένο ισοδύναμο μετατροπέα forward σε μετατροπέα buck (β) Φάση αγωγής διακόπτης S ισοδύναμου (γ) Φάση διακοπής διακόπτης S ισοδύναμου.....	74
Σχήμα 3.3.3: Δομικό διάγραμμα ανηγμένου μετατροπέα forward	75
Σχήμα 3.3.4: Δομικό διάγραμμα ελέγχου με ρεύμα κορυφής μετατροπέα forward [21]	76
Σχήμα 3.4.1: Παράδειγμα στροφής αμαξίου για ασαφή ελεγκτή	79
Σχήμα 3.4.2: Είσοδος γωνίας δρόμου	80
Σχήμα 3.4.3: Ασαφοποίηση γωνίας δρόμου	82
Σχήμα 3.4.4: Αποασαφοποίηση γωνίας τιμονιού.....	83
Σχήμα 3.4.5: Ασαφής λογική λογικών πράξεων (α) AND (β) OR (γ) NOT.....	84
Σχήμα 3.4.6: Κέντρο εμβαδού χωρίου.....	85
Σχήμα 3.4.7: Διάγραμμα ασαφή ελεγκτή για τη γωνία στροφής τιμονιού	86
Σχήμα 4.2.1: Κυκλωματική διάταξη μετατροπέα forward δύο διακοπών.....	98
Σχήμα 4.2.2: Κυκλωματική διάταξη μετατροπέα forward δύο διακοπών με έλεγχο ανατροφοδότησης ρεύματος	99
Σχήμα 4.2.3: Διάγραμμα λειτουργίας block relational operator	100
Σχήμα 4.2.4: Διάγραμμα Bode μετατροπέα.....	101

Σχήμα 4.2.5: Συναρτήσεις συμμετοχής συνόλων εισόδου.....	104
Σχήμα 4.2.6: Συνάρτηση συμμετοχής συνόλου εξόδου d.....	105
Σχήμα 4.2.7: Έξοδος ελεγκτή έναντι της εξόδου του φίλτρου	106
Σχήμα 4.2.8: Διάταξη ασαφή ελεγκτή για τον έλεγχο του μετατροπέα forward	106
Σχήμα 5.1.1: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=43V$, $R_L=4-1.714-4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	109
Σχήμα 5.1.2: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=43V$, $R_L=2.4-1.2-2.4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	110
Σχήμα 5.1.3: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=48V$, $R_L=4-1.714-4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	111
Σχήμα 5.1.4: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=48V$, $R_L=2.4-1.2-2.4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	112
Σχήμα 5.1.5: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=53V$, $R_L=4-1.714-4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	113
Σχήμα 5.1.6: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=53V$, $R_L=2.4-1.2-2.4$ [Ω] των δύο ελεγκτών.....	114
Σχήμα 5.1.7: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=43-48-43$ [V], $R_L=1.2\Omega$ των δύο ελεγκτών.....	115
Σχήμα 5.1.8: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=43-48-53$ [V], $R_L=1.2\Omega$ των δύο ελεγκτών.....	116
Σχήμα 5.1.9: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=43-53-43$ [V], $R_L=1.2\Omega$ των δύο ελεγκτών.....	117
Σχήμα 5.1.10: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-48-53$ [V], $R_L=2.4\Omega$ των δύο ελεγκτών.....	120
Σχήμα 5.1.11: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-48-43$ [V], $R_L=2.4\Omega$ των δύο ελεγκτών.....	121
Σχήμα 5.1.12: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-53-43$ [V], $R_L=2.4\Omega$ των δύο ελεγκτών.....	122

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η εν λόγω διπλωματική εργασία πραγματεύεται την ανάλυση και τη σχεδίαση ενός μετατροπέα υποβιβασμού με γαλβανική απομόνωση (Forward), ο οποίος χρησιμοποιεί δύο διακόπτες ισχύος τύπου MOSFET ώστε να γίνεται η απομαγνήτιση στον πυρήνα του μετασχηματιστή. Επιπλέον, προσομοιώνεται στο περιβάλλον Simulink του MATLAB το κύκλωμα του μετατροπέα, καθώς και οι τεχνικές ελέγχου του. Για τον έλεγχο εφαρμόζονται οι τεχνικές α) του ρεύματος κορυφής (Peak Current Mode Control) και β) της χρήσης ενός ασαφούς λογικής ελεγκτή (FLC). Τέλος, σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι η σύγκριση μεταξύ των δύο ελεγκτών για το σύστημα του μετατροπέα σε διάφορες μεταβολές του φορτίου στην έξοδο του και της τάσης εισόδου του.

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Το κύριο θέμα της διπλωματικής είναι η σχεδίαση του ασαφή ελεγκτή η οποία αποτελεί μια πρόκληση καθώς δεν υπάρχει μια συστηματική μέθοδος που θα οδηγήσει στον έλεγχο του συστήματος (μετατροπέα). Γενικότερα, στη βιβλιογραφία έχει γίνει μια προσπάθεια ελέγχου με το σφάλμα της τάσης εξόδου και τη μεταβολή αυτού. Ωστόσο στη παρούσα εργασία χρησιμοποιείται το σφάλμα της τάσης εξόδου, το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο εξόδου μέσω της αντίστασης στον ημιαγωγικό διακόπτη και η τάση εισόδου.

Καινοτομία

Η καινοτομία της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι το γεγονός ότι στην είσοδο του ασαφή ελεγκτή χρησιμοποιείται το σφάλμα της τάσης εξόδου, η τάση εισόδου και το σήμα που παράγει η τάση της αντίστασης του διακόπτη του μετατροπέα και η τάση εισόδου. Πιο συγκεκριμένα, αποτελεί καινοτομία καθώς στη βιβλιογραφία χρησιμοποιούνται διαφορετικές εισοδοί για τη δημιουργία του ασαφή ελεγκτή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Γραμμικά και διακοπτικά τροφοδοτικά

Καθώς το δίκτυο διανομής ηλεκτρικής ενέργειας χρησιμοποιεί εναλλασσόμενη τάση (AC) για τη μεταφορά της ενέργειας στις κατοικίες κρίθηκε αναγκαίο να χρησιμοποιηθούν διατάξεις οι οποίες θα μετατρέπουν το εναλλασσόμενο ρεύμα σε συνεχές (DC) δεδομένου του ότι οι περισσότερες συσκευές για να λειτουργήσουν χρησιμοποιούν συνεχές ρεύμα. Τέτοιες διατάξεις είναι τα τροφοδοτικά. Τα τροφοδοτικά παρέχουν την απαιτούμενη ισχύ σε συσκευές που χρησιμοποιούν συνεχή τάση λειτουργίας. Χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες, στα γραμμικά τροφοδοτικά (linear power supply) και στα διακοπτικά τροφοδοτικά (switching mode power supply). Στο κεφάλαιο αυτό θα ακολουθήσει η περιγραφή τους.

1.1 Γραμμικά τροφοδοτικά

Τα γραμμικά τροφοδοτικά είναι οι πρώτες διατάξεις που χρησιμοποιήθηκαν για να παρέχουν συνεχή τάση (DC) με συγκεκριμένο ρεύμα σε φορτία που το απαιτούσαν. Όπως παρατηρείται και από το σχήμα 1.1.1 τα γραμμικά τροφοδοτικά απαρτίζονται από τέσσερις κύριες βαθμίδες. Τον μετασχηματιστή, την ανόρθωση, το φίλτρο εξομάλυνσης και τον ρυθμιστή με αναφορά.

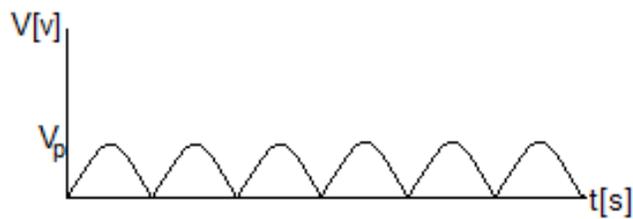


Σχήμα 1.1.1: Δομικό διάγραμμα γραμμικών τροφοδοτικών

Ο μετασχηματιστής είναι η βαθμίδα εκείνη η οποία υποβιβάζει την εναλλασσόμενη τάση σε μια επιθυμητή τιμή εναλλασσόμενης τάσης μέσω του λόγου μετασχηματισμού: $N = \frac{N_1}{N_2}$, όπου N_1 το πλήθος των σπειρών στο πρωτεύον τύλιγμα και N_2 το πλήθος των σπειρών στο δευτερεύον τύλιγμα.

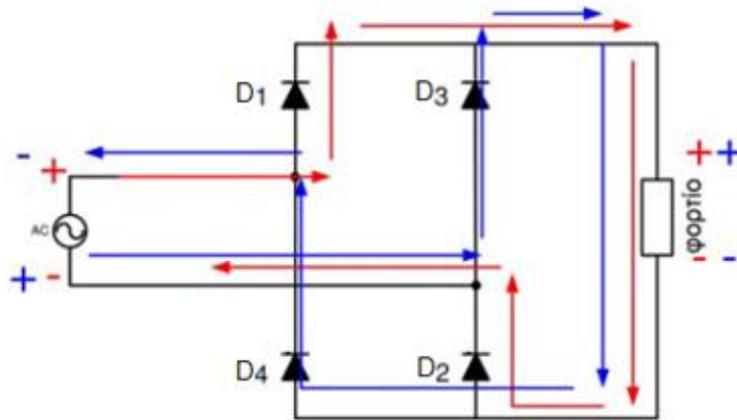
Ένας επιπλέον λόγος που ο μετασχηματιστής χρησιμοποιείται είναι για την ασφάλεια του χρήστη διότι παρέχει γαλβανική απομόνωση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου. Η γαλβανική απομόνωση σημαίνει ότι για τη μεταφορά ισχύος μεταξύ δύο κυκλωμάτων αποφεύγεται η άμεση σύνδεση μεταξύ τους και αυτή γίνεται μέσω επαγωγής. Σαν αποτέλεσμα αυτού, να προστατευθεί ο χρήστης σε πιθανόν επαφή του με το κύκλωμα. Παρέχεται δηλαδή, ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ του κυκλώματος εισόδου και του κυκλώματος εξόδου. Ένα ακόμα πλεονέκτημα της γαλβανικής απομόνωσης είναι η μείωση του θορύβου στο κύκλωμα.

Η βαθμίδα της ανόρθωσης μετατρέπει το εναλλασσόμενο σήμα του μετασχηματιστή σε συνεχές σήμα με μεγάλη διακύμανση όπως παρατηρείται από το σχήμα 1.1.2. Το σήμα αν και συνεχές έχει τόσο μεγάλη διακύμανση που είναι απαγορευτικό για τη λειτουργία οποιοδήποτε συστήματος που έχει συνεχή (DC) τροφοδοσία.



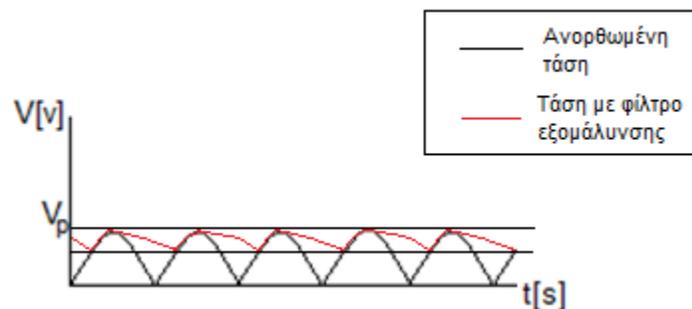
Σχήμα 1.1.2: Κυματομορφή ανορθωμένης τάσης

Η πιο συνηθισμένη διάταξη πλήρους ανόρθωσης είναι η γέφυρα διόδων του σχήματος 1.1.3. Αποτελείται από τέσσερις διόδους και ενδεικτικά λειτουργεί ως εξής.



Σχήμα 1.1.3: Πλήρη ανόρθωση με συνδεσμολογία γέφυρας διόδων

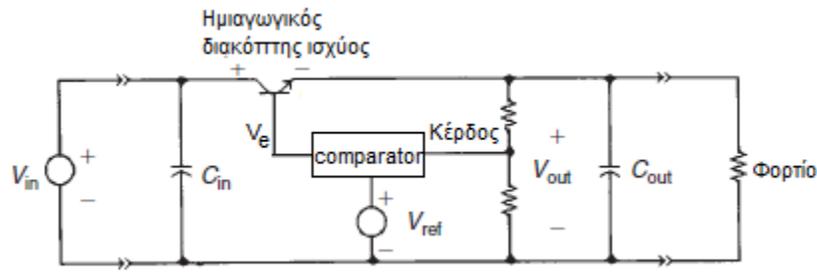
Όταν η τάση εισόδου είναι στη θετική ημιπερίοδο, οι διόδοι D_1 και D_2 άγουν, ενώ αντίστοιχα όταν η τάση είναι στην αρνητική ημιπερίοδο άγουν οι διόδοι D_2 και D_4 . Αμέσως μετά την ανορθωτική διάταξη ακολουθεί το φίλτρο εξομάλυνσης. Ένα φίλτρο LC το οποίο εξομαλύνει τη τάση σε μια επιτρεπτή από το κατασκευαστεί κυμάτωση όπως παρατηρείται από το σχήμα 1.1.4.



Σχήμα 1.1.4: Κυματομορφή ανορθωμένης τάσης έναντι με φίλτρο εξομάλυνσης

Το επόμενο βήμα πριν τη τελική σύνδεση με το φορτίο είναι να γίνει η ρύθμιση της τάσης στο επιθυμητό επίπεδο από τη βαθμίδα του ρυθμιστή με αναφορά (voltage regulator). Η συγκεκριμένη βαθμίδα (σχήμα 1.1.5) ισορροπεί τη τάση εξόδου εξαλείφοντας τη κυμάτωση από τη βαθμίδα εξομάλυνσης ανεξάρτητα της τάσης εισόδου για ένα μεγάλο εύρος τιμών ρεύματος εξόδου [1].

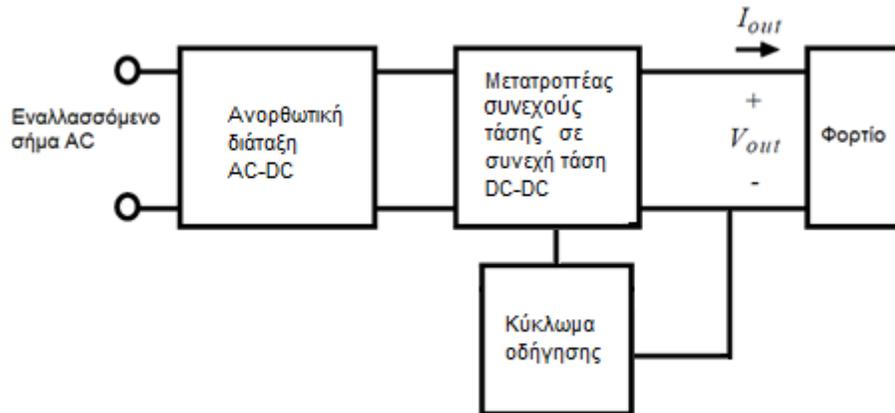
Αυτό επιτυγχάνεται με τη σύγκριση της επιθυμητής τιμής της τάσης εξόδου και της πραγματικής τιμής της, δημιουργώντας έτσι ένα σφάλμα το οποίο ενισχύεται και βαθμονομείται σε ένα σήμα εισόδου για έναν ημιαγωγικό διακόπτη ισχύος. Με το τρόπο αυτό η τάση εξόδου δεν εμφανίζει εξάρτηση από τις μεταβολές του φορτίου και άρα εξαλείφεται η διακύμανση της τάσης εξόδου εξαιτίας του.



Σχήμα 1.1.5: Διάταξη ρύθμισης τάσης με αναφορά

1.2 Διακοπτικά τροφοδοτικά

Δεδομένου των υψηλών απαιτήσεων των ηλεκτρονικών διατάξεων κατέστη άμεση η ανάγκη τα τροφοδοτικά να γίνουν πιο αποδοτικά και με μεγαλύτερη αξιοπιστία, για τον λόγο αυτό τα διακοπτικά τροφοδοτικά (ή αλλιώς παλμοτροφοδοτικά) είναι η συνέχεια των τροφοδοτικών διατάξεων. Αποτελούνται από τρεις κύριες βαθμίδες όπως παρατηρείται από το σχήμα 1.2.1 οι οποίες είναι η ανορθωτική διάταξη, ο μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση και το κύκλωμα οδήγησης (ελέγχου) που προσαρμόζει τη τάση εξόδου με τη τεχνική του εύρους παλμών (PWM) που θα αναφερθεί σε επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 1.2.1: Δομικό διάγραμμα παλμοτροφοδοτικών

Η αρχή λειτουργίας του είναι η μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου σε συνεχή μέσω της ανορθωτικής διάταξης όπως παρουσιάστηκε στη προηγούμενη ενότητα. Στη συνέχεια ο μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση προσαρμόζει την τάση εισόδου στην επιθυμητή τάση εξόδου για το φορτίο με τη χρήση του κυκλώματος ελέγχου [2]. Η ανάλυση των βαθμίδων ελέγχου και του μετατροπέα DC–DC θα γίνει σε επόμενα κεφάλαια.

1.2.1 Ομαδοποίηση μετατροπέων ισχύος

Τα βασικά είδη των μετατροπέων ισχύος είναι:

- 1) Αντιστροφέας ή Συνεχούς ρεύματος (Σ.Ρ.) σε Εναλλασσόμενου ρεύματος (Ε.Ρ.)
- 2) Ανορθωτής ή Ε.Ρ. – Σ.Ρ.
- 3) Ρυθμιστής τάσης Ε.Ρ. ή Ε.Ρ. – Ε.Ρ.
- 4) Καταμητής ή Σ.Ρ. – Σ.Ρ.

Ο αντιστροφέας μετατρέπει την συνεχή τάση εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση εξόδου με συγκεκριμένη τιμή και συχνότητα. Βρίσκει κυρίως εφαρμογές όπου η συγκομιδή ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (συνεχές ρεύμα) και αυτή ζητείται να μεταφερθεί στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας (εναλλασσόμενο ρεύμα).

Ο ανορθωτής μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση εισόδου σε συνεχή τάση εξόδου. Χρησιμοποιείται σε ένα μεγάλο μέρος των εφαρμογών των ηλεκτρονικών συστημάτων ως βαθμίδα των τροφοδοτικών δεδομένου του ότι λειτουργούν με συνεχή τάση ενώ αντίθετα η τάση του δικτύου είναι εναλλασσόμενης τάσης.

Ο ρυθμιστής τάσης E.P. δέχεται για είσοδο εναλλασσόμενη τάση και τη μετατρέπει σε εναλλασσόμενη τάση άλλης συχνότητας με μέγιστη συχνότητα εξόδου το μισό της συχνότητας του σήματος εισόδου [2].

Τέλος, ο μετατροπέας Σ.Ρ. σε Σ.Ρ. δέχεται μια τάση εισόδου και ανάλογα του αν θα την ανυψώσει ή θα την υποβιβάσει χαρακτηρίζεται ως μετατροπέας υποβιβασμού ή ανύψωσης. Χρησιμοποιείται συνήθως σε συστήματα τροφοδοσίας ηλεκτρονικών κυκλωμάτων όπως είναι τα UPS, οι ηλεκτρονικοί υπολογιστές και τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

1.2.2 Σύγκριση γραμμικών και διακοπτικών τροφοδοτικών

Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που εμφανίζουν τα παλμοτροφοδοτικά έναντι των γραμμικών τροφοδοτικών είναι τα ακόλουθα.

Πλεονεκτήματα :

- 1) Τα διακοπτικά τροφοδοτικά είναι συσκευές χαμηλών απωλειών λόγω της διακοπτικής τους λειτουργίας. Αυτό της καθιστά ενεργειακά αποδοτικότερες διατάξεις από εκείνες των γραμμικών τροφοδοτικών. Ενδεικτικά ένα παλμοτροφοδοτικό έχει απόδοση μεταξύ 75% - 95% ενώ τα γραμμικά έχουν μια ενδεικτική περιοχή απόδοσης μεταξύ 30% - 60% [1] .

- 2) Τα διακοπτικά τροφοδοτικά λειτουργούν σε υψηλότερες διακοπτικές συχνότητες της τάξης από 20 kHz έως 1 MHz. Επομένως τα μαγνητικά κυκλώματα όπως ο μετασχηματιστής και το πηνίο και τα παθητικά στοιχεία όπως ο πυκνωτής είναι μικρότερα, ζυγίζουν λιγότερο και κοστίζουν λιγότερο από τα γραμμικά τροφοδοτικά που λειτουργούν στη συχνότητα των 50 Hz. [2][4] .
- 3) Λόγω του ελέγχου από διατάξεις ανατροφοδότησης τα διακοπτικά τροφοδοτικά προσφέρουν μεγαλύτερη ακρίβεια στη ρύθμιση των μεγεθών εξόδου (πχ. τάση, ρεύμα) [6].

Μειονεκτήματα:

- 1) Το κύκλωμα ελέγχου είναι πολυπλοκότερο σε σχέση με τα γραμμικά τροφοδοτικά.
- 2) Τα διακοπτικά τροφοδοτικά παράγουν αρμονικές συνιστώσες λόγω της υψηλής διακοπτικής συχνότητας λειτουργίας, προκαλώντας ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI) σε γειτονικές διατάξεις [5] . Επιπλέον, προκαλούν την αύξηση της άεργου ισχύος και την αύξηση των απωλειών [2] .

Τα μειονεκτήματα που έχουν τα διακοπτικά τροφοδοτικά είναι σημαντικά αλλά η υψηλή τους απόδοση σε συνδυασμό με το κόστος και το μικρότερο μέγεθος τα κάνει ασυναγώνιστα έναντι των γραμμικών τροφοδοτικών. Αρκεί να σκεφτεί κανείς πως όσο αναπτύσσεται το πεδίο των ημιαγωγών όλο και θα βελτιώνεται ο όγκος και το κόστος γεγονός που θα τα κάνει μοναδική επιλογή σε εφαρμογές τροφοδοτικών διατάξεων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση (DC – DC)

Οι μετατροπείς DC–DC σαν βασικά στοιχεία κυκλώματος αποτελούνται από ημιαγωγούς όπως είναι τα MOSFET, οι δίοδοι τύπου schottky και το κύκλωμα LC. Χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, στους μετατροπείς με μετασχηματιστή απομόνωσης και σε αυτούς χωρίς. Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει μια εισαγωγή στις βασικές τοπολογίες χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης (γαλβανική απομόνωση) και θα αναλυθεί η λειτουργία του μετατροπέα με γαλβανική απομόνωση τύπου Forward με 2 διακόπτες (Double ended Forward) σε σταθερή κατάσταση (steady state) για λειτουργία συνεχούς αγωγής (continuous conduction mode). Επιπλέον θα παρουσιαστεί η λειτουργία του μετασχηματιστή καθώς και η τεχνική σχεδίασης του, με τη μέθοδο της γεωμετρίας πυρήνα (Core geometry).

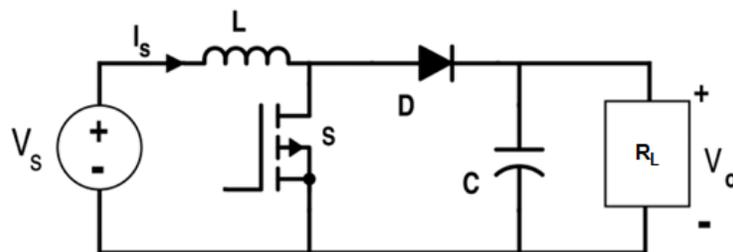
2.1 Μετατροπείς χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης

Η απλούστερη εκδοχή των DC–DC μετατροπέων είναι εκείνη χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης. Χρησιμοποιούνται σε συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, συστήματα ελέγχου ταχύτητας ηλεκτρικών κινητήρων συνεχούς ρεύματος που εφαρμόζονται σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα για την αναγεννητική πέδηση και σε άλλα διάφορα συστήματα στο τομέα της ναυτιλίας [2]. Απαρτίζονται από δύο βασικές τοπολογίες. Τον μετατροπέα υποβιβασμού και τον ανύψωσης. Η βασική τους τοπολογία αποτελείται από το πηνίο L, έναν διακόπτη ισχύος S τύπου MOSFET, μια δίοδος D, έναν πυκνωτή C και το ωμικό φορτίο R_L . Ο διακόπτης S ανοίγει και κλείνει σε μια διακοπτική συχνότητα $f_s = \frac{1}{T_s}$ η οποία καθορίζει τον βαθμό χρησιμοποίησης $d = \frac{t_{on}}{T_s}$, όπου το t_{on} είναι ο χρόνος που ο διακόπτης μένει ανοιχτός και διαρρέεται από ρεύμα, ενώ t_{off} είναι ο χρόνος που είναι κλειστός ο διακόπτης. Από το άθροισμα του χρόνου που παραμένει ανοιχτός και κλειστός ο διακόπτης προκύπτει η διακοπτική περίοδος T_s . Δηλαδή, σε μια διακοπτική περίοδο έχει ανοιγοκλείσει μια φορά ο διακόπτης.

Επίσης, σημαντικό χαρακτηριστικό των μετατροπών αυτών είναι ότι μπορούν να λειτουργούν είτε με συνεχή τρόπο (μη μηδενισμό του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο σε μια διακοπτική περίοδο) είτε με ασυνεχή τρόπο (μηδενισμό του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο σε μια διακοπτική περίοδο).

2.1.1 Μετατροπέας ανύψωσης (Boost)

Ο μετατροπέας ανύψωσης (boost) όπως παρουσιάζεται από το σχήμα 2.1.1 έχει πάρει την ονομασία του από το γεγονός ότι μπορεί να ανυψώσει τη τάση εξόδου σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας. Η ανύψωση που πραγματοποιεί αφορά τη τιμή του πηνίου L στην είσοδο και του βαθμού χρησιμοποίησης d . Η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου είναι περίπου τέσσερις φορές τη τιμή της τάσης εισόδου ενώ η ελάχιστη τιμή είναι ίση με τη τιμή της τάσης εισόδου [2] [10].

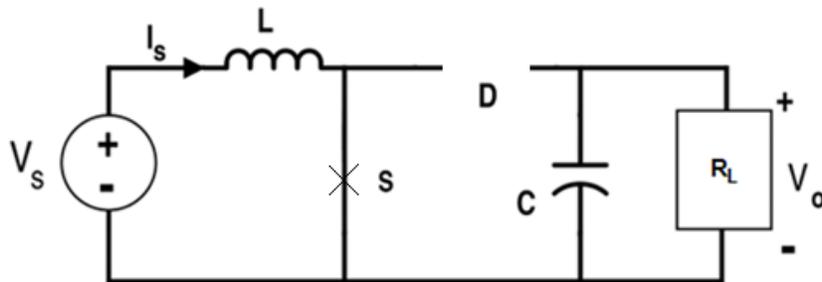


Σχήμα 2.1.1: Κύκλωμα ισχύος μετατροπέα ανύψωσης (Boost)

Η λειτουργία του μετατροπέα αυτού, περιγράφεται από τρεις φάσεις λειτουργίας α) την φόρτιση του πηνίου, β) την εκφόρτιση του πηνίου και γ) την ασυνεχή λειτουργία. Όπως αναλύονται κάτωθι.

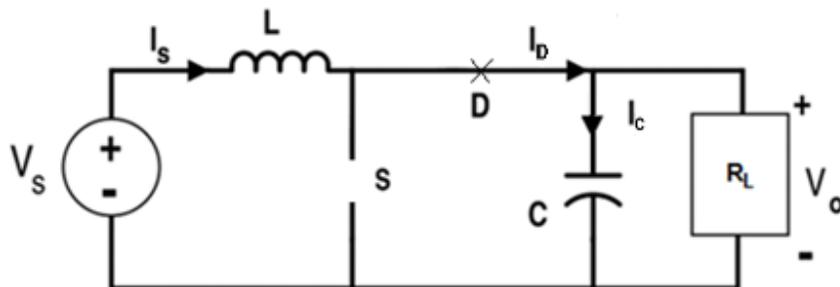
Φάση I (Φόρτιση πηνίου): Θεωρώντας πως έχει τελειώσει η φάση της εκφόρτισης του πηνίου και ο πυκνωτής εξόδου έχει φορτιστεί, ο διακόπτης S περνάει σε κατάσταση αγωγής και η πηγή φορτίζει το πηνίο εισόδου L με τάση τόση όση αυτή της πηγής σαν αποτέλεσμα να αυξάνεται το ρεύμα του πηνίου. Καθώς φορτίζεται το πηνίο L εφαρμόζεται στη δίοδο D δυναμικό τέτοιο ώστε να είναι ανάστροφα πολωμένη και να μην άγει.

Έτσι το φορτίο R_L τροφοδοτείται από τον πυκνωτή εξόδου C . Η φάση αυτή τελειώνει όταν σταματήσει να είναι ανοιχτός ο διακόπτης S και το ισοδύναμο κύκλωμα παρουσιάζεται στο σχήμα 2.1.2.



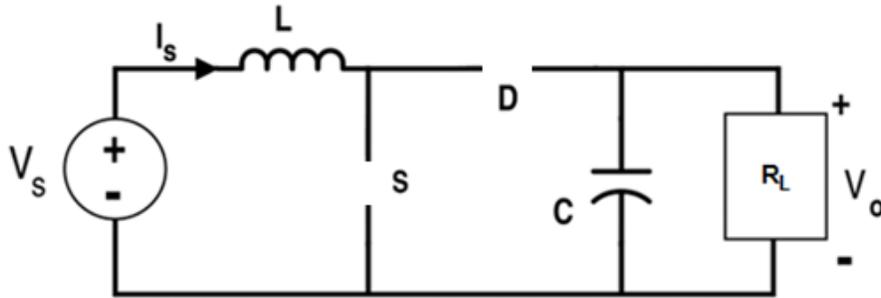
Σχήμα 2.1.2: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης για αγωγή του διακόπτη S

Φάση II (Εκφόρτιση πηνίου): Έχοντας γίνει η φάση της φόρτισης του πηνίου και ο διακόπτης S πάψει να άγει πλέον η διόδος D πολώνεται ορθά σαν αποτέλεσμα στο φορτίο R_L να εμφανίζεται τάση ίση με το άθροισμα της τάσης της πηγής και της τάσης του πηνίου. Όπως παρατηρείται από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.1.3 ο πυκνωτής C φορτίζεται με ρεύμα I_c εξαιτίας της τάσης που τροφοδοτεί το φορτίο. Η φάση αυτή τελειώνει όταν το ρεύμα του πηνίου μηδενιστεί, σα συνέπεια το πηνίο να αποφορτιστεί και η διόδος D να πάψει να πολώνεται ορθά.



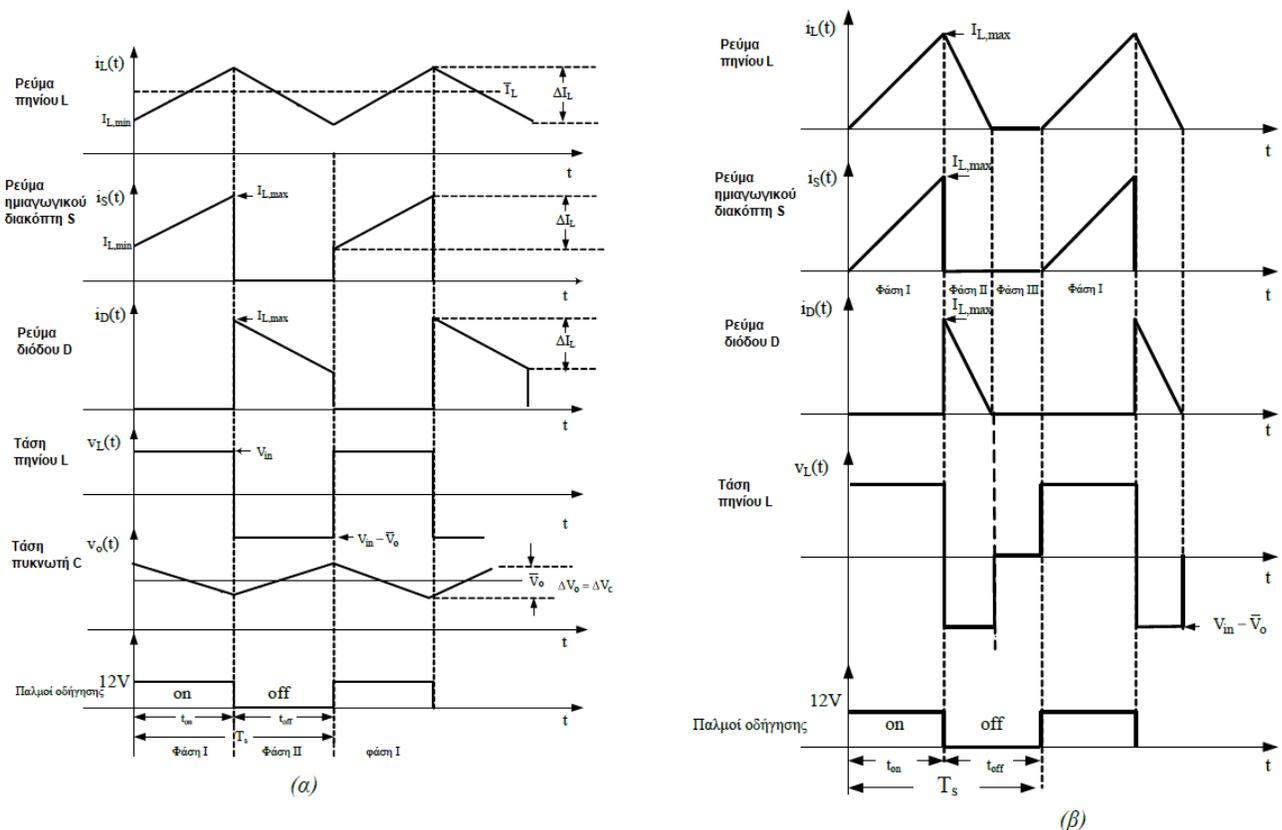
Σχήμα 2.1.3: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης όταν ο διακόπτης S δεν άγει

Φάση III (Ασυνεχή λειτουργία): Η φάση αυτή είναι αποτέλεσμα του ρεύματος του πηνίου L όταν μηδενίζεται. Σε αυτή τη περίπτωση όπως παρατηρείται και από το σχήμα 2.1.4 δεν άγει κανένα ημιαγωγικό στοιχείο (διακόπτης S , διόδος D). Το φορτίο R_L τροφοδοτείται από τον πυκνωτή C που είναι φορτισμένος από τη φάση της εκφόρτισης του πηνίου.



Σχήμα 2.1.4: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης όταν δεν άγει κανένας ημιαγωγός (δίοδος D, διακόπτης S)

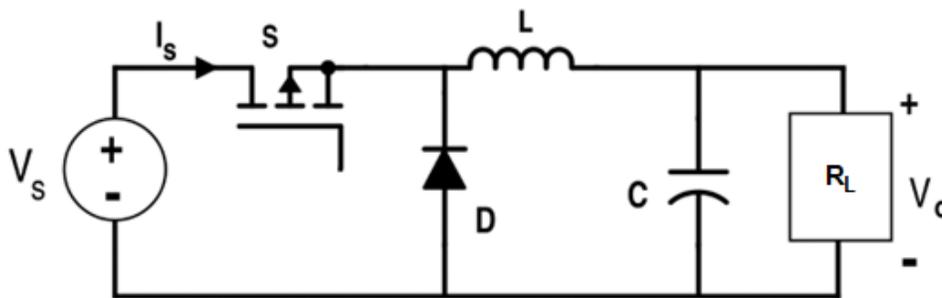
Οι κυματομορφές που περιγράφουν τη συνεχή και την ασυνεχή λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης παρατηρούνται στο σχήμα 2.1.5.



Σχήμα 2.1.5: (α) Κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης για ρεύμα πηνίου συνεχούς αγωγής και (β) κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης για ρεύμα πηνίου ασυνεχούς αγωγής [2].

2.1.2 Μετατροπέας υποβιβασμού (Buck)

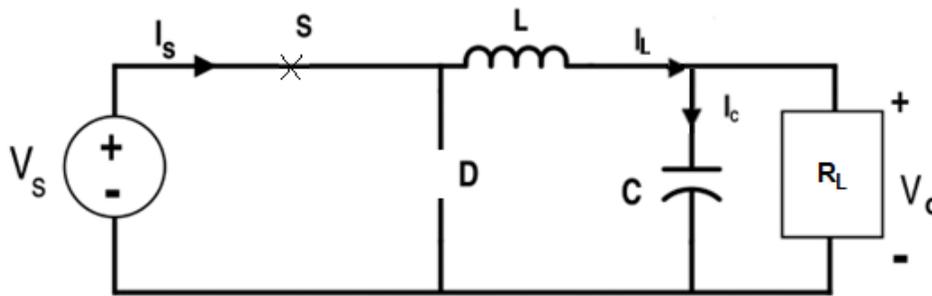
Ο μετατροπέας υποβιβασμού (buck) του σχήματος 2.1.6. έχει πάρει την ονομασία από τη λειτουργία του. Δηλαδή, τον υποβιβασμό της τάσης εξόδου του μετατροπέα σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας. Το εύρος που μπορεί να γίνει υποβιβασμός της τάσης εξόδου του κυμαίνεται μεταξύ των τιμών μηδέν έως τη τιμή της τάσης εισόδου και όπως και στο μετατροπέα ανύψωσης το πόσο υποβιβασμός θα γίνει στην τάση εξόδου εξαρτάται από τον βαθμό χρησιμοποίησης d και τη τιμή του πηνίου L [2] [10].



Σχήμα 2.1.6: Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού (Buck)

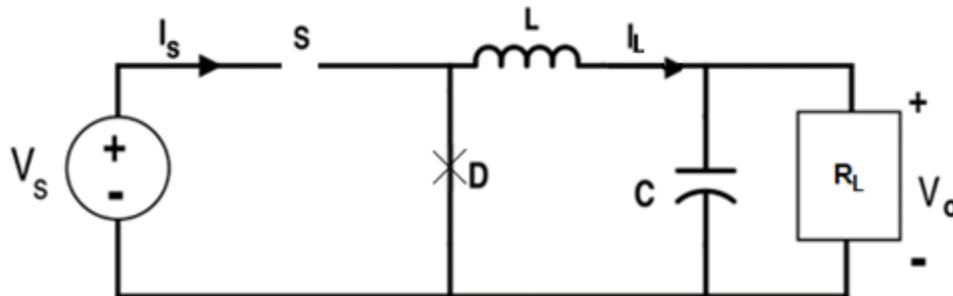
Η λειτουργία του μετατροπέα buck περιγράφεται από τρεις φάσεις λειτουργίας την φόρτιση του πηνίου και πυκνωτή, την εκφόρτιση του πηνίου και την ασυνεχή λειτουργία οι οποίες αναλύονται κάτωθι.

Φάση I (Φόρτιση πηνίου και πυκνωτή): Ο διακόπτης S περνάει σε κατάσταση αγωγής πολώνοντας ανάστροφα την δίοδο D διότι εφαρμόζεται το δυναμικό της τάσης εισόδου με αποτέλεσμα να μην άγει. Το πηνίο L και ο πυκνωτής C φορτίζονται ταυτόχρονα ενώ το φορτίο R_L τροφοδοτείται από τον πυκνωτή C . Η φάση αυτή τερματίζει όταν πάψει να άγει ο διακόπτης S όπως παρατηρείται από το σχήμα 2.1.7.



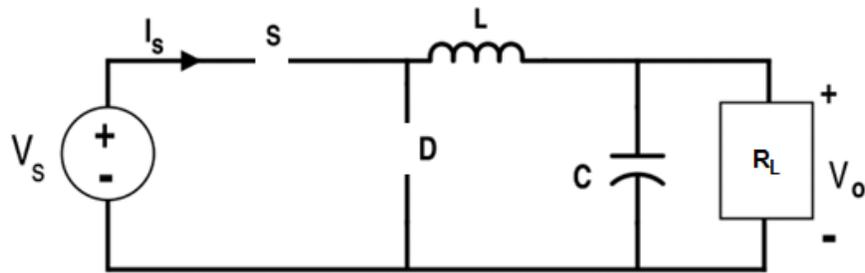
Σχήμα 2.1.7: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού για αγωγή του διακόπτη S

Φάση II (Εκφόρτιση πηνίου): Έχοντας πάψει να άγει ο διακόπτης S η πηγή σταματάει να τροφοδοτεί το πηνίο L υποχρεώνοντας το να εκφορτιστεί μέσω της διόδου D διότι πολώνεται ορθά. Ο πυκνωτής C παρέχει στο φορτίο R_L την απαιτούμενη ηλεκτρική ενέργεια. Η φάση αυτή τερματίζει όταν το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται και ο διακόπτης S αρχίσει να άγει. Ακολουθεί το ισοδύναμο κύκλωμα.



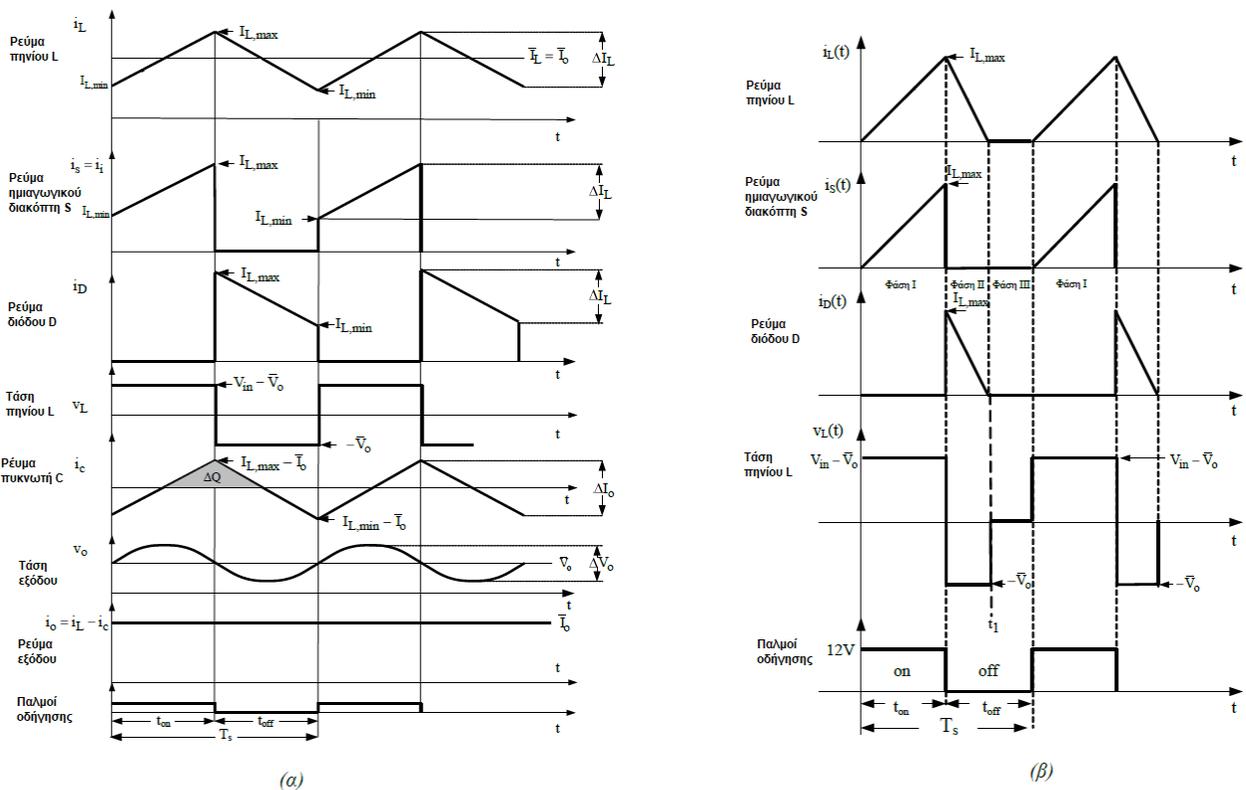
Σχήμα 2.1.8: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού όταν ο διακόπτης S δεν άγει

Φάση III (Ασυνεχή λειτουργία): Σε αυτή τη συνθήκη κανένας διακόπτης δεν άγει όπως παρατηρείται από το ισοδύναμο κύκλωμα που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.1.9 καθώς το ρεύμα του πηνίου έχει μηδενιστεί. Ομοίως σε αυτή τη φάση ο πυκνωτής τροφοδοτεί το φορτίο R_L δεδομένου του ότι είναι φορτισμένος από τις δύο προηγούμενες φάσεις.



Σχήμα 2.1.9: Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού όταν δεν άγει κανένας ημιαγωγός (δίοδος D, διακόπτης S)

Οι κυματομορφές που περιγράφουν τη συνεχή και την ασυνεχή λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης παρατηρούνται στο σχήμα 2.1.10.



Σχήμα 2.1.10: (α) Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού για ρεύμα πηνίου συνεχούς αγωγής και (β) κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού για ρεύμα πηνίου ασυνεχούς αγωγής [2].

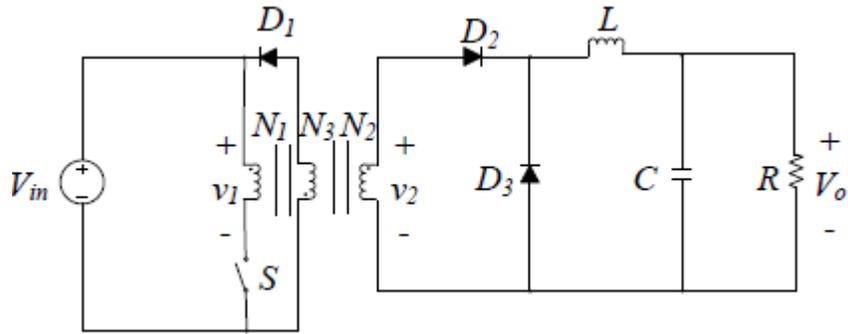
2.2 Μετατροπείς με μετασχηματιστή απομόνωσης

Κατά τα διεθνή πρότυπα κάθε παλμοτροφοδοτικό πρέπει υποχρεωτικά να έχει έναν μετασχηματιστή απομόνωσης που θα αποτρέπει το φορτίο και το δίκτυο τροφοδοσίας να έχουν άμεση επαφή. Αυτή η διάταξη υπάρχει κυρίως για τη προστασία του χρήστη από υψηλές τάσεις. Σύμφωνα λοιπόν με αυτή την αρχή οι μετατροπείς με μετασχηματιστή απομόνωσης χρησιμοποιούνται εξ' ολοκλήρου για τη κατασκευή των παλμοτροφοδοτικών [14]. Επιπλέον πλεονεκτήματα που παρουσιάζει το συγκεκριμένο εξάρτημα είναι η δυνατότητα πολλαπλών εξόδων χωρίς επιπλέον ρυθμιστή για κάθε μια από αυτές, η προστασία από πολύ υψηλές τάσεις που εφαρμόζονται στην είσοδο του μετασχηματιστή με συνέπεια αυτές να μην επηρεάζουν το φορτίο και η μείωση του θορύβου από την είσοδο προς το φορτίο.

2.2.1 Μετατροπέας forward και βασικές τοπολογίες του

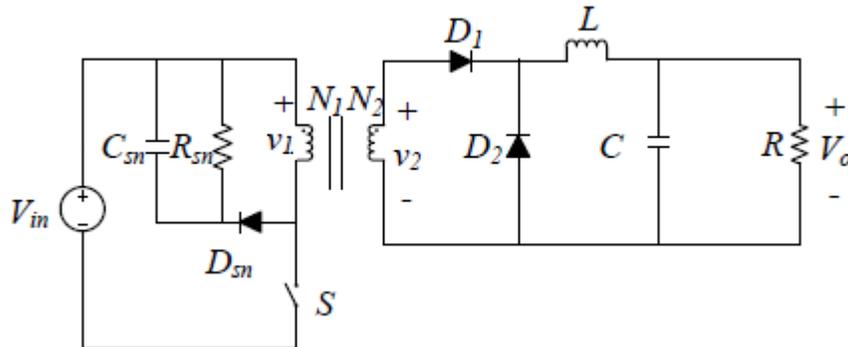
Ο μετατροπέας forward (ορθής φοράς) είναι ένας μετατροπέας υποβιβασμού με γαλβανική απομόνωση. Η βασική του λειτουργία είναι να υποβιβάζει τη τάση εισόδου σε μια επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου του κυκλώματος. Η αναλυτική του λειτουργία θα αναπτυχθεί παρακάτω. Ένας από τους βασικούς του περιορισμούς είναι η επαναφορά του πυρήνα του, για να αποφεύγεται ο κορεσμός του μετασχηματιστή δεδομένου του ότι εκείνος λειτουργεί στο πρώτο τεταρτημόριο του βρόγχου μαγνητικής υστέρησης. Για τον λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί διάφορες τοπολογίες που κάνουν αυτή τη διαδικασία [10][15].

Στο σχήμα 2.2.1 παρατηρείται τη πρώτη τοπολογία του μετατροπέα forward με τη διάταξη απομαγνήτισης με το τριτεύον τύλιγμα. Όταν κλείνει ο διακόπτης S το βοηθητικό τύλιγμα που καλείται τριτεύον με πλήθος σπειρών N_3 φορτίζεται με τάση όση εκείνη της εισόδου V_{in} αναγκάζοντας τη δίοδο D_1 να άγει έτσι ώστε το ρεύμα μαγνήτισης του πυρήνα να επιστρέψει στην είσοδο κάνοντας επαναφορά τον πυρήνα του μετασχηματιστή.



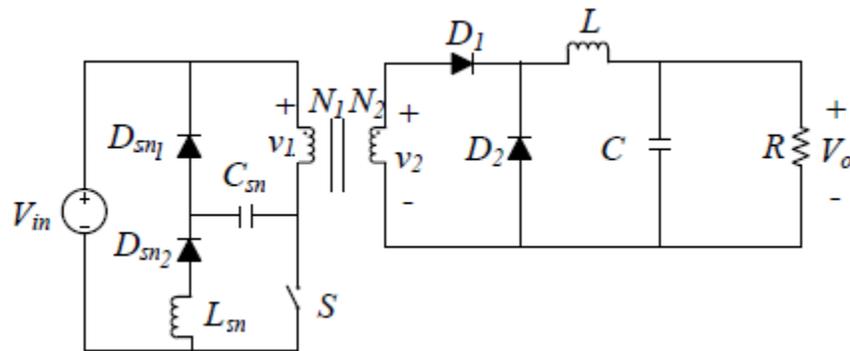
Σχήμα 2.2.1: Μετατροπέας forward με τριτεύον τύλιγμα επαναφοράς

Μια ακόμα συνήθης τοπολογία για την απομαγνήτιση του πυρήνα του μετατροπέα forward είναι και το κύκλωμα RCD όπως παρατηρείται από το σχήμα 2.2.2. Όταν ο διακόπτης S παύει να άγει, η διάοδος απόσβεσης (snubber) D_{sn} πολώνεται ορθά σαν αποτέλεσμα να φορτίζεται ο πυκνωτής C_{sn} και η ενέργεια που αποθηκεύει να καταναλώνεται στην αντίσταση R_{sn} απομαγνητίζοντας τον πυρήνα προστατεύοντας έτσι και τον διακόπτη από υπερτάσεις.



Σχήμα 2.2.2: Μετατροπέας forward με κύκλωμα RCD

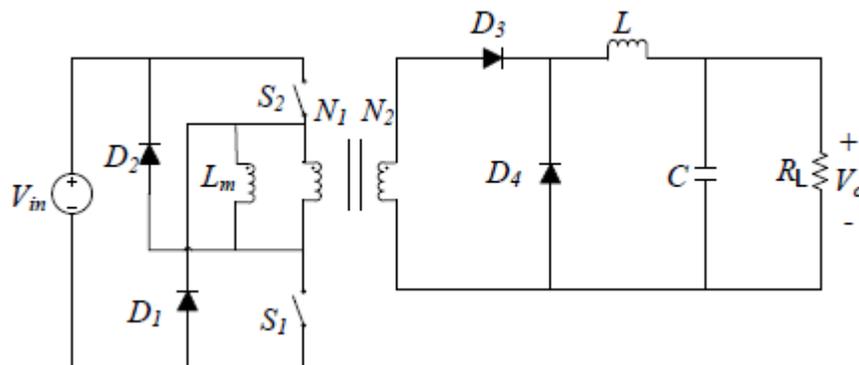
Ωστόσο η τοπολογία LCDD προτιμάτε έναντι των προηγούμενων δύο γιατί έχει λιγότερες απώλειες σε μεταξύ τους σύγκριση [15]. Η τοπολογία ακολουθεί στο σχήμα 2.2.3 και η αρχή λειτουργίας ξεκινάει όταν ο διακόπτης S πάψει να άγει. Τότε, η διάοδος D_{sn1} πολώνεται ορθά και ο πυκνωτής C_{sn} φορτίζεται αποτρέποντας τον κορεσμό του πυρήνα. Όταν φορτιστεί πλήρως ο πυκνωτής η αποθηκευμένη ενέργεια καταναλώνεται στο πηνίο L_{sn} .



Σχήμα 2.2.3: Μετατροπέας forward με κύκλωμα LCDD

2.2.2 Μετατροπέας forward με δύο διακόπτες

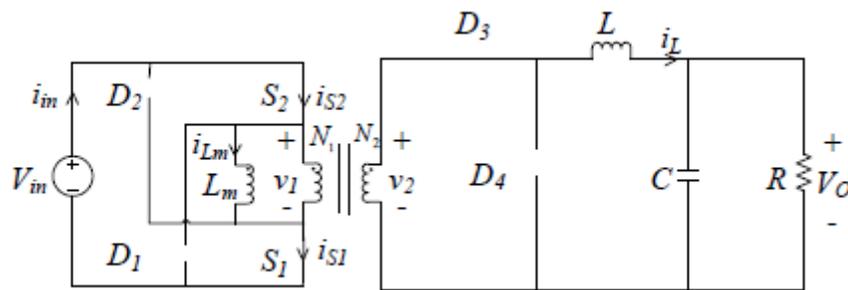
Στο σχήμα 2.2.4 παρατηρείται η τοπολογία του μετατροπέα forward με δύο διακόπτες. Το κύκλωμα αυτό αποτελείται από το ωμικό φορτίο R_L , τον πυκνωτή εξόδου C , το πηνίο L , τέσσερις διόδους D , δύο ημιαγωγικούς διακόπτες S τύπου MOSFET και τον μετασχηματιστή με πλήθος σπειρών πρωτεύοντος N_1 και πλήθος σπειρών δευτερεύοντος N_2 . Στη τοπολογία ωστόσο παρατηρείται και η ισοδύναμη μαγνητική επαγωγή του πυρήνα του μετασχηματιστή L_m η οποία προσομοιάζει το πυρήνα του μετασχηματιστή (M/Σ) και είναι σημαντική για την ορθή του λειτουργία [9]. Στο συγκεκριμένο μετατροπέα, ο λόγος χρησιμοποίησης d είναι μικρότερος του 0.5 για να γίνεται επαναφορά του πυρήνα του μετασχηματιστή [16].



Σχήμα 2.2.4: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες

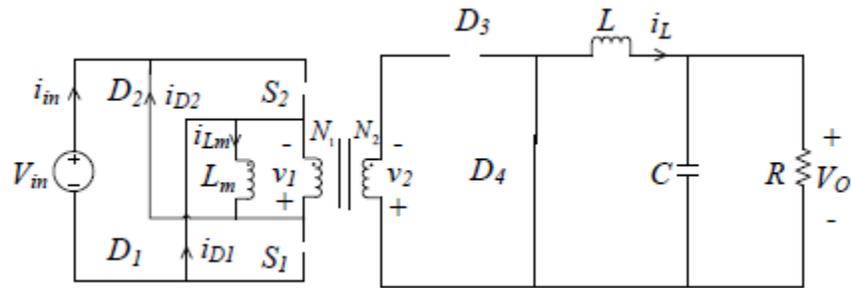
Οργώνοντας τη λειτουργία του μετατροπέα σε τρεις φάσεις λειτουργίας όπως αναλύονται κάτωθι.

Φάση I (Φόρτιση πηνίου και πυκνωτή): Θεωρώντας πως μόλις έχει τελειώσει η φάση της εκφόρτισης του πηνίου και της επαναφοράς του πυρήνα του Μ/Σ, στους διακόπτες S_1 και S_2 περνάει παλμός που τους υποχρεώνει σε κατάσταση αγωγής σαν αποτέλεσμα αυτού, οι δίοδοι D_1 και D_2 να πολώνονται ανάστροφα. Το πρωτεύον τύλιγμα του Μ/Σ διαρρέεται από ρεύμα και ο πυρήνας αρχίζει να φορτίζεται γραμμικά μεταφέροντας ενέργεια στο δευτερεύον τύλιγμα. Καθώς πολώνεται ορθά η δίοδος D_3 έχει ίδιο δυναμικό με τη τάση στα άκρα της αυτεπαγωγής του πρωτεύοντος, έτσι η ενέργεια δεν αποθηκεύεται στο πρωτεύον τύλιγμα και η δίοδος D_4 πολώνεται ανάστροφα [16]. Η ενέργεια που υπάρχει στο δευτερεύον αναγκάζει στην αύξηση του ρεύματος του πηνίου L σα συνέπεια τη φόρτιση αυτού ενώ ταυτόχρονα φορτίζεται και ο πυκνωτής C . Το φορτίο R_L τροφοδοτείται κατά τον ίδιο τρόπο από την ενέργεια που έχει το δευτερεύον τύλιγμα. Το ισοδύναμο της φάσης αυτής παρατηρείται στο σχήμα 2.2.5.



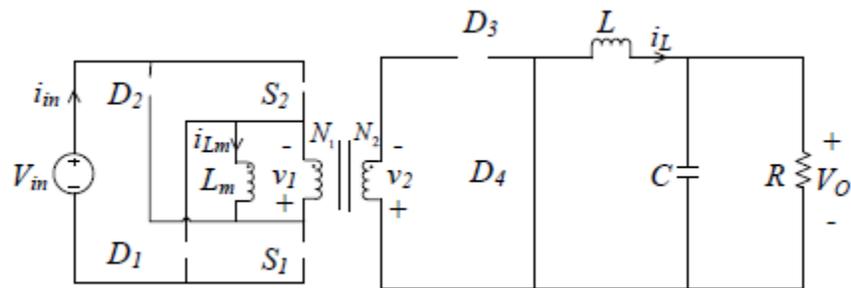
Σχήμα 2.2.5: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες για αγωγή των διακοπών S_1 και S_2

Φάση II (Εκφόρτιση πηνίου και επαναφορά πυρήνα Μ/Σ): Έχοντας σταματήσει να άγουν οι διακόπτες S_1 και S_2 όπως παρατηρείται από το σχήμα 2.2.6, η πολικότητα του μετασχηματιστή αντιστρέφεται και τότε η δίοδος D_3 πολώνεται ανάστροφα με αποτέλεσμα να μην άγει. Η δίοδος D_4 πολώνεται ορθά εκφορτίζοντας το πηνίο L , ενώ το φορτίο R_L τροφοδοτείται από ηλεκτρική ενέργεια μέσω του πυκνωτή C . Η δίοδος D_4 για τον λόγο του ότι οδηγεί το ρεύμα του πηνίου ονομάζεται δίοδος ελεύθερης διέλευσης. Οι δίοδοι D_1 και D_2 πολώνονται ορθά προσφέροντας στο ρεύμα μαγνήτισης του πυρήνα (αυτεπαγωγή μαγνήτισης L_m) μια διαδρομή η οποία τελικά το μειώνει γραμμικά έως ότου μηδενιστεί. Κατά αυτό το τρόπο επαναφέρεται ο πυρήνα του Μ/Σ αποφεύγοντας τον κορεσμό του. Για τον λόγο αυτό οι συγκεκριμένες δίοδοι ονομάζονται και δίοδοι απομαγνήτισης.



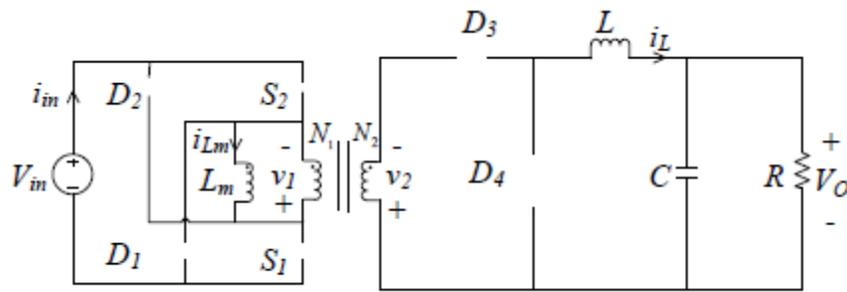
Σχήμα 2.2.6: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες όταν οι διακόπτες S1 και S2 δεν άγουν

Όταν έχει αποφορτιστεί πλήρως ο πυρήνας του Μ/Σ ακολουθεί το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.2.7. το οποίο παρουσιάζει τις διόδους D_1 και D_2 να πολώνονται ανάστροφα σαν αποτέλεσμα να έχει γίνει επαναφορά του πυρήνα. Η φάση αυτή τερματίζει όταν ο ρεύμα του πηνίου L μηδενιστεί.



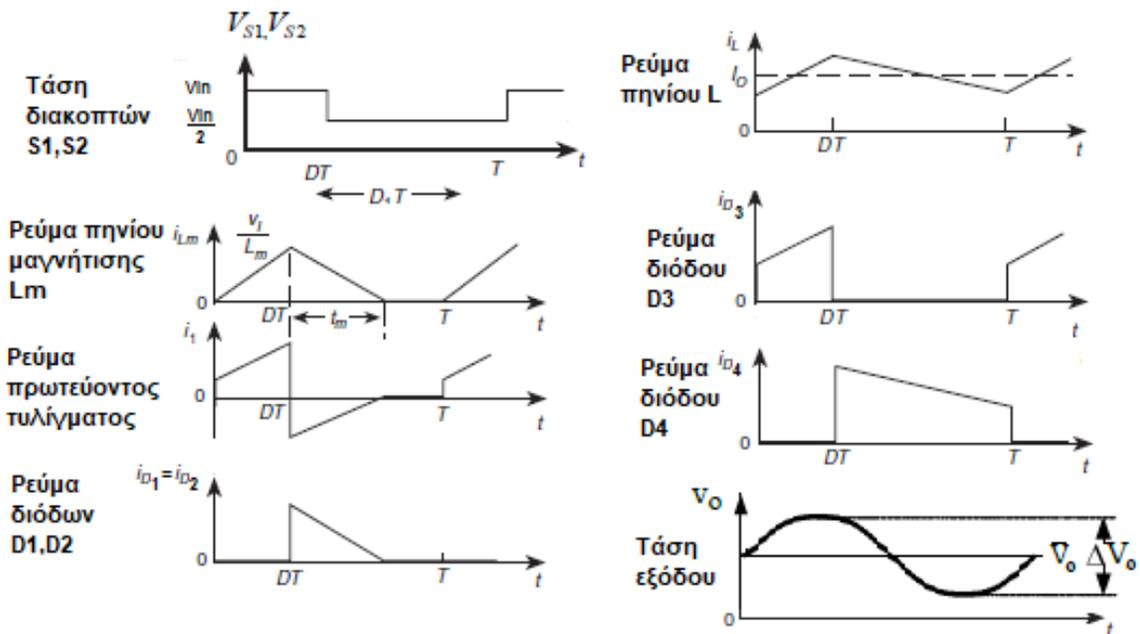
Σχήμα 2.2.7: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες όταν οι διακόπτες S1 και S2 δεν άγουν και έχει γίνει επαναφορά του Μ/Σ

Φάση III (Ασυνεχή λειτουργία): Στη φάση αυτή κανένας ημιαγωγός δεν άγει καθώς το ρεύμα του πηνίου L έχει μηδενιστεί και το φορτίο R_L τροφοδοτείται εξ'ολοκλήρου από την αποθηκευμένη ενέργεια που έχει ο πυκνωτής C από τις προηγούμενες δύο φάσεις λειτουργίας. Το ισοδύναμο κύκλωμα της φάσης αυτής παρατηρείται στο σχήμα 2.2.8.



Σχήμα 2.2.8: Τοπολογία μετατροπέα forward με δύο διακόπτες όταν δεν άγει κανένα ημιαγωγικό στοιχείο

Οι κυματομορφές που περιγράφουν τη συνεχή λειτουργία του μετατροπέα forward με δύο διακόπτες παρατηρούνται στο σχήμα 2.2.9.



Σχήμα 2.2.9: Ενδεικτικές κυματομορφές μετατροπέα forward δύο διακοπών για συνεχή λειτουργία αγωγή

2.3 Ανάλυση μετατροπέα forward δύο διακοπών σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας για συνεχή αγωγή

Δεδομένου του γεγονότος ότι η σχεδίαση του μετατροπέα θα γίνει σε σταθερή κατάσταση λειτουργίας για συνεχή αγωγή, η ανάλυση που θα παρουσιαστεί θα αφορά μόνο τις πρώτες δύο φάσεις λειτουργίας που αναφέρθηκαν στην ενότητα 2.2.2 [16].

Φάση I (Φόρτιση πηνίου L και πυκνωτή C) για τη χρονική στιγμή $0 < t \leq t_{on}$

Τη χρονική στιγμή για $t = 0$, ξεκινάνε και οι δύο διακόπτες να άγουν. Η τάση μεταξύ επαγωγής μαγνήτισης L_{mag} και πρωτεύοντος τυλίγματος V_p ισούται με:

$$V_{Lmag} = V_p = V_{in} \quad (2.1)$$

Η σχέση που περιγράφει τη τάση μεταξύ δευτερεύοντος τυλίγματος και πρωτεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή είναι:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (2.2)$$

Όπου N_p και N_s είναι το πλήθος σπειρών του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος αντίστοιχα, ενώ n ο λόγος μετασχηματισμού.

Το ρεύμα μαγνήτισης του μετασχηματιστή περιγράφεται από τη σχέση:

$$i_{Lmag}(t) = \frac{1}{L_{mag}} \int_0^t V_{Lmag} dt \stackrel{(2.1)}{=} \frac{1}{L_{mag}} \int_0^t V_s dt = \frac{V_{in}}{L_{mag}} t \quad (2.3)$$

Και έχει μέγιστη τιμή το $i_{L(mag)}$ για $t_{on} = dT_s$ όπου η (2.3) γίνεται :

$$i_{Lmag(max)peak}(t_{on}) = \frac{V_{inmax}d_{min}}{f_s L_{mag}} \quad (2.4)$$

Από τη σχέση (2.4) η ελάχιστη μαγνητική επαγωγή του πυρήνα είναι:

$$L_{mag(\min)} = \frac{V_{in(\max)} d_{\min}}{f_s i_{Lmag(\text{peak})}} \quad (2.5)$$

Οι συνηθισμένες τιμές του ρεύματος μαγνήτισης i_{Lmag} κυμαίνονται μεταξύ 5% - 10% του μέγιστου ρεύματος του πρωτεύοντος I_p [16]. Μέσω αυτής της συνθήκης γίνεται επιλογή της $L_{mag(\min)}$.

Η τάση του δευτερεύοντος δίνεται από τη σχέση:

$$V_s = \frac{V_p}{n} \stackrel{(2.1)}{=} \frac{V_{in}}{n} \quad (2.6)$$

Η τάση του πηνίου L ισούται με:

$$V_L = \frac{V_{in}}{n} - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.7)$$

Άρα από την εξίσωση (2.7) το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο D_3 και το πηνίο L είναι,

$$i_{D3} = i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right) t + i_L(0) \quad (2.8)$$

Ο όρος $i_L(0)$ εκφράζει την αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου που υπήρχε την χρονική στιγμή $t = 0$.

Το ρεύμα του πρωτεύοντος μπορεί να γραφτεί από την (2.8) ως:

$$i_p = \frac{i_s}{n} = \frac{1}{nL} \left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right) t + \frac{i_L(0)}{n} \quad (2.9)$$

Και το ρεύμα των δυο διακοπών S τύπου MOSFET δίνεται από τη σχέση:

$$i_{s1} = i_{s2} = i_p + i_{Lmag} = \frac{1}{nL} \left(\frac{V_{in}}{n} - V_o \right) t + \frac{i_L(0)}{n} + \frac{V_{in}}{L_{mag}} t \quad (2.10)$$

Η τάση της διόδου ελεύθερης διέλευσης D_4 ισούται:

$$V_{D4} = -V_L - V_o = -\frac{V_{in}}{n} \quad (2.11)$$

Ενώ η τάση των διόδων απομαγνήτισης D_1 και D_2 είναι:

$$V_{D1} = V_{D2} = -V_{in} \quad (2.12)$$

Κατά τη χρονική στιγμή $t = t_{on} = dT_s$ οι διακόπτες S παύουν να λειτουργούν, άρα ανοίγουν ($t = t_{off}$) και ακολουθεί η φάση II (Εκφόρτιση πηνίου και επαναφορά πυρήνα M/Σ) κατά τη χρονική στιγμή $t_{on} < t \leq (t_{on} + t_m)$, όπου t_m είναι ο χρόνος που χρειάζεται το ρεύμα μαγνήτισης $i_{L(mag)}$ να μηδενιστεί.

Η διάδος ελεύθερη διέλευσης D_4 πολώνεται ορθά και η τάση του πηνίου L είναι:

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.13)$$

Όπου το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο και τη διάοδο υπολογίζεται:

$$i_L = i_{D4} = \frac{1}{L} \int_{dT_s}^t V_L dt + i_L(dT_s) = -\frac{V_o}{L} (t - dT_s) + i_L(dT_s) \quad (2.14)$$

Το ρεύμα κυμάτωσης του πηνίου από κορυφή σε κορυφή ισούται με [16]:

$$\Delta i_L = \frac{V_o(1-d)}{Lf_s} \quad (2.15)$$

Η τάση στα άκρα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή V_p και της επαγωγής μαγνήτισης L_{mag} είναι:

$$V_p = V_{Lmag} = -V_{in} = -L_{mag} \frac{di_{Lmag}}{dt} \quad (2.16)$$

Από την εξίσωση (2.16) το ρεύμα μαγνήτισης $i_{L(mag)}$ και το ρεύμα των διόδων απομαγνήτισης D_1, D_2 δίνονται από τη σχέση:

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{L(mag)} = \frac{1}{L_{mag}} \int_{dT_s}^t V_{Lmag} dt + i_{Lmag}(dT_s) = -\frac{V_{in}}{L_{mag}}(t - dT_s) + \frac{V_{in}d}{f_s L_{mag}} \quad (2.17)$$

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος των διόδων απομαγνήτισης D_1, D_2 υπολογίζεται:

$$i_{D1_peak} = i_{D2_peak} = \frac{dV_{in}}{f_s L_{mag}} \quad (2.18)$$

Από την εξίσωση (2.16) η τάση του δευτερεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή είναι:

$$V_s = V_{D1} = \frac{V_{in}}{n} \quad (2.19)$$

και η τάση μεταξύ των διακοπών τύπου MOSFET S_1, S_2 είναι [16]:

$$V_{s1} = V_{s2} = V_{in} \quad (2.20)$$

Το ρεύμα μαγνήτισης i_{Lmag} μηδενίζεται τη χρονική στιγμή $t = dT_s + t_m$ και τότε οι δίοδοι D_1 και D_2 έχουν διαφορά δυναμικού:

$$V_{D1} = V_{D2} = -\frac{V_{in}}{2} \quad (2.21)$$

και η τάση στα άκρα των διακοπών MOSFET S_1, S_2 γίνεται:

$$V_{s1} = V_{s2} = \frac{V_{in}}{2} \quad (2.22)$$

Από τις σχέσεις (2.13) και (2.14) υπολογίζονται η τάση του πηνίου L:

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.23)$$

και αντίστοιχα το ρεύμα της διόδου D_4 όπως ακολουθεί:

$$i_{D4} = i_L = -\frac{V_o}{L}(t - dT_s + t_m) + i_L(dT_s + t_m) \quad (2.24)$$

Η ελάχιστη επαγωγή L του μετατροπέα για συνεχή αγωγή δίνεται από τη σχέση [16]:

$$L_{min} = \frac{V_o(1 - d_{min})}{f_s i_{Lmax}} \quad (2.25)$$

2.4 Απώλειες αγωγής μετατροπέα forward δύο διακοπών σε σταθερή κατάσταση λειτουργία για συνεχή αγωγή

Για να υπολογιστούν οι απώλειες παρουσιάζονται οι σχέσεις που δίνουν το μέγιστο ρεύμα και τη μέγιστη τάση που αναπτύσσεται στα ημιαγωγικά στοιχεία.

Για τους διακόπτες MOSFET S_1 και S_2 το μέγιστο ρεύμα είναι:

$$I_{S1peak(max)} = I_{S2peak(max)} = \frac{I_{D3max}}{n} + i_{L(mag)(max)} \quad (2.26)$$

και η μέγιστη τάση είναι [16]:

$$V_{S1peak(max)} = V_{S2peak(max)} = \frac{V_{in}}{n} \quad (2.27)$$

Για τις διόδους D_3 και D_4 το μέγιστο ρεύμα είναι [16]:

$$I_{D3peak(max)} = I_{D4peak(max)} = I_{o(max)} + \frac{\Delta i_L(max)}{n} \quad (2.28)$$

και η τάση είναι:

$$V_{D3peak(max)} = V_{D4peak(max)} = \frac{V_{in(max)}}{n} \quad (2.29)$$

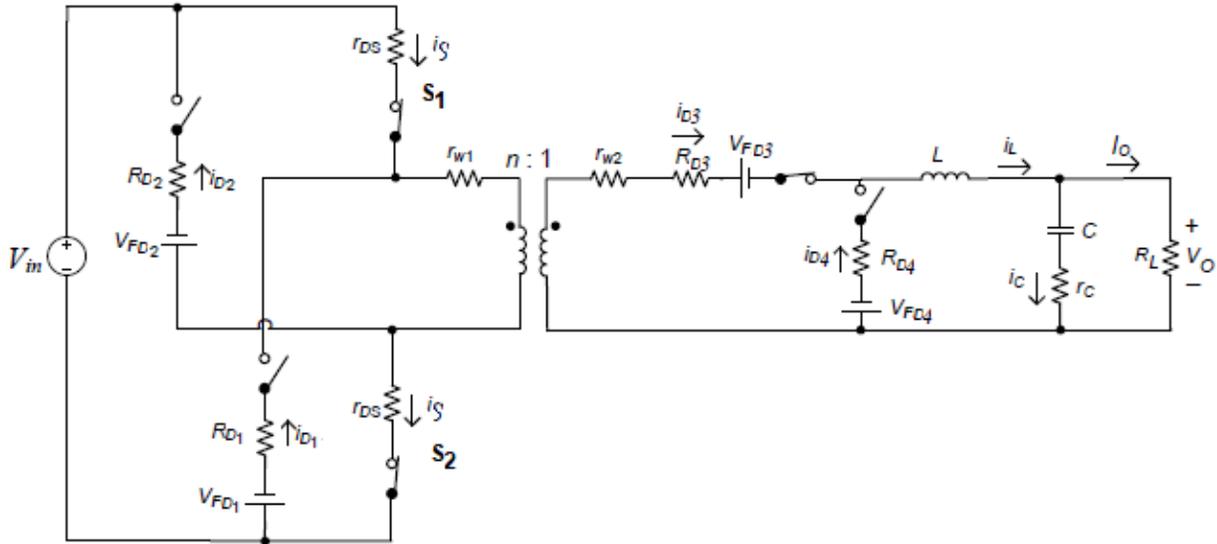
Για τις διόδους απομαγνήτισης D_1 και D_2 το μέγιστο ρεύμα είναι [16]:

$$I_{D1_{peak(max)}} = I_{D2_{peak(max)}} = I_{o(max)} + \frac{d_{min}V_{in(max)}}{f_s L_{mag}} \quad (2.30)$$

και η τάση είναι [16]:

$$V_{D1_{peak(max)}} = V_{D2_{peak(max)}} = -V_{in(max)} \quad (2.31)$$

Οι απώλειες και η απόδοση του μετατροπέα υπολογίζεται από το ισοδύναμο του σχήματος 2.4.1 όπως παρατηρείται.



Σχήμα 2.4.1: Ισοδύναμο κύκλωμα απωλειών μετατροπέα forward με δύο διακόπτες

Το ρεύμα που διαρρέει τα MOSFET S1,S2 μπορεί να προσεγγιστεί ως [16]:

$$I_{S1} = I_{S2} = \begin{cases} \frac{I_o}{n}, \text{για} & 0 < t \leq dT_s \\ 0, \text{για} & dT_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (2.33)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος των δύο διακοπών δίνεται από τη σχέση:

$$I_{S1(RMS)} = I_{S2(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{S1}^2 dt} \stackrel{(2.33)}{=} \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left(\frac{I_o}{n}\right)^2 dt} = \frac{I_o \sqrt{d}}{n} \quad (2.34)$$

Ενώ οι απώλειες αγωγής για κάθε ένα από τον διακόπτη MOSFET υπολογίζονται από την εξίσωση:

$$P_{rDS1} = r_{DS} I_{s1(RMS)}^2 \stackrel{(2.34)}{=} \frac{r_{DS} I_o^2 d}{n^2} \quad (2.35)$$

Οι απώλειες αγωγής τη πύλης (Gate) των MOSFET λόγω της παρασιτικής χωρητικότητας που εμφανίζεται είναι [16] [17]:

$$P_g = V_{in}^2 C_o f_s \quad (2.36)$$

Άρα οι συνολικές απώλειες για κάθε ένα MOSFET είναι:

$$P_{FET} = P_g + P_{rDS} = \left(\frac{r_{DS} I_o^2 d}{n^2} + V_{in}^2 C_o f_s \right) \quad (2.37)$$

Οι απώλειες του πρωτεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή δίνονται από τη σχέση:

$$P_{w1} = r_{w1} I_{S1(RMS)}^2 \stackrel{(2.34)}{=} \frac{r_{w1} I_o^2 d}{n^2} \quad (2.38)$$

Για να υπολογιστούν οι απώλειες των διόδων απομαγνήτισης D_1 και D_2 γίνεται η θεώρηση πως το ρεύμα που τις διαρρέει είναι το 10% του μέγιστου ρεύματος [16] του πρωτεύοντος τυλίγματος οπότε:

$$i_{D1} = i_{D2} = \begin{cases} 0, & \text{για } 0 < t \leq dT_s \\ 0.1 \frac{I_o}{n}, & \text{για } dT_s < t \leq (dT_s + t_m) \\ 0, & \text{για } (dT_s + t_m) < t \leq T_s \end{cases} \quad (2.39)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος των διόδων απομαγνήτισης είναι:

$$\begin{aligned} I_{D1(RMS)} = I_{D2(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{dT_s+t_m} I_{D1}^2 dt} \stackrel{(2.39)}{=} \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{dT_s+t_m} \left(0.1 \frac{I_o}{n} \right)^2 dt} \\ &= \frac{0.1 I_o}{n} \sqrt{\frac{1}{T_s} (dT_s + t_m - dT_s)} = \frac{0.1 I_o}{n} \sqrt{d} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Και τελικά οι απώλειες λόγω της ισοδύναμης αντίστασης R_{D1} και R_{D2} για κάθε δίοδο υπολογίζονται ως:

$$P_{R_{D1}} = P_{R_{D2}} = R_{D1}(I_{D1(RMS)})^2 \stackrel{(2.40)}{=} 0.01R_{D1}d\left(\frac{I_o}{n}\right)^2 \quad (2.41)$$

Η μέση τιμή του ρεύματος των διόδων απομαγνήτισης είναι:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D2} dt = \frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{dT_s+t_m} \frac{0.1I_o d}{n} dt = \frac{0.1I_o d}{n} \quad (2.42)$$

Άρα οι απώλειες λόγω της πτώσης τάσης V_F που παρουσιάζουν οι δίοδοι D_1 και D_2 είναι:

$$P_{VD1} = P_{VD2} = V_{F1}I_{D1} = 0.1V_{F1} \frac{I_o d}{n} \quad (2.43)$$

Και τελικά οι συνολικές απώλειες αυτών των διόδων υπολογίζονται:

$$\begin{aligned} P_{D1} = P_{D2} = P_{R_{D1}} + P_{VD1} &= 0.01R_{D1}d\left(\frac{I_o}{n}\right)^2 + 0.1V_{F1} \frac{I_o d}{n} = \\ &= 0.1 \frac{I_o d}{n} \left(0.1R_{D1} \frac{I_o}{n} + V_{F1}\right) \end{aligned} \quad (2.44)$$

Το ρεύμα της διόδου D_3 δίνεται από τη σχέση:

$$I_{D3} = \begin{cases} I_o, \text{για} & 0 < t \leq dT_s \\ 0, \text{για} & dT_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (2.45)$$

Σαν αποτέλεσμα η ενεργός τιμή του ρεύματος να δίνεται ως:

$$I_{D3(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} I_{D3}^2 dt} \stackrel{(2.45)}{=} \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} I_o^2 dt} = I_o \sqrt{d} \quad (2.46)$$

Οι απώλειες της R_{D3} υπολογίζονται [16]:

$$P_{R_{D3}} = R_{D3}I_{D3(RMS)}^2 = dR_{D3}I_o^2 \quad (2.47)$$

Για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω της πτώσης τάσης V_{FD3} η μέση τιμή του ρεύματος δίνεται από τη σχέση [16]:

$$I_{D3} = \frac{1}{T_S} \int_0^{dT_S} I_{D3}^2 dt \stackrel{(2.45)}{=} \frac{1}{T_S} \int_0^{dT_S} I_o^2 dt = dI_o \quad (2.48)$$

Άρα οι απώλειες λόγω της πτώσης τάσης προκύπτουν [16]:

$$P_{V_{FD3}} = V_{FD3} I_{D3} = d(V_{FD3}) I_o \quad (2.49)$$

και τελικά οι συνολικές απώλειες της διόδου D_3 υπολογίζονται ως:

$$P_{D3} = P_{R_{D3}} + P_{V_{D3}} = d(R_{D3}) I_o^2 + d(V_{FD3}) I_o = dI_o (R_{D3} I_o + V_{FD3}) \quad (2.50)$$

Το ρεύμα της διόδου ελεύθερης διέλευσης D_4 δίνεται από τη σχέση:

$$I_{D3} = \begin{cases} 0, & \text{για } 0 < t \leq dT_S \\ I_o, & \text{για } dT_S < t \leq T_S \end{cases} \quad (2.51)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος της διόδου D_4 δίνεται ως:

$$I_{D4(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{dT_S} I_{D4}^2 dt} \stackrel{(2.45)}{=} \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{dT_S} I_o^2 dt} = I_o \sqrt{1-d} \quad (2.52)$$

Οι απώλειες της R_{D4} υπολογίζονται [16]:

$$P_{R_{D4}} = R_{D4} I_{D1(RMS)}^2 = (1-d) R_{D4} I_o^2 \quad (2.53)$$

Για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω της πτώσης τάσης V_{FD4} η μέση τιμή του ρεύματος δίνεται από τη σχέση [16]:

$$I_{D4} = \frac{1}{T_S} \int_0^{dT_S} I_{D4}^2 dt \stackrel{(2.45)}{=} \frac{1}{T_S} \int_0^{dT_S} I_o^2 dt = (1-d) I_o \quad (2.54)$$

Άρα οι απώλειες λόγω της πτώσης τάσης προκύπτουν [16]:

$$P_{V_{FD4}} = V_{FD4} I_{D4} = (1-d) V_{FD4} I_o \quad (2.55)$$

Και τελικά οι συνολικές απώλειες της διόδου D_4 υπολογίζονται ως:

$$P_{D_4} = P_{RD_4} + P_{VD_4} = (1 - d)(R_{D_4}I_o^2 + V_{FD_4}I_o) = I_o(1 - d)(R_{D_3}I_o + V_{FD_3}) \quad (2.56)$$

Οι απώλειες του δευτερεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή είναι [16]:

$$P_{w2} = r_{w2}I_{D3(RMS)}^2 \stackrel{(2.46)}{=} r_{w2}I_o^2d \quad (2.57)$$

Έτσι οι συνολικές απώλειες των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή ισούται:

$$P_w = P_{w1} + P_{w2} = \frac{r_{w1}I_o^2d}{n^2} + r_{w2}I_o^2d = I_o^2d \left(\frac{r_{w1}}{n^2} + r_{w2} \right) \quad (2.58)$$

Το ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή δίνεται από την εξίσωση [12]:

$$i_c = \begin{cases} \frac{i_L t}{dT_s} - \frac{i_L}{2}, & \text{για } 0 < t \leq dT_s \\ -\frac{i_L(t - dT_s)}{(1-d)T_s} + \frac{i_L}{2}, & \text{για } dT_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (2.59)$$

έτσι η ενεργός τιμή του ρεύματος του πυκνωτή είναι [16]:

$$I_{C(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} i_c^2 dt} = \frac{i_L}{\sqrt{12}} \stackrel{(2.25)}{=} \frac{V_o(1-d)}{\sqrt{12}f_s L} \quad (2.60)$$

Τελικά, οι απώλειες της ισοδύναμης αντίστασης ESR r_c του πυκνωτή C προκύπτουν:

$$P_{r_c} = r_c I_{C(RMS)}^2 = \frac{i_L r_c}{\sqrt{12}} \stackrel{(2.60)}{=} \frac{r_c V_o(1-d)}{\sqrt{12}f_s L} \quad (2.61)$$

Οι συνολικές απώλειες του μετατροπέα υπολογίζονται:

$$P_{Loss} = 2P_{FET} + (P_{D_1} + P_{D_2}) + P_{D_3} + P_{D_4} + P_w + P_{r_c} \quad (2.62)$$

και ο βαθμός απόδοσης του μετατροπέα είναι:

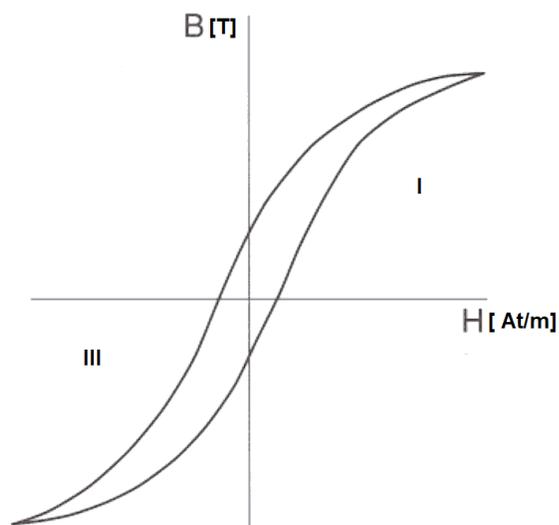
$$\eta_c = \frac{P_o}{P_o + P_{Loss}} \quad (2.63)$$

2.5 Μετασχηματιστής απομόνωσης

Ο μετασχηματιστής είναι ένα ηλεκτρικό κύκλωμα που χρησιμοποιείται για τον μετασχηματισμό της τάσης ή του ρεύματος από μία τιμή σε μία άλλη. Στον μετασχηματιστή απομόνωσης και γενικότερα σε κάθε μετασχηματιστή, οι δύο αγωγοί του κυκλώματος είναι απομονωμένοι μεταξύ τους και η μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας από τον ένα αγωγό στον άλλο πραγματοποιείται μέσω του μαγνητικού πεδίου που παράγεται από τον πυρήνα του μετασχηματιστή.

2.5.1 Πυρήνας μετασχηματιστή

Ο πυρήνας του μετασχηματιστή είναι ένα από τα βασικά εξαρτήματα του. Ανάλογα τη λειτουργία του στον βρόγχο μαγνητικής υστέρησης (σχήμα 2.5.1.). Οι μετατροπείς με ηλεκτρική (γαλβανική) απομόνωση χωρίζονται σε ασύμμετρους (asymmetrical converters) ή συμμετρικούς (symmetrical converters).



Σχήμα 2.5.1: Βρόγχος μαγνητικής υστέρησης πυρήνα [10]

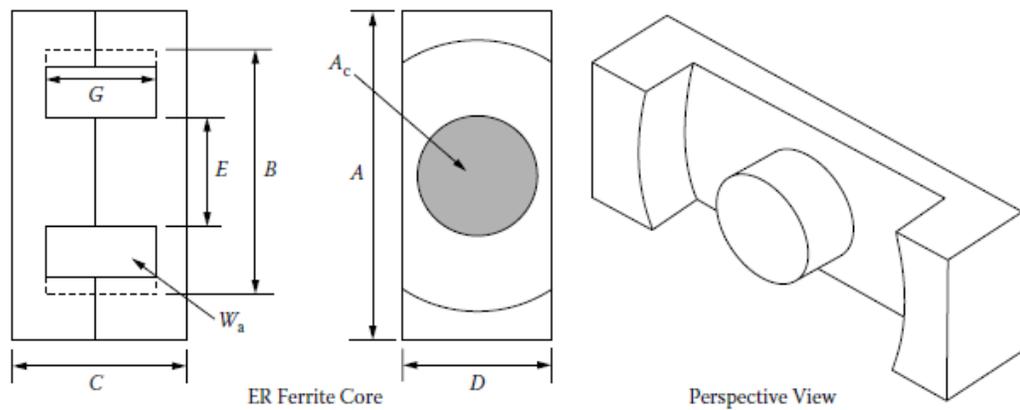
Στους ασύμμετρους μετατροπείς το σημείο μαγνητικής λειτουργίας βρίσκεται στο πρώτο τεταρτημόριο του βρόγχου μαγνητικής υστέρησης σαν αποτέλεσμα να διατηρεί σταθερή φορά το ρεύμα μαγνήτισης και το μαγνητικό πεδίο να μην αλλάζει πρόσημο. Αντίθετα, στους συμμετρικούς μετατροπείς το σημείο μαγνητικής τους λειτουργίας βρίσκεται είτε στο πρώτο είτε στο τρίτο τεταρτημόριο του βρόγχου μαγνητικής υστέρησης, σαν αποτέλεσμα το ρεύμα μαγνήτισης να μην έχει σταθερό πρόσημο μεταβάλλοντας έτσι το μαγνητικό πεδίο σε αναλογία του σε πιο τεταρτημόριο βρίσκεται η λειτουργία του μετασχηματιστή τη δεδομένη χρονική στιγμή [10] [12].

Ο βρόγχος μαγνητικής υστέρησης είναι χαρακτηριστικό του υλικού κατασκευής του πυρήνα. Στους μετασχηματιστές των μετατροπέων με γαλβανική απομόνωση το κύριο υλικό κατασκευής τους είναι ο φερρίτης. Ο φερρίτης είναι ένα κεραμικό υλικό, το οποίο αποτελείται από οξειδία του σιδήρου και τη πρόσμιξη ενός ακόμα μετάλλου όπως είναι το νικέλιο, ο ψευδάργυρος, το μαγγάνιο ή το μαγνήσιο.

Οι πυρήνες με φερρίτη έχουν την ικανότητα να απομαγνητίζονται και να μαγνητίζονται πολύ γρήγορα. Αυτή τους η ιδιότητα, τους καθιστά μοναδική επιλογή στα διακοπτικά τροφοδοτικά που χρησιμοποιούν μετασχηματιστές υψηλών συχνοτήτων δεδομένου του ότι επιθυμείτε να μην οδηγούνται στον κορεσμό τα μαγνητικά κυκλώματα [10] [13] μαγνητίζοντας και απομαγνητίζοντας πολύ γρήγορα το πυρήνα.

Μερικά βασικά χαρακτηριστικά τους είναι η μεγάλη μαγνητική διαπερατότητα (μ), η πυκνότητα μαγνητικής ροής του κόρου (B_s) μεταξύ των $0.1T$ και $0.8T$ και η χαμηλή τους ειδική αντίσταση (ρ) μεταξύ των τιμών $0.5\Omega m$ έως $2\Omega m$. Η ειδική ηλεκτρική αντίσταση που τους χαρακτηρίζει είναι πολύ υψηλή μειώνοντας έτσι τις απώλειες εξαιτίας των δίννορευμάτων [10][13]. Ένα ακόμα βασικό χαρακτηριστικό του πυρήνα είναι η τοπολογία του. Πιο συγκεκριμένα από τη τοπολογία του καθορίζεται το κόστος του, το μέγεθος του και η απόδοση.

Η τοπολογία ER-35 παρατηρείται στο σχήμα 2.5.2. Συνολικά, η επιλογή της τοπολογίας του πυρήνα του μετασχηματιστή θα εξαρτηθεί από τις συγκεκριμένες απαιτήσεις της εφαρμογής.



Dimensional Data for ER Ferrite Cores

ER, Ferrite Cores (Ferroxcube)													
Part No.	A cm	B cm	C cm	D cm	E cm	G cm	Part No.	A cm	B cm	C cm	D cm	E cm	G cm
ER 35	3.500	2.615	4.140	1.140	1.130	2.950	ER 54	5.350	4.065	3.660	1.795	1.790	2.220

Design Data for ER Ferrite Cores

ER, Ferrite Cores (Ferroxcube)								
Part No.	W_{fe} grams	MLT cm	W_a	A_c cm ²	W_a cm ²	A_p cm ⁴	K_g cm ⁵	A_t cm ²
			A_c					
ER 35	46.0	7.300	2.190	1.000	2.1900	2.19000	0.120000	62.4

Σχήμα 2.5.2: Τοπολογία πυρήνα φερρίτη ER-35 με τις διαστάσεις του και χαρακτηριστικά του [12]

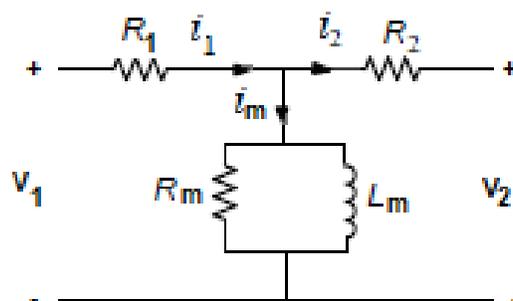
Κάθε συντελεστής του σχήματος 2.5.2 συμβολίζει ένα χαρακτηριστικό του πυρήνα του μετασχηματιστή το οποίο περιγράφεται στον πίνακα 2.5.1.

Πίνακας 2.5.1: Περιγραφή δεδομένων σχεδίασης σχήματος 2.5.2.

Σύμβολο	Περιγραφή
W_{tfe}	Βάρος του πυρήνα
MLT	Μέσο μήκος σπείρας
A_c	Περιοχή διατομής πυρήνα
W_a	Παράθυρο πυρήνα
A_p	Συντελεστής περιοχής πυρήνα
K_g	Συντελεστής γεωμετρίας πυρήνα
A_t	Επιφάνεια περιοχής πυρήνα

2.5.2 Ισοδύναμο μετασχηματιστή

Στον μετασχηματιστή του μετατροπέα forward δεδομένου του ότι δεν αποθηκεύεται ενέργεια κατά τη φάση I της λειτουργίας του, όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 2.2.2. Μεταξύ των τυλιγμάτων και του πυρήνα οι επαγωγές σκέδασης L_1 και L_2 αμελούνται όπως παρατηρείται από το ισοδύναμο του μετασχηματιστή του σχήματος 2.5.3 [10][12].



Σχήμα 2.5.3: Ισοδύναμο μετασχηματιστή μετατροπέα forward

Δεδομένου του όσα αναφέρθηκαν στη προηγούμενη παράγραφο, δε χρειάζεται να υπάρξει διάκενο ανάμεσα στα τυλίγματα και στο πυρήνα.

Από το ισοδύναμο του σχήματος 2.5.3. τα ωμικά στοιχεία R_1 , R_2 , R_m εκφράζουν τις απώλειες θερμότητας για το πρωτεύον, το δευτερεύον και τον πυρήνα αντίστοιχα. Ενώ η επαγωγή L_m εκφράζει την αποθηκευμένη ηλεκτρική ενέργεια του πυρήνα εξαιτίας του μαγνητικού πεδίου που δημιουργείται. Για την ανάλυση των κυκλωμάτων χρησιμοποιείται η τεχνική αναγωγής των στοιχείων ενός κυκλώματος στο πρωτεύον ή στο δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή [12].

Πιο συγκεκριμένα για τον πραγματικό μετασχηματιστή ισχύει:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = N \quad (2.64)$$

Άρα όταν γίνεται αναφορά για τα μεγέθη που είναι ανηγμένα στο πρωτεύον ισχύουν οι σχέσεις:

$$V_2' = NV_2 \quad (2.65)$$

$$I_2' = \frac{I_2}{N} \quad (2.66)$$

$$R' = N^2 R_2 \quad (2.67)$$

$$L_2' = N^2 L_2 \quad (2.68)$$

$$C_2' = \frac{C_2}{N^2} \quad (2.69)$$

Ενώ όταν γίνεται αναγωγή στο δευτερεύον ισχύουν οι σχέσεις:

$$V_1'' = \frac{V_1}{N} \quad (2.70)$$

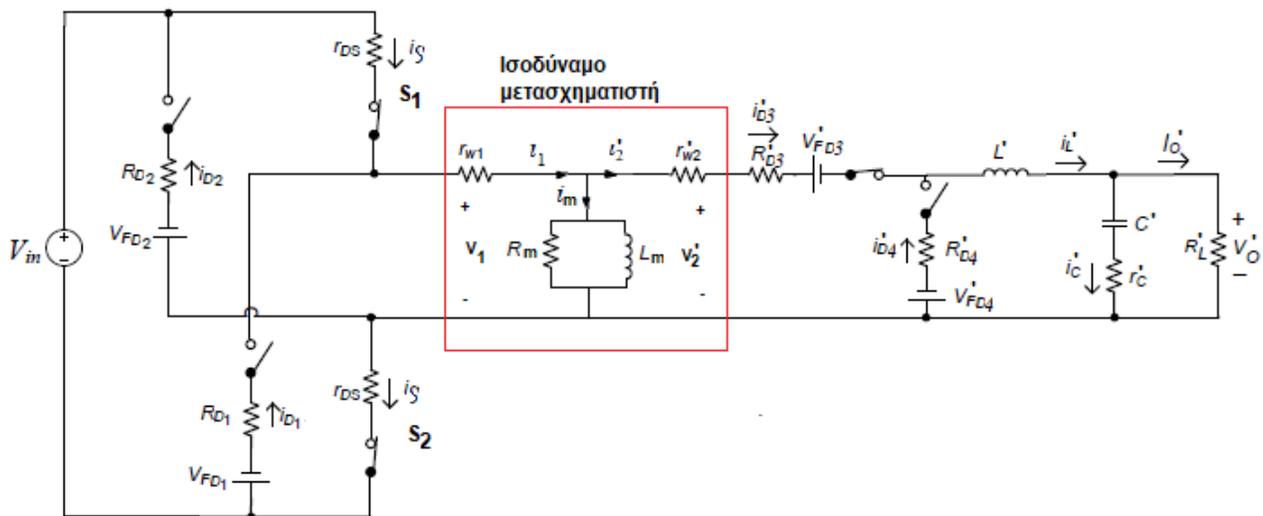
$$I_1'' = I_1 N \quad (2.71)$$

$$R_1'' = \frac{R_1}{N^2} \quad (2.72)$$

$$L_1'' = \frac{L_1}{N^2} \quad (2.73)$$

$$C_1'' = C_1 N^2 \quad (2.74)$$

Έτσι προκύπτει το ισοδύναμο του μετατροπέα forward με δύο διακόπτες ανηγμένο στο πρωτεύον τύλιγμα του σχήματος 2.5.4.



Σχήμα 2.5.4: Ισοδύναμο μετατροπέα forward δύο διακοπών ανηγμένο στο πρωτεύον

2.5.3 Μέθοδος σχεδιασμού μετασχηματιστή με τη μέθοδο γεωμετρίας πυρήνα (Core geometry K_g)

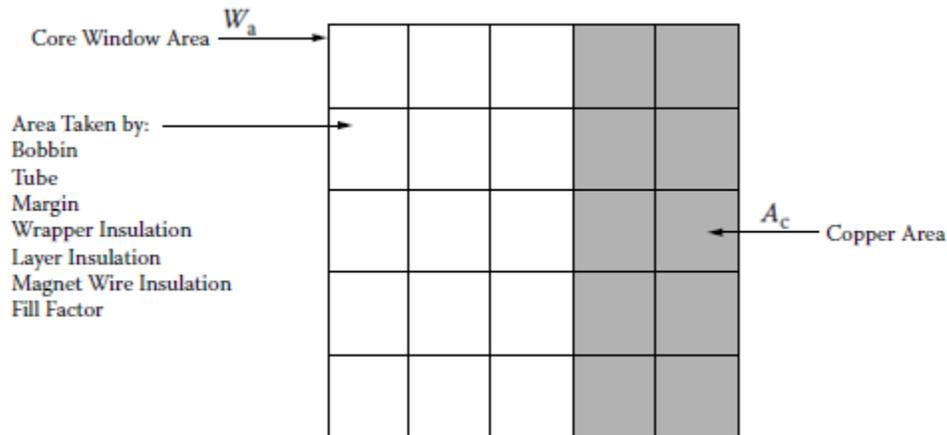
Η μέθοδος σχεδιασμού του μετασχηματιστή με τη τεχνική της γεωμετρίας του πυρήνα (CG) είναι μια συστηματική μέθοδος επιλογής πυρήνα και σχεδίασης μετασχηματιστή [12]. Ο συντελεστής γεωμετρίας πυρήνα K_g είναι μια εκτίμηση για την ικανότητα ενός πυρήνα να είναι κατάλληλος για της ανάγκες μιας εφαρμογής. Εξαρτάται από τη περιοχή διατομής πυρήνα A_c , το παράθυρο του πυρήνα W_a , το μέσο μήκος σπείρας (MLT) και τον συντελεστή παραθύρου K_u .

Υπολογίζεται μέσω των φυσικών διαστάσεων από τη σχέση:

$$K_g = \frac{(A_c)^2 W_a}{MLT} K_u \quad (2.75)$$

Από μια ακολουθία βημάτων και των συντελεστών που αναφέρθηκαν στην ενότητα 2.5.1 και κάνοντας τις παραδοχές ότι ο συντελεστής χρήσης παραθύρου $K_u = 0.3$, η ρύθμιση της τάσης εξόδου να είναι $\alpha = 0.5\%$, η πυκνότητα ροής κατά τη λειτουργία να ισούται με $B_{ac} = \frac{\Delta B}{2} = 0.05T$, ο βαθμός απόδοσης η του μετασχηματιστή να προκαθορίζεται σε μια επιθυμητή τιμή και η επιλογή αγωγού για τα τυλίγματα με $\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1$ για να αποφευχθεί η επίδραση γειννίαςσης (Proximity effect) που είναι ένα φαινόμενο κατά το οποίο γεννούνται δινορεύματα [12][13] οργανώνεται σε βήματα η διαδικασία.

Η επιλογή της συγκεκριμένης τιμής του K_u γίνεται για να διατηρηθεί η ηλεκτρική διαπερατότητα του μετασχηματιστή καθώς προσθέτοντας τα υλικά κατασκευής (μπομπίνα, μονώσεις κλπ) στην περιοχή την οποία τοποθετούνται οι αγωγοί A_c , το παράθυρο W_a του πυρήνα ενδέχεται να καλυφθεί πλήρως. Για τον λόγο αυτό επιλέγεται η συγκεκριμένη τιμή θεωρώντας ότι μόνο σε ποσοστό 40% του συνολικού χώρου μπορεί να καλυφθεί από τα υλικά κατασκευής. Ποσοτικά παρατηρείται αυτή η παραδοχή στο σχήμα 2.5.5.



Σχήμα2.5.5: Αναλογία ελευθέρου χώρου W_a ως προς A_c [12]

Εφόσον έχουν επιλεχθεί αυτοί οι συντελεστές υπολογίζεται το επιτρεπτό επιδερμικό βάθος για τους χάλκινους αγωγούς των τυλιγμάτων από τη σχέση:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f_s \mu}} \quad (2.76)$$

Όπου το ρ είναι η ειδική αντίσταση του χαλκού, f_s η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας και μ είναι η μαγνητική διαπερατότητα του χαλκού.

Καθορίζοντας το επιτρεπτό επιδερμικό βάθος η ανόμοια κατανομή ρεύματος στον αγωγό που αυξάνει την αντίστασή του, αποφεύγεται μέσω της συνθήκης:

$$D = 2\delta \quad (2.77)$$

Υπολογίζοντας τη διάμετρο του αγωγού από τη σχέση 2.77 προκύπτει η περιοχή χωρίς μόνωση των αγωγών στον πυρήνα (bare wire area) από τη σχέση:

$$A_w = \frac{\pi D^2}{4} \quad (2.78)$$

Στο σημείο αυτό γίνεται επιλογή του αγωγού από το A_w στον πίνακα του σχήματος 2.5.6.

Wire Table												
AWG	Bare Area		Resistance μΩ/cm 20°C	Heavy Synthetics								
				Area		Diameter		Turns-Per		Turns-Per		Weight
	cm ² (10 ⁻³)	cir-mil		cm ² (10 ⁻³)	cir-mil	cm	Inch	cm	Inch	cm ²	Inch ²	gm/cm
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
10	52.6100	10384.00	32.7	55.9000	11046.00	0.2670	0.105	3.9	10	11	69	0.46800
11	41.6800	8226.00	41.4	44.5000	8798.00	0.2380	0.094	4.4	11	13	90	0.37500
12	33.0800	6529.00	52.1	35.6400	7022.00	0.2130	0.084	4.9	12	17	108	0.29770
13	26.2600	5184.00	65.6	28.3600	5610.00	0.1900	0.075	5.5	13	21	136	0.23670
14	20.8200	4109.00	82.8	22.9500	4556.00	0.1710	0.068	6.0	45	26	169	0.18790
15	16.5100	3260.00	104.3	18.3700	3624.00	0.1530	0.060	6.8	17	33	211	0.14920
16	13.0700	2581.00	131.8	14.7300	2905.00	0.1370	0.054	7.3	19	41	263	0.11840
17	10.3900	2052.00	165.8	11.6800	2323.00	0.1220	0.048	8.2	21	51	331	0.09430
18	8.2280	1624.00	209.5	9.3260	1857.00	0.1090	0.043	9.1	23	64	415	0.07474
19	6.5310	1289.00	263.9	7.5390	1490.00	0.0980	0.039	10.2	26	80	515	0.05940
20	5.1880	1024.00	332.3	6.0650	1197.00	0.0879	0.035	11.4	29	99	638	0.04726
21	4.1160	812.30	418.9	4.8370	954.80	0.0785	0.031	12.8	32	124	800	0.03757
22	3.2430	640.10	531.4	3.8570	761.70	0.0701	0.028	14.3	36	156	1003	0.02965
23	2.5880	510.80	666.0	3.1350	620.00	0.0632	0.025	15.8	40	191	1234	0.02372
24	2.0470	404.00	842.1	2.5140	497.30	0.0566	0.022	17.6	45	239	1539	0.01884
25	1.6230	320.40	1062.0	2.0020	396.00	0.0505	0.020	19.8	50	300	1933	0.01498
26	1.2800	252.80	1345.0	1.6030	316.80	0.0452	0.018	22.1	56	374	2414	0.01185
27	1.0210	201.60	1687.0	1.3130	259.20	0.0409	0.016	24.4	62	457	2947	0.00945
28	0.8046	158.80	2142.0	1.0515	207.30	0.0366	0.014	27.3	69	571	3680	0.00747
29	0.6470	127.70	2664.0	0.8548	169.00	0.0330	0.013	30.3	77	702	4527	0.00602
30	0.5067	100.00	3402.0	0.6785	134.50	0.0294	0.012	33.9	86	884	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.0	0.5596	110.20	0.0267	0.011	37.5	95	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5315.0	0.4559	90.25	0.0241	0.010	41.5	105	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.0	0.3662	72.25	0.0216	0.009	46.3	118	1638	10565	0.00241

Σχήμα 2.5.6: Πίνακας αγωγών [12]

Επιλέγοντας τον κατάλληλο αγωγό υπολογίζεται η ισχύς εισόδου και εξόδου του μετασχηματιστή αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (2.79)$$

Ορίζεται ο ηλεκτρικός συντελεστής K_e ο οποίος αντιπροσωπεύει τις μαγνητικές και ηλεκτρικές συνθήκες στον πυρήνα και εκφράζεται από τη σχέση [12]:

$$K_e = 0.145 f_s^2 \Delta B^2 \quad (2.81)$$

Μετά τον υπολογισμό του K_e υπολογίζεται ο συντελεστής K_g από τη σχέση [12]:

$$K_g = \frac{P_{in} d_{max}}{a K_e} \quad (2.82)$$

Για να ληφθεί υπόψη ο συντελεστής K_u στον συντελεστή K_g έτσι ώστε να μην διαταραχθεί η ηλεκτρική διαπερατότητα της κατασκευής ορίζεται το K'_g που είναι ανηγμένο στο K_u από τη σχέση [12]:

$$K'_g = K_g (1.35) \quad (2.83)$$

Στο σημείο αυτό επιλέγεται ο πυρήνας από το K'_g με τα χαρακτηριστικά που αναφέρθηκαν στην ενότητα 2.5.1.

Και με τα ακόλουθα βήματα υπολογίζονται τα χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή [12].

1^ο Βήμα: Υπολογισμός του αριθμού των σπειρών του πρωτεύοντος N_p :

$$N_1 = \frac{V_{in(min)} d_{max}}{f_s A_c \Delta B} \quad (2.84)$$

2^ο Βήμα: Υπολογίζεται η πυκνότητα ρεύματος J μέσω του K_u :

$$J = \frac{2 P_{in} \sqrt{d_{max}}}{f_s A_c \Delta B K_u} \quad (2.85)$$

3^ο Βήμα: Υπολογίζεται η μέγιστη ενεργός τιμή του ρεύματος του πρωτεύοντος $I_{p(RMS)}$:

$$I_{p(RMS)} = \frac{P_{in}}{V_{in(min)}\sqrt{d_{max}}} \quad (2.86)$$

4^ο Βήμα: Υπολογίζεται η περιοχή του πρωτεύοντος χωρίς μόνωση (bare wire area) A_{wp} :

$$A_{wp} = \frac{I_{p(RMS)}}{J} \quad (2.87)$$

5^ο Βήμα: Υπολογίζεται το πλήθος των κλώνων (strands) του πρωτεύοντος NS_p :

$$NS_p = \frac{A_{wp}}{A_w} \quad (2.88)$$

6^ο Βήμα: Υπολογίζεται η νέα αντίσταση ανά χιλιοστό του αγωγού λόγω των κλώνων του πρωτεύοντος r_p :

$$r_p = \frac{\mu\Omega/mm}{NS_p} \quad (2.89)$$

7^ο Βήμα: Υπολογίζεται η συνολική αντίσταση του πρωτεύοντος τυλίγματος R_p :

$$R_p = MLTN_p r_p \quad (2.90)$$

8^ο Βήμα: Υπολογίζονται οι απώλειες χαλκού του πρωτεύοντος $P_{cu(P)}$:

$$P_{cu(P)} = I_{p(RMS)}^2 R_p d_{max} \quad (2.91)$$

9^ο Βήμα: Υπολογίζεται ο αριθμός των σπειρών του δευτερεύοντος:

$$N_2 = \frac{N_1}{N} \quad (2.92)$$

10^ο Βήμα: Υπολογίζεται η μέγιστη ενεργός τιμή του ρεύματος του δευτερεύοντος $I_{s(RMS)}$:

$$I_{s(RMS)} = I_{p(RMS)} N \quad (2.93)$$

11^ο Βήμα: Υπολογίζεται η περιοχή του δευτερεύοντος χωρίς μόνωση (bare wire area) A_{ws} :

$$A_{ws} = \frac{I_{s(RMS)}}{J} \quad (2.94)$$

12^ο Βήμα: Υπολογίζεται το πλήθος των κλώνων (strands) του δευτερεύοντος NS_s :

$$NS_s = \frac{A_{ws}}{A_w} \quad (2.95)$$

13^ο Βήμα: Υπολογίζεται η νέα αντίσταση ανά χιλιοστό του αγωγού λόγω των κλώνων του δευτερεύοντος r_s :

$$r_s = \frac{\mu\Omega/mm}{NS_s} \quad (2.96)$$

14^ο Βήμα: Υπολογίζεται η συνολική αντίσταση του δευτερεύοντος τυλίγματος R_p :

$$R_s = MLTN_s r_s \quad (2.97)$$

15^ο Βήμα: Υπολογίζονται οι απώλειες χαλκού του δευτερεύοντος $P_{cu(p)}$

$$P_{cu(s)} = I_{s(RMS)}^2 R_s d_{max} \quad (2.98)$$

16^ο Βήμα: Υπολογίζονται τα mW/g του πυρήνα:

$$mW/g = 0.000318(f_s)^{1.51}(B_{ac})^{2.747} \quad (2.99)$$

17^ο Βήμα: Υπολογίζονται οι απώλειες πυρήνα:

$$P_{fe} = (mW/g) W_{tfe} \quad (2.100)$$

18^ο Βήμα: Υπολογίζονται συνολικά οι απώλειες του μετασχηματιστή:

$$P_{\Sigma} = P_{fe} + P_{cu(p)} + P_{cu(s)} \quad (2.101)$$

19° Βήμα: Υπολογίζεται ο συντελεστής χρησιμοποίησης παραθύρου του μετασχηματιστή που κατασκευάστηκε:

$$K_{u(M/\Sigma)} = \frac{(N_1 N_{SP} + N_2 N_{SS}) A_W}{W_a} \quad (2.102)$$

20° Βήμα: Υπολογίζεται η συνολική ενεργεία στον πυρήνα του μετασχηματιστή:

$$\psi = \frac{P_\Sigma}{A_t} \quad (2.103)$$

21° Βήμα: Υπολογίζεται η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας του:

$$T_r = 405(\psi)^{0.826} \quad (2.104)$$

22° Βήμα: Υπολογίζεται η επαγωγή μαγνήτισης του μετασχηματιστή [13]:

$$L_{mag} = \frac{A_p K_u J B_{ac}}{2 i_{Lmag}^2} \quad (2.105)$$

Και έτσι λοιπόν έχει κατασκευαστεί ο μετασχηματιστής με όλες του τις παραμέτρους.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : Έλεγχος μετατροπέων συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση

Ο αυτόματος έλεγχος εφαρμόζεται στους μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση επιτρέποντας στον μετατροπέα να προσαρμόζει αυτόματα τον λόγο χρησιμοποίησης για να διατηρεί σταθερή την έξοδο ακόμα και όταν αλλάζει η τάση εισόδου ή το ρεύμα φορτίου. Εφαρμόζεται, χρησιμοποιώντας βρόγχους ανάδρασης, όπου η τάση ή το ρεύμα εξόδου συγκρίνεται με μια επιθυμητή τιμή τάσης ή ρεύματος και η διαφορά μεταξύ των δύο χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση της λειτουργίας του μετατροπέα. Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει μια εισαγωγή της θεωρίας του αυτόματου ελέγχου και των τεχνικών για τον έλεγχο των μετατροπέων.

3.1 Εισαγωγή στον έλεγχο συστημάτων

Ο έλεγχος συστημάτων αναφέρεται στις μεθόδους και τις τεχνικές που χρησιμοποιούνται για τον χειρισμό και τη ρύθμιση της συμπεριφοράς ενός συστήματος προκειμένου να επιτευχθούν τα επιθυμητά αποτελέσματα. Ο έλεγχος του συστήματος περιλαμβάνει τη χρήση βρόχων ανάδρασης, οι οποίοι επιτρέπουν στο σύστημα να προσαρμόζει τη συμπεριφορά του με βάση τη δική του έξοδο. Για παράδειγμα, σε ένα σύστημα θέρμανσης, ένας θερμοστάτης ανιχνεύει τη θερμοκρασία ενός δωματίου και προσαρμόζει ανάλογα την απόδοση θερμότητας. Αυτός ο βρόχος ανάδρασης επιτρέπει στο σύστημα να διατηρεί σταθερή τη θερμοκρασία. Για τη σχεδίαση των βρόχων ανάδρασης και για το πόσο αξιόπιστη είναι ως προς το αποτέλεσμα που επιθυμεί ο εκάστοτε σχεδιαστής μηχανικός αναπτύχθηκαν διάφορες τεχνικές έλεγχου τόσο αλγεβρικές όσο και γραφικές για τον έλεγχο της συμπεριφοράς των συστημάτων.

3.1.1 Σφάλμα σε μόνιμη κατάσταση

Ο σκοπός του ελέγχου των συστημάτων συνήθως είναι ο έλεγχος της εξόδου του συστήματος σε ένα σήμα που χρησιμοποιείται ως επιθυμητή τιμή αναφοράς. Το σήμα αναφοράς είναι το σήμα εισόδου που έχει σχεδιαστεί να λειτουργεί το σύστημα. Συνήθως είναι ένα εύρος τιμών και όχι μία μοναδική τιμή.

Η έξοδος του συστήματος (απόκριση) συγκρίνεται με το σήμα αναφοράς και οποιαδήποτε διαφορά μεταξύ τους είναι γνωστή ως σήμα σφάλματος. Όπως παρατηρείται και από το σχήμα 3.1.1 για ένα σύστημα όπου η τροφοδότηση της εξόδου συγκρίνεται με το σήμα της εισόδου.



Σχήμα 3.1.1: Σύστημα με ανατροφοδότηση της εξόδου

Μαθηματικά μπορεί να γραφτεί και ως:

$$e = S_i - S_o \quad (3.1)$$

Όπου το e είναι το σφάλμα, S_i είναι το σήμα εισόδου δηλαδή η επιθυμητή τιμή και S_o το σήμα εξόδου δηλαδή η πραγματική τιμή της εξόδου. Επειδή δεν είναι πάντα εφικτό η έξοδος να ισορροπεί στην επιθυμητή τιμή ανεξάρτητός της μεθόδου ελέγχου που θα χρησιμοποιηθεί έχει οριστεί το σφάλμα μόνιμης κατάστασης (steady-state error) το οποίο συμβολίζεται ως e_{ss} . Σκοπός των συστημάτων αυτόματου ελέγχου είναι το σφάλμα αυτό να τείνει στο μηδέν ή να βρίσκεται εντός των προδιαγραφών που έχει το σύστημα που θα ελεγχθεί. Συνολικά, η ελαχιστοποίηση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης αποτελεί σημαντικό παράγοντα στο σχεδιασμό και την ανάλυση των συστημάτων ελέγχου, καθώς μπορεί να επηρεάσει την ευστάθεια, την απόδοση και την ικανότητα του συστήματος να επιτύχει της προδιαγραφές που έχουν οριστεί.

Στους μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση ως σήμα αναφοράς θεωρείται η επιθυμητή τάση εξόδου V_o ενώ οι μεταβολές που προκαλούν το σφάλμα της τάσης εξόδου (διέγερση) είναι η μεταβολή της τάσης εισόδου του ή του φορτίου εξόδου του. Το e_{ss} είναι μια επιτρεπτή διακύμανση της τάσης εξόδου [18].

Για τη περιγραφή του συστήματος χρησιμοποιείται η συνάρτηση μεταφοράς η οποία εξαρτάται μόνο από τα δομικά στοιχεία αυτού. Η συνάρτηση μεταφοράς περιγράφει πώς το σήμα εισόδου μετατρέπεται σε σήμα εξόδου καθώς διέρχεται μέσα από το σύστημα. Το σύνηθες πεδίο εφαρμογής της, είναι το πεδίο της συχνότητας και η ανάλυση αυτού γίνεται μέσω του μετασχηματισμού Laplace. Στο μετασχηματισμό Laplace η συχνότητα συμβολίζεται με s και αναλύεται από τη σχέση

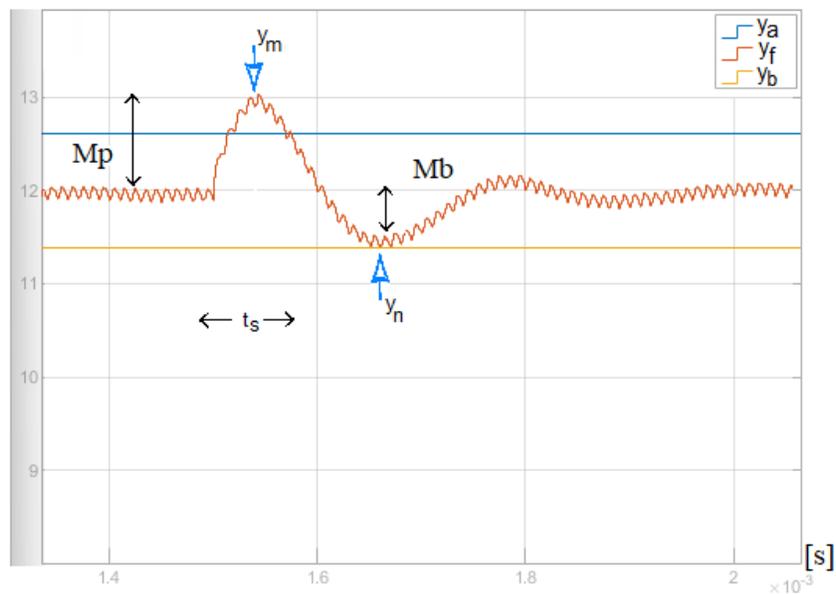
$$s = j2\pi f \quad (3.2)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς $H(s)$ κατά Laplace ορίζεται ως ο λόγος του μετασχηματισμού Laplace του σήματος εξόδου $Y(s)$ προς τον μετασχηματισμό Laplace του σήματος εισόδου $X(s)$, υποθέτοντας ότι όλες οι αρχικές συνθήκες είναι μηδέν. Αυτό μαθηματικά περιγράφεται:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (3.3)$$

Αναλύοντας τη συνάρτηση μεταφοράς, οι μηχανικοί μπορούν να προσδιορίσουν σημαντικές ιδιότητες του συστήματος όπως την ευστάθεια, το εύρος ζώνης και τη μεταβατική απόκρισή του για τη σχεδίαση συστημάτων ελέγχου που πληρούν συγκεκριμένες προδιαγραφές για την απόδοση αυτών [19].

Η μεταβατική απόκριση αφορά τη μεταβολή του σήματος εξόδου όταν το σύστημα διεγείρεται. Στο σχήμα 3.1.2 παρατηρούνται τα μεγέθη t_s , M_p , M_b , γ_m , γ_n , γ_a και γ_b τα οποία εκφράζουν μεταβλητές οι οποίες ποσοτικοποιούν τις μεταβολές του συστήματος πριν φτάσει στη κατάσταση ισορροπίας και των οποίων οι ορισμοί δίνονται παρακάτω [19].



Σχήμα 3.1.2: Μεταβατική απόκριση συστήματος

1) **Χρόνος αποκατάστασης** t_s (settling time): Ο χρόνος κατά τον οποίο η έξοδος του συστήματος θα κυμαίνεται μεταξύ του $\pm 5\%$ της τιμής ισορροπίας y_f . Το άνω όριο συμβολίζεται με y_a και το κάτω όριο συμβολίζεται με y_b .

2) **Μέγιστη υπερύψωση** M_p (maximum overshoot): Η μέγιστη διαφορά μεταξύ της μέγιστης τιμής y_m και της τελικής τιμής y_f . Ως ποσοστό υπολογίζεται:

$$M_p = \frac{y_m - y_f}{y_f} 100\% \quad (3.4)$$

3) **Μέγιστη ύφεση** M_b (maximum undershoot): Η μέγιστη διαφορά μεταξύ της μέγιστης τιμής y_n και της τελικής τιμής y_f . Ως ποσοστό υπολογίζεται:

$$M_b = \frac{y_f - y_n}{y_f} 100\% \quad (3.5)$$

3.1.2 Ευστάθεια συστημάτων & διαγράμματα Bode

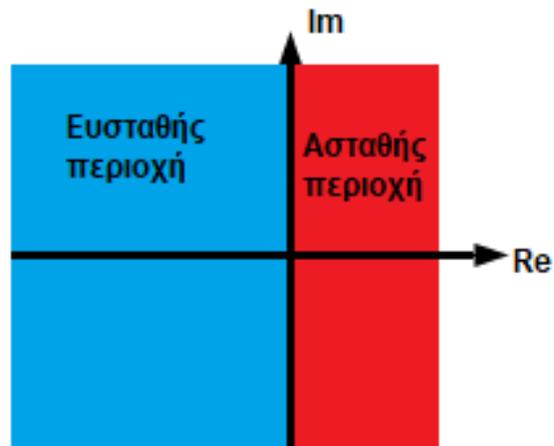
Αυτό που επιδιώκεται για όλα τα συστήματα είναι η ευστάθεια τους για μεταβολές της εισόδου. Ως ευσταθές ορίζεται το σύστημα το οποίο παράγει μια προβλέψιμη και ελεγχόμενη απόκριση σε οποιαδήποτε είσοδο ή διαταραχή, ενώ ασταθές είναι ένα σύστημα που μπορεί να παράγει απρόβλεπτη ή ταλαντωτική συμπεριφορά. Η ευστάθεια ενός συστήματος ελέγχου συνήθως αναλύεται χρησιμοποιώντας μαθηματικά μοντέλα και γραφικές τεχνικές. Ένα από τα βασικά εργαλεία για την ανάλυση της ευστάθειας του συστήματος είναι και η συνάρτηση μεταφοράς, η οποία παρέχει πληροφορίες σχετικά με την απόκριση του συστήματος σε διαφορετικές συχνότητες σημάτων εισόδου.

Συγκεκριμένα, η εξίσωση 3.3 γράφεται ως ένα πολυωνυμικό κλάσμα της μορφής:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_n y^n + b_{n-1} y^{n-1} + \dots + b_1 y + b_0}{a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_1 x + a_0} \quad (3.6)$$

Οι λύσεις που μηδενίζουν τον αριθμητή ονομάζονται μηδενικά, ενώ οι λύσεις που μηδενίζουν τον παρονομαστή ονομάζονται πόλοι. Ένας πόλος είναι ένα σημείο στο μιγαδικό επίπεδο όπου οδηγεί τη συνάρτηση μεταφοράς στο άπειρο, ενώ ένα μηδέν είναι ένα σημείο όπου οδηγεί τη συνάρτηση μεταφοράς στο μηδέν.

Ένα σύστημα ελέγχου θεωρείται σταθερό εάν όλοι οι πόλοι του βρίσκονται στο αριστερό μισό του μιγαδικού επιπέδου όπως παρατηρείται από το σχήμα 3.1.3. Εάν κάποιοι πόλοι βρίσκονται στο δεξιό μισό του μιγαδικού επιπέδου, το σύστημα είναι ασταθές και θα παρουσιάσει απροσδιόριστη συμπεριφορά. Σε ορισμένες περιπτώσεις, ένα σύστημα μπορεί να είναι οριακά ευσταθές, που σημαίνει ότι βρίσκεται στο όριο μεταξύ ευστάθειας και αστάθειας.

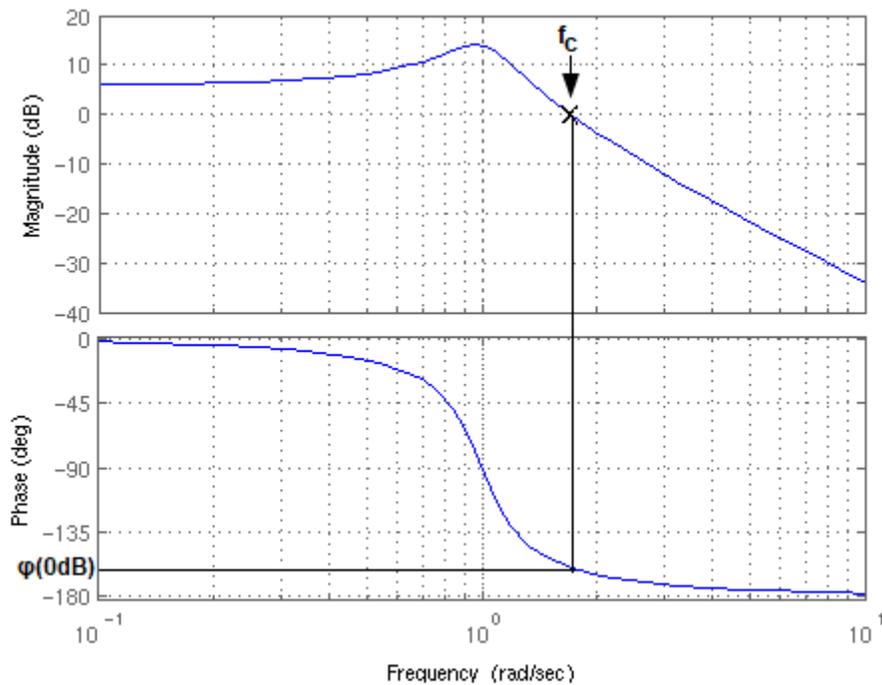


Σχήμα 3.1.3: Γραφική απεικόνιση του μιγαδικού επίπεδου

Ένας άλλος τρόπος για να ελέγχετε η ευστάθεια είναι με τη χρήση των διαγραμμάτων Bode. Τα διαγράμματα Bode αποτελούνται από δύο διαγράμματα: το διάγραμμα πλάτους και το διάγραμμα φάσης. Το διάγραμμα πλάτους παρουσιάζει την απόκριση του συστήματος ως συνάρτηση της συχνότητας σε dB ενώ το διάγραμμα φάσης παρουσιάζει την αλλαγή της φάσης του συστήματος ως συνάρτηση της συχνότητας σε μοίρες.

Και τα δύο διαγράμματα είναι σε λογαριθμική κλίμακα επιτρέποντας με τον τρόπο αυτό καλύτερη εποπτεία στο σύστημα για μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Για τον υπολογισμό της ευστάθειας των συστημάτων μέσω των διαγραμμάτων Bode ορίζεται η συχνότητα διασταύρωσης (crossover frequency) f_c η οποία είναι η συχνότητα όπου στο διάγραμμα κέρδους το κέρδος είναι 0dB.

Στο διάγραμμα φάσης λόγω της f_c υπολογίζεται η γωνία της φάσης στα 0dB η οποία συμβολίζεται με $\varphi(0dB)$ όπως παρατηρείται από το σχήμα 3.1.4.



Σχήμα 3.1.4: Απεικόνιση διαγράμματος Bode

Ένα σύστημα είναι ευσταθές όταν το περιθώριο κέρδους (π.κ.) του είναι θετικό, δηλαδή ισχύει:

$$\text{π. κ.} = \text{κέρδος} (f_c) - \text{κέρδος}(180^\circ) > 0 \quad (3.7)$$

και το περιθώριο φάσης (π.φ) του να είναι και αυτό θετικό, δηλαδή:

$$\text{π. φ.} = 180^\circ - \varphi(0\text{dB}) > 0 \quad (3.8)$$

Επιπλέον σημαντικό ρόλο έχει και το εύρος ζώνης (bandwidth) το οποίο είναι η συχνότητα εκείνη κατά την οποία η απόκριση του συστήματος εξασθενεί κατά 3dB. Με αυτό το τρόπο παρατηρείται το κατά πόσο ένα σύστημα αναπαράγει το σήμα εισόδου.

Για να μπορεί να εφαρμοστεί το διάγραμμα Bode σε ένα σύστημα, εκείνο πρέπει να χαρακτηρίζεται ως σύστημα ελάχιστης φάσης. Σύστημα ελάχιστης φάσης ονομάζεται ένα σύστημα το οποίο έχει όλους τους πόλους του και όλα του τα μηδενικά στο αριστερό ημιπίεδο. Βασική ιδιότητα αυτών των συστημάτων είναι η μοναδική σχέση μεταξύ του διαγράμματος πλάτους και του διαγράμματος φάσης.

Πιο συγκεκριμένα, η απόκριση φάσης ενός συστήματος ελάχιστης φάσης μπορεί να βρεθεί μοναδικά, από την απόκριση πλάτους, και το αντίστροφο. Ένα τέτοιο σύστημα είναι και ο μετατροπέας forward και για τον λόγο αυτό ο συμβατικός έλεγχος του μελετάται με διαγράμματα Bode [18][19].

3.2 Συμβατικός έλεγχος

Ο συμβατικός έλεγχος είναι ένας κλάδος των συστημάτων αυτόματου ελέγχου που ασχολείται με το σχεδιασμό και την ανάλυση συστημάτων ελέγχου χρησιμοποιώντας κλασικές μεθόδους. Αυτές οι μέθοδοι, που αναπτύχθηκαν στις αρχές του 20^{ου} αιώνα, βασίζονται στη χρήση μαθηματικών μοντέλων και αναλυτικών τεχνικών για το σχεδιασμό ελεγκτών που μπορούν να ρυθμίσουν τη συμπεριφορά ενός συστήματος. Μία από τις βασικές τεχνικές που χρησιμοποιούνται στον συμβατικό έλεγχο είναι ο έλεγχος ανατροφοδότησης (ανάδρασης), ο οποίος περιλαμβάνει τη μέτρηση της εξόδου ενός συστήματος και τη χρήση αυτής της πληροφορίας για την προσαρμογή της εισόδου. Ο έλεγχος ανατροφοδότησης βασίζεται σε μαθηματικά μοντέλα και αναλυτικές τεχνικές για τον σχεδιασμό ελεγκτών σε συστήματα όπου επαρκούν απλά μαθηματικά μοντέλα για να περιγράψουν. Χρησιμοποιείται σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών, από απλές οικιακές συσκευές έως πολύπλοκες βιομηχανικές διαδικασίες.

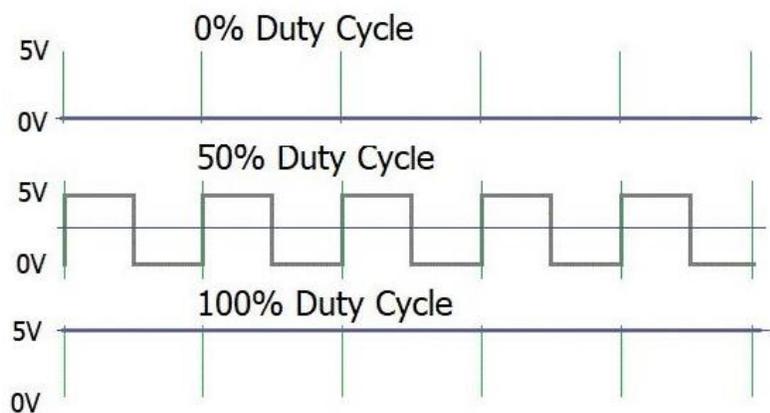
3.2.1 Η τεχνική ελέγχου PWM (Διαμόρφωση εύρους παλμού)

Η τεχνική ελέγχου διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) των μετατροπέων συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση περιλαμβάνει τη μεταβολή του παλμού της τάσης εισόδου στον μετατροπέα, προκειμένου να ρυθμιστεί η τάση εξόδου σε μια σταθερή (διακοπτική) συχνότητα λειτουργίας f_s . Το σήμα ελέγχου από τον ελεγκτή PWM είναι ένας τετραγωνικός παλμός με λόγο χρησιμοποίησης (d) που αντιστοιχεί στον επιθυμητό χρόνο ενεργοποίησης του παλμού της τάσης εισόδου [2].

Ο λόγος χρησιμοποίησης (d) ορίζεται ως η αναλογία του χρόνου ενεργοποίησης t_{on} προς τον συνολικό χρόνο της διακοπτικής περιόδου T_s , κατά το τρόπο αυτό προκύπτει η σχέση:

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.9)$$

Ο λόγος χρησιμοποίησης εκφράζεται συχνά ως ποσοστό, με το 0% να αντιπροσωπεύει ένα τετραγωνικό παλμό που είναι πάντα απενεργοποιημένος και το 100% να αντιπροσωπεύει ένα τετραγωνικό παλμό που είναι πάντα ενεργοποιημένος όπως παρατηρείται και από το σχήμα 3.2.1.

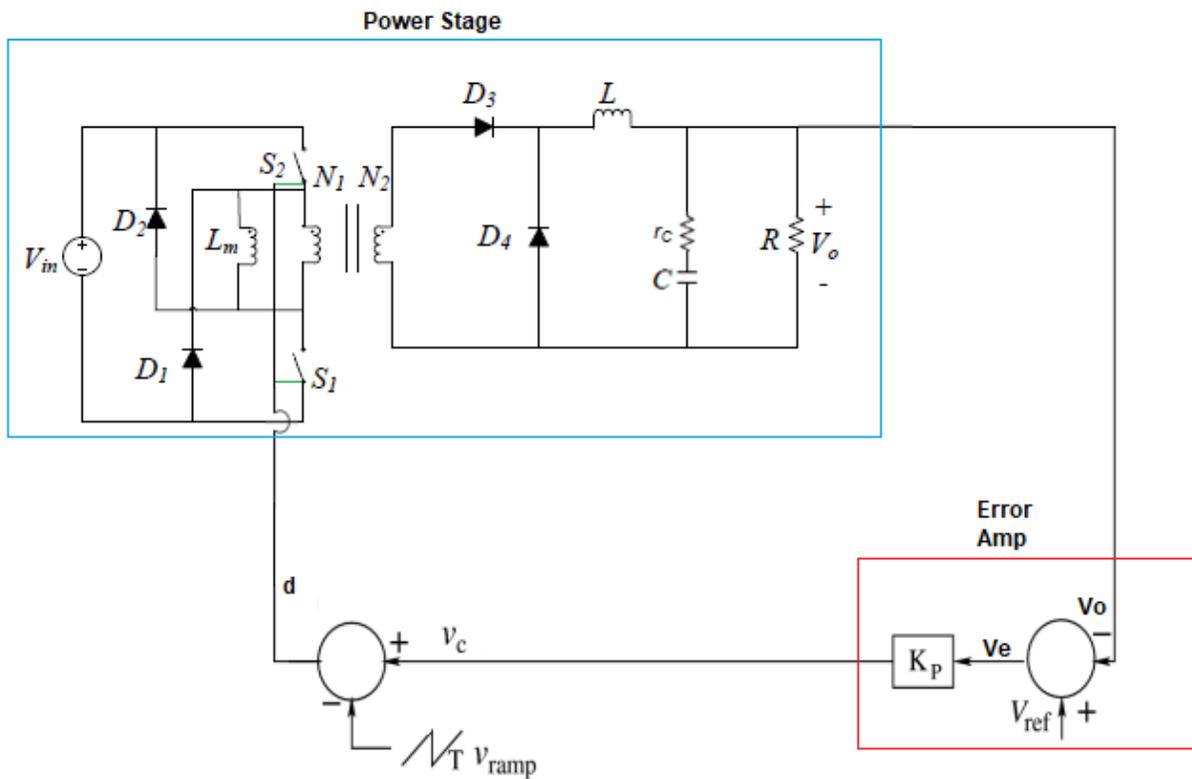


Σχήμα 3.2.1: Κυματομορφές του λόγου χρησιμοποίησης d

Συνοπτικά, η λειτουργία του είναι πως όταν η τάση εξόδου είναι χαμηλότερη από την τάση αναφοράς, ο ελεγκτής PWM αυξάνει το d του σήματος ελέγχου, γεγονός που αυξάνει τον χρόνο ενεργοποίησης του παλμού της τάσης εισόδου. Στη κατάσταση αυτή αυξάνεται η ενέργεια που μεταφέρεται προς την τάση εξόδου, σαν αποτέλεσμα τελικά να διατηρείται σταθερή η τάση εξόδου. Ενώ όταν η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση αναφοράς συμβαίνει το αντίστροφο. Δηλαδή ο ελεγκτής PWM μειώνει το d του σήματος ελέγχου, γεγονός που μειώνει τον χρόνο ενεργοποίησης του παλμού της τάσης εισόδου. Έτσι, μειώνεται η ενέργεια που μεταφέρεται στη τάση εξόδου και κατά αυτό το τρόπο διατηρείται σταθερή. Το σήμα αυτό οδηγεί τον εκάστοτε ημιαγωγικό διακόπτη ισχύος S (συνήθως MOSFET) του μετατροπέα συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση.

3.2.2 Έλεγχος με ανατροφοδότηση τάσης

Ο έλεγχος με ανατροφοδότηση τάσης είναι μια τεχνική έλεγχου που χρησιμοποιείται σε ορισμένους μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση για να βελτιώσει τη δυναμική απόκριση του μετατροπέα στις μεταβολές του φορτίου και της τάσης εισόδου διατηρώντας σταθερή τη τάση εξόδου. Στο σχήμα 3.2.2 παρατηρείται μια βασική τοπολογία έλεγχου με βρόγχο ανατροφοδότησης τάσης στον μετατροπέα forward με δύο διακόπτες.



Σχήμα 3.2.2: Διάγραμμα έλεγχου με έλεγχο ανατροφοδότησης τάσης

Ο ενισχυτής σφάλματος (error amplifier) στη πιο απλή του μορφή είναι ένα ενεργό βαθυπερατό φίλτρο όπως παρατηρείται από το σχήμα 3.2.3. Έχει συνάρτηση μεταφοράς σύμφωνα με τη σχέση:

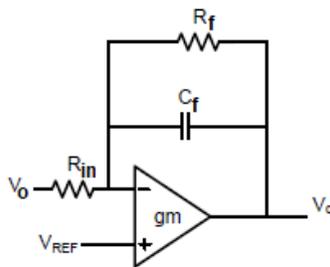
$$H(s) = \frac{K_p}{R_f C_f s + 1}, \text{ όπου } K_p = \frac{R_f}{R_{in}} \quad (3.10)$$

Η λειτουργία του ενισχυτή σφάλματος είναι να ενισχύει το σφάλμα ανάλογα με τον λόγο των αντιστάσεων R_f προς R_{in} . Το διαπερνούν χαμηλές συχνότητες έως τη συχνότητα αποκοπής που προσδιορίζεται από τον όρο $R_f C_f s$ του παρανομαστή της σχέσης (3.10). Πιο συγκεκριμένα από τη σχέση 3.2 το s στο παρανομαστή της εξίσωσης 3.10 γράφεται:

$$H(s) = \frac{K_p}{j2\pi f R_f C_f + 1} \quad (3.11)$$

Από τη 3.11 και λύνοντας ως προς f προκύπτει η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου:

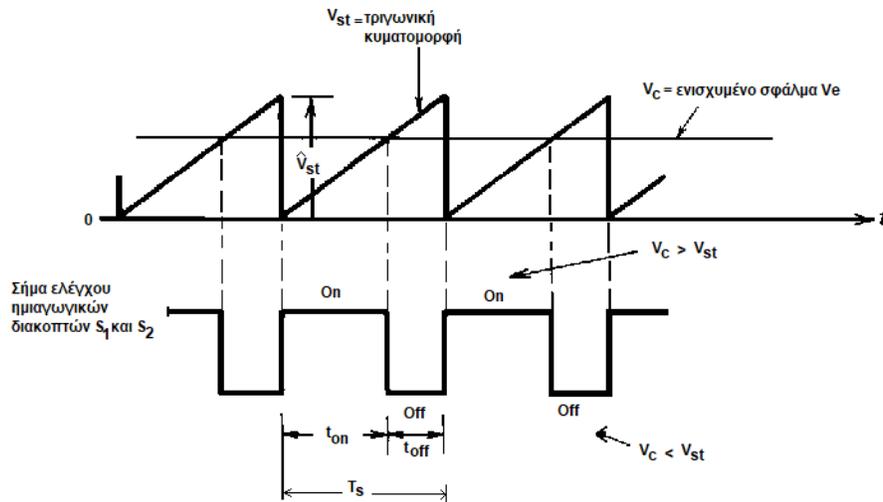
$$f_{cut_off} = \frac{1}{2\pi f R_f C_f} \quad (3.12)$$



Σχήμα 3.2.3: Διάταξη ενίσχυσης σφάλματος 1ης τάξης RC

Ο αλγόριθμος λειτουργίας του ελέγχου ανατροφοδότησης τάσης ξεκινάει με τη σύγκριση της τάση εξόδου V_o και της τάσης αναφοράς V_{ref} μέσω του ενισχυτή σφάλματος, δημιουργώντας ένα σφάλμα V_e το οποίο ενισχύεται από το κέρδος K_p του ενισχυτή σφάλματος και παράγεται το σφάλμα ελέγχου V_c . Στη συνέχεια, το σφάλμα V_c συγκρίνεται με μια γνωστή τριγωνική κυματομορφή, η οποία παράγεται σταθερά από μια γεννήτρια. Το αποτέλεσμα αυτής της σύγκρισης είναι μια τετραγωνική κυματομορφή με διαμορφωμένο εύρος ανάλογα τις απαιτήσεις για προσαρμογή από το σύστημα (μετατροπέα) όσο αναφορά τη τάση σφάλματος V_c για σταθερή περίοδο T_s όπως παρατηρείται και από το σχήμα 3.2.4 [2].

Η τετραγωνική κυματομορφή είναι ο λόγος χρησιμοποίησης d που οδηγεί τους διακόπτες S_1 και S_2 .

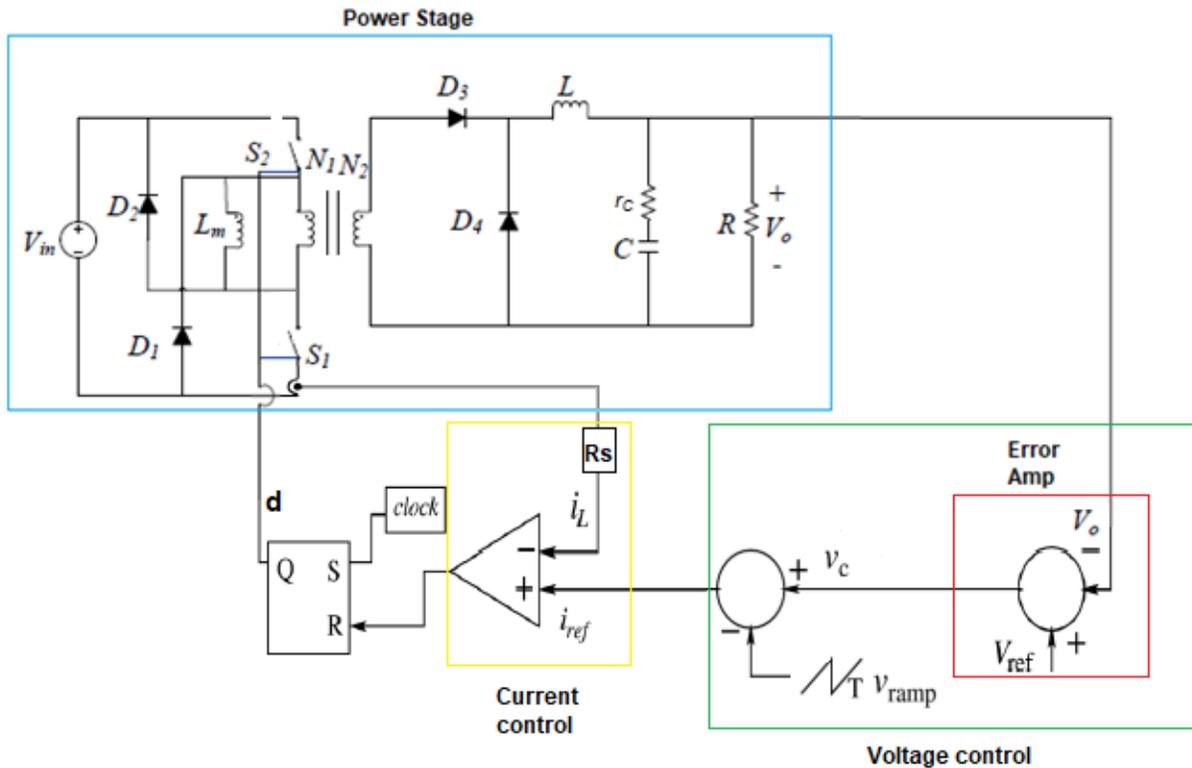


Σχήμα 3.2.4: Κυματομορφές εξόδου ελέγχου ανατροφοδότησης τάσης [2]

Ένα βασικό μειονέκτημα που εμφανίζει αυτή η μέθοδος είναι ότι κατά την οποιαδήποτε αλλαγή που συμβαίνει στη τάση εισόδου, επηρεάζεται το κέρδος και η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Αυτό συμβαίνει γιατί ο έλεγχος ανατροφοδότησης τάσης δεν μπορεί να διορθώσει αμέσως οποιαδήποτε διαταραχή καθώς πρέπει πρώτα να μεταφερθεί στην έξοδο. Επιπλέον οι διαταραχές καθυστερούν σε φάση εξαιτίας του πηνίου και του πυκνωτή πριν την έξοδο. Για τον λόγο αυτό προτιμάται ο έλεγχος ανατροφοδότησης ρεύματος [20].

3.2.3 Έλεγχος με ανατροφοδότηση ρεύματος κορυφής

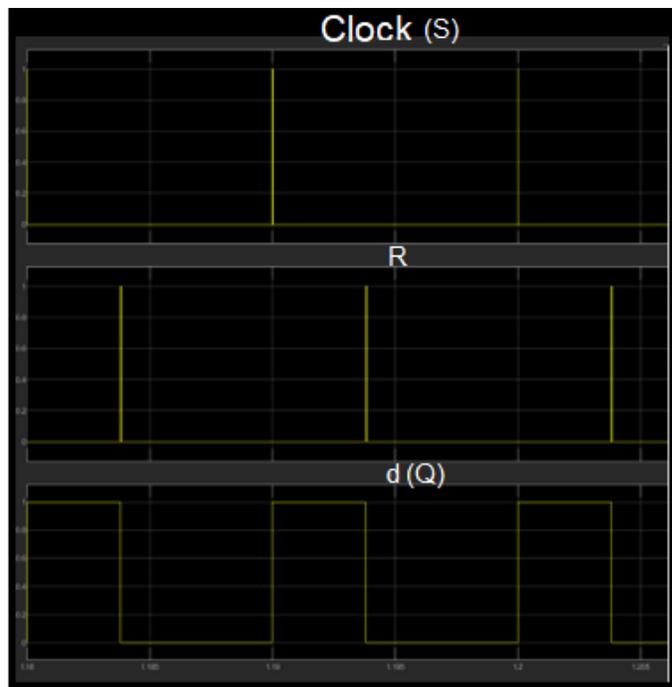
Ο έλεγχος με ανατροφοδότηση ρεύματος κορυφής είναι μια τεχνική που χρησιμοποιείται με τον ίδιο σκοπό όπως ο έλεγχος ανατροφοδότησης τάσης. Αποτελείται από δύο βρόγχους ανατροφοδότησης όπως παρατηρείται από τον μετατροπέα forward που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.2.5.



Σχήμα 3.2.5: Μετατροπέας forward δύο διακοπών με έλεγχο ρεύματος κορυφής

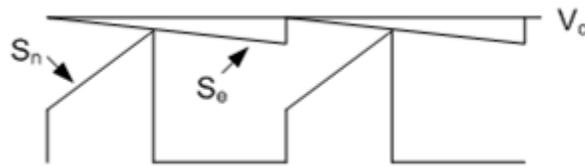
Ο εξωτερικός βρόγχος ανατροφοδότησης ή αλλιώς βρόγχος ανατροφοδότησης τάσης διέπτε με την ίδια αρχή λειτουργίας που περιγράφηκε στην ενότητα 3.2.1. Με τη μόνη διαφορά, ότι το σήμα που παράγεται στην έξοδο του συγκριτή είναι πλέον το άθροισμα του σφάλματος V_c και μιας ανάποδης τριγωνικής ράμπας και όχι το σήμα του λόγου χρησιμοποιήσεις (μια τετραγωνική κυματομορφή) όπως συμβαίνει στον έλεγχο με ανατροφοδότηση τάσης. Στη συνέχεια αυτό το σήμα εισέρχεται σαν είσοδο στον βρόγχο του ρεύματος και συγκρίνεται με το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο. Ωστόσο, το ρεύμα του πηνίου δεν είναι δυνατό να δειγματοληπτηθεί απευθείας, για τον λόγο αυτό χρησιμοποιείται μια αντίσταση R_s σε έναν από τους διακόπτες S [21]. Για να δημιουργηθεί ο παλμός οδήγησης των διακοπών χρησιμοποιείται η έξοδος του βρόγχου ανάδρασης ρεύματος. Η έξοδος αυτή είναι ένα σήμα το οποίο δημιουργήθηκε από το κοινό σημείο που είχαν τα σήματα της αντίστασης δειγματοληψίας R_s και της εξόδου του βρόγχου της τάσης. Μετά από τη διαδικασία αυτή, το σήμα αυτό καταλήγει σε έναν μανδαλωτή τύπου R-S.

Ο μανδαλωτής R-S συγκρίνει το σήμα R που είναι η έξοδος του βρόγχου του ρεύματος με το σήμα S που είναι το σήμα του ρολογιού του μανδαλωτή με σταθερή περίοδο T_s και για σήμα $S = 1$ παράγεται η έξοδος Q του μανδαλωτή μέχρι η κατάσταση του σήματος R=1. Το σήμα Q είναι ο λόγος χρησιμοποίησης d όπως παρατηρείται από τις ενδεικτικές κυματομορφές που παρουσιάζονται στο σχήμα 3.2.6. Σημαντική παρατήρηση είναι πως για το μετατροπέα forward πρέπει να ισχύει $d < 0.5$ για να μην υπάρχει ταλαντωτική συμπεριφορά στο ρεύμα εξόδου του μετατροπέα εξαιτίας της συμπεριφοράς που έχει το πηνίο αλλά και για να αποφεύγεται ο κορεσμός του πυρήνα του μετασχηματιστή που αποτελείται [21].



Σχήμα 3.2.6: Ενδεικτικές κυματομορφές ενός μανδαλωτή R-S

Η προσθήκη του ρεύματος του πηνίου μέσω του βρόγχου του ρεύματος δίνει στο σύστημα του μετατροπέα μια καλύτερη δυναμική συμπεριφορά καθώς προσαρμόζεται πιο γρήγορα σε μεταβολές της εισόδου και του φορτίου. Αυτό συμβαίνει διότι το ρεύμα του πηνίου είναι πιο γρήγορο στις μεταβολές αυτές, άρα η διόρθωση επιτυγχάνεται πιο γρήγορα. Ενδεικτικά παρατηρείται πως επηρεάζεται τη ταχύτητα της απόκρισης με τη προσθήκη της κλίσης S_n του ρεύματος του πηνίου, το σήμα V_c από την έξοδο του συγκριτή του βρόγχου της τάσης και τη τριγωνική ράμπα με κλίση S_e στο σχήμα 3.2.7 [21].



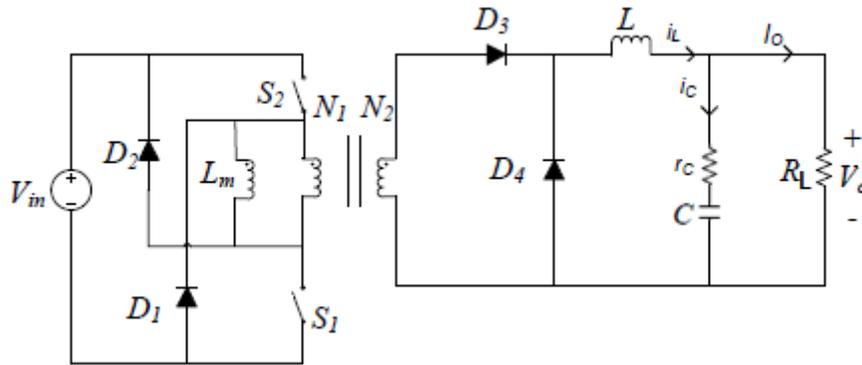
Σχήμα 3.2.7: Κυματομορφές συγκριτή βρόχου ρεύματος [21]

3.3 Μοντέλο μικρού σήματος μετατροπέα

Το μοντέλο μικρού σήματος προσεγγίζει τη συμπεριφορά ενός μη γραμμικού κυκλώματος ως ένα σύστημα γραμμικών στοιχείων, όπως αντιστάσεις, πυκνωτές και πηνία. Αυτό το μοντέλο είναι χρήσιμο για το σχεδιασμό, την ανάλυση και την πρόβλεψη της συμπεριφοράς των κυκλωμάτων σε μικρές αλλαγές του σήματος εισόδου. Επιπλέον χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό και τη δημιουργία του συμβατικού ελέγχου. Ένα τέτοιο μη γραμμικό σύστημα είναι και οι μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση.

3.3.1 Μοντέλο μικρού σήματος μετατροπέα forward για έλεγχο με ρεύμα κορυφής

Παρατηρώντας τον μετατροπέα forward δύο διακοπών του σχήματος 3.3.1 για να μπορέσει να οδηγηθεί αυτό το σύστημα σε ένα μοντέλο μικρού σήματος ακολουθείται η διαδικασία της αναγωγής των μεγεθών που υπάρχουν στο δευτερεύον τύλιγμα ως προς το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή. Κατά το τρόπο αυτό, ο μετασχηματιστής θα μπορέσει να απαλειφθεί για να δημιουργηθεί το μοντέλο μικρού σήματος που θα ακολουθήσει.



Σχήμα 3.3.1: Κύκλωμα μετατροπέα forward με δύο διακόπτες

Από τις εξισώσεις 2.65-2.69 της ενότητας 2.5 προκύπτουν τα κάτωθι ανηγμένα μεγέθη στη μεριά του πρωτεύοντος.

$$V_o' = NV_o \quad (3.13)$$

$$r_c' = N^2 r_c \quad (3.14)$$

$$R_L' = N^2 R_L \quad (3.15)$$

$$L' = N^2 L \quad (3.16)$$

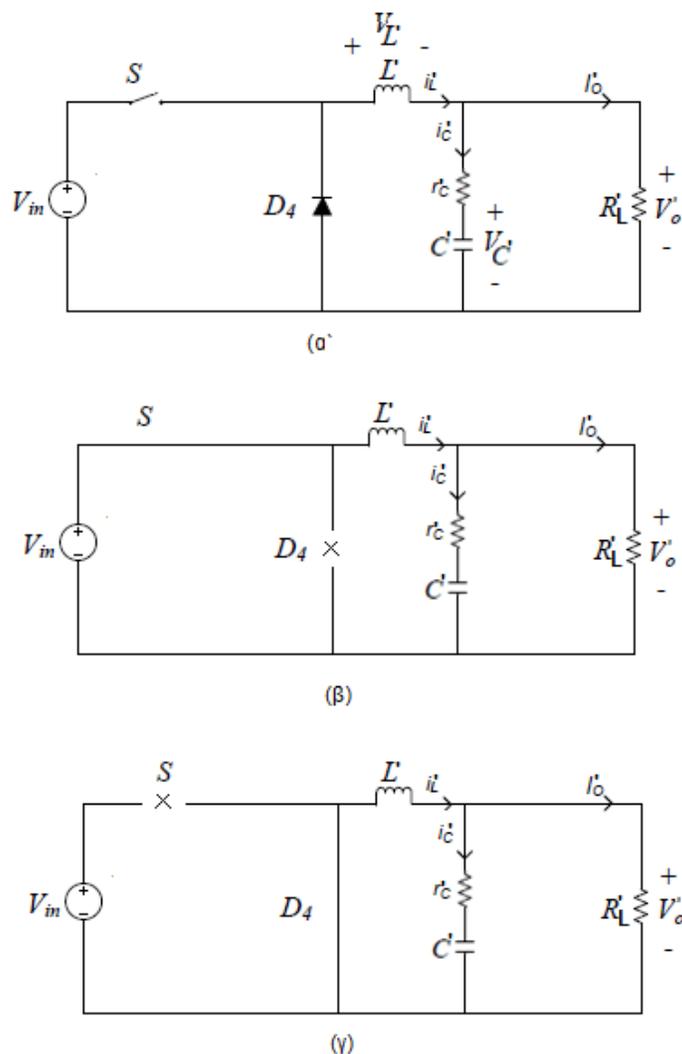
$$C' = \frac{C}{N^2} \quad (3.17)$$

$$i_L' = \frac{i_L}{N} \quad (3.18)$$

$$i_c' = \frac{i_c}{N} \quad (3.19)$$

$$I_o' = \frac{I_o}{N} \quad (3.20)$$

Μέσω των σχέσεων (3.13-3.20) και θεωρώντας ότι τον έλεγχο του μετατροπέα δε τον επηρεάζει ο μετασχηματιστής, η διάταξη απομαγνήτισης (τις διόδους απομαγνήτισης D_1, D_2 και τους δύο διακόπτες S_1, S_2) και η διόδο D_3 . Καθώς και ότι ο μετατροπέας λειτουργεί με έναν διακόπτη S τύπου Mosfet όπως παρατηρείται από το σχήμα 3.3.2 (α). Ο μετατροπέας forward έγινε ισοδύναμος με τον μετατροπέα υποβιβασμού (buck) όποτε, για συνεχή αγωγή θα θεωρηθούν δύο ισοδύναμα κυκλώματα. Το κύκλωμα 3.3.2 (β) αναφέρεται στην φάση που ο διακόπτης S άγει ενώ το κύκλωμα 3.3.2(γ) αναφέρεται στη φάση όταν ο διακόπτης S δεν άγει και άγει η διόδος ελεύθερης διέλευσης D_4 .



Σχήμα 3.3.2: (α) Ανηγμένο ισοδύναμο μετατροπέα forward σε μετατροπέα buck (β) Φάση αγωγής διακόπτης S ισοδύναμο (γ) Φάση διακοπής διακόπτης S ισοδύναμο

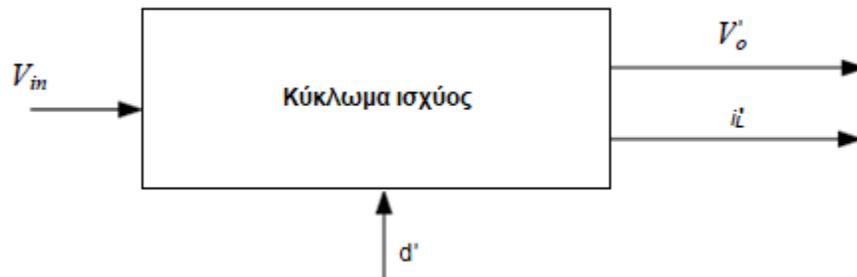
Από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 3.3.2 (α) οι σχέσεις που περιγράφουν τη συνεχή και ασυνεχή αγωγή είναι:

$$i_L' = i_c' + I_o' \quad (3.21)$$

$$V_o' = V_c' + r_c'(i_L' - i_o') \quad (3.22)$$

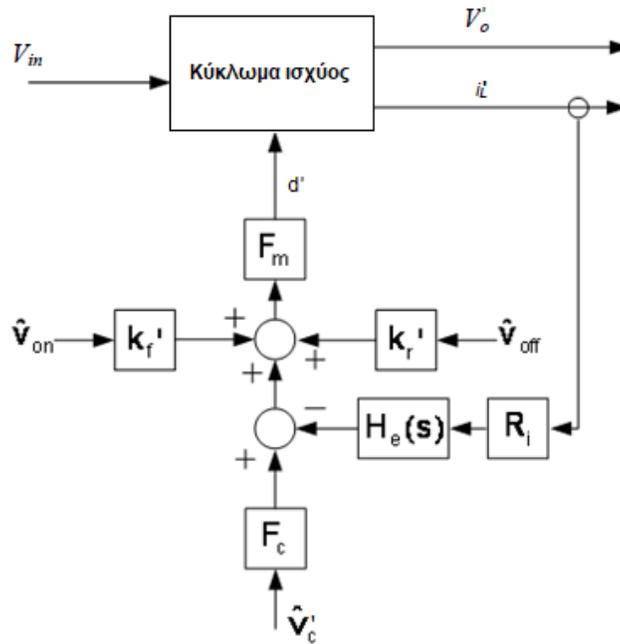
$$d' = \frac{V_L' + V_o'}{V_{in}} \quad (3.23)$$

Οπότε ο μετατροπέας μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν ένα δομικό διάγραμμα όπως είναι αυτό του σχήματος 3.3.3.



Σχήμα 3.3.3: Δομικό διάγραμμα ανηγμένου μετατροπέα forward

Δημιουργώντας το δομικό διάγραμμα, προκύπτει το δομικό διάγραμμα ελέγχου του μετατροπέα για έλεγχο με τη μέθοδο του ρεύματος κορυφής του σχήματος 3.3.4.



Σχήμα3.3.4: Δομικό διάγραμμα ελέγχου με ρεύμα κορυφής μετατροπέα forward [21]

Όπου, κάθε όρος συμβολίζει το κέρδος μιας συγκεκριμένης βαθμίδας. Πιο συγκεκριμένα το $K_{f'}$ και το $K_{r'}$ είναι το κέρδος του διακόπτη όταν εκείνος είναι ανοιχτός και κλειστός αντίστοιχα. Το F_m είναι το κέρδος από τη κλίση των κυματομορφών της τριγωνικής ράμπας και του ρεύματος του πηνίου. Το F_c αφορά το κέρδος από τη διακοπτική συχνότητα λειτουργίας f_s και το H_e είναι το κέρδος της δειγματοληψίας από την αντίσταση δειγματοληψίας R_i του διακόπτη S. Αναλυτικά οι σχέσεις που τα περιγράφουν είναι οι ακόλουθες [22].

$$F_m = \frac{1}{(S_n + S_e)T_s}, \text{ όπου } S_n \text{ η κλίση της τριγωνικής ράμπας} \quad (3.24)$$

και S_e η κλίση του ρεύματος του πηνίου.

$$K_{f'} = -\frac{dT_s R_i}{L} \left(1 - \frac{d}{2}\right) \quad (3.25)$$

$$K_{r'} = \frac{(1-d)^2 T_s R_i}{2L} \quad (3.26)$$

$$F_c = 1 \text{ δεδομένου της σταθερής } f_s \quad (3.27)$$

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_n Q_Z} + \frac{s^2}{\omega_n^2}, \text{ Όπου } \omega_n = \frac{\pi}{T_s} \text{ και } Q_Z = \frac{-2}{\pi} \quad (3.28)$$

Έτσι προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόγχου του ελέγχου με ρεύμα κορυφής του μετατροπέα forward [21].

$$G_d(s) = \frac{R'_L}{R_i} \frac{1}{1 + \frac{R'_L T_s}{L} [m_c(1-d) - 0.5]} F_p(s) F_h(s) \quad (3.29)$$

Όπου m_c είναι ο συντελεστής κλίσης που προκύπτει από τη σχέση:

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} \quad (3.30)$$

$$S_e \text{ η κλίση της ράμπας αντιστάθμισης και υπολογίζεται: } S_e = \frac{V_{ramp}}{T_s} \quad (3.31)$$

και S_n η κλίση της ράμπας της αντίστασης R_i του διακόπτη όταν άγει και είναι:

$$S_n = \frac{V_{in} - V'_o}{L'} R_i \quad (3.32)$$

Το $F_p(s)$ συμβολίζει τον πόλο και το μηδέν που εμφανίζεται στις χαμηλές συχνότητες από τον πυκνωτή και την ESR και δίνεται από τη σχέση:

$$F_p(s) = 1 + \frac{sC'r'_c}{1 + \frac{s}{2\pi C'r'_c}} \quad (3.33)$$

Και το $F_h(s)$ αντιπροσωπεύει τις διαταραχές στις υψηλές συχνότητες που εμφανίζονται ως δύο πόλοι εξαιτίας της αντίστασης δειγματοληψίας R_i και δίνεται από τη σχέση:

$$F_h(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_n Q_p} + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2}, \text{ όπου } Q_p = \frac{1}{\pi[m_c * (1 - d) - 0.5]} \quad (3.34)$$

3.4 Ασαφής ελεγκτής

Η ασαφής λογική χρησιμοποιείται για τη δημιουργία συστημάτων που μπορούν να λαμβάνουν αποφάσεις και να εξηγούν συμπεράσματα σε αβέβαιες καταστάσεις με τον ίδιο τρόπο όπως οι εμπειρογνώμονες. Μπορεί να παρέχει δηλαδή, λύσεις σε πολύπλοκα προβλήματα όπου δεν υπάρχουν μαθηματικοί τύποι ή μοντέλα, παρά μόνο η ανθρώπινη εμπειρία. Ως αποτέλεσμα, είναι δυνατή η ανάλυση του τρόπου με τον οποίο μπορεί να επιτευχθεί μια δεδομένη έξοδος από μια δεδομένη είσοδο χωρίς να εμπλέκονται μαθηματικές σχέσεις.

Γενικά, τα ασαφή συστήματα μαθαίνουν την απαραίτητη γνώση (γνώση που συνήθως έχουν οι ειδικοί) από τα δεδομένα και την εφαρμόζουν με τη μορφή κανόνων. Αυτό προϋποθέτει ότι οι κανόνες είναι γνωστοί εκ των προτέρων ή ότι το σύστημα είναι προσαρμοστικό. Σύμφωνα με τη θεωρία των ασαφών συνόλων λέγεται ότι ένα αντικείμενο ανήκει σε ένα σύνολο μέχρι ενός βαθμού. Ο βαθμός αυτός είναι γνωστός ως βαθμός συμμετοχής και δέχεται τιμές μεταξύ του 0% και του 100%.

Κατά αυτόν τον τρόπο η ασαφής λογική δέχεται ότι ένα ενδεχόμενο ισχύει σε κάποιο βαθμό. Επιπλέον, ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό της ασαφούς λογικής είναι ότι χρησιμοποιεί γλωσσικούς κανόνες για να σχηματίσει λογικούς κανόνες για να τους εξισώσει με την αβεβαιότητα.

Οι συνηθέστερες εφαρμογές στις οποίες χρησιμοποιείται η ασαφής λογική είναι σε συστήματα που είναι δύσκολο να μοντελοποιηθούν με ακριβείς μαθηματικές εξισώσεις. Τέτοια πεδία εφαρμογής είναι ο αυτόματος έλεγχος, η λήψη αποφάσεων, η αναγνώριση και η ταξινόμηση προτύπων και η μοντελοποίηση συστημάτων. Η λειτουργία της ασαφούς λογικής στον αυτόματο έλεγχο εφαρμόζεται στη πραγματική τιμή για να είναι ίση με την επιθυμητή.

3.4.1 Λειτουργία ασαφή ελεγκτή

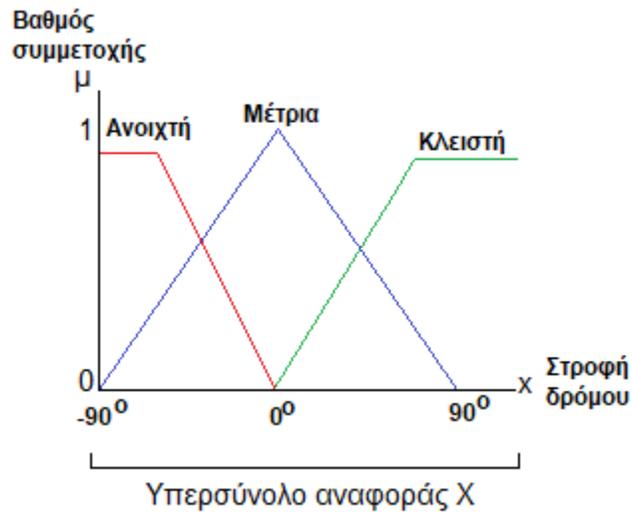
Η ασαφής λογική αποτελεί μια γενίκευση της δυαδικής λογικής (Boolean), δεδομένου του ότι ένα ασαφές σύνολο μπορεί να εκφραστεί ως μια χαρακτηριστική συνάρτηση που λαμβάνει άπειρες τιμές μεταξύ του διαστήματος $[0,1]$ ενός υπερσυνόλου X με επιμέρους στοιχεία x δηλαδή $X=\{x\}$. Έστω λοιπόν, ένας οδηγός που καλείται να στρίψει μια στροφή όπως φαίνεται και από το σχήμα 3.4.1.



Σχήμα 3.4.1: Παράδειγμα στροφής αμαξιού για ασαφή ελεγκτή

Ο οδηγός δεν έχει τη δυνατότητα να αποφασίσει πόσες μοίρες ακριβώς θα στρίψει το τιμόνι. Ωστόσο, η στροφή περιγράφεται στο μυαλό του μέσω κάποιας γλωσσολογικής μεταβλητής όπως είναι: πολύ, μέτρια ή ανοιχτή στροφή.

Στο συγκεκριμένο παράδειγμα θεωρείται υπερσύνολο αναφοράς η στροφή του δρόμου, ασαφή σύνολα τα σύνολα με όνομα «Ανοιχτή», «Μέτρια» και «Κλειστή» όπως παρατηρείται από το σχήμα 3.4.2.



Σχήμα 3.4.2: Είσοδος γωνίας δρόμου

Θέτοντας το υπερσύνολο αναφοράς (στροφή του δρόμου) ως X και ένα από τα ασαφή σύνολα όπως είναι για παράδειγμα το «Μέτρια» ως A , το ασαφή σύνολο A μπορεί να εκφραστεί συμβολικά ως ένα σύνολο διατεταγμένων ζευγών [22]:

$$A = \int \frac{\mu_A(x)}{x} \text{ για } x \in X \quad (3.35)$$

Σημαντικό είναι να αναφερθεί ότι το σύμβολο \int δεν ορίζει τη πράξη της ολοκλήρωσης αλλά εκφράζει το «σύνολο».

Η $\mu_A(X)$ ονομάζεται συνάρτηση συμμετοχής του x στο σύνολο A και είναι μια απεικόνιση από το υπερσύνολο αναφοράς X στο κλειστό διάστημα $[0,1]$. Μαθηματικά αυτό εκφράζεται ως:

$$\mu_A(x) : X \rightarrow [0,1] \quad (3.36)$$

Η συνάρτηση συμμετοχής μπορεί να έχει τη μορφή διάφορων σχημάτων. Τα πιο συνήθη είναι η τριγωνική μορφή και η τραπεζοειδούς μορφής. Αξιοσημείωτη είναι η παρατήρηση ότι στα δύο

ακριανά σύνολα, οι συναρτήσεις συμμετοχής είναι πάντα τραπεζοειδείς συναρτήσεις προκειμένου ο βαθμός συμμετοχής ενός συνόλου εκτός των ορίων μιας εισόδου να είναι στο 100%

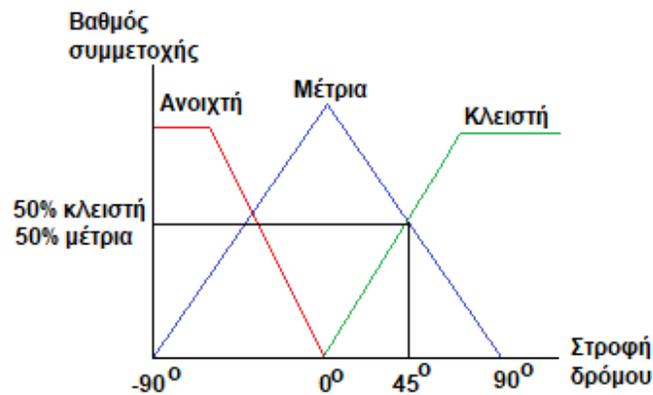
Έτσι λοιπόν, ορίζεται η διαδικασία της ασαφοποίησης κατά την οποία μια συγκεκριμένη τιμή της εισόδου μετατρέπεται σε ασαφή τιμή, δηλαδή σε βαθμό συμμετοχής ενός ή περισσοτέρων ασαφών συνόλων.

Κατά την ολοκλήρωση της ασαφοποίησης το επόμενο βήμα είναι η επαγωγή των λογικών κανόνων. Δηλαδή η λήψη αποφάσεων του συστήματος μέσω κανόνων της μορφής «ΕΑΝ (αίτιο) ΤΟΤΕ (συμπέρασμα)». Ο πιο διαδεδομένος τρόπος που χρησιμοποιείται είναι η συνεπαγωγή κατά Mamdani η οποία για την ενεργοποιήσει ενός ή περισσότερων κανόνων της μορφής που προαναφέρθηκε ορίζει ότι πρέπει να ισχύει κατ' ελάχιστο των δύο συνθηκών του αιτίου και του συμπεράσματος. Δηλαδή, χρησιμοποιεί το ελάχιστο των κανόνων που εφαρμόζονται στα ασαφή σύνολα όπως φαίνεται και από τη σχέση:

$$R_{Mamdani} = \min(A, B, C) \quad (3.37)$$

Όπου Α θεωρείται το σύνολο «Μέτρια», Β το σύνολο «Κλειστή» και Γ το σύνολο «Ανοιχτή»

Έστω ότι η στροφή είναι 45° και σαν είσοδο ο ασαφής ελεγκτής έχει μόνο τη γωνία του δρόμου. Με βάση αυτή τη γωνία προκύπτει το σχήμα 3.4.3, η οποία αντιστοιχεί τους βαθμούς συμμετοχής στην γωνία της στροφής του δρόμου. Παρατηρείται ότι η είσοδος, δηλαδή η γωνία των 45° έχει μοντελοποιηθεί ως 50% κλειστή και 50% μέτρια

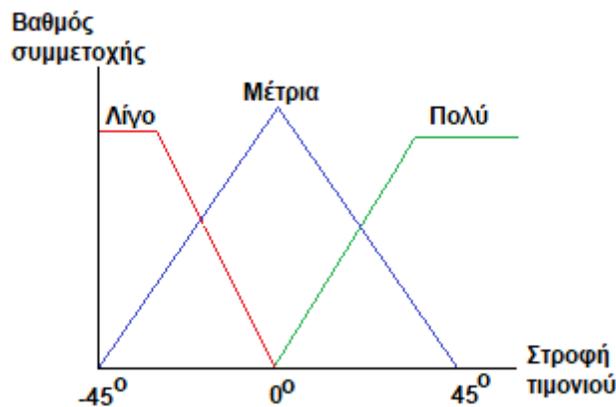


Σχήμα 3.4.3: Ασαφοποίηση γωνίας δρόμου

Στο παράδειγμα με το αυτοκίνητο μπορούν να οριστούν κανόνες όπως είναι οι παρακάτω.

1. Αν η στροφή είναι ανοιχτή, τότε στρέφεται λίγο το τιμόνι.
2. Αν η στροφή είναι μέτρια, τότε στρέφεται μέτρια το τιμόνι.
3. Αν η στροφή είναι κλειστή, τότε στρέφεται πολύ το τιμόνι.

Το σκέλος των κανόνων που αναφέρονται στα ασαφή σύνολα «Λίγο», «Μέτρια» και «Πολύ» αφορούν το αποτέλεσμα δηλαδή το πως θα συμπεριφερθεί (στο πόσο θα στρίψει το τιμόνι) ο οδηγός στη στροφή του δρόμου. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται από-ασαφοποίηση και κατά αντιστοιχία με την ασαφοποίηση περιγράφεται από ασαφή σύνολα που αντιστοιχούν σε βαθμούς συμμετοχής συναρτήσεων συμμετοχής όπως παρατηρείται από το σχήμα 3.4.4.



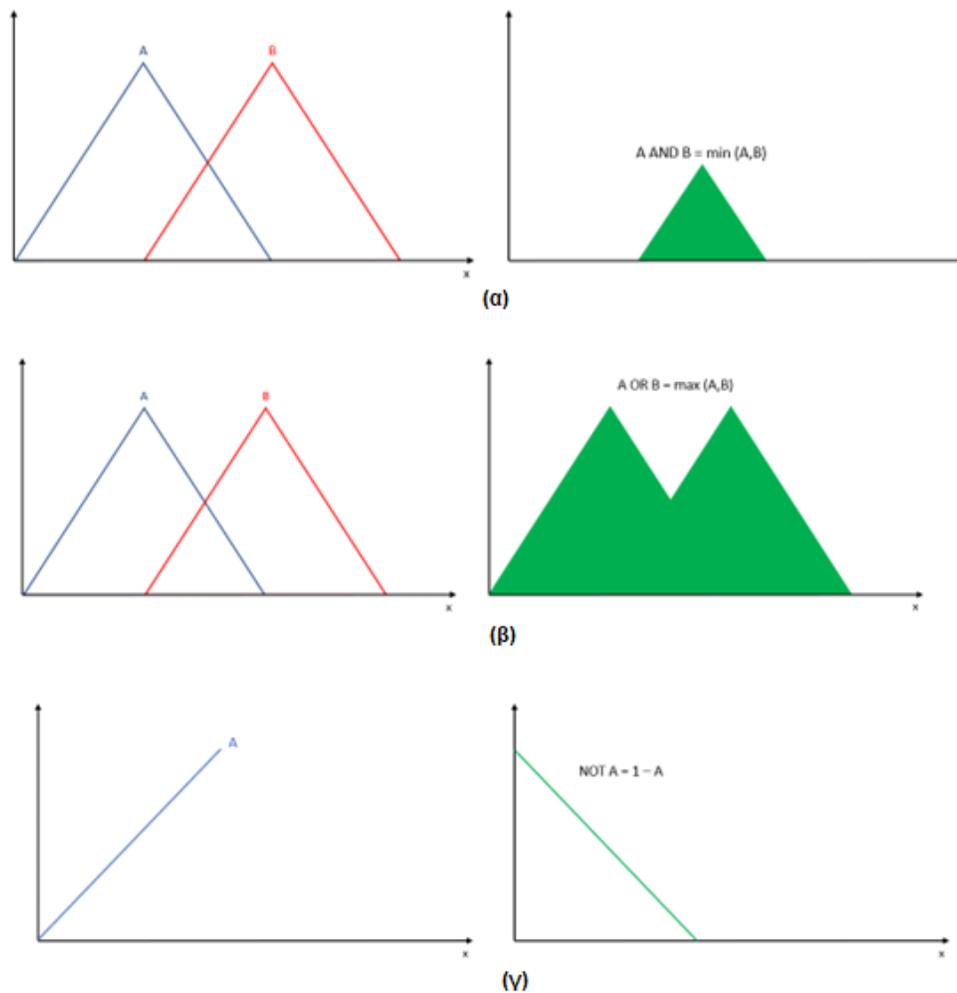
Σχήμα 3.4.4: Αποασαφοποίηση γωνίας τιμονιού

Στη περίπτωση που υπήρχαν περισσότεροι από μία εισόδους, χρησιμοποιούνται οι λογικές πράξεις AND (ΚΑΙ), NOT (ΟΧΙ) και OR (Η) για τη δημιουργία πολυπλοκότερων κανόνων (σχήμα 3.4.5.). Μια επιπλέον είσοδο στο συγκεκριμένο παράδειγμα θα μπορούσε να είναι η ταχύτητα του αυτοκινήτου στη στροφή και οι κανόνες αντίστοιχα να γινόντουσαν για τα ασαφή σύνολα «μεγάλη» και «μικρή» ταχύτητα.

1. Αν η στροφή είναι ανοιχτή ΚΑΙ η ταχύτητα είναι μεγάλη, τότε στρέφεται λίγο το τιμόνι.
2. Αν η στροφή είναι μέτρια ΚΑΙ η ταχύτητα είναι μεγάλη, τότε στρέφεται μέτρια το τιμόνι.
3. Αν η στροφή είναι κλειστή ΚΑΙ η ταχύτητα είναι μεγάλη, τότε στρέφεται πολύ το τιμόνι.
4. Αν η στροφή είναι ανοιχτή ΚΑΙ η ταχύτητα είναι μικρή, τότε στρέφεται λίγο το τιμόνι.
5. Αν η στροφή είναι μέτρια ΚΑΙ η ταχύτητα είναι μικρή, τότε στρέφεται μέτρια το τιμόνι.
6. Αν η στροφή είναι κλειστή ΚΑΙ η ταχύτητα είναι μικρή, τότε στρέφεται πολύ το τιμόνι.

Παρατηρείται ότι στη περίπτωση που προστίθεται το σύνολο της ταχύτητας του αυτοκινήτου οι κανόνες αυξάνονται. Αυτό δείχνει ότι οι κανόνες εξαρτώνται μόνο από το πλήθος των ασαφών συνόλων των εισόδων.

Συγκεκριμένα το πλήθος των κανόνων υπολογίζεται ως το γινόμενο των ασαφών συνόλων κάθε εισόδου. Άρα για την είσοδο «στροφή δρόμου» και «ταχύτητα» προκύπτουν από τα τρία και δύο ασαφή σύνολα τους αντίστοιχα οι έξι κανόνες που αναφέρθηκαν παραπάνω.



Σχήμα 3.4.5: Ασαφής λογική λογικών πράξεων (α) AND (β) OR (γ) NOT

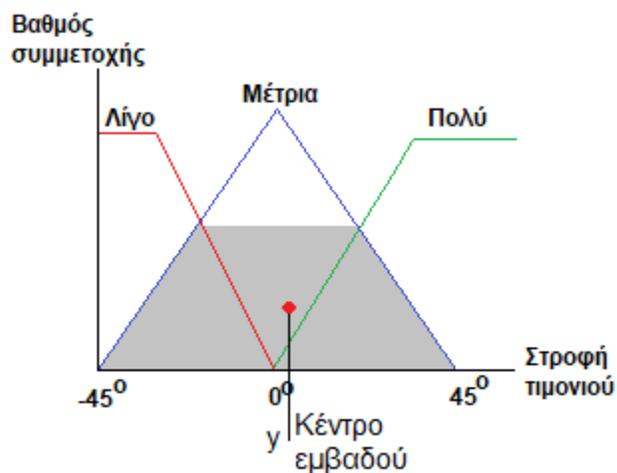
Εν συνεχεία του παραδείγματος με τη μία είσοδο ως συνέπεια της ενεργοποίηση των κανόνων για τη στροφή των 45°. Έστω ότι οι λογικοί κανόνες που ενεργοποιούνται είναι ο κανόνας « Αν η στροφή είναι μέτρια, τότε στρέφεται μέτρια το τιμόνι» και ο κανόνας «Αν η στροφή είναι κλειστή, τότε στρέφεται πολύ το τιμόνι». Με τη σειρά τους οι κανόνες ορίζουν ένα χωρίο στη διαδικασία της από-ασαφοποίησης. Το αποτέλεσμα αυτό, όμως, εξακολουθεί να είναι ασαφές, αφού δεν αντιστοιχεί σε κάποιον συγκεκριμένο αριθμό μοιρών.

Για τον λόγο αυτόν υπολογίζεται το κέντρο του εμβαδού που ορίστηκε από τη σχέση [22]:

$$y = \frac{\int_S \gamma(\mu_\gamma(y)) dy}{\int_S \mu_\gamma(y) dy} \quad (3.38)$$

Όπου το S είναι το εμβαδό του χωρίου που έχει ενεργοποιηθεί από τους κανόνες και $\mu_\gamma(y)$ η σύνθετη συνάρτηση συμμετοχής της μεταβλητής εξόδου y (στροφή τιμονιού).

Το σχήμα που έχει δημιουργηθεί εξαιτίας των κανόνων που έχουν ενεργοποιηθεί και έχει υπολογιστεί το κέντρο του εμβαδού του παρατηρείται από το σχήμα 3.4.6.

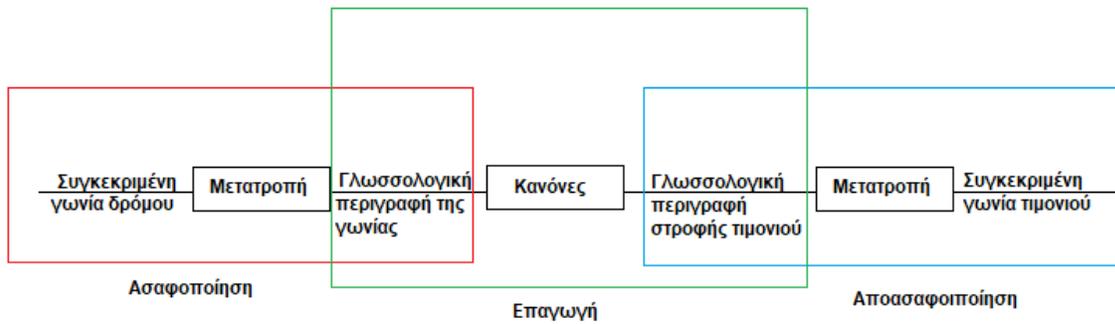


Σχήμα 3.4.6: Κέντρο εμβαδού χωρίου

Καταλήγοντας, ένας ασαφής ελεγκτής περιλαμβάνει:

1. Τη διαδικασία της ασαφοποίησης κατά την οποία οι συγκεκριμένες τιμές της εισόδου μετατρέπονται σε ασαφείς τιμές, δηλαδή σε βαθμούς συμμετοχής σε ασαφή σύνολα.
2. Τη διαδικασία της επαγωγής στην οποία γίνεται η εφαρμογή των λογικών κανόνων και βάση της ενεργοποίησης τους ορίζουν ένα χωρίο στο σύνολο της εξόδου.
3. Τη διαδικασία της από-ασαφοποίησης όπου το χωρίο που έχει οριστεί από τους κανόνες από το βήμα της επαγωγής μετατρέπεται σε μια συγκεκριμένη τιμή.

Τα στάδια της δημιουργίας που περιγράφουν τον ασαφή έλεγχο της γωνίας του δρόμου σε συγκεκριμένη στροφή γωνίας τιμονιού του οδηγού παρατηρούνται στο σχήμα 3.4.7.



Σχήμα 3.4.7: Διάγραμμα ασαφή ελεγκτή για τη γωνία στροφής τιμονιού

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Σχεδίαση Μετατροπέα Forward με δύο διακόπτες

Το παρόν κεφάλαιο πραγματεύεται τη σχεδίαση του μετατροπέα forward δύο διακοπών, τόσο κυκλωματικά όσο και ως προς το κομμάτι του ελέγχου. Επιπλέον θα γίνει η επιλογή των κατάλληλων ηλεκτρονικών εξαρτημάτων και η κατασκευή του μετασχηματιστή. Οι μέθοδοι ελέγχου που επιλέχθηκαν θα δημιουργηθούν σε επίπεδο προσομοίωσης μέσω του προγράμματος Simulink του MATLAB.

4.1 Επιλογή στοιχείων κυκλώματος μετατροπέα forward

Ορίζοντας τις προδιαγραφές λειτουργίας του μετατροπέα forward δύο διακοπών για λειτουργία συνεχούς αγωγής (CCM) προκύπτουν τα εξής μεγέθη: Τάση εξόδου $V_o = 12V$, μέγιστη ισχύς εξόδου $P_o = 120W$, διακοπτική συχνότητα $f_s = 100kHz$, μέγιστη κυμάτωση ρεύματος πηνίου $\Delta I_L = 20\%$ και μέγιστη κυμάτωση τάσης εξόδου $V_r = 1\%$. Η μέγιστη και η ελάχιστη τάση εισόδου είναι αντίστοιχα $V_{in(min)} = 43V$ και $V_{in(max)} = 53V$, ενώ η ονομαστική τάση λειτουργίας είναι $V_{in(nom)} = 48V$. Επιπλέον, η θεωρητική απόδοση του μετατροπέα είναι $\eta_c = 80\%$ και ο μέγιστος βαθμός χρησιμοποίησης $d_{max} = 46\%$.

Η μέγιστη και η ελάχιστη τιμή που λαμβάνει το ρεύμα εξόδου I_o δίνετε από τις σχέσεις:

$$I_{o(max)} = \frac{P_{o(max)}}{V_o} = \frac{120}{12} = 10A \quad (4.1)$$

και

$$I_{o(min)} = \frac{P_{o(min)}}{V_o} = \frac{60}{12} = 5A \quad (4.2)$$

Από τις εξισώσεις 4.1 και 4.2 μπορεί να υπολογιστεί η ελάχιστη και η μέγιστη αντίσταση φορτίου αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$R_{L(max)} = \frac{V_o}{I_{o(max)}} = \frac{12}{10} = 1.2 \Omega \quad (4.3)$$

και

$$R_{L(min)} = \frac{V_o}{I_{o(min)}} = \frac{12}{5} = 2.4 \Omega \quad (4.4)$$

Ο λόγος μετασχηματισμού δίνεται ως:

$$N = \frac{\eta_c d_{max} V_{in(min)}}{V_o} = \frac{0.8 * 0.46 * 43}{12} = 1.33 \quad (4.5)$$

Επιλέγοντας $N = 1.33$, ο μέγιστος και ο ελάχιστος βαθμός χρησιμοποίησις d υπολογίζεται από τις σχέσεις:

$$d_{max} = N \frac{V_o}{\eta_c V_{in(min)}} = 1.35 \frac{12}{0.8 * 43} = 0.47 \quad (4.6)$$

και

$$d_{min} = N \frac{V_o}{\eta_c V_{in(max)}} = 1.35 \frac{12}{0.8 * 53} = 0.38 \quad (4.7)$$

Δεδομένης της επιλογής της κυμάτωσης του ρεύματος του πηνίου $\Delta I_L = 20\%$ η ελάχιστη τιμή του πηνίου εξόδου του μετατροπέα υπολογίζεται [16]:

$$L_{min} = \frac{V_o(1 - d_{min})}{f_s \Delta I_{L(max)}} = \frac{12 * (1 - 0.38)}{100 * 10^3 * 0.1 * 10} = 37 \mu H \quad (4.8)$$

Επιλέγεται η τιμή για την επαγωγή $L = 35 \mu H$.

Για τον υπολογισμό του πυκνωτή εξόδου, υπολογίζεται πρώτα η μέγιστη τιμή της ισοδύναμης αντίστασης σειράς (ESR) r_c από τη σχέση:

$$r_{c(max)} = \frac{V_o V_r}{\Delta I_{L(max)}} = \frac{12 * 0.01}{0.2 * 10} = 60 m\Omega \quad (4.9)$$

Έτσι η ελάχιστη χωρητικότητα του πυκνωτή εξόδου ισούται με:

$$C_{min} = \frac{1 - d_{min}}{2 f_s r_{c(max)}} = \frac{1 - 0.38}{2 * 100 * 10^3 * 60 * 10^{-3}} = 52 \mu F \quad (4.10)$$

Σύμφωνα λοιπόν με τη τιμή της C_{min} επιλέγεται ο πυκνωτής Panasonic EEHZK1V560V με $C = 56\mu F$, $r_c = 60m\Omega$ και μέγιστη τάση λειτουργίας τα 35V [24].

Η μέγιστη τάση και το μέγιστο ρεύμα των διόδων D_3 και D_4 υπολογίζεται [16] ως ακολούθως:

$$V_{D3peak(max)} = V_{D4peak(max)} = \frac{V_{in(max)}}{n} = \frac{53}{1.35} = 39.85V \quad (4.11)$$

και

$$I_{D3peak(max)} = I_{D4peak(max)} = I_{o(max)} + \frac{\Delta i_L(max)}{2} = 10 + \frac{1}{2} = 10.05A \quad (4.12)$$

Το μέγιστο ρεύμα που θα διαρρέει το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή είναι:

$$I_{P(max)} = \frac{I_{D4peak(max)}}{n} = \frac{10.05}{1.35} = 7.89A \quad (4.13)$$

Το μέγιστο ρεύμα που θα διαρρέει την επαγωγή μαγνητίσης L_{mag} ισούται με το 5% του μέγιστου ρεύμα του πρωτεύοντος άρα:

$$\Delta i_{Lmag(max)} = 0.05 * I_{P(max)} = 0.39A \quad (4.14)$$

Από το μέγιστο ρεύμα της επαγωγής μαγνήτισης προκύπτει η ελάχιστη τιμή της από τη σχέση:

$$L_{mag(min)} = \frac{d_{min} V_{in(max)}}{f_s \Delta i_{Lmag(max)}} = \frac{0.38 * 53}{100 * 10^3 * 0.79} = 0.2mH \quad (4.15)$$

Επιλέγεται η τιμή $L_{mag} = 2.9mH$, αντίσταση πρωτεύοντος $R_p = 15m\Omega$ και αντίσταση δευτερεύοντος $R_s = 10m\Omega$ σύμφωνα με τις τιμές του μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων που θα κατασκευαστεί στην ενότητα 4.1.1.

Στις διόδους απομαγνήτισης D_1 και D_2 εφαρμόζεται μέγιστο ρεύμα και μέγιστη τάση αντίστοιχα από τις σχέσεις [16]:

$$I_{D1_{peak(max)}} = I_{D2_{peak(max)}} = \Delta i_{Lmag(max)} = 0.79A \quad (4.16)$$

και

$$V_{D1_{peak(max)}} = V_{D2_{peak(max)}} = V_{in(max)} = 53V \quad (4.17)$$

Οι δύο διακόπτες ισχύος τύπου Mosfet S_1 και S_2 έχουν μέγιστο ρεύμα και μέγιστη τάση αντίστοιχα:

$$I_{S1(max)} = I_{S2(max)} = \frac{I_o(max)}{n} + \Delta i_{Lmag(max)} = \frac{10}{1.33} + 0.79 = 8.3A \quad (4.18)$$

και

$$V_{S1(max)} = V_{S2(max)} = V_{in(max)} = 53V \quad (4.19)$$

Από τους υπολογισμούς που πραγματοποιήθηκαν έγινε επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων για τη δημιουργία του μετατροπέα όπως παρατηρείται παρακάτω.

Για τους διακόπτες S_1 και S_2 επιλέχθηκαν δύο τρανζίστορ ισχύος Mosfet τύπου N-Channel SQJ186EP-T1_GE3 με μέγιστη τάση $V_{DSS} = 80V$, $r_{ds(on)} = 0.011\Omega$, $I_D = 60A$ και παρασιτική χωρητικότητα πύλης $C_g = 560pF$. Για τις δύο διόδους απομαγνήτισης D_1 και D_2 επιλέχθηκαν οι δίοδοι τύπου Fast recovery MR811 με τάση ανάστροφης πόλωσης $V_R = 100V$, $I_F = 10A$, πτώση τάσης $V_F = 0.9V$ και ισοδύναμη αντίσταση $r_d = 70m\Omega$. Και τέλος, για τις διόδους D_3 και D_4 επιλέχθηκαν δίοδοι τύπου schottky MBR1060 με τάση ανάστροφης πόλωσης $V_R = 40V$, $I_F = 10A$, πτώση τάσης $V_F = 0.8V$ και ισοδύναμη αντίσταση $r_d = 75m\Omega$ [25,26,27].

4.1.1 Σχεδίαση μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων

Για τον σχεδιασμό του μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων ακολουθήθηκε η μέθοδος του σχεδιασμού με τη γεωμετρία πυρήνα που αναπτύχθηκε στη ενότητα 2.5.3. Κάνοντας τις παραδοχές για τη δημιουργία του μετασχηματιστή ότι ο συντελεστής χρήσης παραθύρου $K_u = 0.4$, η ρύθμιση της τάσης εξόδου να είναι $\alpha = 0.5\%$, η πυκνότητα ροής κατά τη λειτουργία να ισούται με $B_{ac} = \frac{\Delta B}{2} = 0.05T$, ο βαθμός απόδοσης $\eta = 98\%$ και με τις προδιαγραφές που ορίστηκαν για τον μετατροπέα forward με δύο διακόπτες υπολογίζονται τα ακόλουθα μεγέθη του μετασχηματιστή.

Το ελάχιστο επιτρεπτό επιδερμικό βάθος για τους χάλκινους αγωγούς των τυλιγμάτων είναι:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f_s \mu}} = \frac{6.62}{\sqrt{100 * 10^3}} = 0.209mm \quad (4.20)$$

Και άρα η ελάχιστη διάμετρος των αγωγών είναι:

$$D = 2\delta = 2 * 0.21 = 0.418mm \quad (4.21)$$

Έτσι η περιοχή χωρίς μόνωση των αγωγών στον πυρήνα (bare wire area) δίνεται:

$$A_w = \frac{\pi D^2}{4} = 0.0137mm^2 \quad (4.22)$$

Δεδομένου του $A_w = 0.0139mm^2$ επιλέγεται ο αγωγός AWG 26 με αντίσταση $R_{AWG_26} = 0.1345 m\Omega/mm$ και $A_w = 0.128mm^2$ [12].

Επιλέγοντας τον κατάλληλο αγωγό υπολογίζεται η ισχύς εξόδου και η ισχύς εισόδου δίνονται αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$P_o = I_o(V_o + V_{d3}) = 10(10 + 0.8) = 128W \quad (4.23)$$

και

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{128}{0.98} = 130.6W \quad (4.24)$$

Ορίζεται ο ηλεκτρικός συντελεστής K_e ο οποίος αντιπροσωπεύει τις μαγνητικές και ηλεκτρικές συνθήκες στον πυρήνα και εκφράζεται από τη σχέση [12]:

$$K_e = 0.145f_s^2 \Delta B^2 = 0.145 * (100 * 10^3)^2 * 0.1^2 = 1450 \quad (4.25)$$

Μετά τον υπολογισμό του K_e υπολογίζεται ο συντελεστής K_g από τη σχέση [12]:

$$K_g = \frac{P_{in} d_{max}}{a K_e} = \frac{90.22 * 0.46}{0.5 * 5800} = 0.82 \text{ mm}^5 \quad (4.26)$$

Για να ληφθεί υπόψη ο συντελεστής K_u στον συντελεστή K_g έτσι ώστε να μην διαταραχθεί η ηλεκτρική διαπερατότητα της κατασκευής ορίζεται το K'_g που είναι ανηγμένο στο K_u από τη σχέση [12]:

$$K'_g = K_g(1.35) = 0.82 * 1.35 = 1.112 \text{ mm}^5 \quad (4.27)$$

Ο πυρήνας που επιλέγεται από το K'_g είναι ο ER-35 και τα χαρακτηριστικά του αναγράφονται στον πίνακα 4.1 [12].

Πίνακας 4.1: Χαρακτηριστικά πυρήνα ER-35

Σύμβολο	Τιμή
W_{tfe}	23g
MLT	73 mm
A_c	0.1 mm ²
W_a	21.9 mm ²
A_p	21.9 mm ⁴
K_g	1.2 mm ⁵
A_t	624 mm ²

Και με τα ακόλουθα βήματα όπως παρουσιάστηκαν στην ενότητα 2.5 υπολογίζονται τα χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή [12].

1^ο Βήμα: Υπολογισμός του αριθμού των σπειρών του πρωτεύοντος N_1 :

$$N_1 = \frac{V_{in(min)}d_{max}}{f_s A_c \Delta B} = \frac{43 * 0.46}{100 * 10^3 * 0.1 * 10^{-3} * 0.1} = 20 \quad (4.27)$$

2^ο Βήμα: Υπολογίζεται η πυκνότητα ρεύματος J μέσω του K_u :

$$J = \frac{2P_{in}\sqrt{d_{max}}}{f_s A_c \Delta B K_u} = \frac{2 * 90.22 * \sqrt{0.46}}{100 * 10^3 * 6.1 * 10^{-3}} = 2.7 \text{ A/mm} \quad (4.28)$$

3^ο Βήμα: Υπολογίζεται η μέγιστη ενεργός τιμή του ρεύματος του πρωτεύοντος I_p από τη σχέση:

$$I_{p(RMS)} = \frac{P_{in}}{V_{in(min)}\sqrt{d_{max}}} = \frac{130.6}{43 * \sqrt{0.46}} = 4.48A \quad (4.29)$$

4^ο Βήμα: Υπολογίζεται η περιοχή του πρωτεύοντος χωρίς μόνωση (bare wire area) A_{wp} :

$$A_{wp} = \frac{I_p}{J} = \frac{4.48}{2.7} = 1.7 \text{ mm}^2 \quad (4.30)$$

5^ο Βήμα: Υπολογίζεται το πλήθος των κλώνων (strands) του πρωτεύοντος NS_p :

$$NS_p = \frac{A_{wp}}{A_w} = \frac{1.7}{0.128} = 13 \quad (4.31)$$

6^ο Βήμα: Υπολογίζεται η νέα αντίσταση ανά χιλιοστό του αγωγού λόγω των κλώνων του πρωτεύοντος r_p :

$$r_p = \frac{R_{AWG_{26}}}{NS_p} = \frac{0.1345}{13} = 103.4 \mu\Omega/mm \quad (4.32)$$

7^ο Βήμα: Υπολογίζεται η συνολική αντίσταση του πρωτεύοντος τυλίγματος R_p :

$$R_p = MLTN_p r_p = 73 * 10^{-3} * 20 * 103.4 * 10^{-4} = 15 m\Omega \quad (4.34)$$

8^ο Βήμα: Υπολογίζονται οι απώλειες χαλκού του πρωτεύοντος $P_{cu(P)}$:

$$P_{cu(P)} = I_p^2 R_p * d_{max} = 4.48^2 * 0.46 * 15 * 10^{-3} = 0.14W \quad (4.35)$$

9^ο Βήμα: Υπολογίζεται ο αριθμός των σπειρών του δευτερεύοντος:

$$N_2 = \frac{N_1}{N} = \frac{20}{1.33} = 15 \quad (4.36)$$

10^ο Βήμα: Υπολογίζεται η μέγιστη ενεργός τιμή του ρεύματος του δευτερεύοντος $I_{s(max)}$:

$$I_{s(RMS)} = I_{p(RMS)} N = 4.48 * 1.33 = 6A \quad (4.37)$$

11^ο Βήμα: Υπολογίζεται η περιοχή του δευτερεύοντος χωρίς μόνωση (bare wire area) A_{ws} :

$$A_{ws} = \frac{I_{s(max)}}{J} = \frac{6}{2.7} = 2mm^2 \quad (4.38)$$

12^ο Βήμα: Υπολογίζεται το πλήθος των κλώνων (strands) του δευτερεύοντος NS_s :

$$NS_s = \frac{A_{ws}}{A_w} = \frac{2}{0.128} = 16 \quad (4.39)$$

13^ο Βήμα: Υπολογίζεται η νέα αντίσταση ανά χιλιοστό του αγωγού λόγω των κλώνων του δευτερεύοντος r_s :

$$r_s = \frac{R_{AWG-26}}{NS_s} = \frac{0.1345}{16} = 8.4\mu\Omega/mm \quad (4.40)$$

14^ο Βήμα: Υπολογίζεται η συνολική αντίσταση του δευτερεύοντος τυλίγματος R_s :

$$R_s = MLTN_s r_s = 73 * 10^{-3} * 16 * 8.4 * 10^{-4} = 10m\Omega \quad (4.41)$$

15^ο Βήμα: Υπολογίζονται οι απώλειες χαλκού του δευτερεύοντος $P_{cu(s)}$

$$P_{cu(s)} = I_{s(RMS)}^2 R_s d_{max} = 6^2 * 10 * 10^{-3} * 0.46 = 0.16W \quad (4.42)$$

16^ο Βήμα: Υπολογίζεται ο συντελεστής χρησιμοποίησης παραθύρου του μετασχηματιστή που κατασκευάστηκε:

$$K_{u(M/\Sigma)} = \frac{(N_1 N_{SP} + N_2 N_{SS}) A_W}{W_a} = \frac{(20 * 13 + 15 * 16) * 0.0128}{21.9} = 0.29 \quad (4.43)$$

17^ο Βήμα: Υπολογίζονται τα mW/g του πυρήνα:

$$mW/g = 0.000318(f_s)^{1.51}(B_{ac})^{2.747} = 0.000318(100 * 10^{-3})^{1.51}(0.1)^{2.747} = 20.2 \quad (4.44)$$

18^ο Βήμα: Υπολογίζονται οι απώλειες πυρήνα:

$$P_{fe} = \left(\frac{mW}{g}\right) W_{tfe} = 20.2 * 23 = 0.46W \quad (4.45)$$

19^ο Βήμα: Υπολογίζονται συνολικά οι απώλειες του μετασχηματιστή:

$$P_\Sigma = P_{fe} + P_{cu(p)} + P_{cu(s)} = 0.46 + 0.14 + 0.16 = 0.76W \quad (4.46)$$

20^ο Βήμα: Υπολογίζεται η συνολική ενεργεία στον πυρήνα του μετασχηματιστή:

$$\psi = \frac{P_\Sigma}{A_t} = \frac{0.76}{624} = 1.22 mW/mm^2 \quad (4.47)$$

21^ο Βήμα: Υπολογίζεται η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας του:

$$T_r = 405(\Psi)^{0.826} = 405 * (1.22)^{0.826} = 4^{\circ}C \quad (4.48)$$

22^ο Βήμα: Υπολογίζεται η επαγωγή μαγνήτισης του μετασχηματιστή:

$$L_{mag} = \frac{A_p K_u J B_{ac}}{2 i_{Lmag}^2} = \frac{21.9 * 10^{-8} * 0.3 * 2.6 * 10^6 * 0.05}{2 * (0.4)^2} = 2.9mH \quad (4.49)$$

4.1.2 Υπολογισμός απωλειών κυκλώματος

Οι απώλειες του κυκλώματος υπολογίζονται όπως αναλύθηκαν στην ενότητα 2.4. Δεδομένου αυτού υπολογίζονται τα κάτωθι μεγέθη.

Για τους διακόπτες S οι απώλειες αγωγής είναι:

$$P_{rDS} = \frac{d_{max} r_{ds(on)} I_{o(max)}^2}{N^2} = \frac{0.46 * 0.075 * 1.5 * 10^2}{1.33^2} = 2.93W \quad (4.50)$$

και λόγω παρασιτικής χωρητικότητας C_o είναι:

$$P_{sw} = f_s C_o V_{in(min)}^2 = 100 * 10^3 * 560 * 10^{-12} * 43^2 = 0.1W \quad (4.51)$$

Άρα οι συνολικές απώλειες των διακοπών είναι:

$$P_{FET} = P_{rDS} + P_{sw} = 2.93 + 0.1 = 2.94W \quad (4.52)$$

Για τη δίοδο D_3 οι απώλειες αγωγής είναι:

$$P_{RD3} = d_{max} R_{D3} I_{o(max)}^2 = 0.46 * 75 * 10^{-3} * 10^2 = 3.45W \quad (4.53)$$

και λόγω πτώσης τάσης:

$$P_{VD3} = d_{max} V_{FD3} I_{o(max)} = 0.46 * 0.8 * 10 = 3.68W \quad (4.54)$$

Άρα οι συνολικές απώλειες της διόδου D_3 είναι:

$$P_{D_3} = P_{RD3} + P_{VD3} = 3.45 + 3.68 = 7.13W \quad (4.55)$$

Για τη δίοδο D_4 οι απώλειες αγωγής είναι:

$$P_{RD4} = (1 - d_{max})R_{D3}I_{o(max)}^2 = (1 - 0.46) * 75 * 10^{-3} * 10^2 = 4.05W \quad (4.56)$$

και λόγω πτώσης τάσης:

$$P_{VD4} = (1 - d_{max})V_{FD3}I_{o(max)} = (1 - 0.46) * 0.8 * 10 = 4.32W \quad (4.57)$$

Άρα οι συνολικές απώλειες της διόδου D_4 είναι:

$$P_{D4} = P_{RD4} + P_{VD4} = 4.05 + 4.32 = 8.37W \quad (4.58)$$

Οι δίοδοι D_1 και D_2 έχουν απώλειες αγωγής:

$$P_{RD1} = P_{RD2} = 0.01R_{D3}d_{max}\left(\frac{I_{o(max)}}{N}\right)^2 = 0.01 * 0.07 * 0.46 * \left(\frac{10}{1.33}\right)^2 = 0.04W \quad (4.59)$$

και λόγω πτώσης τάσης:

$$P_{VD1} = P_{VD2} = V_{F1}I_{D1} = 0.1V_{F1}\frac{I_{o(max)}d_{max}}{N} = 0.1 * 1 * \frac{10 * 0.46}{1.33} = 0.35W \quad (4.60)$$

Άρα οι συνολικές απώλειες της διόδου D_1 και της διόδου D_2 είναι:

$$P_{D1} = P_{D2} = P_{RD1} + P_{VD2} = 0.04 + 0.35 = 0.39W \quad (4.61)$$

Οι απώλειες λόγω της παρασιτικής αντίστασης ESR είναι:

$$P_{rc} = \frac{r_c V_o (1 - d_{max})}{\sqrt{12} f_s L} = \frac{60 * 10^{-3} * 12 (1 - 0.47)}{\sqrt{12} * 100 * 10^3 * 80 * 10^{-6}} = 0.02W \quad (4.62)$$

Και τελικά οι συνολικές απώλειες του μετατροπέα είναι:

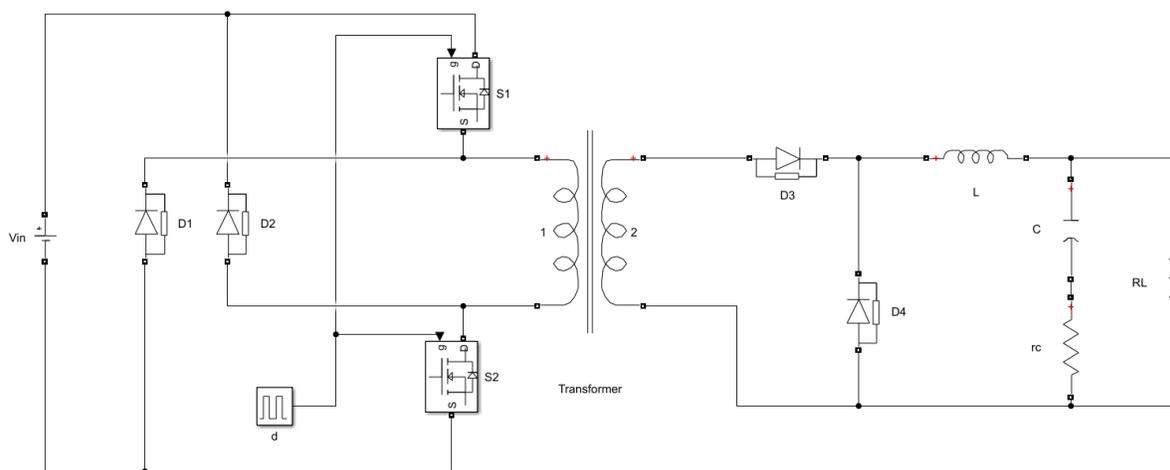
$$\begin{aligned} P_{Loss} &= 2P_{FET} + (P_{D1} + P_{D2}) + P_{D3} + P_{D4} + P_{\Sigma} + P_{rc} = \\ &= 2 * (2.94) + (0.39 + 0.39) + 7.13 + 8.37 + 0.02 = 22.3W \end{aligned} \quad (4.63)$$

Και τελικά ο βαθμός απόδοσης του μετατροπέα είναι:

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_o + P_{Loss}} = \frac{120}{120 + 22.3} = 0.843 \text{ ή } 84.3\% \quad (4.64)$$

4.2 Έλεγχος μετατροπέα forward με δύο διακόπτες

Από τις επιλογές των εξαρτημάτων της ενότητας 4.1 κατασκευάζεται το κύκλωμα του σχήματος 4.2.1 στο πρόγραμμα προσομοίωσης Simulink του MATLAB.



Σχήμα 4.2.1: Κυκλωματική διάταξη μετατροπέα forward δύο διακοπών

Το συγκεκριμένο κύκλωμα είναι αυτό το οποίο θα ελεγχθεί με τις δύο μεθόδους ελέγχου που αναπτύχθηκαν στο κεφάλαιο 3. Πιο συγκεκριμένα, θα εφαρμοστεί ο συμβατικός έλεγχος μέσω της τεχνικής ελέγχου ανατροφοδότησης μέγιστου ρεύματος κορυφής και ο «έξυπνος έλεγχος» μέσω του ελεγκτή ασαφούς λογικής.

4.2.1 Μετατροπέας forward με δύο διακόπτες με έλεγχο ανατροφοδότησης ρεύματος κορυφής

Για το σχεδιασμό του ελέγχου του μετατροπέα με τη τεχνική της ανατροφοδότησης ρεύματος κορυφής (PCM) θεωρείται αντίσταση δειγματοληψίας του διακόπτη $R_i = 105m\Omega$.

Για τον υπολογισμό της μέγιστης τιμής της τάσης της ράμπας αντιστάθμισης χρησιμοποιούνται οι σχέσεις 3.27, 3.28 και 3.29 [22].

$$\text{Έτσι προκύπτει, } V_{ramp} = \frac{0.24(V_{in-max} - V'_{o})}{L'f_s} R_i = \frac{0.24(53-16)}{6.22 \cdot 10^{-5} \cdot 100 \cdot 10^3} 105 \cdot 10^{-3} = 0.15587V \quad (4.65)$$

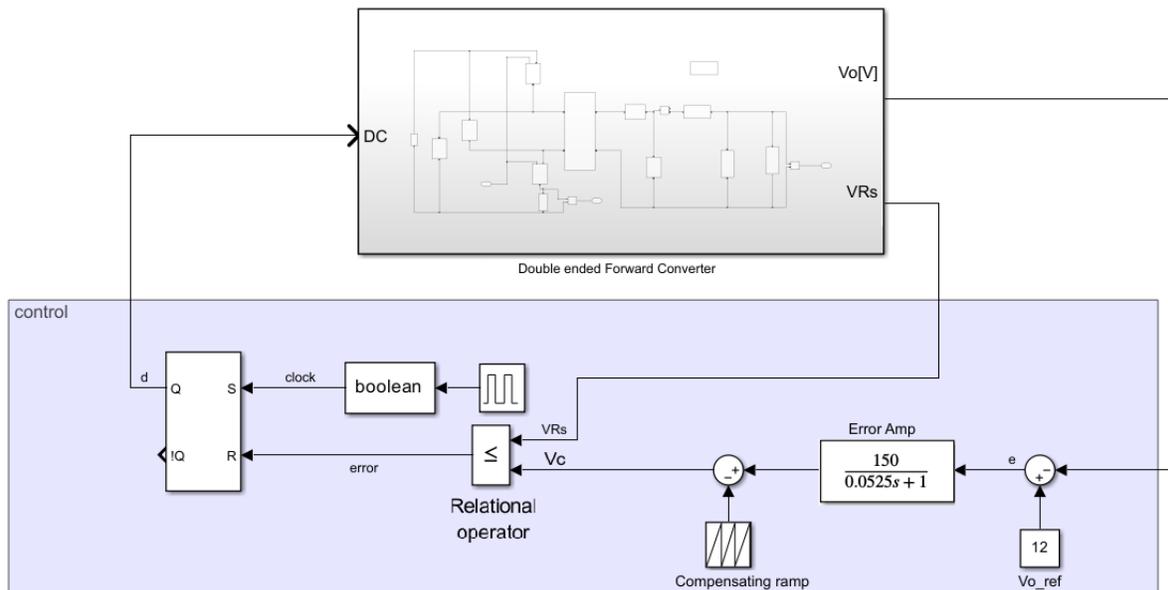
Για τη διάταξη του ενισχυτή σφάλματος έχει επιλεγθεί ένα φίλτρο RC πρώτης τάξης με τα εξής κυκλωματικά στοιχεία: $R_f = 150k\Omega$, $C_f = 350nF$ και $R_{in} = 1k\Omega$.

Δεδομένου των παραπάνω στοιχείων και μέσω της σχέσης 3.7 προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου:

$$H(s) = \frac{R_f/R_{in}}{R_f C_f s + 1} = \frac{150}{0.0525s + 1} \quad (4.66)$$

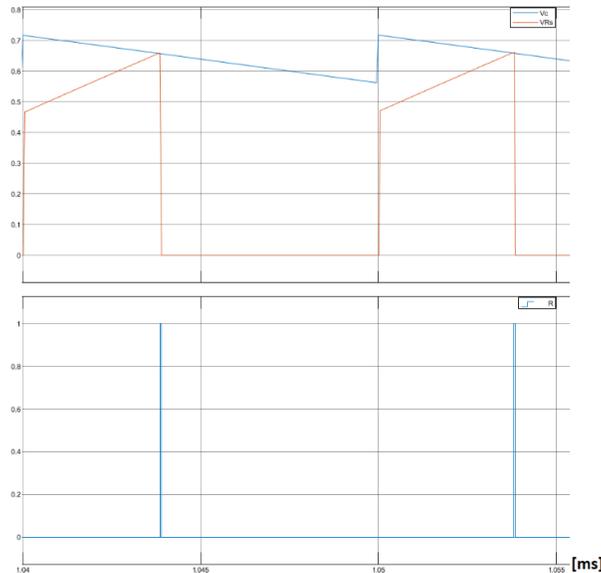
Για τη δημιουργία του παλμού του ρολογιού χρησιμοποιείται μια σταθερή κυματομορφή με περίοδο όσο και η διακοπτική περίοδος $T_s = 10\mu s$.

Δημιουργώντας έτσι το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2.2.



Σχήμα 4.2.2: Κυκλωματική διάταξη μετατροπέα forward δύο διακοπών με έλεγχο ανατροφοδότησης ρεύματος

Το block relational operator χρησιμοποιείται για να δημιουργήσει το παλμό R του μανδαλωτή τύπου R-S. Ο παλμός δημιουργείται συγκρίνοντας το σήμα V_C με το σήμα V_{RS} και από το κοινό τους σημείο παράγεται το σήμα R όπως παρατηρείται και από το σχήμα 4.2.3.



Σχήμα 4.2.3: Διάγραμμα λειτουργίας block relational operator

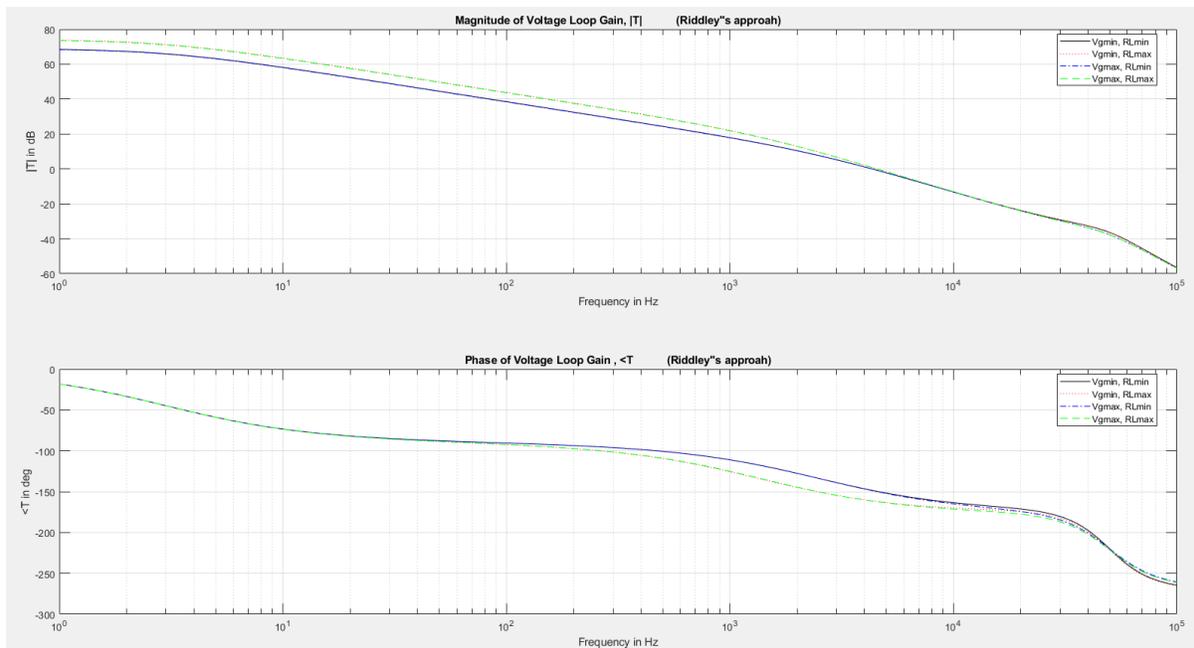
Με το τρόπο αυτό, όπως περιεγράφηκε και από την ενότητα 3.2.3 δημιουργείται ο παλμός ελέγχου του μετατροπέα.

Για τον έλεγχο της ευστάθειας του συνολικού κυκλώματος που δημιουργήθηκε έχει κατασκευαστεί το διάγραμμα Bode του σχήματος 4.2.4. Από το συγκεκριμένο διάγραμμα Bode έχουν δημιουργηθεί τα αποτελέσματα του πίνακα 4.2. που περιλαμβάνει το εύρος ζώνης (bandwidth), το περιθώριο κέρδους και το περιθώριο φάσης σε κάθε μία από τις τέσσερις ακραίες περιπτώσεις που αναγράφονται στο διάγραμμα.

Πίνακας 4.2: Αποτελέσματα διαγράμματος Bode

Περίπτωση	Εύρος ζώνης [Hz]	Περιθώριο φάσης [°]	Περιθώριο κέρδους [dB]
$V_{in(min)}, R_{L(min)}$	4312	31.67	29.17
$V_{in(min)}, R_{L(max)}$	4547	18.07	29.17
$V_{in(max)}, R_{L(min)}$	4302	31.38	29.17
$V_{in(max)}, R_{L(max)}$	4547	17.75	29.17

Όπως παρατηρείται το κύκλωμα για κάθε μια από τις τέσσερις περιπτώσεις είναι ευσταθές.



Σχήμα 4.2.4: Διάγραμμα Bode μετατροπέα

4.2.2 Μετατροπέας forward με δύο διακόπτες με έλεγχο ασαφούς ελεγκτή

Για τον σχεδιασμό του ελεγκτή ασαφούς λογικής που χρησιμοποιήθηκε για τον έλεγχο του μετατροπέα forward σαν είσοδοι επιλέχθηκαν το σφάλμα της τάσης εξόδου, η πραγματική τιμή της τάσης εισόδου και η τάση της αντίστασης R_s του διακόπτη η οποία προσομοιάζει το ρεύμα του πηνίου. Αυτό αποτελεί ένα από τα καινοτόμα κομμάτια αυτής της διπλωματικής εργασίας καθώς στη βιβλιογραφία οι ασαφείς ελεγκτές που κατασκευάζονται για το συγκεκριμένο σύστημα απαρτίζονται από δύο εισόδους: το σφάλμα της τάσης εξόδου και τη μεταβολή του σφάλματος της τάσης εξόδου [28,29,30]. Η έξοδος του ελεγκτή είναι η τιμή του λόγου χρησιμοποιήσεις (duty cycle). Για τη τοποθέτηση των συναρτήσεων συμμετοχής σε κάθε ένα από τα σύνολα της εισόδου άλλα και της εξόδου με όσο το δυνατόν βέλτιστο τρόπο χρησιμοποιήθηκε η τεχνική δοκιμή και σφαλμα (trail and error).

Το σύνολο eV_o χωρίζεται σε 5 συναρτήσεις συμμετοχής. Έχει σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι ευαίσθητο σε μικρές και σε μεγάλες μεταβολές του σφάλματος της τάσης εξόδου. Για το λόγω αυτό το συγκεκριμένο σύνολο έχει εύρος [-1.5, 1.5]. Να θεωρείται δηλαδή πολλή μεγάλο το σφάλμα για τιμή μεγαλύτερη του 1.5, μεσαία για ενδιάμεσες τιμές και μικρή για μεταβολές της τάξης του 0.1 όπως παρατηρείται από το πίνακα 4.3 και το σχήμα 4.2.5.

Η μεταβλητή V_{RS} αποτελείται και εκείνη από 5 συναρτήσεις συμμετοχής. Παρέχει στον ελεγκτή τη πληροφορία της πραγματικής τιμής του ρεύματος του φορτίου. Οι 5 συναρτήσεις συμμετοχής επιλέχθηκαν με τρόπο τέτοιο ώστε να υπάρχει μια για κάθε επίπεδο του ρεύματος του πηνίου. Αυτό σημαίνει ότι μέσω του συμβατικού ελέγχου παρατηρήθηκε ότι η τάση του διακόπτη για εύρος τιμών του φορτίου από 30% - 100% ισορροπούσε σε μια τιμή. Αυτή η τιμή επιλέχθηκε να είναι η κορυφή των τριγωνικών συναρτήσεων συμμετοχής. Ενώ για τις συναρτήσεις συμμετοχής με τη μορφή τραπέζιου παρατηρήθηκε ότι πριν τη τιμή 0.5 και μετά τη τιμή 0.9 ο ελεγκτής δεν παρουσίαζε διαφορετική συμπεριφορά για τα συγκεκριμένα εύρη λειτουργίας. Για το λόγο αυτόν ορίστηκαν και τα τραπέζια στα άκρα του συνόλου όπως παρατηρείται στο πίνακα 4.4 και το σχήμα 4.2.5.

Η τελευταία είσοδος του ελεγκτή είναι η μεταβλητή V_{in} η οποία αποτελείται από 3 συναρτήσεις συμμετοχής και παρέχει τη πληροφορία της τιμής της τάσης εισόδου. Επιλέχθηκε με 3 σύνολα αντιπροσωπεύοντας το κάθε ένα επίπεδο της τάσης. Δηλαδή τη μέγιστη, την ελάχιστη και τη κανονική τάση λειτουργίας της εισόδου. Για το λόγο αυτό δημιουργήθηκαν με το συγκεκριμένο τρόπο όπως παρατηρείται στο σχήμα 4.2.5.

Πίνακας 4.3: Μεταβλητή εισόδου eV_o

Γλωσσολογική μεταβλητή	Αριθμητικό εύρος	Είδος συνάρτησης συμμετοχής
N	[-3.85 -2.65 -1.35 -1]	Τραπέζιο
eLN	[-1 -0.5 -0.04]	Τρίγωνο
eZ	[-0.05 0 0.05]	Τρίγωνο
eLP	[0.04 0.5 1]	Τρίγωνο
P	[1 1.35 2.65 3.85]	Τραπέζιο

Πίνακας 4.4: Μεταβλητή εισόδου VR_s

Γλωσσολογική μεταβλητή	Αριθμητικό εύρος	Είδος συνάρτησης συμμετοχής
V_1	[0 0.1 0.5 0.51]	Τραπέζιο
V_2	[0.5 0.6 0.7]	Τρίγωνο
V_3	[0.6 0.7 0.8]	Τρίγωνο
V_4	[0.7 0.8 0.9]	Τρίγωνο
V_5	[0.9 0.91 1.012 1.113]	Τραπέζιο

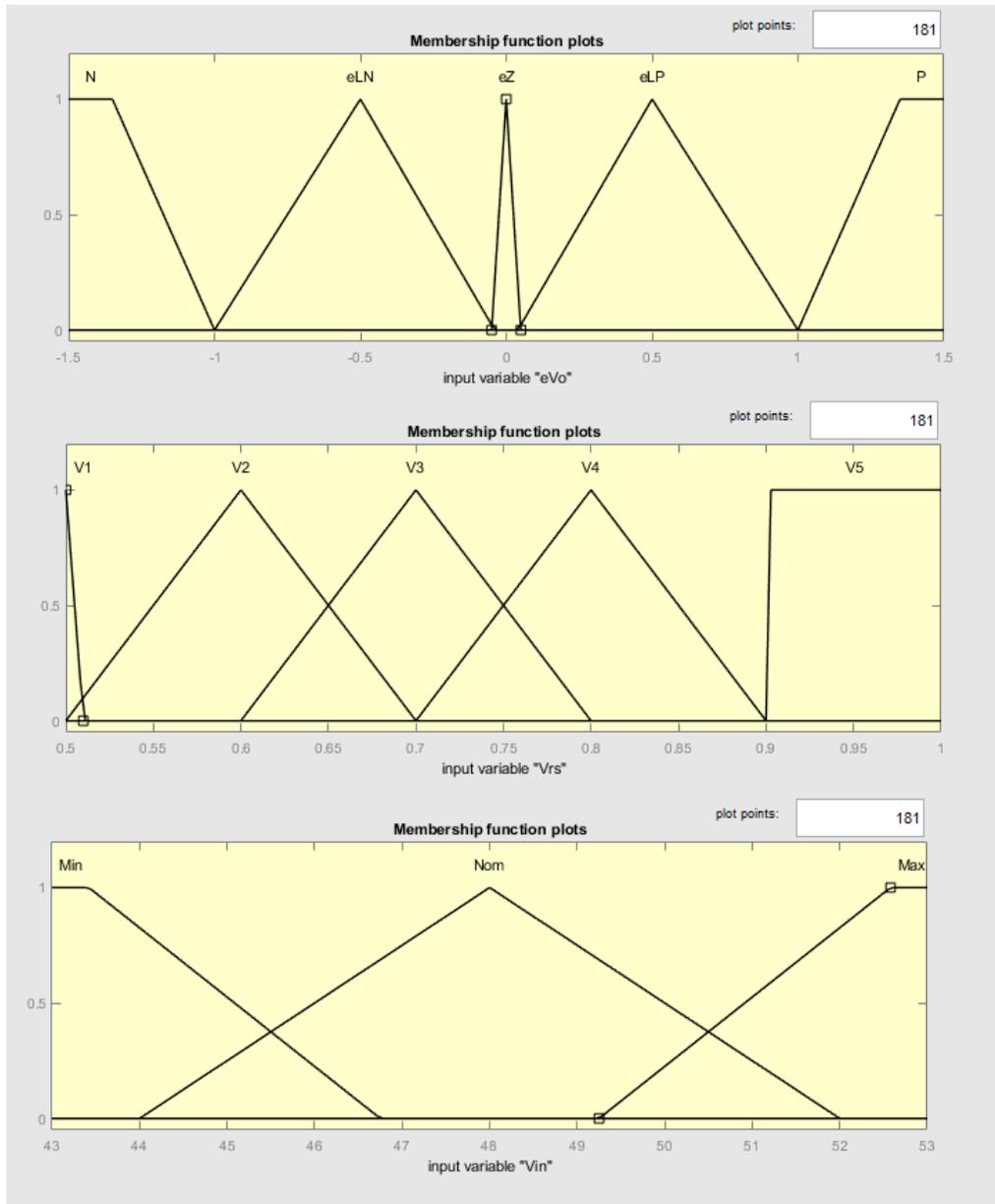
Πίνακας 4.5: Μεταβλητή εισόδου V_{in}

Γλωσσολογική μεταβλητή	Αριθμητικό εύρος	Είδος συνάρτησης συμμετοχής
Min	[39.25 42.58 43.42 46.75]	Τραπέζιο
Nom	[44 48 52]	Τρίγωνο
Max	[49.25 52.58 53.42 56.75]	Τραπέζιο

Η λογική για το πως ενεργοποιούνται οι κανόνες έχει να κάνει με το πότε οι συναρτήσεις συμμετοχής των συνόλων εισόδου έπρεπε να ενεργοποιούν τις κατάλληλες συναρτήσεις συμμετοχής στο σύνολο της εξόδου με τέτοιο τρόπο, ώστε ο λόγος χρησιμοποιήσεις να ρυθμίσει τη τάση εξόδου του μετατροπέα. Σαν αποτέλεσμα αυτού, η τιμή της τάσης εξόδου να κυμαίνεται γύρω από την επιθυμητή τιμή ($V_o = 12V$).

Πίνακας 4.6: Κανόνες ασαφή ελεγκτή

$V_{in} = \text{Min}$					
$eV_o \setminus V_{Rs}$	V1	V2	V3	V4	V5
N	f	f	f	d4	d5
eLN	d3	d3	d4	d5	d6
eZ	d3	d4	d5	d6	d7
eLP	d5	d5	d6	d7	d7
P	G	G	G	G	d7
$V_{in} = \text{Nom}$					
$eV_o \setminus V_{Rs}$	V1	V2	V3	V4	V5
N	d1	d2	f	f	f
eLN	d1	d2	d2	d3	d4
eZ	d1	d2	d2	d3	d4
eLP	d2	d2	d3	d4	d4
P	G	G	G	d4	d4
$V_{in} = \text{Max}$					
$eV_o \setminus V_{Rs}$	V1	V2	V3	V4	V5
N	f	f	f	c1	c2
eLN	c2	c2	c2	c3	c4
eZ	c2	c2	c3	c4	c5
eLP	c2	c3	c4	c5	c5
P	G	G	G	c5	c5



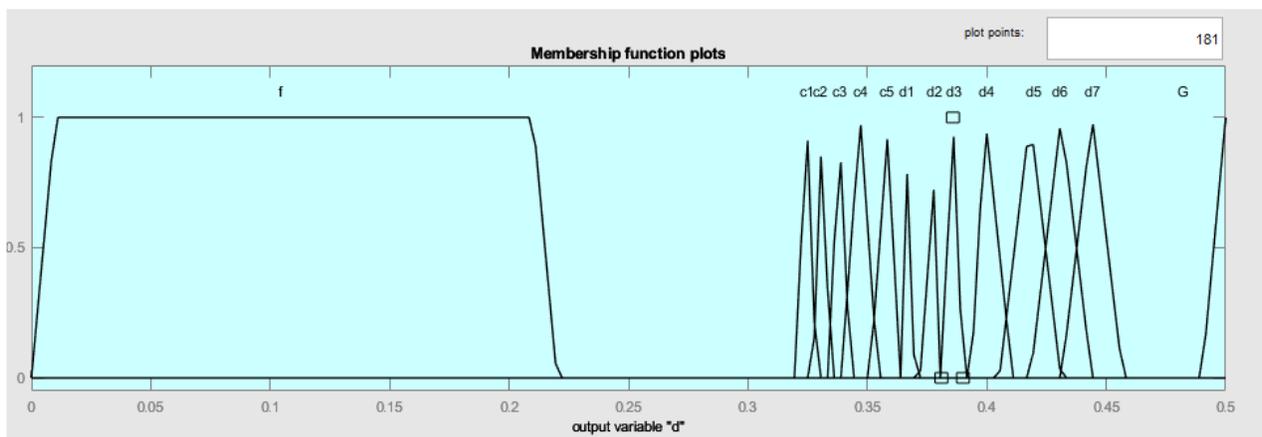
Σχήμα 4.2.5: Συναρτήσεις συμμετοχής συνόλων εισόδου

Τέλος, το πως ενεργοποιούνται τα σύνολα στην έξοδο με συνέπεια να υπολογίζεται η τιμή του λόγου χρησιμοποιήσεις έχει να κάνει με το γεγονός του σε ποια τιμή της τάσης εισόδου βρίσκεται το σύστημα και σε ποια τιμή ισορροπεί από τον συμβατικό ελεγκτή. Με τη λογική αυτή, οι συναρτήσεις συμμετοχής με το σχήμα τραπέζιου F και G ενεργοποιούνται για οποιαδήποτε τιμή της τάσης εισόδου. Καθώς και για μεγάλες και μεσαίες μεταβολές του σφάλματος της τάσης εξόδου. Για να δημιουργηθούν οι ενδιάμεσες συναρτήσεις συμμετοχής του συνόλου d στην έξοδο του ελεγκτή όπως παρατηρείται από το σχήμα 4.2.6. Η λογική που ακολουθήθηκε για κάθε συνάρτηση συμμετοχής του συνόλου της εξόδου, προέκυψε μέσω της εισόδου που ονομάζεται V_{in} (τάση εισόδου μετατροπέα).

Καθώς έγιναν δοκιμές στο συμβατικό ελεγκτή, οι ενδιάμεσες τριγωνικές συναρτήσεις συμμετοχής της εξόδου του ασαφή ελεγκτή επιλέχθηκαν να τοποθετηθούν σε τιμές γύρω από το λόγω χρησιμοποιήσεις που ισορροπεί ο συμβατικός ελεγκτής στην επιθυμητή τιμή της τάσης εξόδου (12V). Με αυτή τη λογική οι συναρτήσεις συμμετοχής c1-c5 αφορούν τη τάση $V_{in}=\text{Min}$, οι συναρτήσεις συμμετοχής d1-d5 τη τάση $V_{in}=\text{Nom}$ και οι συναρτήσεις συμμετοχής d4-d7 τη τάση $V_{in}=\text{Max}$. Οι τιμές όλων των συναρτήσεων συμμετοχής παρατηρούνται στο πίνακα 4.7 ενώ σχηματικά οι συναρτήσεις συμμετοχής αναπαρίστανται στο σχήμα 4.2.6. Κατά αυτή τη λογική ταξινομήθηκαν και παρουσιάστηκαν στο πίνακα 4.6 οι κανόνες του ελεγκτή. Μια ακόμα σημαντική παρατήρηση έχει να κάνει με το ότι το σύνολο της εξόδου δεν έχει συνεχές συναρτήσεις συμμετοχής δεδομένου του ότι η μια συνάρτηση δεν καλύπτει την άλλη. Αυτό συνέβη γιατί ο ελεγκτής ήταν επιθυμητό να λειτουργεί σε ένα συγκεκριμένο εύρος προδιαγραφών και οι τιμές που δε χρησιμοποιήθηκαν δε του πρόσφεραν κάτι σε αυτό.

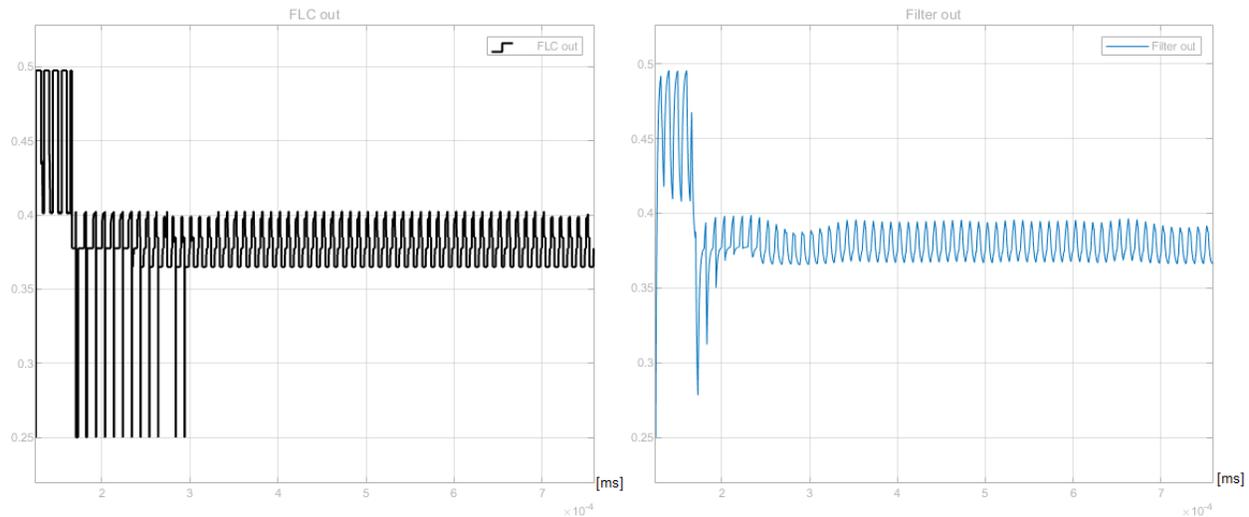
Πίνακας 4.7: Μεταβλητή εξόδου d

Γλωσσολογική μεταβλητή	Αριθμητικό εύρος	Είδος συνάρτησης συμμετοχής
f	[0 0.01 0.21 0.22]	Τραπέζιο
c1	[0.3196 0.3246 0.3286]	Τρίγωνο
c2	[0.3272 0.3312 0.3345]	Τρίγωνο
c3	[0.334 0.338 0.343]	Τρίγωνο
c4	[0.339 0.347 0.3545]	Τρίγωνο
c5	[0.351 0.359 0.363]	Τρίγωνο
d1	[0.3648 0.3658 0.3698]	Τρίγωνο
d2	[0.372 0.38 0.38]	Τρίγωνο
d3	[0.381 0.3858 0.39]	Τρίγωνο
d4	[0.3934 0.3993 0.4108]	Τρίγωνο
d5	[0.4052 0.4181 0.431]	Τρίγωνο
d6	[0.4182 0.4311 0.444]	Τρίγωνο
d7	[0.4312 0.4441 0.457]	Τρίγωνο
G	[0.49 0.5 1 1.2]	Τραπέζιο



Σχήμα 4.2.6: Συνάρτηση συμμετοχής συνόλου εξόδου d

Ένα πρόβλημα που έπρεπε να αντιμετωπιστεί ήταν το γεγονός ότι ο ασαφής ελεγκτής δημιουργούσε κάποιες παρασιτικές μεταβολές στο σήμα που δημιουργούσε ως έξοδο όπως παρατηρείται από το σχήμα 4.2.7.



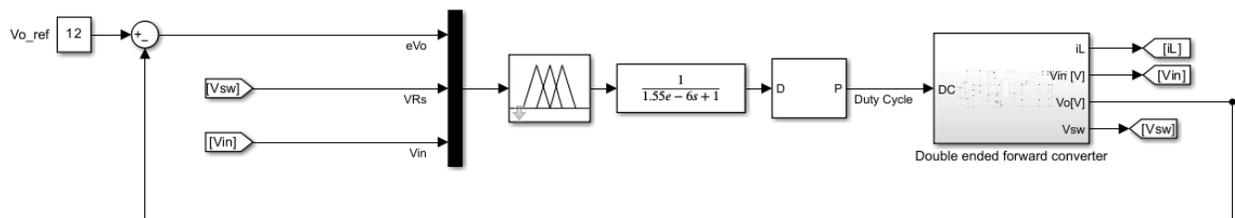
Σχήμα 4.2.7: Έξοδος ελεγκτή έναντι της εξόδου του φίλτρου

Αυτό τελικά, αντιμετωπίστηκε τοποθετώντας στην έξοδο του ελεγκτή ένα βαθυπερατό φίλτρο RC με συχνότητα αποκοπής 102kHz, το οποίο έχει συχνότητα κοντά στη διακοπτική συχνότητα $f_s=100\text{kHz}$. Αποτελείται από τα εξής κυκλωματικά στοιχεία: $R_f = 1\text{k}\Omega$, $C_f = 1.5\mu\text{F}$ και $R_{in} = 1\text{k}\Omega$.

Δεδομένου των παραπάνω στοιχείων και μέσω της σχέσης 3.7 προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου:

$$H(s) = \frac{R_f/R_{in}}{R_f C_f s + 1} = \frac{1}{1.55 * 10^{-6} s + 1} \quad (4.67)$$

Ολοκληρώνοντας τη διάταξη του συστήματος ελέγχου τοποθετήθηκε μετά το φίλτρο RC το block του Simulink DC-DC PWM Generator, το οποίο λαμβάνει σαν είσοδο την έξοδο του φίλτρου και παράγει τον παλμό που ελέγχει τα διακοπτικά στοιχεία του μετατροπέα όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.2.8 .



Σχήμα 4.2.8: Διάταξη ασαφής ελεγκτή για τον έλεγχο του μετατροπέα forward

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : Σύγκριση τεχνικών ελέγχου και συμπεράσματα

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο γίνεται παρουσίαση των αποτελεσμάτων των δύο μεθόδων ελέγχου. Τα αποτελέσματα εξήχθησαν με τη μορφή σχημάτων από τη προσομοίωση του προγράμματος Simulink του MATLAB και οργανώθηκαν σε πίνακες για να είναι εμφανείς τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του κάθε ελεγκτή. Τέλος, εξάγονται συμπεράσματα καθώς και ιδέες για μελλοντική έρευνα για τον έλεγχο του μετατροπέα forward με δύο διακόπτες.

5.1 Σύγκριση τεχνικών ελέγχου

Για τη σύγκριση των δύο τεχνικών ελέγχου χρησιμοποιήθηκαν δύο κατηγορίες μεταβατικών φαινομένων που πραγματοποιούνται για τον έλεγχο λειτουργίας των μετατροπέων. Η μια ήταν αυτή των μεταβατικών τιμών στο ωμικό φορτίο του μετατροπέα και η άλλη ήταν μεταβολές της τάσης εισόδου του για σταθερό φορτίο.

Πιο συγκεκριμένα τα μεταβατικά που έγιναν στο φορτίο για τάση εισόδου $V_{in} = 43V, 48V, 53V$ (δηλαδή για την ελάχιστη, τη μέγιστη και τη κανονική τάση λειτουργίας) ήταν:

1. Από το 30% ($1.2/0.3 = 4\Omega$) του φορτίου, στο 70% ($1.2/0.7 = 1.714\Omega$) και πάλι πίσω στο 30% .
2. Από το 50% ($1.2/0.5 = 2.4\Omega$) του φορτίου, στο 100% ($1.2/1 = 1.2\Omega$) και πάλι πίσω στο 50%.

Ενώ τα μεταβατικά φαινόμενα που έγιναν για διάφορες μεταβολές της τάσης εισόδου για σταθερό φορτίο εξόδου $R_L = 1.2\Omega$ (100%) και $R_L = 2.4\Omega$ (50%) ήταν:

1. Από τη τάση εισόδου $V_{in} = 43V$ (ελάχιστη τιμή) , στη τάση $V_{in} = 53V$ (μέγιστη τιμή) και πάλι πίσω στη τιμή $V_{in} = 43V$.
2. Από τη τάση εισόδου $V_{in} = 43V$, στη τάση $V_{in} = 48V$ (ονομαστική τιμή) και πάλι πίσω στη τιμή $V_{in} = 43V$.
3. Από τη τάση εισόδου $V_{in} = 43V$, στη τάση $V_{in} = 48V$ και καταλήγοντας στη $V_{in} = 53V$.

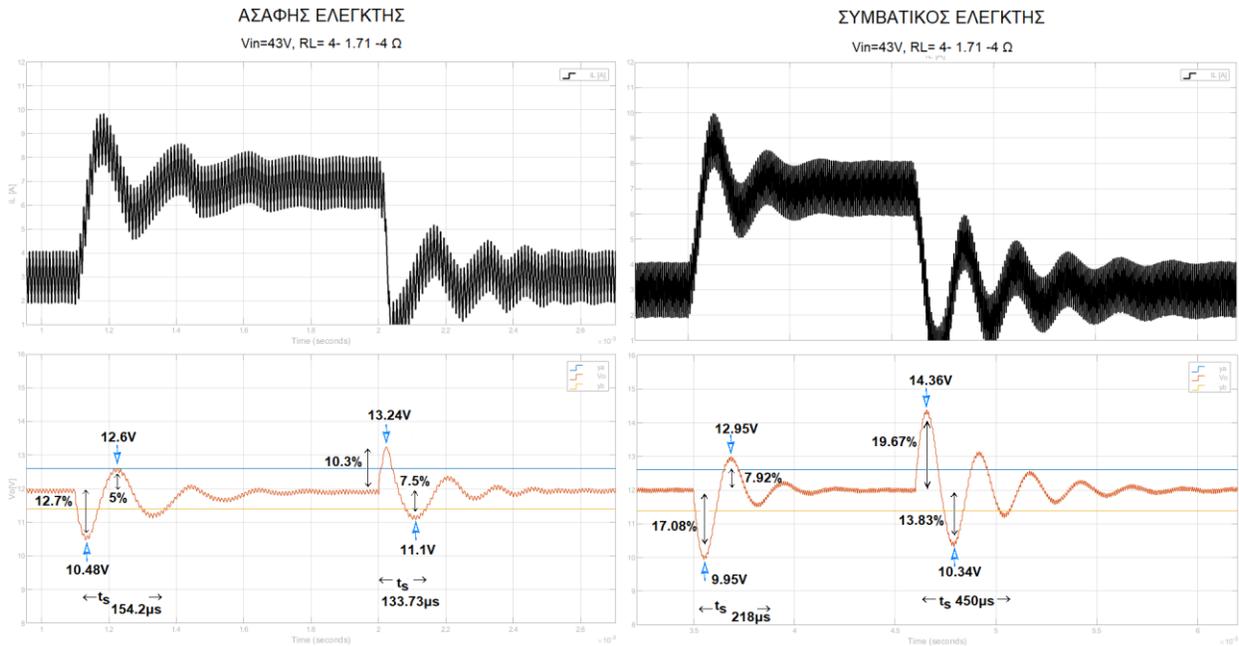
5.1.1 Σύγκριση τεχνικών ελέγχου για μεταβολή του φορτίου

Για τη σύγκριση των τεχνικών ελέγχου για μεταβατικά φαινόμενα στο φορτίο ορίζεται η τιμή των σταθερών $y_a = 12.606V$ και $y_B = 11.394V$ για τον προσδιορισμό του χρόνου αποκατάστασης t_s . Οι τιμές προέκυψαν από τη διακύμανση της τάσης που είναι $12V \pm 1\%$. Τα επόμενα μεγέθη τα οποία απεικονίζονται στα ακόλουθα σχήματα και στους κάτωθι πίνακες αναλυθήκαν και εξηγήθηκαν στην ενότητα 3.1.1.

Η πρώτη σύγκριση που γίνεται είναι στο μεταβατικό φαινόμενο για τάση εισόδου $V_{in} = 43V$ και φορτίο $R_L = 4 - 1.714 - 4 [\Omega]$. Όπως παρατηρείται στο πίνακα 5.1 και στο σχήμα 5.1.1 για το συγκεκριμένο μεταβατικό φαινόμενο ο ασαφής ελεγκτής υπερτερεί έναντι του συμβατικού καθώς σχεδόν, για όλα τα μεγέθη παρατηρείται ότι έχει μικρότερο χρόνο αποκατάστασης και μικρότερα ποσοστά ύφεσης και υπερύψωσης. Εκτός του χρόνου αποκατάστασης με μικρή διαφορά μεταξύ των δύο ελεγκτών στη περίπτωση του $R_L = 4-1.714[\Omega]$.

Πίνακας 5.1: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714-4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

$t_s [\mu s]$	$y_m [V]$	$y_n [V]$	$M_p [\%]$	$M_b [\%]$	Μεταβατικό φαινόμενο	Μέθοδος ελέγχου
262.92	12.60	10.48	5.00	12.67	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Ασαφής ελεγκτής
133.73	13.24	11.10	10.33	7.50	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	
218.00	12.95	9.95	7.92	17.08	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Συμβατικός ελεγκτής
450.00	14.36	10.34	19.67	13.83	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	

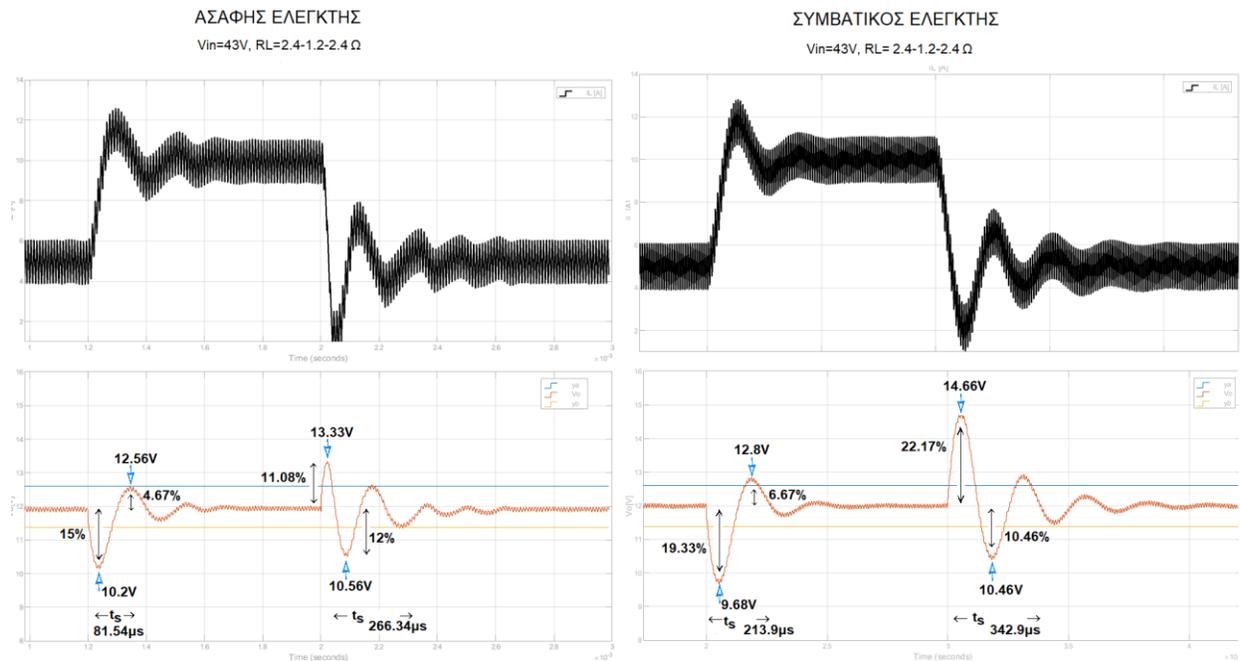


Σχήμα 5.1.1: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714-4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

Ακολουθεί η σύγκριση για το μεταβατικό φαινόμενο στη τάση εισόδου $V_{in} = 43V$ και στο φορτίο $R_L = 2.4 - 1.2 - 2.4 [\Omega]$. Όπως παρατηρείται στο πίνακα 5.2 και στο σχήμα 5.1.2 για το συγκεκριμένο μεταβατικό φαινόμενο ο ασαφής ελεγκτής υπερτερεί έναντι του συμβατικού, δεδομένου του ότι για όλα τα μεγέθη παρατηρείται ότι έχει μικρότερο χρόνο αποκατάστασης και μικρότερα ποσοστά ύφεσης και υπερύψωσης.

Πίνακας 5.2: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43V$, $R_L = 2.4-1.2-2.4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

$t_s [\mu s]$	$y_m [V]$	$y_n [V]$	$M_p [\%]$	$M_b [\%]$	Μεταβατικό φαινόμενο	Μέθοδος ελέγχου
81.74	12.56	10.20	4.67	15.00	$V_{in} = 43V$, $R_L = 2.4-1.2[\Omega]$	Ασαφής ελεγκτής
266.34	13.33	10.56	11.08	12.00	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.2-2.4[\Omega]$	
213.90	12.80	9.68	6.67	19.33	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Συμβατικός ελεγκτής
342.90	14.66	10.46	22.17	12.83	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	

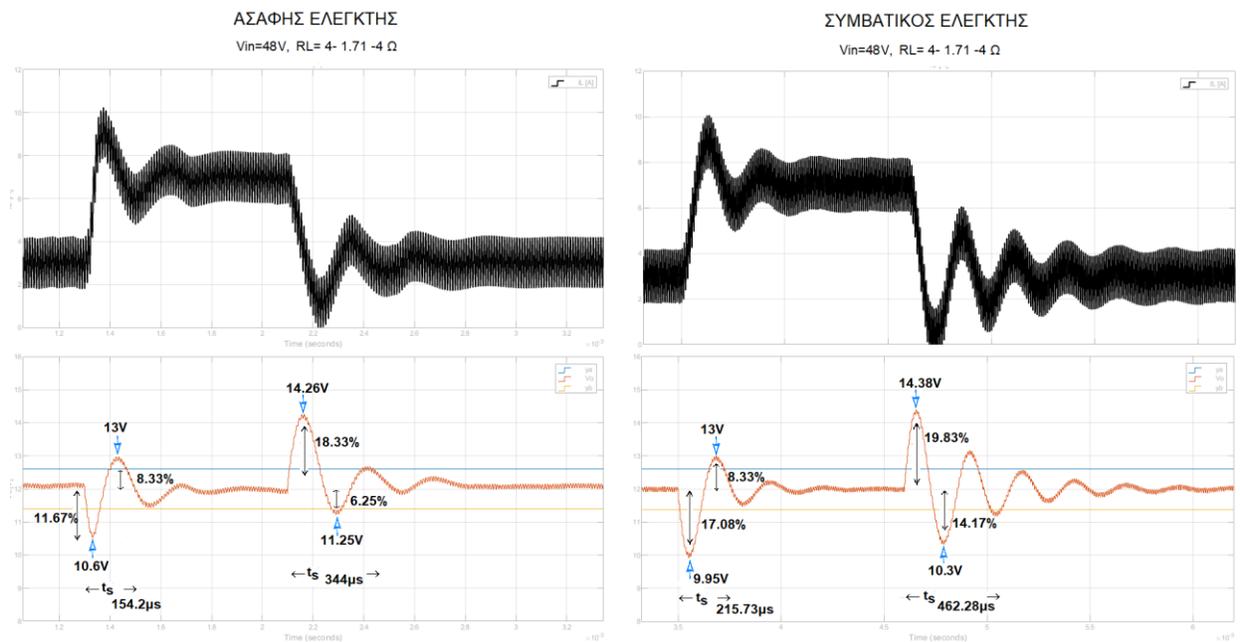


Σχήμα 5.1.2: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43V$, $R_L=2.4-1.2-2.4[\Omega]$ των δύο ελεγκτών

Στη συνέχεια, η σύγκριση για το μεταβατικό φαινόμενο στη τάση εισόδου $V_{in} = 48V$ και στο φορτίο $R_L = 4 - 1.714 - 4 [\Omega]$. Όπως παρατηρείται στο πίνακα 5.3 και στο σχήμα 5.1.3 για το συγκεκριμένο μεταβατικό φαινόμενο ο ασαφής ελεγκτής υπερτερεί έναντι του συμβατικού καθώς για όλα τα μεγέθη παρατηρείται ότι έχει μικρότερο χρόνο αποκατάστασης και μικρότερα ποσοστά ύφεσης και υπερύψωσης.

Πίνακας 5.3: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 48V$, $R_L=4-1.714-4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

$t_s [\mu s]$	$y_m [V]$	$y_n [V]$	$M_p [\%]$	$M_b [\%]$	Μεταβατικό φαινόμενο	Μέθοδος ελέγχου
154.20	13.00	10.60	8.33	11.67	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Ασαφής ελεγκτής
344.00	14.26	11.25	18.83	6.25	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	
215.73	13.00	9.95	8.33	17.08	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Συμβατικός ελεγκτής
462.28	14.38	10.30	19.83	14.17	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	

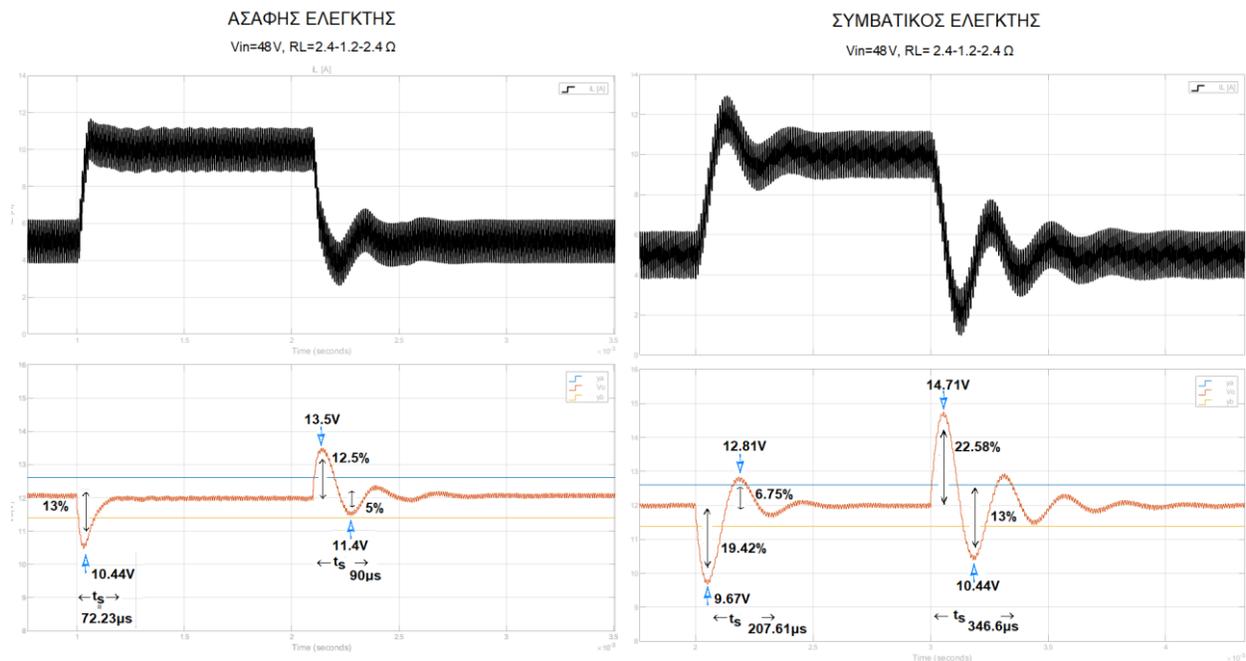


Σχήμα 5.1.3: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 48V$, $R_L = 4-1.714-4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

Η σύγκριση για το μεταβατικό φαινόμενο στη τάση εισόδου $V_{in} = 48V$ και στο φορτίο $R_L = 2.4 - 1.2 - 2.4 [\Omega]$ είναι η επόμενη, όπως παρατηρείται στο πίνακα 5.4 και στο σχήμα 5.1.4. Για το συγκεκριμένο μεταβατικό φαινόμενο ο ασαφής ελεγκτής υπερτερεί έναντι του συμβατικού στο μεταβατικό φαινόμενο για φορτίο $R_L = 2.4 - 1.2 [\Omega]$ καθώς για όλα τα μεγέθη παρατηρείται ότι έχει μικρότερο χρόνο αποκατάστασης και μικρότερα ποσοστά ύφεσης και υπερύψωσης.

Πίνακας 5.4: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 48V$, $R_L = 2.4-1.2-2.4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

$t_s [\mu s]$	$y_m [V]$	$y_n [V]$	$M_p [\%]$	$M_b [\%]$	Μεταβατικό φαινόμενο	Μέθοδος ελέγχου
75.23	0	10.44	0	13.00	$V_{in} = 43V$, $R_L = 2.4-1.2[\Omega]$	Ασαφής ελεγκτής
90.00	13.50	11.40	12.50	5.00	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.2-2.4[\Omega]$	
207.61	12.81	9.67	6.75	19.42	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Συμβατικός ελεγκτής
343.60	14.71	10.44	22.58	13.00	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	

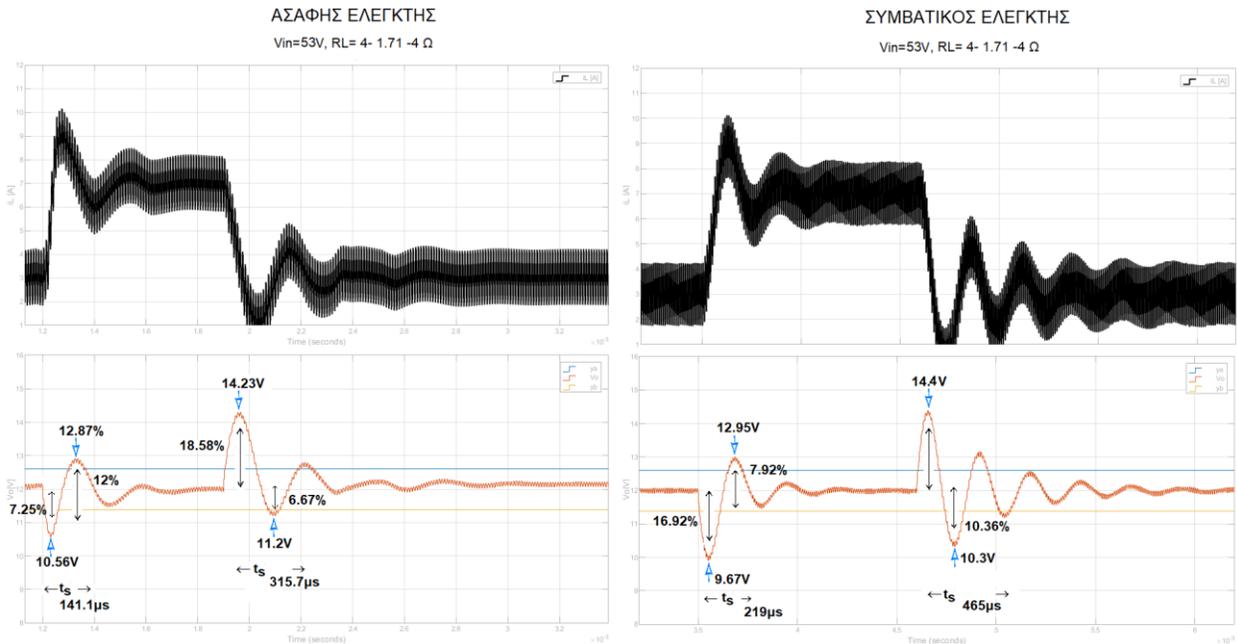


Σχήμα 5.1.4: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in}=48V$, $R_L=2.4-1.2-2.4[\Omega]$ των δύο ελεγκτών

Στη συνέχεια ακολουθεί η σύγκριση για το μεταβατικό φαινόμενο στη τάση εισόδου $V_{in} = 53V$ και στο φορτίο $R_L = 4 - 1.714 - 4 [\Omega]$. Όπως παρατηρείται στο πίνακα 5.5 και στο σχήμα 5.1.5 για το συγκεκριμένο μεταβατικό φαινόμενο ο ασαφής ελεγκτής υπερτερεί έναντι του συμβατικού καθώς για όλα τα μεγέθη παρατηρείται ότι υπερισχύει. Σημαντική παρατήρηση είναι ότι στο μεταβατικό $R_L = 1.714 - 4 [\Omega]$ ο ασαφής ελεγκτής ισορροπεί γύρω από τη τιμή $V_o = 12.1V$, το οποίο θεωρείται σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Ωστόσο το συγκεκριμένο σφάλμα είναι εντός της κυμάτωσης $V_r = 1\%$ και άρα θεωρείται αποδεκτό.

Πίνακας 5.5: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 53V$, $R_L = 4-1.714-4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

$t_s [\mu s]$	$y_m [V]$	$y_n [V]$	$M_p [\%]$	$M_b [\%]$	Μεταβατικό φαινόμενο	Μέθοδος ελέγχου
141.10	12.87	10.56	7.25	12.00	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Ασαφής ελεγκτής
315.70	14.23	11.20	18.58	6.67	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	
219.00	12.95	9.97	7.92	16.92	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Συμβατικός ελεγκτής
465.00	14.40	10.36	20.00	13.67	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	

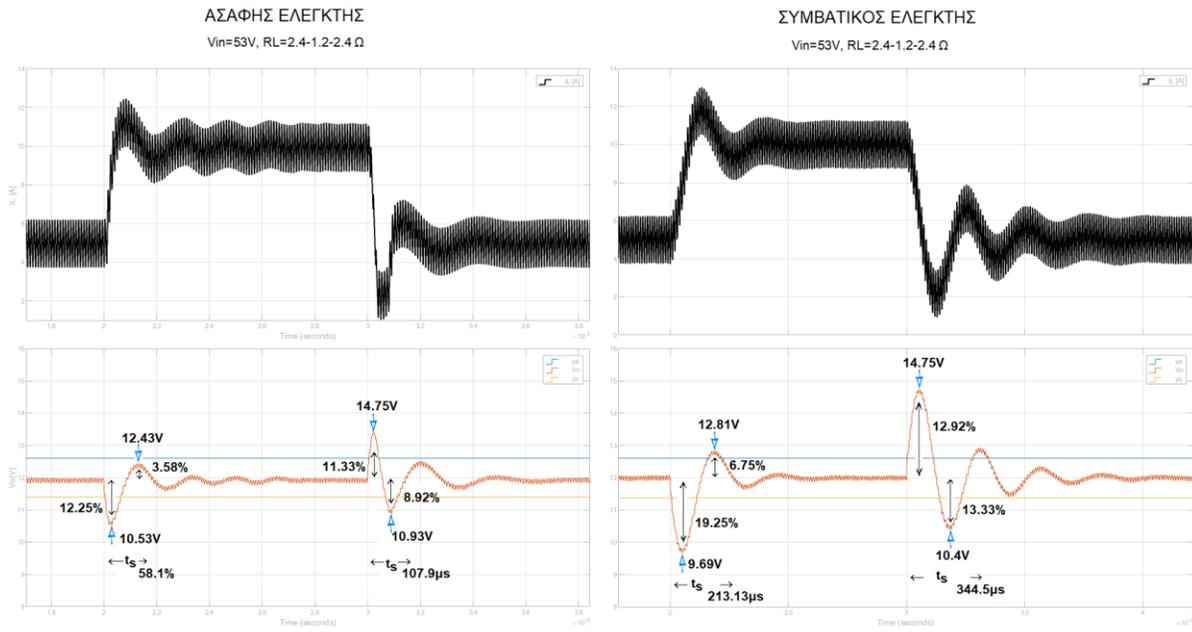


Σχήμα 5.1.5: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 53V$, $R_L = 4-1.714-4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

Η τελευταία σύγκριση για τα μεταβατικά φαινόμενα στο φορτίο αφορά τη τάση εισόδου $V_{in} = 53V$ και στο φορτίο $R_L = 2.4 - 1.2 - 2.4 [\Omega]$. Όπως παρατηρείται στο πίνακα 5.6 και στο σχήμα 5.1.6 για το συγκεκριμένο μεταβατικό φαινόμενο ο ασαφής ελεγκτής υπερτερεί έναντι του συμβατικού καθώς υπερισχύει για όλα τα μεγέθη.

Πίνακας 5.6: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 53V$, $R_L = 2.4-1.2-2.4 [\Omega]$ των δύο ελεγκτών

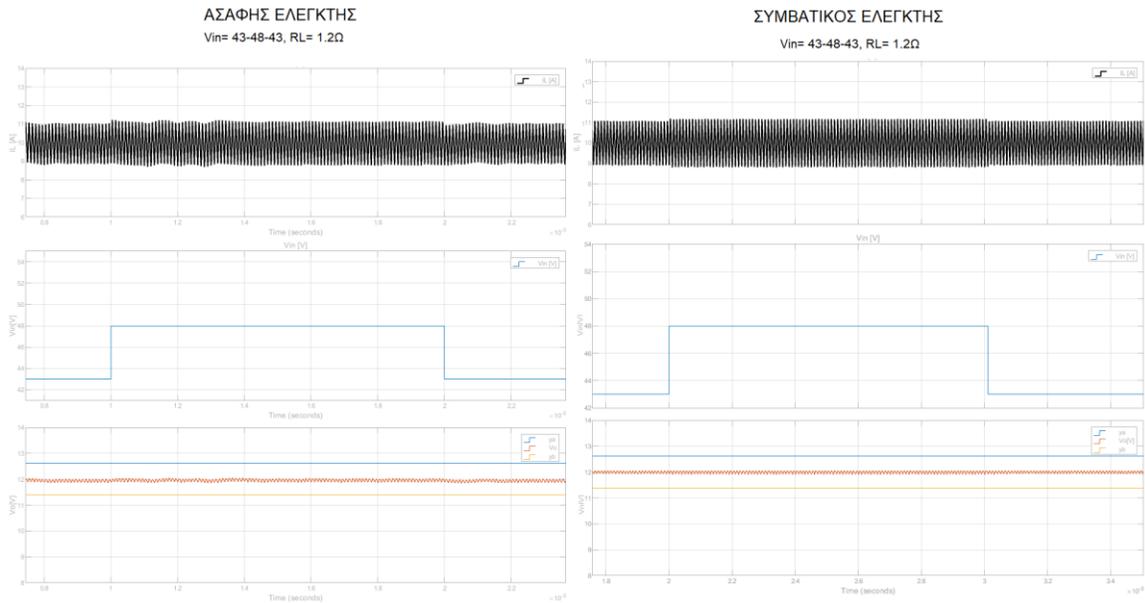
$t_s [\mu s]$	$y_m [V]$	$y_n [V]$	$M_p [\%]$	$M_b [\%]$	Μεταβατικό φαινόμενο	Μέθοδος ελέγχου
58.10	12.43	10.53	3.58	12.25	$V_{in} = 43V$, $R_L = 2.4-1.2[\Omega]$	Ασαφής ελεγκτής
107.90	13.36	10.93	11.33	8.92	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.2-2.4[\Omega]$	
213.13	12.81	9.69	6.75	19.25	$V_{in} = 43V$, $R_L = 4-1.714[\Omega]$	Συμβατικός ελεγκτής
344.50	14.75	10.40	22.92	13.33	$V_{in} = 43V$, $R_L = 1.714-4[\Omega]$	



Σχήμα 5.1.6: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 53V$, $R_L = 2.4-1.2-2.4[\Omega]$ των δύο ελεγκτών

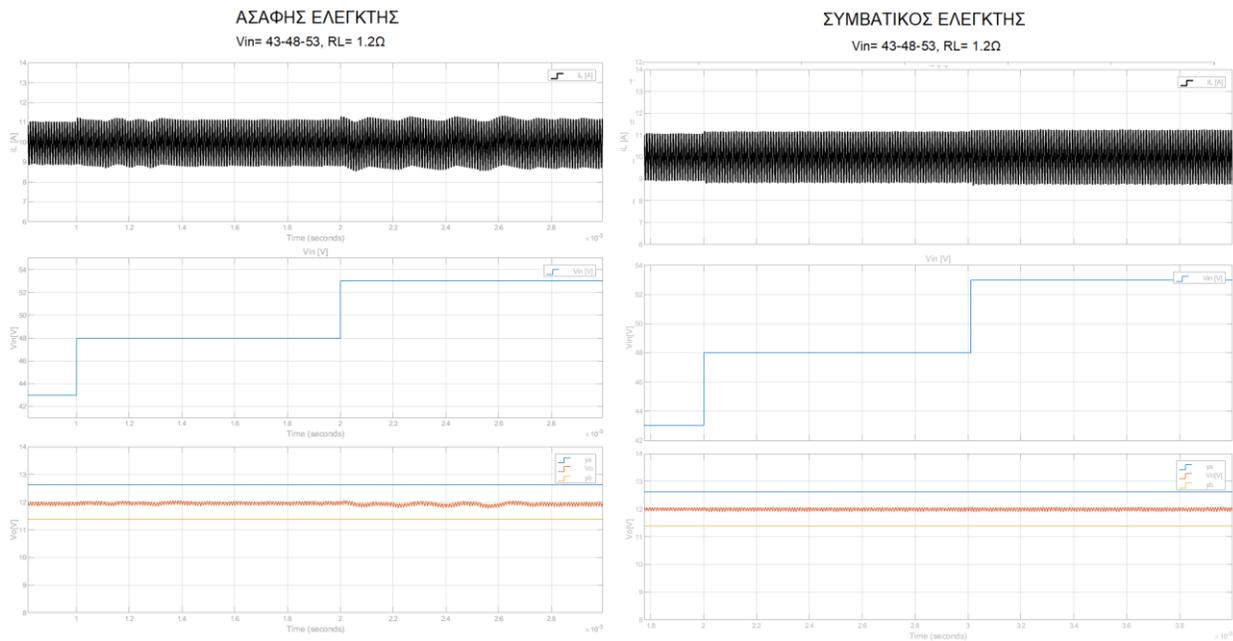
5.1.2 Σύγκριση τεχνικών ελέγχου για μεταβολή της τάσης εισόδου

Αρχικά, τα μεταβατικά φαινόμενα της τάσης εισόδου που θα παρουσιαστούν θα αφορούν το φορτίο $R_L=1.2\Omega$. Η μεταβολή που παρατηρείται για τάση εισόδου στους δύο ελεγκτές στη περίπτωση που εμφανίζεται στο σχήμα 5.1.7 δείχνει και τους δύο ελεγκτές να έχουν παρόμοια συμπεριφορά, δηλαδή κατά τη μεταβολή της τάσης εισόδου να μην επηρεάζονται.



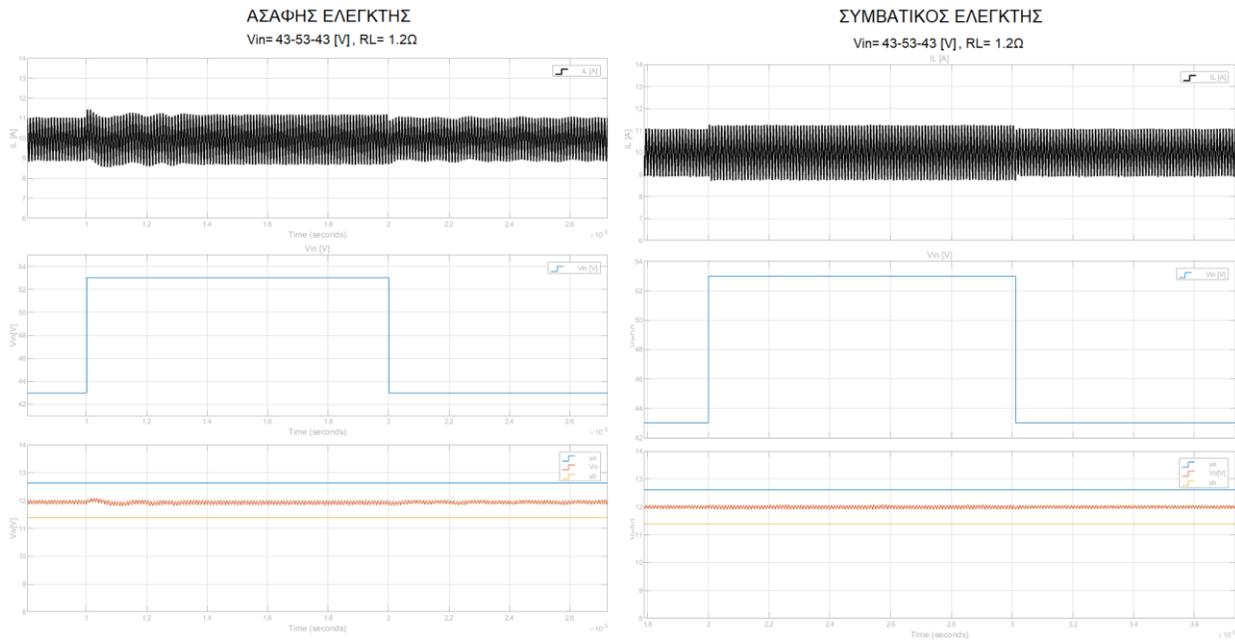
Σχήμα 5.1.7: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-48-43$ [V], $R_L = 1.2\Omega$ των δύο ελεγκτών

Κατά τη μεταβολή $V_{in} = 43 - 48$ για φορτίο $R_L = 1.2\Omega$ οι ελεγκτές έχουν παρόμοια συμπεριφορά, δηλαδή δε επηρεάζονται. Ωστόσο, ο ασαφής ελεγκτής στη μεταβολή $V_{in} = 48 - 53 [V]$ για το ίδιο φορτίο παρουσιάζει μια καθυστέρηση μέχρι τη κατάσταση ισορροπίας όπως παρατηρείται και από το χρόνο που αναγράφεται στο πίνακα 5.8, σε αντίθεση με τον συμβατικό ελεγκτή ο οποίος δεν επηρεάζεται. Ωστόσο επειδή είναι εντός των προδιαγραφών που ορίστηκαν είναι αποδεκτή.



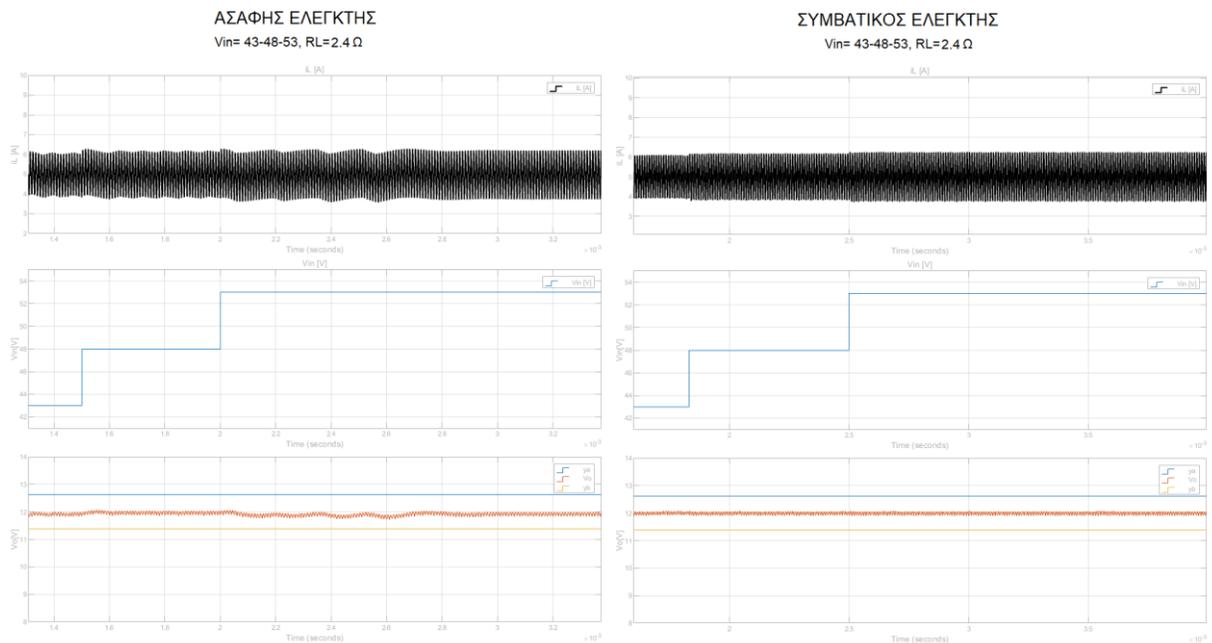
Σχήμα 5.1.8: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-48-53 [V]$, $R_L = 1.2\Omega$ των δύο ελεγκτών

Στη περίπτωση του σχήματος 5.1.9 παρατηρείται ότι ο ασαφής ελεγκτής αργεί να ισορροπήσει κατά τη χρονική στιγμή που συμβαίνουν οι μεταβολές της τάσης εισόδου ($V_{in} = 43 - 53 - 43 [V]$). Σε αντίθεση με τον συμβατικό ελεγκτή ο οποίος δεν επηρεάζεται από τη μεταβολή της τάσης εισόδου. Ωστόσο επειδή είναι εντός των προδιαγραφών που ορίστηκαν είναι αποδεκτή.



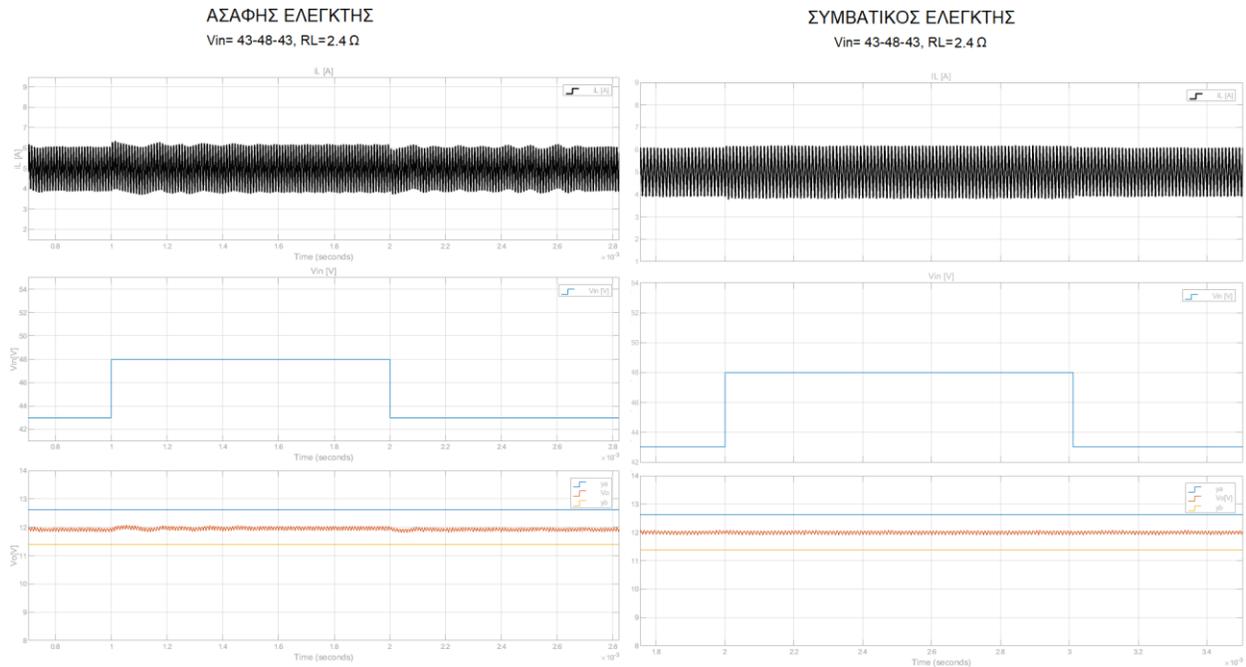
Σχήμα 5.1.9: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-53-43 [V]$, $R_L=1.2\Omega$ των δύο ελεγκτών

Για το φορτίο $R_L = 2.4\Omega$ του μετατροπέα ακολουθούν τα εξής μεταβατικά φαινόμενα στη τάση εισόδου του. Αρχικά, παρατηρείται ότι κατά τη μεταβολή από τα 48V στα 53V ο ασαφής ελεγκτής μέχρι να ισορροπήσει χρειάζεται επιπλέον χρόνο σε σχέση με τον συμβατικό ελεγκτή που η μεταβολή γίνεται ακαριαία. Επιπλέον αυτή η διαφορά μπορεί να παρατηρηθεί και στο σχήμα 5.1.10 όπου είναι εμφανές πως η διακύμανση αυτή είναι εντός των προδιαγραφών.



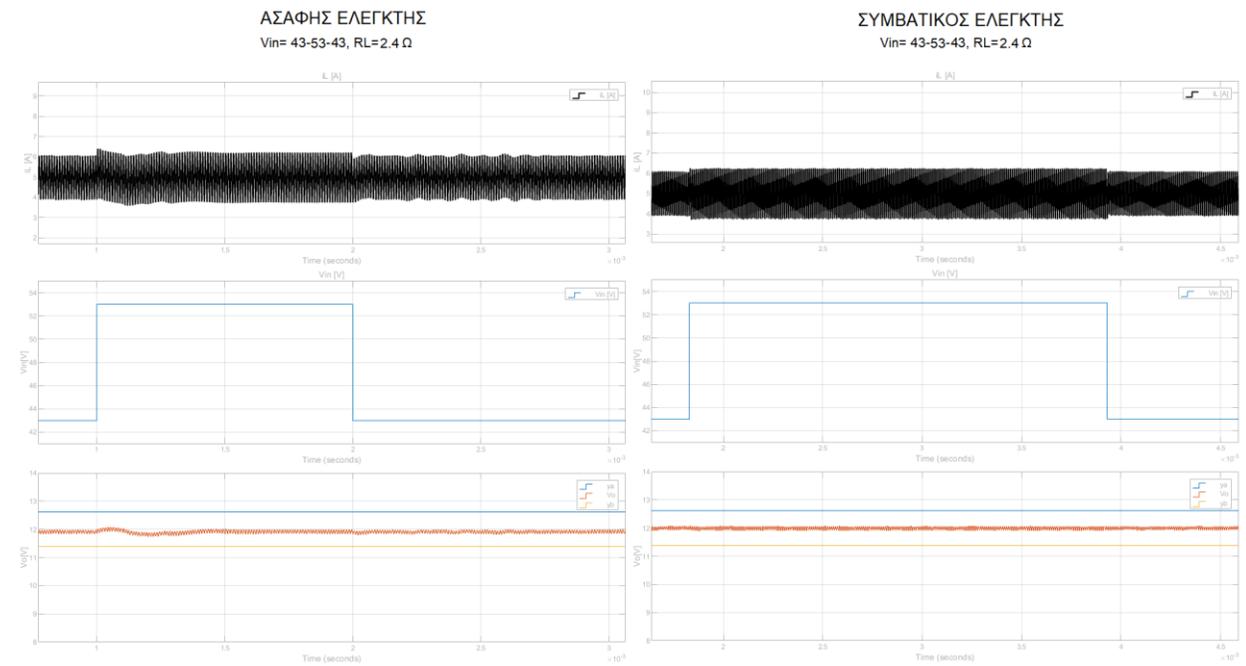
Σχήμα 5.1.10: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-48-53 [V]$, $R_L=2.4\Omega$ των δύο ελεγκτών

Στο σχήμα 5.1.11 παρατηρείται ότι και για τις δύο μεταβολές της τάσης ο ασαφής ελεγκτής χρειάζεται επιπλέον χρόνο μέχρι να ισορροπήσει σε σχέση με τον συμβατικό ελεγκτή που οι μεταβολές αυτές γίνονται ακαριαία. Ωστόσο ο ελεγκτής επειδή είναι εντός των προδιαγραφών που έχουν οριστεί και επειδή ισορροπεί γύρω από την επιθυμητή τιμή δεν λαμβάνεται υπόψη ο χρόνος αυτός.



Σχήμα 5.1.11: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-48-43$ [V], $R_L=2.4\Omega$ των δύο ελεγκτών

Στη περίπτωση που παρουσιάζεται στο σχήμα 5.1.12. παρατηρείται ότι ο ασαφής ελεγκτής έχει παρόμοια συμπεριφορά με τον συμβατικό καθώς είναι και οι δύο εντός των προδιαγραφών που έχουν οριστεί.



Σχήμα 5.1.12: Μεταβατικό φαινόμενο $V_{in} = 43-53-43$ [V], $R_L=2.4\Omega$ των δύο ελεγκτών

5.2 Συμπεράσματα

Από τη σύγκριση των δύο ελεγκτών είναι ξεκάθαρο ότι ο ασαφής ελεγκτής υπερισχύει στα περισσότερα μεγέθη που συγκρίθηκαν έναντι του συμβατικού ελεγκτή. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρείται ότι σε όλα τα μεταβατικά φαινόμενα του φορτίου ο ασαφής ελεγκτής υπερισχύει έναντι του συμβατικού στο χρόνο αποκατάστασης, στο ποσοστό υπερύψωσης και στο ποσοστό ύφεσης. Ενώ για κάποιες μεταβολές στη τάση εισόδου για σταθερό φορτίο στην έξοδο (μεταβατικά φαινόμενα της τάσης εισόδου) ο ασαφής ελεγκτής χρειάστηκε περισσότερο χρόνο μέχρι να ισορροπίσει από τον συμβατικό αλλά δεδομένου του ότι αυτές οι μεταβολές είναι εντός των προδιαγραφών που οριστηκάν δεν τίθεται η υπεροχή του ασαφή ελεγκτή.

Στη κατάσταση $V_{in} = 53V$, $R_L = 1.714 - 4 [\Omega]$ παρατηρείται σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Γενικότερα στη βιβλιογραφία [28,29,30] παρατηρείται σφάλμα μόνιμης κατάστασης μεγαλύτερο του $\pm 0.1V$. Αυτό συμβαίνει διότι ο ασαφής ελεγκτής δεν αυξομειώνει-μειώνει σωστά το λόγο χρησιμοποίησις (d). Αυτό μπορεί να οφείλεται σε κάποια συνάρτηση συμμετοχής του συνόλου της εξόδου, η οποία στο ενδεχόμενο αν η συνάρτηση συμμετοχής να είχε πιο στενά ή μεγάλα όρια να βοηθούσε το σύστημα να ισορροπήσει. Επίσης, θα μπορούσε να οφείλεται και σε κάποιον κανόνα ο οποίος τη μεταβολή αυτή να τη προσδιορίζει ως αποδεκτή από τον ελεγκτή και για τον λόγο αυτό να μην τη διορθώνει.

Το κύριο μειονέκτημα και πλεονέκτημα του ασαφή ελεγκτή είναι η απροσδιόριστη συμπεριφορά, δηλαδή το γεγονός ότι μπορεί ο σχεδιαστής να τον προσαρμόσει όπως ορίζει εκείνος. Αυτό είναι ένα αμφισβητούμενο πλεονέκτημα καθώς για να προβλεφθεί η συμπεριφορά του χρειάζεται να ληφθούν υπόψιν όλα τα σενάρια λειτουργίας του μετατροπέα (συστήματος) μέσω των συναρτήσεων συμμετοχής των ασαφών συνόλων των εισόδων καθώς και οι απαραίτητοι λογικοί κανόνες. Κάτι τέτοιο εκτός του ότι απαιτεί ο σχεδιαστής να γνωρίζει πλήρως τη λειτουργία του συστήματος, απαιτεί και πολλές δοκιμές μέχρι να καταλήξει στο πως επιθυμεί να επιδρά σε κάθε κατάσταση ο ελεγκτής. Ενδεχομένως, με τη χρήση επιπλέον συναρτήσεων συμμετοχής σε κάθε ένα από τα σύνολα της εισόδου να προσδιδόταν στον ελεγκτή μια συμπεριφορά πιο γρήγορη μέχρι να φτάσει στη κατάσταση ισορροπίας και πιο σταθερή ως προς τις μεταβολές της τάσης εισόδου. Ωστόσο αυτό θα είχε κάνει τον ελεγκτή πολυπλοκότερο ως προς τη τοποθέτηση των συναρτήσεων συμμετοχής σε κάθε είσοδο και στη δημιουργία των κανόνων.

Τέλος, το πιο σημαντικό πλεονέκτημα του ασαφή ελεγκτή έναντι του συμβατικού ελεγκτή είναι το γεγονός ότι για τον έλεγχο του μετατροπέα στα μεταβατικά φαινόμενα δε χρειάζεται να ληφθούν υπόψιν μη γραμμικές συμπεριφορές των στοιχείων του κυκλώματος του τέτοιες όπως είναι οι ημιαγωγοί που απαρτίζουν το κύκλωμα και το φίλτρο εξόδου του. Καθώς έτσι όπως λειτουργεί ο ασαφής ελεγκτής χρειάζεται μόνο η γνώση που θα κατέχει ο εκάστοτε σχεδιαστής για τον μετατροπέα και το τι συμπεριφορά επιθυμεί έτσι ώστε να τον προσαρμόσει κατάλληλα μέσω των συναρτήσεων συμμετοχής κάθε εισόδου του ασαφή ελεγκτή. Σε αντίθεση με τον συμβατικό ελεγκτή που χρειάζεται πολύπλοκα μαθηματικά μοντέλα και προσεγγίσεις για να περιγράψει αυτή τη μη γραμμική συμπεριφορά. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μη μπορεί προβλεφθεί η ευστάθεια με ακρίβεια σε οριακές συνθήκες για τα μεταβατικά φαινόμενα που θα εφαρμοστούν στον μετατροπέα.

5.2.1 Μελλοντική έρευνα

Η παρούσα διπλωματική μελέτησε τον σχεδιασμό ενός ασαφούς λογικής ελεγκτή για εισόδους: το σφάλμα της τάσης εξόδου, τη τιμή του ρεύματος του φορτίου (ανατροφοδότησης ρεύματος) και τη τιμή της τάσης εισόδου. Θα μπορούσε να μελετηθεί η προσθήκη ενός ακόμη συνόλου στην είσοδο του ελεγκτή το οποίο αυτό θα ήταν η μεταβολή του σφάλματος της τάσης εισόδου. Αυτό βέβαια θα είχε σαν αποτέλεσμα να αυξηθεί η πολυπλοκότητα του ελεγκτή διότι ένα επιπλέον σύνολο στην είσοδο θα είχε σαν αποτέλεσμα να αυξηθούν οι κανόνες.

Επιπλέον θα μπορούσε να χρησιμοποιηθούν και οι δύο ελεγκτές συνδυαστικά για τον έλεγχο του μετατροπέα. Δηλαδή μέσω λογικών πράξεων σε περίπτωση που γινόντουσαν μεταβολές στη τάση να επιδρούσε ο συμβατικός ελεγκτής ενώ σε μεταβολές του φορτίου κατά τη μεταβολή να επιδρά ο ασαφής ελεγκτής και στη μόνιμη κατάσταση να επιδρούσε πάλι ο συμβατικός. Πρακτικά ο ασαφής ελεγκτής να χρησιμοποιούταν για μεταβατικά φαινόμενα στο φορτίο μέχρι να παρέλθει η κατάσταση ισορροπίας. Αυτό ενδεχομένως να μείωνε τις εισόδους του ελεγκτή, τις συναρτήσεις συμμετοχής κάθε ασαφούς συνόλου και τη πολυπλοκότητα του ίδιου του ελεγκτή.

Βιβλιογραφία

- [1] M. Brown, Power sources and supplies world class designs compress, Newness, 2007.
- [2] Σ. Μανιάς, Ηλεκτρονικά ισχύος, Αθήνα: Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ, 2020.
- [3] R. Perez, "A Comparative Assessment Between Linear and Switching Power Supplies in portable electronic devices," California institute of technology.
- [4] L. H. Dixon, "Magnetics Design for Switching Power Supplies," Texas instruments.
- [5] J. Zhua, D. Xieb, F. Wanga and T. Cao, "Study on the Harmonics of Switching Power Supply," in *International Workshop on Information and Electronics Engineering*, 2012.
- [6] B. K. Bose, "Power Electronics - A technology review," Proceedings of the IEEE, 1992.
- [7] R. S. Khandpur, "Trouble shooting Electronic Equipment," McGraw-Hill, 2006.
- [8] M. H. Rashid, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ,ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΑ & ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ, florida: ίων.
- [9] M. Zehendner, Power topologies handbook, Texas instruments.
- [10] L. H. Dixon, Magnetics design handbook, Texas Instruments, 2001.
- [11] Π. Μαλατέστας, Μ. Τερζή, Ηλεκτρομηχανικά συστήματα μετατροπής ενέργειας, Εκδόσεις ΤΖΙΟΛΑ, 2019
- [12] C. W. T. MCLYMAN, TRANSFORMER AND INDUCTOR DESIGN HANDBOOK, Idyllwild, California,,: The Ohio State University, 2006.
- [13] D. A. NAGARAJAN, "DESIGN OF HF FORWARD TRANSFORMER INCLUDING HARMONIC EDDY CURRENT LOSSES," Wright State University, Tamil Nadu, India, 2010.
- [14] V.Wuti, "Analysis_Design_and_Implementation_of a Two-Switch Forward Converter," Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok.
- [15] D. Tan, "The Forward Converter: from the Classic to the contemporary," Redondo beach, 2002.
- [16] M. K. KAZIMIERCZUK, Pulse-width Modulated DC–DC, Dayton, Ohio, USA: John Wiley and Sons, 2008.

- [17] L. Balogh, "Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits," Texas Instrument, 2017.
- [18] L. H. Dixon, "Closing the feedback loop," Texas Instrument , Dalls,Texas, 2001.
- [19] Δ. Κ. Κανδρής and Α. Ν. Βελώνη, Συστήματα αυτομάτου ελέγχου, Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Τζιόλας, 2017.
- [20] V. T. P. #. 5, "Current Mode Control," Venable industries.
- [21] R. Ridley, "Current mode control modeling," Switching power, 2006.
- [22] R. B. Ridley, A New Small-Signal Model for Current-Mode Control, Virginia: Ridley Engineering, Inc., 1999.
- [23] Ρ. Κινγκ, Υπολογιστική νοημοσύνη στον έλεγχο συστημάτων, Πάτρα: Τραυλός.
- [24] EEHZK1V560V, datasheet (τελευταία επισκέψη Ιούλιος 2023 <http://www.datasheetarchive.com/EEHZK1V560V-datasheet.html>)
- [25] SQJ186E9-T1_GE3, datasheet (τελευταία επισκέψη Ιούλιος 2023 http://www.datasheetarchive.com/SQJ186E9-T1_GE3-datasheet.html)
- [26] MR811, datasheet (τελευταία επισκέψη Ιούλιος 2023 <http://www.datasheetarchive.com/MR811-datasheet.html>)
- [27] MBR1060, datasheet (τελευταία επισκέψη Ιούλιος 2023 <http://www.datasheetarchive.com/MBR1060-datasheet.html>)
- [28] K Swathy, S. Jantre, Y. Jadhav, P. Kadam and L. M. Sushil , "Design and Hardware Implementation of Closed Loop Buck Converter Using Fuzzy Logic Controller," IEEE, 2018.
- [29] R. Janga and S. Malaji, "Performance Evaluation of Active Clamp Forward Converter with Fuzzy Logic Controller," International Conference on Intelligent Computing and Control (I2C2), India, 2017.
- [30] A. Lindiya, "Performance comparison of various controllers for DC-DC synchronous buck converter," ELSEVIER, 2012.