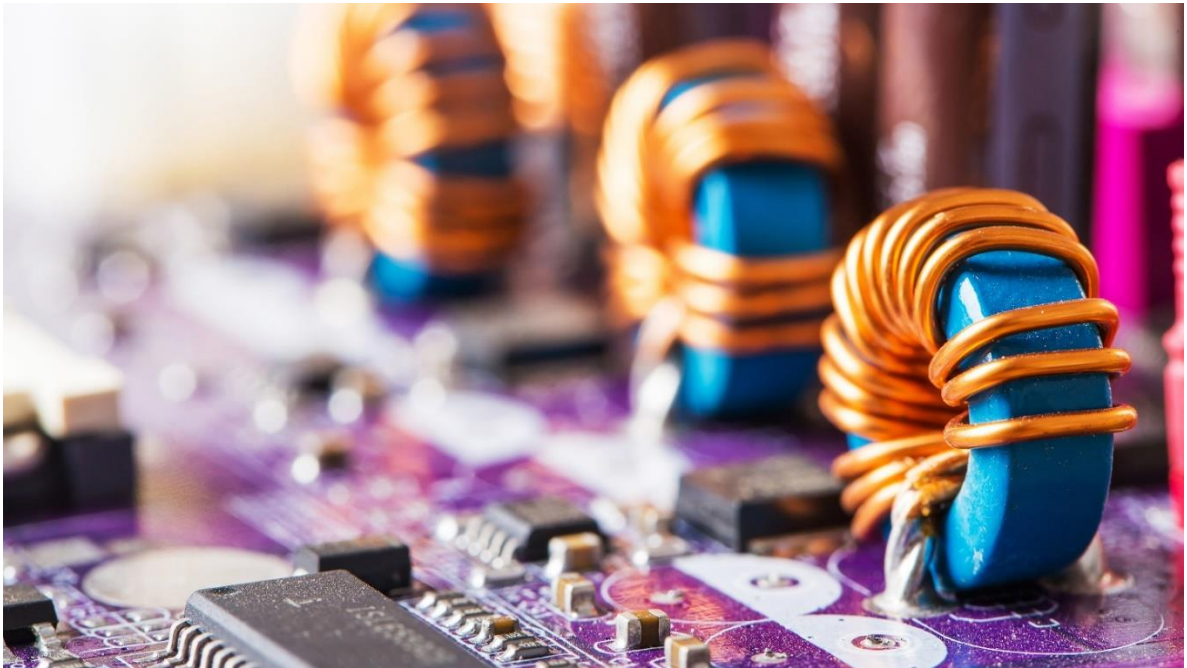




ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

**ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ FORWARD ΜΕ
ΓΑΛΒΑΝΙΚΗ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ**



Φοιτητής: ΝΤΑΝΙΕΛ ΖΕΚΑΪ
ΑΜ: ele212017036

Επιβλέπων Καθηγητής

Ιωαννίδης Γεώργιος
Ηλεκτρολόγος Μηχανικός Ε.Μ.Π.
Καθηγητής

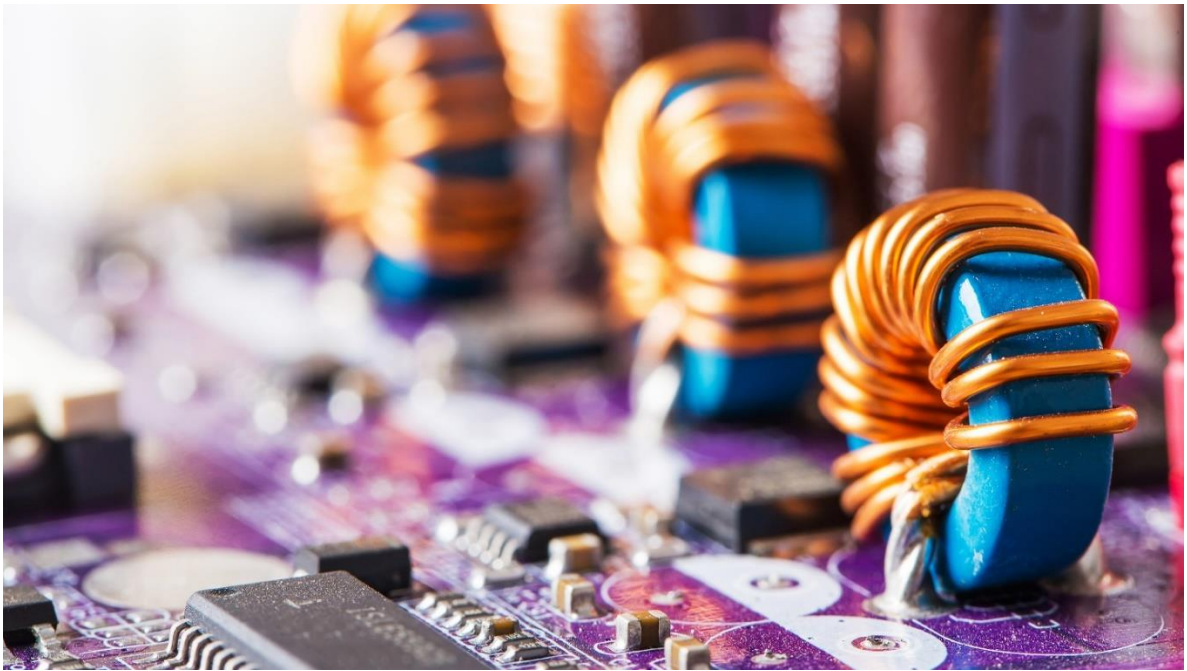
ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, ΙΟΥΛΙΟΣ 2023



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

Diploma Thesis

ANALYSIS AND DESIGN OF A FORWARD DC-DC CONVERTER



Student: ZEKAJ DANIEL
Registration Number: ele212017036

Supervisor

Ioannidis Georgios
Electrical Engineer, NTUA

ATHENS-EGALEO, JULY 2023

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

<p>Ιωαννίδης Γεώργιος, Καθηγητής</p>	<p>Βόκας Γεώργιος, Καθηγητής</p>	<p>Ψωμόπουλος Κωνσταντίνος, Καθηγητής</p>
<p>(Υπογραφή)</p>	<p>(Υπογραφή)</p>	<p>(Υπογραφή)</p>

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και ΝΤΑΝΙΕΛ ΖΕΚΑΪ,
ΙΟΥΛΙΟΣ 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/τη 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.....ΝΤΑΝΙΕΛ ΖΕΚΑΪ.....
του.....ΦΕΡΝΤΙΝΑΝΤ....., με αριθμό μητρώου ...212017036..... 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.

Επιθυμώ την απαγόρευση πρόσβασης στο πλήρες κείμενο της εργασίας μου μέχρι και έπειτα από αίτησή μου στη Βιβλιοθήκη και έγκριση του επιβλέποντος/ουσας καθηγητή/ήτριας.»

Ο Δηλών
ΝΤΑΝΙΕΛ ΖΕΚΑΪ


(Υπογραφή φοιτητή/ήτριας)

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή Γεώργιο Ιωαννίδη για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε να αναλάβω την παρούσα διπλωματική εργασία καθώς και για το ενδιαφέρον του και την βοήθειά του για την ολοκλήρωσή της.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους μου για την ανεκτίμητη στήριξή τους και τις συμβουλές που μου έδωσαν στην παρούσα διπλωματική αλλά και κατά την διάρκεια της φοίτησής μου.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία περιλαμβάνεται η μελέτη, η σχεδίαση καθώς και η προσομοίωση ενός μετατροπέα forward με γαλβανική απομόνωση. Ο forward ανήκει στους μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ, δηλαδή στους μετατροπείς που μεταβάλλουν τη συνεχή τάση στην είσοδο τους σε σταθεροποιημένη και διαφορετικής τιμής συνεχή τάση στην έξοδο τους. Οι μετατροπείς αυτοί αποτελούν σημαντικό κομμάτι των τροφοδοτικών ισχύος αλλά και των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας όπως τα φωτοβολταϊκά συστήματα και οι ανεμογεννήτριες. Μέσω μαθηματικών εξισώσεων και διαγραμμάτων γίνεται η ανάλυση των μετατροπέων Σ.Ρ-Σ.Ρ σε στάδια λειτουργίας τα οποία είναι απαραίτητα για τη μετέπειτα σχεδίασή τους. Γενικά, η σχεδίαση ενός μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ περιλαμβάνει τη σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος και του κυκλώματος ελέγχου. Για τον μετατροπέα forward γίνεται αρχικά η σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος η οποία περιλαμβάνει την κατάλληλη επιλογή των εξαρτημάτων όπως τα ημιαγωγικά και τα μαγνητικά στοιχεία με τις προδιαγραφές που ορίζονται από τους κατασκευαστές τους. Έπειτα, σχεδιάζεται το κύκλωμα ελέγχου το οποίο προϋποθέτει την επιλογή της μεθόδου ελέγχου αλλά και την επιλογή κατάλληλου ελεγκτή. Η σχεδίαση του ελεγκτή γίνεται με τη χρήση διαγραμμάτων Bode για την επίτευξη της ευστάθειας του μετατροπέα αλλά και για τη μείωση των σφαλμάτων μόνιμης κατάστασης. Το κύκλωμα ελέγχου αποτελεί σημαντικό κομμάτι σε έναν μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ καθώς είναι υπεύθυνο για τη διατήρηση σταθερής τάσης στην έξοδό του από τυχόν μεταβολές που μπορεί να προκύψουν είτε από την είσοδο του μετατροπέα είτε από το φορτίο του. Μέσω προσομοιώσεων με τη βοήθεια του προγράμματος Simulink επιβεβαιώνεται η ορθότητα της σχεδίασης του μετατροπέα και εξετάζεται η συμπεριφορά του στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας αλλά και στα μεταβατικά φαινόμενα. Τέλος, από τις χαρακτηριστικές των προσομοιώσεων εξετάζονται οι ταλαντώσεις των ρευμάτων και τάσεων εξόδου καθώς και ο χρόνος απόκριση του μετατροπέα στα μεταβατικά φαινόμενα.

Λέξεις – κλειδιά

Τροφοδοτικά ισχύος, παλμοτροφοδοτικά, μετατροπέας Σ.Ρ-Σ.Ρ, ημιαγωγικοί διακόπτες, δίοδοι, μετασχηματιστές, μετατροπέας forward, μέθοδος ελέγχου ρεύματος κορυφής, διαμόρφωση εύρους παλμών.

Abstract

This diploma thesis includes the study, design and simulation of a forward converter with galvanic isolation. These converters are an important part of power supplies but also of electrical energy systems, such as photovoltaic systems and wind turbines. By means of mathematical equations and diagrams, the analysis of the DC-DC converters is done in stages of operation which are necessary for their subsequent design. Generally, the design of an DC-DC converter includes the design of the power and control circuits. For the forward converter, the design of the power circuit is done first, which includes the appropriate selection of components such as semiconductors and magnetic components with the requirements set by their manufacturers. Then, the control circuit is designed which presupposes the selection of the control method and also the selection of a suitable controller. The controller design is done using Bode plots to implement the stability of the converter and also to reduce the steady state errors. The control circuit is an important part of an DC-DC converter as it is responsible for maintaining the constant voltage at its output from any changes that may occur either from the input of the converter or from its load. Through simulations with the help of the Simulink program, the correctness of the design of the converter is confirmed and its behavior is examined in the permanent state of the operation as well as in transient phenomena. Finally, from the characteristics of the simulations, the oscillations of the output currents and voltages as well as the response time of the convert to transient phenomena are examined.

Keywords

Power supplies, switch mode power supplies, DC-DC converters, semiconductors, diodes, transformers, forward converter, peak current mode control, pulse width modulation.

Περιεχόμενα

Κατάλογος Πινάκων.....	10
Κατάλογος Σχημάτων	10
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	17
Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας.....	17
Σκοπός και στόχοι	17
Μεθοδολογία.....	17
Καινοτομία	18
Δομή.....	18
1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο Τροφοδοτικά ισχύος	20
1.1 Εισαγωγή.....	20
1.2 Γραμμικά τροφοδοτικά ισχύος	22
1.2.1 Ρυθμιστές τάσης σειράς (series voltage regulators)	24
1.2.2 Ρυθμιστές τάσης διακλάδωσης (shunt voltage regulators)	25
1.3 Παλμοτροφοδοτικά ή διακοπτικά τροφοδοτικά (switch mode power supplies).....	26
1.3.1 Εφαρμογές παλμοτροφοδοτικών.....	26
1.3.2 Μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM converters)	27
1.3.3 Συντονιζόμενοι μετατροπείς Σ.Ρ.....	28
1.3.4 Μετατροπείς μεταγωγής πυκνωτών (switched capacitor regulators)	29
2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο Μετατροπείς συνεχούς τάσης Σ.Ρ-Σ.Ρ (DC-DC Converters)	31
2.1 Εισαγωγή.....	31
2.2 Εφαρμογές μετατροπών Σ.Ρ-Σ.Ρ.....	31
2.3 Έλεγχος μετατροπών Σ.Ρ-Σ.Ρ	32
2.4 Μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ χωρίς γαλβανική απομόνωση	33
2.4.1 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (buck converter)	34
2.4.2 Μετατροπέας ανύψωσης-τάσης (boost converter)	40
2.4.3 Μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης (buck-boost converter)	46
2.5 Μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ με γαλβανική απομόνωση	51
2.5.1 Μετατροπέας Flyback.....	51
2.5.2 Μετατροπέας Forward	52
2.5.3 Μετατροπέας Push-Pull.....	54
2.5.4 Μετατροπέας Ημιγέφυρας (Half-Bridge Converter)	56
2.5.5 Μετατροπέας Πλήρους Γέφυρας (Full-Bridge).....	57
2.5.6 Ηλεκτρική απομόνωση βρόγχου ελέγχου	59
2.6 Μέθοδοι ελέγχου μετατροπών Σ.Ρ-Σ.Ρ	60
2.6.1 Μέθοδος ελέγχου με ανατροφοδότηση τάσης.....	63
2.6.2 Μέθοδος με ευθεία τροφοδότηση τάσης	69
2.6.3 Μέθοδος ελέγχου με ανατροφοδότηση ρεύματος.....	69
3 Κεφάλαιο 3^ο Μαγνητικά και Ημιαγωγικά Στοιχεία	74
3.1 Εισαγωγή.....	74
3.2 Μαγνητικά στοιχεία	74
3.2.1 Υλικά πυρήνων.....	74
3.2.2 Ανάλυση βασικών μαγνητικών μεγεθών.....	75
3.2.3 Απώλειες Μαγνητικών Στοιχείων.....	77
3.2.4 Πηνία.....	82
3.2.5 Μετασηματιστές	87
3.3 Ημιαγωγικά στοιχεία.....	90
3.3.1 Ημιαγωγικοί διακόπτες	90
3.3.2 Δίοδοι ισχύος.....	92

3.3.3	Ψυκτικά σώματα.....	93
4	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο Ανάλυση μετατροπέα Forward	95
4.1	Εισαγωγή	95
4.2	Ανάλυση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας	95
4.2.1	Συνεχές ρεύμα πηνίου (CCM).....	96
4.2.2	Όριο μεταξύ συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής ρεύματος πηνίου	102
4.2.3	Ασυνεχές ρεύμα πηνίου (DCM).....	104
4.3	Ανάλυση μετατροπέα Forward στον χώρο κατάστασης.....	106
4.3.1	Μεσοποιημένο μοντέλο του μετατροπέα Forward	106
4.3.2	Γραμμικοποίηση μικρού σήματος	111
5	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο Σχεδίαση μετατροπέα Forward.....	114
5.1	Εισαγωγή	114
5.1.1	Σχεδίαση μετασχηματιστή.....	114
5.1.2	Σχεδίαση Πηνίου.....	126
5.1.3	Επιλογή ημιαγωγικών στοιχείων	130
5.1.4	Επιλογή πυκνωτή φίλτρου εξόδου	134
5.2	Σχεδίαση κυκλώματος ελέγχου.....	135
5.2.1	Σχεδίαση ανοιχτού βρόγχου (Open-Loop)	136
5.2.2	Σχεδίαση ενισχυτή σφάλματος (Error Amplifier)	139
5.2.3	Σχεδίαση κλειστού βρόγχου (Closed-Loop).....	140
6	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο Προσομοίωση μετατροπέα Forward.....	142
6.1	Εισαγωγή	142
6.2	Προσομοίωση ανοιχτού βρόγχου	142
6.3	Προσομοίωση κλειστού βρόγχου.....	148
6.3.1	Διέγερση με βηματική είσοδο	151
6.3.2	Διέγερση με βηματικό ρεύμα φορτίου	156
	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ.....	164
8	Βιβλιογραφία	165
	Παράρτημα.....	167

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1: Τύποι ελεγκτών.....	66
Πίνακας 5.1: Προδιαγραφές μετατροπέα forward	115
Πίνακας 5.2: Παράμετροι πυρήνα μετασχηματιστή.....	119
Πίνακας 5.3: Διαστάσεις παραθύρου με προσθήκη μπομπίνας.	119
Πίνακας 5.4: Χαρακτηριστικά αγωγού περιέλιξης πρωτεύοντος τυλίγματος	124
Πίνακας 5.5: Χαρακτηριστικά αγωγού περιέλιξης δευτερεύοντος τυλίγματος	124
Πίνακας 5.6: Χαρακτηριστικά αγωγού περιέλιξης τριτεύοντος τυλίγματος	126
Πίνακας 5.7: Παράμετροι πυρήνα αυτεπαγωγής.....	128
Πίνακας 5.8: Διαστάσεις παραθύρου με προσθήκη μπομπίνας	129
Πίνακας 5.9: Χαρακτηριστικά αγωγού περιέλιξης	129

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Ταξινόμηση τροφοδοτικών ισχύος Σ.P [1].	20
Σχήμα 1.2: (α) Διάγραμμα ρυθμιζόμενου διακοπτικού τροφοδοτικού ισχύος. [3], (β) Διάγραμμα γραμμικού τροφοδοτικού ισχύος. [1]	21
Σχήμα 1.3 : Διάγραμμα τροφοδοτικού ισχύος E.P	21
Σχήμα 1.4: Διατάξεις των UPS με (α) φορτίο συνδεδεμένο στην τάση δικτύου (β) φορτίο συνδεδεμένο σε αντιστροφέα [2].	22
Σχήμα 1.5: Ρυθμιστής τάσης διόδου Zener [1].	23
Σχήμα 1.6: (α) Διάγραμμα γραμμικού τροφοδοτικού ισχύος με ανατροφοδότηση (β) Κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή [3].	24
Σχήμα 1.7: Κύκλωμα γραμμικού ρυθμιστή τάσης σειράς. [1]	25
Σχήμα 1.8: Κύκλωμα ρυθμιστή τάσης διακλάδωσης [1].	25
Σχήμα 1.9: (α) Τροφοδοτικό υπολογιστή, (β) Παλμοτροφοδοτικό εργαστηρίου και (γ) Φορτιστής κινητού [6].	27
Σχήμα 1.10: Διάγραμμα παλμοτροφοδοτικού με μετατροπέα Σ.P-Σ.P γαλβανικής απομόνωσης [3].	28
Σχήμα 1.11: (α) Διάγραμμα γενικού μετατροπέα συντονισμού. (β) Κυκλωματικά μέρη ενός μετατροπέα συντονισμού [8].	29
Σχήμα 1.12: Μετάβαση από α) μετατροπέα εύρους παλμών (PWM) σε β) μετατροπέα μεταγωγής πυκνωτών [9].	30

Σχήμα 2.1: Αυτόνομο φωτοβολταϊκό σύστημα. [10].....	31
Σχήμα 2.2: Σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας με κυψέλες καυσίμου.....	32
Σχήμα 2.3: Μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με υψηλή συνεχή τάση (HVDC) [10].....	32
Σχήμα 2.4: α) Απλοποιημένο κύκλωμα dc-dc μετατροπέα. β) Κυματομορφή τάσης εξόδου.	33
Σχήμα 2.5: α)Κύκλωμα διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) β)Κυματομορφές συγκριτή [3].....	33
Σχήμα 2.6: Μετατροπέας υποβιβασμού (Buck converter) [7].	34
Σχήμα 2.7: Τα στάδια λειτουργίας του μετατροπέα υποβιβασμού όταν: (α) ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει, (β) ο ημιαγωγικός διακόπτης βρίσκεται σε αποκοπή και άγει η διόδος και (γ) δεν άγει κανένας από στις δύο ημιαγωγούς.	35
Σχήμα 2.8: Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού με συνεχές ρεύμα πηνίου (CCM) α) ρεύμα πηνίου β)ρεύμα ημιαγωγικού διακόπτη γ) ρεύμα διόδου δ) τάση πηνίου ε) ρεύμα πυκνωτή ζ) τάση εξόδου η) ρεύμα εξόδου θ) παλμοί οδήγησης διακόπτη.....	37
Σχήμα 2.9: Κυματομορφή της τάσεως και του ρεύματος του πηνίου στο όριο συνεχούς-διακοπόμενου ρεύματος πηνίου.....	38
Σχήμα 2.10: Κυματομορφή ρεύματος φορτίου στο όριο μεταξύ συνεχούς (CCM) και ασυνεχούς αγωγής (DCM) συναρτήσει του λόγου χρησιμοποίησης.	39
Σχήμα 2.11 : Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού με διακοπόμενο ρεύμα πηνίου (DCM) α) ρεύμα πηνίου β) ρεύμα ημιαγωγικού διακόπτη γ) ρεύμα διόδου δ) τάση πηνίου ε) παλμοί οδήγησης. 40	40
Σχήμα 2.12: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης [7].....	41
Σχήμα 2.13 : Κυκλώματα μετατροπέα boost συνεχούς λειτουργίας ρεύματος πηνίου (α) φόρτιση πηνίου (β) εκφόρτιση πηνίου.....	41
Σχήμα 2.14: α) Κυματομορφή τάσης πηνίου β) Κυματομορφή ρεύματος πηνίου	43
Σχήμα 2.15: Κυματομορφές ρεύματος και τάσης πηνίου στο όριο συνεχούς διακοπόμενου ρεύματος πηνίου	44
Σχήμα 2.16: (α) Οριακά ρεύματα πηνίου και εξόδου συνάρτηση του βαθμού χρησιμοποίησης. (β) Περιοχές συνεχούς (CCM) και ασυνεχούς (DCM) λειτουργίας.....	45
Σχήμα 2.17: Κυκλώματος μετατροπέα ανύψωσης όπου δεν άγει κανένας από τους ημιαγωγούς.....	45
Σχήμα 2.18 : Κυματομορφές α) τάσης και β) ρεύματος του μετατροπέα ανύψωσης για ασυνεχές ρεύμα πηνίου.	46
Σχήμα 2.19 : Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης [7].	47
Σχήμα 2.20: Κυκλώματα μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι α) κλειστός και β) ανοιχτός.	47

Σχήμα 2.21: Κυματομορφές α)τάσης και β)ρεύματος μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού για συνεχές ρεύμα πηνίου.	48
Σχήμα 2.22: Κυματομορφές τάσεως και ρεύματος πηνίου.	49
Σχήμα 2.23: Οριακά ρεύματα πηνίου και εξόδου συνάρτηση του βαθμού χρησιμοποίησης για τον μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού.	49
Σχήμα 2.24: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού ασυνεχούς αγωγής.	50
Σχήμα 2.25: α) Τάση και β)ρεύμα πηνίου για λειτουργία ασυνεχούς αγωγής.	50
Σχήμα 2.26 : (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα flyback συνεχούς αγωγής.	52
Σχήμα 2.27 : (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα forward.	54
Σχήμα 2.28 : (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα push-pull.	55
Σχήμα 2.29 : (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα half-bridge.	57
Σχήμα 2.30: (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα full-bridge.	59
Σχήμα 2.31: Οπτοζεύκτης 4N25 [14].	60
Σχήμα 2.32: Απομόνωση ενισχυτή σφάλματος μέσω οπτοζεύκτη.	60
Σχήμα 2.33: Κύκλωμα κλειστού βρόγχου μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ [15]	61
Σχήμα 2.34 : Κύκλωμα και κυματομορφές ελεγκτή για έλεγχο με μέθοδο τάσης [16].	62
Σχήμα 2.35 : Κύκλωμα ελεγκτή για έλεγχο με μέθοδο ρεύματος [17].	63
Σχήμα 2.36 : α) Εφαρμογή ελέγχου τάσης στον μετατροπέα forward β) κυματομορφές κυκλώματος ελέγχου.	64
Σχήμα 2.37 : Διάγραμμα Bode κέρδους και φάσης.	65
Σχήμα 2.38: Γραμμικοποιημένο σύστημα κλειστού βρόγχου [3].	65
Σχήμα 2.39 : Κύκλωμα ελεγκτή τύπου II.	68
Σχήμα 2.40 : Διάγραμμα Bode ελεγκτή τύπου II.	69
Σχήμα 2.41 : Κυματομορφές μεθόδου με ευθεία τροφοδότηση τάσης [3].	69
Σχήμα 2.42: α) Μετατροπέας flyback με έλεγχο ρεύματος, β)κυματομορφές κυκλώματος ελέγχου [2].	71
Σχήμα 2.43 : Κατηγοριοποίηση της μεθόδου ελέγχου ρεύματος ανάλογα τη συχνότητα.	71
Σχήμα 2.44 : Έλεγχος μέσης τιμής ρεύματος μετατροπέα υποβιβασμού [18].	72
Σχήμα 2.45: Αστάθεια ανοιχτού βρόγχου σε μετατροπέα με έλεγχο ρεύματος [17].	73
Σχήμα 2.46 : Έλεγχος ρεύματος κορυφής α) χωρίς αντιστάθμιση και β) με αντιστάθμιση.	73

Σχήμα 3.1: Αγωγός σε μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο	75
Σχήμα 3.2 : Η μεταβολή της μαγνητικής διαπερατότητας.....	76
Σχήμα 3.3: Ένταση μαγνητικού πεδίου γύρω από έναν αγωγό.....	76
Σχήμα 3.4: Τοροειδές πηνίο [3].....	77
Σχήμα 3.5 : Χαρακτηριστική πυκνότητας απωλειών P_v (kW/m^3) συναρτήσει της τιμής κορυφής της εναλλασσόμενης συνιστώσας της μαγνητικής επαγωγής $B_{ac}(mT)$ με παράμετρο τη συχνότητα λειτουργίας [22].....	78
Σχήμα 3.6 : Βρόγχος υστέρησης B-H [21].	78
Σχήμα 3.7 : Απώλειες υστέρησης φερριτικού υλικού [21].....	79
Σχήμα 3.8: Εξάρτηση κορεσμένης μαγνητικής επαγωγής από τη θερμοκρασία [21].....	80
Σχήμα 3.9: Δινορεύμα σε φερριτικό υλικό [19].	80
Σχήμα 3.10: Δινορεύμα για φερρίτη με συμπαγή πυρήνα (αριστερά) και για φερρίτη με πυρήνα από μονωμένα ελάσματα (δεξιά) [21].....	81
Σχήμα 3.11 : (a)Αγωγός χαλκού που διαρρέεται από ρεύμα $i(t)$, (b) δινορεύματα που παράγονται από το μαγνητικό πεδίο και (c) οι επιπτώσεις του επιδερμικού φαινομένου [3].....	81
Σχήμα 3.12 : Το επιδερμικό βάθος δ σε έναν αγωγό με διάμετρο d	82
Σχήμα 3.13 : Πηνίο με διάκενο στον πυρήνα	83
Σχήμα 3.14 : Ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα	83
Σχήμα 3.15: Βρόγχος υστέρησης dc μαγνητικού πεδίου [23].....	85
Σχήμα 3.16 : α) Το φαινόμενο της θυσάνωσης του πεδίου στο διάκενο του πυρήνα και β)Η νέα διατομή του διακένου. [3].....	86
Σχήμα 3.17 : Ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα για θυσάνωση πεδίου στο διάκενο του πυρήνα.	87
Σχήμα 3.18 : Μετασηματιστής.....	87
Σχήμα 3.19 : Μαγνητικό κύκλωμα μετασηματιστή	88
Σχήμα 3.20: α) Κύκλωμα BJT β) Πραγματική χαρακτηριστική I-V γ) Ιδανική χαρακτηριστική I-V... ..	90
Σχήμα 3.21 : α) Κύκλωμα MOSFET β) Πραγματική χαρακτηριστική I-V γ) Ιδανική χαρακτηριστική I-V.....	90
Σχήμα 3.22: α) Κύκλωμα IGBT β) Πραγματική χαρακτηριστική I-V γ) Ιδανική χαρακτηριστική I-V. ..	91
Σχήμα 3.23: Περιοχές λειτουργίας των ημιαγωγικών διακοπών ως προς την τάση, το ρεύμα και τη διακοπτική τους συχνότητα [24].	91
Σχήμα 3.24 : (a) Δίοδος, (b) Πραγματική χαρακτηριστική I-V, (c) Ιδανική χαρακτηριστική I-V. [3]. ..	92

Σχήμα 3.25 : Χαρακτηριστικές ανάστροφης αποκατάστασης . Αριστερά, φαίνεται η ομαλή ανάκαμψη και δεξιά η απότομη αποκατάστασης [2].	92
Σχήμα 3.26: α) Ροή θερμότητας μέσω ψυκτικού σώματος με φυσική ψύξη και β)ισοδύναμο θερμικό κύκλωμα [10].	93
Σχήμα 4.1: Κύκλωμα μετατροπέα forward	95
Σχήμα 4.2 : Κυκλώματα μετατροπέα forward α) χρονικής περιόδου $0 < t < DT_s$, β) χρονικής περιόδου $DT_s < t \leq DT_s + t_m$ και γ) χρονικής περιόδου $DT_s + t_m < t \leq T_s$.	97
Σχήμα 4.3 : Κυματομορφές για λειτουργία συνεχούς αγωγής α) ρεύματος πηνίου, β) ρεύματος διόδου D_1 γ) ρεύματος διόδου D_2 , δ) ρεύματος μαγνήτισης, ε) ρεύματος διακόπτη S ζ) τάσης πρωτεύοντος η) τάσης πηνίου θ) τάσης εξόδου και ι) παλμών έναυσης.	100
Σχήμα 4.4: Κυματομορφές τάσης πρωτεύοντος (V_p), ρεύματος πηνίου (i_L) και μαγνητικής ροής (Φ).	101
Σχήμα 4.5: Κυματομορφές ρεύματος πηνίου για μέγιστη και ελάχιστη τάση εισόδου [1].	102
Σχήμα 4.6 : Γραφική απεικόνιση του οριακού α) ρεύματος εξόδου και β) του φορτίου συναρτήσει του λόγου χρησιμοποίησης D .	103
Σχήμα 4.7: Κύκλωμα μετατροπέα forward χρονικής διάρκειας $(D + D_1)T_s < t < T_s$ όπου δεν άγει κανένας από τα ημιαγωγικά στοιχεία.	104
Σχήμα 4.8:Ρεύματα και τάσεις μετατροπέα forward για ασυνεχή αγωγή ρεύμα πηνίου (DCM) α) ρεύμα πηνίου, β) ρεύμα διόδου D_1 , γ) ρεύμα διόδου D_2 , δ) ρεύμα μαγνήτισης, ε) ρεύμα δευτερεύοντος, ζ) τάση εισόδου, η) τάση πηνίου και θ) παλμοί έναυσης.	105
Σχήμα 4.9 : Μετατροπέας forward.	106
Σχήμα 4.10: α) Ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα forward όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής. β) Ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα forward όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής.	107
Σχήμα 5.1: Πυρήνας μορφής ETD	114
Σχήμα 5.2 : Διάφοροι τύποι πυρήνα: (a) EE (b) EC και ETD (c) PQ (d) RM e) Pot f) LF [16]	115
Σχήμα 5.3: Αποστάσεις ερπυσμού (creepage) και απομάκρυνσης (clearance)	117
Σχήμα 5.4: Μετασχηματιστής απομόνωσης	117
Σχήμα 5.5: Απεικόνιση απόστασης ερπυσμού σε πραγματικό μετασχηματιστή	117
Σχήμα 5.6: Διάγραμμα απωλειών φερριτή τύπου 3F3	118
Σχήμα 5.7: Διαστάσεις πυρήνα φερριτή E25/10/6	119
Σχήμα 5.8: Εύρεση μαγνητικής επαγωγής μέσω του διαγράμματος απωλειών	121
Σχήμα 5.9: Ρεύμα τριτεύοντος τυλίγματος	125

Σχήμα 5.10: Η τιμή κορεσμού πυρήνα φερρίτη στους 100°C.	127
Σχήμα 5.11: Κυματομορφή ρεύματος πηνίου.	127
Σχήμα 5.12: Διαστάσεις πυρήνα φερρίτη E25/13/7.....	128
Σχήμα 5.13: Γραφική απεικόνιση του συντελεστή αντίστασης πηγής-πύλης $R_{DS(on)}$ σε συνάρτηση της θερμοκρασίας επαφής T_j	131
Σχήμα 5.14: Κύκλωμα ελέγχου ρεύματος κορυφής	136
Σχήμα 5.15: Διαγράμματα Bode ανοιχτού βρόγχου	138
Σχήμα 5.16: Ενισχυτής αντιστάθμισης σφάλματος τύπου I	139
Σχήμα 5.17: Διαγράμματα Bode κλειστού βρόγχου.....	140
Σχήμα 6.1: Κύκλωμα μετατροπέα forward ανοιχτού βρόγχου	143
Σχήμα 6.2: Χαρακτηριστικές α) ρεύματος εξόδου, β) τάσης εξόδου και γ) ρεύματος πηνίου.	144
Σχήμα 6.3: Κυμάτωση α) ρεύματος εξόδου, β) τάσης εξόδου και γ) ρεύματος πηνίου.	145
Σχήμα 6.4: Χαρακτηριστικές α) ρεύματος και β) τάσης MOSFET.	146
Σχήμα 6.5: Χαρακτηριστικές ρευμάτων μετασηματιστή α) τυλίγματος απομαγνήτισης, β) πρωτεύοντος τυλίγματος, γ) δευτερεύοντος τυλίγματος και δ) τριτεύοντος τυλίγματος.	147
Σχήμα 6.6: Κύκλωμα μετατροπέα forward κλειστού βρόγχου.....	149
Σχήμα 6.7: Χαρακτηριστικές α) ρεύματος και β) τάσης εξόδου για τάση εισόδου 25V και φορτίο 5/3Ω.	150
Σχήμα 6.8: α) Δημιουργία βηματικής εισόδου από 20V σε 25V και πάλι σε 20V β) Χαρακτηριστική βηματικής εισόδου.....	151
Σχήμα 6.9: Χαρακτηριστική α) τάσης εισόδου, β) ρεύματος εξόδου και γ) τάσης εξόδου για μεταβολή τάσης εισόδου από 25V σε 20V και πάλι σε 25V με φορτίο 5Ω. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από τα 25V στα 20V στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από τα 20V στα 25V στα 1ms. ...	152
Σχήμα 6.10: Χαρακτηριστική α) τάσης εισόδου, β) ρεύματος εξόδου και γ) τάσης εξόδου για μεταβολή τάσης εισόδου από 25V σε 20V και πάλι σε 25V με φορτίο 5/3Ω. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από τα 25V στα 20V στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από τα 20V στα 25V στα 1ms.....	153
Σχήμα 6.11: Χαρακτηριστική α) τάσης εισόδου, β) ρεύματος εξόδου και γ) τάσης εξόδου για μεταβολή τάσης εισόδου από 25V σε 30V και πάλι σε 25V με φορτίο 5Ω. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από τα 25V στα 20V στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από τα 20V στα 25V στα 1ms. ...	154
Σχήμα 6.12: Χαρακτηριστική α) τάσης εισόδου, β) ρεύματος εξόδου και γ) τάσης εξόδου για μεταβολή τάσης εισόδου από 25V σε 30V και πάλι σε 25V με φορτίο 5/3Ω. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από τα 25V στα 20V στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από τα 20V στα 25V στα 1ms.....	155

Σχήμα 6.13: Κύκλωμα μεταβολής φορτίου εξόδου	156
Σχήμα 6.14: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1.5A σε 3A και πάλι σε 1.5A με τάση εισόδου 30V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms.....	157
Σχήμα 6.15: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1.5A σε 3A και πάλι σε 1.5A με τάση εισόδου 25V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms.....	158
Σχήμα 6.16: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1.5A σε 3A και πάλι σε 1.5A με τάση εισόδου 20V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms.....	159
Σχήμα 6.17: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1A σε 1.5A και πάλι σε 1A με τάση εισόδου 30V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms..	160
Σχήμα 6.18: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1A σε 1.5A και πάλι σε 1A με τάση εισόδου 25V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms..	161
Σχήμα 6.19: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1A σε 1.5A και πάλι σε 1A με τάση εισόδου 20V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms.	162

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η ραγδαία ανάπτυξη της τεχνολογίας επέφερε την πρόοδο στη βελτίωση των ημιαγωγικών στοιχείων, τα οποία με τη σειρά τους συνέβαλαν στην εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος. Οι μετατροπείς ισχύος είναι η “καρδιά” των συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος και αποτελούνται από ελεγχόμενους και μη ελεγχόμενους ημιαγωγικούς διακόπτες, οι οποίοι παλμοδοτούνται από κατάλληλο κύκλωμα ελέγχου. Οι μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ αποτελούν μία κατηγορία των μετατροπέων ισχύος και είναι διαδεδομένοι στη βιομηχανία καθώς έχουν συμβάλει σε σημαντική μείωση του βάρους και του όγκου των τροφοδοτικών ισχύος διατηρώντας την υψηλή απόδοσή τους σε σύγκριση με τα τροφοδοτικά ισχύος προηγούμενων ετών, όπως τα γραμμικά τροφοδοτικά τα οποία είχαν ως βασικό μειονέκτημα το αυξημένο βάρος και τη χαμηλή απόδοση. Συσκευές όπως: η τηλεόραση, ο υπολογιστής, ο φορτιστής κινητού τηλεφώνου ακόμη και τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα αλλά και πολλές άλλες συσκευές περιέχουν μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ που είτε υποβιβάζουν είτε ανυψώνουν ανάλογα την τάση στην είσοδό τους για να παρέχουν στις συσκευές την κατάλληλη τάση και το κατάλληλο ρεύμα χωρίς μεταβολές. Πρωταρχικός παράγοντας των κατασκευαστικών εταιριών για τις συσκευές που ο άνθρωπος έχει άμεση επαφή, πέρα από τη σωστή λειτουργία του μετατροπέα είναι και η ασφάλεια του χρήστη. Για τον λόγο αυτό έχουν σχεδιαστεί οι μετατροπείς με γαλβανική απομόνωση, οι οποίοι μέσω ενός μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων απομονώνουν ηλεκτρικά την είσοδο του μετατροπέα από την έξοδό του. Ένας από αυτούς τους μετατροπείς είναι και ο forward, ο οποίος είναι από τους δημοφιλέστερους μετατροπείς με γαλβανική απομόνωση λόγω της υψηλής απόδοσής του.

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η παρουσίαση, ανάλυση, σχεδίαση και προσομοίωση του κυκλώματος ισχύος και ελέγχου του μετατροπέα forward για εφαρμογές DC τροφοδοτικών διατάξεων. Οι πολυάριθμες εφαρμογές που βρίσκουν πλέον οι μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ για την κάλυψη των ανθρώπινων αναγκών, σε συνδυασμό με την υψηλή απόδοσή τους και το μικρό τους βάρος, είναι κάποιοι από τους λόγους που ακόμα και σήμερα γίνονται έρευνες για την περαιτέρω βελτιστοποίησή τους. Η εξέλιξη στους μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ οφείλεται στη βελτίωση των ημιαγωγικών στοιχείων, των μαγνητικών στοιχείων και των συστημάτων ψύξης, αυξάνοντας έτσι την απόδοσή τους και μειώνοντας τον όγκο και το βάρος τους.

Σκοπός και στόχοι

Σκοπός της εν λόγω διπλωματικής εργασίας είναι η ορθή σχεδίαση του μετατροπέα forward μέσω θεωρητικών και μαθηματικών αναλύσεων οι οποίες θα καθορίσουν και την επιλογή των κατάλληλων εξαρτημάτων ώστε ο μετατροπέας να πληροί όλες τις προδιαγραφές που του τέθηκαν. Επίσης, η σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου θα καθορίσει σε μεγάλο βαθμό την απόκριση του μετατροπέα στις μεταβολές της τάσης εισόδου και του φορτίου. Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων θα διαπιστωθεί κατά πόσο η σχεδίαση αυτή και οι επιλογές των εξαρτημάτων που έγιναν ικανοποιούν τις προδιαγραφές.

Μεθοδολογία

Αρχικά, έγινε η ανάλυση του μετατροπέα forward στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας χωρίς να συμπεριληφθεί το κύκλωμα ελέγχου. Έπειτα μέσω των εξισώσεων που προέκυψαν από την ανάλυση γίνεται η σχεδίαση των μαγνητικών στοιχείων και των ημιαγωγικών διακοπών για τη λειτουργία

συνεχούς αγωγής ρεύματος πηνίου. Στη συνέχεια επιλέγεται η μέθοδος ελέγχου και μέσω διαγραμμάτων Bode σχεδιάζεται ο κατάλληλος ελεγκτής για τη γρήγορη απόκριση του μετατροπέα σε τυχόν μεταβολές ώστε να διατηρήσει την τάση εξόδου στην επιθυμητή τιμή. Έπειτα προσομοιώνεται ολόκληρο το κύκλωμα σε διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας.

Καινοτομία

Η καινοτομία στην παρούσα διπλωματική παρουσιάζεται στη σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου του μετατροπέα forward όπου ακολουθεί τη συμβατική σχεδίαση μέσω της θεωρίας που εισάγει ο Ray Ridley για να προκύψει ένα ακριβέστερο μοντέλο, το οποίο προβλέπει καλύτερα πιθανές ταλαντώσεις και λαμβάνει υπόψη αρκετές συνιστώσες ώστε οι πιθανότητες για αστάθεια στον μετατροπέα να είναι περιορισμένες.

Δομή

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει οργανωθεί σε επτά (7) κεφάλαια, όπου το κάθε κεφάλαιο περιγράφεται ως εξής:

Κεφάλαιο 1^ο: Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα είδη των τροφοδοτικών ισχύος, η χρήση τους, ο τρόπος λειτουργίας τους καθώς και τα σημεία που υπερτερούν κάποια τροφοδοτικά ισχύος σε σχέση με κάποια άλλα.

Κεφάλαιο 2^ο: Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται κάποιοι από τους κυριότερους μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ με γαλβανική απομόνωση και χωρίς γαλβανική απομόνωση. Αναλύονται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, μέσω μαθηματικών εξισώσεων και διαγραμμάτων, τα στάδια και οι φάσεις λειτουργίας που παρουσιάζουν οι μετατροπείς. Επίσης, αναλύεται και ο έλεγχος τους αναφέροντας τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε μεθόδου ελέγχου και περιγράφοντας κάποια από τα βασικά χαρακτηριστικά ελεγκτών που χρησιμοποιούνται συνήθως στους μετατροπείς Σ.Ρ-ΣΡ..

Κεφάλαιο 3^ο: Εδώ γίνεται μια εισαγωγή σε κάποιες βασικές γνώσεις περί ηλεκτρομαγνητισμού. Επίσης, περιγράφονται και αναλύονται κάποια από τα βασικά εξαρτήματα όπως είναι τα μαγνητικά και ημιαγωγικά στοιχεία από τα οποία αποτελείται ένας μετατροπέας Σ.Ρ-Σ.Ρ.

Κεφαλαίο 4^ο: Γίνεται η ανάλυση του μετατροπέα forward μέσω μαθηματικών εξισώσεων και διαγραμμάτων στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και στον χώρο κατάστασης.

Κεφάλαιο 5^ο: Σχεδιάζεται ο μετατροπέας forward με συγκεκριμένες προδιαγραφές βάσει της ανάλυσης που έγινε στο κεφάλαιο 4. Αρχικά, γίνεται η σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος, το οποίο περιλαμβάνει την κατάλληλη επιλογή μαγνητικών εξαρτημάτων, φίλτρου εξόδου και ημιαγωγικών διακοπών. Έπειτα, γίνεται η σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου επιλέγοντας την κατάλληλη μέθοδο ελέγχου και από τα διαγράμματα Bode έγινε και η επιλογή του ελεγκτή.

Κεφάλαιο 6^ο: Στο κεφάλαιο αυτό ο μετατροπέας forward προσομοιώνεται με τη βοήθεια του προγράμματος Simulink/MATLAB εισάγοντας στο κύκλωμα προσομοίωσης τα δεδομένα της σχεδίασης. Αρχικά, γίνεται η προσομοίωση του μετατροπέα forward χωρίς την ύπαρξη του κυκλώματος ελέγχου. Στη συνέχεια ακολουθεί η προσομοίωση του μετατροπέα forward μαζί με το κύκλωμα ελέγχου, όπου στη μία περίπτωση μεταβάλλεται η τάση εισόδου με φορτίο εξόδου σταθερό και στην επόμενη περίπτωση μεταβάλλεται το φορτίο με τάση εισόδου σταθερή.

Τέλος, ακολουθούν τα συμπεράσματα και οι παρατηρήσεις από τις χαρακτηριστικές των προσομοιώσεων και καταγράφεται η βιβλιογραφία που χρησιμοποιήθηκε.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

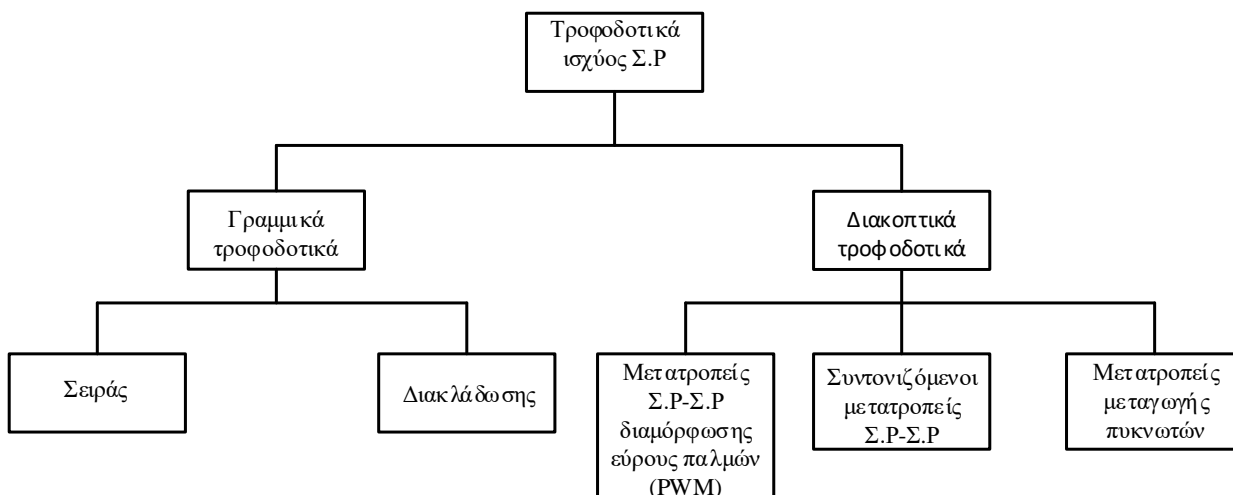
Τροφοδοτικά ισχύος

1.1 Εισαγωγή

Στις μέρες μας τα τροφοδοτικά ισχύος βρίσκουν εφαρμογή σε πολλά ηλεκτρονικά κυκλώματα είτε αυτά είναι αναλογικά είτε είναι ψηφιακά. Τα συστήματα τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, ηλεκτρονικών υπολογιστών και διαστημικών συστημάτων αποτελούνται από τροφοδοτικά ισχύος. Ανάλογα την τάση εξόδου τα τροφοδοτικά ισχύος διακρίνονται σε δύο είδη:

- Τροφοδοτικά ισχύος Σ.Ρ (Συνεχούς Ρεύματος)
- Τροφοδοτικά ισχύος Ε.Ρ.(Εναλλασσόμενου Ρεύματος)

Τα τροφοδοτικά ισχύος Σ.Ρ χωρίζονται σε γραμμικά τροφοδοτικά ισχύος (linear regulator) και διακοπτικά τροφοδοτικά ισχύος (switched mode power supply) ή παλμοτροφοδοτικά. Τα παλμοτροφοδοτικά κατηγοριοποιούνται σε μετατροπείς συνεχούς ΣΡ-ΣΡ διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM), σε συντονιζόμενα τροφοδοτικά ισχύος (Resonant dc power supply) και σε μετατροπείς μεταγωγής πυκνωτών (switched-capacitor voltage regulators), ενώ τα γραμμικά τροφοδοτικά χωρίζονται σε ρυθμιστές τάσης σειράς (series regulator) και σε ρυθμιστές τάσης διακλάδωσης (shunt regulator) όπως φαίνονται και στο σχήμα 1.1 [1]- [2].



Σχήμα 1.1: Ταξινόμηση τροφοδοτικών ισχύος Σ.Ρ [1].

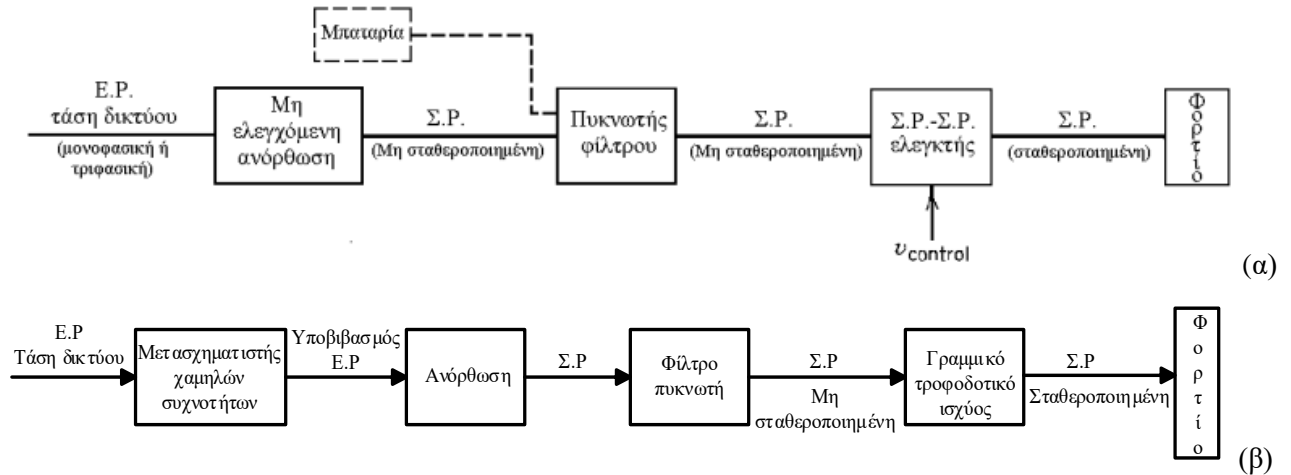
• Τροφοδοτικά ισχύος Σ.Ρ.

Τα τροφοδοτικά ισχύος Σ.Ρ διακρίνονται σε ρυθμιζόμενα και μη ρυθμιζόμενα δηλαδή σε αυτά που η τάση εξόδου τους είναι σταθερή και σε αυτά που η τάση εξόδου τους δεν είναι σταθερή. Τα περισσότερα τροφοδοτικά ισχύος που σχεδιάζονται είναι ρυθμιζόμενα δηλαδή η τάση εξόδου τους διατηρείται σταθερή για αλλαγές συγκεκριμένου εύρους τάσης εισόδου, φορτίου και θερμοκρασίας. Επίσης, τα περισσότερα τροφοδοτικά ισχύος σχεδιάζονται με πολλαπλές εξόδους ώστε να τροφοδοτηθούν περισσότερες από μία συσκευές και συχνά οι έξοδοι απομονώνονται ηλεκτρικά από την είσοδο [3]- [4].

Τα ρυθμιζόμενα διακοπτικά τροφοδοτικά ισχύος, όπως του σχήματος 1.2(α), έχουν ως σκοπό τη ρύθμιση της τάσης εξόδου στην επιθυμητή τιμή χωρίς αυτή να επηρεάζεται από τις μεταβολές της τάσης εισόδου ή του φορτίου. Στο σχήμα 1.2(α) παρουσιάζεται το διάγραμμα ενός διακοπτικού τροφοδοτικού ισχύος το οποίο ανορθώνει την εναλλασσόμενη τάση εισόδου μέσω διόδων και έπειτα

φιλτράρει την τάση αυτή μέσω πυκνωτή. Αυτή η τάση η οποία είναι μη ρυθμιζόμενη αποτελεί την είσοδο του μετατροπέα Σ.Ρ.

Το διάγραμμα του γραμμικού τροφοδοτικού ισχύος του σχήματος 1.2(β) δέχεται στην είσοδο του εναλλασσόμενη τάση δικτύου, η οποία υποβιβάζεται μέσω ενός μετασχηματιστή χαμηλής συχνότητας (συχνότητας δικτύου), έπειτα η υποβιβασμένη τάση γίνεται συνεχής μέσω του ανορθωτή και φιλτράρεται. Η τάση αυτή η οποία είναι μη ρυθμιζόμενη μέσω του γραμμικού τροφοδοτικού γίνεται ρυθμιζόμενη τάση τροφοδοτώντας το φορτίο.

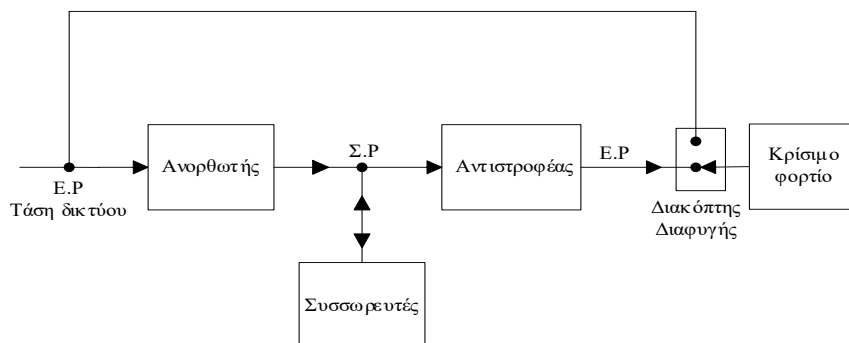


Σχήμα 1.2: (α) Διάγραμμα ρυθμιζόμενου διακοπτικού τροφοδοτικού ισχύος. [3], (β) Διάγραμμα γραμμικού τροφοδοτικού ισχύος. [1]

• **Τροφοδοτικά ισχύος E.P.**

Τα τροφοδοτικά ισχύος E.P. βρίσκουν εφαρμογή σε κρίσιμα φορτία όπως οι υπολογιστές και ο ιατρικός εξοπλισμός, δηλαδή σε περιπτώσεις όπου η τροφοδοσία E.P από την πηγή δεν είναι διαθέσιμη. Για αυτόν τον λόγο έχουν πάρει την ονομασία ως τροφοδοτικά αναμονής (standby power supply) ή αλλιώς συστήματα αδιάλειπτης παροχής ισχύος (UPS, uninterruptible power supplies). Το διάγραμμα των συστημάτων αδιάλειπτης παροχής ισχύος παρουσιάζεται στο σχήμα 1.3 και αποτελείται από έναν ανορθωτή στην είσοδο του που μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου μονοφασική ή τριφασική σε συνεχή τάση στην είσοδο του αντιστροφέα και ταυτόχρονα φορτίζει τους συσσωρευτές. Στον αντιστροφέα η τάση από συνεχής μετατρέπεται σε εναλλασσόμενη μονοφασική ή τριφασική και εφόσον φιλτραριστεί τροφοδοτεί το κρίσιμο φορτίο. [2]

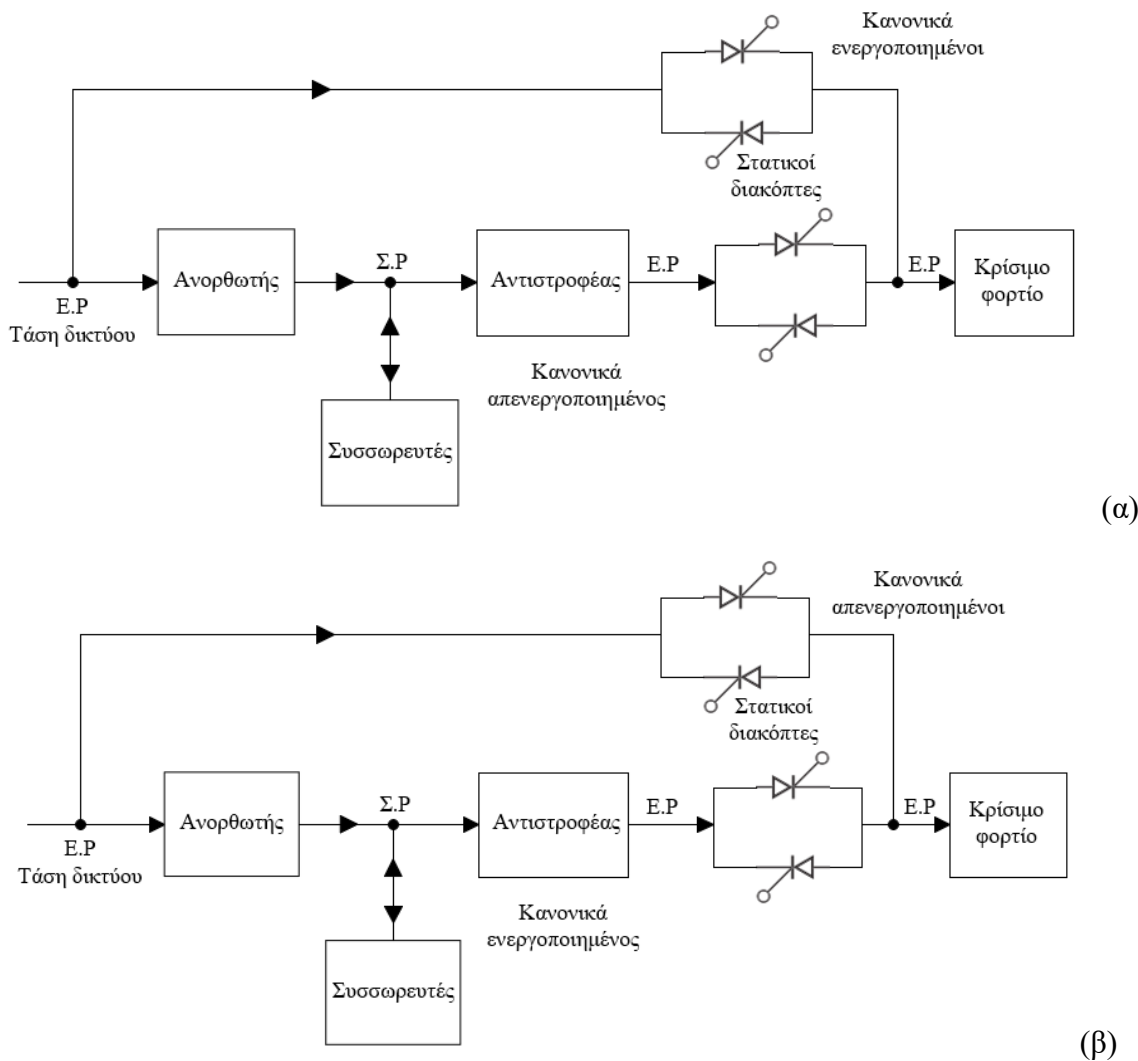
Στην κανονική κατάσταση λειτουργίας το κρίσιμο φορτίο τροφοδοτείται από την τάση του δικτύου. Στην περίπτωση που η τάση του δικτύου διακοπή, τότε αναλαμβάνουν οι συσσωρευτές την τροφοδοσία του φορτίου.



Σχήμα 1.3 : Διάγραμμα τροφοδοτικού ισχύος E.P

Δύο από τις συνηθέστερες διατάξεις των UPS οι οποίες χρησιμοποιούνται σε πολλές εφαρμογές και παρουσιάζονται στο σχήμα 1.4. Στην πρώτη διάταξη του σχήματος 1.4(α) ο αντιστροφέας είναι απενεργοποιημένος καθώς αμέσως μετά τον αντιστροφέα βρίσκονται απενεργοποιημένοι οι στατικοί διακόπτες. Έτσι το φορτίο τροφοδοτείται κατευθείαν από την τάση του δικτύου και οι συσσωρευτές φορτίζονται από τον ανορθωτή. Σε περίπτωση βλάβης της τροφοδοσίας του δικτύου ενεργοποιείται ο αντιστροφέας με μεταγωγή των διακοπών τροφοδοτώντας το φορτίο από τους συσσωρευτές.

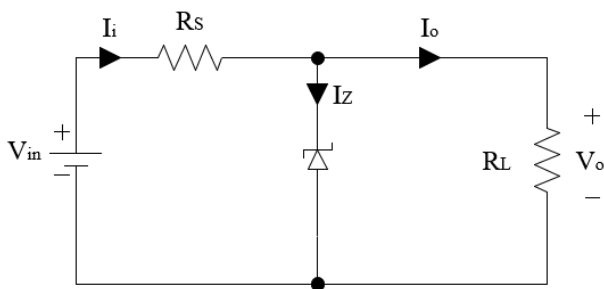
Στη δεύτερη διάταξη του σχήματος 1.4(β) το φορτίο τροφοδοτείται από τον αντιστροφέα ο οποίος είναι ενεργοποιημένος και οι συσσωρευτές φορτίζονται από τον ανορθωτή. Ο αντιστροφέας έχει τη δυνατότητα προστασίας του φορτίου από τα μεταβατικά φαινόμενα. Σε περίπτωση βλάβης του αντιστροφέα γίνεται μεταγωγή των διακοπών και έτσι το φορτίο τροφοδοτείται κατευθείαν από το δίκτυο.



Σχήμα 1.4: Διατάξεις των UPS με (α) φορτίο συνδεδεμένο στην τάση δικτύου (β) φορτίο συνδεδεμένο σε αντιστροφέα [2].

1.2 Γραμμικά τροφοδοτικά ισχύος

Για την επίτευξη της επιθυμητής τάσης εξόδου αρχικά εφαρμόστηκαν οι γραμμικοί ρυθμιστές τάσης. Ένας από τους απλούστερους ρυθμιστές τάσης φαίνεται στο σχήμα 1.5 και αποτελείται από μία δίοδο Zener, η οποία ανεξάρτητα από την τιμή της τάσης εισόδου διατηρεί την τάση εξόδου σταθερή στην επιθυμητή τιμή.

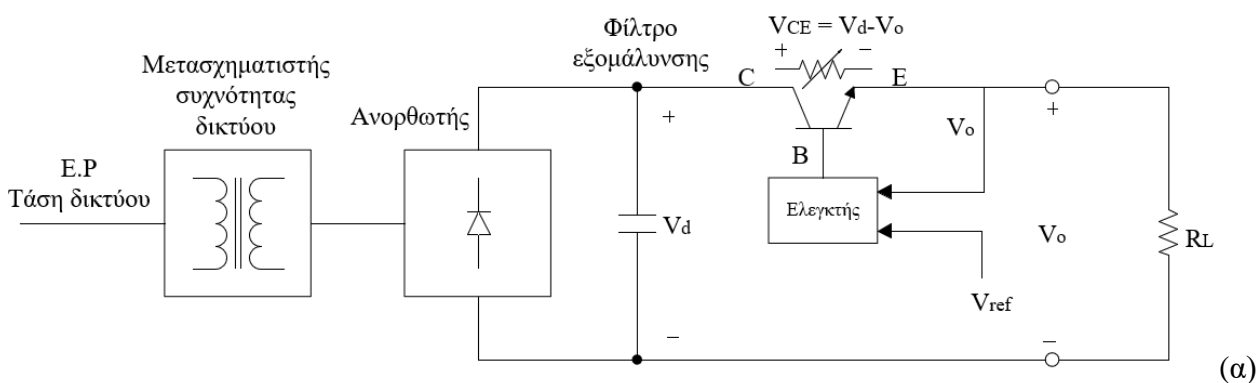


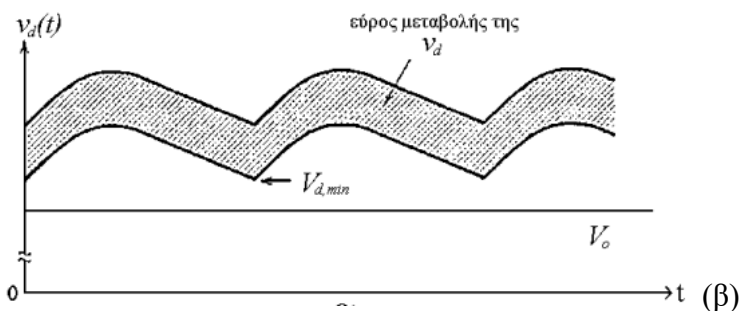
Σχήμα 1.5: Ρυθμιστής τάσης διόδου Zener [1].

Ωστόσο, η χρήση του ρυθμιστή τάσης με δίοδο Zener δεν ήταν τόσο αποδοτική μέθοδος για τα περισσότερα συστήματα, γι' αυτόν τον λόγο δημιουργήθηκαν νέοι μέθοδοι γραμμικών ρυθμιστών με ανατροφοδότηση [1]. Στο σχήμα 1.6 (α) παρουσιάζεται η μέθοδος με ανατροφοδότηση που αποτελείται από έναν μετασχηματιστή συχνότητας δικτύου στη είσοδο του κυκλώματος για να τη επίτευξη γαλβανικής απομόνωσης μεταξύ εισόδου και εξόδου. Ο ημιαγωγικός διακόπτης του κυκλώματος δρα ως μεταβλητή αντίσταση με αποτέλεσμα την εμφάνιση πτώσης τάση ίση με $V_d - V_o$. Επίσης, ο ημιαγωγικός διακόπτης λειτουργεί στην ενεργό περιοχή με αποτέλεσμα να εμφανίζονται απώλειες ισχύος.

Το σύστημα ανατροφοδότησης συμβάλει στη διατήρηση σταθερής τιμής της τάσης εξόδου ανεξαρτήτως μεταβολών της τάσης εισόδου. Πιο συγκεκριμένα, επιτηρεί την τάση εξόδου και έπειτα τη συγκρίνει με μια τάση αναφοράς δημιουργώντας έτσι το σφάλμα τάσης, το οποίο ενισχύεται και διαμορφώνει, μέσω της βάσης του ημιαγωγικού διακόπτη, την κατάλληλη τιμή της τάσης και του ρεύματος εξόδου. Επιλέγεται ο κατάλληλος λόγος μετασχηματισμού ώστε η ελάχιστη τάση στα άκρα του πυκνωτή ($V_{d,min}$) να ξεπεράσει την τάση εξόδου (V_o) και έτσι να ελαττωθούν οι απώλειες του ημιαγωγικού διακόπτη [3] [4].

Ο μεγάλος όγκος και το μεγάλο βάρος του μετασχηματιστή συχνότητας δικτύου στην είσοδο του μετατροπέα σε συνδυασμό με τις απώλειες ισχύος που αναφέρθηκαν προηγουμένως αποτελούν τους βασικούς λόγους που έγινε αντικατάστασή τους με τα παλμοτροφοδοτικά.





Σχήμα 1.6: (α) Διάγραμμα γραμμικού τροφοδοτικού ισχύος με ανατροφοδότηση (β) Κυματομορφή της τάσης του πυκνωτή [3].

Υπάρχουν δύο βασικές κατηγορίες γραμμικών ρυθμιστών τάσης οι οποίοι χρησιμοποιούνται συχνά στα γραμμικά τροφοδοτικά και είναι οι εξής:

- Ρυθμιστές τάσης σειράς
- Ρυθμιστές τάσης διακλάδωσης

Στο γραμμικό τροφοδοτικό του σχήματος 1.6(α) χρησιμοποιείται ο ρυθμιστής τάσης σειράς. Οι γραμμικοί ρυθμιστές τάσης είναι ολοκληρωμένα κυκλώματα τα οποία έχουν χαμηλό ρεύμα και τάση εξόδου κάτω των 3A και 40V και διαχειρίζονται στην είσοδο τάσεις κάτω από 40V. Είναι απλά κυκλώματα με μικρό όγκο και βάρος, παράγουν χαμηλό θόρυβο και μπορούν να τροφοδοτήσουν φορτία κάτω των 25W.[1].

1.2.1 Ρυθμιστές τάσης σειράς (series voltage regulators)

Στο σχήμα 1.7 παρουσιάζεται ο ρυθμιστής τάσης σειράς του οποίου η λειτουργία είναι ίδια με του γραμμικού τροφοδοτικού με ανατροφοδότηση που αναλύθηκε προηγουμένως, καθώς χρησιμοποιείται η τοπολογία του ρυθμιστή τάσης σειράς. Πιο συγκεκριμένα, ο ημιαγωγικός διακόπτης λειτουργεί ως μεταβλητή αντίσταση \$R_V\$ και παρουσιάζει μια πτώση τάσης \$V_{CE}\$ η οποία εκφράζεται ως εξής:

$$V_{CE} = V_I - V_o = R_V \cdot I_o \tag{1.1}$$

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.7, στον ρυθμιστή τάσης σειράς η τάση εισόδου του ενισχυτή ορίζεται ως η διαφορά τάσης στις εισόδους του ενισχυτή (\$V^+ - V^-\$), δηλαδή της αναστρέφουσας εισόδου \$V^-\$ και της μη αναστρέφουσας εισόδου \$V^+\$. Όταν η μη αναστρέφουσα είσοδος του ενισχυτή είναι μηδέν τότε η τάση στα άκρα της αντίστασης \$R_2\$ θα εξαρτάται από την τάση αναφοράς (\$V_{ref}\$) καταλήγοντας στην εξής σχέση:

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_o \approx V_{ref} \tag{1.2}$$

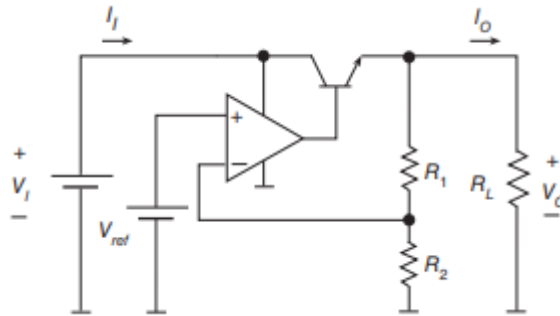
Αναδιατάσσοντας τους όρους της παραπάνω εξίσωσης θα προκύψει η σχέση της τάσης εξόδου και για τον ρυθμιστή τάσης σειράς:

$$V_o \approx V_{ref} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \tag{1.3}$$

Σε περίπτωση μεταβολής της τάσης εισόδου θα υπάρξει και μεταβολή της πτώσης τάσης του ημιαγωγικού διακόπτη. Όταν η μεταβλητή αντίσταση μειωθεί, τότε θα μειωθεί και η τιμή της τάσης

στο φορτίο εξόδου (R_L). Οι απώλειες του ημιαγωγικού διακόπτη υπολογίζονται από την παρακάτω σχέση:

$$P_{LS} \approx I_o(V_I - V_o) \quad (1.4)$$



Σχήμα 1.7: Κύκλωμα γραμμικού ρυθμιστή τάσης σειράς. [1]

1.2.2 Ρυθμιστές τάσης διακλάδωσης (shunt voltage regulators)

Στο σχήμα 1.8 παρουσιάζεται ο ρυθμιστής τάσης διακλάδωσης το ρεύμα εξόδου ελέγχεται μέσω του ημιαγωγικού διακόπτη, ώστε να σταθεροποιείται η τάση εξόδου στις μεταβολές της εισόδου και του φορτίου. Όπως και στον ρυθμιστή σειράς έτσι και εδώ ο ημιαγωγικός διακόπτης συμπεριφέρεται ως μεταβλητή αντίσταση. Όταν η τάση εξόδου μειώνεται τότε μειώνεται και ο ρυθμός παλμοδότησης του ημιαγωγικού διακόπτη με αποτέλεσμα να αυξηθεί η αντίσταση του ημιαγωγικού διακόπτη αυξάνοντας έτσι το ρεύμα και η τάση του φορτίου. Από τον νόμο ρευμάτων του Kirchhoff προκύπτει:

$$I_I = I_C + I_o \quad (1.5)$$

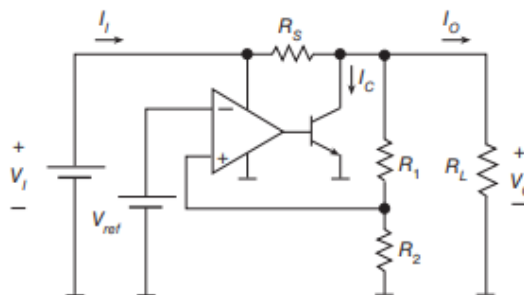
Απώλειες στην αντίσταση R_s :

$$P_{R_s} = I_I(V_I - V_o) \quad (1.6)$$

Απώλειες ημιαγωγικού διακόπτη:

$$P_Q = V_o I_C = V_o(I_I - I_o) \quad (1.7)$$

Ο ρυθμιστής τάσης διακλάδωσης είναι λιγότερο αποδοτικός από τον ρυθμιστή τάσης σειράς καθώς παρουσιάζει απώλειες ο ημιαγωγικός διακόπτης και η αντίσταση R_s . Παρόλα αυτά ο ρυθμιστής τάσης διακλάδωσης παρουσιάζει καλύτερη απόκριση στα μεταβατικά φαινόμενα από τον ρυθμιστή τάσης σειράς [1].



Σχήμα 1.8: Κύκλωμα ρυθμιστή τάσης διακλάδωσης [1].

1.3 Παλμοτροφοδοτικά ή διακοπτικά τροφοδοτικά (switch mode power supplies)

Ο σχεδιασμός των παλμοτροφοδοτικών ξεκίνησε το 1958 από την εταιρεία IBM η οποία στηρίχθηκε στην τεχνολογία των ηλεκτρονικών λυχνιών. Η εξέλιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών συνέβαλε στη δημιουργία νέων εξαρτημάτων δίνοντας τη δυνατότητα σε πολλούς κατασκευαστές πρωτοποριακές ιδέες για τη σχεδίαση διαφόρων ευρεσιτεχνιών.

Εκείνη την εποχή τα βλέμματα ήταν στραμμένα στα γραμμικά τροφοδοτικά ή γραμμικοί ρυθμιστές τάσης (linear regulators). Έγινε προσπάθεια για τη μετατροπή της τάσης εισόδου σε τάση εξόδου διαφορετικής τιμής με νέες μεθόδους πιο αποδοτικές, αντικαθιστώντας τις γνωστές ως τότε μεθόδους χαμηλής απόδοσης. Ουσιαστικά η νέα μέθοδος είχε ως στόχο το “άνοιγμα” και το “κλείσιμο” του ημιαγωγικού διακόπτη “τεμαχίζοντας” με αυτόν τον τρόπο την τάση εισόδου και λαμβάνοντας έτσι τη μέση τιμή της τάσης εξόδου. Η υψηλή απόδοση σε συνδυασμό με λιγότερα μαγνητικά στοιχεία συνέβαλε στη δημιουργία ενός νέου τροφοδοτικού, το παλμοτροφοδοτικό, το οποίο είχε λιγότερο βάρος, μικρότερο μέγεθος και παράγαγε λιγότερη θερμότητα. Αυτά τα χαρακτηριστικά το έκαναν να έχει απήχηση στους τομείς του διαστήματος, της ηλεκτρονικής των τηλεπικοινωνιών και των υπολογιστών.

Το 1972 έγινε εφαρμογή ενός διακοπτικού τροφοδοτικού ισχύος σε υπολογιστή τσέπης από την εταιρεία Hewlett Packard (HP) και αποτέλεσε την πρώτη ευρεσιτεχνία στον τομέα των παλμοτροφοδοτικών. Στη δεκαετία του '70 τα παλμοτροφοδοτικά βγήκαν στην αγορά από αρκετές χώρες και πολλές εταιρίες με κορυφαία την Boschert Inc παράγααν παλμοτροφοδοτικά διαφόρων ειδών αντικαθιστώντας τα τυπωμένα γραμμικά τροφοδοτικά. Από το 1980 και έπειτα, σχεδιάστηκαν παλμοτροφοδοτικά μικρών διαστάσεων, τα οποία μπορούσαν να διαχειριστούν εύρος εναλλασσόμενων τάσεων εισόδου, καθώς είχαν τη δυνατότητα να λειτουργήσουν στα 120V και 230V και να ρυθμίσουν ανάλογα την τάση εξόδου. Η ισχύς των παλμοτροφοδοτικών αυτών κυμαινόταν γύρω στα 25 με 40W.

Στη δεκαετία του '90 ολοένα και περισσότερες εταιρίες εισχώρησαν στην αγορά των παλμοτροφοδοτικών με αποτέλεσμα να γίνουν πρόοδοι στα μαγνητικά στοιχεία, στα διακοπτικά στοιχεία και στους ελεγκτές. Οι πρόοδοι αυτοί συνέβαλαν στην αύξηση της απόδοσης των παλμοτροφοδοτικών. Η ευρωπαϊκή ένωση επικεντρώθηκε περισσότερο στη νομοθεσία περί ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI) και του συντελεστή ισχύος. Μέρος αυτής της νομοθεσίας δεν ήταν τόσο αποδεκτή από τις εταιρίες καθώς τα παλμοτροφοδοτικά είχαν παραπάνω ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο από τα γραμμικά τροφοδοτικά. Επίσης, χρειάζοντουσαν επιπλέον κυκλώματα ώστε να μετατρέψουν την τάση εισόδου σε ημιτονοειδή μορφή και να αποτρέψουν τις αρμονικές οι οποίες προκαλούσαν προβλήματα στο δίκτυο.

Στις μέρες μας διατηρήθηκαν οι μικρές διαστάσεις του παλμοτροφοδοτικού με τη διαφορά ότι αυξήθηκε η απόδοσή τους και μειώθηκε το κόστος κατασκευής τους σε σχέση με τις προηγούμενες δεκαετίες. Επίσης, παρά τα μειονεκτήματα που παρουσιάζουν τα παλμοτροφοδοτικά, βρίσκουν εφαρμογές σε πολλά ηλεκτρονικά προϊόντα λόγω του χαμηλού κόστους σε συνδυασμό με το μικρό βάρος και μέγεθος [5].

1.3.1 Εφαρμογές παλμοτροφοδοτικών

Τα τροφοδοτικά διακοπτικού τύπου ή παλμοτροφοδοτικά έχουν ευρεία χρήση στην καθημερινότητα μας καθώς βρίσκονται στους υπολογιστές, στους φορτιστές των κινητών, στις τηλεοράσεις, σε τροφοδοτικά εργαστηρίου και σε πολλές ακόμα ηλεκτρικές συσκευές. Παρακάτω στο σχήμα 1.9 παρουσιάζονται παλμοτροφοδοτικά διαφόρων εφαρμογών. Τα παλμοτροφοδοτικά

είναι σε μορφή πλακέτας στην οποία τοποθετούνται κατάλληλα τα στοιχεία που χρειάζεται για τη σωστή λειτουργία της.



(α)



(β)



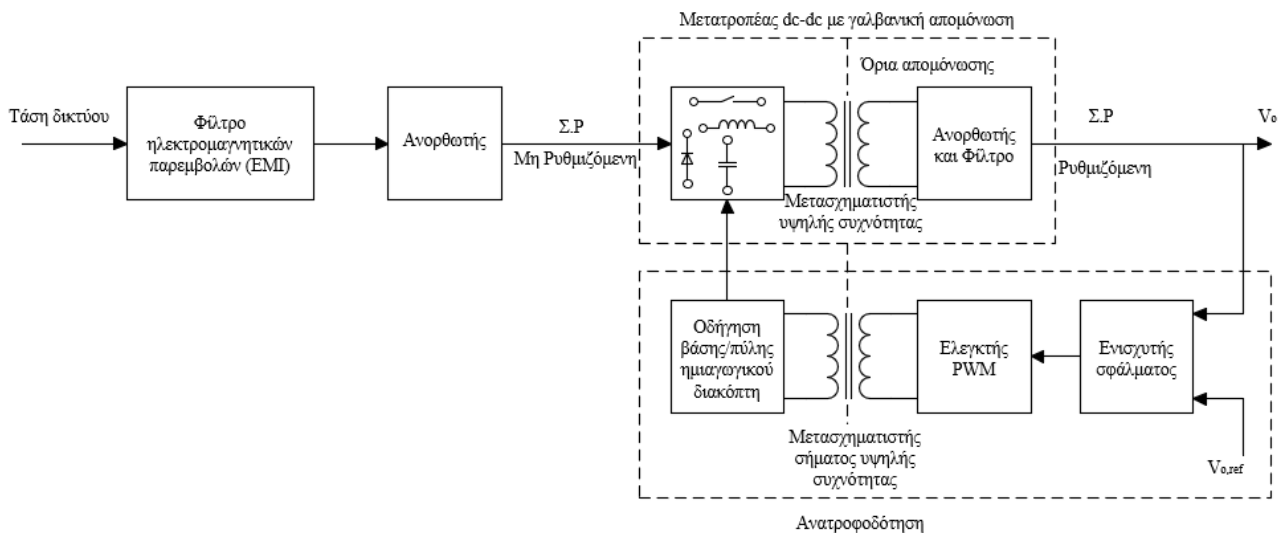
(γ)

Σχήμα 1.9: (α) Τροφοδοτικό υπολογιστή, (β) Παλμοτροφοδοτικό εργαστηρίου και (γ) Φορτιστής κινητού [6].

1.3.2 Μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM converters)

Ένας από τους πιο συνηθισμένους τρόπους μετατροπής της τάσης εισόδου σε μία άλλη τιμή τάσης στην έξοδο είναι με τη χρήση μετατροπέων Σ.Ρ-Σ.Ρ (dc-dc converters), οι οποίοι θα αναλυθούν περαιτέρω στο επόμενο κεφάλαιο. Οι μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ χωρίζονται σε μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ με γαλβανική απομόνωση και σε μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ χωρίς γαλβανική απομόνωση.

Η λειτουργία τους στηρίζεται στο άνοιγμα και το κλείσιμο του ημιαγωγικού διακόπτη το οποίο συνήθως είναι MOSFET και δε λειτουργεί στην ενεργό περιοχή όπως στα γραμμικά τροφοδοτικά επιτυγχάνοντας έτσι σημαντική μείωση των απωλειών ισχύος. Στο σχήμα 1.10 παρουσιάζεται ένα παλμοτροφοδοτικό, το οποίο δέχεται στην είσοδο του την τάση του δικτύου η οποία περνάει πρώτα από ένα φίλτρο ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (EMI) και έπειτα ανορθώνεται σε συνεχή μη ρυθμιζόμενη τάση. Στο πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή του μετατροπέας dc-dc με γαλβανική απομόνωση παράγεται μη ρυθμιζόμενη συνεχής τάση ή οποία στο δευτερεύον τύλιγμα γίνεται ρυθμιζόμενη συνεχής τάση. Η ρυθμιζόμενη συνεχής τάση οφείλεται στο κύκλωμα ανατροφοδότησης το οποίο συγκρίνει την τάση εξόδου (V_o) με μια πριονωτή τάση ($V_{o,ref}$) και ελέγχει τον ημιαγωγικό διακόπτη μέσω του ελεγκτή PWM. Στο κύκλωμα ανατροφοδότησης του σχήματος 1.9 η ηλεκτρική απομόνωση επιτυγχάνεται μέσω μετασχηματιστή σήματος, επίσης μια άλλη επιλογή ηλεκτρικής απομόνωσης είναι ο οπτοζεύκτης (optocoupler) [3].



Σχήμα 1.10: Διάγραμμα παλμοτροφοδοτικού με μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ γαλβανικής απομόνωσης [3].

1.3.3 Συντονιζόμενοι μετατροπείς Σ.Ρ

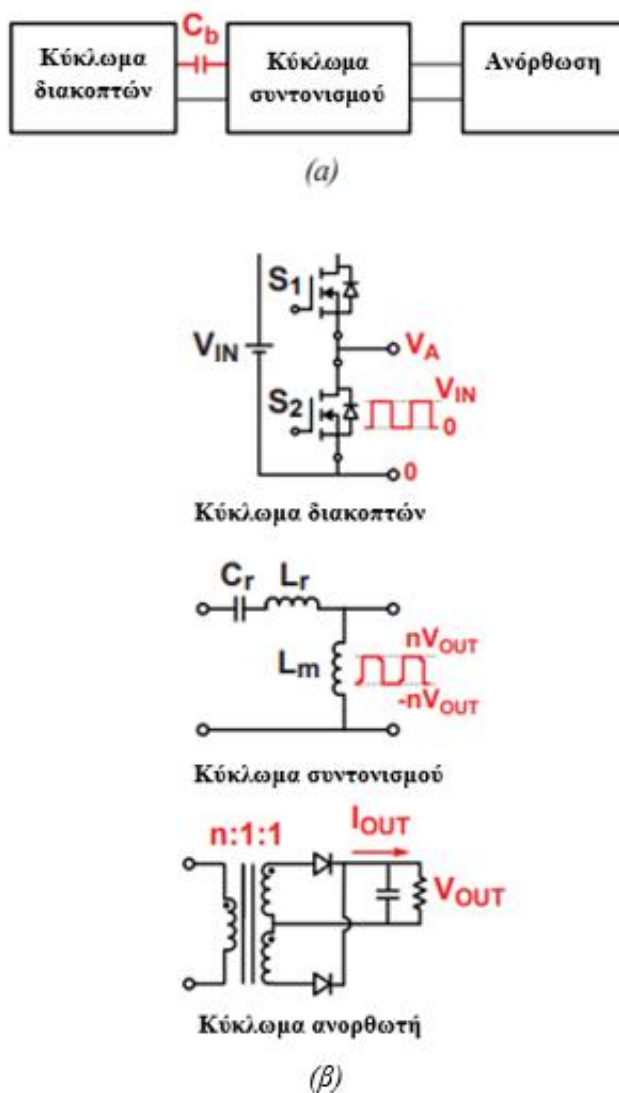
Στις μέρες μας οι συντονιζόμενοι μετατροπείς γίνονται όλο και περισσότερο δημοφιλείς εξαιτίας της αυξημένης πυκνότητας ισχύος, των χαμηλών διακοπτικών απωλειών και του χαμηλού ηλεκτρομαγνητικού θορύβου (EMI). Αυτά τα χαρακτηριστικά που παρέχουν οι συντονιζόμενοι μετατροπείς είναι εξαιρετικά σημαντικά στις σημερινές εφαρμογές, όπως τα φωτοβολταϊκά συστήματα όπου οι απώλειες ισχύος κατά τη μετατροπή της τάσης είναι σημαντικές καθώς και σε συστήματα όπως τα αεροπλάνα, οι δορυφόροι και τα συστήματα αεροδιαστημικής όπου οι ηλεκτρονικές συσκευές τους δεν πρέπει να παρεμβάλλονται ηλεκτρομαγνητικά από τους μετατροπείς [7].

Αντίθετα από τους μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ διαμόρφωσης εύρους παλμών οι συντονιζόμενοι μετατροπείς εξαρτώνται από τη διαμόρφωση συχνότητας (FM) για τη σταθεροποίηση της τάσης και του ρεύματος. Ένας γενικός μετατροπέας συντονισμού όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.11(α) αποτελείται από τρία μέρη:

1. Κύκλωμα διακοπών
2. Κύκλωμα συντονισμού
3. Ανορθωτή

Το κύκλωμα διακοπών παράγει τετραγωνικής μορφής τάση και ρεύμα το οποίο τροφοδοτεί το κύκλωμα συντονισμού και αυτό με τη σειρά του μεταφέρει την τετραγωνικής μορφής τάση και ρεύμα στον ανορθωτή όπου η τάση και το ρεύμα γίνονται συνεχή και τροφοδοτούν το φορτίο.

Στο σχήμα 1.11(β) παρουσιάζεται κυκλωματικά ένας μετατροπέας συντονισμού. Στο κύκλωμα των διακοπών οι δύο ημιαγωγικοί διακόπτες είναι συνδεδεμένοι σε σειρά, ενώ στο κύκλωμα συντονισμού υπάρχουν δύο πηνία και ένας πυκνωτής οι οποίοι ρυθμίζουν το πλάτος της τετραγωνικής κυματομορφής μεταβάλλοντας τη συχνότητα. Τα κυκλώματα συντονισμού μπορεί να είναι σειράς, παράλληλα ή συνδυασμός των δύο. Ο ανορθωτής αποτελείται από διόδους, οι οποίες ανορθώνουν την τετραγωνική τάση και τροφοδοτούν το φορτίο [8].



Σχήμα 1.11: (α) Διάγραμμα γενικού μετατροπέα συντονισμού. (β) Κυκλωματικά μέρη ενός μετατροπέα συντονισμού [8].

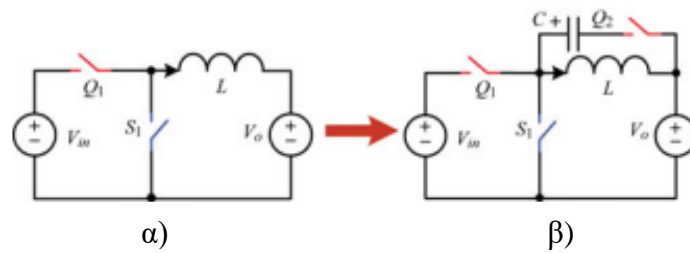
1.3.4 Μετατροπείς μεταγωγής πυκνωτών (switched capacitor regulators)

Σε αντίθεση από τους μετατροπείς διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) οι οποίοι χρησιμοποιούν το πηνίο για τη μεταφορά της ενέργειας περιορίζοντας έτσι τη δυναμική τους επίδοση, οι μετατροπείς μεταγωγής πυκνωτών χρησιμοποιούν τον πυκνωτή για τη μεταφορά ενέργειας επιτυγχάνοντας καλύτερη μεταβατική απόκριση.

Σε έναν συνηθισμένο μετατροπέα διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM), όπως του σχήματος 1.12α, η ροή της ενέργειας γίνεται μέσω του πηνίου και η τάση εξόδου εξαρτάται από το άνοιγμα και το κλείσιμο των ημιαγωγικών διακοπών. Ωστόσο, η αυτεπαγωγή του πηνίου περιορίζει τα δυναμικά χαρακτηριστικά του μετατροπέα μειώνοντας τη μεταβατική του απόκριση.

Από την άλλη τα κυκλώματα μεταγωγής πυκνωτών (SC) έχουν υψηλή πυκνότητα ισχύος και παρουσιάζουν γρήγορη μεταβατική απόκριση λόγω της ύπαρξης του πηνίου. Παρόλα αυτά τα κυκλώματα μεταγωγής έχουν και μειονεκτήματα όπως τα ρεύματα αιχμής (current spikes) τα οποία καταστρέφουν τους ημιαγωγικούς διακοπές. Επίσης, η αδυναμία στη ρύθμιση της τάσης εξόδου και η υψηλή κυμάτωση της τάσης εξόδου αποτελούν επιπλέον μειονεκτήματα για αυτούς τους μετατροπείς [9].

Στο σχήμα 1.12α) παρουσιάζεται ένας κλασικός μετατροπέας διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) στον οποίο στο σχήμα 1.12β) έχει προστεθεί ένας πυκνωτής σε σειρά με έναν ημιαγωγικό διακόπτη. Με αυτόν τον τρόπο προκύπτει ένας ρυθμιστής μεταγωγής πυκνωτών, ο οποίος συνδυάζει την καλή δυναμική απόκριση με τη δυνατότητα ρύθμισης της τάσης εξόδου.



Σχήμα 1.12: Μετάβαση από α) μετατροπέα εύρους παλμών (PWM) σε β) μετατροπέα μεταγωγής πυκνωτών [9]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

Μετατροπείς συνεχούς τάσης Σ.Ρ-Σ.Ρ (DC-DC Converters)

2.1 Εισαγωγή

Οι μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ (DC-DC) έχουν ως κύριο σκοπό τη μετατροπή της συνεχούς τάσης σε μια άλλη τιμή συνεχούς τάσης και χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, στην τροφοδότηση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και ως παλμοτροφοδοτικά ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Επίσης, συμβάλλουν και στην εξοικονόμηση ενέργειας σε κινητήρες με αναγεννητική πέδηση, όπου με το φρενάρισμα του κινητήρα επιστρέφεται ενέργεια πίσω στην πηγή [2] [7].

Στις βασικές τοπολογίες μετατροπέων DC-DC συνεχούς τάσης ανήκουν οι μετατροπείς buck, boost και buck-boost. Αυτοί οι μετατροπείς λειτουργούν με συνεχή αγωγή (CCM, Continuous Conduction Mode) ή με ασυνεχή (διακοπτόμενη) αγωγή (DCM, Discontinuous Conduction Mode) και έχουν ως κοινά χαρακτηριστικά τα εξής εξαρτήματα [1]:

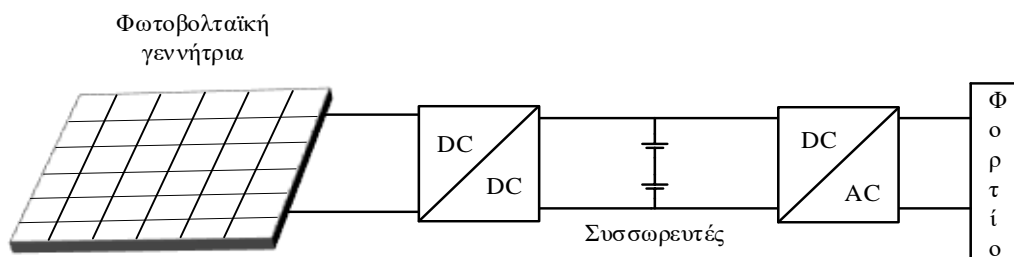
- Έναν ελεγχόμενο ημιαγωγικό διακόπτη, συνήθως MOSFET
- Μία δίοδο
- Πηνίο L
- Φίλτρο εξόδου πυκνωτή C

Ανάλογα με την κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου καθορίζεται σε ποια λειτουργία βρίσκεται ο μετατροπέας. Στη λειτουργία συνεχούς αγωγής, το ρεύμα του πηνίου ρέει καθ' όλη τη διάρκεια μίας διακοπτικής περιόδου χωρίς να μηδενίζεται, ενώ στη λειτουργία ασυνεχούς αγωγής το ρεύμα του πηνίου ρέει για συγκεκριμένη χρονική στιγμή της διακοπτικής περιόδου και έπειτα μηδενίζεται μέχρι την επόμενη διακοπτική περίοδο όπου το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να αυξάνεται. Στο όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς λειτουργίας ή αλλιώς κρίσιμη λειτουργία το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται στο τέλος της διακοπτικής περιόδου. [1].

2.2 Εφαρμογές μετατροπέων Σ.Ρ-Σ.Ρ

Οι μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ χρησιμοποιούνται στα συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, όπως τα φωτοβολταϊκά και οι κυψέλες καυσίμου καθώς και στη μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας.

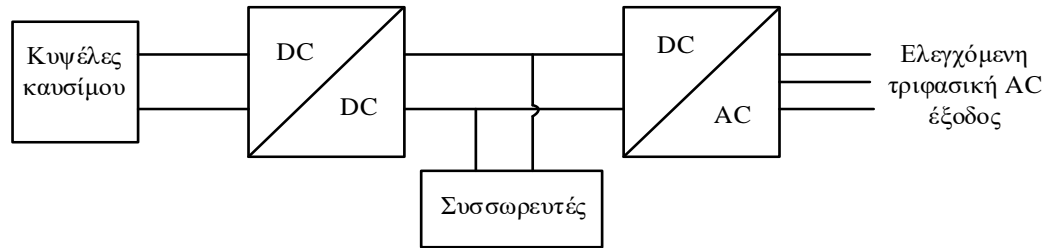
Σε ένα φωτοβολταϊκό σύστημα όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.1 παράγεται DC τάση και ρεύμα από το φωτοβολταϊκό όπου μέσω του μετατροπέα DC-DC η τάση και το ρεύμα μεταβάλλονται στην κατάλληλη τιμή για τους συσσωρευτές. Έπειτα μέσω του αντιστροφέα μετατρέπεται η τάση των μπαταριών από συνεχής σε εναλλασσόμενη για την τροφοδότηση του φορτίου. Ο μετατροπέας DC-DC πέρα από τη σταθεροποίηση της τάσης έχει ως βασικό ρόλο τον εντοπισμό του σημείου μέγιστης ισχύος του φωτοβολταϊκού ώστε να έχει βέλτιστη απόδοση [10].



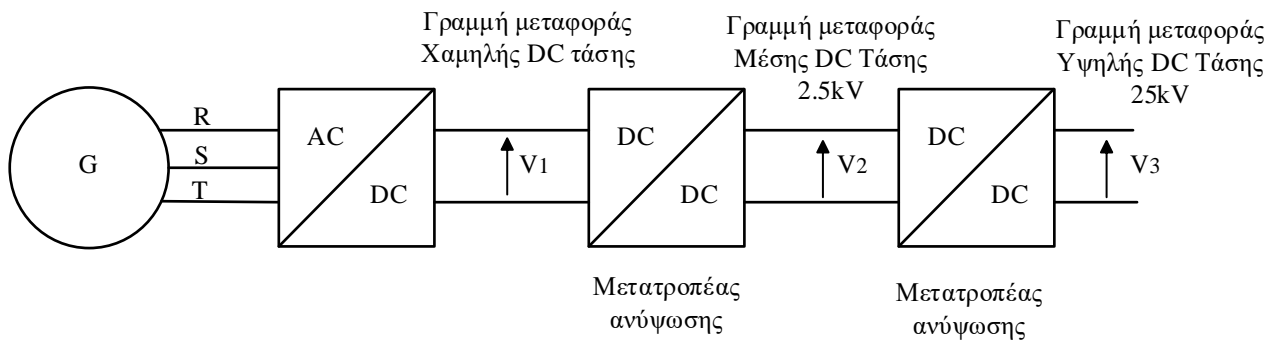
Σχήμα 2.1: Αυτόνομο φωτοβολταϊκό σύστημα. [10]

Οι κυψέλες καυσίμου είναι συστήματα τα οποία χρησιμοποιούν ως καύσιμο το υδρογόνο και το μετατρέπουν στην έξοδο τους σε ηλεκτρική ενέργεια. Ο ρόλος του μετατροπέα dc-dc είναι να προσαρμόσει και να σταθεροποιήσει την τάση που λαμβάνει από τις κυψέλες καυσίμου καθώς η συνεχής τάση της κυψέλης καυσίμου παρουσιάζει αρκετές μεταβολές. Μέσω ενός τριφασικού αντιστροφέα όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.2 η συνεχής τάση μετατρέπεται σε εναλλασσόμενη τριφασική τάση [10].

Οι μετατροπείς DC-DC του σχήματος 2.3 συμβάλουν στην ανύψωση της τάσης ώστε η μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας να γίνει με υψηλή συνεχή τάση, εφόσον πρώτα γίνει η μετατροπή της τριφασικής τάσης της γεννήτριας σε συνεχή ελεγχόμενη τάση [10].



Σχήμα 2.2: Σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας με κυψέλες καυσίμου.



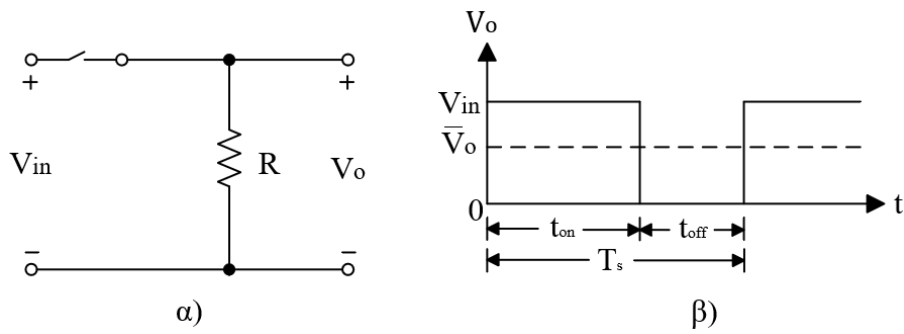
Σχήμα 2.3: Μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με υψηλή συνεχή τάση (HVDC) [10].

2.3 Έλεγχος μετατροπέων Σ.Ρ-Σ.Ρ

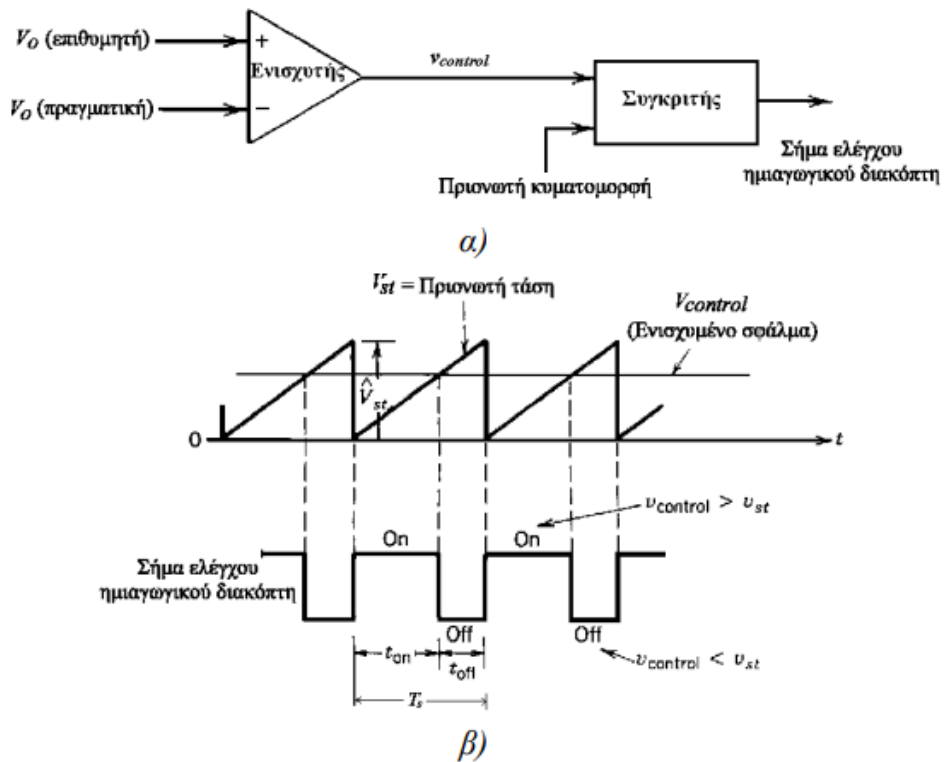
Στους μετατροπείς συνεχούς τάσης DC-DC γίνεται έλεγχος της μέσης τιμής της τάσης εξόδου V_o , ώστε να μην επηρεαστεί από τις μεταβολές της τάσης εισόδου και του φορτίου. Ο έλεγχος της μέσης τάσης εξόδου σε έναν μετατροπέα συνεχούς τάσης γίνεται από έναν ή περισσότερους ημιαγωγικούς διακόπτες οι οποίοι “ανοίγουν” και “κλείνουν” σε τακτά χρονικά διαστήματα ορίζοντας τη διακοπτική περίοδο T_s . Ουσιαστικά ρυθμίζεται ο λόγος t_{on}/T_s , ο οποίος ονομάζεται και αλλιώς λόγος χρησιμοποίησης και ορίζει πότε ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής (t_{on}) και πότε σε κατάσταση αποκοπής (t_{off}), με σταθερή διακοπτική περίοδο T_s . Η μέθοδος αυτή είναι γνωστή ως μέθοδος διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) [3] [4].

Για την κατανόηση της μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμών παρουσιάζεται το κύκλωμα του σχήματος 2.4α του οποίου ανά τακτά χρονικά διαστήματα ανοιγοκλείνει ο ημιαγωγικός διακόπτης με σταθερή διακοπτική περίοδο T_s παράγοντας στην έξοδο του τάση τετραγωνικής μορφής πλάτους V_{in} όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4β. Η μέση τιμή της τάσης εξόδου εξαρτάται από τον χρόνο αγωγής (t_{on}) του ημιαγωγικού διακόπτη και ορίζεται από την ακόλουθη σχέση.

$$\bar{V}_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{in} dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_{t_{on}}^{t_{off}} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} V_{in} \quad (2.1)$$



Σχήμα 2.4: α) Απλοποιημένο κύκλωμα dc-dc μετατροπέα. β) Κυματομορφή τάσης εξόδου.



Σχήμα 2.5: α)Κύκλωμα διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) β)Κυματομορφές συγκριτή [3]

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.5α, το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής τάσης εξόδου και της πραγματικής τάσης εισόδου ενισχύεται και συγκρίνεται με μια πριονωτή τάση (V_{st}) σταθερής συχνότητας f_s . Με τον τρόπο αυτό παράγεται το σήμα ελέγχου του ημιαγωγικού διακόπτη του οποίου ο λόγος χρησιμοποίησης δίνεται από την εξής σχέση:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{\widehat{V}_{st}} \quad (2.2)$$

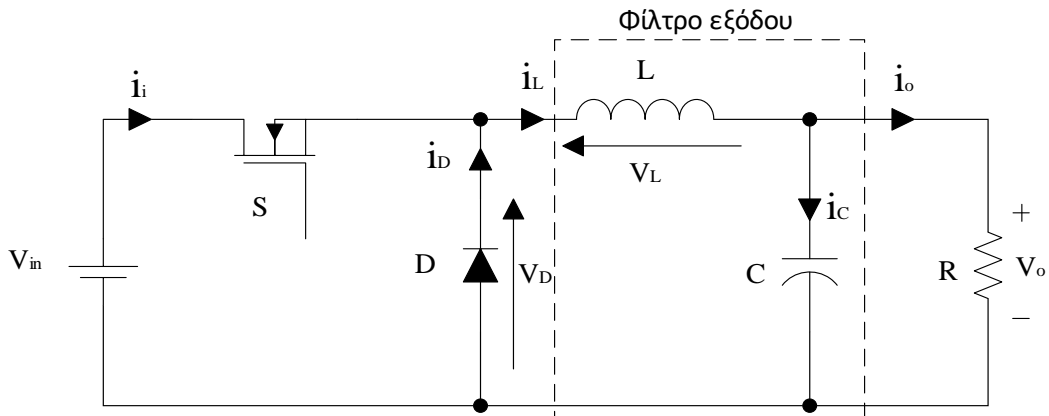
2.4 Μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ χωρίς γαλβανική απομόνωση

Οι μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ στους οποίους η έξοδος δεν απομονώνεται ηλεκτρικά από την είσοδο (π.χ. με έναν μετασχηματιστή) ονομάζονται μετατροπείς χωρίς γαλβανική απομόνωση. Στην

κατηγορία αυτή περιλαμβάνονται οι μετατροπείς buck, boost και buck-boost που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Στην ανάλυση που θα γίνει παρακάτω για τους μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ θα θεωρηθούν τα ημιαγωγικά στοιχεία ιδανικά, οι αντιστάσεις σειράς των πυκνωτών και των αυτεπαγωγών αμελητέες καθώς και οι αγωγοί ιδανικοί. Οι μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ θα αναλυθούν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας για ρεύμα πηνίου συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής.

2.4.1 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (buck converter)

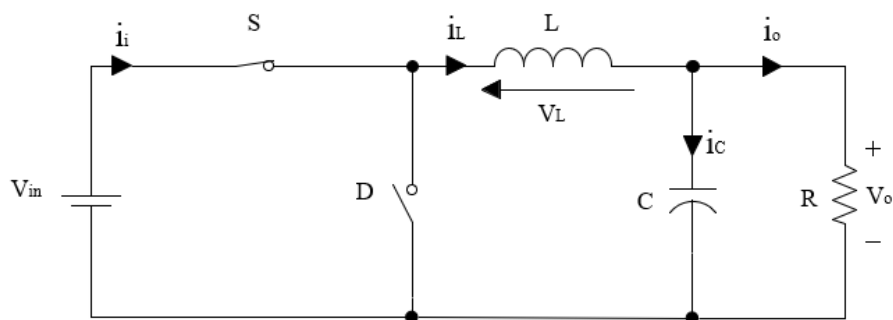
Ο μετατροπέας υποβιβασμού έχει δυνατότητα να παράσχει τάση εξόδου από μηδέν μέχρι την τιμή της τάσης εισόδου, ανάλογα με τον λόγο χρησιμοποίησης του ημιαγωγικού διακόπτη. Στην έξοδο του μετατροπέα υποβιβασμού υπάρχει ένα χαμηλοπερατό φίλτρο LC, το οποίο συμβάλει στη μείωση των αρμονικών συνιστωσών της τάσης εξόδου. Το κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού παρουσιάζεται στο σχήμα 2.6 [7].



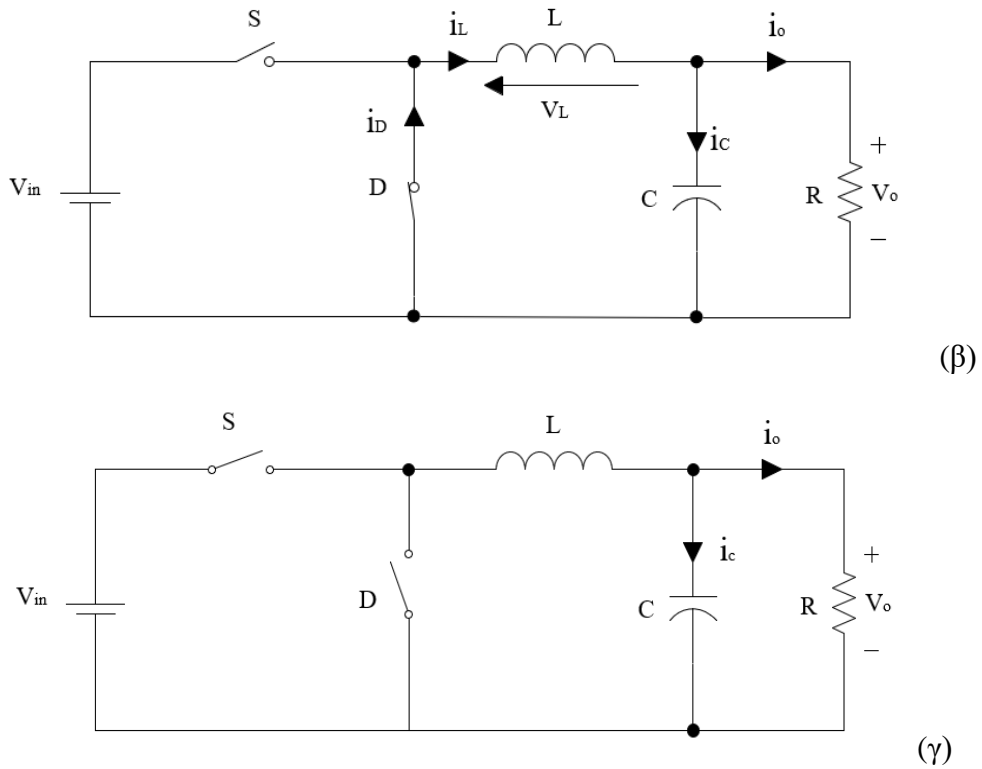
Σχήμα 2.6: Μετατροπέας υποβιβασμού (Buck converter) [7].

Ο μετατροπέας θα μελετηθεί στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όπου η μέση τάση στα άκρα του πηνίου είναι μηδέν. Υπάρχουν τρία στάδια λειτουργίας του μετατροπέα υποβιβασμού, τα οποία φαίνονται κυκλωματικά παρακάτω και είναι τα εξής:

- Στο πρώτο στάδιο λειτουργίας όπως παρουσιάζεται και από το σχήμα 2.7(α), ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει και το ρεύμα που ρέει στο κύκλωμα οδηγεί σε αποθήκευση ενέργειας στο πηνίο.
- Στο δεύτερο στάδιο λειτουργίας, το οποίο φαίνεται από το σχήμα 2.7(β) παρουσιάζεται το κύκλωμα εκφόρτισης πηνίου, όπου ο ημιαγωγικός διακόπτης βρίσκεται σε αποκοπή και η δίοδος σε αγωγή μεταφέροντας την ενέργεια που αποθηκεύτηκε προηγουμένως από το πηνίο.
- Στο τρίτο στάδιο λειτουργίας του σχήματος 2.7(γ) παρουσιάζεται το κύκλωμα ασυνεχούς λειτουργίας, όπου και οι δύο ημιαγωγοί βρίσκονται σε αποκοπή με αποτέλεσμα να μην υπάρχει ροή ενέργειας στο κύκλωμα.



(α)



Σχήμα 2.7: Τα στάδια λειτουργίας του μετατροπέα υποβιβασμού όταν: (α) ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει, (β) ο ημιαγωγικός διακόπτης βρίσκεται σε αποκοπή και άγει η δίοδος και (γ) δεν άγει κανένας από στις δύο ημιαγωγούς.

❖ **Ρεύμα πηνίου συνεχούς αγωγής (CCM)**

Τα δύο πρώτα στάδια λειτουργίας αποτελούν την κατάσταση συνεχούς αγωγής του μετατροπέα και αντιπροσωπεύονται από τα κυκλώματα του σχήματος 2.7(α) και 2.7(β), ενώ το σχήμα 2.7(γ) αντιστοιχεί στη λειτουργία ασυνεχούς αγωγής. Το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου σε μία διακοπτική περίοδο T_s ισούται με μηδέν, όπου $T_s = t_{on} + t_{off}$. Στις κυματομορφές του σχήματος 2.8δ οι περιοχές Α και Β είναι ίσες οπότε:

$$(V_{in} - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on})$$

Άρα,

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \tag{2.3}$$

Στο πρώτο στάδιο κατά τη χρονική περίοδο $0 < t < DT_s$, όπου ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει (σχήμα 2.7α) και η δίοδος, η οποία ονομάζεται και αλλιώς δίοδος ελευθέρας ροής (freewheeling diode), είναι ανάστροφα πολωμένη βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής διαμορφώνοντας έτσι την τάση στα άκρα του πηνίου ως εξής:

$$v_L = V_{in} - V_o = L \frac{di_L}{dt} \tag{2.4}$$

Από τη σχέση (2.3) προκύπτει η κλίση του ρεύματος του πηνίου, η οποία αυξάνεται γραμμικά όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8α) και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (2.5)$$

Ολοκληρώνοντας τη σχέση 2.4 θα προκύψει η εξίσωση του ρεύματος του πηνίου για τη χρονική περίοδο $0 < t < DT_s$:

$$i_L(t) = \int_0^{DT_s} \frac{V_{in} - V_o}{L} dt + i_L(0) = \frac{V_{in} - V_o}{L} t + i_L(0) \quad (2.6)$$

Όπου $i_L(0)$ είναι η αρχική τιμή του ρεύματος του πηνίου η οποία ισούται με $I_{L,min}$ σύμφωνα με το σχήμα 2.8α. Η μέγιστη τιμή του ρεύματος του πηνίου $I_{L,max}$ είναι η εξής:

$$i_L(DT) = \frac{V_{in} - V_o}{L} DT + i_L(0) \quad (2.7)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος ΔI_L ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\Delta I_L = i_L(DT) - i_L(0) = \frac{V_{in} - V_o}{L} DT = \frac{\frac{V_o}{D} - V_o}{f_s L} D = \frac{V_o(1 - D)}{f_s L} \quad (2.8)$$

Στο δεύτερο στάδιο τη χρονική περίοδο $DT_s < t < T_s$, ο ημιαγωγικός διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής (σχήμα 2.7β) με αποτέλεσμα η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στο πηνίο από το πρώτο στάδιο λειτουργίας να μεταφέρεται μέσω της διόδου στο υπόλοιπο κύκλωμα. Σε αυτό το στάδιο λειτουργίας η τάση στα άκρα του πηνίου είναι η εξής:

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.9)$$

Η συνάρτηση του ρεύματος του πηνίου κατά τη χρονική περίοδο $DT_s < t < T_s$ θα προκύψει από την εξής σχέση:

$$i_L(t) = \int_{DT_s}^t \frac{-V_o}{L} dt + i_L(DT_s) = \frac{V_o}{L} (t - DT_s) + i_L(DT_s) \quad (2.10)$$

Όπου $i_L(DT_s)$ η αρχική συνθήκη της συνάρτησης ρεύματος του πηνίου, η οποία είναι ίση με το μέγιστο ρεύμα του πηνίου $I_{L,max}$ του σχήματος 2.8. Η κυμάτωση του ρεύματος υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\Delta I_L = i_L(T_s) - i_L(DT_s) = \frac{V_o(1 - D)}{f_s L} \quad (2.11)$$

Στο σχήμα 2.8δ παρουσιάζεται η κυματομορφή του ρεύματος του πυκνωτή όπου κατά τη μισή διακοπτική περίοδο είναι θετική. Επίσης, φαίνεται η αποθηκευμένη ενέργεια του ολικού φορτίου q στον πυκνωτή, η οποία περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

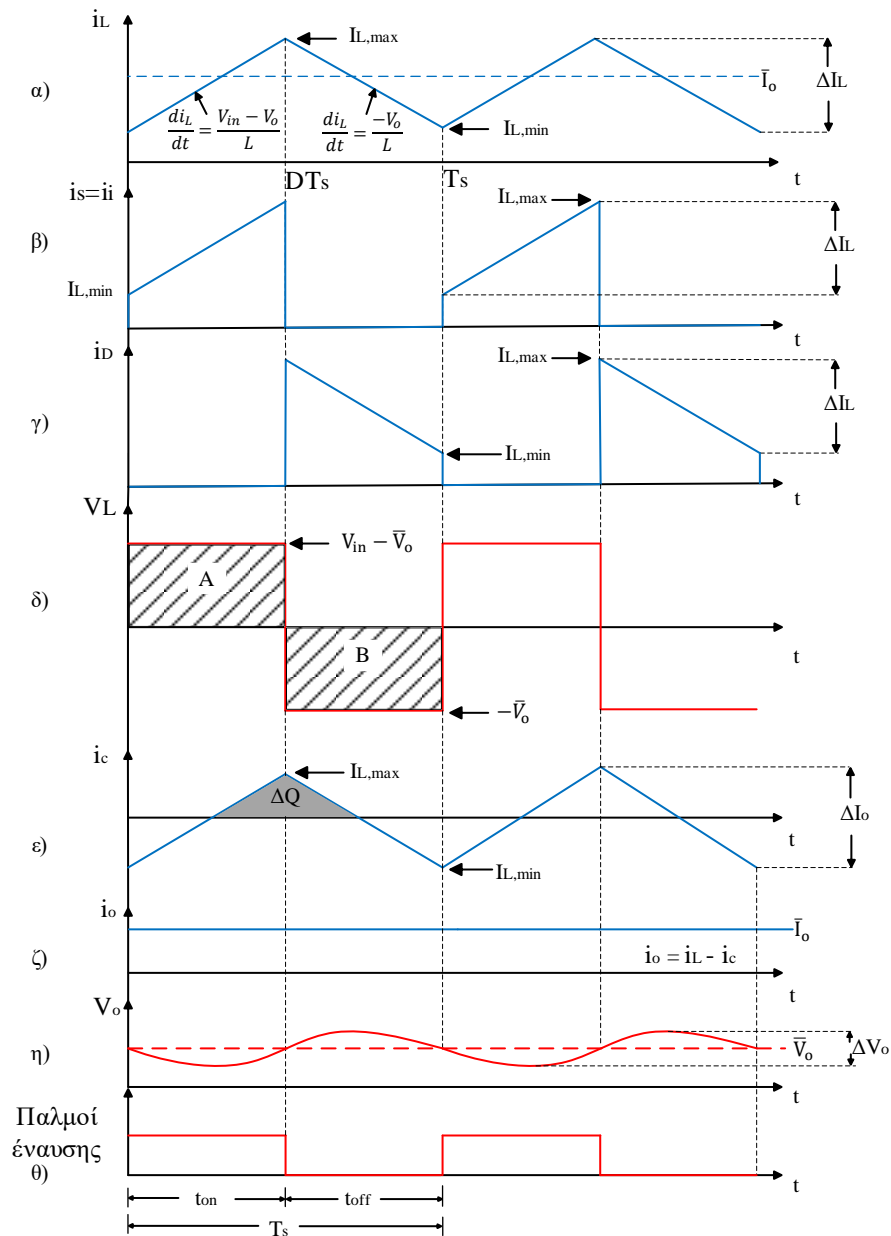
$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o \quad (2.12)$$

Το εμβαδόν του τριγώνου του σχήματος 2.8δ δίνει την αποθηκευμένη ενέργεια του φορτίου q:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T_s}{2} \right) \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right) = \frac{T_s \Delta I_L}{8} \quad (2.13)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (2.12) και (2.13) προκύπτει η κυμάτωση της τάσης εξόδου ως εξής:

$$\Delta V_o = \frac{T_s \Delta I_L}{8C} \quad (2.14)$$



Σχήμα 2.8: Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού με συνεχές ρεύμα πηνίου (CCM) α) ρεύμα πηνίου β) ρεύμα ημιαγωγικού διακόπτη γ) ρεύμα διόδου δ) τάση πηνίου ε) ρεύμα πυκνωτή ζ) τάση εξόδου η) ρεύμα εξόδου θ) παλμοί οδήγησης διακόπτη

❖ Όριο συνεχούς (CCM)-διακοπτόμενου (DCM) ρεύματος πηνίου

Το όριο μεταξύ συνεχούς και διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου είναι αυτό κατά το οποίο το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται στο τέλος κάθε διακοπτικής περιόδου (σχήμα 2.9) και εξαρτάται από

την τάση εισόδου, την τάση εξόδου, την τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου και τον βαθμό χρησιμοποίησης. Η αρχική τιμή της συνάρτησης του ρεύματος του πηνίου του σχήματος 2.9 είναι $i_L(0)=0$ και η συνάρτηση του ρεύματος του πηνίου δίνεται από την ακόλουθη σχέση [1] [3]:

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L} t, \quad \text{για } 0 < t < DT_s \quad (2.15)$$

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος του πηνίου προκύπτει από την εξής σχέση:

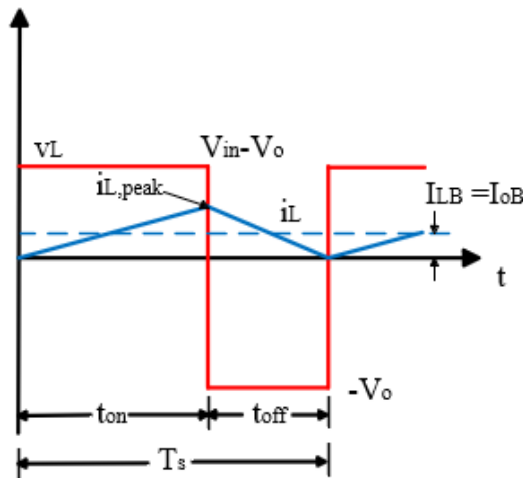
$$i_{L,peak} = i_L(DT_s) = \frac{V_{in} - V_o}{L} DT_s = \frac{(V_{in} - V_o)D}{f_s L} = \frac{V_o(1 - D)}{f_s L} \quad (2.16)$$

Η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου στο όριο μεταξύ συνεχούς και διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου I_{LB} , είναι:

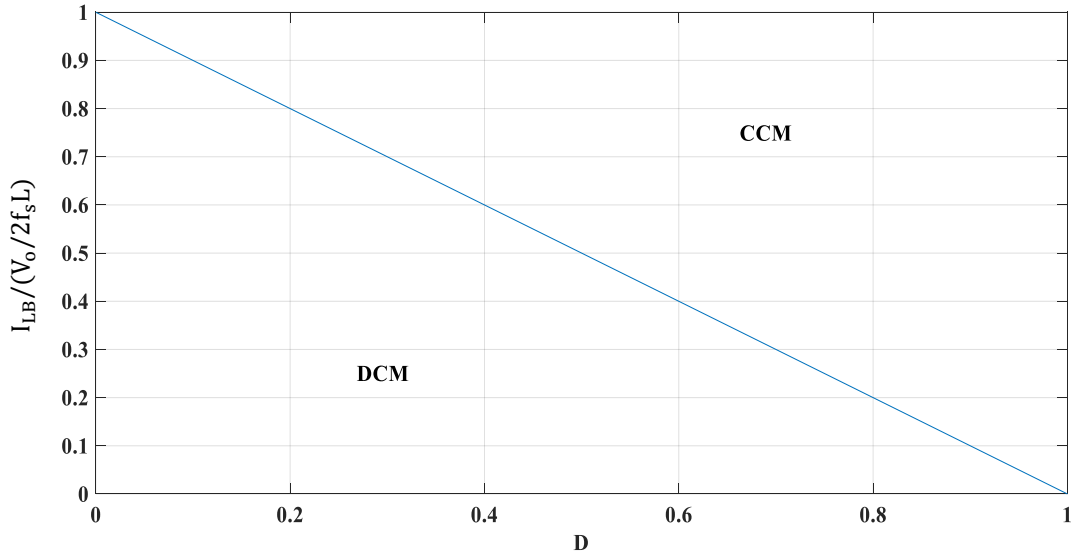
$$I_{LB} = I_{oB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{V_o(1 - D)}{2f_s L} \quad (2.17)$$

Από τη σχέση 2.17 προκύπτει και η αντίσταση φορτίου στο όριο αυτό ως ακολούθως:

$$R_{LB} = \frac{V_o}{I_{LB}} = \frac{2f_s L}{(1 - D)} \quad (2.18)$$



Σχήμα 2.9: Κυματομορφή της τάσεως και του ρεύματος του πηνίου στο όριο συνεχούς-διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου.



Σχήμα 2.10: Κυματομορφή ρεύματος φορτίου στο όριο μεταξύ συνεχούς (CCM) και ασυνεχούς αγωγής (DCM) συναρτήσει του λόγου χρησιμοποίησης.

❖ **Ρεύμα πηνίου ασυνεχούς αγωγής (DCM)**

Η κατάσταση λειτουργίας όπου δεν άγει κανένας από τους δύο ημιαγωγούς (σχήμα 2.7γ) αντιστοιχεί στη λειτουργία ρεύματος πηνίου ασυνεχούς αγωγής ή αλλιώς φάση III στην περίπτωση του σχήματος 2.11. Στην πρώτη φάση λειτουργίας κατά τη χρονική περίοδο $0 < t < D_1 T_s$, ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει και η διόδος δεν άγει με αποτέλεσμα να μηδενιστεί το ρεύμα της διόδου και να αυξηθεί γραμμικά το ρεύμα του πηνίου, το οποίο περιγράφεται από την εξής σχέση:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_o \tag{2.19}$$

$$i_L(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L} t + i(0), \quad i(0) = 0 \tag{2.20}$$

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος είναι η εξής:

$$I_{L,max} = i_L(D_1 T_s) = \frac{V_{in} - V_o}{L} D_1 T_s \tag{2.21}$$

Στη δεύτερη φάση λειτουργίας κατά τη χρονική περίοδο $D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$ άγει η διόδος και ο ημιαγωγικός διακόπτης βρίσκεται σε αποκοπή με αποτέλεσμα να μειωθεί γραμμικά το ρεύμα του πηνίου, το οποίο εκφράζεται από την παρακάτω σχέση:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = -V_o \tag{2.22}$$

$$i_L(t) = \frac{-V_o}{L} (t - D_1 T_s) + i(D_1 T_s), \quad i(D_1 T_s) = \frac{V_{in} - V_o}{L} D_1 T_s \tag{2.23}$$

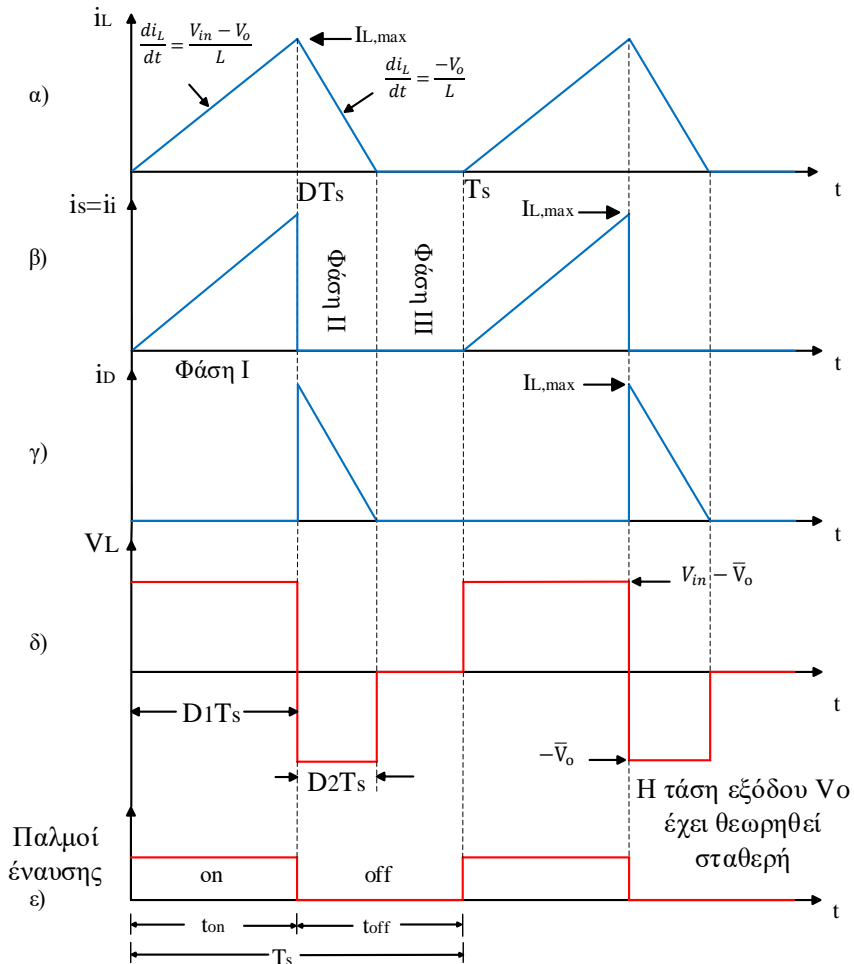
Στην τρίτη φάση λειτουργίας, τη χρονική περίοδο $(D_1 + D_2) T_s < t < T_s$, το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται μέχρι τον επόμενο παλμό έναυσης του ημιαγωγικού διακόπτη και το φορτίο εξόδου τροφοδοτείται

από την αποθηκευμένη ενέργεια του πυκνωτή. Γνωρίζοντας, ότι το ολοκλήρωμα της τάσεως του πηνίου ισούται με μηδέν, από το σχήμα 2.10δ προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

$$(V_{in} - V_o)D_1T_s - V_oD_2T_s = 0 \tag{2.24}$$

Επομένως, από τη σχέση (2.24) θα προκύψει ο λόγος της τάσεως εξόδου προς την τάση εισόδου:

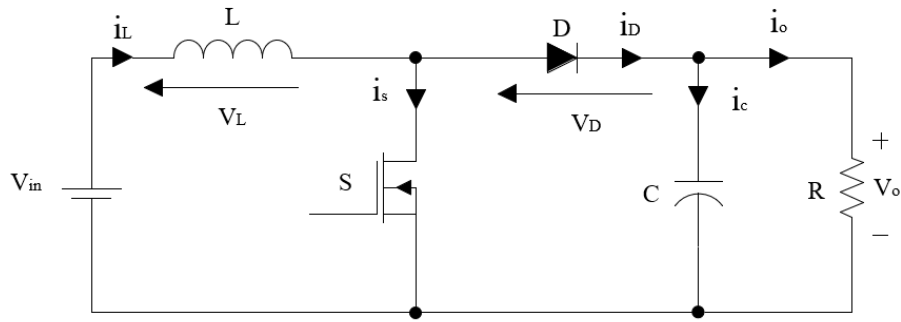
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_1}{D_1 + D_2} \tag{2.25}$$



Σχήμα 2.11 : Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού με διακοπτόμενο ρεύμα πηνίου (DCM) α) ρεύμα πηνίου β) ρεύμα ημιαγωγικού διακόπτη γ) ρεύμα διόδου δ) τάση πηνίου ε) παλμοί οδήγησης.

2.4.2 Μετατροπέας ανύψωσης-τάσης (boost converter)

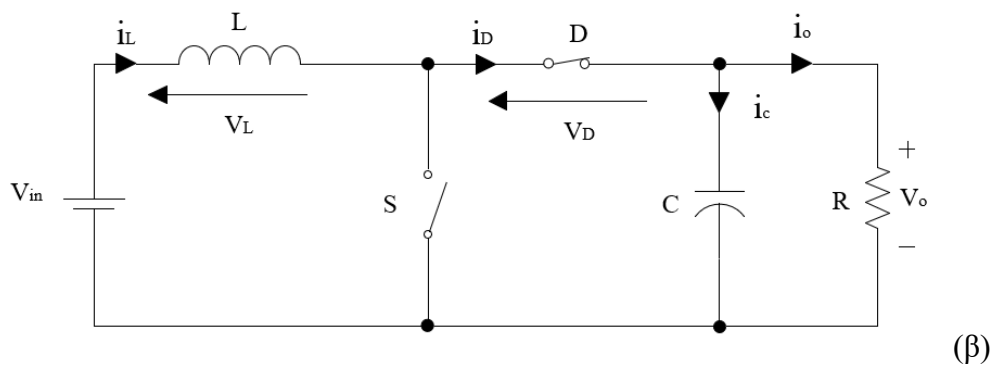
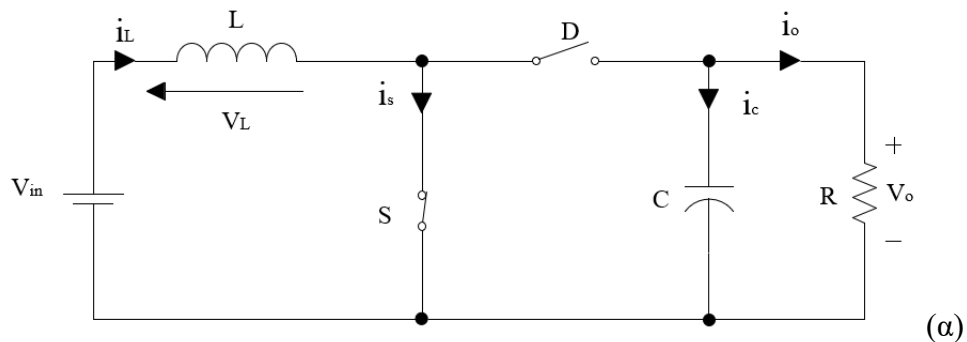
Η διάταξη του μετατροπέα ανύψωσης φαίνεται στο σχήμα 2.12 και από την ονομασία του γίνεται κατανοητό ότι σκοπός του είναι να ανυψώσει (ανεβάσει) την τάση εξόδου. Η τάση εξόδου του (V_o) παίρνει τιμές μεγαλύτερες από την τάση εισόδου ή τιμή ίση με την τάση εισόδου ανάλογα τον λόγο χρησιμοποίησης (duty cycle). Ο μετατροπέας ανύψωσης χρησιμοποιείται κυρίως σε τροφοδοτικά ισχύος Σ.Ρ και σε κινητήρες με αναγεννητική πέδηση. Όπως και στον μετατροπέα υποβιβασμού έτσι και εδώ η ανάλυση του μετατροπέα ανύψωσης θα γίνει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας [11].



Σχήμα 2.12: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης [7].

❖ Ρεύμα πηνίου συνεχούς αγωγής (CCM)

Στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζονται τα στάδια λειτουργίας του μετατροπέα ανύψωσης (boost converter) στη λειτουργία συνεχούς ρεύματος πηνίου. Στη φόρτιση του πηνίου σχήμα 2.13(α) ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει και η διάδος βρίσκεται σε αποκοπή με αποτέλεσμα να αυξηθεί το ρεύμα του πηνίου. Το φορτίο τροφοδοτείται από τον πυκνωτή ο οποίος φορτίστηκε από το προηγούμενο στάδιο λειτουργίας. Το σχήμα 2.13(β) αντιπροσωπεύει την εκφόρτιση πηνίου όπου ο ημιαγωγικός διακόπτης δεν άγει και άγει η διάδος με αποτέλεσμα τη μείωση του ρεύματος του πηνίου.



Σχήμα 2.13 : Κυκλώματα μετατροπέα boost συνεχούς λειτουργίας ρεύματος πηνίου (α) φόρτιση πηνίου (β) εκφόρτιση πηνίου.

Κατά τη λειτουργία φόρτισης του πηνίου, το ρεύμα του πηνίου τη χρονική στιγμή $0 < t < DT_s$ αυξάνεται γραμμικά όπως φαίνεται στο σχήμα 2.14(β) και η τάση του πηνίου είναι ίση με την τάση εισόδου (σχήμα 2.14α). Η τάση στα άκρα του πηνίου δίνεται παρακάτω:

$$v_L = V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.26)$$

Ολοκληρώνοντας τη σχέση 2.26 θα προκύψει η συνάρτηση του ρεύματος πηνίου:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} V_{in} t + i_L(0) \quad (2.27)$$

Όπου $i_L(0)$ η αρχική τιμή του ρεύματος του πηνίου τη χρονική στιγμή $t=0$. Από τη σχέση (2.27) μπορεί να βρεθεί η τιμή του μέγιστου ρεύματος $I_{L,max}$ και της κυμάτωσης του ρεύματος του πηνίου ΔI_L .

$$I_{L,max} = i_L(DT_s) = \frac{1}{L} V_{in} DT_s + i_L(0) \quad (2.28)$$

$$\Delta I_L = i_L(DT_s) - i_L(0) = \frac{1}{L} V_{in} DT_s \quad (2.29)$$

Τη χρονική στιγμή $DT_s < t < T_s$ το πηνίο βρίσκεται στη λειτουργία εκφόρτισης όπου το ρεύμα του μειώνεται γραμμικά όπως διαπιστώνεται και από το σχήμα 2.13(β). Η τάση στα άκρα του γίνεται $V_{in} - V_o$ και είναι αρνητική όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.13(α). Η τιμή της τάσης εξόδου V_o είναι σταθερή.

$$v_L = V_{in} - \bar{V}_o = L \frac{di_L}{dt} < 0 \quad (2.30)$$

Από τη σχέση 2.30 προκύπτει ότι η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου ($V_o > V_{in}$). Η συνάρτηση του ρεύματος του πηνίου δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_{DT_s}^t (V_{in} - \bar{V}_o) dt + i_L(DT_s) = \frac{1}{L} (V_{in} - \bar{V}_o)(t - DT_s) + i_L(DT_s) \quad (2.31)$$

Όπου $i_L(DT_s)$ η αρχική τιμή του ρεύματος του πηνίου τη χρονική στιγμή DT_s ή t_{on} . Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας η μέση τιμή της τάσεως του πηνίου σε μια διακοπτική περίοδο είναι μηδέν.

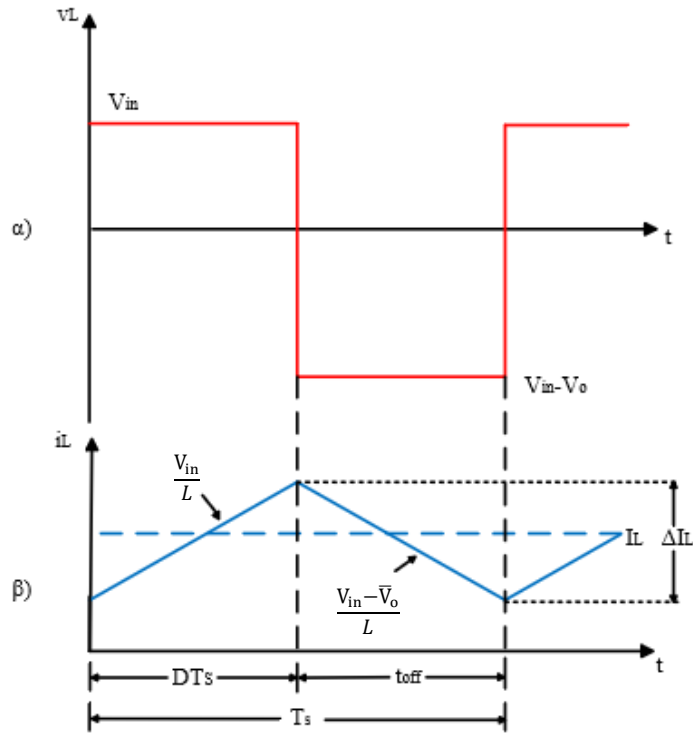
$$\begin{aligned} \bar{V}_L &= \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt = 0 \Rightarrow \frac{1}{L} \left(\int_0^{DT_s} v_L dt + \int_{DT_s}^{T_s} v_L dt \right) = 0 \\ &\Rightarrow V_{in} DT_s + (V_{in} - \bar{V}_o)(T_s - DT_s) = 0 \\ \frac{\bar{V}_o}{V_{in}} &= \frac{1}{1 - D} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Θεωρώντας ότι το κύκλωμα δεν παρουσιάζει απώλειες ισχύος, τότε η ισχύς εισόδου είναι ίση με την ισχύ εξόδου και έχουμε:

$$P_{in} = P_{out}$$

$$V_{in} I_L = V_o I_o$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_o}{I_L} = 1 - D \quad (2.33)$$



Σχήμα 2.14: α) Κυματομορφή τάσης πηνίου β) Κυματομορφή ρεύματος πηνίου

❖ Όριο συνεχούς-διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου

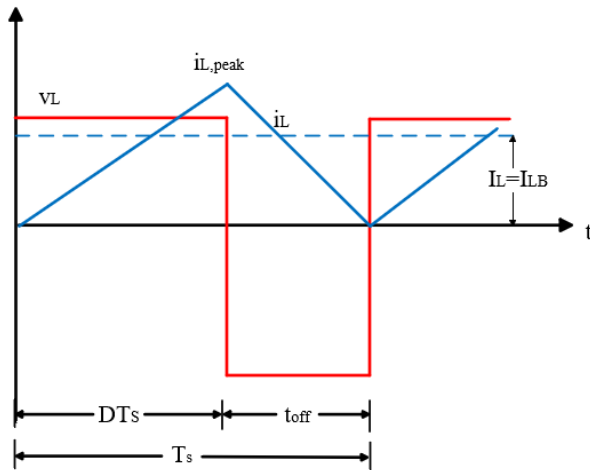
Όπως και στον μετατροπέα υποβιβασμού έτσι και στον μετατροπέα ανύψωσης υπάρχει το όριο μεταξύ συνεχούς και διακοπτόμενου ρεύματος, όπου το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται στο τέλος κάθε διακοπτικού κύκλου. Στο σχήμα 2.15 παρουσιάζεται η κυματομορφή της τάσης και του ρεύματος του πηνίου. Το ρεύμα του πηνίου δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} v_L t = \frac{1}{L} V_{in} t \quad , \text{για } 0 < t \leq DT_s$$

Η οριακή μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου και η οριακή τιμή εξόδου δίνονται ως ακολούθως:

$$I_{LB} = \frac{i_{L,peak}}{2} = \frac{i_L(DT_s)}{2} = \frac{1}{2L} V_{in} DT_s = \frac{\bar{V}_o D(1 - D)}{2f_s L} \quad (2.34)$$

$$I_{oB} = \frac{\bar{V}_o D(1 - D)^2}{2f_s L} \quad (2.35)$$



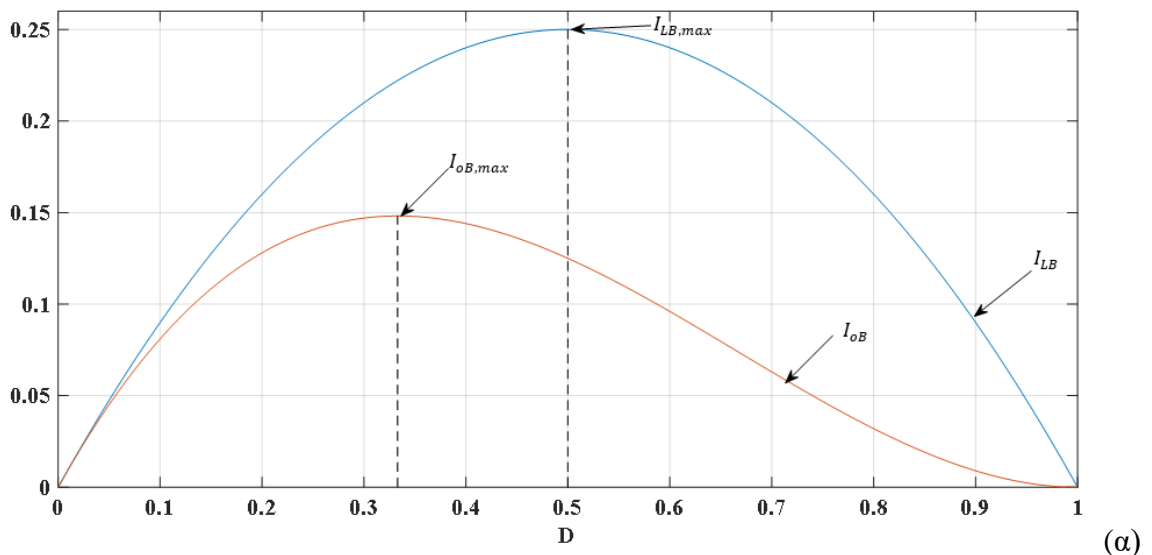
Σχήμα 2.15: Κυματομορφές ρεύματος και τάσης πηνίου στο όριο συνεχούς διακοπόμενου ρεύματος πηνίου

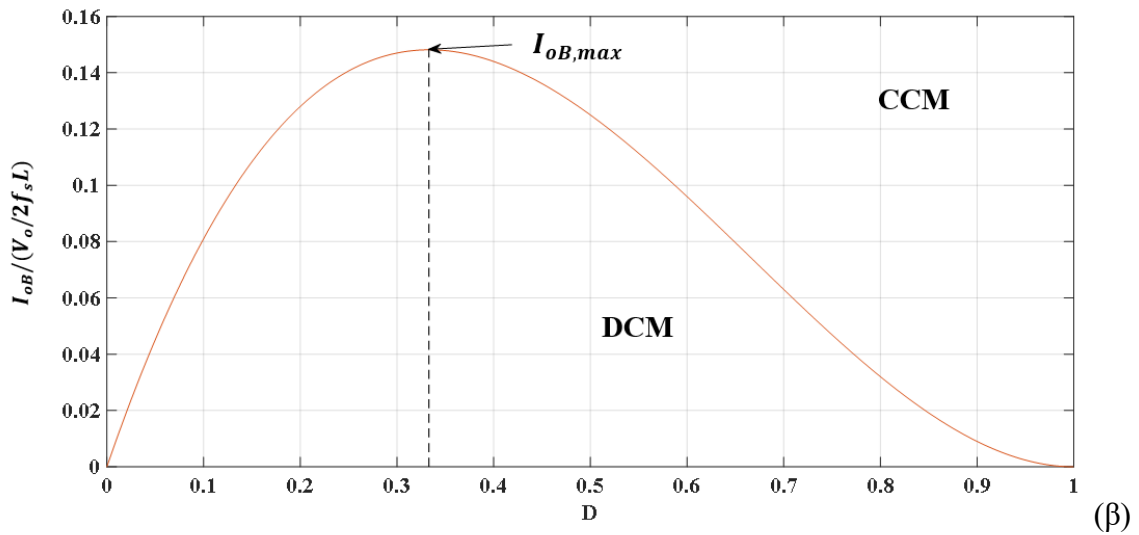
Στο σχήμα 2.16(α) παρουσιάζονται οι κυματομορφές των οριακών τιμών του ρεύματος του πηνίου I_{LB} και του ρεύματος εξόδου I_{oB} συναρτήσει του βαθμού χρησιμοποίησης D . Το οριακό ρεύμα του πηνίου γίνεται μέγιστο για βαθμό χρησιμοποίησης $D=0.5$, ενώ το οριακό ρεύμα εξόδου γίνεται μέγιστο για βαθμό χρησιμοποίησης $D=1/3$. Οι μέγιστες τιμές των ρευμάτων δίνονται παρακάτω:

$$I_{LB,max} = \frac{\bar{V}_o}{8f_s L} \quad (2.36)$$

$$I_{oB,max} = \frac{2}{27} \frac{\bar{V}_o}{f_s L} \quad (2.37)$$

Στο σχήμα 2.15(β) παρουσιάζεται η κυματομορφή του οριακού ρεύματος εξόδου όπου φαίνονται και οι περιοχές συνεχούς (CCM) και ασυνεχούς αγωγής (DCM).

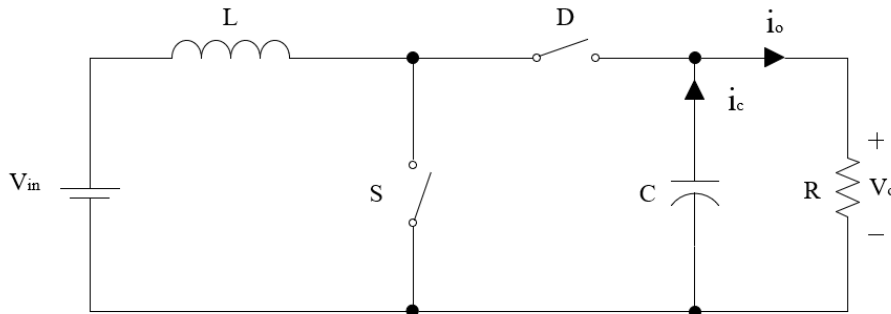




Σχήμα 2.16: (α) Οριακά ρεύματα πηνίου και εξόδου συνάρτηση του βαθμού χρησιμοποίησης. (β) Περιοχές συνεχούς (CCM) και ασυνεχούς (DCM) λειτουργίας

❖ Ρεύμα πηνίου ασυνεχούς αγωγής (DCM)

Στο σχήμα 2.17 παρουσιάζεται η ασυνεχής λειτουργία (DCM) κατά την οποία δεν άγει κανένας από τους ημιαγωγούς του κυκλώματος του μετατροπέα ανύψωσης και αντιπροσωπεύει τη χρονική διάρκεια $D_1 T_s < t < (D_1 + D_2) T_s$. Το φορτίο τροφοδοτείται από τον πυκνωτή, του οποίου η φόρτιση έγινε από τις προηγούμενες καταστάσεις λειτουργίας. Στη λειτουργία αυτή το ρεύμα και η τάση του πηνίου μηδενίζονται κατά τη διάρκεια του διακοπτικού κύκλου.



Σχήμα 2.17: Κυκλώματος μετατροπέα ανύψωσης όπου δεν άγει κανένας από τους ημιαγωγούς

Γνωρίζοντας ότι στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου είναι μηδέν τότε θα προκύψει η εξής σχέση:

$$V_{in} D T_s + (V_{in} - V_o) D_1 T_s = 0$$

$$\frac{\bar{V}_o}{V_{in}} = \frac{D + D_1}{D_1} \tag{2.38}$$

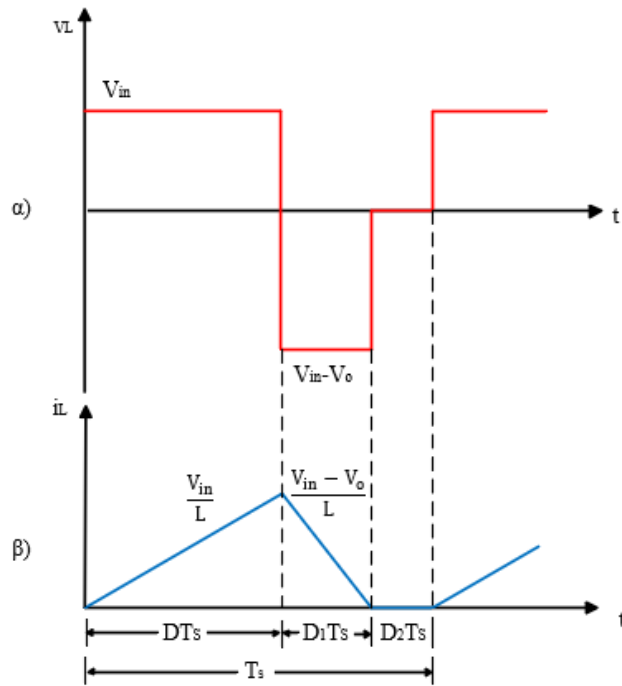
Θεωρώντας ότι ο μετατροπέας ανύψωσης δεν παρουσιάζει απώλειες ισχύος και το ρεύμα εισόδου ισούται με το ρεύμα του πηνίου, τότε θα ισχύει: ότι:

$$P_{in} = P_o$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_L}{I_o} = \frac{D + D_1}{D_1} \quad (2.39)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^{DT_s} V_{in} dt = \frac{V_{in}DT_s}{L} \quad (2.40)$$



Σχήμα 2.18 : Κυματομορφές α) τάσης και β) ρεύματος του μετατροπέα ανύψωσης για ασυνεχές ρεύμα πηνίου.

Η μέση τιμή ρεύματος του πηνίου βάσει του σχήματος 2.18 β) είναι η εξής:

$$\bar{I}_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{(D+D_1)T_s} i_L(t) dt = \frac{(D + D_1)T_s \frac{V_{in}DT_s}{L}}{2T_s} = \frac{V_{in}D(D + D_1)}{2f_s L} \quad (2.41)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (2.39) στη σχέση (2.41) θα προκύψει η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης:

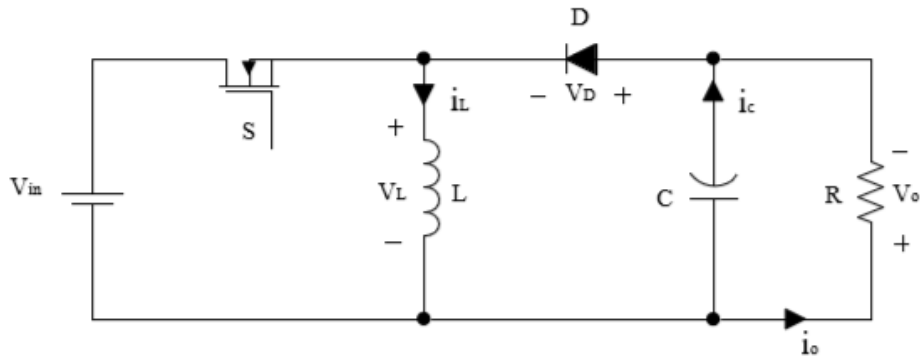
$$\bar{I}_o = \frac{V_{in}DD_1}{2f_s L} \quad (2.42)$$

2.4.3 Μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης (buck-boost converter)

Από την ονομασία γίνεται αντιληπτό ότι ο μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης στην έξοδο του μπορεί να λάβει τιμές τάσεων μικρότερες ή μεγαλύτερες από την τάση εισόδου καθώς και αντίστροφής πολικότητας. Ο μετατροπέας αυτός χρησιμοποιείται κυρίως σε τροφοδοτικά ισχύος συνεχούς τάσης.

Η χωρητικότητα του πυκνωτή είναι μεγάλη ώστε να ελαττωθεί η κυμάτωση της τάσης εξόδου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Στο σχήμα 2.19 παρουσιάζεται το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού. Ο μετατροπέας αυτός θα αναλυθεί όπως και οι δύο

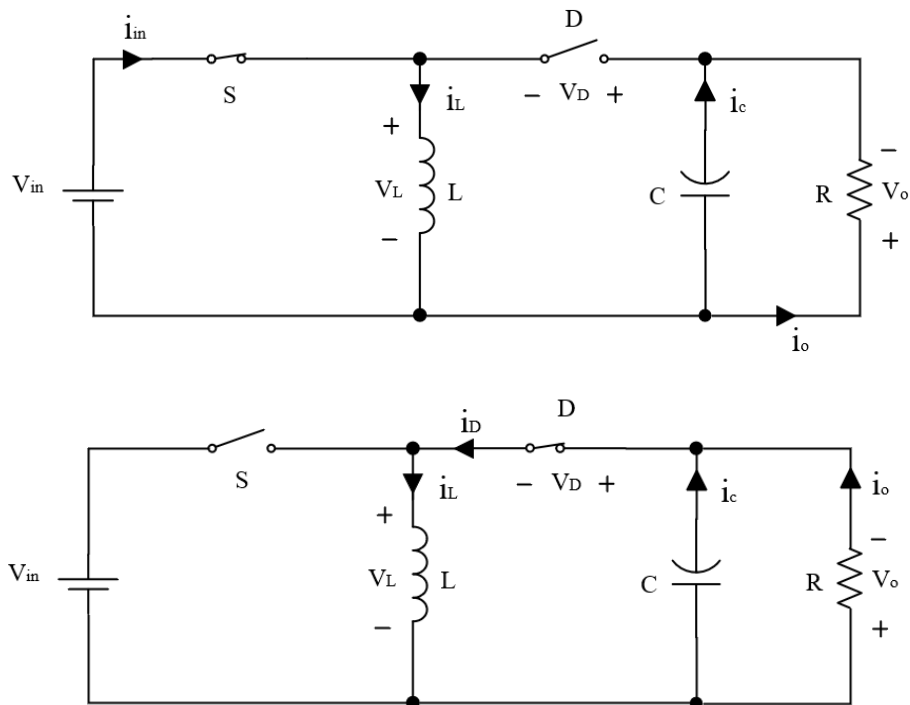
προηγούμενοι στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας για ρεύμα πηνίου συνεχές, διακοπτόμενο καθώς και για το όριο μεταξύ συνεχούς-διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου.



Σχήμα 2.19 : Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης [7].

❖ **Ρεύμα πηνίου συνεχούς αγωγής (CCM)**

Στο σχήμα 2.20 παρουσιάζονται τα κυκλώματα του μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού και για τις δύο φάσεις λειτουργίας. Στην πρώτη φάση λειτουργίας (σχήμα 2.20α), ο ημιαγωγικός διακόπτης S είναι κλειστός και η διόδος ανάστροφα πολωμένη με αποτέλεσμα να αυξηθεί το ρεύμα του πηνίου, ενώ στη δεύτερη φάση λειτουργίας (σχήμα 2.20β) ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι ανοιχτός διακόπτοντας έτσι τη φόρτιση του πηνίου από την τάση εισόδου. Αυτό έχει ως επακόλουθο τη μείωση του ρεύματος του πηνίου καθώς η αποθηκευμένη ενέργεια του ρέει προς το φορτίο.

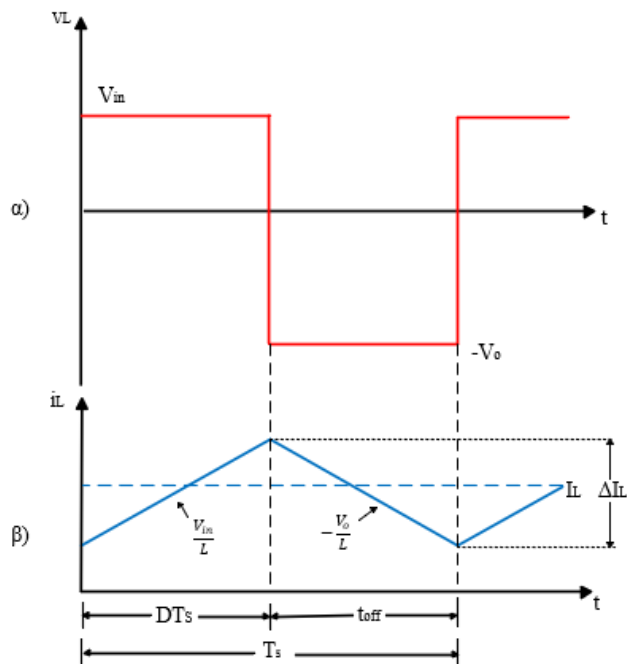


Σχήμα 2.20: Κυκλώματα μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι α) κλειστός και β) ανοιχτός.

Όπως και στους προηγούμενους μετατροπείς έτσι και δω, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου ισούται με μηδέν.

$$V_{in} DT_s + (-V_o)(1 - D)T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.43)$$



Σχήμα 2.21: Κυματομορφές α)τάσης και β)ρεύματος μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού για συνεχές ρεύμα πηνίου.

Ο μετατροπέας θεωρείται ιδανικός οπότε από την ακόλουθη σχέση θα ισχύει ότι:

$$P_o = P_{in} \Rightarrow V_o I_o = V_{in} I_{in}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (2.44)$$

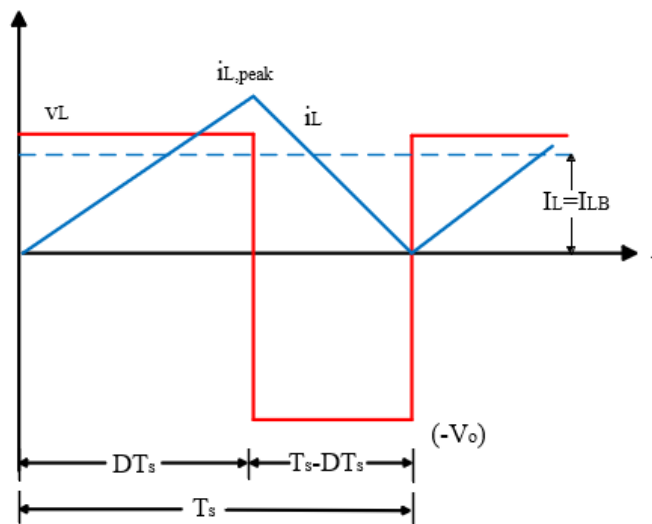
Από το σχήμα 2.19 φαίνεται ότι το μέσο ρεύμα του πηνίου ισούται με το άθροισμα των μέσων ρευμάτων εισόδου και εξόδου ($I_L = I_{in} + I_o$). Συνδυάζοντας τη σχέση του μέσου ρεύματος του πηνίου με τη σχέση (2.44) θα προκύψει η ακόλουθη σχέση:

$$\frac{I_o}{I_L} = (1 - D) \quad (2.45)$$

❖ Όριο συνεχούς-διακοπτόμενου ρεύματος πηνίου

Στο σχήμα 2.22 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές τάσεως και ρεύματος πηνίου του μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης στο όριο μεταξύ συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής. Η μέγιστη τιμή ρεύματος του πηνίου δίνεται ως εξής:

$$I_{L,max} = i_{L,peak} = \frac{V_{in} T_s D}{L} = \frac{V_o T_s (1 - D)}{L} \quad (2.46)$$



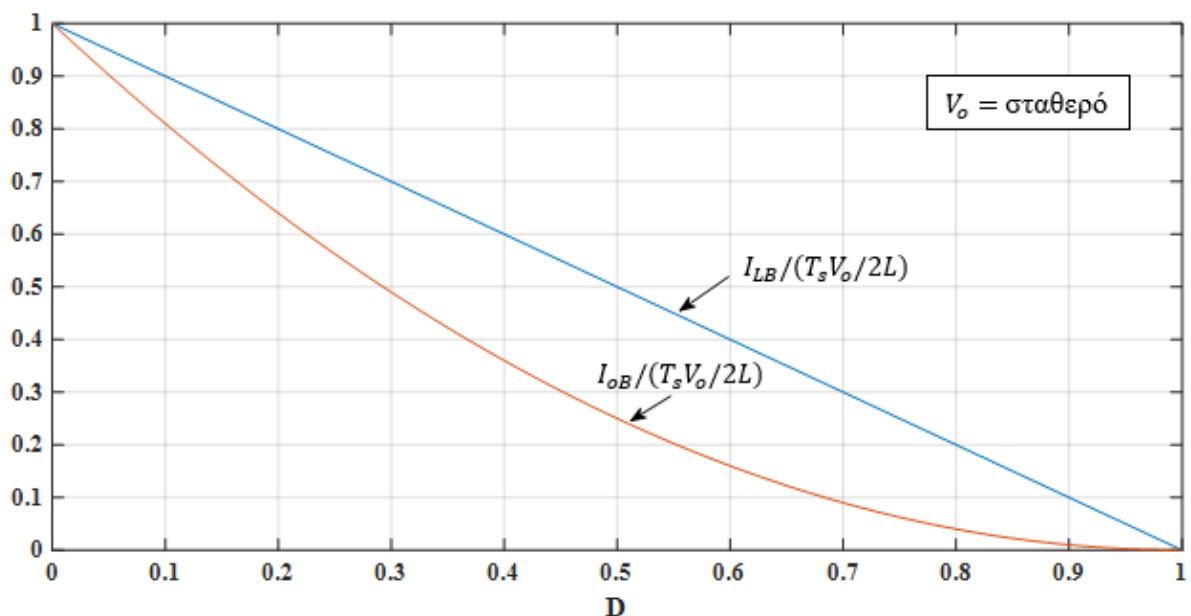
Σχήμα 2.22: Κυματομορφές τάσεως και ρεύματος πηνίου.

Οι οριακές μέσες τιμές των ρευμάτων πηνίου (I_{LB}) και εξόδου (I_{oB}) δίνονται ως ακολούθως:

$$I_{LB} = \frac{i_{L,peak}}{2} = \frac{V_o T_s (1 - D)}{2L} \quad (2.47)$$

$$I_{oB} = I_{LB} (1 - D) = \frac{V_o T_s (1 - D)^2}{2L} \quad (2.48)$$

Από τις σχέσεις (2.47) και (2.48) προκύπτουν οι χαρακτηριστικές του σχήματος 2.23 συναρτήσεις του βαθμού χρησιμοποίησης D διατηρώντας την τάση εξόδου (V_o) σταθερή.



Σχήμα 2.23: Οριακά ρεύματα πηνίου και εξόδου συνάρτηση του βαθμού χρησιμοποίησης για τον μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού.

❖ **Ρεύμα πηνίου ασυνεχούς αγωγής (DCM)**

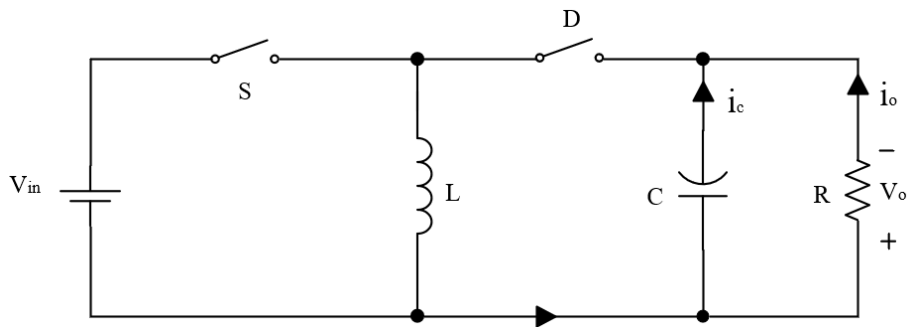
Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.24, ο ημιαγωγικός διακόπτης S και η διόδος D βρίσκονται σε αποκοπή με αποτέλεσμα το ρεύμα και η τάση του πηνίου στη χρονική περίοδο D_2T_s να είναι μηδέν. Γνωρίζοντας ότι το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου είναι μηδέν τότε θα προκύψει η παρακάτω σχέση:

$$V_{in}DT_s - V_oD_1T_s = 0$$

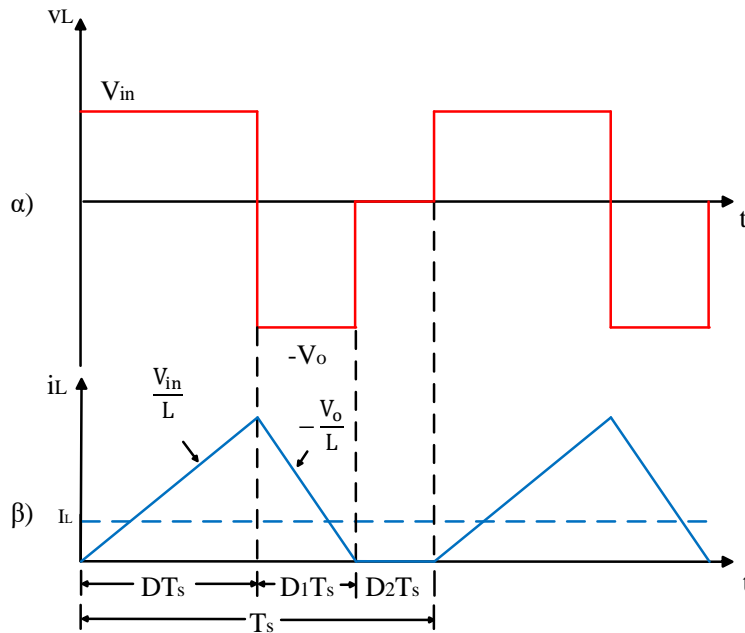
$$\frac{V_{in}}{V_o} = \frac{D_1}{D} \tag{2.49}$$

Από το σχήμα 2.25 υπολογίζεται η μέση τιμή του ρεύματος πηνίου και δίνεται παρακάτω ως εξής:

$$I_L = \frac{V_oT_s}{2L} D_1(D_1 + D) \tag{2.50}$$



Σχήμα 2.24: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης-υποβιβασμού ασυνεχούς αγωγής.



Σχήμα 2.25: α) Τάση και β) ρεύμα πηνίου για λειτουργία ασυνεχούς αγωγής.

2.5 Μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ με γαλβανική απομόνωση

Η γαλβανική απομόνωση στους μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ χρησιμοποιείται για λόγους ασφαλείας και επιτυγχάνεται μέσω ενός μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων. Ο πρωταρχικός ρόλος της γαλβανικής απομόνωσης είναι να παρέχει ασφάλεια στον χρήστη που χρησιμοποιεί τον εξοπλισμό. Υπάρχουν διεθνείς κανονισμοί και πρότυπα (VDE, IEC και UL) τα οποία πρέπει να λαμβάνονται υπόψη πριν τη σχεδίαση του μετασχηματιστή όπως οι αποστάσεις ερπυσμού των ακροδεκτών κάθε τυλίγματος και η χρήση μονωτικής ταινίας μεταξύ των τυλιγμάτων.

Αντίθετα, από τους συνηθισμένους ογκώδους μετασχηματιστές των 50 ή 60Hz, οι μετασχηματιστές υψηλών συχνοτήτων έχουν μικρό όγκο και βάρος. Ο μετασχηματιστής συμβάλει στην ηλεκτρική απομόνωση της εξόδου από την είσοδο καθώς και στην αύξηση ή τη μείωση της τάσης εξόδου ανάλογα τον λόγο των σπειρών μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος. Επίσης, στον μετασχηματιστή μπορούν να προστεθούν περισσότερα τυλίγματα παρέχοντας έτσι πολλαπλές τάσεις εξόδου στον μετατροπέα.

Οι δύο δημοφιλέστεροι μετατροπείς με γαλβανική απομόνωση είναι ο μετατροπέας forward, ο οποίος έχει προέλθει από τον μετατροπέα υποβιβασμού (buck) και ο μετατροπέας flyback ο οποίος έχει προέλθει από τον μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης (buck-boost). Υπάρχουν και άλλοι μετατροπείς όπως ο μετατροπέας push-pull, ο μετατροπέας ημιγέφυρας (half-bridge) και ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας (full-bridge). Οι μετατροπείς αυτοί έχουν προέλθει από τον μετατροπέα υποβιβασμού (buck converter).

Όπως στους μετατροπείς χωρίς γαλβανική απομόνωση έτσι και στους μετατροπείς με γαλβανική απομόνωση υπάρχουν τρεις καταστάσεις λειτουργίας: η συνεχής αγωγή, η ασυνεχής αγωγή και το όριο μεταξύ συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής.

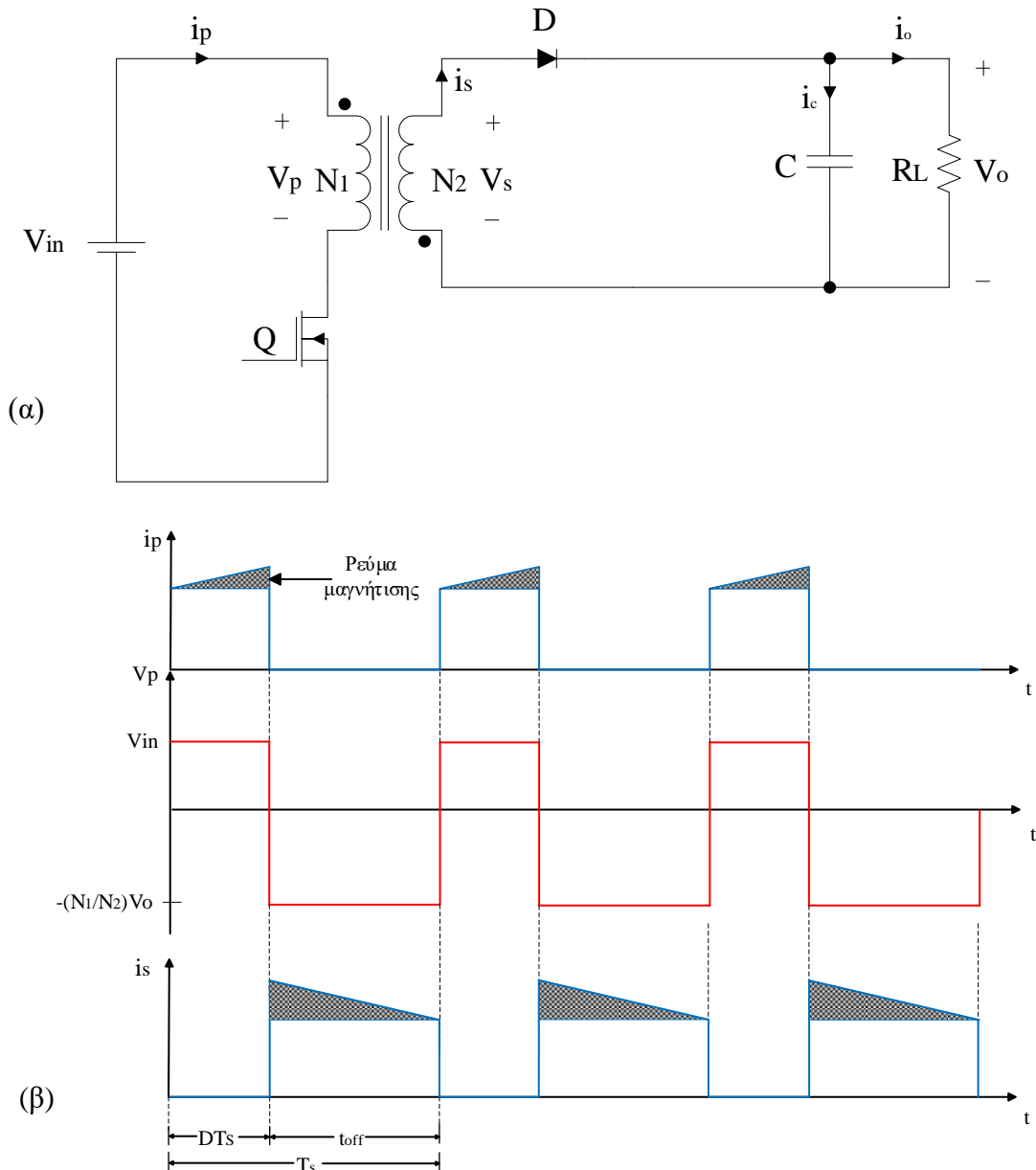
2.5.1 Μετατροπέας Flyback

Ο μετατροπέας flyback αποτελεί την απλούστερη μορφή μετατροπέα με γαλβανική απομόνωση και έχει τη δυνατότητα να τροφοδοτήσει φορτία συνήθως μέχρι 150W. Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί είτε στη συνεχή είτε στην ασυνεχή αγωγή με τις δύο αυτές περιπτώσεις να παρουσιάζουν πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα.

Στη συνεχή αγωγή το μέγεθος του μετασχηματιστή πρέπει να είναι μεγαλύτερο και η διόδος να είναι ταχύτερη σε σχέση με τον αντίστοιχο μετατροπέα στην ασυνεχή αγωγή. Επίσης, ο πυκνωτής εξόδου στην ασυνεχή αγωγή έχει τη διπλάσια χωρητικότητα σε σχέση με τον πυκνωτή εξόδου συνεχούς αγωγής. Ο έλεγχος στη συνεχή αγωγή είναι δυσκολότερος καθώς για τη σταθεροποίηση του κλειστού βρόγχου ευθύνεται το κύκλωμα ισχύος [12].

Ο μετατροπέας flyback όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.26(α) χωρίζεται σε δύο φάσεις λειτουργίας οι οποίες εξαρτώνται από το άνοιγμα και το κλείσιμο του ημιαγωγικού διακόπτη.

- **Φάση I:** Ο ημιαγωγικός διακόπτης S άγει αναπτύσσοντας έτσι στο πρωτεύον τυλίγμα N_1 του μετασχηματιστή τάση V_p και ρεύμα i_p αποθηκεύοντας ενέργεια στο πρωτεύον του μετασχηματιστή. Η ενέργεια του πρωτεύοντος δεν ρέει προς το φορτίο R_L καθώς λόγω της αντίστροφης πολικότητας μεταξύ των τυλιγμάτων η διόδος D είναι ανάστροφα πολωμένη.
- **Φάση II:** Ο ημιαγωγικός διακόπτης S δεν άγει αλλάζοντας έτσι την πολικότητα των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η διόδος D να πολωθεί ορθά μεταφέροντας έτσι την ενέργεια προς το φορτίο R_L [2].



Σχήμα 2.26 : (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα flyback συνεχούς αγωγής

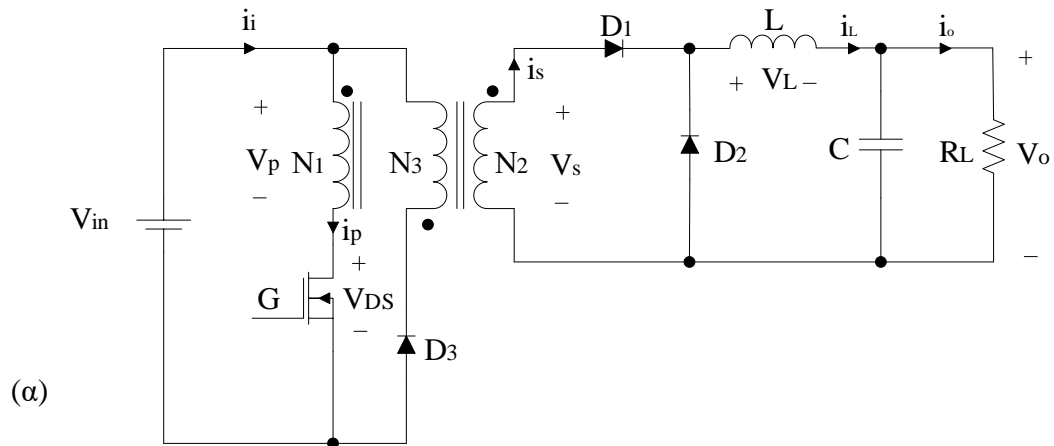
2.5.2 Μετατροπέας Forward

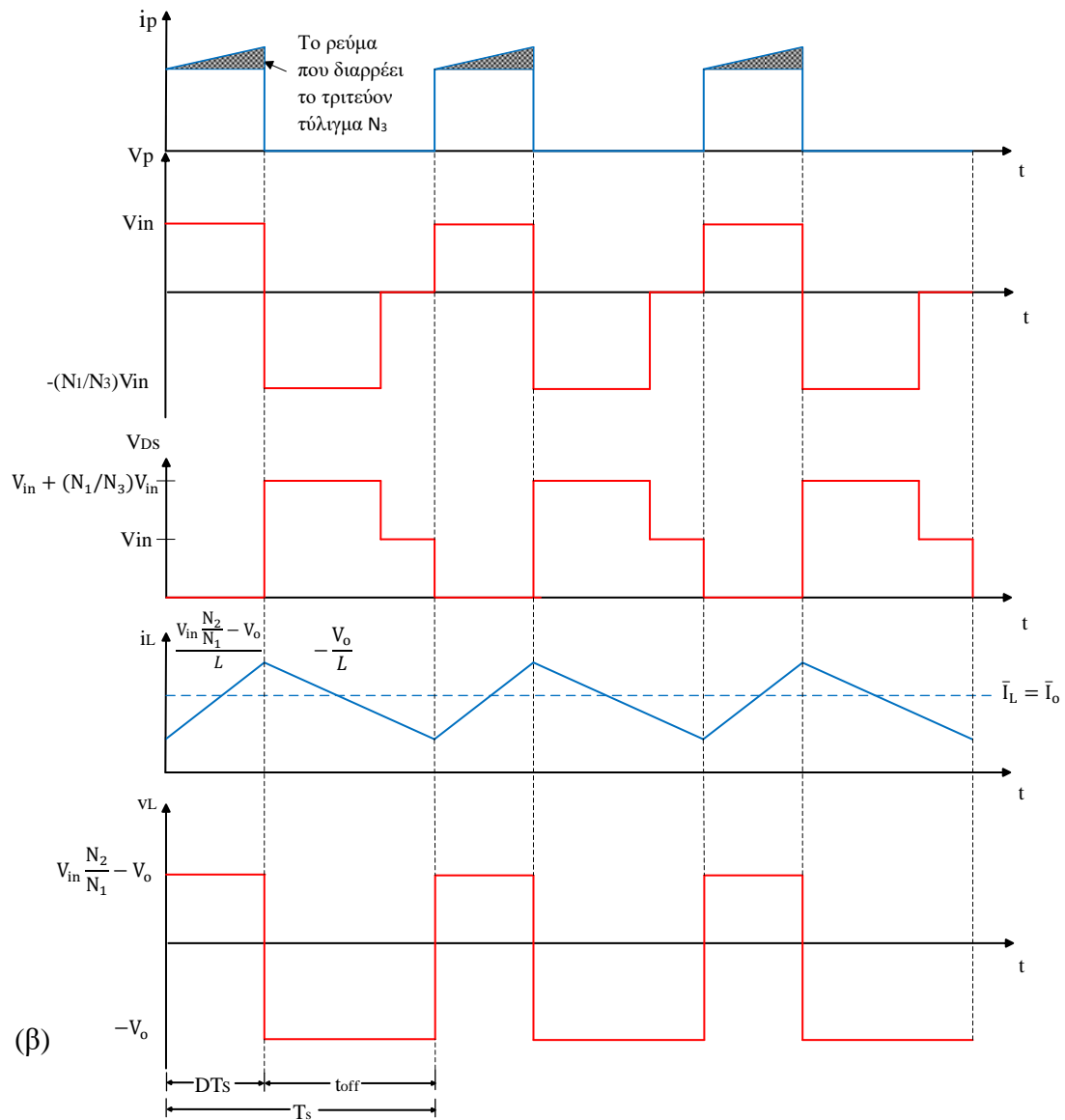
Ο μετασχηματιστής του μετατροπέα forward αποτελείται από τρία τυλίγματα τα οποία του παρέχουν αυξημένη απόδοση και η ισχύς του φτάνει συνήθως μέχρι και τα 500W. Ο μετατροπέας forward εμφανίζει στην έξοδο του χαμηλή κυμάτωση της τάσης και χαμηλό ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο. Έχει απλούστερο κύκλωμα οδήγησης ημιαγωγικού διακόπτη σε σχέση με τις υπόλοιπες τοπολογίες και το κόστος του είναι χαμηλότερο σε σχέση με τον μετατροπέα flyback [12].

Στον μετατροπέα forward πρέπει να λαμβάνεται υπόψη και το ρεύμα μαγνήτισης του μετασχηματιστή καθώς αποτελεί σημαντικό παράγοντα για τη σωστή λειτουργία του μετατροπέα. Ο μετατροπέας forward όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.27(α) διαθέτει και ένα τρίτο τύλιγμα στον μετασχηματιστή, το τριτεύον τύλιγμα ή αλλιώς τύλιγμα απομαγνήτισης. Σκοπός του τυλίγματος αυτού είναι να μεταφέρει την αποθηκευμένη ενέργεια από τον πυρήνα του μετασχηματιστή στην πηγή τροφοδοσίας απομαγνητίζοντας τον πυρήνα και αυξάνοντας παράλληλα την απόδοση του μετατροπέα [2].

Ο μετατροπέας forward λειτουργεί αποδοτικότερα στη συνεχή αγωγή καθώς στην ασυνεχή αγωγή είναι δύσκολος ο έλεγχος του [2]. Αποτελείται από δύο φάσεις λειτουργίας:

- **Φάση I:** Όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης S άγει, τότε αναπτύσσεται τάση V_p στα άκρα του πρωτεύοντος τυλίγματος N_1 και ρεύμα i_p , μεταφέροντας έτσι ενέργεια στο δευτερεύον τυλίγμα N_2 . Το ρεύμα του δευτερεύοντος τυλίγματος i_s ρέει μέσω της διόδου D_1 στο υπόλοιπο κύκλωμα.
- **Φάση II:** Όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης S δεν άγει, τότε σταματάει η ροή ενέργειας του πρωτεύοντος τυλίγματος προς το δευτερεύον τυλίγμα. Το ρεύμα μαγνήτισης του μετασχηματιστή μεταφέρεται μέσω της διόδου D_3 στην πηγή, ενώ μέσω της διόδου D_2 μεταφέρεται η αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου προς το φορτίο R_L .

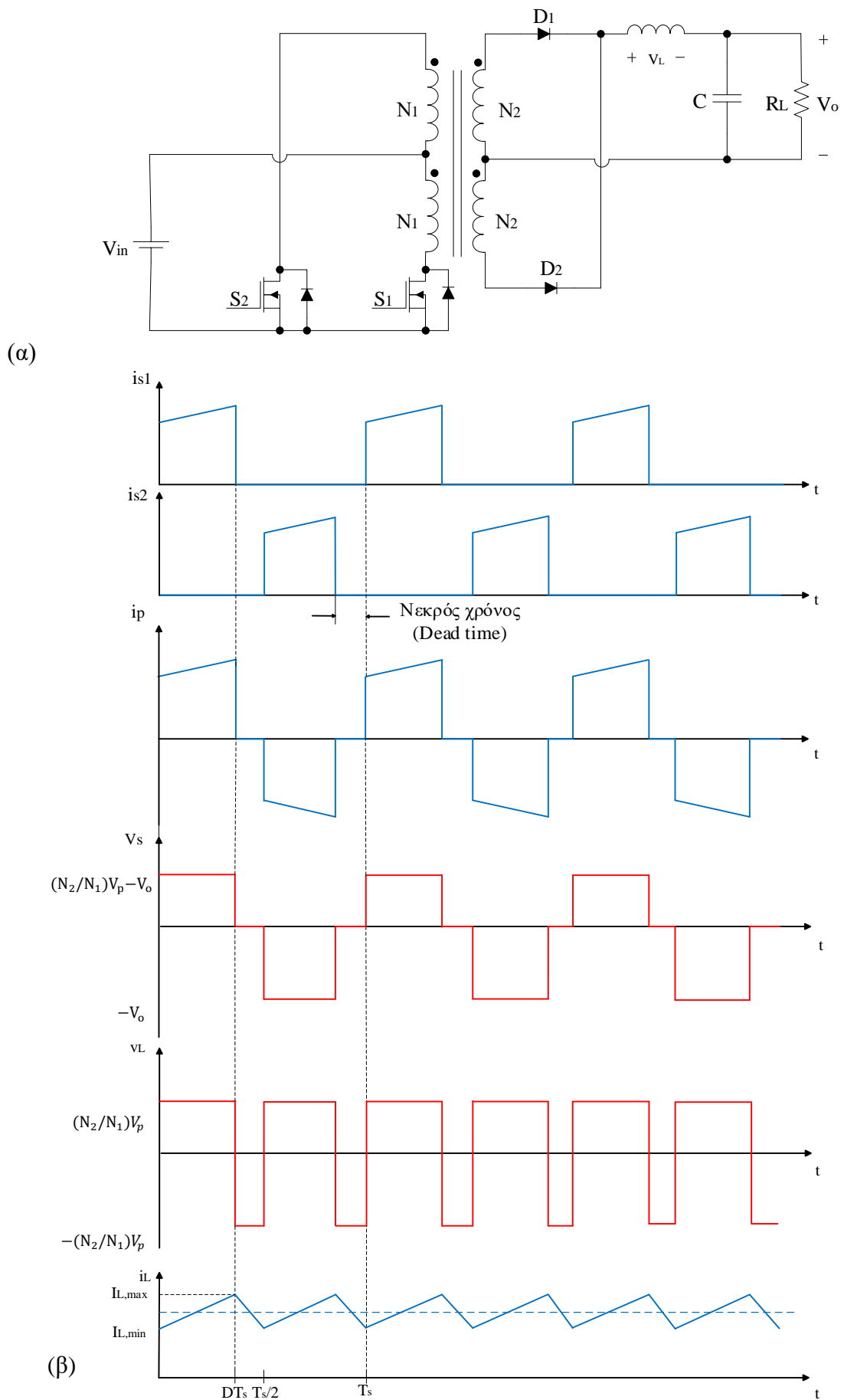




Σχήμα 2.27 : (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα forward

2.5.3 Μετατροπέας Push-Pull

Ο μετατροπέας push-pull παρουσιάζεται στο σχήμα 2.28(α) και αποτελείται από έναν μετασχηματιστή μεσαίας λήψης. Ο μετασχηματιστής αυτός λειτουργεί μόνο με εναλλασσόμενη τάση και αποτελείται από δύο πηνία στο πρωτεύον και δύο πηνία στο δευτερεύον. Μέσω των ημιαγωγικών διακοπών S_1 και S_2 δημιουργείται η εναλλασσόμενη τάση στο πρωτεύον, η οποία μεταφέρεται και στο δευτερεύον και ανορθώνεται μέσω των διόδων D_1 και D_2 προς το φορτίο R . Η οδήγηση των ημιαγωγικών διακοπών γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε κατά τη διάρκεια του μισού διακοπτικού κύκλου να απομαγνητίσουν τον μετασχηματιστή αποφεύγοντας τον κορεσμό του. Η χρήση του μετατροπέα αυτού είναι συχνότερη σε εφαρμογές για τάξη ισχύος από 800W έως 5kW [2], [11], [12].



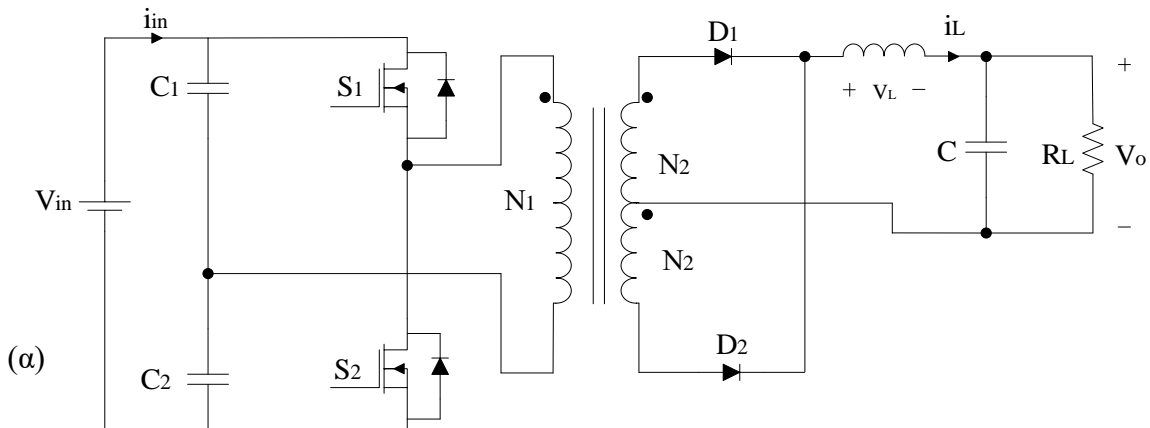
Σχήμα 2.28 : (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα push-pull

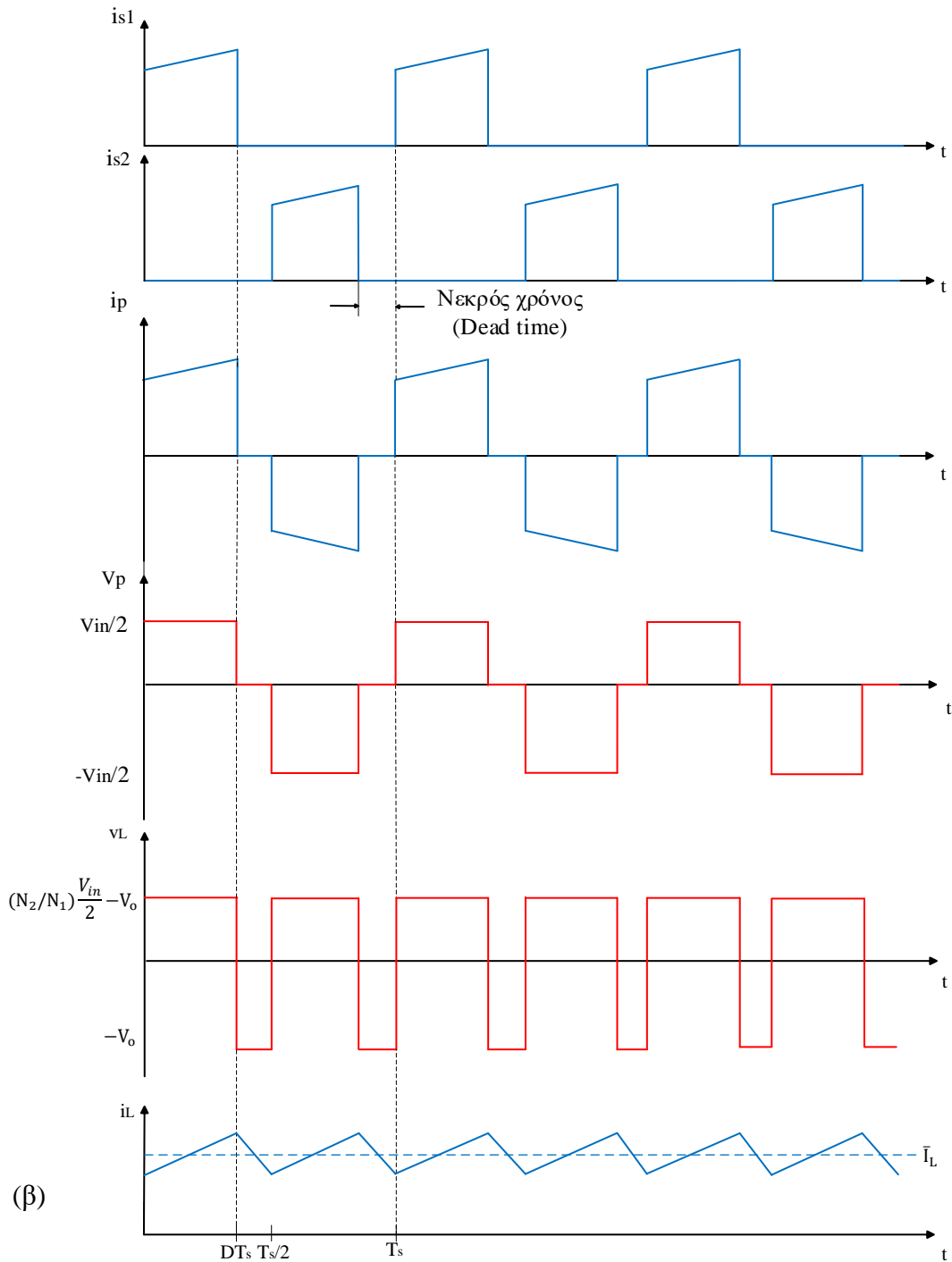
2.5.4 Μετατροπέας Ημιγέφυρας (Half-Bridge Converter)

Το κύκλωμα του σχήματος 2.29(α) παρουσιάζει τον μετατροπέα ημιγέφυρας, ο οποίος χρησιμοποιείται για την παροχή μέσης ισχύος περίπου 350-800W [10]. Ο πυρήνας του μετασχηματιστή του μετατροπέα ημιγέφυρας είναι μικρότερος σε μέγεθος σε σχέση με τις προηγούμενες τοπολογίες που αναφέρθηκαν. Επίσης, ο κορεσμός του μετασχηματιστή αποτρέπεται εξαιτίας των πυκνωτών στην είσοδο του μετατροπέα οι οποίοι μηδενίζουν την dc συνιστώσα του ρεύματος εισόδου. Οι πυκνωτές τοποθετούνται με αυτόν το τρόπο ώστε η τάση του πρωτεύοντος να είναι η μισή της τάσης τροφοδοσίας $V_{in}/2$. Το πλεονέκτημα που παρουσιάζει ο μετατροπέας ημιγέφυρας σε σχέση με τον push-pull είναι ότι επιλέγονται ημιαγωγικοί διακόπτες με προδιαγραφές τάσης μισής τιμής της τάσης τροφοδοσίας, μειώνοντας έτσι το κόστος του [11] [12].

Όπως και στους προηγούμενους μετατροπείς έτσι και δω ο μετατροπέας λειτουργεί είτε στη συνεχή είτε στην ασυνεχή αγωγή και η λειτουργία του χωρίζεται σε τέσσερις φάσεις οι οποίες καθορίζονται από την αγωγή των ημιαγωγικών διακοπών.

- **Φάση I:** Κατά τη χρονική διάρκεια $0 < t < DT_s$ ο ημιαγωγικός διακόπτης S_1 βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής και ο ημιαγωγικός διακόπτης S_2 είναι απενεργοποιημένος. Η αποθηκευμένη ενέργεια του πρωτεύοντος τυλίγματος μεταφέρεται στο δευτερεύον τυλίγμα και μέσω της D_1 προς το φορτίο. Η τάση του πρωτεύοντος v_p είναι ίση με τη μισή τάση τροφοδοσίας $V_{in}/2$.
- **Φάση II:** Κατά τη χρονική διάρκεια $DT_s < t \leq T_s/2$ οι ημιαγωγικοί διακόπτες S_1 και S_2 δεν άγουν και η μεταφορά της αποθηκευμένης ενέργειας του μετασχηματιστή επιτυγχάνεται μέσω της D_1 και της D_2 προς το φορτίο.
- **Φάση III & Φάση IV:** Στη φάση III ο ημιαγωγικός διακόπτης S_1 απενεργοποιείται και τίθεται σε λειτουργία ο S_2 διαμορφώνοντας έτσι την τάση πρωτεύοντος σε $-V_{in}/2$. Ενώ η φάση IV είναι παρόμοια με τη φάση II.





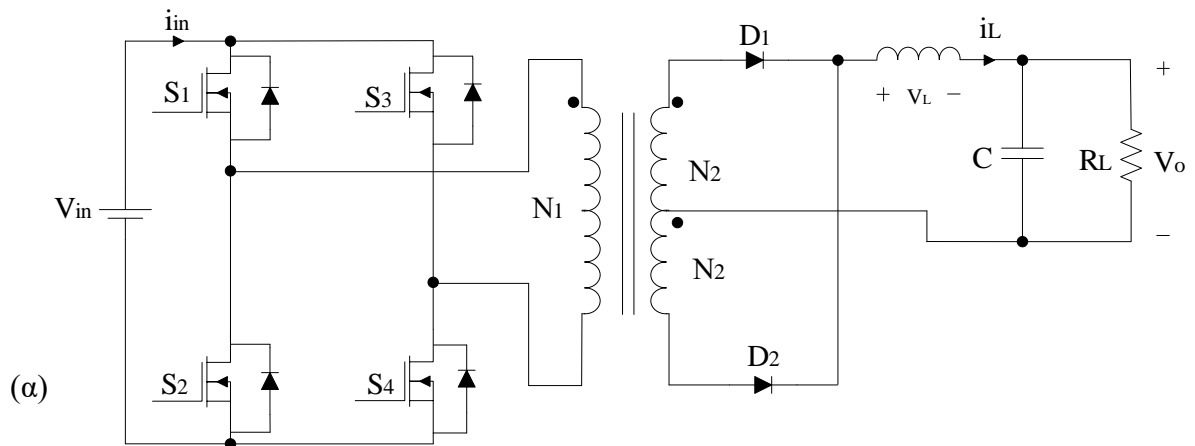
Σχήμα 2.29 : (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα half-bridge

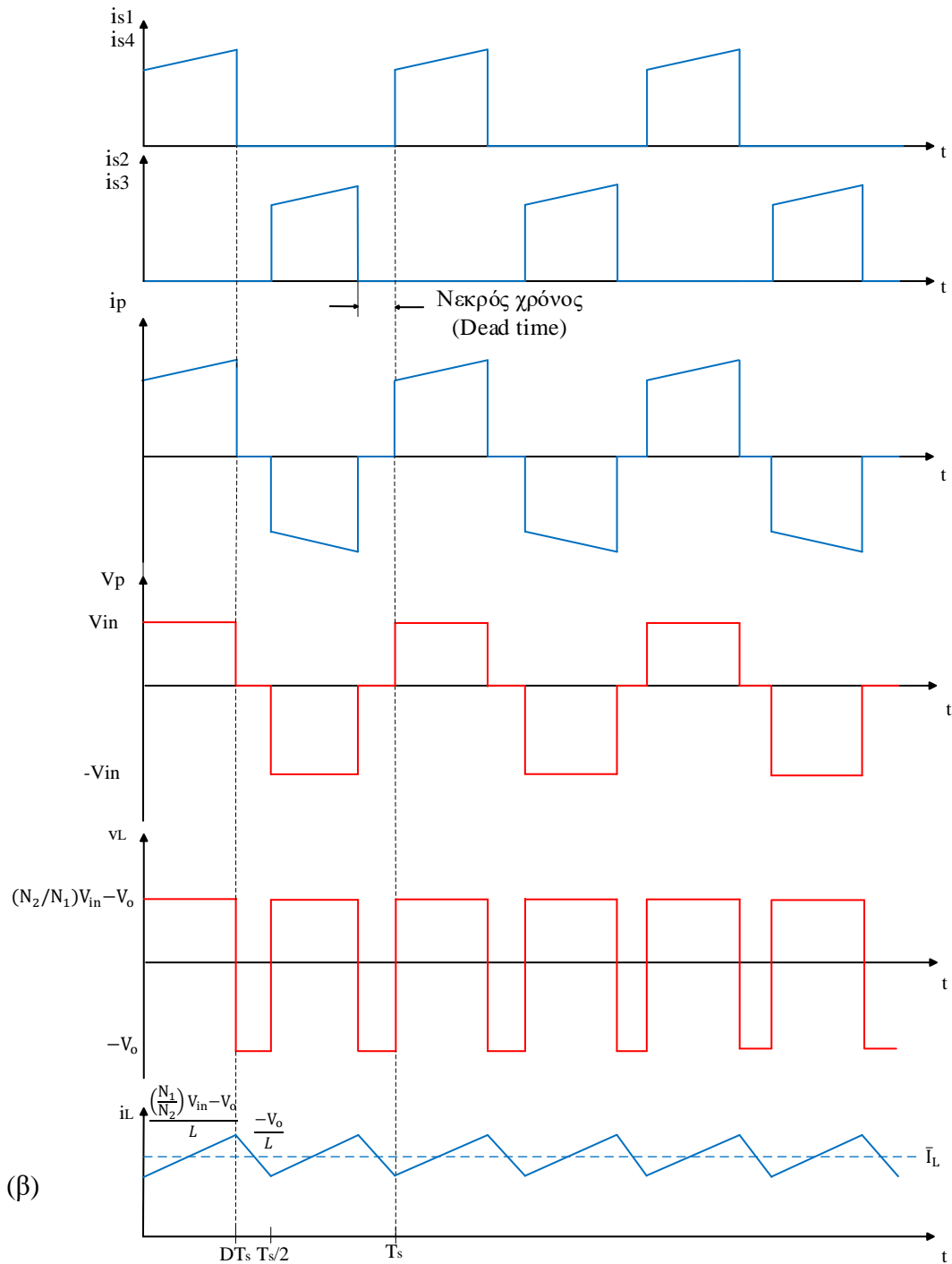
2.5.5 Μετατροπέας Πλήρους Γέφυρας (Full-Bridge)

Η διαφορά που παρουσιάζει ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας του σχήματος 2.30(α) από τον μετατροπέα ημιγέφυρας, έγκνται στην είσοδο του όπου αντί για τους δύο πυκνωτές σε σειρά τοποθετούνται δύο ημιαγωγικοί διακόπτες. Η τάση πρωτεύοντος είναι διπλάσια και οι ημιαγωγικοί διακόπτες καταπονούνται λιγότερο σε σχέση με τον μετατροπέα ημιγέφυρας παρόμοιων χαρακτηριστικών [11] [12].

Όπως και στον μετατροπέα ημιγέφυρας έτσι και στον μετατροπέα πλήρους γέφυρας υπάρχουν τέσσερις φάσεις λειτουργίας και είναι οι εξής:

- Φάση I: Κατά τη χρονική περίοδο $0 < t \leq DT_s$ οι ημιαγωγικοί διακόπτες S_1 και S_4 άγουν και οι S_2 και S_3 είναι απενεργοποιημένοι.
- Φάση II: Κατά τη χρονική περίοδο $DT_s < t < T_s/2$ δεν άγει κανένας από του ημιαγωγικούς διακόπτες και η αποθηκευμένη ενέργεια του μετασχηματιστή μεταφέρεται μέσω των διόδων D_1 και D_2 προς το υπόλοιπο κύκλωμα.
- Φάση III και IV: Στη φάση III οι διακόπτες S_1 και S_4 είναι απενεργοποιημένοι και άγουν οι διακόπτες S_2 και S_3 . Επειδή στο δευτερεύον τύλιγμα η D_1 είναι ανάστροφα πολωμένη, η ενέργεια θα ρέει μέσω της D_2 . Στη φάση IV η λειτουργία είναι ίδια με τη φάση II [2].



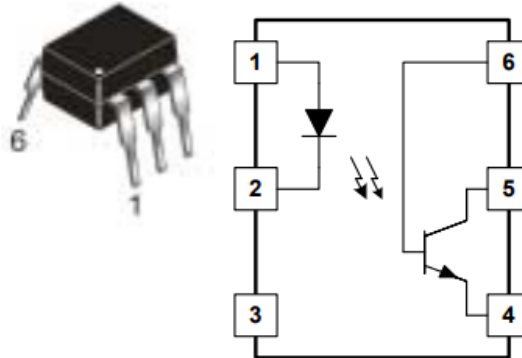


Σχήμα 2.30: (α) Κύκλωμα και (β) κυματομορφές μετατροπέα full-bridge

2.5.6 Ηλεκτρική απομόνωση βρόγχου ελέγχου

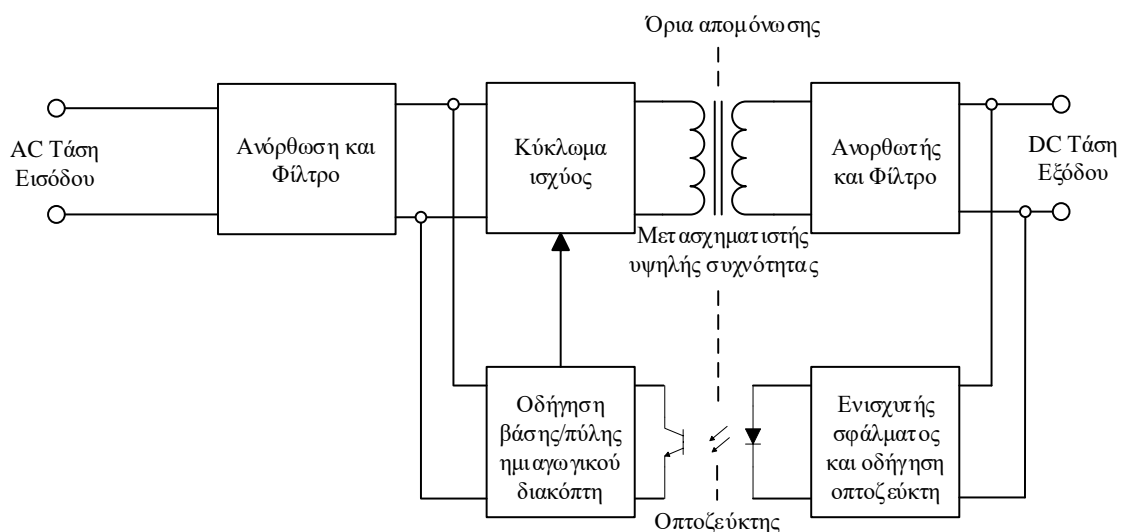
Τα παλμοτροφοδοτικά με γαλβανική απομόνωση λόγω των υψηλών διακοπτικών συχνοτήτων έχουν μετασηματιστή με μικρότερο βάρος και όγκο κάνοντας το οικονομικά πιο προσιτό από τον μετασηματιστή χαμηλών συχνοτήτων των γραμμικών τροφοδοτικών ισχύος. Παρόλα αυτά το μειονέκτημα των παλμοτροφοδοτικών παρουσιάζεται στην μεταγωγή της ενέργειας στο πρωτεύον τύλιγμα καθώς οι ημιαγωγικοί διακόπτες βρίσκονται στην πλευρά του πρωτεύοντος και ελέγχονται από την πλευρά του δευτερεύοντος τυλίγματος για να υπάρξει καλή ρύθμιση της τάσης εξόδου. Αυτό οδηγεί στην ανάγκη ύπαρξης επιπλέον απομόνωσης για τη μεταφορά του σήματος ελέγχου στους ημιαγωγικούς διακόπτες [13].

Συνήθως η απομόνωση αυτή γίνεται με έναν οπτοζεύκτη, ο οποίος παρουσιάζεται στο σχήμα 2.31 με τη μορφή του ολοκληρωμένου 4N25 [13]. Ο οπτοζεύκτης είναι μια συσκευή απομόνωσης που συνδυάζει μία δίοδο εκπομπής φωτός (pin 1 και 2) και έναν ανιχνευτή φωτός (pin 4 και 5). Όταν το ρεύμα ρέει μέσω της δίοδου αγωγής φωτός τότε αυτή εκπέμπει φως το οποίο λαμβάνεται από τον ανιχνευτή φωτός και επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος του υπόλοιπου κυκλώματος ελέγχου.



Σχήμα 2.31: Οπτοζεύκτης 4N25 [14].

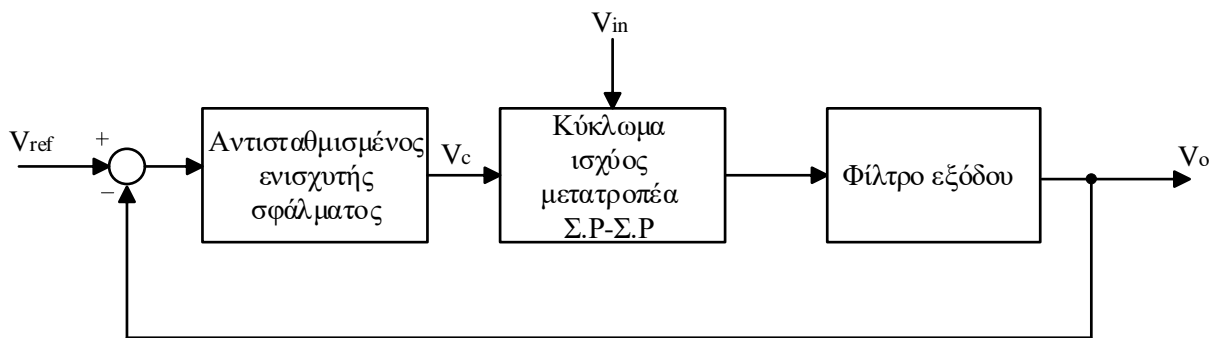
Υπάρχουν πολλές θέσεις στις οποίες ο σχεδιαστής μπορεί να τοποθετήσει τον οπτοζεύκτη στο κύκλωμα ελέγχου και να απομονώσει κατάλληλα τα σημεία που επιθυμεί. Η πιο συνηθισμένη απομόνωση είναι μεταξύ ενισχυτή σφάλματος και κυκλώματος οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών. Με αυτόν τον τρόπο το κύκλωμα ελέγχου διαχωρίζεται σε δύο μέρη, το ένα μέρος βρίσκεται στην πλευρά του πρωτεύοντος και το άλλο στην πλευρά του δευτερεύοντος. Στο σχήμα 2.32 φαίνεται η θέση του οπτοζεύκτη σε έναν τροφοδοτικό ισχύος με γαλβανική απομόνωση.



Σχήμα 2.32: Απομόνωση ενισχυτή σφάλματος μέσω οπτοζεύκτη

2.6 Μέθοδοι ελέγχου μετατροπέων Σ.Ρ-Σ.Ρ

Ο έλεγχος της τάσης εξόδου ενός μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ γίνεται μεταβάλλοντας τον λόγο χρησιμοποίησης D (Duty cycle). Τις περισσότερες φορές για την επίτευξη καλής δυναμικής απόκρισης του μετατροπέα και για την αντιμετώπιση των διαταραχών του φορτίου και της τάσης εισόδου χρησιμοποιείται το σύστημα κλειστού βρόγχου όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.33.



Σχήμα 2.33: Κύκλωμα κλειστού βρόχου μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ [15]

Ο έλεγχος ενός μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ μπορεί να γίνει με πολλές και διαφορετικές μεθόδους και αναλόγως της μεθόδου που θα επιλεγθεί, θα επηρεαστεί η συνολική απόδοση του μετατροπέα και η επιλογή του κυκλώματος αντιστάθμισης. Η κατάσταση λειτουργίας ενός μετατροπέα καθορίζει σε μεγάλο βαθμό την επιλογή της μεθόδου ελέγχου καθώς και την πολυπλοκότητα που μπορεί να χρειαστεί η σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου. Κάποιες από τις βασικές μεθόδους ελέγχου είναι οι εξής:

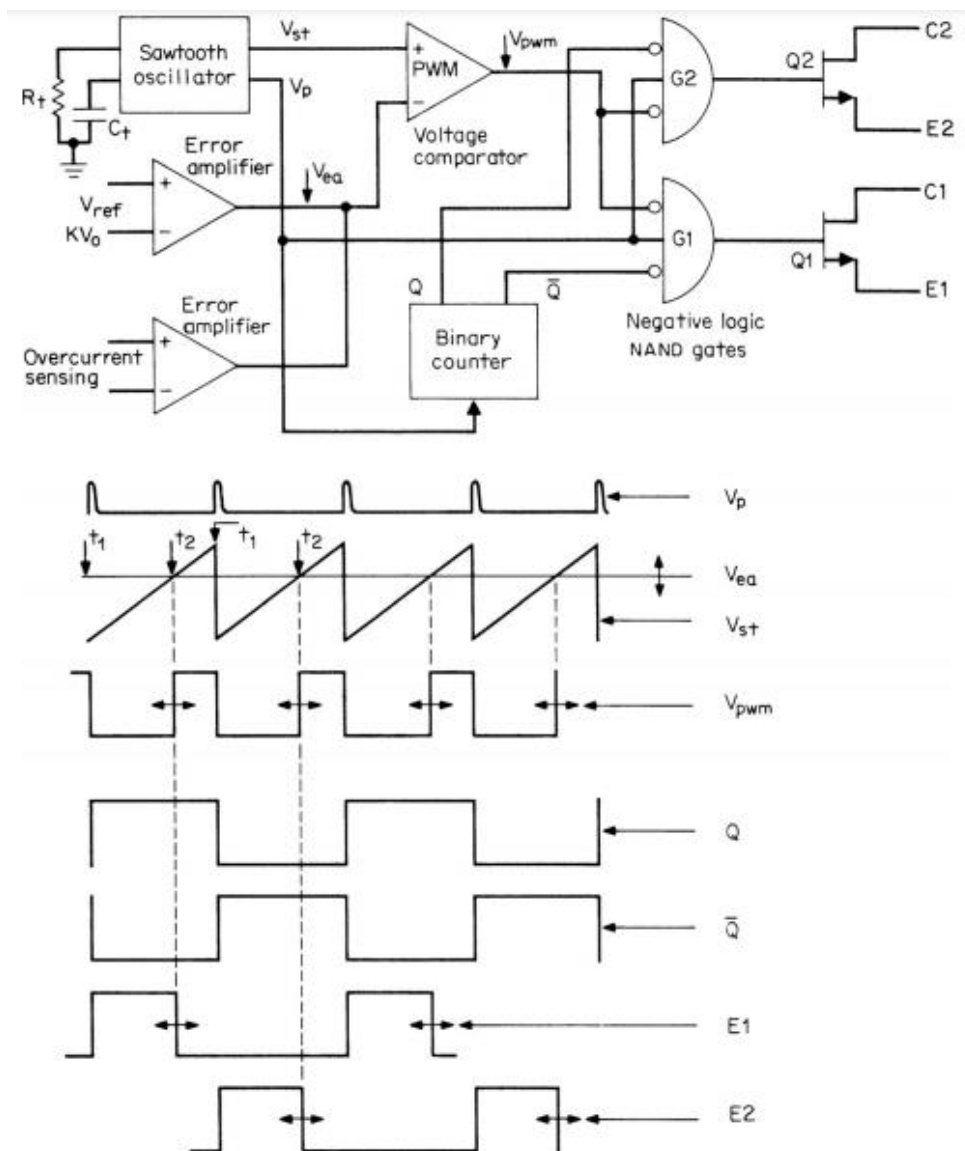
- Μέθοδος ελέγχου με ανατροφοδότηση τάσης (Voltage Mode Control)
- Μέθοδος με ευθεία τροφοδότηση τάσης (Voltage Feedforward Control)
- Μέθοδος ελέγχου με ανατροφοδότηση ρεύματος (Current Mode Control)

Υπάρχουν διαθέσιμα ολοκληρωμένα κυκλώματα ελεγκτών PWM για κάθε μέθοδο και δίνουν τη δυνατότητα μέσω ελάχιστων εξαρτημάτων να κατασκευαστεί ένα παλμοτροφοδοτικό. Ο ελεγκτής PWM διαφέρει από μέθοδο σε μέθοδο, όμως τα βασικά εξαρτήματα από τα οποία αποτελείται είναι: ένα ρυθμιζόμενο ρολόι για τη ρύθμιση της διακοπτικής περιόδου, ένας ενισχυτής σφάλματος τάσης εξόδου, μια γεννήτρια πριονωτής τάσης που συγχρονίζεται με το ρολόι και ένας συγκριτής που συγκρίνει την τάση του ενισχυτή σφάλματος με την πριονωτή τάση [2].

❖ Ελεγκτής PWM για έλεγχο τάσης (voltage mode control)

Ο ελεγκτής αυτός ο οποίος φαίνεται και στο σχήμα 2.34 αποτελείται από έναν ταλαντωτή (oscillator) που παράγει πριονωτό σήμα V_{st} τάσης 3V με περίοδο $T=R_t C_t$. Ο ενισχυτής σφάλματος συγκρίνει την τάση εξόδου KV_o με την τάση αναφοράς παράγοντας ένα σήμα σφάλματος V_{ea} . Το σήμα αυτό συνδέεται στην αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή (voltage comparator PWM) και συγκρίνεται με το πριονωτό σήμα V_{st} το οποίο συνδέεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή. Όταν το σήμα σφάλματος είναι μεγαλύτερο από το πριονωτό σήμα τότε το σήμα εξόδου V_{pwm} του συγκριτή (voltage comparator PWM) τη χρονική στιγμή t_1 έως t_2 είναι μηδέν. Η διάρκεια αυτή όπου δεν παράγεται σήμα εξαρτάται από τη διάρκεια κατά την οποία άγει ο ημιαγωγικός διακόπτης. Η μείωση της τάσης εξόδου προκαλεί αύξηση της διάρκειας του μηδενικού παλμού του σήματος V_{pwm} [16].

Ο ελεγκτής αυτός έχει σχεδιαστεί για την τοπολογία push-pull και ημιγέφυρας, καθώς η έξοδος του ελεγκτή αποτελείται από δύο ημιαγωγικούς διακόπτες Q1 και Q2. Η αγωγή των δύο αυτών ημιαγωγικών διακοπών γίνεται μέσω ενός μετρητή (binary counter) σε συνδυασμό με τις λογικές πύλες NAND. Τη χρονική στιγμή κατά την οποία οι τετραγωνικοί παλμοί του σήματος V_{pwm} μηδενίζονται, τότε ξεκινάει η αγωγή των ημιαγωγικών διακοπών με διαφορά φάσης 180° μεταξύ τους. Εάν, έστω και κάποια μικρή χρονική στιγμή οι δύο ημιαγωγικοί διακόπτες Q1 και Q2 βρεθούν σε ταυτόχρονη αγωγή αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία πολύ υψηλού ρεύματος στον μετατροπέα καταλήγοντας στην καταστροφή του.

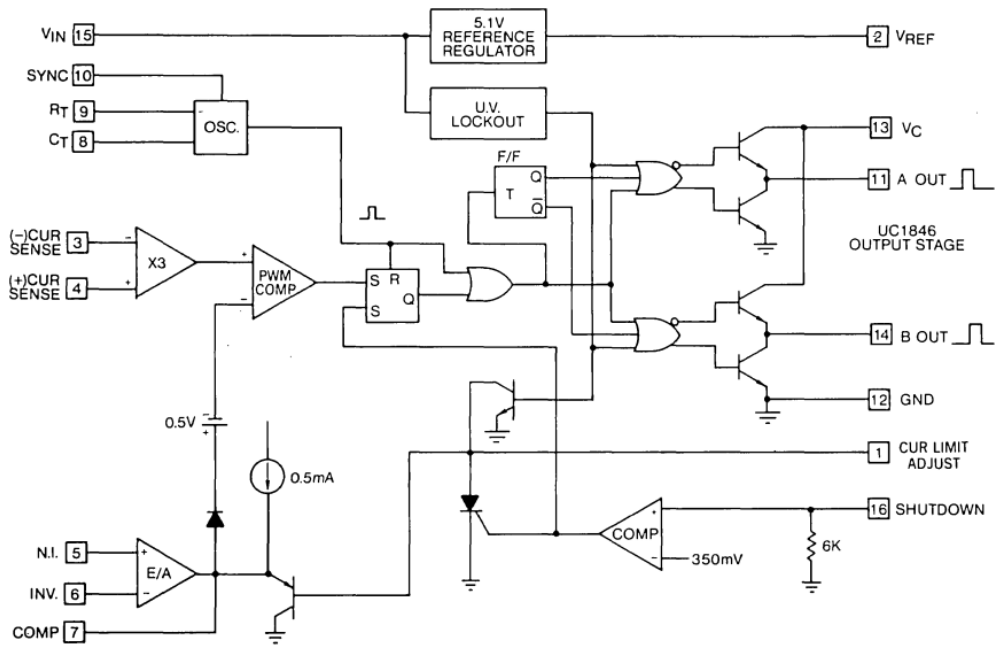


Σχήμα 2.34 : Κύκλωμα και κυματομορφές ελεγκτή για έλεγχο με μέθοδο τάσης [16].

❖ **Ελεγκτής PWM για έλεγχο ρεύματος (current mode control)**

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα του σχήματος αποτελεί τον πρώτο ελεγκτή PWM για έλεγχο ρεύματος (current mode control) και σχεδιάστηκε από τη Unitrode [17]. Ο ελεγκτής PWM UC1846 του οποίου το κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 2.35 αποτελείται από τα εξής επιμέρους υποκυκλώματα:

- Τον ενισχυτή ανίχνευσης ρεύματος (pin 3 και 4) με ενίσχυση x3, ο οποίος εντοπίζει την τιμή κορυφής ρεύματος του ημιαγωγικού διακόπτη και την στέλνει στον συγκριτή PWM για να συγκριθεί με την τάση σφάλματος (V_{ea}).
- Τον ταλαντωτή (pin 8,9 και 10) του οποίου η συχνότητα λειτουργίας διαφέρει από τη συχνότητα που παρουσιάζεται στα φυλλάδια κατασκευαστή λόγω της θερμοκρασίας και των παραμορφώσεων κυματομορφής στις υψηλές συχνότητες. Οι συχνότητες που μπορεί να φτάσει ο ταλαντωτής αυτός είναι μέχρι και 1MHz.
- Ένα από τα σημαντικότερα εξαρτήματα είναι αυτό που περιορίζει το ρεύμα κορυφής (pin 1) των ημιαγωγικών διακοπών καθυστερώντας την παραγωγή τετραγωνικών παλμών στις εξόδους (pin 11 και 14). Το εξάρτημα αυτό συμβάλλει και στην απενεργοποίηση των εξόδων όταν το σήμα το οποίο δέχεται είναι μικρότερο από 0.5V.
- Το κύκλωμα τερματισμού λειτουργίας (pin 16) σχεδιάστηκε με σκοπό την προστασία του κυκλώματος από υπερεντάσεις καθώς και για λειτουργίες απομακρυσμένου τερματισμού.

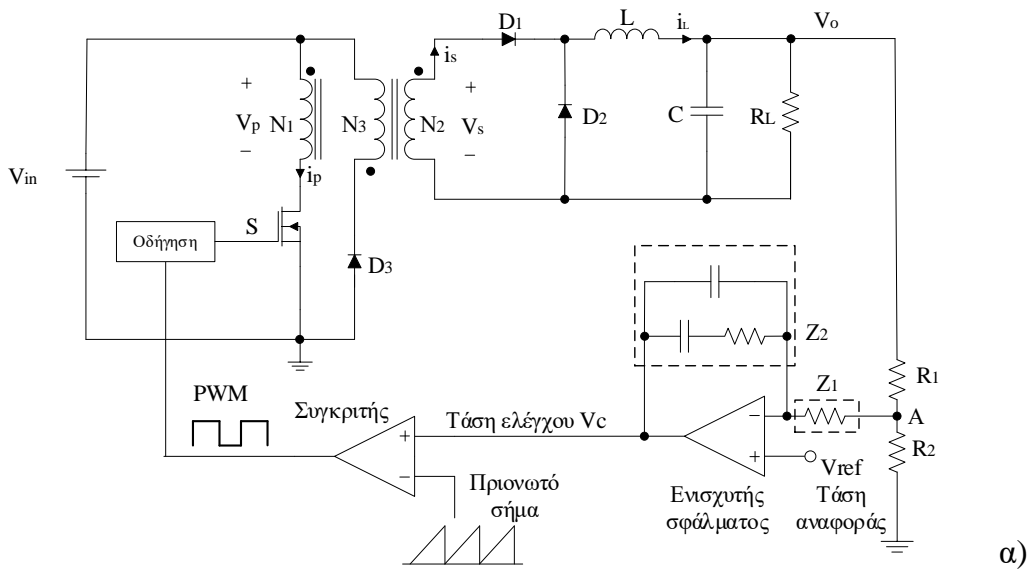


Σχήμα 2.35 : Κύκλωμα ελεγκτή για έλεγχο με μέθοδο ρεύματος [17].

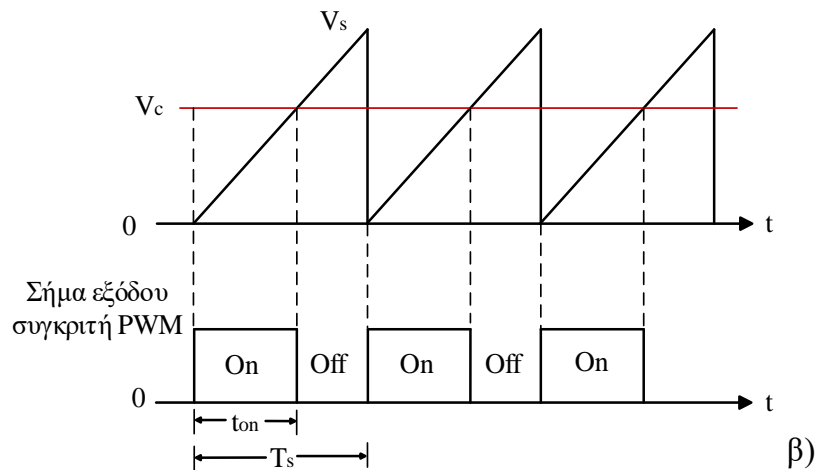
2.6.1 Μέθοδος ελέγχου με ανατροφοδότηση τάσης

Η μέθοδος αυτή είναι από τις πιο παλιές μεθόδους ελέγχου μετατροπέων Σ.P-Σ.P και χρησιμοποιεί την μέση τιμή της τάσης εξόδου ως σήμα ανάδρασης (σχήμα 2.36α). Η πριονωτή τάση σταθερής συχνότητας και σταθερού πλάτους V_s συγκρίνεται με την τάση ελέγχου V_c παράγοντας στην έξοδο του συγκριτή παλμούς τετραγωνικής μορφής (σχήμα 2.36β), οι οποίοι συμβάλλουν στην οδήγηση των ημιαγωγικών διακοπών [2]. Η μέθοδος αυτή παρουσιάζει αρκετά μειονεκτήματα όπως:

1. Αργή αντίδραση του μετατροπέα στις μεταβολές της τάσης εισόδου με αποτέλεσμα την αργή σταθεροποίηση της τάση εξόδου.
2. Μη ικανοποιητική δυναμική απόκριση για τους μετατροπείς συνεχούς αγωγής λόγω του φίλτρου LC το οποίο εισάγει δύο πόλους μειώνοντας το περιθώριο φάσης του συστήματος.



α)



Σχήμα 2.36 : α) Εφαρμογή ελέγχου τάσης στον μετατροπέα forward β) κυματομορφές κυκλώματος ελέγχου.

Στο σχήμα 2.36α) παρουσιάζεται ο μετατροπέας forward μαζί με το κύκλωμα ελέγχου με εφαρμογή της μεθόδου ελέγχου τάσης. Το κύκλωμα παραγωγής παλμών είναι σταθερής συχνότητας και η διάρκεια κάθε παλμού εξαρτάται από την τιμή της τάσης ελέγχου. Όσο μεγαλύτερη είναι η τάση ελέγχου τόσο μεγαλύτερη θα είναι η διάρκεια του τετραγωνικού παλμού. Όπου, Z_1 και Z_2 στο σχήμα 2.36α) τα δυναμικά ανατροφοδότησης του κυκλώματος του ενισχυτή σφάλματος.

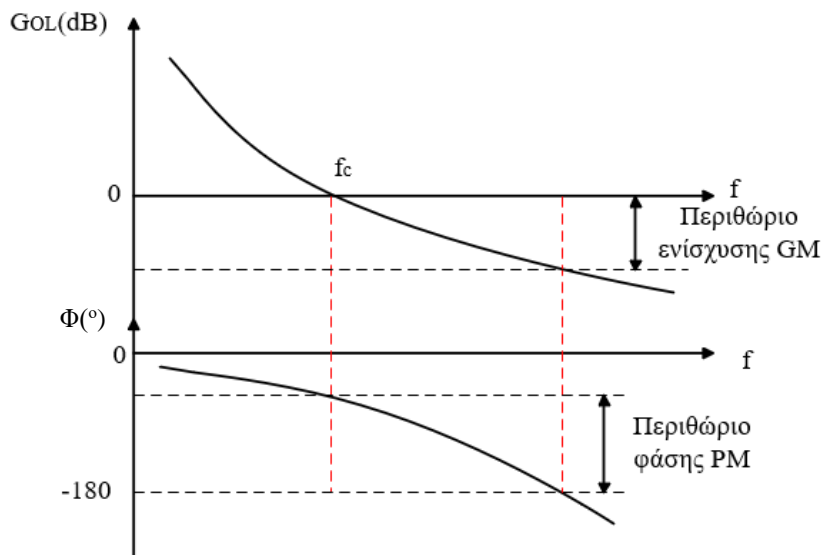
❖ Ενισχυτής αντιστάθμισης σφάλματος

Ένας ενισχυτής αντιστάθμισης σφάλματος είναι αναγκαίος στα παλμοτροφοδοτικά ώστε να διορθώνει την τάση εξόδου σε τυχόν μεταβολές που μπορεί να εμφανίζει [1]. Κάποια από τα επιθυμητά χαρακτηριστικά που πρέπει να παρουσιάζει ο ενισχυτής σφάλματος είναι:

- Υψηλή τιμή κέρδους ανοιχτού βρόγχου G_{OL} (gain) στις χαμηλές συχνότητες ώστε να ελαχιστοποιηθεί το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Για τη μετατροπή του κέρδους σε dB (decibel) χρησιμοποιείται το μέγεθος $20\log(|G_{OL}|)$.
- Υψηλή τιμή συχνότητας διασταύρωσης f_c (crossover frequency) η οποία συμβάλει στη γρήγορη απόκριση στην περίπτωση μεταβατικών φαινομένων και θα πρέπει να είναι μικρότερη από τη διακοπτική συχνότητα, συνήθως είναι πέντε φορές μικρότερη από τη διακοπτική συχνότητα. Η συχνότητα διασταύρωσης είναι η συχνότητα κατά την οποία το κέρδος ανοιχτού βρόγχου είναι 1 ή 0dB.
- Περιθώριο φάσης (PM, Phase Margin) γύρω στις 45° - 60° ώστε να υπάρχει γρήγορη απόκριση στις μεταβολές της τάσης εξόδου. Το περιθώριο φάσης το οποίο φαίνεται και στο σχήμα 2.35 καθορίζει πόσες φορές μπορεί να αυξηθεί το κέρδος ανοιχτού βρόγχου ώστε να παραμείνει το σύστημα ευσταθές και ορίζεται ως εξής

$$PM = \Phi_{OL} - (-180^\circ) \quad (2.51)$$

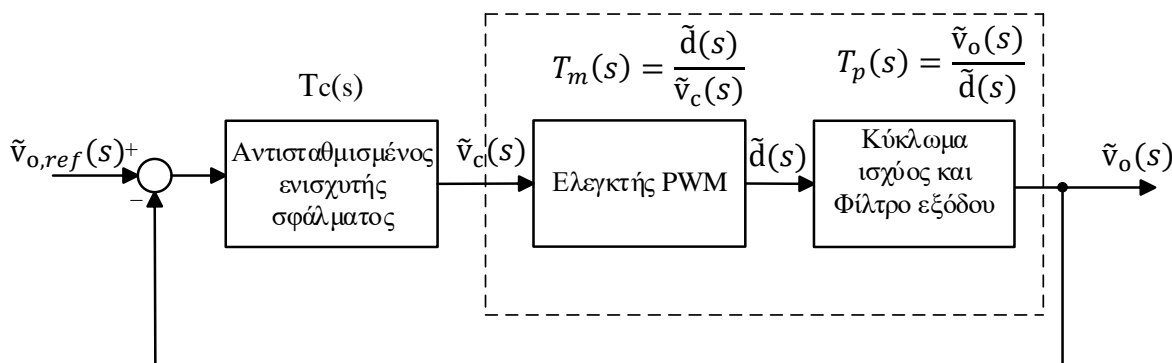
Όπου Φ_{OL} είναι η φάση στη συχνότητα διασταύρωσης στην οποία το κέρδος ανοιχτού βρόγχου είναι 0dB.



Σχήμα 2.37 : Διάγραμμα Bode κέρδους και φάσης.

Στο σχήμα 2.38 παρουσιάζεται το γραμμικοποιημένο σύστημα κλειστού βρόγχου, στο οποίο η τάση εξόδου συγκρίνεται με την τάση εξόδου αναφοράς. Ο ενισχυτής σφάλματος στην έξοδο του παράγει την τάση ελέγχου v_c η οποία μέσω του ελεγκτή PWM μεταβάλλει τον λόγο χρησιμοποίησης του μετατροπέα. Η παρακάτω σχέση αποτελεί τη συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόγχου της τάσης εξόδου προς την τάση ελέγχου:

$$T_1(s) = T_m(s) \cdot T_p(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} \cdot \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_c(s)} \quad (2.52)$$



Σχήμα 2.38: Γραμμικοποιημένο σύστημα κλειστού βρόγχου [3].

Υπάρχουν τρεις βασικοί τύποι ενισχυτών αντισταθμισμού σφάλματος, διαχωρίζονται σε: τύπου I, τύπου II και τύπου III και παρουσιάζονται στον πίνακα 2.1. Ο ελεγκτής τύπου I ή αλλιώς ολοκληρωτικός ελεγκτής (I controller) επιτυγχάνει υψηλές τιμές κέρδους στις χαμηλές συχνότητες μειώνοντας το σφάλμα μόνιμης κατάστασης [1]. Αυτό όμως έχει ως συνέπεια τη μείωση της ευστάθειας καθώς η φάση της συνάρτησης μεταφοράς μειώνεται στις -90° σε όλες τις συχνότητες. Ο ελεγκτής τύπου II ή αλλιώς ολοκληρωτικός ελεγκτής προήγησης (Integral single lead controller) επιτυγχάνει μείωση των σφαλμάτων και αντισταθμίζει μέσω της προήγησης την καθυστέρηση της φάσης που παρουσιάζει ο ολοκληρωτικός ελεγκτής τύπου I στις -90° βελτιώνοντας έτσι την ευστάθεια του συστήματος [1] [3]. Ο ελεγκτής τύπου III (Integral double lead controller) χρησιμοποιεί τα πλεονεκτήματα των δύο προηγούμενων ελεγκτών επιτυγχάνοντας μεγαλύτερο εύρος ζώνης (bandwidth) και γρηγορότερη απόκριση στα μεταβατικά φαινόμενα.

Πίνακας 2.1: Τύποι ελεγκτών

Ελεγκτές	Ισοδύναμο κύκλωμα	Διάγραμμα Bode	Συνάρτηση Μεταφοράς
<p>Ελεγκτής τύπου I</p>			$G(s) = \frac{K_I}{s \left(1 + \frac{1}{\omega_P}\right)}$
<p>Ελεγκτής τύπου II</p>			$G(s) = \frac{K_I \left(1 + \frac{1}{\omega_Z}\right)}{s \left(1 + \frac{1}{\omega_P}\right)}$
<p>Ελεγκτής τύπου III</p>			$G(s) = \frac{K_I \left(1 + \frac{1}{\omega_P}\right)^2}{s \left(1 + \frac{1}{\omega_P}\right)^2}$

Ο ολοκληρωτικός ελεγκτής προήγησης (Integral single lead controller) ή αλλιώς ενισχυτής αντιστάθμισης τύπου II, χρησιμοποιείται στο κύκλωμα ελέγχου του σχήματος 2.36α) και παρουσιάζεται πιο αναλυτικά στο σχήμα 2.39. Το κύκλωμα του ενισχυτή σφάλματος αποτελείται από έναν πόλο στην αρχή των αξόνων διαμορφώνοντας το ολοκληρωτικό κομμάτι του ελεγκτή και ένα ζεύγος πόλου-μηδενικού το οποίο αποτελεί το κομμάτι προήγησης της φάσης.

Η τάση ανατροφοδότησης αποτελείται από το άθροισμα δύο συνιστωσών, τη συνεχή (dc) συνιστώσα (V_A) ή τη σταθερή τιμή μόνιμης κατάστασης και την εναλλασσόμενη (ac) συνιστώσα ή τον όρο μικρού σήματος (\tilde{v}_A) [1] [2]. Το ίδιο συμβαίνει και με την τάση ελέγχου, καθώς επηρεάζεται από την τάση ανατροφοδότησης. Μηδενίζοντας τις εναλλασσόμενες συνιστώσες στο κύκλωμα του σχήματος 2.39 μπορεί εύκολα να βρεθεί η σχέση της συνεχούς συνιστώσας της τάσης ελέγχου ως ακολούθως:

$$V_C = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) V_{o,ref} - \frac{Z_2}{Z_1} V_A \quad (2.53)$$

Η παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς μικρού σήματος προκύπτει μηδενίζονται όλες τις dc συνιστώσες:

$$\frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{v}_A(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{\frac{1}{sC_2} \left(\frac{1}{sC_1} + R_2 \right)}{R_1 \left(R_2 + \frac{1}{s} \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \right) \right)} = -\frac{1}{R_1 C_2} \frac{\left(s + \frac{1}{R_1 C_1} \right)}{s \left(s + \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2} \right)} \quad (2.54)$$

Η γενική μορφή της συνάρτησης μεταφοράς είναι η εξής:

$$G_{OL}(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{v}_A(s)} = -\frac{A (s + \omega_z)}{s (s + \omega_p)} = -\frac{A \omega_z \left(s + \frac{1}{\omega_z} \right)}{s \omega_p \left(s + \frac{1}{\omega_p} \right)} = -\frac{A}{s} \frac{\left(s + \frac{1}{\omega_z} \right)}{K^2 \left(s + \frac{1}{\omega_p} \right)} \quad (2.55)$$

Όπου,

$$A = \frac{1}{R_1 C_2} \quad (2.56)$$

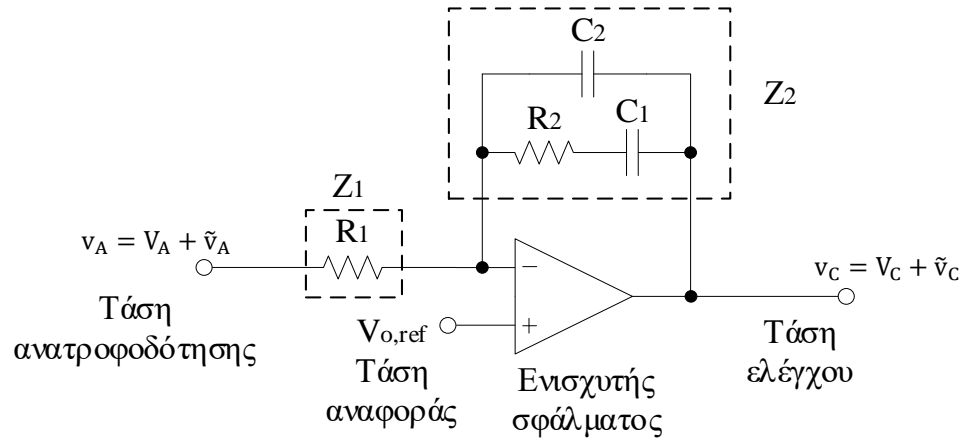
$$\omega_z = \frac{1}{R_1 C_1} \quad (2.57)$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2 \cdot R_2} \quad (2.58)$$

$$K = \sqrt{\frac{\omega_p}{\omega_z}} \quad (2.59)$$

Η παράμετρος ω_z (rad/sec) αποτελεί την κυκλική συχνότητα μηδενικού και η παράμετρος ω_p την κυκλική συχνότητα πόλου. Επειδή, η χωρητικότητα του πυκνωτή C_1 είναι πολύ μεγαλύτερη από τη χωρητικότητα του πυκνωτή C_2 , τότε ισχύει ότι $\omega_p > \omega_z$ [1]. Η σχέση που συνδέει την κυκλική συχνότητα ω με τη συχνότητα f είναι η εξής:

$$\omega = 2\pi f \quad (2.60)$$



Σχήμα 2.39 : Κύκλωμα ελεγκτή τύπου II.

Όπως, παρουσιάζεται στο διάγραμμα Bode του σχήματος 2.40, η φάση ξεκινάει στις χαμηλές συχνότητες από τις -90° και φτάνει στη μέγιστη τιμή της στη συχνότητα f_m όπου μειώνεται και πάλι φτάνοντας στις υψηλές συχνότητες στις -90° . Η σχέση που δίνει τη μέγιστη κυκλική συχνότητα είναι η εξής:

$$\omega_m = \sqrt{\omega_z \omega_p} = \frac{\omega_p}{K} = K\omega_z \quad (2.61)$$

Η παράμετρος K συνδέεται με τη μέγιστη τιμή φάσης Φ_m από την εξής σχέση:

$$K = \tan\left(\frac{\Phi_m}{2} + 45^\circ\right) \quad (2.62)$$

Το περιθώριο φάσης ορίζεται ως η ποσότητα του ανοιχτού βρόγχου καθυστέρησης φάσης, το οποίο απαιτείται για να επαναφέρει το σύστημα στα όρια της ευστάθειας.

$$PM = 180^\circ + \Phi_1 + \Phi_c \quad (2.63)$$

Όπου, Φ_c είναι φάση της συνάρτησης μεταφοράς $T_c(s)$ και Φ_1 είναι η φάση της συνάρτησης μεταφοράς $T_1(s)$ στη συχνότητα διασταύρωσης για την οποία ισχύει ότι:

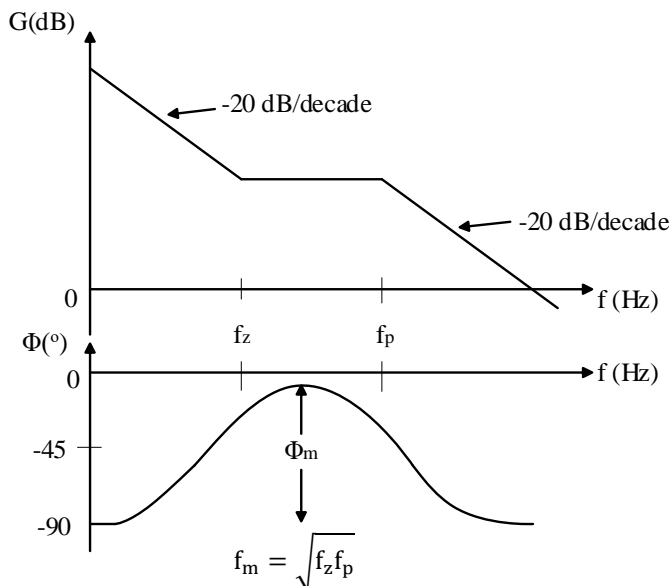
$$\Phi_1 = \Phi_{T_m}(s) + \Phi_{T_p}(s) \quad (2.64)$$

Από διάγραμμα φάσης του σχήματος 2.39 παρατηρείται ότι η φάση του ελεγκτή τύπου II στη συχνότητα διασταύρωσης f_c είναι:

$$\Phi_c = \Phi_m - 90^\circ \quad (2.65)$$

Από τη σχέση (2.63) και (2.65) ισχύει ότι:

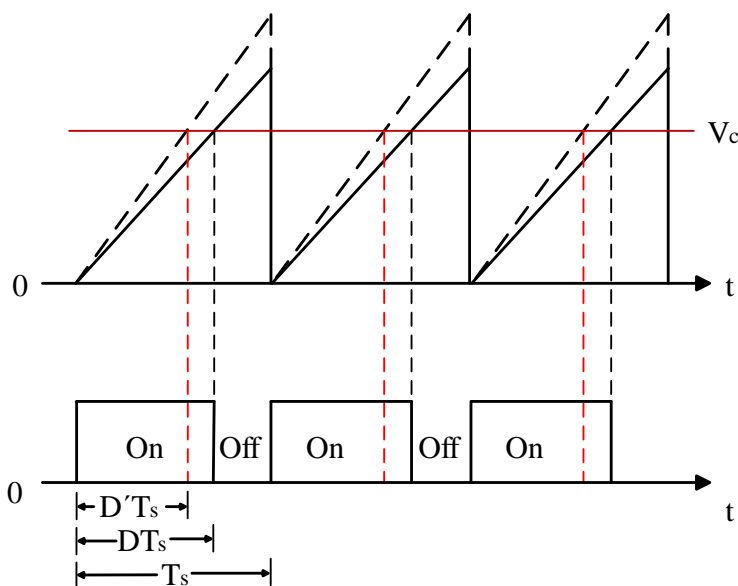
$$\Phi_m = PM - 90^\circ - \Phi_1 \quad (2.66)$$



Σχήμα 2.40 : Διάγραμμα Bode ελεγκτή τύπου II.

2.6.2 Μέθοδος με ευθεία τροφοδότηση τάσης

Ο τρόπος λειτουργίας της μεθόδου αυτής είναι ίδιος με τη μέθοδο ελέγχου τάσης. Η διαφορά τους έγκειται στην πριονωτή τάση V_s , όπου στη μέθοδο με ευθεία τροφοδότηση τάσης μεταβάλλεται το πλάτος της πριονωτής τάσης ανάλογα την τάση εισόδου. Όσο, περισσότερο αυξάνεται το πλάτος της πριονωτής τάσης τόσο περισσότερο μειώνεται ο λόγος χρησιμοποίησης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο λόγος χρησιμοποίησης να επηρεάζεται από τις μεταβολές της τάσης εισόδου. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι η ρύθμιση γραμμής (απόρριψη διαταραχών τάσης εισόδου) του ανοιχτού βρόγχου είναι ικανοποιητική, λύνοντας έτσι τα προβλήματα της μεθόδου ελέγχου τάσης. Επίσης, το σύστημα κλειστού βρόγχου παρουσιάζει καλή δυναμική απόκριση [3].



Σχήμα 2.41 : Κυματομορφές μεθόδου με ευθεία τροφοδότηση τάσης [3].

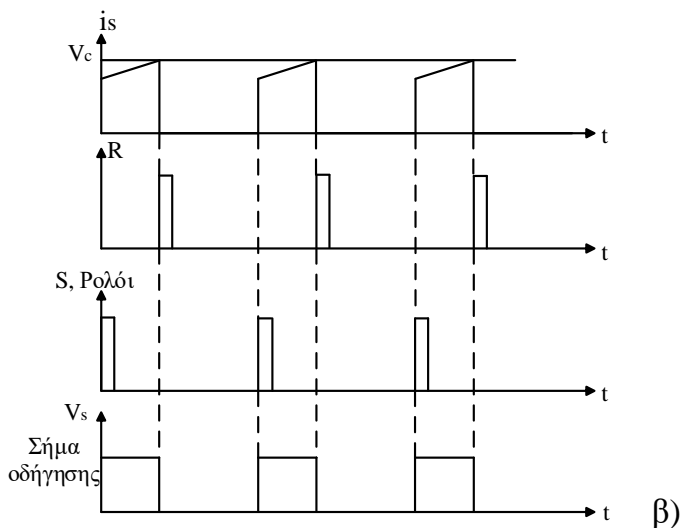
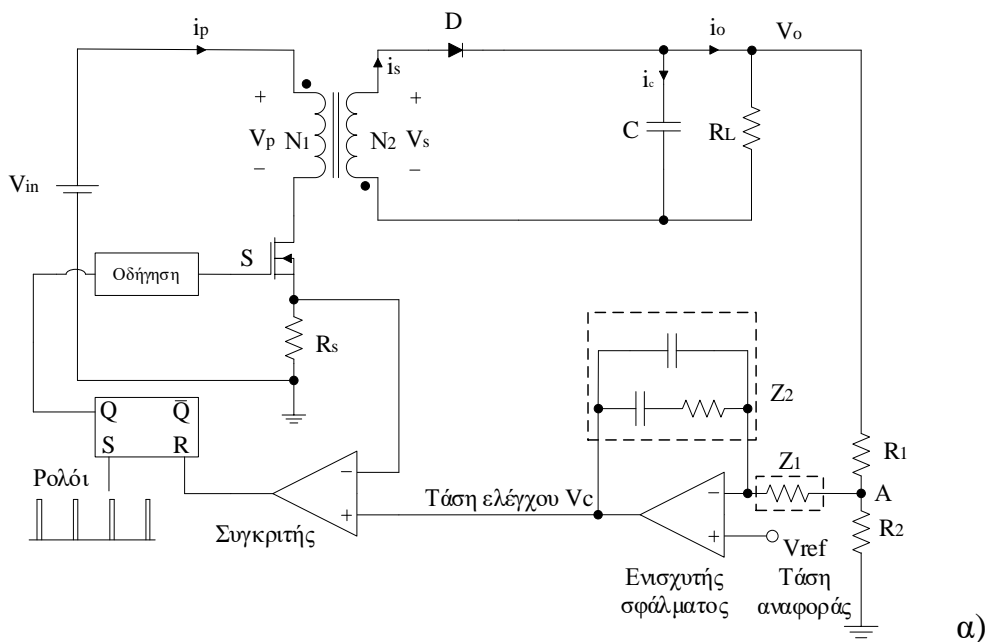
2.6.3 Μέθοδος ελέγχου με ανατροφοδότηση ρεύματος

Στη μέθοδο ελέγχου με ανατροφοδότηση τάσης, η μοναδική παράμετρος ελέγχου σε έναν μετατροπέα είναι μόνο η τάση εξόδου. Αυτό έχει σαν μειονέκτημα οι μεταβολές του ρεύματος του φορτίου να προκαλούν μεταβολές της τάσης εξόδου, οι οποίες ανιχνεύονται σχετικά αργά όταν υπάρχει ανατροφοδότηση μόνο της τάσης. Επομένως, χρειάστηκε μια νέα μέθοδος η οποία να

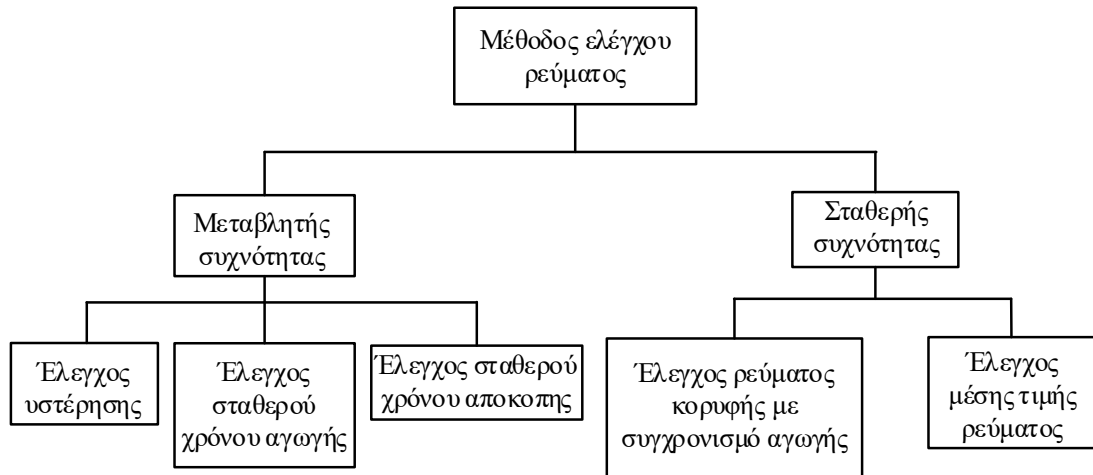
χρησιμοποιεί το ρεύμα του πηνίου σαν σήμα ανάδρασης, καθώς το ρεύμα του πηνίου αντιλαμβάνεται τις μεταβολές του ρεύματος φορτίου ταχύτερα από ότι η τάση εξόδου, δηλαδή η τάση στον πυκνωτή εξόδου.

Έτσι, το 1980 εμφανίστηκε η μέθοδος ελέγχου ρεύματος η οποία χρησιμοποιούσε σαν παραμέτρους πέρα από την τάση και το ρεύμα διορθώνοντας με αυτόν τον τρόπο τα μειονεκτήματα της μεθόδου ελέγχου τάσης [16]. Όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.42α το κύκλωμα ελέγχου αποτελείται από δύο βρόγχους, έναν εσωτερικό και έναν εξωτερικό. Ο εξωτερικός βρόγχος ή αλλιώς βρόγχος τάσης όπως και στη μέθοδο με ανατροφοδότηση τάσης λαμβάνει ως σήμα ανάδρασης την τάση εξόδου. Ο εσωτερικός βρόγχος χρησιμοποιεί ως ανάδραση το ρεύμα της αυτεπαγωγής ή το ρεύμα του ημιαγωγικού διακόπτη. Στην περίπτωση του μετατροπέα flyback (σχήμα 2.42α), η τάση ελέγχου (V_c) συγκρίνεται με το ρεύμα του πρωτεύοντος αντί της πριονωτής τάσης. Η έξοδος του συγκριτή γίνεται είσοδος στο SR flip-flop από το οποίο παράγεται σήμα ορθογωνικής μορφής σταθερής συχνότητας για την οδήγηση του ημιαγωγικού διακόπτη ισχύος.

Το SR flip-flop διεγείρεται από το σήμα του ρολογιού, το οποίο καθορίζει την έναυση του ημιαγωγικού διακόπτη. Ενώ τη στιγμή κατά την οποία η τιμή κορυφής του ρεύματος γίνεται ίση με την τιμή της τάσης ελέγχου τότε ο ημιαγωγικός διακόπτης οδηγείται σε αποκοπή [2].



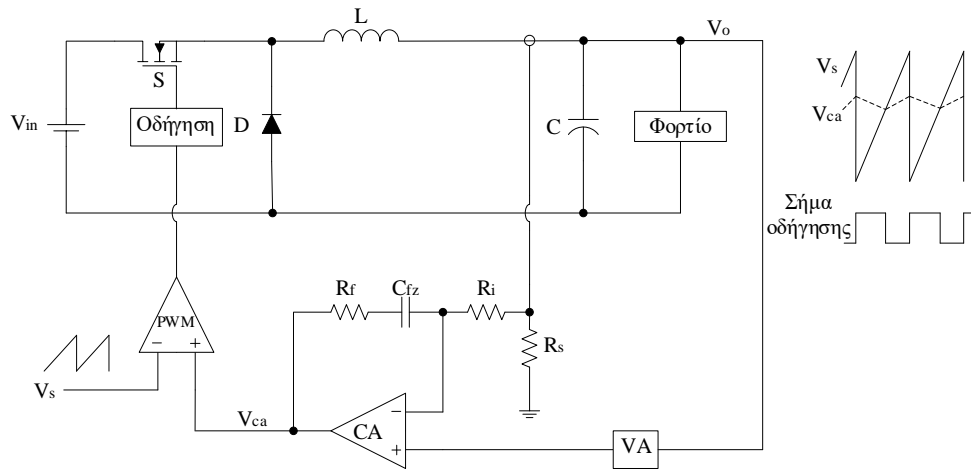
Σχήμα 2.42: α) Μετατροπέας flyback με έλεγχο ρεύματος, β)κυματομορφές κυκλώματος ελέγχου [2].



Σχήμα 2.43 : Κατηγοριοποίηση της μεθόδου ελέγχου ρεύματος ανάλογα τη συχνότητα.

Η μέθοδος ελέγχου ρεύματος διαχωρίζεται ανάλογα τη συχνότητα λειτουργίας σε έλεγχο μεταβλητής συχνότητας και σε έλεγχο σταθερής συχνότητας. Οι κατηγορίες αυτές χωρίζονται επίσης σε υποκατηγορίες που παρουσιάζονται στο σχήμα 2.43. Οι συχνότερες μέθοδοι που χρησιμοποιούνται για τη σχεδίαση των μετατροπέων είναι οι εξής:

- **Μέθοδος ελέγχου σταθερού χρόνου αποκοπής:** Ελέγχει την τιμή κορυφής του ρεύματος πηνίου και εφαρμόζεται σε μετατροπείς με γαλβανική απομόνωση ανύψωσης-υποβιβασμού καθώς η απενεργοποίηση του ημιαγωγικού διακόπτη για καθορισμένη χρονική διάρκεια (t_{off}) βελτιώνει την απόδοση του μετασχηματιστή.
- **Μέθοδος ελέγχου μέσης τιμής ρεύματος:** Διορθώνει τα μειονεκτήματα του ελέγχου ρεύματος κορυφής προσθέτοντας έναν ενισχυτή σφάλματος στον εσωτερικό βρόγχο. Όπως φαίνεται και στο σχήμα το ρεύμα του πηνίου και η τάση εξόδου λαμβάνονται ως σήματα εισόδου στον ενισχυτή σφάλματος. Η έξοδος του ενισχυτή σφάλματος συγκρίνεται με την πριονωτή τάση που παράγεται από τον ταλαντωτή. Στην έξοδο του συγκριτή παράγεται σήμα ορθογωνικής μορφής για την οδήγηση του ημιαγωγικού διακόπτη ισχύος. Η μέθοδος αυτή λειτουργεί καλύτερα σε μετατροπείς συνεχούς αγωγής, καθώς στους μετατροπείς ασυνεχούς αγωγής είναι δύσκολος ο έλεγχος λόγω του μηδενισμού του ρεύματος του πηνίου [16] [18].
- **Έλεγχος ρεύματος κορυφής με συγχρονισμό αγωγής:** Αποτελεί τη μέθοδο που εφαρμόστηκε στον μετατροπέα flyback του σχήματος 2.42α) και είναι από τις συνηθέστερες μεθόδους που εφαρμόζεται σε μετατροπείς ΣΡ-ΣΡ.



Σχήμα 2.44 : Έλεγχος μέσης τιμής ρεύματος μετατροπέα υποβιβασμού [18].

Παρόλο τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει η μέθοδος ελέγχου ρεύματος υπάρχουν και μειονεκτήματα που δεν μπορούν να αγνοηθούν. Ένα από αυτά είναι στην περίπτωση ελέγχου ρεύματος κορυφής σταθερής συχνότητας, η πιθανή αστάθεια του βρόγχου ρεύματος. Ο βρόγχος ρεύματος διατηρεί σταθερό το ρεύμα κορυφής του πηνίου και αλλάζει τη μέση τιμή του μεταβάλλοντας την τιμή της τάσης εξόδου. Η μέση τιμή του ρεύματος πηνίου εξαρτάται από τον λόγο χρησιμοποίησης, ο οποίος δημιουργεί πρόβλημα αστάθειας όταν είναι πάνω από 50%. Αυτό έχει ως συνέπεια να περιοριστεί σημαντικά το εύρος του λόγου χρησιμοποίησης, γεγονός που δημιουργεί προβλήματα σε κάποιες τοπολογίες μετατροπέων περιορίζοντας τις δυνατότητες τους.

Όπως παρουσιάζεται και από το σχήμα 2.45A, για λόγο χρησιμοποίησης μικρότερο του 50% ($m_2 < m_1$), η διαταραχή ΔI_1 του ρεύματος πηνίου, η οποία διαρκεί από την κορυφή του ρεύματος πηνίου μέχρι το τέλος της διακοπτικής περιόδου, είναι μικρότερη από τη διαταραχή ΔI_0 στην αρχή της διακοπτικής περιόδου. Οι διαταραχές αυτές εξαφανίζονται μετά από μερικούς διακοπτικούς κύκλους. Ενώ στο σχήμα 2.45B, όταν ο λόγος χρησιμοποίησης είναι μεγαλύτερος από 50% ($m_1 < m_2$) οι διαταραχές αυξάνονται με την πάροδο του διακοπτικού κύκλου. Η σχέση που συνδέει τις προηγούμενες διαταραχές παρουσιάζεται παρακάτω:

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left(\frac{m_2}{m_1} \right) \quad (2.67)$$

Με σκοπό την αντιμετώπιση της αστάθειας του βρόγχου ρεύματος στο κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα flyback του σχήματος 2.42α), είτε προστίθεται σήμα αντιστάθμισης μορφής ράμπας στο σήμα ανάδρασης ρεύματος του πηνίου ή του ημιαγωγικού διακόπτη, είτε αφαιρείται το σήμα αντιστάθμισης από το σήμα ελέγχου. Η εφαρμογή του σήματος αντιστάθμισης λύνει το πρόβλημα της αστάθειας του βρόγχου ρεύματος για λόγο χρησιμοποίησης μεγαλύτερο του 50%, και η σχέση 2.67 διαμορφώνεται ως εξής:

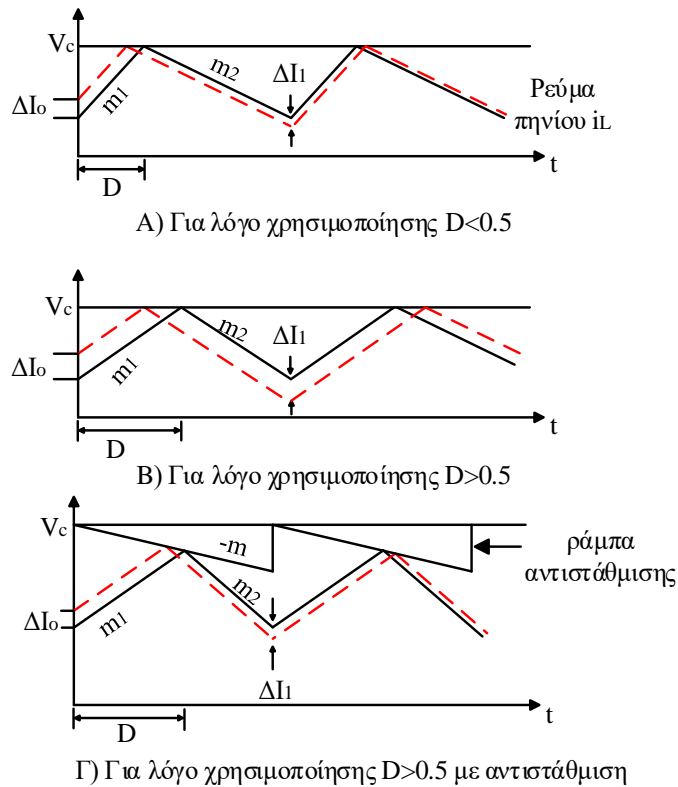
$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \left(\frac{m_2 + m}{m_1 + m} \right) \quad (2.68)$$

Για λόγο χρησιμοποίησης 100% θα προκύψει:

$$m > -\frac{m_2}{2} \quad (2.69)$$

Οπότε, για να εξασφαλιστεί η ευστάθεια του βρόγχου ρεύματος, δηλαδή να εξαλειφθούν οι διαταραχές, θα πρέπει να η κλίση της ράμπας m να είναι μεγαλύτερη από το μισό της κλίσης του

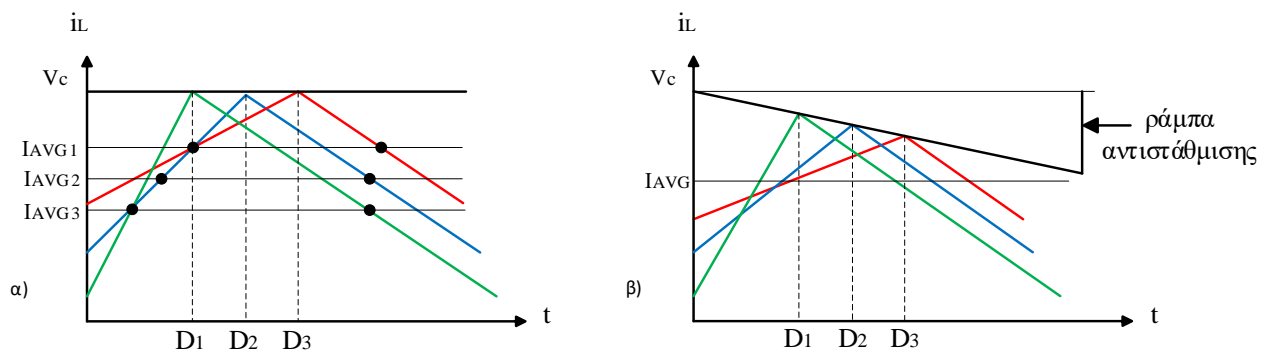
ρεύματος του πηνίου m_2 . Σε περίπτωση ισότητας της ράμπας αντιστάθμισης με την κλίση του ρεύματος πηνίου $m = -m_2$ οι διαταραχές εξαλείφονται σε έναν διακοπτικό κύκλο.



Σχήμα 2.45: Αστάθεια ανοιχτού βρόχου σε μετατροπέα με έλεγχο ρεύματος [17].

Διατηρώντας σε έναν μετατροπέα το ρεύμα κορυφής του πηνίου σταθερό δεν θα συμβάλει στο να διατηρηθεί σταθερή η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου. Αυτό συμβαίνει διότι ο λόγος χρησιμοποίησης επηρεάζει τη μέση τιμή του ρεύματος πηνίου και όχι την τιμή κορυφής του (σχήμα 2.46α). Αυτό έχει ως επίπτωση οι μεταβολές που παρουσιάζει ένας μετατροπέας στην τάση εισόδου να επηρεάζουν για κάποιο χρονικό διάστημα την τάση εξόδου, της οποίας η σταθεροποίηση γίνεται μέσω του ενισχυτή σφάλματος του εξωτερικού βρόγχου [16].

Όπως παρουσιάζεται και από το σχήμα 2.46β) με την χρήση της ράμπας αντιστάθμισης η μέση τιμή του ρεύματος πηνίου δεν εξαρτάται από τον λόγο χρησιμοποίησης και οι διαταραχές στην τάση εξόδου διορθώνονται χωρίς να χρειαστεί η επέμβαση του εξωτερικού βρόγχου. Θεωρητικά, εάν επιλεγθεί ως κλίση ράμπας αντιστάθμισης ίση με τη μισή κλίση του ρεύματος πηνίου $m = -m_2/2$, θα επιτευχθεί ο βέλτιστος έλεγχος ρεύματος σε έναν μετατροπέα, όμως πρακτικά αυτό είναι αδύνατο λόγω των υφαρμονικών διαταραχών. Όποτε, θα πρέπει η κλίση της ράμπας αντιστάθμισης να είναι μεγαλύτερη από τη μισή κλίση του ρεύματος πηνίου και όχι ίση [17].



Σχήμα 2.46 : Έλεγχος ρεύματος κορυφής α) χωρίς αντιστάθμιση και β) με αντιστάθμιση.

Κεφάλαιο 3^ο

Μαγνητικά και Ημιαγωγικά Στοιχεία

3.1 Εισαγωγή

Η επιλογή των κατάλληλων μαγνητικών εξαρτημάτων καθώς και ημιαγωγικών στοιχείων αποτελεί βασικό παράγοντα για την εύρυθμη λειτουργία ενός μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ. Οι απώλειες που παρουσιάζουν τα μαγνητικά εξαρτήματα καθώς και τα ημιαγωγικά στοιχεία, οι οποίες γίνονται θερμότητα, επηρεάζουν σε μεγάλο βαθμό τη συνολική απόδοση του μετατροπέα.

3.2 Μαγνητικά στοιχεία

Οι μετασχηματιστές και τα πηνία αποτελούν σημαντικό τμήμα πολλών ηλεκτρικών συστημάτων και συσκευών. Σημαντικό ρόλο για την επιλογή των υλικών λαμβάνει η συχνότητα λειτουργίας των μαγνητικών εξαρτημάτων, η οποία έχει καθοριστικό ρόλο στις απώλειες που εμφανίζουν τα μαγνητικά εξαρτήματα. Στο πρώτο μέρος του κεφαλαίου αυτού θα παρουσιαστούν τα υλικά από τα οποία αποτελείται ένας πυρήνας μαγνητικού στοιχείου. Επιπλέον, θα γίνει ανάλυση ως προς τις απώλειες που παρουσιάζουν οι πυρήνες αλλά και τα τυλίγματα. Επίσης, θα μελετηθούν τα πηνία και οι μετασχηματιστές ως προς τις παραμέτρους τους.

3.2.1 Υλικά πυρήνων

Ένας μετασχηματιστής αποτελείται από το πρωτεύον τύλιγμα το οποίο συνδέεται με την πηγή και το δευτερεύον τύλιγμα το οποίο συνδέεται με το φορτίο. Τα τυλίγματα αυτά έχουν ως σκοπό τη στιγμιαία μεταφορά ενέργειας από την είσοδο στην έξοδο, δηλαδή από την πηγή προς το φορτίο. Η αποθήκευση ενέργειας σε έναν πυρήνα μετασχηματιστή είναι ανεπιθύμητη και για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού επιλέγεται πυρήνας υψηλής μαγνητικής διαπερατότητας [19].

Σε ένα πηνίο, η μαγνητική ροή διέρχεται μεταξύ του τυλίγματος και του διακένου, όπου στο διάκενο αποθηκεύεται όλη η ενέργεια. Για να περιοριστεί ένα σημαντικό μέρος της ενέργειας αυτής επιλέγονται υψηλής μαγνητικής διαπερατότητας φερρίτες και κράματα σιδήρου. Τα υλικά που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή πυρήνων χωρίζονται σε 2 κατηγορίες:

- 1) Τα σιδηρομαγνητικά υλικά και
- 2) τα φερριτικά υλικά.

Τα σιδηρομαγνητικά υλικά παρουσιάζουν υψηλή αγωγιμότητα σε σύγκριση με τους φερρίτες, υψηλή τιμή κορεσμού της μαγνητικής επαγωγής ($B \sim 1.8T$) καθώς και υψηλές τιμές απωλειών υστέρησης και δινορευμάτων. Οι πυρήνες αυτοί χρησιμοποιούνται για εφαρμογές χαμηλής συχνότητας ($< 2kHz$), καθώς με την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας υπάρχει σημαντική αύξηση των απωλειών δινορευμάτων. Τα υλικά αυτά είναι κράματα σιδήρου και για την κατασκευή των πυρήνων αυτών χρησιμοποιούνται ελάσματα, έτσι ώστε για συχνότητες των 50 με 60Hz, οι απώλειες των δινορευμάτων να μειωθούν [19] [20].

Τα φερριτικά υλικά είναι τα πιο διαδομένα στην κατασκευή μαγνητικών στοιχείων. Οι φερρίτες είναι κεραμικά υλικά τα οποία προκύπτουν από μίγματα οξειδίων του σιδήρου (Fe_2O_3) και άλλων μετάλλων όπως το κοβάλτιο (Co), το μαγγάνιο (Mn) και ο ψευδάργυρος (Zn). Οι ηλεκτρικές και μαγνητικές ιδιότητες του ποικίλουν για κάθε κράμα. Οι φερρίτες έχουν ως κύρια χαρακτηριστικά την υψηλή ειδική αντίσταση και τη χαμηλή τιμή κορεσμού ($B \sim 0.3T$). Η υψηλή ειδική αντίσταση που παρουσιάζουν οι φερρίτες είναι ο λόγος που οι τιμές των δινορευμάτων είναι χαμηλές. Επίσης, αυτά τα υλικά είναι τα πιο διαδομένα για την κατασκευή πυρήνων σε εφαρμογές διακοπτικών

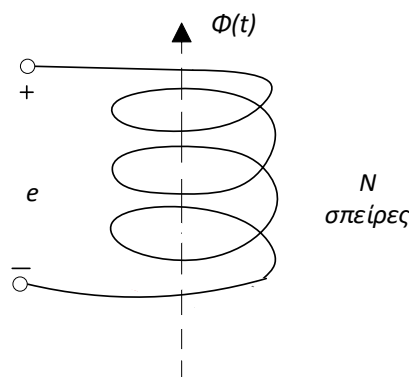
τροφοδοτικών, καθώς η χρήση τους γίνεται σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων της τάξης των 20kHz με 2MHz [20].

Υπάρχουν πυρήνες που κατασκευάζονται και από άλλα μαγνητικά υλικά όπως ο κονιοποιημένος σίδηρος (iron powder), τα άμορφα κράματα (amorphous alloys) και τα νανοκρυσταλλικά υλικά (nanocrystalline materials) τα οποία διαφέρουν μεταξύ τους προς τη συχνότητα λειτουργίας, την ειδική αντίσταση και τη μαγνητική επαγωγή.

3.2.2 Ανάλυση βασικών μαγνητικών μεγεθών

Στο σχήμα 3.1 φαίνεται ένα πηνίο με N σπείρες, το οποίο βρίσκεται μέσα σε ένα μαγνητικό πεδίο $H(A/m)$ [21]. Από τον νόμο του Faraday η συσχέτιση μαγνητικής ροής Φ (Wb) που διαπερνάει το πηνίο με την ηλεκτρεγερτική δύναμη e (HEΔ) στα άκρα του πηνίου δίνονται από την παρακάτω σχέση:

$$e = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (3.1)$$



Σχήμα 3.1: Αγωγός σε μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο

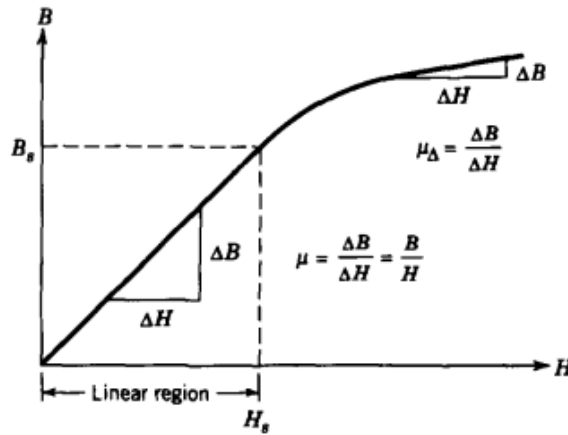
Η μαγνητική επαγωγή \mathbf{B} (Wb/m^2) είναι ανάλογη της έντασης του μαγνητικού πεδίου ή της πεδιακής έντασης \mathbf{H} (A/m). Τα δύο αυτά μεγέθη συνδέονται μεταξύ μέσω της παρακάτω σχέσης:

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (3.2)$$

Όπου μ η μαγνητική διαπερατότητα του πυρήνα με μονάδα μέτρησης H/m και υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (3.3)$$

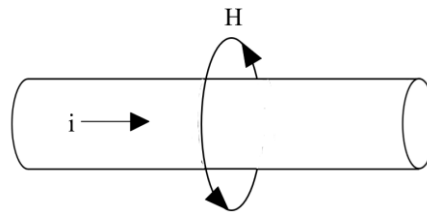
Η μ_0 αντιπροσωπεύει τη μαγνητική διαπερατότητα του κενού με τιμή $4\pi \times 10^{-7} H/m$ και η μ_r τη σχετική μαγνητική διαπερατότητα του υλικού. Για τον αέρα και για τα περισσότερα μη σιδηρομαγνητικά υλικά η σχετική μαγνητική διαπερατότητα μ_r είναι 1 H/m .



Σχήμα 3.2 : H μεταβολή της μαγνητικής διαπερατότητας.

Από τη σχέση (3.2) φαίνεται η γραμμική σχέση που έχουν μεταξύ τους η μαγνητική επαγωγή B με την ένταση μαγνητικού πεδίου H και με την μαγνητική διαπερατότητα μ να είναι η κλίση αυτής της ευθείας.

Στη γραμμική περιοχή του σχήματος 3.2, η μαγνητική διαπερατότητα μ έχει σταθερή τιμή. Όσο αυξάνεται η μαγνητική επαγωγή χάνεται αυτή η γραμμικότητα με αποτέλεσμα η μαγνητική διαπερατότητα να μειώνεται. Έτσι φτάνοντας στην περιοχή κορεσμού όπου η μαγνητική επαγωγή σταματάει να αυξάνεται και έχει σταθερή τιμή, τότε η μαγνητική διαπερατότητα γίνεται ελάχιστη πλησιάζοντας την τιμή του κενού. Η περιοχή αυτή ονομάζεται περιοχή κορεσμού [3].



Σχήμα 3.3: Ένταση μαγνητικού πεδίου γύρω από έναν αγωγό.

Η παρακάτω εξίσωση προκύπτει από τον Νόμο του Ampere που συσχετίζει το μαγνητικό πεδίο σε έναν κλειστό βρόχο με το ηλεκτρικό ρεύμα που διαπερνάει τον βρόχο αυτό.

$$F = \oint_C H \, dl = NI \tag{3.4}$$

Ο προσανατολισμός της πεδιακής έντασης H γύρω από τον βρόχο, συσχετίζεται με το ρεύμα I από τον κανόνα του δεξιού χεριού. Στις περισσότερες εφαρμογές ο νόμος του Ampere διατυπώνεται και με διακριτή μορφή, όταν υπάρχει συγκεκριμένος αριθμός τμημάτων σε ένα μαγνητικό εξάρτημα με ένταση μαγνητικού πεδίου H σε μήκος l [3].

$$\sum H \cdot l = N \cdot I \tag{3.5}$$

Η μαγνητική ροή Φ ορίζεται ως το γινόμενο της μαγνητικής επαγωγής B επί το εμβαδόν της επιφάνειας A.

$$\Phi = B \cdot A \Rightarrow \Phi = \mu \cdot H \cdot A \Rightarrow H = \frac{\Phi}{\mu \cdot A} \quad (3.6)$$

Αντικαθιστώντας, τη σχέση (3.6) στη σχέση (3.5)

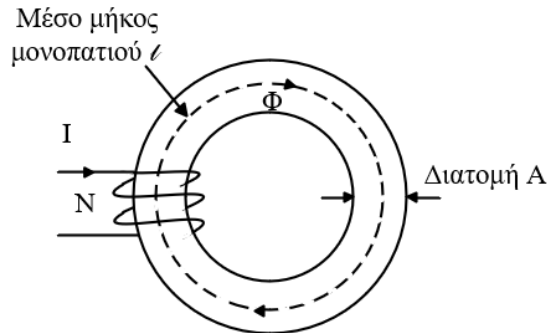
$$\Phi \sum \frac{l}{\mu \cdot A} = N \cdot I \quad (3.7)$$

Ο όρος που αθροίζεται, ορίζεται ως η μαγνητική αντίσταση R στο μονοπάτι των γραμμών μαγνητικής ροής.

$$R = \frac{l}{\mu \cdot A} \quad (3.8)$$

Οπότε, για ένα απλό μαγνητικό κύκλωμα όπως αυτό του σχήματος 3.4 αντικαθιστώντας τη μαγνητική αντίσταση στη σχέση (3.7) θα προκύψει ότι:

$$\Phi \cdot R = N \cdot I \quad (3.9)$$



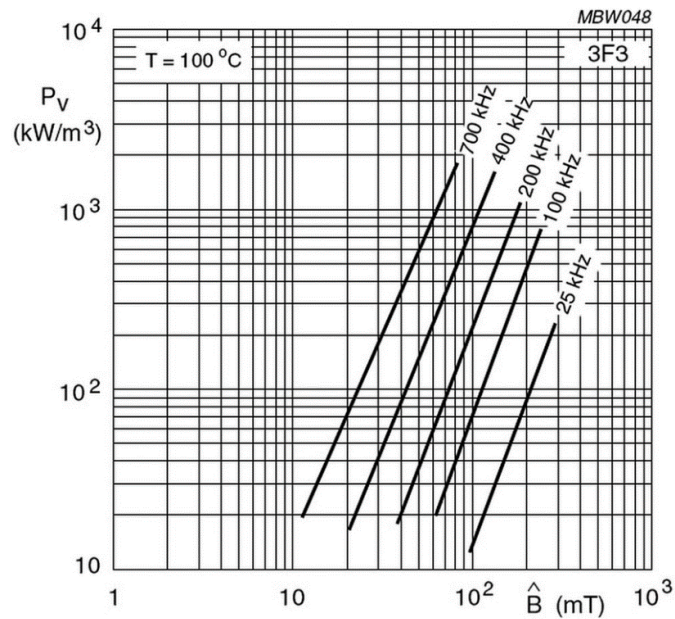
Σχήμα 3.4: Τοροειδές πηνίο [3].

3.2.3 Απώλειες Μαγνητικών Στοιχείων

Οι απώλειες των μαγνητικών εξαρτημάτων, όπως οι μετασχηματιστές και τα πηνία κατηγοριοποιούνται ως εξής:

- Απώλειες πυρήνα
- Απώλειες τυλιγμάτων ή απώλειες χαλκού

Στις απώλειες πυρήνα κατατάσσονται οι απώλειες υστέρησης και οι απώλειες δινορευμάτων. Στις χαμηλές συχνότητες οι απώλειες πυρήνα είναι εξ' ολοκλήρου απώλειες υστέρησης. Οι φερρίτες για συχνότητα λειτουργίας 200-300kHz παρουσιάζουν απώλειες δινορευμάτων μεγαλύτερες από τις απώλειες υστέρησης [19]. Οι απώλειες πυρήνα αποτελούν τους πιο βασικούς παράγοντες που επηρεάζουν την εύρυθμη λειτουργία των παλμοτροφοδοτικών [3]. Συνήθως, για τον υπολογισμό των απωλειών δίνονται διαγράμματα από τους κατασκευαστές όπως το σχήμα 3.5, στο οποίο φαίνονται οι απώλειες πυρήνα σε ένα φερριτικό υλικό συναρτήσει της μαγνητικής επαγωγής και της συχνότητας λειτουργίας.



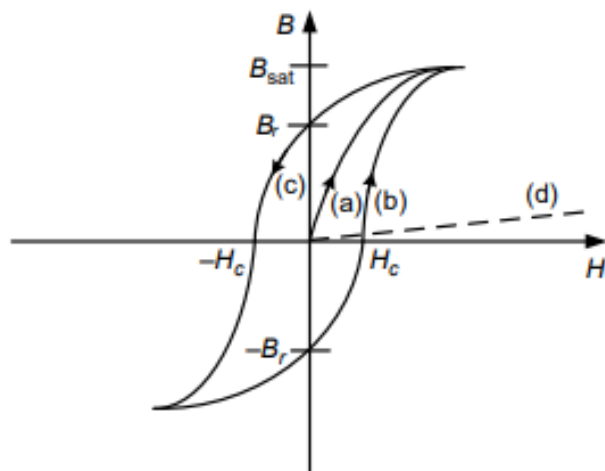
Σχήμα 3.5 : Χαρακτηριστική πυκνότητας απωλειών P_v (kW/m^3) συναρτήσει της τιμής κορυφής της εναλλασσόμενης συνιστώσας της μαγνητικής επαγωγής B_{ac} (mT) με παράμετρο τη συχνότητα λειτουργίας [22]

❖ **Απώλειες υστέρησης**

Οι απώλειες υστέρησης αυξάνονται σε όλα τα υλικά με την αύξηση της εναλλασσόμενης (ac) μαγνητικής επαγωγής B_{ac} και με την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας f (Hz) [3]. Όλα αυτά συνδέονται μεταξύ τους και δίνουν τις απώλειες ανά όγκο P_{sp} (kW/m^3) του μαγνητικού υλικού από την παρακάτω σχέση:

$$P_{sp} = kf^a(B_{ac})^d \tag{3.10}$$

Όπου, k , a και d είναι οι σταθερές οι οποίες διαφοροποιούνται ανάλογα το μαγνητικό υλικό. Ο βρόγχος υστέρησης B-H ο οποίος φαίνεται στο σχήμα 3.6 αποτελεί τη γραφική παράσταση της μαγνητικής επαγωγής B (Tesla) συναρτήσει της έντασης του μαγνητικού πεδίου H . Το εμβαδόν της B-H αντιπροσωπεύει την παραγωγή έργου στο υλικό από το εφαρμοζόμενο πεδίο. Το έργο αυτό το οποίο μετατρέπεται σε θερμότητα στο μαγνητικό υλικό αποτελεί τις απώλειες υστέρησης [21].



Σχήμα 3.6 : Βρόγχος υστέρησης B-H [21].

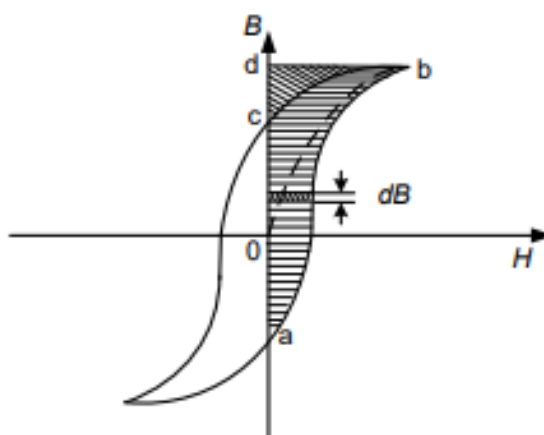
Σε ένα πλήρως απομαγνητισμένο πυρήνα, όπου το ρεύμα είναι μηδέν ($I=0$) το σημείο εκκίνησης του βρόχου υστέρησης ξεκινάει από την αρχή των αξόνων, καθώς η ύπαρξη μαγνητικής επαγωγής είναι μηδενική. Όταν το ρεύμα αυξηθεί θα υπάρξει αύξηση της μαγνητικής επαγωγής (B) καθώς και της έντασης του μαγνητικού πεδίου (H) και θα ακολουθεί την καμπύλη (a) του σχήματος 3.6 [21].

Σε μια ορισμένη τιμή του ρεύματος η μαγνητική επαγωγή γίνεται μέγιστη δηλαδή φτάνει στον κορεσμό (B_{sat}). Η μείωση του ρεύματος από το σημείο κορεσμού της μαγνητικής επαγωγής (B_{sat}) έχει ως επακόλουθο τη μείωση της έντασης του μαγνητικού πεδίου (H) καθώς και τη μείωση της μαγνητικής επαγωγής (B) και η καμπύλη που θα ακολουθεί θα είναι η (c) του σχήματος 3.6. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται υστέρηση.

Όταν το ρεύμα μηδενιστεί, τότε θα μηδενιστεί και η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου και η τιμή της μαγνητικής επαγωγής θα έχει κάποια τιμή B_r (σχήμα 3.6). Η ύπαρξη της μαγνητικής επαγωγής δείχνει ότι στο μαγνητικό υλικό παραμένει μια μικρή τιμή μαγνητισμού, η οποία ονομάζεται παραμένων μαγνητισμός B_r . Για να μηδενιστεί η μαγνητική επαγωγή του υλικού απαιτείται η επιβολή ενός αρνητικού πεδίου $-H_c$ (σχήμα 3.6), που ονομάζεται απομαγνητίζουσα δύναμη του υλικού. Περαιτέρω μείωση της μαγνητικής επαγωγής θα προκαλέσει τον κορεσμό του υλικού $-B_{sat}$. Με την αύξηση της πεδιακής έντασης H θα υπάρξει και αύξηση της μαγνητικής επαγωγής B και θα ακολουθήσει την καμπύλη (b) μέχρι να φτάσει την τιμή κορεσμού της μαγνητικής επαγωγής (B_{sat}). Οι απώλειες υστέρησης ανά μονάδα όγκου μπορούν να βρεθούν από το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$\int H \frac{dB}{dt} dt = \int H dB \tag{3.11}$$

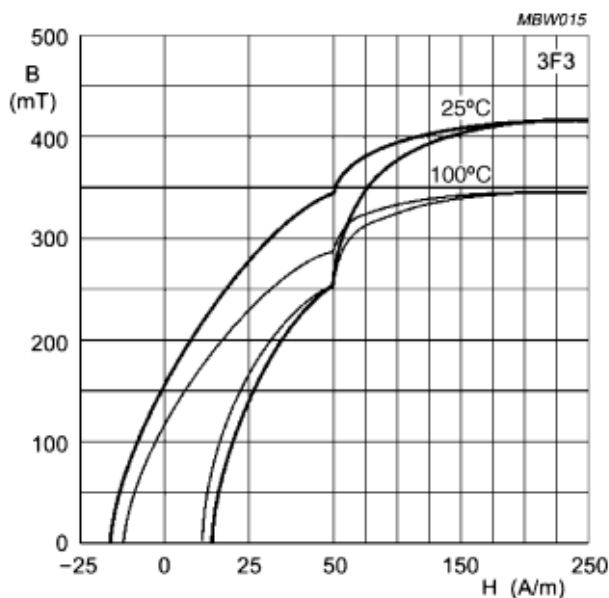
Το ολοκλήρωμα της παραπάνω σχέσης αντιπροσωπεύει μια λωρίδα πλάτους H και ύψους dB και τα όρια a και b αντιπροσωπεύουν τη σκιασμένη περιοχή της καμπύλης B-H που απεικονίζεται στο σχήμα 3.7. Όταν η πεδιακή ένταση H μηδενιστεί, ένα μέρος της ενέργειας αυτής θα επιστραφεί στο κύκλωμα. Η επιστρεφόμενη ενέργεια απεικονίζεται στον παρακάτω βρόχο υστέρησης του σχήματος 3.7 και είναι η περιοχή bcd. Οι συνολικές απώλειες υστέρησης εξαρτώνται από την επιφάνεια του βρόχου υστέρησης, τη συχνότητα λειτουργίας καθώς και την πυκνότητα του πυρήνα [21].



Σχήμα 3.7 : Απώλειες υστέρησης φερριτικού υλικού [21].

Η μαγνητική διαπερατότητα (μ) σε ένα φερριτικό υλικό είναι εξαρτώμενη από τη θερμοκρασία όπως και ο κορεσμός της μαγνητικής επαγωγής (B_{sat}). Στο σχήμα 3.8 παρουσιάζεται ένα φερριτικό

υλικό στο οποίο φαίνεται η μείωση της κορεσμένης μαγνητικής επαγωγής με την αύξηση της θερμοκρασίας, δηλαδή από τα περίπου 420mT στους 25°C στα 350mT στους 100°C [21].

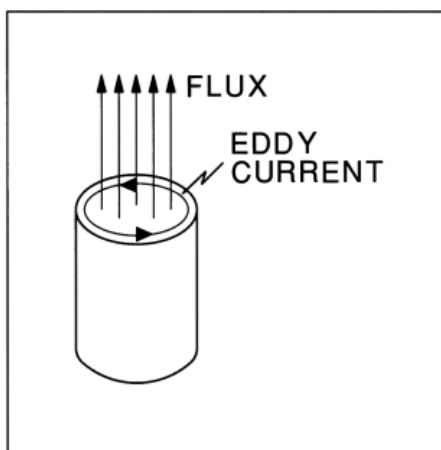


Σχήμα 3.8: Εξάρτηση κορεσμένης μαγνητικής επαγωγής από τη θερμοκρασία [21].

❖ Απώλειες Δινορευμάτων

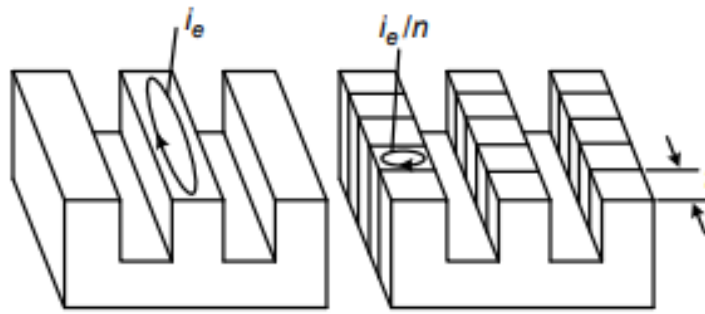
Ο πυρήνας ενός μαγνητικού υλικού έχει πεπερασμένη αντίσταση, η οποία αντιστοιχεί στην ειδική αντίσταση ρ ($\Omega\text{-cm}$) της επιφάνειας του πυρήνα. Όταν ένα μαγνητικό υλικό υπόκειται σε μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή $\Phi(t)$ έχοντας χρονικά μεταβαλλόμενη μαγνητική επαγωγή $B(t) = B\sin(\omega t)$, τότε από τον Νόμο του Faraday επάγονται τάσεις σε όλα τα κλειστά μονοπάτια που περικλείουν τη μαγνητική ροή. Οι επαγόμενες αυτές τάσεις έχουν ως αποτέλεσμα τη δημιουργία ρευμάτων (τα δινορεύματα) που διαρρέονται σε αυτά τα κλειστά μονοπάτια (σχήμα 3.9).

Η ειδική αντίσταση στα φερριτικά υλικά κυμαίνεται από 200 έως 2000 $\Omega\text{-cm}$. Τα δινορεύματα και οι σχετικές απώλειες υπερಿಸχύνουν των απωλειών υστέρησης στις συχνότητες των 250 έως 600kHz, ενώ στις συχνότητες των 100kHz υπερಿಸχύνουν οι απώλειες υστέρησης [19].



Σχήμα 3.9: Δινορεύματα σε φερριτικό υλικό [19].

Η λύση για την ελαχιστοποίηση των δινορευμάτων είναι η κατασκευή του πυρήνα με μονωμένα ελάσματα (σχήμα 3.10), έτσι αυξάνεται η αντίσταση στη ροή των δινορευμάτων και περιορίζεται το μήκος των κλειστών μονοπατιών.



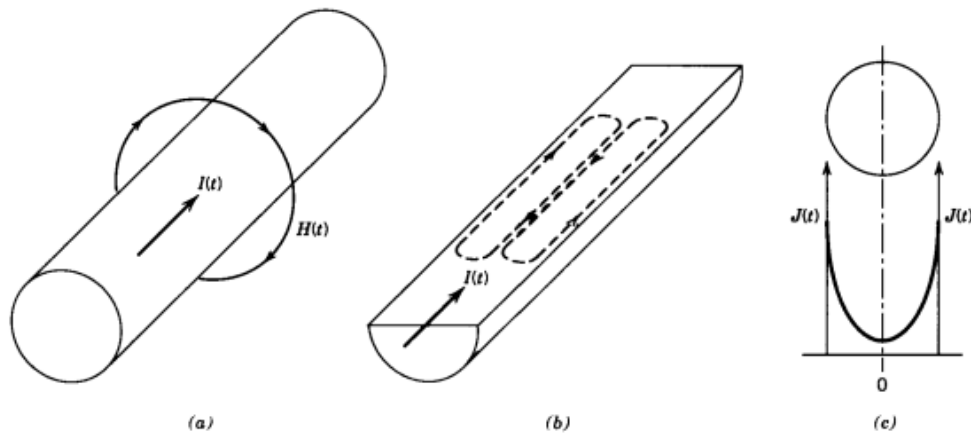
Σχήμα 3.10: Δινορεύμα για φερρίτη με συμπαγή πυρήνα (αριστερά) και για φερρίτη με πυρήνα από μονωμένα ελάσματα (δεξιά) [21].

❖ **Απώλειες Χαλκού**

Τα τυλίγματα σε ένα πηνίο και σε έναν μετασχηματιστή αποτελούνται από χαλκό εξαιτίας της υψηλής του αγωγιμότητας. Η υψηλή αγωγιμότητα που παρουσιάζει ο χαλκός συμβάλει στην ελάττωση της ποσότητας του χαλκού που χρειάζεται για τα τυλίγματα με αποτέλεσμα να μειωθούν η συνολική πυκνότητα και το συνολικό βάρος των τυλιγμάτων. Αυτά τα τυλίγματα παρουσιάζουν μια αντίσταση R , η οποία προκαλεί παραγωγή θερμότητας με τη μορφή απωλειών I^2R , δηλαδή οι απώλειες χαλκού είναι οι απώλειες στις ωμικές αντιστάσεις των τυλιγμάτων. Στις υψηλές συχνότητες οι απώλειες του χαλκού αυξάνονται περισσότερο λόγω του φαινομένου του επιδερμικού βάθους (skin depth) [21].

❖ **Το επιδερμικό φαινόμενο στα τυλίγματα χαλκού**

Θεωρούμε έναν αγωγό χαλκού όπως φαίνεται στο σχήμα 3.11(a), στον οποίο μεταφέρεται χρονικά μεταβαλλόμενο ρεύμα $i(t)$ και το ρεύμα αυτό δημιουργεί μαγνητικά πεδία. Αυτά τα μαγνητικά πεδία έχουν ως επακόλουθο τη δημιουργία δινορευμάτων όπως απεικονίζεται στο σχήμα 3.11(b). Τα δινορεύματα αυτά ρέουν προς την αντίθετη κατεύθυνση του εφαρμοζόμενου ρεύματος $i(t)$ στο εσωτερικό του αγωγού με αποτέλεσμα να θωρακίζουν το εσωτερικό του αγωγού από το εφαρμοζόμενο ρεύμα και το προκύπτον μαγνητικό πεδίο. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η συνολική πυκνότητα του ρεύματος να είναι περισσότερη στην επιφάνεια του αγωγού και να μειώνεται εκθετικά μέχρι το εσωτερικό του αγωγού, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.11(c) [3].

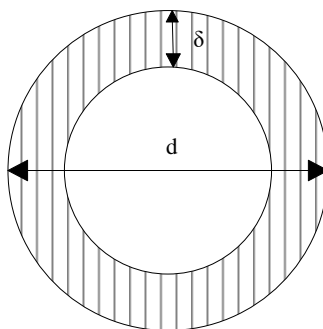


Σχήμα 3.11 : (a) Αγωγός χαλκού που διαρρέεται από ρεύμα $i(t)$, (b) δινορεύματα που παράγονται από το μαγνητικό πεδίο και (c) οι επιπτώσεις του επιδερμικού φαινομένου [3].

Στις υψηλές συχνότητες το επιδερμικό φαινόμενο γίνεται έντονο και για την αντιμετώπιση του συνήθως οι αγωγοί τύπου Litz (πολύκλωνοί αγωγοί) είναι οι κατάλληλοι, μειώνοντας την αντίσταση των τυλιγμάτων. Ως επιδερμικό βάθος (skin depth) ορίζεται το βάθος όπου η πυκνότητα ρεύματος είναι 1/e φορές της πυκνότητας του ρεύματος στην επιφάνεια του αγωγού [19] και υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu_0\omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0\pi f}} \quad (3.12)$$

Όπου, ρ η ειδική αντίσταση του χαλκού, $f = \omega/2\pi$ η συχνότητα του ρεύματος (σε Hz) και μ_0 η μαγνητική διαπερατότητα του κενού ($4\pi 10^{-7}$ H/m).



Σχήμα 3.12 : Το επιδερμικό βάθος δ σε έναν αγωγό με διάμετρο d .

3.2.4 Πηνία

Τα πηνία είναι εξαρτήματα τα οποία αποθηκεύουν ενέργεια και ανάλογα τη λειτουργία του κυκλώματος παρέχουν την αποθηκευμένη ενέργεια αυτή πίσω στο κύκλωμα. Η αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου ορίζεται από την εξής σχέση:

$$E = \frac{1}{2} LI^2 \quad (3.13)$$

Όπου,

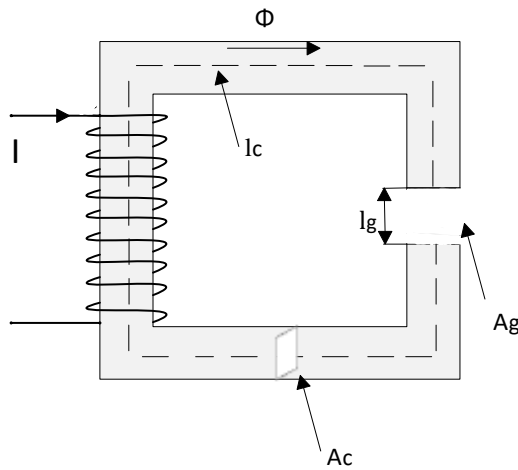
I = ένταση του ηλεκτρικού ρεύματος (Ampere)

L = συντελεστής αυτεπαγωγής του πηνίου (Henry)

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται ένα πηνίο το οποίο αποτελείται από N σπείρες στις οποίες διαρρέεται ρεύμα I . Επίσης, στο σχήμα 3.13 φαίνεται η μαγνητική ροή Φ η οποία περνάει μέσα από τον πυρήνα. Η διατομή του πυρήνα είναι A_c (cm^2) και διαθέτει διάκενο μήκους l_g , ενώ η διατομή του διακένου έχει εμβαδό A_g . Το l_c (cm) είναι το μέσο μήκος της διαδρομής της μαγνητικής ροής [20].

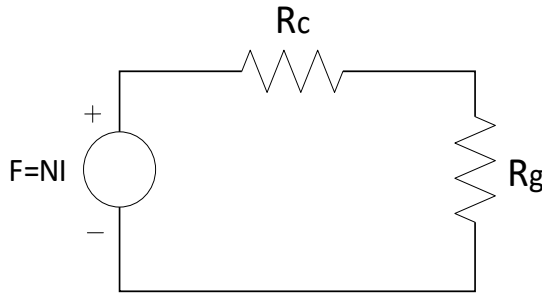
Το πλεονέκτημα που παρουσιάζει το διάκενο του πυρήνα σε ένα πηνίο είναι ότι αποθηκεύει περισσότερη ενέργεια και παρουσιάζει περιορίζει την τιμή της μαγνητικής επαγωγής B σε τιμές μικρότερες από την αντίστοιχη τιμή κορεσμού (B_{sat}) για τη μέγιστη τιμή του ρεύματος λειτουργίας. Το πηνίο του παρακάτω σχήματος έχει αυτεπαγωγή L η οποία ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$L = \frac{N\Phi}{I} \quad (3.14)$$



Σχήμα 3.13 : Πηνίο με διάκενο στον πυρήνα

Το ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα του πηνίου παρουσιάζεται από το σχήμα 3.14. Η R_c αντιπροσωπεύει τη μαγνητική αντίσταση του πυρήνα και η R_g αντιπροσωπεύει τη μαγνητική αντίσταση του διακένου.



Σχήμα 3.14 : Ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα

Οι μαγνητικές αντιστάσεις R_c και R_g δίνονται από τα φυσικά χαρακτηριστικά του πυρήνα και του διακένου αντίστοιχα. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι το μήκος και η διατομή τους. Για τον πυρήνα η μαγνητική του αντίσταση δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$R_c = \frac{l_c}{\mu_o \mu_r A_c} \quad (3.15)$$

Ενώ για το διάκενο με σχετική μαγνητική διαπερατότητα $\mu_r=1$, η μαγνητική αντίσταση είναι η εξής:

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_o A_g} \quad (3.16)$$

Από το άθροισμα των δύο παραπάνω σχέσεων προκύπτει η συνολική μαγνητική αντίσταση:

$$R_{tot} = R_c + R_g = \frac{l_c}{\mu_o \mu_r A_c} + \frac{l_g}{\mu_o A_g} = \frac{1}{\mu_o A_c} \left(\frac{l_c}{\mu_r} + \frac{A_c}{A_g} l_g \right) \quad (3.17)$$

Εφαρμόζοντας τον νόμο του Ampere στο πηνίο του σχήματος 3.13 θα προκύψει:

$$\sum H \cdot l = N \cdot I \Rightarrow H_g \cdot l_g + H_c \cdot l_c = N \cdot I \quad (3.18)$$

Όπου, H_c και H_g οι εντάσεις των μαγνητικών πεδίων στον πυρήνα και στο διάκενο του πυρήνα αντίστοιχα. Συνδυάζοντας την εξίσωση της μαγνητικής ροής της σχέσης (3.9) με την εξίσωση της αυτεπαγωγής του πηνίου της σχέσης (3.14) προκύπτει η παρακάτω εξίσωση:

$$L = \frac{N^2}{R_{tot}} = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 A_c}{\frac{A_c}{A_g} l_g \mu_r + l_c} \quad (3.19)$$

Λύνοντας την παραπάνω σχέση ως το προς το μήκος διακένου (l_g), θα προκύψει η παρακάτω σχέση:

$$l_g = \frac{A_c}{A_g} \left(\mu_0 \frac{N^2 A_c}{L} - \frac{l_c}{\mu_r} \right) \quad (3.20)$$

Επειδή, η τιμή της σχετικής μαγνητικής διαπερατότητας (μ_r) τις πιο πολλές φορές είναι πολύ μεγαλύτερη της μονάδας ($\mu_r \gg 1$), τότε η παραπάνω σχέση καταλήγει στην εξής μορφή:

$$L = \mu_0 \frac{N^2 A_g}{l_g} \quad (3.21)$$

Η μαγνητική ροή Φ στον πυρήνα είναι ίση με τη μαγνητική ροή στο διάκενο του πυρήνα οπότε ισχύει ότι:

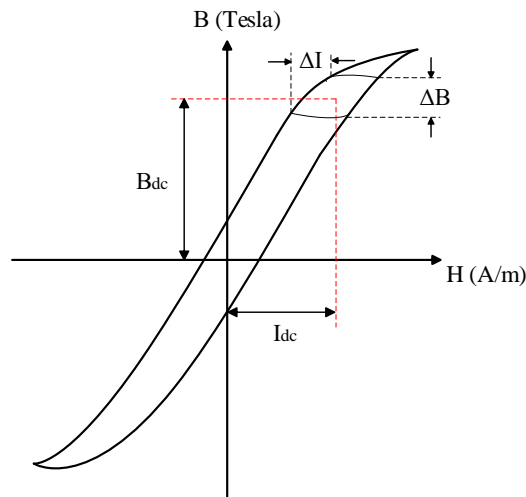
$$\Phi = B_c A_c = B_g A_g \quad (3.22)$$

Συνδυάζοντας την παραπάνω σχέση (3.14) με τη σχέση (3.22) προκύπτει η παρακάτω σχέση υπολογισμού των τυλιγμάτων του πηνίου:

$$N = \frac{L I_{pk}}{B_{c,max} A_c} \quad (3.23)$$

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.15, μια μικρή καμπύλη μαγνήτισης υπερτίθεται στην κανονική καμπύλη μαγνήτισης. Στη μικρή καμπύλη μαγνήτισης πέρα της εναλλασσόμενης συνιστώσας (ac) υπάρχει και η συνεχής συνιστώσα (dc) μαγνητικής επαγωγής. Για τη σχεδίαση ενός πηνίου πρέπει να λαμβάνονται υπόψη και οι δύο συνιστώσες, ώστε να αποφευχθεί ο κορεσμός του πυρήνα. Η μαγνητική διαπερατότητα εξαρτάται από τη συνεχή συνιστώσα [23] και η σχέση για τον υπολογισμό της τιμής κορυφής της μαγνητικής επαγωγής δίνεται ως εξής:

$$B_{pk} = B_{dc} + \frac{\Delta B}{2} \quad (3.24)$$



Σχήμα 3.15: Βρόγχος υστέρησης dc μαγνητικού πεδίου [23].

❖ Απώλειες και θερμοκρασία πηνίου

Οι απώλειες σε ένα πηνίο χωρίζονται σε ωμικές απώλειες του πυρήνα και σε ωμικές απώλειες των τυλιγμάτων. Η αύξηση της θερμοκρασίας προκαλεί μείωση της απόδοσης του υλικού, δηλαδή αύξηση των απωλειών στον πυρήνα και στα τυλίγματα χαλκού [20]. Στα τυλίγματα του χαλκού η συνολική αντίσταση R_w αυξάνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας λόγω του ότι αλλάζει η ειδική αντίσταση του αγωγού ρ . Η αντίσταση R_w υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$R_w = \rho \cdot \frac{l_w}{A_w} \quad (3.25)$$

Όπου, A_w η διατομή του αγωγού και l_w το συνολικό μήκος του αγωγού το οποίο δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$l_w = N \cdot l_t \quad (3.26)$$

l_t =το μέσο μήκος ενός τυλιγματος.

Οπότε, οι ωμικές απώλειες των τυλιγμάτων (P_w) είναι οι εξής:

$$P_w = I_w^2 \cdot R_w \quad (3.27)$$

Η αύξηση της θερμοκρασίας σε έναν μαγνητικό πυρήνα προκαλεί αύξηση της ειδικής αντίστασης στα τυλιγμάτων του χαλκού με αποτέλεσμα να αυξάνονται και οι απώλειες τυλιγμάτων. Οι απώλειες πυρήνα αυξάνονται όταν η θερμοκρασία ξεπεράσει περίπου τους 100°C θεωρώντας τη συχνότητα και τη μαγνητική επαγωγή σταθερή [3]. Η σχέση που υπολογίζει τις απώλειες πυρήνα εξαρτάται από την πυκνότητα απωλειών του πυρήνα P_v (kW/m³ ή mW/cm³) και έχει την εξής μορφή:

$$P_c = P_v \cdot V_c \quad (3.28)$$

V_c = ο όγκος του πυρήνα.

Οι συνολικές απώλειες του πηνίου ορίζονται ως το άθροισμα των απωλειών πυρήνα και των απωλειών τυλιγμάτων:

$$P_{tot} = P_w + P_c \quad (3.29)$$

Ο υπολογισμός της διαφοράς θερμοκρασίας (ΔT) γνωρίζοντας την τιμή της θερμικής αντίστασης R_{θ} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) της μπομπίνας, καθώς και τις συνολικές απώλειες του πηνίου, οι οποίες σχετίζονται με τη μεταφορά θερμοκρασίας από την επιφάνεια του πηνίου προς το περιβάλλον συνδέονται από την παρακάτω σχέση:

$$\Delta T = R_{\theta} \cdot P_{tot} \quad (3.30)$$

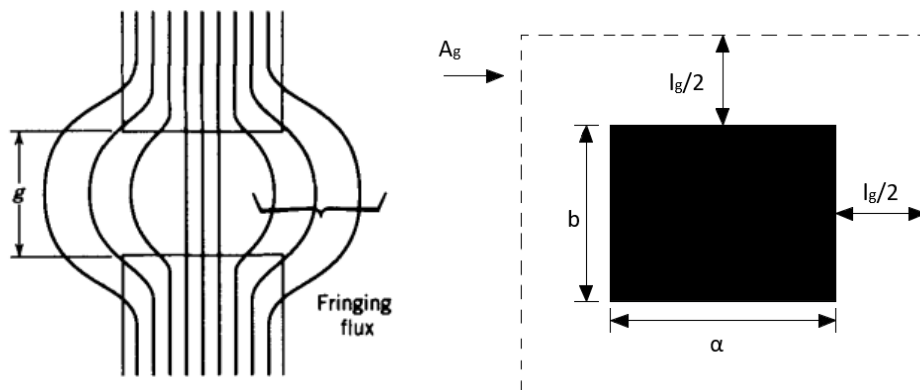
Επίσης, η διαφορά θερμοκρασίας στην πιο γενική της μορφή δίνεται και από την παρακάτω σχέση:

$$\Delta T = T_{ind} - T_{amb} \quad (3.31)$$

❖ Το φαινόμενο της θυσάνωσης στο διάκενο του πυρήνα

Προηγουμένως, υπολογίστηκε η τιμή της αυτεπαγωγής σχέση (3.21) θεωρώντας ότι δεν υπάρχει θυσάνωση του πεδίου στην περιοχή του διακένου, ενώ στην πραγματικότητα σε κάθε διάκενο μαγνητικού πυρήνα παρατηρείται το φαινόμενο της θυσάνωσης πεδίου (fringing flux) [3].

Η μαγνητική ροή στον πυρήνα δεν είναι ίση με τη μαγνητική ροή στο διάκενο λόγω του ότι η μαγνητική ροή στο διάκενο καταλαμβάνει περισσότερο χώρο. Αυτό συμβαίνει διότι οι γραμμές της μαγνητικής ροής δεν είναι μόνο ευθείες όταν περνάνε το διάκενο αλλά παρουσιάζουν μια καμπυλότητα [3] όπως φαίνεται στο σχήμα 3.16α).

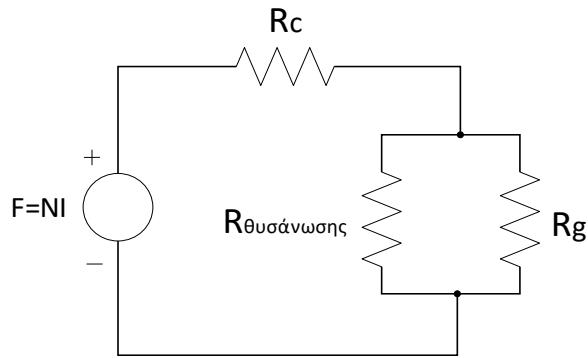


Σχήμα 3.16 : α) Το φαινόμενο της θυσάνωσης του πεδίου στο διάκενο του πυρήνα και β) Η νέα διατομή του διακένου. [3]

Από το σχήμα 3.16(β) η νέα διατομή του διακένου του πυρήνα λόγω της θυσάνωσης θα είναι:

$$A'_g = (a + l_g)(b + l_g) \quad (3.32)$$

Η μαγνητική αντίσταση θυσάνωσης ($R_{\theta\text{υσάνωσης}}$) είναι παράλληλη με τη μαγνητική αντίσταση του διακένου (R_g) του πυρήνα (σχήμα 3.16α) και με τον παραλληλισμό αυτών των δύο μαγνητικών αντιστάσεων θα προκύψει μία συνολική μαγνητική αντίσταση διακένου μικρότερης τιμής. Η συνολική αυτεπαγωγή του πηνίου που παρουσιάζει θυσάνωση πεδίου λόγω της μειωμένης μαγνητικής αντίστασης στο διάκενο αυξάνεται σε σχέση με τη συνολική αυτεπαγωγή του πηνίου χωρίς θυσάνωση [21].



Σχήμα 3.17 : Ισοδύναμο μαγνητικό κύκλωμα για θυσάνωση πεδίου στο διάκενο του πυρήνα.

Η σχέση που συσχετίζει την αυτεπαγωγή του πηνίου χωρίς θυσάνωση (L) με την αυτεπαγωγή του πηνίου με θυσάνωση (L') είναι η εξής:

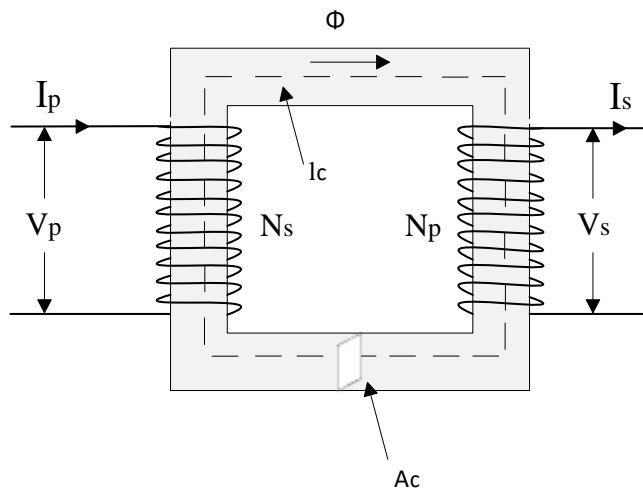
$$L' = \frac{N^2}{R_c + R_g'} = L \frac{A_g'}{A_g} = L \frac{(a + l_g)(b + l_g)}{ab} \quad (3.33)$$

3.2.5 Μετασχηματιστές

Οι μετασχηματιστές είναι ηλεκτρικές διατάξεις που μεταβάλλουν τα βασικά ηλεκτρικά μεγέθη όπως την τάση και την ένταση του ρεύματος. Έχουν ευρεία χρήση στη διανομή και στη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας όπου περιλαμβάνεται η αύξηση ή η μείωση της εναλλασσόμενης τάσης, στη βιομηχανία καθώς και στα ηλεκτρονικά ισχύος για τον έλεγχο και για την αυξομείωση της τάσης και της έντασης του ρεύματος.

Η διαφορά του μετασχηματιστή με το πηνίο στα διακοπτικά τροφοδοτικά ισχύος (SMPS) είναι ότι ο μετασχηματιστής μεταφέρει την ενέργεια από το πρωτεύον τύλιγμα (primary winding) στο δευτερεύον τύλιγμα (secondary winding), ενώ το πηνίο την ενέργεια αυτή την αποθηκεύει. Επίσης, το δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή συμβάλει στον μη κορεσμό του μαγνητικού υλικού αντικαθιστώντας έτσι το διάκενο στον πυρήνα που χρησιμοποιείται στα πηνία [19].

Ο μετασχηματιστής του σχήματος 3.18 αποτελείται από το πρωτεύον τύλιγμα με N_p σπείρες και από το δευτερεύον τύλιγμα με N_s σπείρες. Η διατομή του πυρήνα είναι A_c και l_c το μέσο μήκος της διαδρομής της μαγνητικής ροής.



Σχήμα 3.18 : Μετασχηματιστής

Εφαρμόζοντας εναλλασσόμενη τάση στον μετασχηματιστή του σχήματος 3.18 και σε συνθήκες υπό φορτίο, η τάση που επάγεται στα τυλίγματα του μετασχηματιστή θα είναι:

Πρωτεύον τύλιγμα:

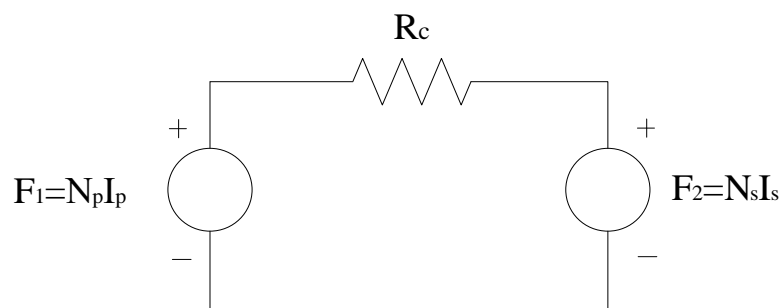
$$V_p = e_1 = N_p \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.34)$$

Δευτερεύον τύλιγμα:

$$V_s = e_2 = N_s \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.35)$$

Από τις σχέσεις (3.34) και (3.35) προκύπτει ο λόγος μετασχηματισμού:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_s}{N_p} = a \quad (3.36)$$



Σχήμα 3.19 : Μαγνητικό κύκλωμα μετασχηματιστή

Εφαρμόζοντας τον Νόμο του Ampere στο μαγνητικό κύκλωμα του σχήματος (3.18) θα προκύψει η εξής σχέση:

$$H_c l_c = N_p I_p - N_s I_s \quad (3.37)$$

Επίσης, μπορεί να εκφραστεί όπως έχει αποδειχθεί και υπό την εξής μορφή:

$$\Phi \cdot R_c = N_p I_p - N_s I_s \quad (3.38)$$

Αλλά σε έναν ιδανικό μετασχηματιστή έχει γίνει η παραδοχή ότι η μαγνητική διαπερατότητα του πυρήνα είναι άπειρη ($\mu_r \rightarrow \infty$) οπότε, η μαγνητική αντίσταση του πυρήνα είναι μηδενική επομένως η σχέση (3.38) θα είναι η εξής:

$$N_p I_p - N_s I_s = 0 \Rightarrow \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (3.39)$$

Στην περίπτωση που εφαρμοστεί εναλλασσόμενη τάση στο πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή και το δευτερεύον τύλιγμα είναι υπό συνθήκες κενού φορτίου, τότε στο πρωτεύον τύλιγμα θα ρέει ένα ρεύμα το οποίο ονομάζεται ρεύμα μαγνήτισης I_m το οποίο δημιουργεί μαγνητική ροή Φ ημιτονοειδούς μορφής [20].

$$\Phi(t) = \Phi_{max} \sin(\omega t) = B_{max} \cdot A_c \cdot \sin(\omega t) \quad (3.40)$$

Συνδυάζοντας τη σχέση (3.35) με τη σχέση (3.40) προκύπτει η εξής σχέση για την τάση του δευτερεύοντος τυλίγματος :

$$V_s = 2\pi \cdot f \cdot N_s \cdot B_{max} \cdot A_c \cdot \cos(\omega t) \quad (3.41)$$

Το πλάτος της τάσης του δευτερεύοντος τυλίγματος είναι:

$$V_{s,max} = 2\pi \cdot f \cdot N_s \cdot B_{max} \cdot A_c \quad (3.42)$$

Η ενεργός τιμή της τάσης του δευτερεύοντος τυλίγματος είναι η εξής:

$$V_{s,rms} = \frac{V_{s,max}}{\sqrt{2}} = 4.44 \cdot f \cdot N_s \cdot B_{max} \cdot A_c \quad (3.43)$$

❖ Απώλειες και θερμοκρασία μετασχηματιστή

Οι απώλειες σε έναν μετασχηματιστή είναι οι ίδιες με αυτές που αναφέρθηκαν και προηγουμένως για το πηνίο (απώλειες τυλιγμάτων και απώλειες πυρήνα). Εφόσον, ο μετασχηματιστής αποτελείται από δύο τυλίγματα, τότε οι απώλειες τυλιγμάτων θα διαχωριστούν σε ωμικές απώλειες πρωτεύοντος και σε ωμικές απώλειες δευτερεύοντος τυλίγματος [20] και θα εκφραστούν από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\text{Ωμικές απώλειες πρωτεύοντος: } P_p = I_p^2 \cdot R_p \quad (3.44)$$

$$\text{Ωμικές απώλειες δευτερεύοντος: } P_s = I_s^2 \cdot R_s \quad (3.45)$$

Όπου,

R_p = ωμική αντίσταση πρωτεύοντος τυλίγματος

R_s = ωμική αντίσταση δευτερεύοντος τυλίγματος

Ο υπολογισμός των απωλειών πυρήνα θα γίνει με χρήση διαγραμμάτων όπως φαίνεται στο σχήμα 3.8 από όπου θα βρεθεί η τιμή της πυκνότητας απωλειών P_v (kw/m³). Γνωρίζοντας και την τιμή του όγκου του πυρήνα του μετασχηματιστή V_c , τότε θα προκύψουν από τον συνδυασμό των δύο μεγεθών οι απώλειες πυρήνα:

$$P_c = P_v \cdot V_c \quad (3.46)$$

Οι συνολικές απώλειες του μετασχηματιστή ορίζονται ως το άθροισμα των απωλειών πυρήνα και των απωλειών των τυλιγμάτων:

$$P_{tot} = P_c + P_p + P_s \quad (3.47)$$

Επομένως, όπως και στην περίπτωση του πηνίου, γνωρίζοντας τη θερμική αντίσταση (δίνεται από τους κατασκευαστές) $R_{th,bob}$ (°C/W), ο υπολογισμός της αύξησης θερμοκρασίας θα προκύψει από την παρακάτω σχέση:

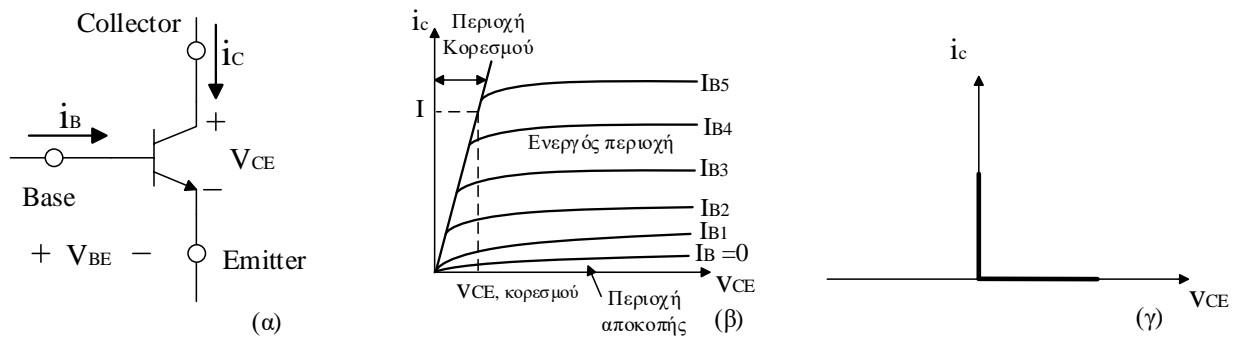
$$\Delta T = R_{th,bob} \cdot P_{tot} \quad (3.48)$$

3.3 Ημιαγωγικά στοιχεία

Τα ημιαγωγικά στοιχεία κατασκευάζονται από πυρίτιο και χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες: 1) Δίοδοι, 2) τρανζίστορς (BJT, MOSFET, IGBT) και 3) θυρίστορς. Πλέον, έχει γίνει αντικατάσταση των BJTs από τα MOSFETs και τα IGBTs καθώς η οδήγηση των BJTs απαιτεί ογκώδη και υψηλού ρεύματος κύκλωμα οδήγησης ώστε να παραμείνουν σε κατάσταση αγωγής. Οι απώλειες που παρουσιάζουν τα ημιαγωγικά στοιχεία εκφράζονται με τη μορφή θερμότητας. Οι θερμοκρασίες που φτάνουν τα ημιαγωγικά στοιχεία είναι πολύ υψηλές επηρεάζοντας και τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος σε έναν μετατροπέα [2] [3]. Έτσι, για την αποφυγή των υψηλών αυτών θερμοκρασιών χρησιμοποιούνται ψυκτικά σώματα, τα οποία θα αναλυθούν στη συνέχεια του κεφαλαίου.

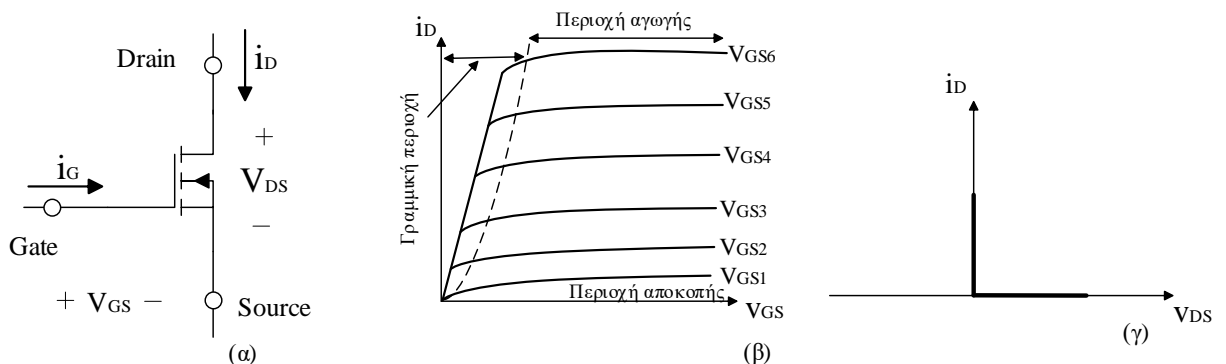
3.3.1 Ημιαγωγικοί διακόπτες

Το τρανζίστορ ισχύος διπολικής επαφής ή BJT αποτελείται από τρεις ακροδέκτες: τη βάση (Base), τον εκπομπό (Emitter) και τον συλλέκτη (Collector) όπως φαίνεται στο σχήμα 3.20α). Ελέγχεται εφαρμόζοντας ρεύμα στη βάση του και οι εφαρμογές που μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι χαμηλής συχνότητας με προδιαγραφές ισχύος της τάξεως των 1000V και 400A.



Σχήμα 3.20: α) Κύκλωμα BJT β) Πραγματική χαρακτηριστική I-V γ) Ιδανική χαρακτηριστική I-V.

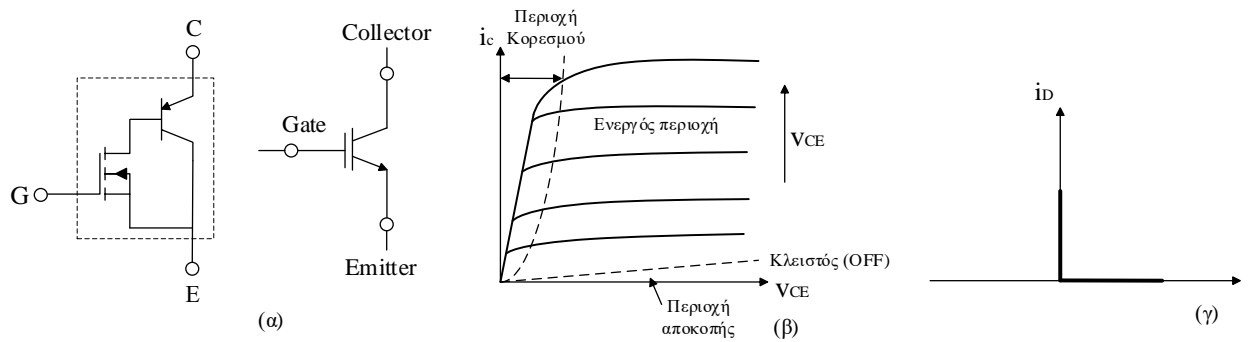
Το τρανζίστορ ισχύος μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγού με επίδραση πεδίου ή αλλιώς MOSFET ελέγχεται εφαρμόζοντας τάση μεταξύ πύλης (Gate) και πηγής (Source). Χρησιμοποιείται σε εφαρμογές που απαιτείται μερικών υψηλή διακοπτική συχνότητα (πάνω από 100kHz). Επίσης, παρουσιάζει χαμηλές διακοπτικές απώλειες και είναι κατάλληλος για εφαρμογές μέχρι 1000V και 100A. Στα τροφοδοτικά ισχύος χρησιμοποιείται συχνά και για διόρθωση του συντελεστή ισχύος.



Σχήμα 3.21 : α) Κύκλωμα MOSFET β) Πραγματική χαρακτηριστική I-V γ) Ιδανική χαρακτηριστική I-V.

Το διπολικό τρανζίστορ με μονωμένη πύλη ή αλλιώς IGBT αποτελεί τον συνδυασμό ενός MOSFET στην είσοδο και ενός BJT στην έξοδο (σχήμα 3.22α). Ελέγχεται εφαρμόζοντας τάση μεταξύ πύλης (Gate) και εκπομπού (Emitter), είναι κατάλληλο για εφαρμογές μεγαλύτερες των

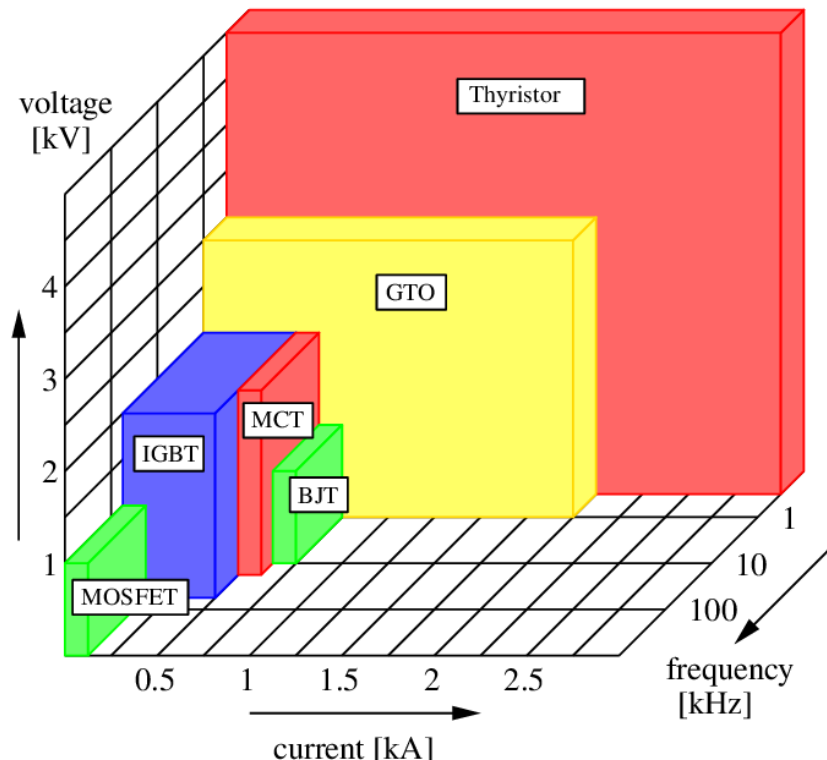
1000V και 500A και έχει σχετικά μέτρια διακοπτική ταχύτητα, δεν παύει όμως να είναι γρηγορότερο από τα BJTs.



Σχήμα 3.22: α) Κύκλωμα IGBT β) Πραγματική χαρακτηριστική I-V γ) Ιδανική χαρακτηριστική I-V.

Από τις παραπάνω χαρακτηριστικές εξόδου I-V των ημιαγωγικών διακοπών διακρίνονται τρεις περιοχές λειτουργίας και είναι οι εξής [10] :

- **Ενεργός περιοχή:** Ένας ημιαγωγικός διακόπτης βρίσκεται στην περιοχή αυτή όταν είναι ορθά πολωμένος και λειτουργεί ως ενισχυτής. Οι περισσότερες εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος είναι διακοπτικές διατάξεις με αποτέλεσμα να μην χρησιμοποιείται αυτή η φάση λειτουργίας στους ημιαγωγικούς διακόπτες.
- **Περιοχή αποκοπής:** Στην περιοχή αυτή ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι ανάστροφα πολωμένος και τα ρεύματα που δημιουργούνται στα άκρα του να είναι πολύ μικρά με αποτέλεσμα ο ημιαγωγικός διακόπτης να συμπεριφέρεται σαν ανοιχτός διακόπτης (OFF).
- **Περιοχή κορεσμού:** Όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι ορθά πολωμένος τότε έχουμε λειτουργία στην περιοχή κορεσμού. Στην περιοχή αυτή ο ημιαγωγικός διακόπτης θεωρείται κλειστός (ON).

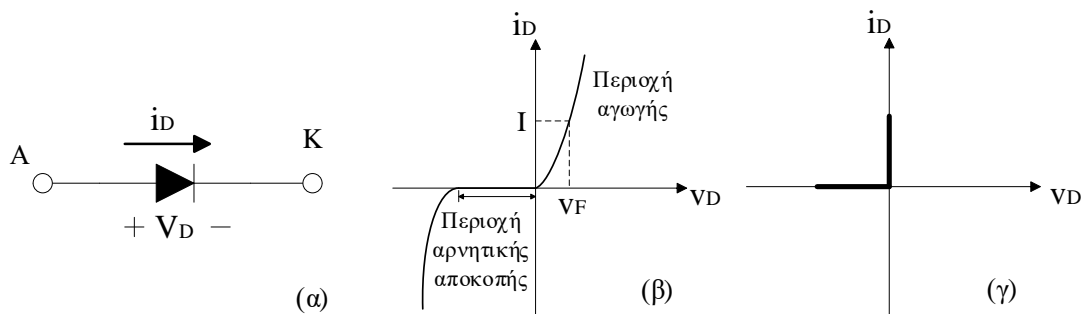


Σχήμα 3.23: Περιοχές λειτουργίας των ημιαγωγικών διακοπών ως προς την τάση, το ρεύμα και τη διακοπτική τους συχνότητα [24].

3.3.2 Δίοδοι ισχύος

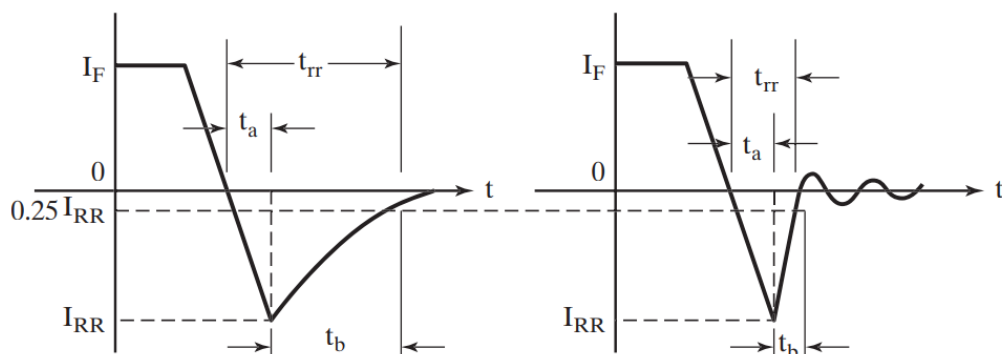
Οι δίοδοι αποτελούνται από δύο ακροδέκτες την άνοδο (A) και την κάθοδο (K) και είναι μη ελεγχόμενοι διακόπτες καθώς δεν διαθέτουν ακροδέκτη ελέγχου, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.24(a). Όταν η τάση ανόδου είναι θετικότερη από την τάση καθόδου τότε η δίοδος άγει. Στην ορθή πόλωση όταν η δίοδος βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής, τότε παρουσιάζει μια πτώση τάσης μεταξύ 0.5 έως 1V [2]. Όταν η τάση καθόδου γίνει μεγαλύτερη από την τάση ανόδου τότε έχουμε ανάστροφη πόλωση και η δίοδος βρίσκεται σε κατάσταση αρνητικής αποκοπής. Οι δίοδοι διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες:

- **Δίοδοι γενικής χρήσης:** Έχουν δυνατότητες ισχύος 6000V και 400A, παρουσιάζουν χαμηλή πτώση τάσης και χαμηλό ρεύμα ανάστροφης πόλωσης μερικών μA . Είναι κατάλληλες για εφαρμογές ανόρθωσης χαμηλών συχνοτήτων (50 με 60Hz), καθώς οι χρόνοι αποκατάστασης (reverse recovery) είναι της τάξης των 25 μs .
- **Δίοδοι ταχείας αποκατάστασης:** Έχουν προδιαγραφές ισχύος 6000V και 1100A, παρουσιάζουν σχετικά χαμηλή πτώση τάσης και λόγω του μικρού χρόνου αποκατάστασης που διαθέτουν (<1 μs) βρίσκουν εφαρμογή σε μετατροπείς dc-dc, σε αντιστροφείς υψηλών συχνοτήτων και ως δίοδοι ελευθέρως ροής (freewheeling diode).
- **Δίοδοι Schottky:** Παρουσιάζουν χαμηλή πτώση τάσης περίπου 0.3V και μικρούς χρόνους αποκατάστασης (μερικά ns). Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων με χαμηλή τάση εξόδου όπως τα παλμοτροφοδοτικά χαμηλής ισχύος.



Σχήμα 3.24 : (a) Δίοδος, (b) Πραγματική χαρακτηριστική I-V, (c) Ιδανική χαρακτηριστική I-V. [3]

Έστω ότι κατά την ορθή πόλωση ρέει ένα ρεύμα ορθής πόλωσης I_F (σχήμα 3.25), όταν στη δίοδο εφαρμοστεί αρνητική τάση, τότε από την κατάσταση αγωγής θα βρεθεί στην κατάσταση αποκοπής. Την χρονική στιγμή t_a στη δίοδο ρέει αρνητικό ρεύμα ξεκινώντας έτσι η ανάστροφη αποκατάσταση. Ο χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης t_{rr} είναι ο χρόνος στον οποίο το ρεύμα περνάει από το μηδέν και φτάνει ως το 25% του αρνητικού ρεύματος κορυφής I_{RR} [2].

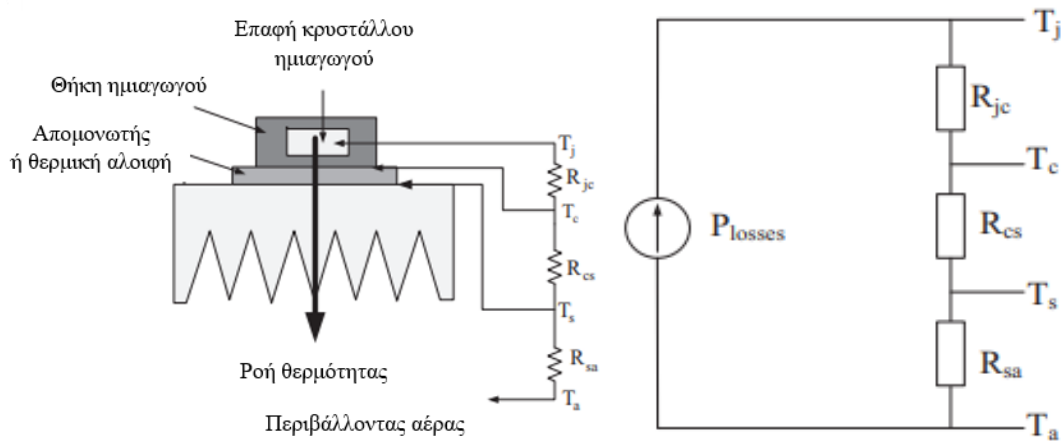


Σχήμα 3.25 : Χαρακτηριστικές ανάστροφης αποκατάστασης. Αριστερά, φαίνεται η ομαλή ανάκαμψη και δεξιά η απότομη αποκατάσταση [2].

3.3.3 Ψυκτικά σώματα

Τα ψυκτικά σώματα συμβάλουν στο περιορισμό της θερμοκρασίας των ημιαγωγών, καθώς οι απώλειες ισχύος που παρουσιάζουν οι ημιαγωγοί έχουν ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη υψηλών θερμοκρασιών.

Πολλές φορές για να επιτευχθεί η ψύξη των ημιαγωγικών στοιχείων, η θερμότητα ρέει μέσα από διάφορα υλικά, τα οποία έχουν διαφορετική θερμική αγωγιμότητα μεταξύ τους και διαφορετικό πάχος. Τα συστήματα ψύξεως χωρίζονται ως εξής: α) Ψύξη με ψύκτρα (φυσική ψύξη), β) ψύξη με εξαναγκασμένη ροή αέρα και γ) ψύξη με εξαναγκασμένη ροή ρευστού (συνήθως υγρού). Στο σχήμα 3.26α φαίνεται η ροή της θερμότητας από την επαφή του ημιαγωγού στην ψύκτρα και από εκεί στο περιβάλλον, ενώ στο σχήμα 3.26β παρουσιάζεται το θερμικό ισοδύναμο του ψυκτικού σώματος [7]. Η θερμική αντίσταση θήκης-ψύκτρας (R_{jc}) εξαρτάται από το υλικό που χρησιμοποιείται ανάμεσα στην ψύκτρα και τον ημιαγωγό. Το υλικό αυτό ή αλλιώς ο απομονωτής διασφαλίζει την κάλυψη των κενών αέρα ή των μηχανικών κενών που μπορεί να υπάρχει μεταξύ θήκης και ψύκτρας παρέχοντας καλύτερη θερμική αγωγιμότητα. Τα πιο συχνά υλικά του απομονωτή είναι η θερμική πάστα, η μίκα και η θερμική αλοιφή, ενώ οι θερμικές αντιστάσεις κυμαίνονται μεταξύ $0.2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ και $2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ανάλογα το υλικό και το πάχος του [25].



Σχήμα 3.26: α) Ροή θερμότητας μέσω ψυκτικού σώματος με φυσική ψύξη και β) ισοδύναμο θερμικό κύκλωμα [10].

Γενικά, η μεταφορά της θερμικής ισχύος μεταξύ δύο σημείων δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_{losses} = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{T_j - T_a}{R_{th}} \quad (3.49)$$

Όπου,

P_{losses} = η μέση ισχύς απωλειών του εξαρτήματος (W)

ΔT = η διαφορά θερμοκρασίας μεταξύ δύο σημείων ($^{\circ}\text{C}$ ή K)

R_{th} = συνολική θερμική αντίσταση ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ή K/W)

Η διαφορά θερμοκρασίας του ισοδύναμου θερμικού κυκλώματος είναι μεταξύ της θερμοκρασίας της επαφής του ημιαγωγού T_j και της θερμοκρασίας περιβάλλοντος T_a , δηλαδή:

$$\Delta T = T_j - T_a \quad (3.50)$$

Η συνολική θερμική αντίσταση του ισοδύναμου θερμικού κυκλώματος είναι η εξής:

$$R_{th} = R_{ja} = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa} \quad (3.51)$$

Όπου,

R_{jc} = θερμική αντίσταση επαφής-θήκης ημιαγωγού

R_{cs} = θερμική αντίσταση θήκης-ψύκτρας

R_{sa} = θερμική αντίσταση ψύκτρας-περιβάλλοντος

Η θερμοκρασία επαφής T_j ενός εξαρτήματος δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$T_j = P_{losses}(R_{jc} + R_{cs}) + R_{sa} \quad (3.52)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

Ανάλυση μετατροπέα Forward

4.1 Εισαγωγή

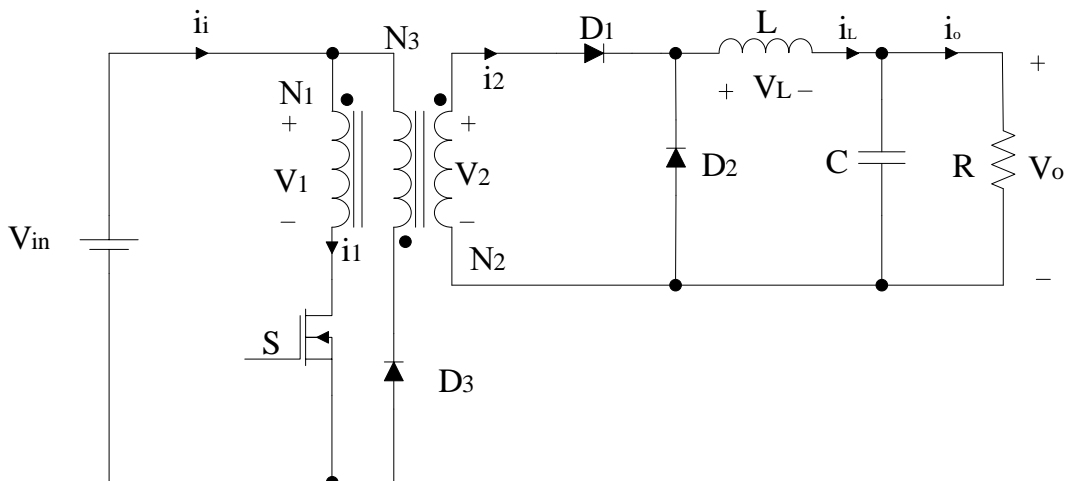
Ο μετατροπέας forward έχει ευρεία χρήση σε εφαρμογές χαμηλής και μεσαίας ισχύος της τάξεως των 30-500W. Έχει προέλθει από τον μετατροπέα υποβιβασμού και διαθέτει μία ή και περισσότερες εξόδους. Ο μετασχηματιστής ενός μετατροπέα forward με μία έξοδο αποτελείται από δύο τυλίγματα (πρωτεύον και δευτερεύον τύλιγμα) καθώς και από ένα τρίτο τύλιγμα ή αλλιώς το τριτεύον τύλιγμα, το οποίο αποτρέπει την αποθήκευση μαγνητικής ενέργεια στον πυρήνα του μετασχηματιστή επιστρέφοντας την ενέργεια αυτή πίσω στην πηγή. Η ανάλυση για τον μετατροπέα forward θα γίνει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας για συνεχή και για ασυνεχή αγωγή ρεύματος πηνίου. Στην ανάλυση αυτή θα θεωρηθούν τα ημιαγωγικά στοιχεία ιδανικά, οι αντιστάσεις σειράς των πυκνωτών, των αυτεπαγωγών καθώς και των ημιαγωγικών στοιχείων αμελητέες. Επιπλέον, οι αυτεπαγωγές σκέδασης του μετασχηματιστή καθώς και οι αντιστάσεις πρωτεύοντος και δευτερεύοντος παραλείπονται. Επίσης, θα γίνει ανάλυση στον χώρο κατάστασης όπου θα παρουσιαστεί η γραμμοποίηση και η μεσοποίηση των εξισώσεων κατάστασης του μετατροπέα forward.

4.2 Ανάλυση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Ο μετασχηματιστής στον μετατροπέα forward όπως παρουσιάζεται στο σχήμα (4.1) αποτελείται από τρία τυλίγματα το πρωτεύον N_1 , το δευτερεύον N_2 και το τριτεύον ή τύλιγμα απομαγνήτισης N_3 και έχει ως κύριο σκοπό την ηλεκτρική απομόνωση της εξόδου από την είσοδο [1]. Ο λόγος των τάσεων συνδέεται με τον λόγο των τυλιγμάτων με την εξής σχέση:

$$V_1 : V_2 : V_3 = N_1 : N_2 : (-N_3) \quad (4.1)$$

Κατά την αγωγή του ημιαγωγικού διακόπτη S ρέει ένα ρεύμα i_1 στο πρωτεύον τύλιγμα N_1 του μετασχηματιστή το οποίο μεταφέρεται στο δευτερεύον τύλιγμα N_2 και ρέει μέσω της διόδου D_1 στο υπόλοιπο κύκλωμα. Την ίδια στιγμή αυξάνεται η μαγνητική ροή στον πυρήνα του μετασχηματιστή φτάνοντας στη μέγιστη τιμή της. Κατά τη σβέση του ημιαγωγικού διακόπτη η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στον πυρήνα του μετασχηματιστή μεταφέρεται από το τριτεύον τύλιγμα μέσω της διόδου D_3 πίσω στην πηγή τροφοδοσίας απομαγνητίζοντας τον μετασχηματιστή.



Σχήμα 4.1: Κύκλωμα μετατροπέα forward

4.2.1 Συνεχές ρεύμα πηνίου (CCM)

Ο μετασχηματιστής του μετατροπέα forward θεωρείται ιδανικός και όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2 λαμβάνεται υπόψη και η αυτεπαγωγή μαγνήτισης L_m του πρωτεύοντος τυλίγματος. Την χρονική στιγμή $0 < t < DT_s$, άγει ο ημιαγωγικός διακόπτης S αναπτύσσοντας τάση στα άκρα της αυτεπαγωγής μαγνήτισης του πρωτεύοντος τυλίγματος:

$$v_m = v_1 = V_{in} = L_m \frac{di_m}{dt} \Rightarrow \frac{di_m}{dt} = \frac{V_{in}}{L_m} \quad (4.2)$$

Η αρχική τιμή του ρεύματος μαγνήτισης είναι $i_{Lm}(0)=0$ και η τάση του πηνίου μαγνήτισης είναι ίση με την τάση της πηγής τροφοδοσίας. Λύνοντας τη σχέση (4.2) ως προς το ρεύμα μαγνήτισης προκύπτει:

$$i_m(t) = \int_0^t \frac{V_m}{L_m} dt = \int_0^t \frac{V_{in}}{L_m} dt = \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (4.3)$$

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος μαγνήτισης είναι η εξής:

$$i_{m,peak} = i_m(DT_s) = \frac{V_{in}}{L_m} DT_s \quad (4.4)$$

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.2α), η διόδος D_1 άγει μεταφέροντας το ρεύμα από το δευτερεύον τυλίγμα προς το πηνίο και το υπόλοιπο κύκλωμα, ενώ η διόδος D_2 είναι ανάστροφα πολωμένη. Η τάση στα άκρα του πηνίου είναι η εξής:

$$v_L = V_2 - V_o = V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.5)$$

Λύνοντας τη σχέση (4.5) ως προς το ρεύμα πηνίου i_L το οποίο είναι ίσο με το ρεύμα της διόδου i_{D1} προκύπτει:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t \left(V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \left(V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) t + i_L(0) \quad (4.6)$$

Το ρεύμα του πηνίου φτάνει τη μέγιστη τιμή του τη χρονική στιγμή DT , όποτε εύκολα προκύπτει ότι:

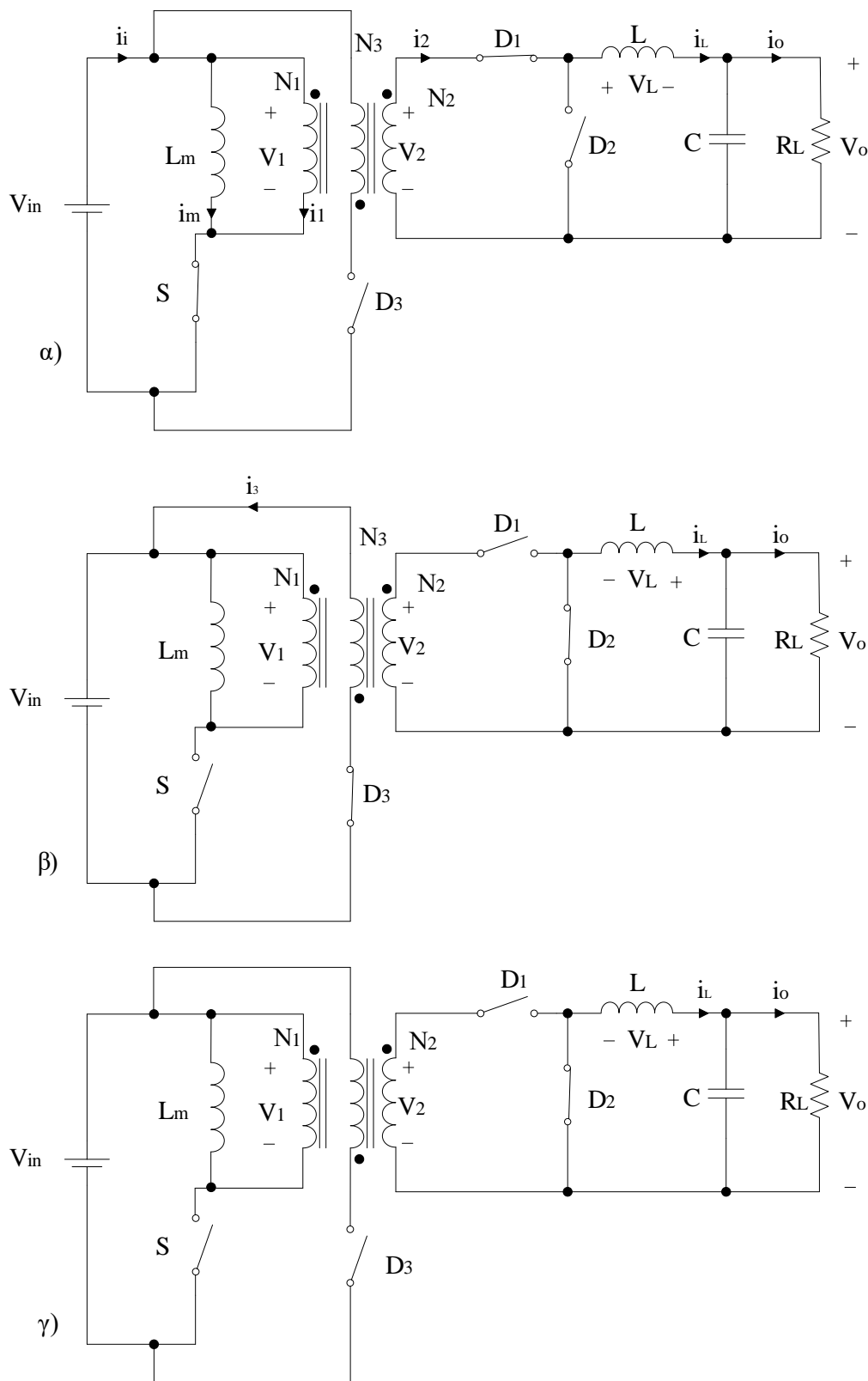
$$I_{L,max} = i_L(DT_s) = \frac{1}{L} \left(V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) DT_s + i_L(0) \quad (4.7)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος πηνίου είναι η εξής:

$$\Delta I_L = i_L(DT) - i_L(0) = \frac{1}{L} \left(V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) DT_s \quad (4.8)$$

Το ρεύμα του ημιαγωγικού διακόπτη S αποτελείται από το άθροισμα των ρευμάτων μαγνήτισης και πρωτεύοντος τυλίγματος. Γνωρίζοντας ότι $i_2 = i_{D1} = i_L$, τότε θα προκύψει η παρακάτω σχέση για το ρεύμα του ημιαγωγικού διακόπτη:

$$i_s = i_1 + i_m = i_2 \frac{N_2}{N_1} + \frac{V_{in}}{L_m} t = \left[\frac{1}{L} \left(V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) \right] \frac{N_2}{N_1} t + \frac{V_{in}}{L_m} t + i_L(0) \quad (4.9)$$



Σχήμα 4.2 : Κυκλώματα μετατροπέα forward α) χρονικής περιόδου $0 < t < DT_s$, β) χρονικής περιόδου $DT_s < t \leq DT_s + t_m$ και γ) χρονικής περιόδου $DT_s + t_m < t \leq T_s$.

Το κύκλωμα του σχήματος 4.2β αντιπροσωπεύει τη χρονική διάρκεια $DT_s < t \leq DT_s + t_m$ κατά την οποία άγουν η δίοδος D_3 και D_2 , ενώ ο ημιαγωγικός διακόπτης S και η δίοδος D_1 δεν άγουν. Η τάση στα άκρα της αυτεπαγωγής είναι:

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (4.10)$$

Από τη σχέση (4.10) μπορεί να βρεθεί η εξίσωση του ρεύματος πηνίου και κατ' επέκταση του ρεύματος της διόδου D_2 ως εξής:

$$i_L = i_{D_2} = \int_{DT}^t -\frac{V_o}{L} dt + i_L(DT_s) = -\frac{V_o}{L}(DT_s - t) + i_L(DT_s) \quad (4.11)$$

Η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου προκύπτει μέσω της σχέσης (4.11) ως εξής:

$$\Delta I_L = i_L(T_s) - i_L(DT_s) = -\frac{V_o}{L}(DT_s - T_s)$$

$$L = \frac{V_o(1 - D)}{f_s \Delta I_L} \quad (4.12)$$

Η μέση τιμή της τάσεως του πηνίου σε μία διακοπτική περίοδο είναι μηδέν. Από τα ολοκληρώματα των σχέσεων (4.5) και (4.10) προκύπτει η σχέση:

$$\int_0^{DT_s} V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_o dt + \int_{DT_s}^{T_s} -V_o dt = 0$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (4.13)$$

Επίσης, τη χρονική στιγμή $DT_s < t \leq DT_s + t_m$ το ρεύμα που αποθηκεύτηκε στον πυρήνα του μετασχηματιστή μεταφέρεται μέσω της διόδου D_3 πίσω στην πηγή τροφοδοσίας. Η τάση στα άκρα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή διαμορφώνεται ως εξής:

$$v_1 = v_m = -V_{in} \frac{N_1}{N_3} = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (4.14)$$

Η εξίσωση του ρεύματος μαγνήτισης είναι η εξής:

$$i_m = \frac{1}{L_m} \int_{DT_s}^t v_m dt + i_m(DT_s) = -\frac{N_1 V_{in}}{N_3 L_m} (t - DT_s) + \frac{V_{in}}{L_m} DT_s \quad (4.15)$$

Για την εξίσωση του ρεύματος του πρωτεύοντος τυλίγματος ισχύει ότι:

$$i_1 = -i_m = \frac{N_1 V_{in}}{N_3 L_m} (t - DT_s) - \frac{V_{in}}{L_m} DT_s \quad (4.16)$$

Και για την εξίσωση του ρεύματος του τριτεύοντος ισχύει ότι:

$$i_3 = -\frac{N_1}{N_3} i_1 = \frac{N_1}{N_3} i_m = -\frac{N_1^2 V_{in}}{N_3^2 L_m} (t - DT_s) + \frac{N_1 V_{in}}{N_3 L_m} DT_s \quad (4.17)$$

Το μέγιστο ρεύμα του τριτεύοντος τυλίγματος εντοπίζεται τη χρονική στιγμή $t = DT_s$, οπότε από τη σχέση (4.17) προκύπτει ότι:

$$I_{3,pk} = I_3(DT_s) = \frac{N_1 V_{in}}{N_3 L_m} DT_s \quad (4.18)$$

Το ολοκλήρωμα της τάσης του πρωτεύοντος τυλίγματος χρονικής διάρκειας ενός διακοπτικού κύκλου ισούται με μηδέν. Έτσι από το άθροισμα των σχέσεων (4.2) και (4.13) προκύπτει ότι:

$$\int_0^{DT_s} V_{in} dt + \int_{DT_s}^{DT_s+t_m} -V_{in} \frac{N_1}{N_3} dt = 0$$

$$\frac{t_m}{T_s} = \frac{N_1}{N_3} D \Rightarrow t_m = \frac{N_1}{N_3} DT_s \quad (4.19)$$

Η χρονική διάρκεια $DT_s + t_m < t \leq T$ παρουσιάζεται από το κύκλωμα του σχήματος 4.2γ στο οποίο άγει μόνο η διάδος D_2 , ενώ τα υπόλοιπα ημιαγωγικά στοιχεία είναι σε αποκοπή. Η διάδος D_2 μεταφέρει την αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου στο φορτίο. Η τάση στα τυλίγματα του μετασχηματιστή καθώς και της αυτεπαγωγής μαγνήτισης είναι:

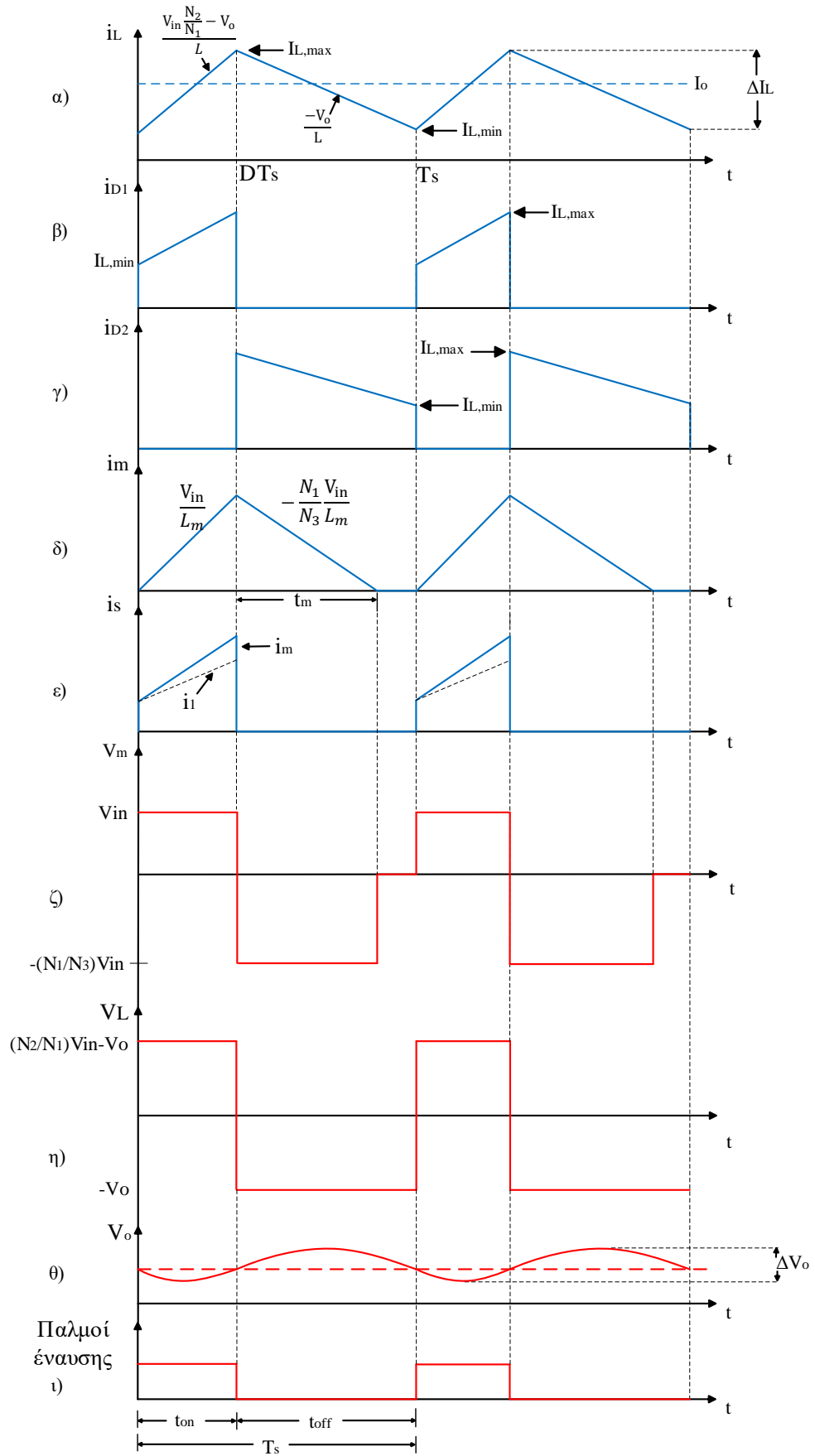
$$V_1 = V_2 = V_3 = V_m = 0 \quad (4.20)$$

Θεωρώντας ότι το κύκλωμα του μετατροπέα forward δεν παρουσιάζει απώλειες, τότε ισχύει ότι η ισχύς εξόδου P_o ισούται με την ισχύ εισόδου P_{in} :

$$P_o = P_{in} \Rightarrow V_o I_o = V_{in} I_1 \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_1}{I_o}} \quad (4.21)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (4.13) στην (4.21) θα ισχύει ότι:

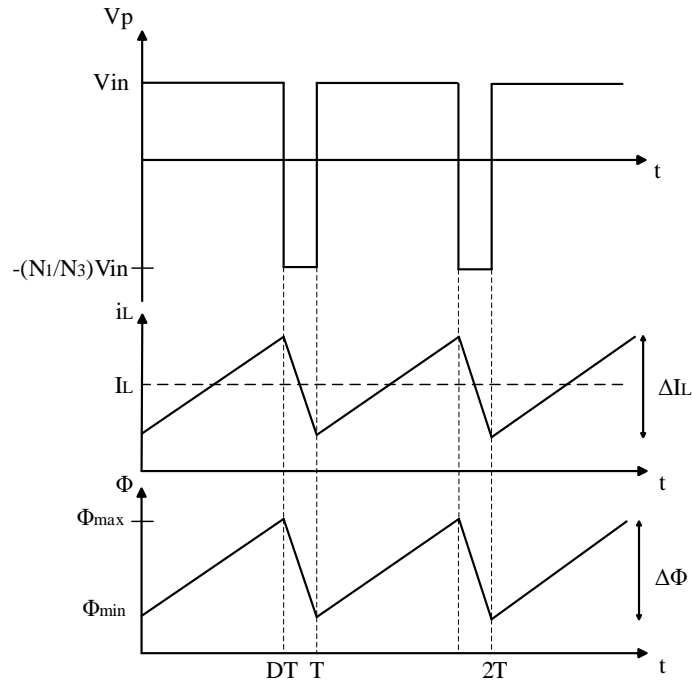
$$\frac{N_2}{N_1} D = \frac{I_1}{I_o} \Rightarrow DI_o = \frac{N_1}{N_2} I_1 \Rightarrow \boxed{I_2 = D \cdot I_o} \quad (4.22)$$



Σχήμα 4.3 : Κυματομορφές για λειτουργία συνεχούς αγωγής α) ρεύματος πηνίου, β) ρεύματος διόδου D_1 γ) ρεύματος διόδου D_2 , δ) ρεύματος μαγνήτισης, ε) ρεύματος διακόπτη S ζ) τάσης πρωτεύοντος η) τάσης πηνίου θ) τάσης εξόδου και ι) παλμών έναυσης.

❖ **Μέγιστη τιμή λόγου χρησιμοποίησης D_{max}**

Ο λόγος των σπειρών του πρωτεύοντος τυλίγματος (N_1) προς των σπειρών του τυλίγματος απομαγνήτισης (N_3), λαμβάνει καθοριστικό ρόλο στη σωστή λειτουργία του μετασχηματιστή. Πρέπει ο λόγος των τυλιγμάτων αυτών να είναι τέτοιος έτσι ώστε ο πυρήνας του μετασχηματιστή να μην οδηγηθεί σε κορεσμό. Σε περίπτωση κορεσμού του πυρήνα το ρεύμα και η ενέργεια που θα αποθηκευτούν στο τυλίγμα απομαγνήτισης θα είναι μεγαλύτερα σε κάθε περίοδο με αποτέλεσμα να μην λειτουργεί σωστά ο μετατροπέας [3] [21].



Σχήμα 4.4: Κοματομορφές τάσης πρωτεύοντος (V_p), ρεύματος πηνίου (i_L) και μαγνητικής ροής (Φ).

Η συνεχής τάση (DC) που εφαρμόζεται στον μετασχηματιστή του μετατροπέα είναι υπεύθυνη για τη γραμμική αύξηση της μαγνητικής ροής. Ολοκληρώνοντας τη σχέση που συνδέει την τάση τροφοδοσίας με τη μαγνητική ροή προκύπτει η παρακάτω εξίσωση:

Για $0 < t < DT$:

$$\Phi(t) = \frac{1}{N_1} \int V_{in} dt + \Phi(0) = \frac{V_{in}}{N_1} t + \Phi(0) \quad (4.23)$$

Η μέγιστη τιμή της μαγνητικής ροής είναι η εξής:

$$\Phi_{max} = \frac{V_{in}}{N_1} DT + \Phi(0) \quad (4.24)$$

Για $DT < t < T$ η μαγνητική ροή αρχίζει να μειώνεται εξαιτίας του τυλίγματος απομαγνήτισης και περιγράφεται από την εξής σχέση:

$$\Phi(t) = \Phi_{max} - \frac{V_{in}}{N_3} (t - DT) = \frac{V_{in}}{N_1} DT - \frac{V_{in}}{N_3} (t - DT) + \Phi(0) \quad (4.25)$$

Η ελάχιστη τιμή της μαγνητικής ροής είναι ίση με:

$$\Phi_{min} = \Phi(0) = \Phi(T) = \Phi(2T) \quad (4.26)$$

Την χρονική στιγμή $t=T$ από τη σχέση (4.25) θα προκύψει:

$$\frac{N_1}{N_3} = \frac{D}{1-D} \quad (4.27)$$

Για την αποφυγή κορεσμού του μετασχηματιστή, εάν θεωρηθεί ότι ο αριθμός των σπειρών του πρωτεύοντος τυλίγματος και του τυλίγματος απομαγνήτισης είναι ίσος, τότε η μέγιστη τιμή του λόγου χρησιμοποίησης (duty cycle) από τη σχέση (4.20) θα είναι: $D_{max}=0.5$.

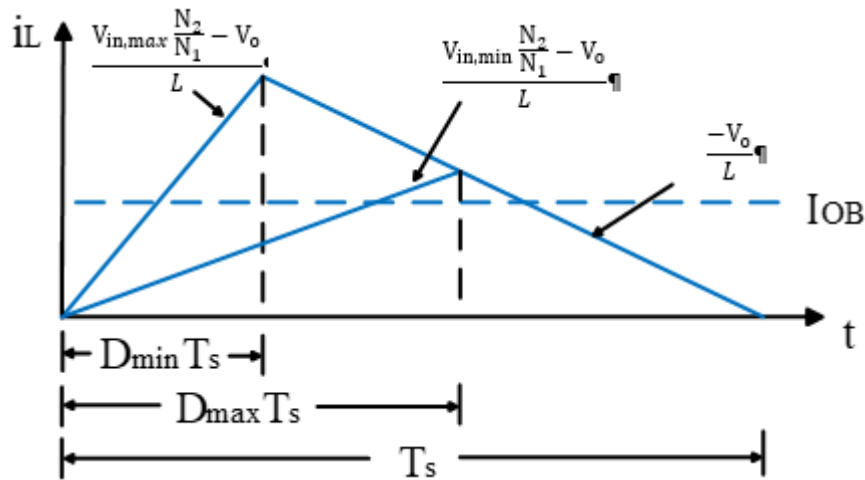
4.2.2 Όριο μεταξύ συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής ρεύματος πηνίου

Στο σχήμα 4.5 παρουσιάζεται η κυματομορφή ρεύματος του πηνίου στο όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής. Η συνάρτηση του ρεύματος πηνίου δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \left(V_{in} \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) t, \quad \text{για } 0 < t < DT_s \quad (4.28)$$

Λύνοντας τη σχέση (4.13) ως προς την τάση εξόδου και αντικαθιστώντας τη στη σχέση (4.28) θα προκύψει μια νέα μορφή της συνάρτησης του ρεύματος πηνίου:

$$i_L(t) = \frac{V_o}{L} \left(\frac{1}{D} - 1 \right) t, \quad \text{για } 0 < t < DT_s \quad (4.29)$$



Σχήμα 4.5: Κυματομορφές ρεύματος πηνίου για μέγιστη και ελάχιστη τάση εισόδου [1].

Η τιμή του μέγιστου ρεύματος του πηνίου εξαρτάται από τον χρόνο αγωγής του ημιαγωγικού διακόπτη. Όσο περισσότερη είναι η διάρκεια του χρόνου αγωγής, τόσο μικρότερη θα είναι η τιμή του μέγιστου ρεύματος. Όπως φαίνεται και από το σχήμα 4.5, η τιμή του μέγιστου ρεύματος προκύπτει για χρόνο αγωγής $D_{min}T_s$ και ισούται:

$$I_{max} = \frac{V_o}{f_s L} (1 - D_{min}) \quad (4.30)$$

Η μέση τιμή του οριακού ρεύματος εξόδου δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

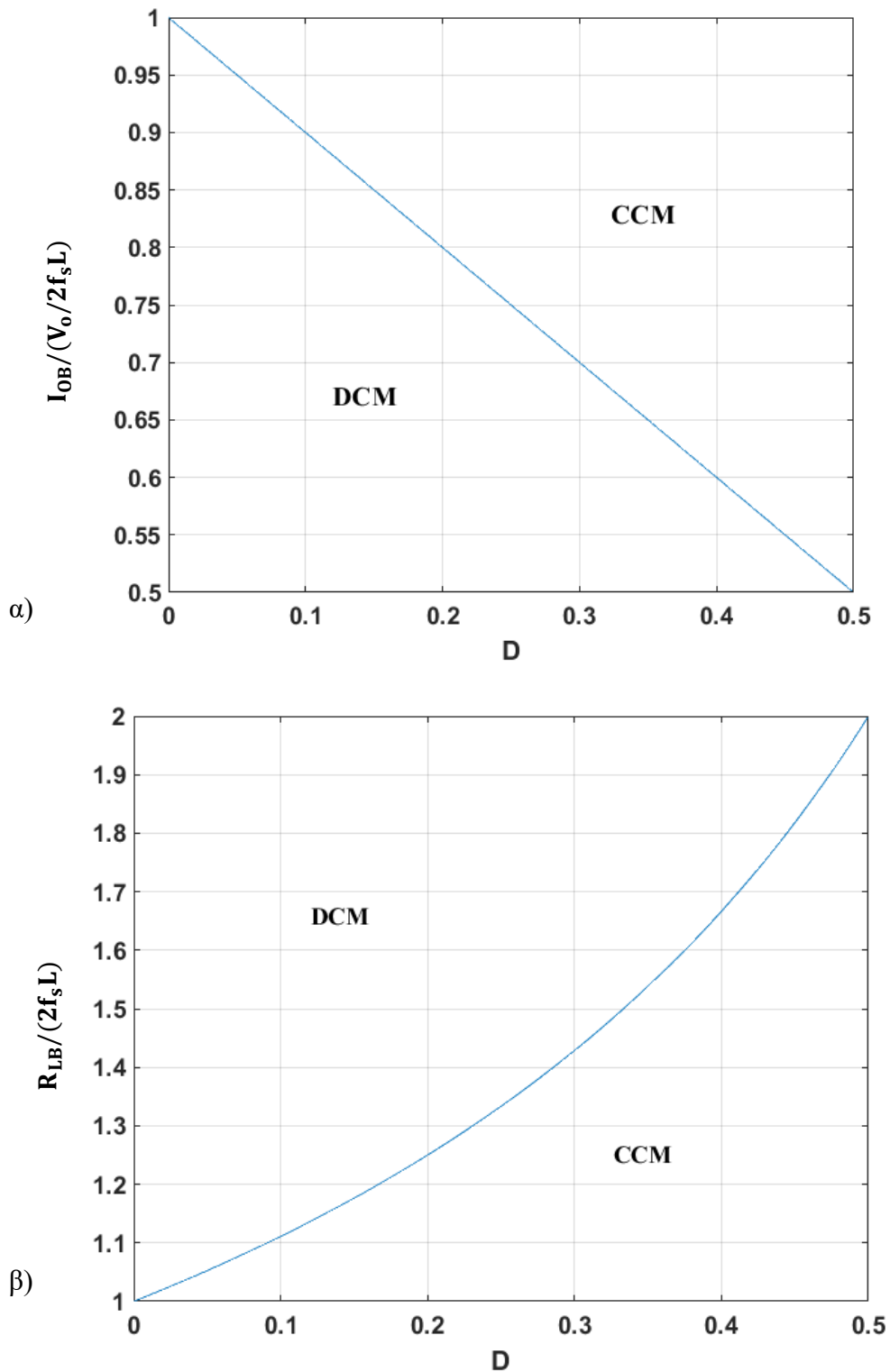
$$I_{OB} = \frac{I_{max}}{2} = \frac{V_o}{2f_s L} (1 - D_{min}) \quad (4.31)$$

Από τη σχέση (4.31) προκύπτει η ελάχιστη τιμή της αυτεπαγωγής ως εξής:

$$L_{min} = \frac{V_o(1 - D_{min})}{2f_s I_{OB}} \quad (4.32)$$

Το φορτίο στο όριο μεταξύ συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής είναι:

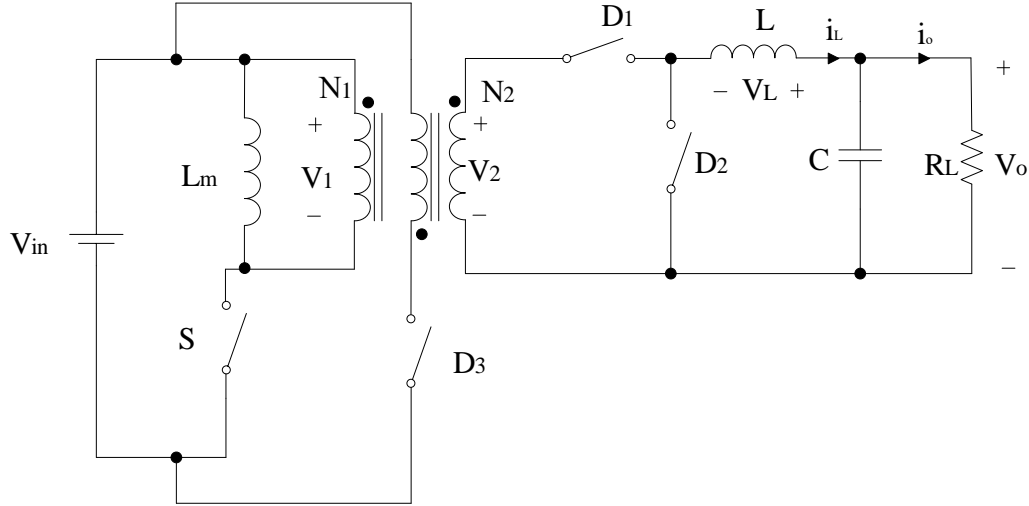
$$R_{LB} = \frac{V_o}{I_{OB}} = 2f_s L \frac{1}{(1 - D_{min})} \quad (4.33)$$



Σχήμα 4.6 : Γραφική απεικόνιση του οριακού α) ρεύματος εξόδου και β) του φορτίου συναρτήσει του λόγου χρησιμοποίησης D .

4.2.3 Ασυνεχές ρεύμα πηνίου (DCM)

Στην ασυνεχή αγωγή τα κυκλώματα του σχήματος αντιπροσωπεύουν τη χρονική διάρκεια $0 < t < (D+D_1)T_s$, ενώ το κύκλωμα του σχήματος 4.7 αντιπροσωπεύει τη χρονική διάρκεια $(D+D_1)T_s < t < T_s$ όπου δεν άγει κανένα τα ημιαγωγικά στοιχεία και το ρεύμα το πηνίου κατά τη διάρκεια αυτή μέχρι το τέλος του διακοπτικού κύκλου είναι μηδέν.



Σχήμα 4.7: Κύκλωμα μετατροπέα forward χρονικής διάρκειας $(D + D_1)T_s < t < T_s$, όπου δεν άγει κανένας από τα ημιαγωγικά στοιχεία.

Τη χρονική διάρκεια $0 < t < (D+D_1)T_s$ οι σχέσεις των ρευμάτων μαγνήτισης και πηνίου είναι κοινές με τις σχέσεις που αναλύθηκαν στη συνεχή αγωγή με τη διαφορά ότι η αρχική τιμή του ρεύματος πηνίου στην ασυνεχή αγωγή είναι μηδέν ($i_L(0)=0$).

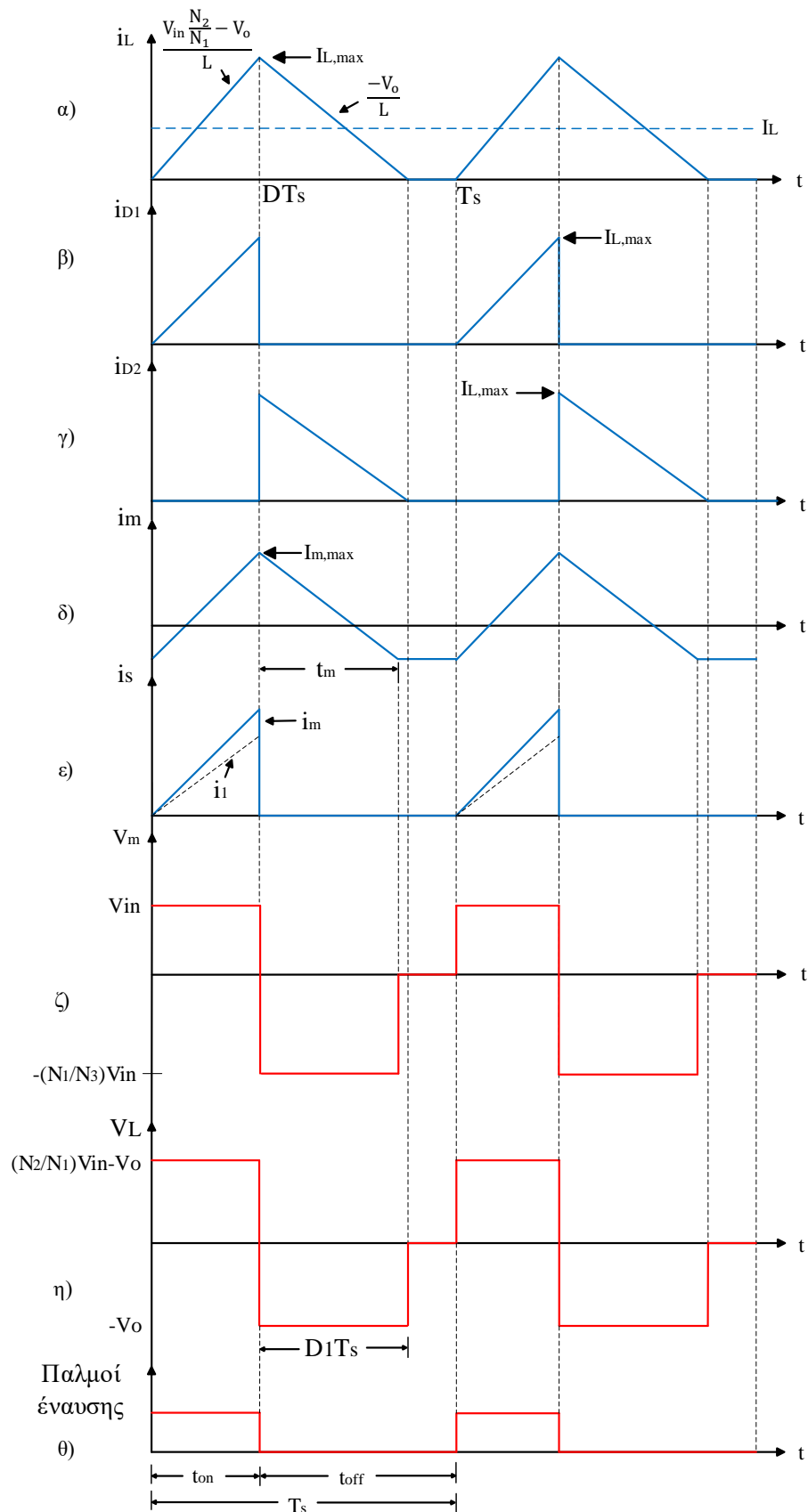
Κατά τη διάρκεια $DT_s < t \leq DT_s + t_m$ η τάση στα άκρα του τριτεύοντος είναι ίση με την τάση εισόδου ($V_3=V_{in}$) και η τάση πηνίου είναι $-V_o$ συμβάλλοντας στη γραμμική μείωση του ρεύματος πηνίου. Το ρεύμα κορυφής του πηνίου δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$i_{L,peak} = I_{max} = \frac{1}{L} \int_{(D+D_1)T_s}^{DT_s} v_L dt = \frac{1}{L} \int_{(D+D_1)T_s}^{DT_s} -V_o dt = \frac{V_o D_1 T_s}{L} \quad (4.34)$$

Τη χρονική περίοδο $DT_s + t_m < t \leq (D + D_1)T_s$ ο ημιαγωγικός διακόπτης S, οι διόδους D_1 και D_3 βρίσκονται σε αποκοπή και άγει μόνο η διάδος D_2 (σχήμα 4.2γ). Τη στιγμή όπου $t = (D + D_1)T_s$ το ρεύμα του πηνίου το οποίο ρέει μέσω της D_2 μηδενίζεται. Ενώ, τη χρονική διάρκεια $(D + D_1)T_s < t < T_s$ λόγω του μηδενισμού της τάσης του πηνίου προκύπτει και ο μηδενισμός του ρεύματος πηνίου. Οι τάσεις στα τυλίγματα του μετασχηματιστή είναι μηδέν, όπως επίσης τα ρεύματα και οι τάσεις στις διόδους D_1 , D_2 , D_3 και τον ημιαγωγικό διακόπτη S. Γνωρίζοντας, ότι το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου είναι μηδέν τότε αθροίζοντας τα ολοκληρώματα των σχέσεων (4.5) και (4.10) προκύπτει ότι:

$$\int_0^{DT_s} V_{in} \frac{N_2}{N_1} dt + \int_{DT_s}^{D_1 T_s} -V_o dt = 0$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{D + D_1} \quad (4.35)$$



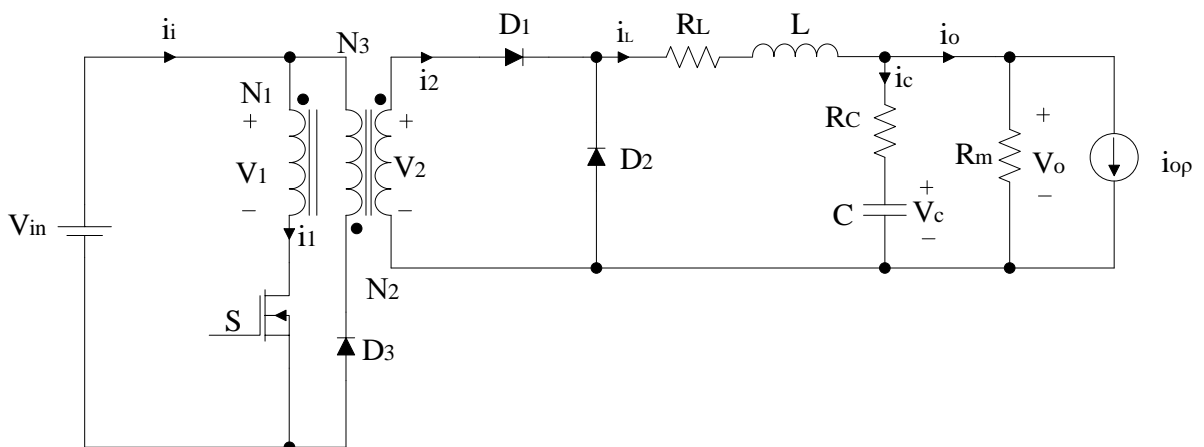
Σχήμα 4.8: Ρεύματα και τάσεις μετατροπέα forward για ασυνεχή αγωγή ρεύμα πηνίου (DCM) α) ρεύμα πηνίου, β) ρεύμα διόδου D_1 , γ) ρεύμα διόδου D_2 , δ) ρεύμα μαγνήτισης, ε) ρεύμα δευτερεύοντος, ζ) τάση εισόδου, η) τάση πηνίου και θ) παλμοί έναυσης.

4.3 Ανάλυση μετατροπέα Forward στον χώρο κατάστασης

Οι μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ είναι μη γραμμικά συστήματα λόγω των διακοπτικών στοιχείων που περιλαμβάνονται στα κυκλώματα τους [1]. Οι μεταβολές στην πηγή και στο φορτίο διαταράσσουν την λειτουργία του μετατροπέα δημιουργώντας αποκλίσεις από τις ονομαστικές τιμές τους. Για τον λόγο αυτό υπάρχει και το κύκλωμα ελέγχου το οποίο διατηρεί σταθερή την τάση εξόδου σε τυχόν μεταβολές του φορτίου ή της πηγής. Η ανάγκη εξέτασης της δυναμικής συμπεριφοράς του μετατροπέα οδήγησε στην ανάπτυξη ενός δυναμικού μοντέλου και επιτυγχάνεται μέσω των θεωριών γραμμικοποίησης. Η μελέτη των δυναμικών χαρακτηριστικών σε έναν μη γραμμικό μετατροπέα Σ.Ρ-Σ.Ρ προϋποθέτει αρχικά την εφαρμογή των θεωριών περί γραμμικοποίησης και μεσοποίησης [1]. Δύο είναι οι μέθοδοι μεσοποίησης στους μετατροπείς Σ.Ρ-Σ.Ρ :

- Μεσοποίηση εξισώσεων κατάστασης.
- Μεσοποίηση κυκλώματος μετατροπέα.

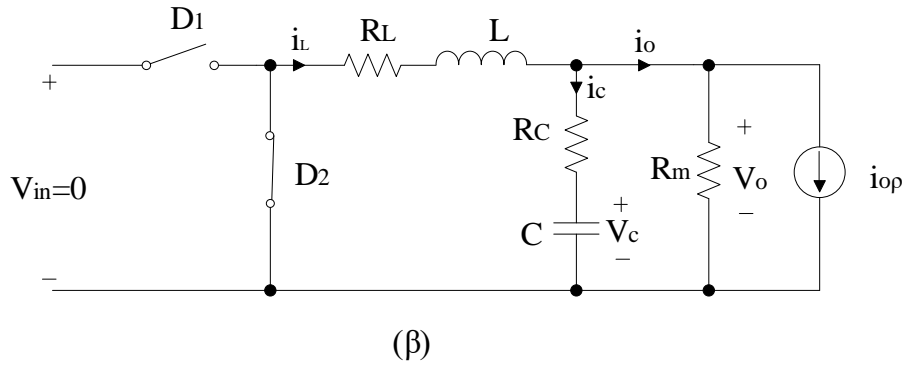
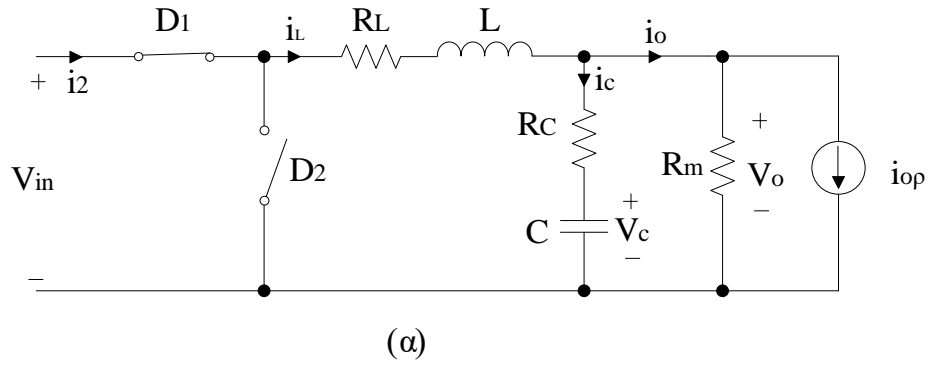
Συνήθως, λόγω της απλότητας της, η μέθοδος μεσοποίησης εξισώσεων κατάστασης εφαρμόζεται περισσότερο σε σχέση με τη μεσοποίηση κυκλώματος μετατροπέα λόγω της γενικότητας της και της εύκολης εφαρμογής της. Στο σχήμα 4.9 παρουσιάζεται το κύκλωμα μετατροπέα forward στο οποίο λαμβάνονται υπόψη οι αντιστάσεις σειράς πηνίου R_L και πυκνωτή R_C . Επίσης, στην έξοδο του μετατροπέα, το φορτίο είναι παράλληλα με μια πηγή ρεύματος i_{op} η οποία είναι χρήσιμη στην περίπτωση που το φορτίο μεταβληθεί [1] [4].



Σχήμα 4.9 : Μετατροπέας forward

4.3.1 Μεσοποιημένο μοντέλο του μετατροπέα Forward

Η ανάλυση του μετατροπέα forward θα γίνει στην κατάσταση συνεχούς αγωγής και αντιπροσωπεύεται από δύο φάσεις. Η πρώτη φάση είναι όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει και η δεύτερη φάση όταν ο διακόπτης δεν άγει. Το κύκλωμα του σχήματος 4.10(α) αποτελεί τη φάση όπου ο ημιαγωγικός διακόπτης άγει. Σε αυτήν τη φάση η ενέργεια μεταφέρεται από το πρωτεύον τύλιγμα στο δευτερεύον τύλιγμα και μέσω της διόδου D_1 στο υπόλοιπο κύκλωμα, ενώ η διάοδος D_2 είναι σε αποκοπή. Η φάση όπου δεν άγει ο ημιαγωγικός διακόπτης αντιπροσωπεύεται από κύκλωμα του σχήματος 4.10(β) όπου η ενέργεια από το πρωτεύον τύλιγμα προς το δευτερεύον παύει να ρέει με αποτέλεσμα η τάση του δευτερεύοντος να είναι μηδέν. Έτσι, η αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο ρέει μέσω της D_2 , ενώ η D_1 είναι σε αποκοπή [3] [20].



Σχήμα 4.10: α) Ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα forward όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής. β) Ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα forward όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής.

- V_{in} = τάση εισόδου
- $x_1 = v_c$ = η τάση στα άκρα του πυκνωτή.
- $x_2 = i_L$ = το ρεύμα του πηνίου,
- Διάνυσμα κατάστασης $x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$
- Διάνυσμα εξόδου $y = v_o$
- Τα μεγέθη \tilde{v}_{in} , \tilde{i}_{op} , \tilde{x} , και \tilde{d} αποτελούν τις διαταραχές ή τους όρους μικρού σήματος ενώ τα μεγέθη V_{in} , I_{op} , X , D αποτελούν τις σταθερές μόνιμης κατάστασης. Παρακάτω παρουσιάζεται η τελική μορφή της τάσης του εισόδου v_{in} , της τάσης εξόδου v_o , του ρεύματος διαταραχής φορτίου i_{op} , του διανύσματος κατάστασης x και του λόγου χρησιμοποίησης d [4].

$$v_{in} = V_{in} + \tilde{v}_{in} \quad (4.36)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad (4.37)$$

$$i_{op} = I_{op} + \tilde{i}_{op} \quad (4.38)$$

$$x = X + \tilde{x} \quad (4.39)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (4.40)$$

- Οι σχέσεις (4.36), (4.37), (4.38), (4.39) και (4.40) συνδέονται μεταξύ τους με τις εξισώσεις κατάστασης που παρουσιάζονται παρακάτω:

$$\dot{\mathbf{X}} + \mathbf{X} = [\mathbf{A}_1(D + \tilde{d}) + \mathbf{A}_2(1 - D - \tilde{d})](\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + \quad (4.41)$$

$$+ [\mathbf{B}_1(D + \tilde{d}) + \mathbf{B}_2(1 - D - \tilde{d})](V_{in} + \tilde{v}_{in}) +$$

$$+ [\mathbf{E}_1(D + \tilde{d}) + \mathbf{E}_2(1 - D - \tilde{d})]\tilde{i}_{op}$$

$$\tilde{v}_o + V_o = [\mathbf{C}_1(D + \tilde{d}) + \mathbf{C}_2(1 - D + \tilde{d})](\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) + \quad (4.42)$$

$$+ [\mathbf{G}_1(D + \tilde{d}) + \mathbf{G}_2(1 - D + \tilde{d})]\tilde{i}_{op}$$

❖ **Χρονικό διάστημα $0 < t \leq dT_s$**

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα forward του σχήματος 4.10(α) όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις :

$$v_2 = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + v_o \Rightarrow \boxed{\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L - \frac{v_{in}}{L} - \frac{v_o}{L}} \quad (4.43)$$

$$\boxed{\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_c}{C}} \quad (4.44)$$

- v_c = η τάση στα άκρα του πυκνωτή
- i_c = ρεύμα πυκνωτή
- i_L = ρεύμα πηνίου

Όπου,

$$i_c = i_L - i_o = i_L - \frac{u_o}{R_m} - i_{op} \quad (4.45)$$

$$u_o = i_c R_c + u_c \quad (4.46)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (4.45) στην εξίσωση (4.44) προκύπτει η ακόλουθη σχέση :

$$i_c = i_L - \frac{i_c R_c + u_c}{R_m} - i_{op} \Rightarrow \boxed{i_c = \frac{R_m}{R_m + R_c} i_L - \frac{v_c}{R_m + R_c} - \frac{R_m}{R_m + R_c} i_{op}} \quad (4.47)$$

ενώ με αντικατάσταση της εξίσωσης (4.47) στην (4.46) προκύπτει η εξής σχέση :

$$\boxed{v_o = \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} i_L + \frac{R_m}{R_m + R_c} v_c - \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} i_{op}} \quad (4.48)$$

Από τις σχέσεις (4.42), (4.43), (4.45) και (4.46) προκύπτουν οι εξισώσεις κατάστασης για τη δεδομένη χρονική κατάσταση :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_1 \tilde{v}_{in} + \mathbf{E}_1 \tilde{i}_{op} \quad (4.49)$$

Όπου,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} \right) & -\frac{1}{L} \frac{R_m}{R_m + R_c} \\ \frac{1}{C} \frac{R_m}{R_m + R_c} & -\frac{1}{C} \frac{1}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} \frac{R_m R_c}{R_m + R_m} \\ 1 \\ -\frac{1}{C} \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

Από τη σχέση (4.48) η τάση εξόδου v_o μπορεί να γραφτεί με τη μορφή πίνακα ως εξής

$$\tilde{v}_o = \mathbf{C}_1 \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{G}_1 \tilde{i}_{op} \quad (4.53)$$

Όπου,

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} & \frac{R_m}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_m R_c}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

❖ Χρονικό διάστημα $dT_s < t \leq T_s$

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα (σχήμα 4.10β) όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις :

$$0 = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + v_o \Rightarrow \boxed{\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} i_L - \frac{1}{L} v_o} \quad (4.56)$$

$$\boxed{\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_c}{C}} \quad (4.57)$$

Όπου,

$$i_c = i_L - i_o = i_L - \frac{v_o}{R_m} - i_{op} \quad (4.58)$$

$$v_o = i_c R_c + v_c \quad (4.59)$$

Από την αντικατάσταση της εξίσωσης (4.58) στην εξίσωση (4.57) προκύπτει:

$$i_c = i_L - i_o = i_L - \frac{i_c R_c + v_c}{R_m} - i_{op} \Rightarrow \boxed{i_c = \frac{R_m}{R_m + R_c} i_L - \frac{1}{R_m + R_c} v_c - \frac{R_m}{R_m + R_c} i_{op}} \quad (4.60)$$

Ενώ, με την αντικατάσταση της εξίσωσης (4.59) στην εξίσωση (4.58) έχω την εξής σχέση:

$$v_o = \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} i_L + \frac{R_m}{R_m + R_c} v_c - \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} i_{op} \quad (4.61)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτουν οι παρακάτω εξισώσεις κατάστασης, οι οποίες δίνονται παρακάτω σε μορφή πινάκων.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \tilde{v}_{in} + \mathbf{E}_2 \tilde{i}_{op} \quad (4.62)$$

Όπου,

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} \right) & -\frac{1}{L} \frac{R_m}{R_m + R_c} \\ \frac{1}{C} \frac{R_m}{R_m + R_c} & -\frac{1}{C} \frac{1}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.64)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} \\ \frac{1}{C} \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \quad (4.65)$$

Από τη σχέση (4.60) η τάση εξόδου v_o μπορεί να γραφτεί με τη μορφή πίνακα ως εξής :

$$v_o = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{G}_2 \tilde{i}_{op} \quad (4.66)$$

Όπου,

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} & \frac{R_m}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_m R_c}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

Διαχωρίζοντας τις παραμέτρους μεγάλου σήματος από τις παραμέτρους μικρού σήματος στις εξισώσεις κατάστασης της σχέσης (4.40) θα προκύψει :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \tilde{v}_{in} + \mathbf{E}_2 \tilde{i}_{op} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{x} \cdot d + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \tilde{v}_{in} \cdot d + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \tilde{i}_{op} \cdot d \quad (4.69)$$

Όπου,

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 \quad (4.70)$$

$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_2 \quad (4.71)$$

Οπότε, οι μεσοποιημένες εξισώσεις κατάστασης έχουν ως εξής:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{X} + \mathbf{B}_1 \tilde{v}_{in} \cdot d + \mathbf{E}_2 \tilde{i}_{op} \quad (4.72)$$

Από τη σχέση (4.41) διατηρώντας μόνο τους όρους μικρού σήματος θα προκύψει η εξίσωση της τάσης εξόδου με τη μορφή πινάκων:

$$\tilde{y} = v_o = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{G}_2 \tilde{i}_{op} + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \mathbf{x} \cdot d + (\mathbf{G}_1 - \mathbf{G}_2) \tilde{i}_{op} \cdot d \quad (4.73)$$

Όπου,

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 \quad (4.74)$$

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{G}_2 \quad (4.75)$$

Οπότε η σχέση (4.66) καταλήγει στην εξής μορφή :

$$\tilde{y} = \mathbf{G}_2 \mathbf{X} + \mathbf{G}_2 \tilde{i}_{op} \quad (4.76)$$

4.3.2 Γραμμικοποίηση μικρού σήματος

Με τη χρήση των παρακάτω εξισώσεων θα βρεθούν οι γραμμικοποιημένες μεσοποιημένες εξισώσεις κατάστασης μικρού σήματος μαζί με την εξίσωση για την τάση εξόδου του μετατροπέα forward. Μηδενίζοντας όλες τις διαταραχές των παραπάνω εξισώσεων καθώς και τις παραγώγους τους προκύπτουν οι εξής εξισώσεις μόνιμης κατάστασης :

$$\mathbf{A}_2 \mathbf{X} + \mathbf{B}_1 D V_{in} = 0 \quad (4.77)$$

$$V_o = \mathbf{C}_2 \mathbf{X} \quad (4.78)$$

Όπου, X, V_o, D και V_{in} είναι οι σταθερές τιμές μόνιμης κατάστασης των μεταβλητών κατάστασης, της μεταβλητής εξόδου, του λόγου χρησιμοποίησης και της τάσης εισόδου:

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(R_L + \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} \right) & -\frac{1}{L} \frac{R_m}{R_m + R_c} \\ \frac{1}{C} \frac{R_m}{R_m + R_c} & -\frac{1}{C} \frac{1}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} D \\ 0 \end{bmatrix} V_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} \frac{R_m R_c}{R_m + R_c} & \frac{R_m}{R_m + R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.80)$$

Λύνοντας τη σχέση (4.76) ως προς X και αντικαθιστώντας τη στη σχέση (4.77), τότε θα προκύψει η συνάρτηση μεταφοράς συνεχούς τάσης για τη μόνιμη κατάσταση :

$$V_o = -\mathbf{C}_2 \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{B}_1 V_{in} \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = -\mathbf{C}_2 \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{B}_1 \quad (4.81)$$

Από τη συνάρτηση μεταφοράς μόνιμης κατάστασης (4.81) έχω:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\mathbf{C}_2 \mathbf{A}_2^{-1} \mathbf{B}_1 = \frac{D \cdot R_m^2 + D \cdot R_m \cdot R_C}{R_m^2 + R_m \cdot R_L + R_m \cdot R_C + R_L \cdot R_C} = \frac{DR_m}{R + r_L} \quad (4.82)$$

Από τις εξισώσεις (4.41) και (4.42) μηδενίζουμε τους σταθερούς όρους και λαμβάνουμε υπόψη τις διαταραχές, καταλήγοντας στις εξής σχέσεις:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_2 \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_1 \tilde{d} \cdot V_{in} + \mathbf{B}_1 \tilde{v}_{in} \cdot D + \mathbf{E}_2 \tilde{i}_{op} \quad (4.83)$$

$$\tilde{v}_o = \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{G}_2 \tilde{i}_{op} \quad (4.84)$$

Αγνοώντας, τους όρους $\mathbf{E}_2 \tilde{i}_{op}$, $\mathbf{B}_1 \tilde{d} \cdot V_{in}$ και $\mathbf{G}_2 \tilde{i}_{op}$ στις παραπάνω εξισώσεις προκύπτουν θα προκύψουν οι εξής σχέσεις:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_2 \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_1 \tilde{v}_{in} \cdot D \quad (4.85)$$

$$\tilde{v}_o = \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{x}} \quad (4.86)$$

Παίρνοντας τον Μετασχηματισμό Laplace και στα δύο μέρη της εξίσωσης (4.85) έχουμε :

$$s\tilde{\mathbf{x}}(s) - \tilde{\mathbf{x}}(0) = \mathbf{A}_2 \tilde{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B}_1 \tilde{v}_{in}(s) \cdot D \quad (4.87)$$

Παραμελώντας τις αρχικές συνθήκες η σχέση καταλήγει στην εξής μορφή :

$$\boxed{\tilde{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{B}_1 (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_2)^{-1} \tilde{v}_{in}(s) \cdot D} \quad (4.88)$$

Όπου, \mathbf{I} ο μοναδιαίος πίνακας 2x2 :

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (4.88) στην εξίσωση (4.86) αφού πρώτα γίνει ο μετασχηματισμός Laplace, τότε η εξίσωση (4.86) καταλήγει στην εξής μορφή :

$$\tilde{y} = \tilde{v}_o(s) = (\mathbf{C}_2 (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{B}_1) \tilde{v}_{in}(s) \cdot D \quad (4.90)$$

Από την παραπάνω εξίσωση προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς τάσης εξόδου προς τάσης εισόδου η οποία φαίνεται ως εξής:

$$\boxed{\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{in}(s)} = \mathbf{C}_2 (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{B}_1 \cdot D} \quad (4.91)$$

Για να δημιουργηθεί η συνάρτηση μεταφοράς της τάσης εξόδου προς τη διαταραχή \tilde{v}_o και προς τον λόγο χρησιμοποίησης \tilde{d} , πρέπει να αγνοηθούν οι όροι $\mathbf{B}_1 \tilde{v}_{in} \cdot D$, $\mathbf{E}_2 \tilde{i}_{op}$ και $\mathbf{G}_2 \tilde{i}_{op}$ στις εξισώσεις (4.83) και (4.84), οι οποίες καταλήγουν στην εξής μορφή:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_2 \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_1 \tilde{\mathbf{d}} \cdot V_{in} \quad (4.92)$$

$$\tilde{v}_o = \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{x}} \quad (4.93)$$

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Laplace και στις δύο σχέσεις και έπειτα αντικαθιστώντας τη σχέση (4.92) στη σχέση (4.93) θα προκύψει η συνάρτηση μεταφοράς τάσης εξόδου προς τον λόγο χρησιμοποίησης :

$$\boxed{\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{\mathbf{d}}(s)} = \mathbf{C}_2 (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{B}_1 \cdot V_{in}} \quad (4.94)$$

Εφαρμόζοντας την ίδια μεθοδολογία που χρησιμοποιήθηκε για τις προηγούμενες συναρτήσεις μεταφοράς, μπορώ να βρω τη συνάρτηση μεταφοράς της τάσης εξόδου ως προς το ρεύμα εξόδου i_{op} . Αρχικά, θα πρέπει να αγνοηθούν οι όροι $\mathbf{B}_1 \tilde{\mathbf{d}} \cdot V_{in}$ και $\mathbf{B}_1 \tilde{v}_{in} \cdot D$ στις εξισώσεις (4.83) και (4.84) οι οποίες καταλήγουν στην εξής μορφή:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_2 \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{E}_2 \tilde{i}_{op} \quad (4.95)$$

$$\tilde{v}_o = \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{G}_2 \tilde{i}_{op} \quad (4.96)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς της τάσης εξόδου προς το ρεύμα εξόδου είναι η εξής:

$$\boxed{\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_{op}(s)} = \mathbf{C}_2 (\mathbf{sI} - \mathbf{A}_2)^{-1} \mathbf{E}_2 + \mathbf{G}_2} \quad (4.97)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

Σχεδίαση μετατροπέα Forward

5.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει η σχεδίαση του μετατροπέα forward σύμφωνα με τις προδιαγραφές λειτουργίας του. Αρχικά, θα γίνει η σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος που περιλαμβάνει τη σχεδίαση των μαγνητικών στοιχείων (μετασχηματιστής και πηνίο) και την επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων (δίοδοι και MOSFET). Στη συνέχεια θα γίνει η σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου ή αλλιώς του κυκλώματος παλμοδότησης του MOSFET. Αρχικά, θα επιλεγεί η μέθοδος ελέγχου και μετέπειτα θα σχεδιαστεί το κύκλωμα αντιστάθμισης έτσι ώστε η τάση εξόδου να μην επηρεάζεται από τις μεταβολές της τάσης εισόδου και του φορτίου.

5.1.1 Σχεδίαση μετασχηματιστή

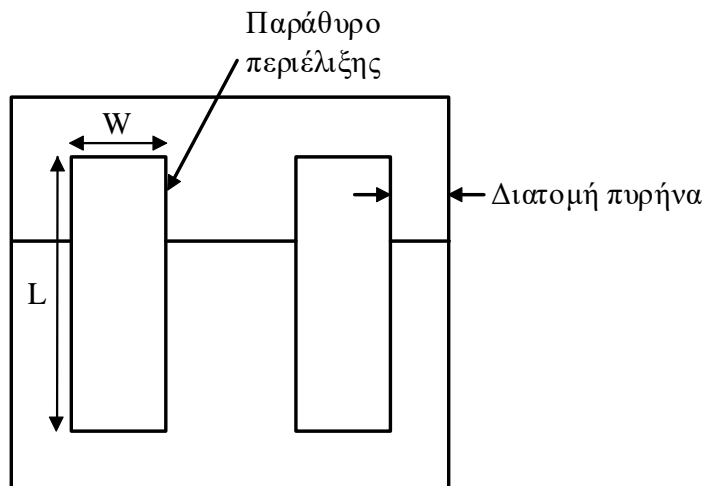
Αρχικά, για τη σχεδίαση ενός πηνίου ή ενός μετασχηματιστή γίνεται η επιλογή του υλικού του πυρήνα. Στις χαμηλές συχνότητες (50-60Hz) οι πυρήνες που χρησιμοποιούνται είναι κυρίως από σιδηρομαγνητικά υλικά, ενώ στις υψηλές συχνότητες οι πυρήνες που χρησιμοποιούνται είναι κυρίως φερρίτες. Έπειτα, η επιλογή του πυρήνα από τα φυλλάδια των κατασκευαστών στηρίζεται στη χρήση ενός μεγέθους που ονομάζεται AP (Area Product) και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$AP = W_a \cdot A_c$$

Όπου,

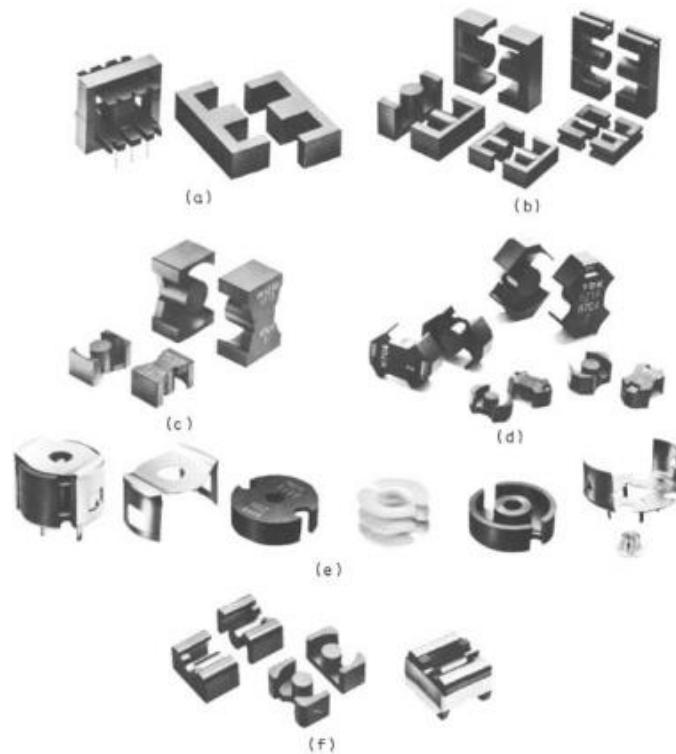
$W_a = W \times L$, το εμβαδόν του παραθύρου περιέλιξης (ύψος x πλάτος παραθύρου)

$A_a = \eta$ διατομή του πυρήνα



Σχήμα 5.1: Πυρήνας μορφής ETD

Οι πυρήνες του εμπορίου έχουν συγκεκριμένες τιμές AP, γι' αυτό ο πυρήνας που θα επιλεγεί θα πρέπει να είναι ίσης ή μεγαλύτερης τιμής από το υπολογιζόμενο AP, ώστε να αποφευχθεί ο κορεσμός του.



Σχήμα 5.2 : Διάφοροι τύποι πυρήνα: (a) EE (b) EC και ETD (c) PQ (d) RM (e) Pot (f) LF [16]

Σημαντικό ρόλο παίζει και η διατομή του αγωγού περιέλιξης σε ένα πηνίο ή σε έναν μετασχηματιστή, καθώς η διατομή του αγωγού καθορίζει τις ωμικές απώλειες του τυλίγματος με αποτέλεσμα να επηρεάζει την αύξηση θερμοκρασίας του εξαρτήματος. Αναλόγως του αριθμού των σπειρών επηρεάζεται και η επιλογή της φόρτισης των αγωγών, η οποία συνήθως επιλέγεται στην περιοχή των 4-10A/mm². Επίσης, στις υψηλές συχνότητες, όπου το επιδερμικό φαινόμενο γίνεται έντονο, χρησιμοποιούνται πολύκλωνοι μονωμένοι αγωγοί τύπου Litz για τον περιορισμό του φαινομένου αυτού [20].

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι προδιαγραφές σχεδιασμού για τον μετασχηματιστή του μετατροπέα forward.

Πίνακας 5.1: Προδιαγραφές μετατροπέα forward

1	Συχνότητα λειτουργίας, f	100kHz
2	Τάση εξόδου, V_o	5 Volts
3	Ρεύμα εξόδου, I_o	3 Amps
4	Κυμάτωση ρεύματος πηνίου, ΔI_L	0.6 Amps
5	Μέγιστη τάση εισόδου, $V_{in(max)}$	30 Volts
6	Ονομαστική τάση εισόδου, $V_{in(nom)}$	25 Volts
7	Ελάχιστη τάση εισόδου, $V_{in(min)}$	20 Volts
9	Μέγιστη θερμοκρασία περιβάλλοντος, $T_{amb,max}$	40°C
10	Αύξηση θερμοκρασίας, ΔT	20°C
11	Κυμάτωση τάσης εξόδου, ΔV_o	50mV

❖ Μέγιστος λόγος χρησιμοποίησης

Το κύκλωμα ελέγχου σε έναν μετατροπέα μεταβάλλει την τιμή του λόγου χρησιμοποίησης ώστε να σταθεροποιήσει την τάση εξόδου. Στον μετατροπέα forward θα πρέπει για ένα σημαντικό κομμάτι της διακοπτικής περιόδου να γίνεται η απομαγνήτιση του πυρήνα. Στην περίπτωση που η τάση επιστροφής κατά τη διάρκεια της απομαγνήτισης του πυρήνα φτάσει την τιμή της τάσης εισόδου, τότε θα πρέπει ο λόγος χρησιμοποίησης να είναι κάτω από 50%, διότι ο χρόνος που απαιτείται για την απομαγνήτιση του πυρήνα είναι ίσος με τον χρόνο αγωγής του ημιαγωγικού διακόπτη [19]. Οπότε, βάσει των παραπάνω ο μέγιστος λόγος χρησιμοποίησης επιλέγεται να είναι $D_{max}=0.47$.

❖ Συντελεστής παραθύρου (πλήρωσης) K_u

Ο συντελεστής παραθύρου ορίζεται ως ο λόγος της επιφάνειας που καταλαμβάνεται από τη διατομή των σπειρών όλων των τυλιγμάτων προς τη συνολική επιφάνεια παραθύρου (W_a) του πυρήνα.

$$K_u = \frac{NA_d}{W_a}$$

Όπου,

N = ο αριθμός των σπειρών

A_d = διατομή αγωγού

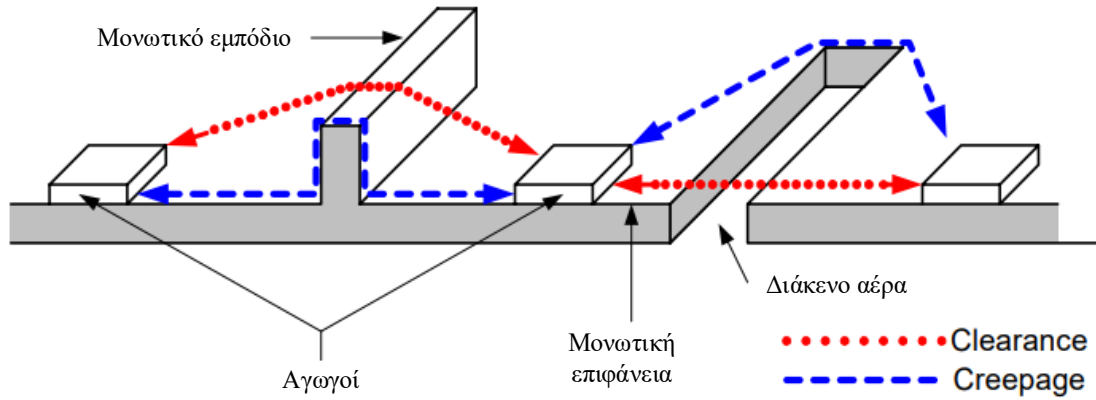
W_a = παράθυρο περιέλιξης

Οι τιμές του συντελεστή παραθύρου κυμαίνονται από 0.2 έως 0.8 και εξαρτώνται από το πόσο σφιχτά τυλίγεται ο αγωγός στο παράθυρο του πυρήνα. Όσο πιο σφιχτά τυλίγεται ο αγωγός τόσο περισσότερο αυξάνεται η τιμή του συντελεστή παραθύρου. Ωστόσο, θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη και αποστάσεις ερπυσμού και απομάκρυνσης (creepage and clearance distance) των αγωγών, από τους κανονισμούς ασφαλείας για τη σωστή επιλογή του συντελεστή παραθύρου [21].

❖ Αποστάσεις ερπυσμού και απομάκρυνσης (creepage and clearance distance)

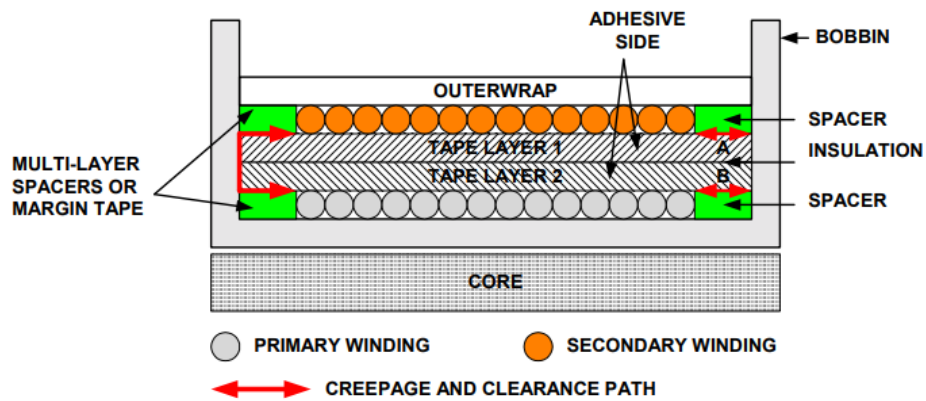
Η απόσταση ερπυσμού (creepage distance) αποτελεί τη μικρότερη διαδρομή μεταξύ δύο αγώγιμων στοιχείων κατά μήκος της επιφάνειας οποιουδήποτε μονωτικού υλικού που είναι κοινό και στα δύο μέρη. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.3 το μήκος ερπυσμού αυξάνεται σε περίπτωση που παρεμβάλλεται ανάμεσα από τους δύο αγωγούς μονωτικό εμπόδιο ή και διάκενο αέρα. Η διάσπαση στο μήκος ερπυσμού γίνεται αργά και καθορίζεται από τα επίπεδα της ενεργού ή μέσης τιμής της τάσης.

Η απόσταση απομάκρυνσης (clearance distance) ορίζεται ως μικρότερη η απόσταση στον αέρα μεταξύ δύο αγώγιμων στοιχείων. Η διάσπαση στο μήκος απομάκρυνσης είναι σχετικά ένα γρήγορο φαινόμενο το οποίο προκαλεί βλάβη σε μικρό χρονικό διάστημα.

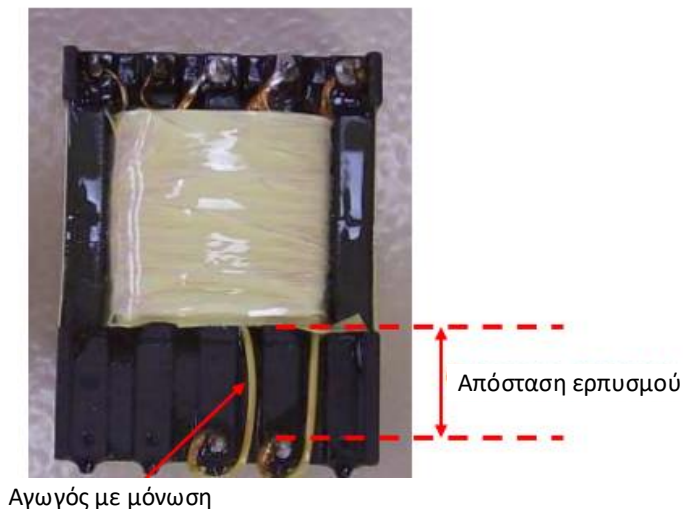


Σχήμα 5.3: Αποστάσεις ερπυσμού (creepage) και απομάκρυνσης (clearance)

Στον μετασχηματιστή απομόνωσης του σχήματος 5.4 φαίνεται η τοποθέτηση των τυλιγμάτων του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος στη μπομπίνα. Ανάμεσα στα δύο τυλιγμάτα τοποθετείται διπλή μονωτική ταινία (tape layer) για την αποφυγή αστοχίας σε περίπτωση υψηλών τάσεων. Επίσης μεταξύ σπειρών και μπομπίνας υπάρχουν κάποια διάκενα (spacer) όπως φαίνεται στο σχήμα 5.4 με αποτέλεσμα να μειώνεται το πλάτος περιέλιξης. Σύμφωνα με τον πίνακα 3 της αναφοράς [26], επιλέγοντας για τάση dc ή rms μικρότερη των 50V, το μήκος ερπυσμού το οποίο φαίνεται στο σχήμα 5.5 θα είναι 1.2mm.



Σχήμα 5.4: Μετασχηματιστής απομόνωσης



Σχήμα 5.5: Απεικόνιση απόστασης ερπυσμού σε πραγματικό μετασχηματιστή

❖ **Επιλογή υλικού και σχήματος πυρήνα**

Βάσει των προδιαγραφών του πίνακα 5.1, επιλέγουμε πυρήνα από φερρίτη, καθώς παρουσιάζει μικρές απώλειες δινορευμάτων. Το παράθυρο του πυρήνα θα πρέπει να είναι πλατύ ώστε να αυξηθεί το πλάτος περιέλιξης και να μειωθεί ο αριθμός των στρώσεων σε αυτό. Το σχήμα του πυρήνα θα επιλεγεί να είναι της μορφής E-E, όπως οι πυρήνες ETD, EC και LF καθώς έχουν μεγάλο παράθυρο περιέλιξης σε σχέση με το μέγεθος του πυρήνα, ενώ οι πυρήνες τύπου PQ και Pot έχουν μικρό παράθυρο με αποτέλεσμα το πλάτος περιέλιξης να μην είναι το επιθυμητό [19].

❖ **Υπολογισμός AP και επιλογή μεγέθους πυρήνα**

Το μέγεθος του πυρήνα θα καθοριστεί από την τιμή του Area Product το οποίο δίνεται από την παρακάτω σχέση ([27]):

$$AP = W_a A_c = \left(\frac{P_o}{K_t \Delta B f_s} \right)^{\frac{4}{3}} = \left(\frac{(V_o + V_F) I_o}{K_t \Delta B f_s} \right)^{\frac{4}{3}}$$

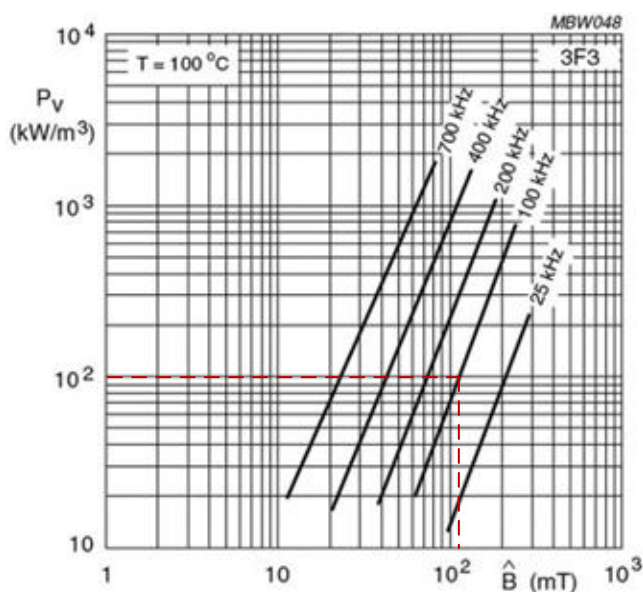
Όπου,

V_F = η πτώση τάση της διόδου (0.5 Volt).

ΔB = η κυμάτωση της μαγνητικής επαγωγής του πυρήνα (Tesla).

K_t = 0.014 για μετατροπέα forward

Η παραπάνω σχέση υπολογισμού του AP ισχύει για πυκνότητα ρεύματος 420 A/cm^2 ($4,2 \text{ A/mm}^2$) και για συντελεστή πλήρωσης παραθύρου $K_u=0.4$. Εφόσον η διακοπτική συχνότητα είναι 100kHz, επιλέγεται ως υλικό πυρήνα ο φερρίτης τύπου 3F3. Μέσω του διαγράμματος απωλειών φερρίτη του σχήματος 5.6 θα βρεθεί η μέγιστη τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας της μαγνητικής επαγωγής $B_{ac,pk}$ για απώλειες πυρήνα 100 kW/m^3 .



Σχήμα 5.6: Διάγραμμα απωλειών φερρίτη τύπου 3F3.

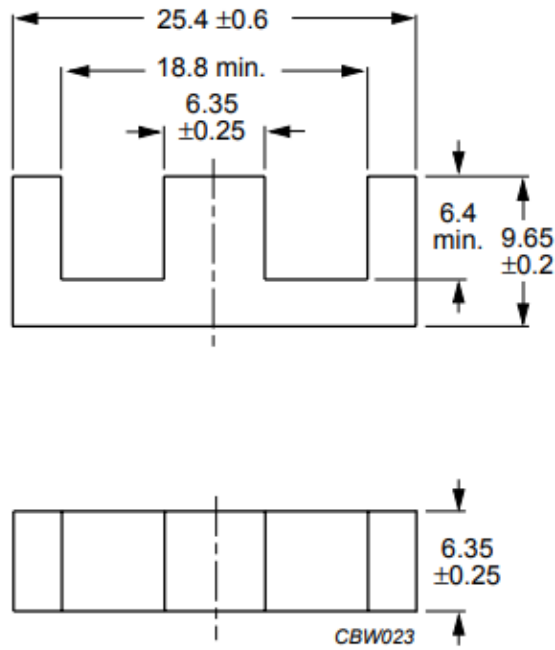
Όπως φαίνεται και από το σχήμα 5.6 στα $100\text{kW}/\text{m}^3$ αντιστοιχεί περίπου $B_{ac,pk}=0.11\text{T}$, οπότε η κυμάτωση της μαγνητικής επαγωγής είναι:

$$\Delta B = 2 \cdot B_{ac,pk} = 0.22\text{T}$$

Η τιμή του AP υπολογίζεται ως εξής:

$$AP = \left(\frac{(5 + 0.5) \cdot 3}{0.014 \cdot 0.22 \cdot 100 \cdot 10^3} \right)^{4/3} \Rightarrow AP = 0.0202\text{cm}^4$$

Ο πυρήνας που επιλέγεται βάσει του AP από τα φυλλάδια των κατασκευαστών, είναι ο E25/10/6 του οποίου οι διαστάσεις φαίνονται στο σχήμα 5.7 και τα χαρακτηριστικά του δίνονται στον πίνακα 5.2.



Σχήμα 5.7: Διαστάσεις πυρήνα φερριτή E25/10/6

Πίνακας 5.2: Παράμετροι πυρήνα μετασχηματιστή

Σύμβολα	Παράμετροι	Τιμές	Μονάδες
AP	Area Product	0.187	cm^4
V_e	Όγκος	1.193	cm^3
A_c	Εμβαδόν διατομής	0.395	cm^2

Για τον συγκεκριμένο πυρήνα ο κατασκευαστής δίνει και την κατάλληλη μομπούνα, η οποία μαζί με κατάλληλους συνδετήρες ενώνουν τα δύο τμήματα E του πυρήνα. Η μομπούνα περιορίζει τις διαστάσεις του παραθύρου περιέλιξης, οι οποίες δίνονται από τον πίνακα 5.3.

Πίνακας 5.3: Διαστάσεις παραθύρου με προσθήκη μομπούνας.

Σύμβολα	Παράμετροι	Τιμές	Μονάδες
A_w	Εμβαδόν παραθύρου	0.474	cm^2
h_w	Ύψος παραθύρου	0.474	cm
b_w	Πλάτος παραθύρου	1	cm
l_t	Μέσο μήκος σπείρας	5.31	cm

❖ Υπολογισμός απωλειών (τυλιγμάτων και πυρήνα)

Αρχικά, υπολογίζεται η θερμική αντίσταση R_T ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ή $^{\circ}\text{K}/\text{W}$), η οποία αποτελείται από την εσωτερική θερμική αντίσταση R_I και την εξωτερική θερμική αντίσταση R_E [19]. Η εσωτερική θερμική αντίσταση είναι αρκετά μικρότερη από την εξωτερική θερμική αντίσταση και εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του πυρήνα και τα τυλίγματα του μετασχηματιστή. Η εξωτερική θερμική αντίσταση ορίζεται μεταξύ της επιφάνειας του πυρήνα και του εξωτερικού περιβάλλοντος και εξαρτάται από τον τρόπο που τοποθετείται ο μετασχηματιστής και κατά πόσο αυτό επηρεάζει τη ροή αέρα προς αυτόν [21]. Η θερμική αντίσταση ενός πυρήνα συνήθως δίνεται από τους κατασκευαστές, όμως μπορεί να βρεθεί και από εμπειρικούς κανόνες. Παρακάτω δίνεται η εμπειρική σχέση, σύμφωνα με την αναφορά [28], για την εύρεση της θερμικής αντίστασης του πυρήνα του μετασχηματιστή:

$$R_T = 53 \cdot (V_{core})^{-0.54} = 53 \cdot (1.193)^{-0.54} = 48.18^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Συνολικές απώλειες:

$$\Delta T = R_T \cdot P_{tot} \Rightarrow P_{tot} = \frac{\Delta T}{R_T} = \frac{20}{48.18} \Rightarrow P_{tot} = 0.415\text{W}$$

Συνηθίζεται οι συνολικές απώλειες να ισομοιράζονται σε απώλειες πυρήνα P_c και απώλειες τυλιγμάτων P_w ως εξής:

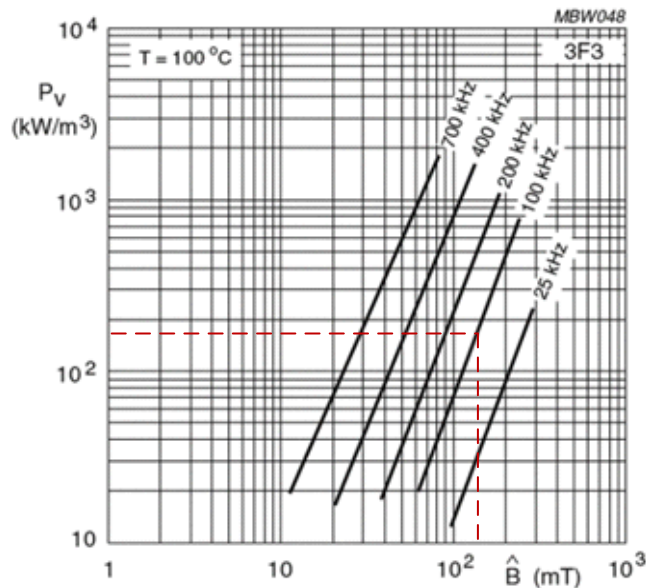
$$P_c = \frac{P_{tot}}{2} = 0.207\text{W}$$

$$P_w = \frac{P_{tot}}{2} = 0.207\text{W}$$

❖ Υπολογισμός κυμάτωσης μαγνητικής επαγωγής ΔB

Γνωρίζοντας ότι οι απώλειες πυρήνα του μετασχηματιστή είναι 0.415W, θα βρεθεί η τιμή κορυφής της μέγιστης εναλλασσόμενης συνιστώσας της μαγνητικής επαγωγής μέσω του διαγράμματος απωλειών του σχήματος 5.8. Από την παρακάτω σχέση υπολογίζεται η μέγιστη πυκνότητα απωλειών (πυκνότητα απωλειών):

$$P_c = P_V \cdot V_c \Rightarrow P_V = \frac{P_c}{V_c} = \frac{0.207}{1.193} = 173\text{mW}/\text{cm}^3 \text{ ή } 173\text{kW}/\text{m}^3$$



Σχήμα 5.8: Εύρεση μαγνητικής επαγωγής μέσω του διαγράμματος απωλειών

Από το διάγραμμα απωλειών του σχήματος 5.8 βρίσκουμε τη μέγιστη τιμή κορυφής της εναλλασσόμενης μαγνητικής επαγωγής $B_{ac, pk} = 140 \text{ mT} = 0.14 \text{ T}$, οπότε η διακύμανση της μαγνητικής επαγωγής είναι $\Delta B = 2 B_{ac, pk} = 0.28 \text{ T}$.

❖ **Αριθμός σπειρών δευτερεύοντος**

Για τον υπολογισμό των σπειρών του δευτερεύοντος τυλίγματος θα χρησιμοποιήσουμε τη σχέση που δίνεται από την αναφορά [27]:

$$N_s = \frac{(V_o + V_F)}{\Delta B \cdot A_c \cdot f_s} = \frac{(5 + 0.5)}{0.28 \cdot 0.395 \cdot 10^{-4} \cdot 100 \cdot 10^3} \approx 4.97 \text{ σπείρες}$$

Εφόσον οι σπείρες του δευτερεύοντος είναι πιο κοντά στις 5 τότε θα στρογγυλοποιήσω σε $N_s = 5$. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μειωθούν οι απώλειες πυρήνα και να αυξηθούν οι απώλειες τυλιγμάτων, όμως στην περίπτωση αυτή επειδή η απόκλιση μεταξύ υπολογιζόμενης τιμής σπειρών και της τιμής που προκύπτει από την στρογγυλοποίηση των σπειρών είναι πολύ μικρή, θα επηρεαστούν ελάχιστα οι απώλειες του πυρήνα και των τυλιγμάτων.

❖ **Επανυπολογισμός της διακύμανσης της μαγνητικής επαγωγής και των απωλειών πυρήνα**

Η τιμή της ΔB για τις 5 σπείρες είναι η εξής [19] :

$$\Delta B' = 0.28 \frac{4.97 \text{ σπείρες}}{5 \text{ σπείρες}} = 0.278 \text{ T}$$

Είναι προφανές ότι η τιμή διακύμανσης της μαγνητικής επαγωγής έχει μεταβληθεί από την αρχική της τιμή ελάχιστα, με αποτέλεσμα οι απώλειες του πυρήνα να παραμείνουν ίδιες, δηλαδή 0.207 mW/cm^3 .

❖ **Αριθμός σπειρών πρωτεύοντος**

Λαμβάνοντας υπόψη και την πτώση τάση της διόδου από την σχέση (4.13), θα υπολογιστεί ο λόγος του αριθμού των σπειρών του πρωτεύοντος τυλίγματος προς το δευτερεύον τύλιγμα:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in,min}}{V_o + V_F} D_{max} = \frac{20}{5.5} \cdot 0.47 = 1.71$$

Λύνοντας την παραπάνω σχέση ως προς το πρωτεύων τυλίγμα θα προκύψει ότι:

$$N_s = 1.71 \cdot N_p = 1.71 \cdot 5 = 8.55$$

Με στρογγυλοποίηση προς τα πάνω ο ακέραιος αριθμός σπειρών του πρωτεύοντος τυλίγματος είναι 9 σπείρες με λόγο σπειρών $N_p/N_s = 1.8$. Στο σημείο αυτό θα γίνει επανυπολογισμός του λόγου χρησιμοποίησης καθώς με τις στρογγυλοποιήσεις άλλαξε ο λόγος των σπειρών μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος με αποτέλεσμα να αλλάξει ο μέγιστος και ο ελάχιστος λόγος χρησιμοποίησης ως εξής:

Μέγιστος λόγος χρησιμοποίησης: $D_{max} = \frac{V_o + V_F}{V_{in,min}} \cdot \frac{N_p}{N_s} = \frac{5.5}{20} \cdot \frac{9}{5} \Rightarrow D_{max} = 0.495$

Ελάχιστος λόγος χρησιμοποίησης: $D_{min} = \frac{V_o + V_F}{V_{in,max}} \cdot \frac{N_p}{N_s} = \frac{5.5}{30} \cdot \frac{9}{5} \Rightarrow D_{min} = 0.33$

❖ Αριθμός σπειρών τριτεύοντος

Ο αριθμός σπειρών του τριτεύοντος τυλίγματος θα βρεθεί από τη σχέση (4.27):

$$N_t = \frac{1 - D_{max}}{D_{max}} N_p = \frac{1 - 0.495}{0.495} \cdot 9 \approx 9 \text{ σπείρες}$$

❖ Υπολογισμός επιδερμικού βάθους στα 100kHz

Η επιλογή της ειδικής αντίστασης του χαλκού θα γίνει για τις δυσμενέστερες συνθήκες, δηλαδή στις χαμηλές θερμοκρασίες, όπου το επιδερμικό φαινόμενο γίνεται εντονότερο. Η αντίσταση χαλκού επιλέγεται στους 20°C, με ειδική αντίσταση $\rho = 1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_o \pi f}} = \sqrt{\frac{1.7 \cdot 10^{-8}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3}} = 2.07 \cdot 10^{-4} m = 0.207 mm$$

❖ Υπολογισμός ρευμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος ([19])

Το ρεύμα συνεχούς συνιστώσας δευτερεύοντος τυλίγματος υπολογίζεται από τη σχέση (4.22) είναι:

$$I_{s,dc} = D_{max} \cdot I_o = 0.495 \cdot 3 = 1.485 A$$

Ρεύμα συνεχούς συνιστώσας πρωτεύοντος τυλίγματος:

$$I_{p,dc} = I_{s,dc} \cdot \frac{N_s}{N_p} = 1.485 \cdot \frac{5}{9} = 0.825 A$$

Ενεργός τιμή ρεύματος εναλλασσόμενης συνιστώσας δευτερεύοντος τυλίγματος:

$$I_{s,ac} = I_{s,dc} \cdot \left(\frac{1 - D_{max}}{D_{max}} \right)^{1/2} = 1.5 A$$

Ενεργός τιμή ρεύματος εναλλασσόμενης συνιστώσας πρωτεύοντος τυλίγματος:

$$I_{p,ac} = I_{s,ac} \cdot \frac{N_s}{N_p} = 1.496 \cdot \frac{4}{7} = 0.833A$$

Ενεργός τιμή ρεύματος δευτερεύοντος τυλίγματος:

$$I_{s,rms} = \sqrt{I_{s,dc}^2 + I_{s,ac}^2} = 2.11A$$

Ενεργός τιμή ρεύματος πρωτεύοντος τυλίγματος:

$$I_{p,rms} = \sqrt{I_{p,dc}^2 + I_{p,ac}^2} = 1.172A$$

❖ Επιλογή αγωγού πρωτεύοντος τυλίγματος

Η τιμή της πυκνότητα ρεύματος είναι $420A/cm^2$ ή $4.2A/mm^2$

Διατομή αγωγού

$$A_d = \frac{I_{p,rms}}{J} = \frac{1.172}{4.2} = 0.28mm^2$$

Αυτεπαγωγή μαγνήτισης

Θεωρούμε ότι σε έναν ιδανικό μετασχηματιστή η τιμή του ρεύματος κορυφής μαγνήτισης είναι περίπου το 10% του πρωτεύοντος ρεύματος κορυφής.

$$I_{m,pk} = 0.1 \cdot I_{p,pk} = 0.1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{L,pk} = 0.1 \cdot \frac{5}{9} \cdot 3.3 = 0.183A$$

Όπου,

$I_{p,pk}$ = Το ρεύμα κορυφής του πρωτεύοντος τυλίγματος.

Από τη σχέση (4.4) ισχύει ότι η αυτεπαγωγή μαγνήτισης είναι:

$$L_m = \frac{V_{in,min} D_{max}}{I_{m,pk} \cdot f_s} = \frac{20 \cdot 0.495}{100 \cdot 10^3 \cdot 0.183} = 541\mu H$$

Αριθμός μονωμένων κλώνων

$$N_{str} = \sqrt{\frac{A_d}{\pi \delta^2}} = \sqrt{\frac{0.28}{\pi \cdot 0.207^2}} = 1.44, \text{ με στρογγυλοποίηση προς τα πάνω προκύπτει } N_{str}=2 \text{ κλώνοι.}$$

Διάμετρος μονωμένων κλώνων χωρίς μόνωση

$$d_{str} = \sqrt{\frac{4A_d}{\pi N_{str}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.28}{\pi \cdot 2}} = 0.422mm$$

Ο κατάλληλος αγωγός για το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή επιλέγεται από τον πίνακα με τα χαρακτηριστικά αγωγών περιέλιξης της αναφοράς [20] και παρουσιάζεται στον παρακάτω πίνακα.

Πίνακας 5.4: Χαρακτηριστικά αγωγού περιέλιξης πρωτεύοντος τυλίγματος

Διάμετρος αγωγού χωρίς μόνωση	0.45mm
Διάμετρος αγωγού με διπλή μόνωση	0.513mm
Γραμμική αντίσταση στους 20°C	0.1081Ω/m

Η μέγιστη θερμοκρασία του μετασχηματιστή υπολογίζεται από την εξής σχέση:

$$T_{max} = T_a + \Delta T = 40 + 20 = 60^\circ\text{C}$$

Η γραμμική αντίσταση του αγωγού στους 60°C δίνεται ως ακολούθως:

$$\rho_{60} = \rho_{20}[1 + \alpha_{20}(T_{max} - 20)] = 0.1081[1 + 0.004298(60 - 20)] = 0.1267\Omega/m$$

Η ωμική αντίσταση του πρωτεύοντος τυλίγματος υπολογίζεται ως εξής:

$$R_p = N_p \cdot l_t \cdot \rho_{70} = 9 \cdot 0.0531 \cdot 0.1267 = 0.0605\Omega$$

Ο αγωγός περιέλιξης που θα χρησιμοποιηθεί θα είναι τύπου Litz 2 x 0.45 (χωρίς μόνωση) ή 2 x 0.513 (με μόνωση). Η συνολική διάμετρος του αγωγού με μόνωση είναι 2 x 0.513 = 1.026mm. Το παράθυρο του E25/10/6 έχει πλάτος 10mm οπότε χωρούν 10mm/1.026mm ≈ 9 σπείρες ανά στρώση και συνεπώς θα απαιτηθεί μία στρώση ύψους 1.026mm για το πρωτεύον τυλίγμα.

❖ Επιλογή διατομής αγωγού δευτερεύοντος τυλίγματος

Η διαδικασία που ακολουθεί είναι παρόμοια με την παραπάνω για την εύρεση κατάλληλης διατομής αγωγού του δευτερεύοντος τυλίγματος.

Διατομή αγωγού:

$$A_d = \frac{I_{s,rms}}{J} = \frac{2.11}{4.2} = 0.5\text{mm}^2$$

Αριθμός μονωμένων κλώνων:

$$N_{str} = \sqrt{\frac{A_d}{\pi \delta^2}} = \sqrt{\frac{0.5}{\pi \cdot 0.207^2}} = 1.93, \text{ με στρογγυλοποίηση προς τα πάνω προκύπτει: } N_{str}=2 \text{ κλώνοι.}$$

Διάμετρος μονωμένων κλώνων χωρίς μόνωση:

$$d_{str} = \sqrt{\frac{4A_d}{\pi N_{str}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.5}{\pi \cdot 2}} = 0.56\text{mm}$$

Ο κατάλληλος αγωγός για το δευτερεύον τυλίγμα του μετασχηματιστή επιλέγεται από τον πίνακα της αναφοράς [20] και έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

Πίνακας 5.5: Χαρακτηριστικά αγωγού περιέλιξης δευτερεύοντος τυλίγματος

Διάμετρος αγωγού χωρίς μόνωση	0.56mm
Διάμετρος αγωγού με διπλή μόνωση	0.63mm
Γραμμική αντίσταση στους 20°C	0.0698Ω/m

Η γραμμική αντίσταση του αγωγού στους 60°C είναι 0.082Ω/cm, οπότε η ωμική αντίσταση του δευτερεύοντος τυλίγματος υπολογίζεται ως εξής:

$$R_s = N_s \cdot l_t \cdot \rho_{60} = 5 \cdot 0.0531 \cdot 0.082 = 0.0218\Omega$$

Αυτεπαγωγής δευτερεύοντος τυλίγματος:

$$L_s = A_L N_s^2 = 1250 \cdot 5^2 \cdot 10^{-9} = 31.25\mu H$$

Ο αγωγός περιέλιξης είναι τύπου Litz 2 x 0.63mm με διάμετρο 1.26mm. Το παράθυρο του E25/10/6 έχει πλάτος 10mm οπότε χωρούν 10mm/1.32mm ≈ 7 σπείρες ανά στρώση και συνεπώς θα απαιτηθεί μία στρώση ύψους 1.32mm για το δευτερεύον τυλίγμα.

❖ Επιλογή αγωγού τριτεύοντος τυλίγματος (τύλιγμα απομαγνήτισης)

Στο σχήμα 5.9 παρουσιάζεται το ρεύμα που ρέει στο τριτεύον τυλίγμα (τύλιγμα απομαγνήτισης), από το οποίο θα υπολογιστεί η ενεργός τιμή του ως εξής:

$$I_{t,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{DT_s+t_m} i_t^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{DT_s+t_m} \left(\frac{I_{t,pk}}{t_m} t - \frac{I_{t,pk}(DT_s + t_m)}{t_m} \right)^2 dt} = I_{t,pk} \sqrt{\frac{t_m}{3T_s}} \quad (5.1)$$

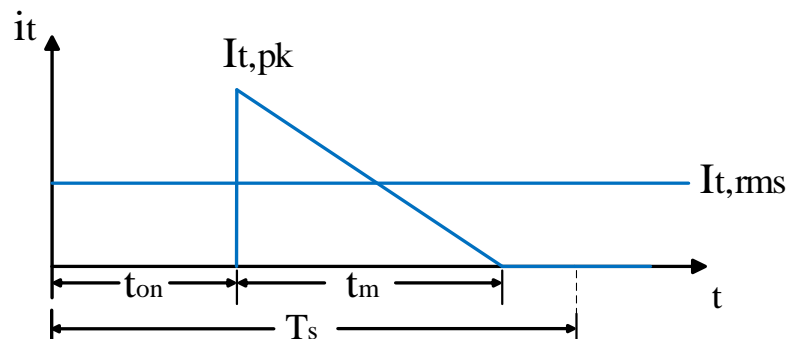
Όπου,

$t_m = \frac{N_1}{N_3} DT_s$, ο χρόνος κατά τον οποίο ο πυρήνας του μετασχηματιστή απομαγνητίζεται.

Αντικαθιστώντας τη σχέση (4.18) του ρεύματος απομαγνήτισης στη σχέση (5.1) θα προκύψει ότι:

$$I_{t,rms} = \frac{N_1}{N_3} \cdot \frac{V_{in,min}}{f_s L_m} D_{max} \sqrt{\frac{N_1}{N_3} \cdot \frac{D_{max}}{3}} = \frac{9}{9} \cdot \frac{20}{100 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}} \cdot 0.495 \sqrt{\frac{9}{9} \cdot \frac{0.495}{3}} \Rightarrow$$

$$\boxed{I_{t,rms} = 0.074A}$$



Σχήμα 5.9: Ρεύμα τριτεύοντος τυλίγματος

Διατομή αγωγού:

$$A_d = \frac{I_{t,rms}}{J} = \frac{0.074}{4.2} = 0.0176mm^2$$

Αριθμός μονωμένων κλώνων:

$$N_{str} = \sqrt{\frac{A_d}{\pi \delta^2}} = \sqrt{\frac{0.0176}{\pi \cdot 0.207^2}} = 0.36, \text{ με στρογγυλοποίηση προς τα πάνω προκύπτει ότι } N_{str} = 1$$

Διάμετρος μονωμένων κλώνων χωρίς μόνωση:

$$d_{str} = \sqrt{\frac{4A_d}{\pi N_{str}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.0176}{\pi \cdot 1}} = 0.15mm$$

Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται τα χαρακτηριστικά του αγωγού περιέλιξης του τριτεύοντος τυλίγματος που επιλέχθηκε από τον πίνακα της αναφοράς [20].

Πίνακας 5.6: Χαρακτηριστικά αγωγού περιέλιξης τριτεύοντος τυλίγματος

Διάμετρος αγωγού χωρίς μόνωση	0.15mm
Διάμετρος αγωγού με απλή μόνωση	0.172mm
Γραμμική αντίσταση στους 20°C	0.9733Ω/m

Γραμμική αντίσταση αγωγού στους 60°C 1.14Ω/cm, οπότε η ωμική αντίσταση του τριτεύοντος τυλίγματος υπολογίζεται ως εξής:

$$R_t = N_t \cdot l_t \cdot \rho_{60} = 9 \cdot 0.0531 \cdot 1.14 = 0.545\Omega$$

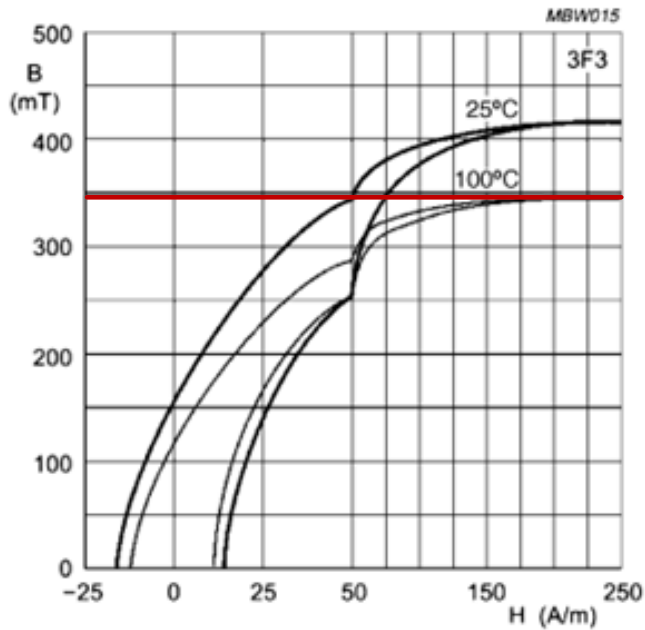
Αυτεπαγωγής τριτεύοντος τυλίγματος:

$$L_t = A_L N_t^2 = 1250 \cdot 9^2 \cdot 10^{-9} = 101.25\mu H$$

Για το συγκεκριμένο τύλιγμα θα χρησιμοποιηθεί μονόκλωνος αγωγός 1 x 0.172mm. Στο παράθυρο χωρούν 10mm/0.172mm ≈ 58 σπείρες ύψους 0.172mm. Το παράθυρο του πυρήνα θα αποτελείται από μία στρώση για το πρωτεύον τύλιγμα ύψους 1.026mm + μία στρώση για το δευτερεύον τύλιγμα ύψους 1.32mm + μία στρώση 0.172mm για το τριτεύον τυλίγματα + 5 x 0.2mm για τη μονωτική ταινία (διπλή μονωτική ταινία μεταξύ των τυλιγμάτων). Το συνολικό ύψος που απαιτείται και για τα τρία τυλίγματα είναι 3.518mm, οπότε τα τυλίγματα χωρούν στο παράθυρο περιέλιξης καθώς το ύψος του παραθύρου είναι 4.74mm.

5.1.2 Σχεδίαση Πηνίου

Το πηνίο θα σχεδιαστεί με τις προδιαγραφές που ισχύουν και για τον μετασχηματιστή (πίνακας 5.1). Μία επιπλέον παράμετρος η οποία προστίθεται στις προδιαγραφές του πηνίου είναι το μέγιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης. Το μέγιστο ρεύμα βραχυκύκλωσης ($I_{sc,pk}$) εμφανίζεται στο κύκλωμα όταν ο πυρήνας φτάνει στον κορεσμό του και διαρκεί για μικρό χρονικό διάστημα. Η τιμή του ρεύματος βραχυκύκλωσης συνήθως είναι 20% παραπάνω από την τιμή του ρεύματος εξόδου. Ο πυρήνας του πηνίου θα περιλαμβάνει διάκενο, το οποίο περιορίζει σημαντικά τη μαγνητική ροή Φ και τη μαγνητική επαγωγή B , ώστε ο πυρήνας να μην φτάσει σε κορεσμό. Το υλικό που επιλέγεται για τον πυρήνα του πηνίου είναι φερρίτης τύπου 3F3 και όπως φαίνεται στο σχήμα 5.10 φτάνει σε κορεσμό γύρω στα 350mT. Για την αποφυγή του κορεσμού του πυρήνα επιλέγεται ως μέγιστη τιμή μαγνητικής επαγωγής $B_{max}=0.3T$.



Σχήμα 5.10: Η τιμή κορεσμού πυρήνα φερρίτη στους 100°C.

❖ Διαστασιολόγηση αυτεπαγωγής

Αρχικά θα υπολογιστεί η τιμή της κυμάτωσης του ρεύματος του πηνίου, η οποία θα χρειαστεί για τους μετέπειτα υπολογισμούς. Η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου είναι περίπου το 20% της μέσης τιμής του ρεύματος εξόδου.

$$\Delta I_L = 20\% \cdot I_o = 0.2 \cdot 3 = 0.6A$$

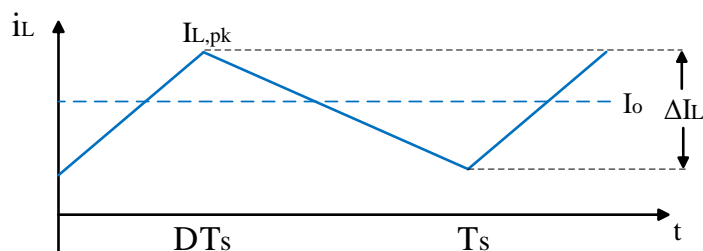
Ο μετατροπέας λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής (CCM), οπότε για να παραμείνει σε αυτή τη λειτουργία η τιμή της αυτεπαγωγής θα υπολογιστεί από τη σχέση (4.12), όπου λαμβάνεται υπόψη και η πτώση τάσης της διόδου:

$$L = \frac{(V_o + V_F)(1 - D_{min})}{\Delta I_L f_s} = \frac{(5 + 0.5) \cdot (1 - 0.33)}{0.6 \cdot 100 \cdot 10^3} = 61.4\mu H$$

❖ Επιλογή υλικού και σχήματος πυρήνα

Το υλικό πυρήνα που επιλέγεται είναι φερρίτης τύπου 3F3 για τους λόγους που προαναφέρθηκαν προηγουμένως για τον μετασχηματιστή. Το σχήμα του πυρήνα θα είναι της μορφής E-E (EC, ETD, LP) καθώς οι συγκεκριμένοι πυρήνες έχουν μεγάλο παράθυρο με αποτέλεσμα να αυξηθεί το πλάτος περιέλιξης και να μειωθούν οι στρώσεις των σπειρών στο παράθυρο.

❖ Υπολογισμός ρευμάτων πηνίου



Σχήμα 5.11: Κυματομορφή ρεύματος πηνίου.

Ρεύμα κορυφής πηνίου:

$$I_{L,pk} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} = 3 + 0.3 = 3.3A$$

Ενεργός τιμή της εναλλασσόμενης συνιστώσας του ρεύματος πηνίου:

$$I_{L,ac} = \frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}} = 0.173A$$

Ενεργός τιμή ρεύματος πηνίου:

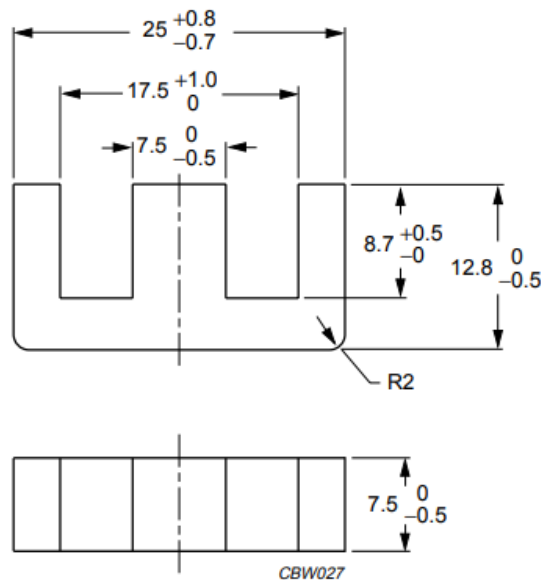
$$I_{rms} = \sqrt{I_o^2 + I_{L,ac}^2} = 3A$$

❖ Επιλογή πυρήνα

Η τιμή κορεσμού της μαγνητικής επαγωγής του πυρήνα τύπου 3F3 είναι $B_{sat} = 0.35T$ σύμφωνα με το σχήμα 5.10, όμως για την αποφυγή κορεσμού του πυρήνα επιλέγεται $B_{max} = 0.3T$. Εφαρμόζοντας τη σχέση του AP από την αναφορά [23], θα προκύψει ότι:

$$AP = \frac{LI_{pk}^2}{B_{max} \cdot J \cdot K_u} \cdot 10^4 = \frac{61.4 \cdot 10^{-6} \cdot 3.3^2}{0.3 \cdot 400 \cdot 10^{-4} \cdot 0.4} = 0.139cm^4$$

Ο πυρήνας που επιλέγεται είναι ο E25/13/7 του οποίου οι διαστάσεις φαίνονται στο σχήμα 5.12 και τα δεδομένα των διαστάσεων δίνονται από τον πίνακα 5.7.



Σχήμα 5.12: Διαστάσεις πυρήνα φερρίτη E25/13/7

Πίνακας 5.7: Παράμετροι πυρήνα αυτεπαγωγής

Σύμβολα	Παράμετροι	Τιμές	Μονάδες
AP	Area Product	0.329	cm ⁴
V _e	Όγκος	2.990	cm ³
A _c	Εμβαδόν διατομής	0.52	cm ²

Πίνακας 5.8: Διαστάσεις παραθύρου με προσθήκη μπομπίνας

Σύμβολα	Παράμετροι	Τιμές	Μονάδες
A_w	Εμβαδόν παραθύρου	0.633	cm ²
h_w	Ύψος παραθύρου	0.409	cm
b_w	Πλάτος παραθύρου	1.545	cm
l_t	Μέσο μήκος σπείρας	4.9	cm

❖ Υπολογισμός σπειρών

Ο υπολογισμός του αριθμού των σπειρών του πηνίου θα γίνει μέσω της σχέσης (3.23) και προκύψει ότι:

$$N = \frac{LI_{pk}}{B_{c,max}A_c} = \frac{61.4 \cdot 10^{-6} \cdot 3.3}{0.3 \cdot 0.474 \cdot 10^{-4}} \cong 14 \text{ σπείρες}$$

❖ Επιλογή αγωγού

Θεωρώ τιμή φόρτισης αγωγού $J=4A/mm^2$.

Διατομή αγωγού:

$$A_d = \frac{I_{rms}}{J} = \frac{3}{4} = 0.75mm^2$$

Αριθμός μονωμένων κλώνων:

$$N_{str} = \sqrt{\frac{A_d}{\pi\delta^2}} = \sqrt{\frac{0.75}{\pi \cdot 0.207^2}} = 2.36 \text{ με στρογγυλοποίηση προς τα πάνω } N_{str} = 3 \text{ κλώνοι.}$$

Διάμετρος μονωμένων κλώνων χωρίς μόνωση:

$$d_{str} = \sqrt{\frac{4A_d}{\pi N_{str}}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0.75}{\pi \cdot 3}} = 0.564mm$$

Από τους πίνακες της αναφοράς [20] επιλέγεται ο αγωγός με τα εξής χαρακτηριστικά:

Πίνακας 5.9: Χαρακτηριστικά αγωγού περιέλιξης

Διάμετρος αγωγού χωρίς μόνωση	0.56mm
Διάμετρος αγωγού με τριπλή μόνωση	0.630mm
Γραμμική αντίσταση στους 20°C	0.0698Ω/m

Ο αριθμός των σπειρών ανά στρώση στο παράθυρο της μπομπίνας είναι:

$$\frac{b_w}{d} = \frac{15.45mm}{3 \cdot 0.630mm} = 8 \text{ σπείρες ανά στρώση}$$

Οπότε θα απαιτηθούν 2 στρώσεις στο παράθυρο του πυρήνα E25/13/7. Θα χρησιμοποιηθεί αγωγός περιέλιξης τύπου Litz 3 x 0.630mm. Το τελικό ύψος που καταλαμβάνεται στο παράθυρο του πυρήνα είναι 2 στρώσεις x 3 x 0.630mm = 3.78mm. Το ύψος παραθύρου είναι 4.09mm, άρα οι σπείρες χωρούν στο παράθυρο περιέλιξης.

❖ **Υπολογισμός διακένου πυρήνα**

Το διάκενο του πυρήνα θα υπολογιστεί από τη σχέση (3.21):

$$l_g = \frac{A_c}{A_g} \mu_o \frac{N^2 A_c}{L} = \frac{1}{0.95} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{14^2 \cdot 0.52 \cdot 10^{-6}}{61 \cdot 10^{-6}} \cong 221 \mu m$$

Όπου,

$$\frac{A_g}{A_c} \cong 0.95$$

❖ **Υπολογισμός συνολικών απωλειών**

Απώλειες τυλίγματος:

$$P_w = I_{rms}^2 \cdot N \cdot l_t \cdot \rho_{70} = 3^2 \cdot 13 \cdot 0.0531 \cdot 0.0848 = 0.527W$$

Απώλειες πυρήνα:

$$P_c = P_v \cdot V_e$$

Όπου,

P_v = πυκνότητα απωλειών (kW/m³ ή mW/cm³)

V_e = όγκος πυρήνα (cm³)

Η μέγιστη κυμάτωση της μαγνητικής επαγωγής του πυρήνα προκύπτει από την παρακάτω σχέση:

$$\Delta B_{max} = B_{c,max} \frac{\Delta I_L}{I_{o,pk}} = 0.3 \frac{0.6}{3.6} = 0.05T = 50mT$$

Η τιμή κορυφής της εναλλασσόμενης συνιστώσας μαγνητικής επαγωγής είναι $B_{ac,pk} = \Delta B_{max}/2=25mT$. Από το διάγραμμα απωλειών πυρήνα στα 100kHz προκύπτει ότι οι απώλειες πυρήνα για μέγιστη τιμή μαγνητικής επαγωγής 25mT είναι σχεδόν αμελητέες με αποτέλεσμα οι συνολικές απώλειες του πηνίου να είναι εξ' ολοκλήρου απώλειες τυλίγματος:

$$P_w = P_{tot} = 0.527W$$

5.1.3 Επιλογή ημιαγωγικών στοιχείων

Η επιλογή κατάλληλου ημιαγωγικού στοιχείου για οποιαδήποτε εφαρμογή ηλεκτρονικών ισχύος εξαρτάται από τους εξής παράγοντες:

- Ισχύς
- Τάση
- Ρεύμα
- Συχνότητα λειτουργίας
- Θερμοκρασία περιβάλλοντος

Η τάση στην είσοδο του μετατροπέα είναι 20-30V και η συχνότητα του διακοπτικού στοιχείου 100kHz. Οπότε βάσει όσων αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 3 για τα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία, επιλέγεται το MOSFET ως το διακοπτικό στοιχείο του μετατροπέα forward καθώς είναι κατάλληλο για εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων.

❖ Επιλογή MOSFET

Για την επιλογή του κατάλληλου MOSFET θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η μέγιστη τιμή ρεύματος που θα διαρρέει το MOSFET καθώς και η μέγιστη τάση στα άκρα του. Οι σχέσεις της μέγιστης τάσης και του μέγιστου ρεύματος δίνονται παρακάτω [29]:

Μέγιστη τιμή ρεύματος:

$$I_{S,max} = I_{p,pk} + I_{m,pk} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_L + I_{m,pk} = \frac{5}{9} \cdot 3.3 + 0.183 = 2.02A$$

Ενεργός τιμή ρεύματος:

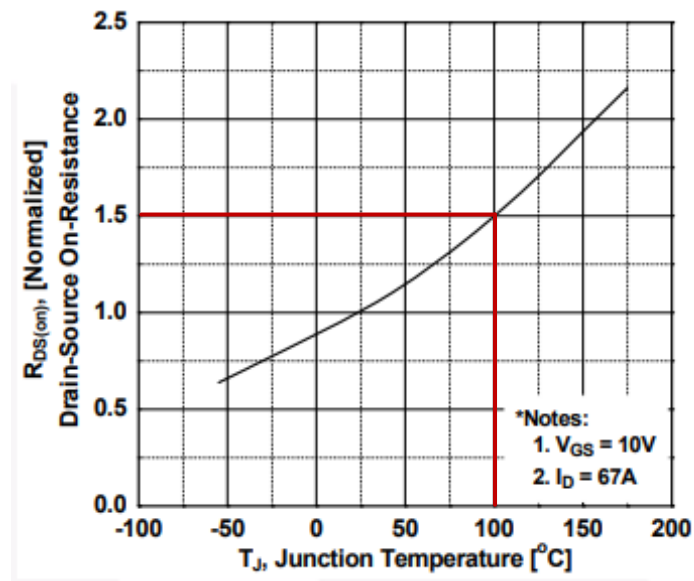
$$I_{S,rms} = \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot I_o + \frac{V_o}{2f_s L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2} \right) \sqrt{D_{max}} = 1.184A$$

Μέγιστη τάση στα άκρα του MOSFET:

$$V_{DS} = V_{in,max} \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right) = 30 \cdot (1 + 1) = 60V$$

Όποτε, από τα παραπάνω δεδομένα επιλέγεται το **FDPF045N10A** MOSFET με ονομαστική τάση 100V και ονομαστικό ρεύμα 5.6A. Για τον υπολογισμό των απωλειών αγωγής θα πρέπει να βρεθεί η τιμή της αντίστασης $R_{DS(on)}$ στη μέγιστη θερμοκρασία επαφής του MOSFET η οποία είναι $T_j = 100^\circ C$ από το φυλλάδιο του κατασκευαστή. Οπότε βάσει της γραφικής του σχήματος 5.13 προκύπτει ότι:

$$R_{DS(on)} = (3.7m\Omega) \cdot 1.5 = 5.55m\Omega$$



Σχήμα 5.13: Γραφική απεικόνιση του συντελεστή αντίστασης πηγής-πύλης $R_{DS(on)}$ σε συνάρτηση της θερμοκρασίας επαφής T_j .

Απώλειες αγωγής MOSFET:

$$P_{S,cond} = I_{S,rms}^2 \cdot R_{DS(on)} = 1.184^2 \cdot 5.55 \cdot 10^{-3} = 7.78mW$$

Διακοπτικές απώλειες MOSFET:

$$P_{S,sw} = \frac{V_{in,max} I_{S,rms}}{2} (t_r + t_f) \cdot f_s = \frac{30 \cdot 2.02}{2} (26 \cdot 10^{-9} + 15 \cdot 10^{-9}) \cdot 10^5 = 0.124W$$

Όπου,

t_r = rise time (26ns)

t_f = fall time (15ns)

Επιλογή ψυκτικού σώματος

Αρχικά, υπολογίζονται οι συνολικές απώλειες του MOSFET σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$P_{losses} = P_{S,cond} + P_{S,sw} = 0.1318W$$

Έπειτα, από το φυλλάδιο του κατασκευαστή βρίσκουμε ότι η μέγιστη θερμοκρασία επαφής είναι:

$$T_j = 100^\circ C$$

Θεωρούμε ότι η μέγιστη θερμοκρασία περιβάλλοντος (T_a) είναι $40^\circ C$ και από φυλλάδιο του κατασκευαστή η θερμική αντίσταση ολόκληρου του συστήματος είναι $R_{\theta,ja}=62.5^\circ C/W$. Από τη σχέση (3.49) υπολογίζουμε τη θερμοκρασία επαφής (T_j) χωρίς την ύπαρξη ψυκτικού σώματος για να βεβαιωθούμε εάν χρειάζεται ψύξη το MOSFET.

$$T_j = R_{\theta,ja} P_{losses} + T_a = 62.5 \cdot 0.1318 + 40 = 48.2^\circ C$$

Συνεπώς, δεν χρειάζεται η χρήση ψυκτικού σώματος καθώς η θερμοκρασία επαφής χωρίς την ύπαρξη ψύξης δεν ξεπερνάει τη μέγιστη θερμοκρασία επαφής που δίνεται από τον κατασκευαστή.

❖ **Επιλογή διόδων ισχύος**

Το κύκλωμα του μετατροπέα forward του σχήματος 4.1 αποτελείται από τρεις διόδους, τη δίοδο D_3 του τριτεύοντος τυλίγματος και τις διόδους D_1 και D_2 που βρίσκονται στην πλευρά του δευτερεύοντος τυλίγματος. Η δίοδος D_3 του τριτεύοντος τυλίγματος επανέρχεται ξανά σε κατάσταση αγωγής όταν η αυτεπαγωγή μαγνήτισης είναι πλήρως αποφορτισμένη. Η μέγιστη ενεργός τιμή ρεύματος της διόδου D_3 , η οποία δίνεται στην αναφορά [29], εμφανίζεται κατά την ενεργοποίηση του μετατροπέα ή στα μεταβατικά φαινόμενα, όπου ο μέγιστος λόγος χρησιμοποίησης ($D_{max}=0.495$), μπορεί να προκύψει στις υψηλές τιμές της τάσης εισόδου.

$$I_{D3,RMS} = I_{t,RMS} = 0.074A$$

Μέγιστη ανάστροφη τάση και μέγιστο ρεύμα διόδου D_3 :

$$V_{D3,max} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{in,max} \cdot 1.1 \cdot 1.2 = \frac{5}{9} \cdot 30 \cdot 1.1 \cdot 1.2 = 22V$$

$$I_{D3,max} = \frac{N_1}{N_3} I_{m,pk} = \frac{9}{9} \cdot 0.183 = 0.183A$$

Η δίοδος που επιλέγεται θα πρέπει να έχει κάποια βασικά χαρακτηριστικά όπως, χαμηλή πτώση τάσης, διπλάσια τιμή ενεργού ρεύματος και επαρκή ανάστροφη τάση. Σύμφωνα με τα παραπάνω στοιχεία, η δίοδος που επιλέγεται είναι η δίοδος Schottky **SB230**, με ονομαστική ανάστροφη τάση 30V, ονομαστικό ρεύμα 2A και πτώση τάσης 0.5V.

Οι δίοδοι που βρίσκονται στην πλευρά του δευτερεύοντος τυλίγματος (D_1 και D_2) μεταφέρουν το ρεύμα εξόδου κατά το διάστημα αγωγής τους. Σε περίπτωση λειτουργίας του μετατροπέα στην ελάχιστη τάση εισόδου, ο χρόνος αγωγής των δύο διόδων θα είναι ίσος με αποτέλεσμα η ενεργός τιμή ρεύματος της διόδου D_1 να είναι ίση με την ενεργό τιμή ρεύματος της διόδου D_2 (χειρότερη περίπτωση για την D_1) ([29]).

$$I_{D1,rms} = I_{D2,rms} = \frac{I_{L,rms}}{\sqrt{2}} = \frac{3}{\sqrt{2}} = 2.12A$$

Η χειρότερη περίπτωση για την D_2 (δίοδος ελευθέρως ροής) παρατηρείται όταν ο μετατροπέας forward λειτουργεί υπό πλήρες φορτίο και με τη μέγιστη τάση εισόδου ([29]).

$$I_{D2,rms} = I_{L,rms} \sqrt{1 - \frac{(V_F + V_o)}{V_{in,max}}} = 3 \sqrt{1 - \frac{(0.5 + 5)}{30}} = 2.71A$$

Η ανάστροφη τάση και η μέγιστη τιμή ρεύματος και για τις δύο δίοδους δίνεται από ([29]):

$$V_{r,D1,D2} = 1.1 \cdot 1.2 \cdot V_{in,max} \cdot \frac{N_2}{N_3} = 1.1 \cdot 1.2 \cdot 30 \cdot \frac{5}{9} = 22V$$

$$I_{D1,max} = I_{D2,max} = I_{L,pk} = 3.3A$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω στοιχεία επιλέγεται η δίοδος Schottky **V4PAN50-M3** με ανάστροφη τάση στα 35V με μέγιστο μέσο ρεύμα 4A και πτώση τάσης 0.46V.

Επιλογή ψυκτικού σώματος

Οι απώλειες στις δίοδους θεωρούμε ότι είναι μόνο αγωγής και υπολογίζονται παρακάτω ως εξής:

- Δίοδος απομαγνήτισης D_3

$$P_{D3} = I_{D3,RMS} \cdot V_F = 0.074 \cdot 0.5 = 37mW$$

- Δίοδος D_1 και δίοδος ελευθέρως ροής D_2

$$P_{D1,D2} \approx I_{L,rms} \cdot V_F = 3 \cdot 0.46 = 1.38W$$

Έπειτα, από το φυλλάδιο του κατασκευαστή βρίσκουμε ότι η μέγιστη θερμοκρασία επαφής είναι:

- Δίοδος D_3

$$T_j = 125^\circ C$$

- Δίοδος D_1 και D_2

$$T_j = 175^\circ C$$

Θεωρώντας την θερμοκρασία περιβάλλοντος $T_a=40^{\circ}\text{C}$ και γνωρίζοντας τις θερμικές αντιστάσεις $R_{\theta,ja}$ των διόδων από το φυλλάδιο του κατασκευαστή τότε βρίσκουμε εάν χρειάζεται η τοποθέτηση ψυκτικού σώματος αφού πρώτα υπολογίσουμε την θερμοκρασία επαφής χωρίς την ύπαρξη ψυκτικού σώματος:

- Δίοδος D_3

$$T_j = R_{\theta,ja}P_{D1} + T_a = 125 \cdot 0.037 + 40 = 44.62^{\circ}\text{C}$$

Όποτε, δεν χρειάζεται η ύπαρξη ψυκτικού σώματος.

- Δίοδος D_1 και D_2

$$T_j = R_{\theta,ja}P_{D1} + T_a = 100 \cdot 1.38 + 40 = 178^{\circ}\text{C}$$

Στην περίπτωση αυτή η ύπαρξη ενός ψυκτικού σώματος είναι αναγκαία καθώς η θερμοκρασία επαφής ξεπερνάει την αποδεκτή θερμοκρασία των 175°C . Παρακάτω υπολογίζεται η επιθυμητή θερμική αντίσταση

$$R_{\theta,ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{D2,D3}} = \frac{175 - 40}{1.38} = 43.47^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Έπειτα επιλέγεται εμπειρικά το μονωτικό υλικό μεταξύ θήκης και ψύκτρας με θερμική αντίσταση $R_{\theta,cs} = 0.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Γνωρίζοντας από το φυλλάδιο του κατασκευαστή την θερμική αντίσταση μεταξύ επαφής και θήκης είναι $R_{\theta,jc} = 9^{\circ}\text{C}/\text{W}$ υπολογίζεται εύκολα η συνολική θερμική αντίσταση της ψύκτρας από την σχέση (3.58) ως εξής :

$$R_{\theta,ja} = R_{\theta,jc} + R_{\theta,cs} + R_{\theta,sa} \Rightarrow$$

$$R_{\theta,sa} = R_{\theta,ja} - (R_{\theta,jc} + R_{\theta,cs}) = 43.47 - (9 + 0.5) = 34.97^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

5.1.4 Επιλογή πυκνωτή φίλτρου εξόδου

Ο πυκνωτής φίλτρου εξόδου επιλέγεται ώστε να περιορίσει την κυμάτωση της τάσης εξόδου στα αποδεκτά όρια. Υπάρχουν τρεις βασικές κατηγορίες πυκνωτών που χρησιμοποιούνται σε παλμοτροφοδοτικά και διαχωρίζονται ως εξής:

Ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές: Βρίσκουν εφαρμογή σε παλμοτροφοδοτικά με συχνότητα λειτουργίας 50-400kHz. Οι πυκνωτές αυτοί χωρίζονται σε πυκνωτές αλουμινίου και σε πυκνωτές τανταλίου. Η μετάβαση της αντίστασης από χωρητική σε ωμική προσθέτει ένα επιπλέον μηδενικό στο διάγραμμα Bode το οποίο αντιστοιχεί στη συχνότητα f_{ESR} (μηδενική συχνότητα ESR) και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C} \quad (5.2)$$

Στους πυκνωτές αλουμινίου η συχνότητα αυτή κυμαίνεται από 1 έως 10kHz και στους πυκνωτές τανταλίου από 10 έως 60kHz. Η υψηλή συχνότητα f_{ESR} που παρουσιάζουν οι πυκνωτές τανταλίου σε σχέση με τους πυκνωτές αλουμινίου, οδηγεί σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης (bandwidth) βελτιώνοντας τη δυναμική απόκριση του μετατροπέα. Επίσης, ο πυκνωτής τανταλίου είναι κατάλληλος για εφαρμογές που παρουσιάζουν μεγάλο εύρος θερμοκρασιών και το μέγεθος του είναι αρκετά μικρότερο σε σχέση με τον πυκνωτή αλουμινίου ίδιας τιμής ESR [18].

Κεραμικοί πυκνωτές: Οι πυκνωτές αυτοί χρησιμοποιούνται συνήθως για διακοπτικές συχνότητες κάτω των 500kHz, έχουν μικρό μέγεθος και η επαγωγή τους είναι μικρότερη σε σχέση με τους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές. Ο μεγάλος θερμοκρασιακός συντελεστής τους καθιστά δύσκολη τη βελτιστοποίηση του βρόγχου σε μεγάλο εύρος θερμοκρασιών. Επίσης, η αντίσταση ESR αγνοείται και η συχνότητα f_{ESR} δεν λαμβάνεται υπόψη [18].

Πολυμερή ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές: Παρουσιάζουν κοινά χαρακτηριστικά με τους κεραμικούς πυκνωτές ως προς το μέγεθος, τη χαμηλή ESR και τη χαμηλή επαγωγή. Ωστόσο, διαφέρουν ως προς την υψηλή χωρητικότητα και τον χαμηλό θερμοκρασιακό συντελεστή τους. Θεωρούνται ότι προσεγγίζουν το ιδανικό σε φίλτρο πυκνωτή, ωστόσο περιορίζονται ως προς τη μέγιστη τάση λειτουργίας η οποία είναι αρκετά χαμηλή της τάξης των 16V και ως προς τη χωρητικότητα η οποία κυμαίνεται μεταξύ 6 έως 33μF [18].

Η αντίσταση ESR του πυκνωτή στα διακοπτικά τροφοδοτικά ισχύος υψηλής συχνότητας επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την τιμή κορυφής και rms της τάσης εξόδου. Η τιμή της αντίστασης του πυκνωτή σε περίπτωση μεταβολής του φορτίου επηρεάζει την τάση εξόδου, παρουσιάζοντας απόκλιση από την τιμή της στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας [3]. Η τιμή της αντίστασης του πυκνωτή δίνεται ως ακολούθως ([3]):

$$\Delta V_o = ESR \cdot \Delta I_o \Rightarrow ESR = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = \frac{0.05}{0.6} = 0.083\Omega$$

Υπολογισμός χωρητικότητας πυκνωτή εξόδου ([30]):

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot \Delta V_o \cdot f_s} = \frac{0.6}{8 \cdot 0.05 \cdot 100 \cdot 10^3} = 15\mu F$$

Κυμάτωση ρεύματος του πυκνωτή εξόδου ([31]):

$$\Delta I_c = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{(V_o + V_F) \cdot (V_{in,max} - (V_o + V_F))}{L \cdot f_s \cdot V_{in,max}} = \frac{1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{5.5(30 - 5.5)}{61 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 30} = 0.213A$$

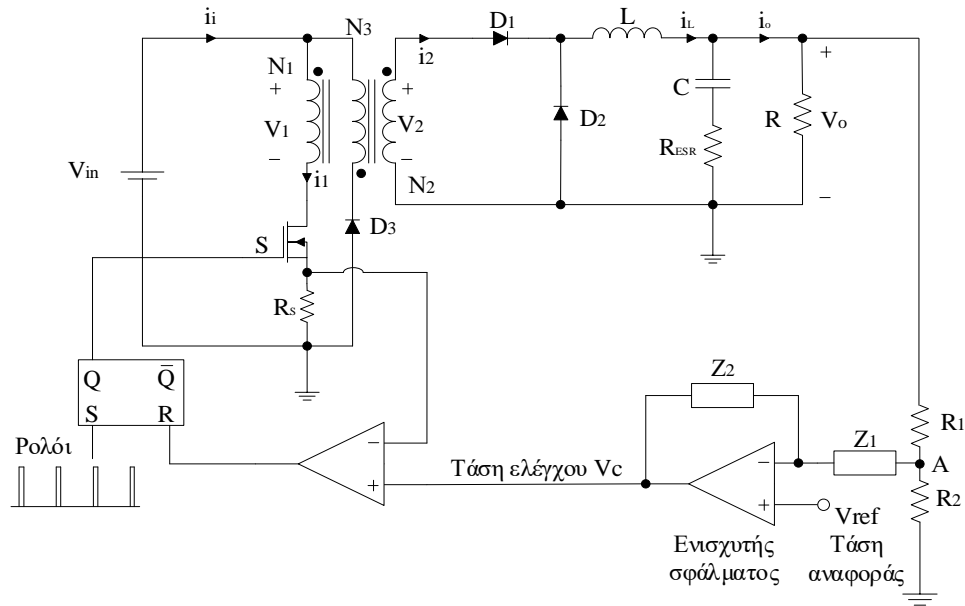
Ενεργός τιμή ρεύματος πυκνωτή εξόδου:

$$I_{c,rms} = \frac{\Delta I_c}{\sqrt{3}} = 0.123A$$

Ως πυκνωτής φίλτρου εξόδου επιλέγεται, με βάση τα παραπάνω, πυκνωτής τανταλίου καθώς παρουσιάζει χαμηλή χωρητικότητα σε σχέση με την αντίσταση ESR. Θα επιλεγεί ο πυκνωτής της εταιρίας **Solid Tantalum Chip Capacitors TANTAMOUNT™** με τα εξής χαρακτηριστικά: 10V, 470μF, 80mΩ max ESR.

5.2 Σχεδίαση κυκλώματος ελέγχου

Ο έλεγχος που θα πραγματοποιηθεί στον μετατροπέα forward θα γίνει με τη μέθοδο ρεύματος κορυφής. Για τη σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου θα χρειαστεί να υπολογιστούν τα δυναμικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος ισχύος και οι παράμετροι υπό συνθήκες διαταραχών τάσης εισόδου και μεταβολής φορτίου. Στο σχήμα 5.14 παρουσιάζεται ο έλεγχος ρεύματος κορυφής στο κύκλωμα του μετατροπέα forward.



Σχήμα 5.14: Κύκλωμα ελέγχου ρεύματος κορυφής

Όπως φαίνεται και από το σχήμα 5.14 ο ελεγκτής διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) παράγει σήματα τετραγωνικού παλμού στην είσοδο του SR flip-flop συγκρίνοντας τα σήματα που λαμβάνει από τον εξωτερικό βρόγχο (τάση ελέγχου V_c) και από τον εσωτερικό βρόγχο (βρόγχος ρεύματος). Η αντίσταση R_s βρίσκεται στην πλευρά του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή από όπου λαμβάνεται το σήμα του εσωτερικού βρόγχου (βρόγχος ρεύματος). Συνήθως λόγω περιορισμού των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται για την εφαρμογή ελέγχου ρεύματος κορυφής, η τάση που λαμβάνει ο συγκριτής από το σήμα του εσωτερικού βρόγχου είναι 1V, οπότε από την παρακάτω σχέση γνωρίζοντας την τιμή του ρεύματος που διαπερνάει το πρωτεύον τύλιγμα τότε η τιμή της αντίστασης R_s είναι η εξής:

$$R_s = \frac{1V}{I_{p,pk}} = \frac{1}{I_{L,pk} \cdot \frac{N_2}{N_1}} = \frac{1}{3.3 \cdot \frac{5}{9}} = \frac{1}{1.83} = 546m\Omega$$

Επίσης, στο κύκλωμα ελέγχου αφαιρείται η ράμπα αντιστάθμισης, παρόλο που ο λόγος χρησιμοποίησης βρίσκεται κοντά στο 50% όπου βάσει όσων προαναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 2 είναι απαραίτητη η χρήση της. Η χρήση της ράμπας αντιστάθμισης στην περίπτωση αυτή δεν είναι αναγκαία λόγω του ρεύματος μαγνήτισης του μετασχηματιστή το οποίο συνεισφέρει ένα επιπλέον σήμα στο ανακλώμενο ρεύμα της αυτεπαγωγής λειτουργώντας έτσι με τον ίδιο τρόπο όπως η ράμπα αντιστάθμισης [32]. Η κλίση του σήματος που συνεισφέρει το ρεύμα μαγνήτισης δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$S'_e = \frac{V_{in}}{L_m} \cdot R_s \quad (5.3)$$

5.2.1 Σχεδίαση ανοιχτού βρόγχου (Open-Loop)

Εφόσον, έχει γίνει η επιλογή της μεθόδου ελέγχου και γνωρίζοντας όλες τις παραμέτρους του κυκλώματος ισχύος, τότε είναι εφικτή η σχεδίαση του διαγράμματος Bode του ανοιχτού βρόγχου της τάσης εξόδου προς την τάση ελέγχου (v_o/v_c). Στον βρόγχο αυτόν δεν θα συμπεριληφθεί ο ενισχυτής σφάλματος τάσης. Οι παρακάτω εξισώσεις έχουν προκύψει από την θεωρία του Ridley και

αποτελούν το αποτέλεσμα σύνθετων τεχνικών μοντελοποίησης χρησιμοποιώντας δειγματοληπτικά δεδομένα [32]. Η συνάρτηση μεταφοράς του ανοιχτού βρόγχου είναι η εξής [33]:

$$G_{OL}(s) = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} = \frac{R_o}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o \cdot T_s}{L} (m_c \cdot (1 - D) - 0.5)} \cdot F_p(s) \cdot F_h(s) \quad (5.4)$$

Όπου,

$$m_c = 1 + \frac{S_e + S'_e}{S_n}, \text{ η κλίση του συντελεστή αντιστάθμισης}$$

S_e = η κλίση της ράμπας αντιστάθμισης η οποία στην περίπτωση μας είναι 0, λόγω της μη ύπαρξης της ράμπας αντιστάθμισης.

S'_e = η κλίση του ρεύματος μαγνήτισης.

$S_n = \frac{V_{in} - V_o}{L} \cdot R_s$, η κλίση του ρεύματος του πρωτεύοντος τυλίγματος όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής.

Η συνάρτηση μεταφοράς $F_p(s)$ επικρατεί στις χαμηλές συχνότητες στη χαρακτηριστική του ανοιχτού βρόγχου με έναν πόλο και ένα μηδενικό και δίνεται παρακάτω:

$$F_p(s) = \frac{1 + s \cdot C \cdot R_{ESR}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (5.5)$$

Όπου,

$$\omega_p = \frac{1}{RC}, \text{ ο πόλος της συνάρτησης } F_p(s)$$

Συχνότητα μηδενικού ESR (ESR Zero):

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.080 \cdot 470 \cdot 10^{-6}} = 4232 \text{ Hz}$$

- **Τάση εισόδου $V_{g,min}=20\text{V}$ και φορτίο $R_{o,min}=5/3\Omega$**

Συχνότητα πόλου εξόδου R-C:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{R_o C} + \frac{T_s}{LC} [m_c(1 - D_{max}) - 0.5] \right] = 223.73 \text{ Hz}$$

- **Τάση εισόδου $V_{g,max}=30\text{V}$ και φορτίο $R_{o,min} = 5/3\Omega$**

Συχνότητα πόλου εξόδου R-C:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{R_o C} + \frac{T_s}{LC} [m_c(1 - D_{min}) - 0.5] \right] = 232.89 \text{ Hz}$$

- **Τάση εισόδου $V_{g,min}=20\text{V}$ και φορτίο $R_{o,max} = 5\Omega$**

Συχνότητα πόλου εξόδου R-C:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{R_o C} + \frac{T_s}{LC} [m_c(1 - D_{max}) - 0.5] \right] = 88.28\text{Hz}$$

- Τάση εισόδου $V_{g,max}=30\text{V}$ και φορτίο $R_{o,max}=5\Omega$

Συχνότητα πόλου εξόδου R-C για τον ελάχιστο λόγο χρησιμοποίησης D_{min} :

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{R_o C} + \frac{T_s}{LC} [m_c(1 - D_{min}) - 0.5] \right] = 97.44\text{Hz}$$

Η συνάρτηση μεταφοράς $F_h(s)$ αντιπροσωπεύει τις χαρακτηριστικές υψηλών συχνοτήτων, όπου σημαντικό ρόλο λαμβάνει το σήμα του εσωτερικού βρόγχου που προέρχεται από το πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή. Η $F_h(s)$ είναι μια χρήσιμη συνάρτηση για τη σχεδίαση του ανοιχτού βρόγχου, αποτελείται από δύο πόλους υψηλών συχνοτήτων και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

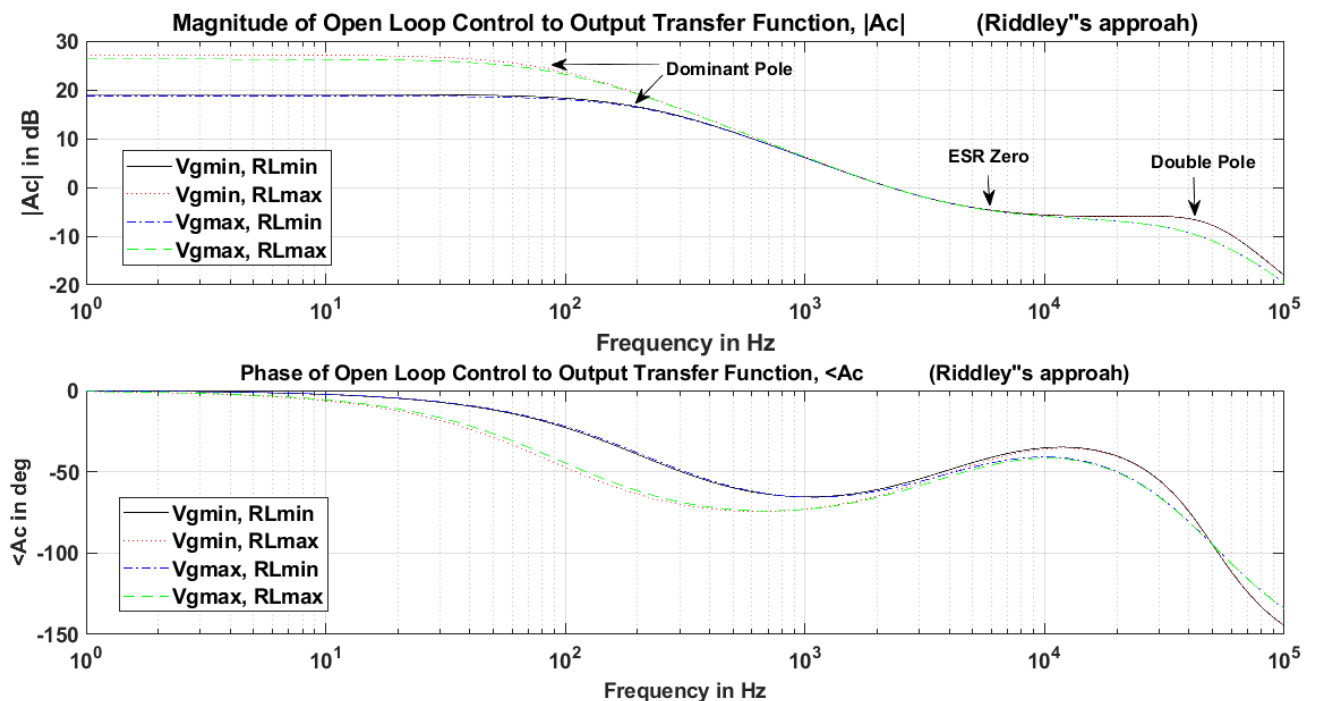
$$F_h(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_n Q_p} + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2} \quad (5.6)$$

Όπου,

$\omega_n = \omega_s/2$, διπλός πόλος (double pole) στο ήμισυ της διακοπτικής συχνότητας ($f_s/2$) δηλαδή στα 50kHz λόγω της δειγματοληπτικής επίδρασης.

$$Q_p = \frac{1}{\pi \cdot (m_c \cdot (1 - D))}, \text{ απόσβεση του διπλού πόλου}$$

Τα διαγράμματα Bode κέρδους και φάσης ανοιχτού βρόγχου του παρακάτω σχήματος αποτελούνται από τους συνδυασμούς όλων των περιπτώσεων φορτίου (μέγιστου και ελάχιστου) και τάσης τροφοδοσίας (μέγιστης και ελάχιστης) που μπορεί να παρατηρηθούν στον μετατροπέα.



Σχήμα 5.15: Διαγράμματα Bode ανοιχτού βρόγχου

5.2.2 Σχεδίαση ενισχυτή σφάλματος (Error Amplifier)

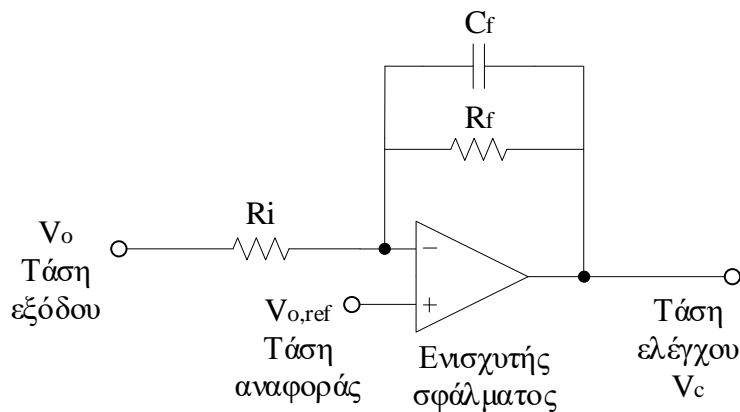
Με δεδομένη την συνάρτηση ανοιχτού βρόγχου του μετατροπέα μετά την εφαρμογή της μεθόδου ελέγχου ρεύματος κορυφής, το επόμενο βήμα είναι η σχεδίαση του κυκλώματος αντιστάθμισης (ενισχυτής σφάλματος τάσης) με σκοπό την επίτευξη της επιθυμητής απόκρισης του μετατροπέα αλλά και για την εξασφάλιση της ευστάθειάς του. Όπως φαίνεται και από το σχήμα 5.15, το κέρδος του ανοιχτού βρόχου στις χαμηλές συχνότητες είναι χαμηλό με αποτέλεσμα να προκαλούνται σφάλματα μόνιμης κατάστασης, δηλαδή οι τιμές εξόδου τάσης και ρεύματος να μην φτάνουν τις επιθυμητές τους τιμές. Εξαιτίας του διπλού πόλου στα $f_s/2 = 50\text{kHz}$, η κλίση της χαρακτηριστικής του κέρδους ανοιχτού βρόγχου για συχνότητα $f > 50\text{kHz}$ είναι -40dB/decade ενώ η κλίση της φάσης είναι $-90^\circ/\text{decade}$ [32].

Αρχικά, επιλέγεται ενισχυτής σφάλματος τύπου I ή αναλογικό-ολοκληρωτικός ελεγκτής, ο οποίος αποτελείται από ένα μηδενικό στην αρχή των αξόνων και έναν πόλο. Το ολοκληρωτικό κομμάτι του ελεγκτή συμβάλλει στη βελτίωση των σφαλμάτων μόνιμης κατάστασης, ενώ το αναλογικό κομμάτι ορίζει τη συχνότητα διασταύρωσης στην επιθυμητή συχνότητα [30]. Έπειτα, ορίζω τη συχνότητα διασταύρωσης (f_c crossover frequency), η οποία είναι συνήθως είναι χαμηλότερη από τη μισή διακοπτική συχνότητα ($f_s/2$) καθώς στις δειγματοληπτικές μεθόδους είναι αδύνατη η μετάδοση πληροφορίας σε μεγαλύτερες συχνότητες. Στην περίπτωση αυτή η συχνότητα διασταύρωσης που επιλέγεται είναι $f_c = f_s/5 = 20\text{kHz}$ για την αποφυγή του θορύβου. Ο αναλογικός-ολοκληρωτικός ελεγκτής παρουσιάζεται στο σχήμα 5.16 και η συνάρτηση μεταφοράς δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$G_{EA}(s) = \frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (5.7)$$

Όπου,

$$\omega_p = \frac{1}{R_f \cdot C_f}$$



Σχήμα 5.16: Ενισχυτής αντιστάθμισης σφάλματος τύπου I

Για να φτάσει η συχνότητα διασταύρωσης τα 20kHz , σύμφωνα με το τα διάγραμμα Bode του σχήματος 5.15, θα απαιτηθεί κέρδος από τον ενισχυτή σφάλματος περίπου στα 7dB . Επίσης, ο πόλος του ενισχυτή σφάλματος θα αναιρέσει το μηδενικό (μηδενική συχνότητα, f_{ESR}) του ανοιχτού βρόγχου στη συχνότητα $f_p = f_{ESR}/10 = 4232/10 = 423.2\text{Hz}$. Τοποθετώντας τον πόλο στη συχνότητα αυτή

αυξάνεται το κέρδος στις χαμηλές συχνότητες και προστίθενται 45° παραπάνω καθυστέρηση φάσης [15]. Το κέρδος που απαιτείται στη συχνότητα πόλου $f_p=423.2\text{Hz}$ δίνεται από την παρακάτω σχέση ([15]):

$$G_{E/A} = G + 20 \log_{10} \left(\frac{f_c}{f_p} \right) = 7 + 20 \log_{10} \left(\frac{20000}{423.2} \right) = 40.5\text{dB}$$

Οπότε, το κέρδος που απαιτείται από τον ενισχυτή σφάλματος στη συχνότητα f_p είναι 40.5dB. Από τη σχέση (5.8) το κέρδος του ενισχυτή σφάλματος ορίζεται ως:

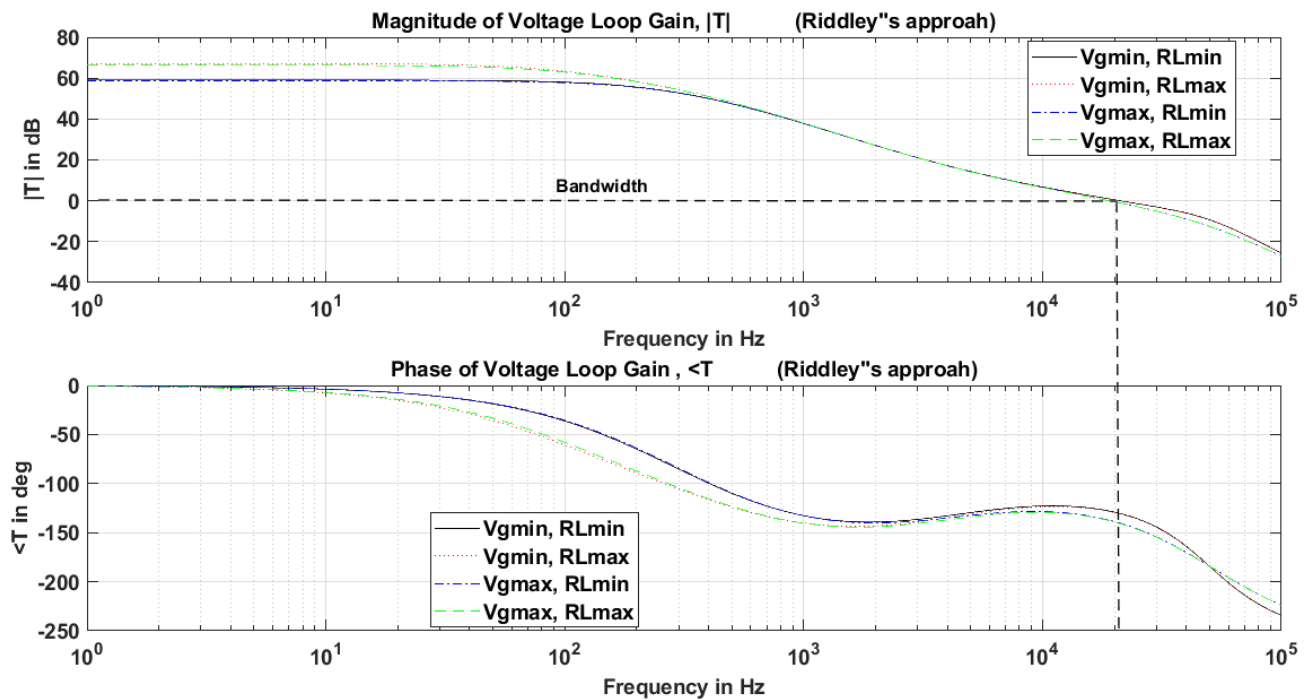
$$\frac{R_f}{R_i} = 40.5\text{dB} \Rightarrow \frac{R_f}{R_i} = 10^{\frac{40.5}{20}} \approx 100$$

Θεωρώ, την $R_i = 1\text{k}\Omega$, οπότε προκύπτει ότι $R_f = 100\text{k}\Omega$. Γνωρίζοντας τη συχνότητα του πόλου $f_p = 423.2\text{Hz}$, μπορεί εύκολα να βρεθεί η τιμή του πυκνωτή C_f ως εξής:

$$C_f = \frac{1}{2\pi \cdot f_p \cdot R_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 423.2 \cdot 100 \cdot 10^3} \approx 3.8\text{nF}$$

5.2.3 Σχεδίαση κλειστού βρόγχου (Closed-Loop)

Στο σχήμα 5.17 παρουσιάζεται το διάγραμμα Bode κέρδους και φάσης ολόκληρου του συστήματος συμπεριλαμβανομένου και του ελεγκτή, όπου οι παράμετροι του υπολογίστηκαν παραπάνω. Από τα διαγράμματα φαίνεται η βελτίωση που έχει επιφέρει ο ελεγκτής σε ολόκληρο το σύστημα όπως: αύξηση του κέρδους στις χαμηλές συχνότητες και αύξηση του εύρους ζώνης (bandwidth). Επιπλέον, ο πόλος του ελεγκτή συμβάλει στη μείωση του θορύβου στις υψηλές συχνότητες.



Σχήμα 5.17: Διαγράμματα Bode κλειστού βρόγχου

Από τα διαγράμματα Bode κέρδους και φάσης του σχήματος 5.17 φαίνεται το περιθώριο κέρδους και το περιθώριο φάσης του συστήματος με την προσθήκη του ελεγκτή. Για τους παρακάτω συνδυασμούς τάσης εισόδου και φορτίου οι τιμές του περιθωρίου κέρδους και φάσης είναι οι εξής:

- **Ελάχιστη τάση εισόδου 20V και ελάχιστο φορτίο 5/3Ω ($V_{g,min}$, $R_{L,min}$)**

Περιθώριο κέρδους: GM= 8.6297dB

Περιθώριο φάσης: PM= 49.5758dB

- **Ελάχιστη τάση εισόδου 20V και μέγιστο φορτίο 5Ω ($V_{g,min}$, $R_{L,max}$)**

GM= 8.6297dB

PM= 49.2076dB

- **Μέγιστη τάση εισόδου 30V και ελάχιστο φορτίο 5/3Ω ($V_{g,max}$, $R_{L,min}$)**

GM= 11.5098dB

PM= 42.6424dB

- **Μέγιστη τάση εισόδου 30V και μέγιστο φορτίο 5Ω ($V_{g,max}$, $R_{L,max}$)**

GM= 11.5098dB

PM= 42.2341dB

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

Προσομοίωση μετατροπέα Forward

6.1 Εισαγωγή

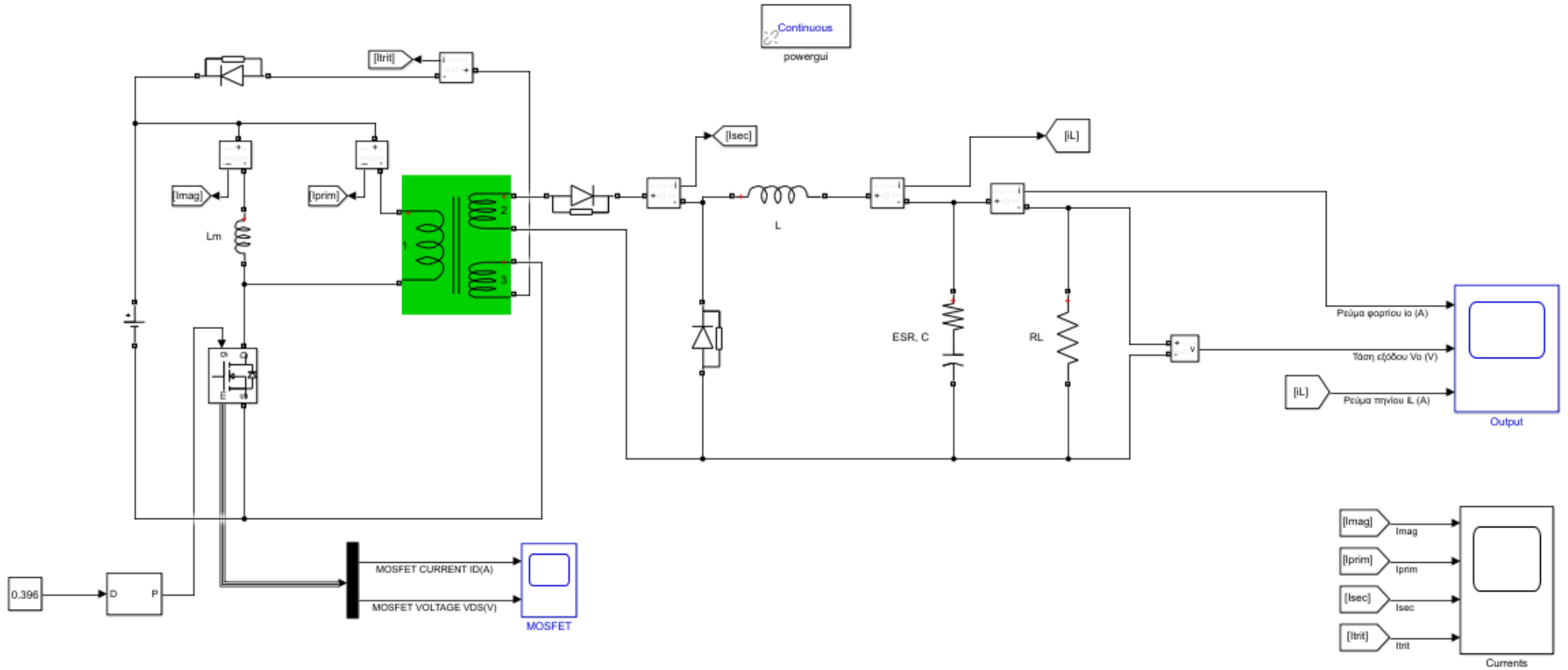
Μετά την ολοκλήρωση της σχεδίασης του μετατροπέα στο προηγούμενο κεφάλαιο, το επόμενο βήμα που ακολουθεί είναι η προσομοίωσή του. Μέσω της προσομοίωσης επιτυγχάνεται ο έλεγχος της συμπεριφοράς του μετατροπέα σε συνθήκες μόνιμης και μεταβατικής κατάστασης. Πιο συγκεκριμένα, σκοπός της προσομοίωσης είναι η μελέτη της δυναμικής απόκρισης του μετατροπέα καθώς και της συμπεριφοράς του σε μεταβατικές συνθήκες. Αρχικά, η προσομοίωση θα αφορά σε συνθήκες ανοιχτού βρόχου, δηλαδή η παλμοδότηση του MOSFET θα γίνει με παλμούς σταθερής χρονικής διάρκειας (σταθερός λόγος χρησιμοποίησης) και θα συγκριθούν οι τιμές που θα προκύψουν με τις αντίστοιχες θεωρητικές τιμές που προέκυψαν από τη σχεδίαση. Στη συνέχεια, η προσομοίωση θα γίνει σε συνθήκες κλειστού βρόχου με εφαρμογή του κυκλώματος ελέγχου που σχεδιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο για ποικίλες μεταβολές του φορτίου και της τάσης εισόδου του μετατροπέα.

Η προσομοίωση υλοποιείται με τη χρήση της πλατφόρμας Simulink του προγράμματος MATLAB. Το κύκλωμα σχεδιάστηκε με τη βοήθεια της βιβλιοθήκης Simscape, η οποία παρέχει όλα τα απαραίτητα στοιχεία για τη σχεδίαση του μετατροπέα. Οι προσομοιώσεις που ακολουθούν παρακάτω θα γίνουν βάσει των παραμέτρων που υπολογίστηκαν για τη σχεδίαση του μετατροπέα στο προηγούμενο κεφάλαιο. Παρακάτω παρουσιάζονται συνοπτικά οι παράμετροι της διάταξης:

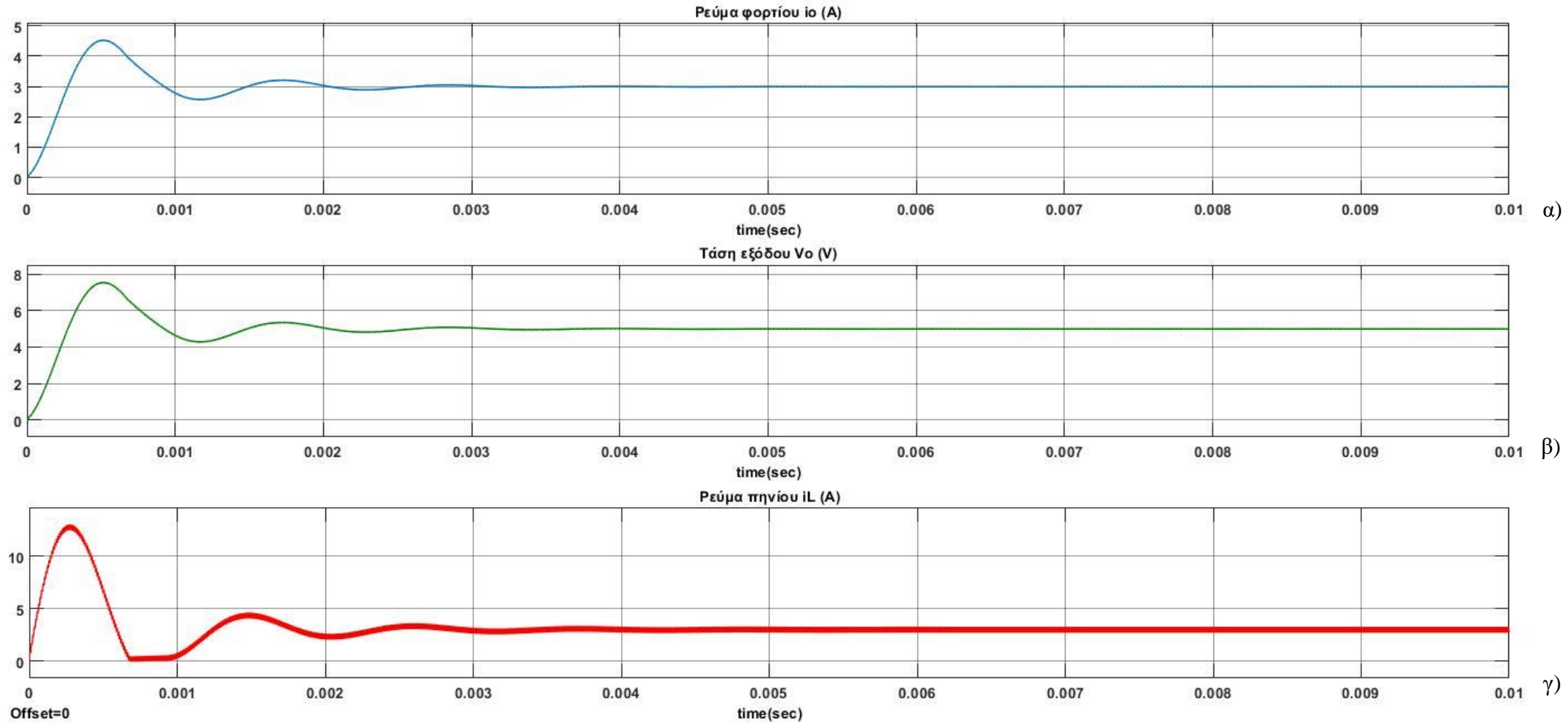
- Διακοπτική συχνότητα MOSFET: $f_s = 100\text{kHz}$
- Πηνίο εξομάλυνσης: $L = 61\mu\text{H}$
- Φίλτρο πυκνωτή: $C = 470\mu\text{F}$ με $R_{ESR} = 80\text{m}\Omega$
- Οι παλμοί έναυσης του MOSFET παράγονται από το PWM generator block μέσω του οποίου ρυθμίζεται η διακοπτική συχνότητα και ο βαθμός χρησιμοποίησης των παλμών ελέγχου ημιαγώγιμου διακόπτη.
- Η εσωτερική αντίσταση του MOSFET είναι $R_{DS(on)} = 8.14\text{m}\Omega$ και η πτώση τάσης των διόδων είναι $V_F = 0.5\text{V}$
- Για τον μετασχηματιστή χρησιμοποιείται έτοιμο μπλοκ από τις βιβλιοθήκες του Simscape, το οποίο μας δίνει τη δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε και το τριτεύον τύλιγμα. Ο μετασχηματιστής αυτός είναι γραμμικός μετασχηματιστής (Linear Transformer) και λειτουργεί στη γραμμική περιοχή της B-H χωρίς να μπαίνει στον κόρο. Η αντίσταση μαγνήτισης θεωρείται πολύ μεγάλη και παίρνει την τιμή $R_m = 1\text{M}\Omega$, ενώ η τιμή της αυτεπαγωγής μαγνήτισης από τη σχεδίαση του μετασχηματιστή προκύπτει ότι είναι $L_m = 541\mu\text{H}$.

6.2 Προσομοίωση ανοιχτού βρόχου

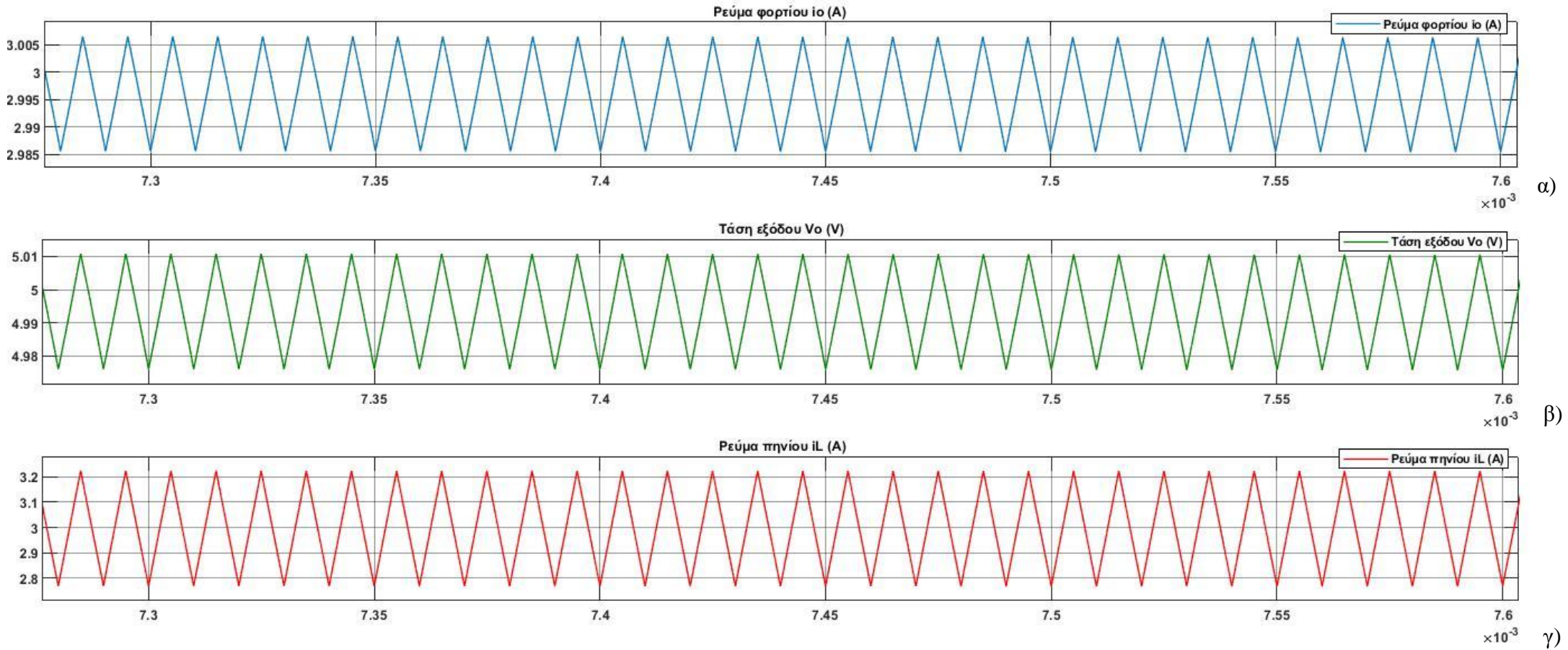
Στο σχήμα 6.1 παρουσιάζεται το κύκλωμα ανοιχτού βρόχου του μετατροπέα forward όπου η παλμοδότηση του MOSFET γίνεται με παλμούς σταθερού λόγου χρησιμοποίησης και σταθερού πλάτους. Στον μετατροπέα αυτόν θα γίνει μια πρώτη εκτίμηση των χαρακτηριστικών ρεύματος και τάσης του κυκλώματος ορίζοντας ως τιμή της τάσης εισόδου $V_{in}=25\text{V}$, ρεύματος φορτίου $I_o=3\text{A}$ και λόγου χρησιμοποίησης $D=0.396$.



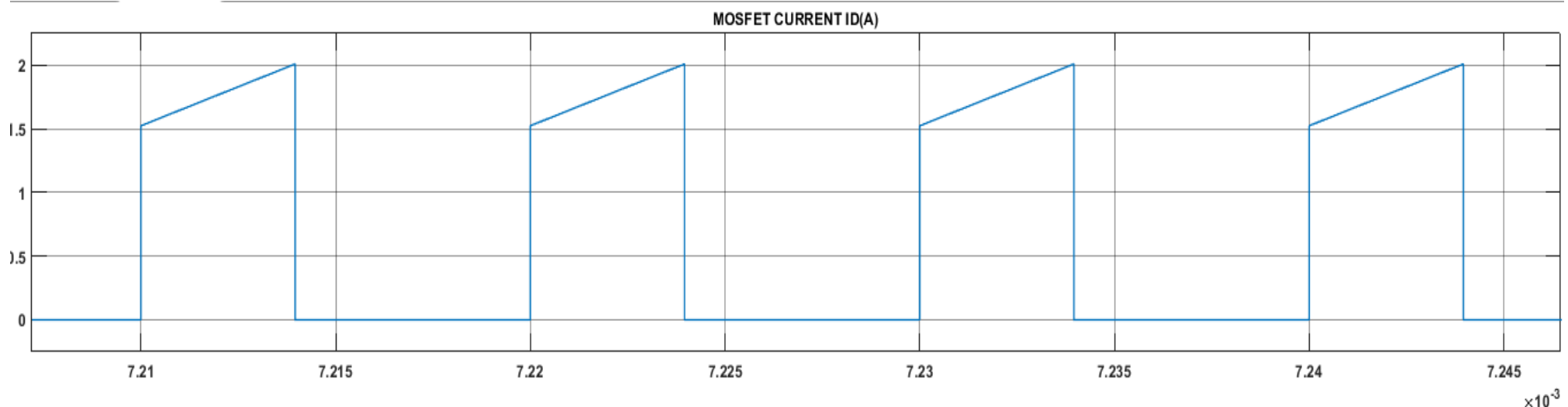
Σχήμα 6.1: Κύκλωμα μετατροπέα forward ανοιχτού βρόγχου



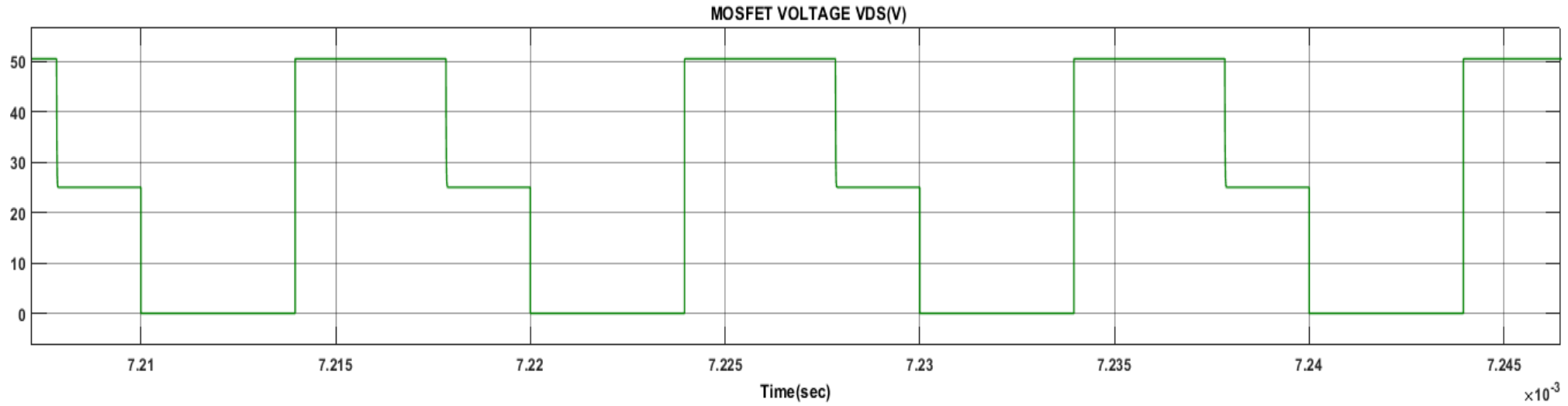
Σχήμα 6.2: Χαρακτηριστικές α) ρεύματος εξόδου, β) τάσης εξόδου και γ) ρεύματος πηνίου.



Σχήμα 6.3: Κυμάτωση α)ρεύματος εξόδου, β)τάσης εξόδου και γ)ρεύματος πηνίου.

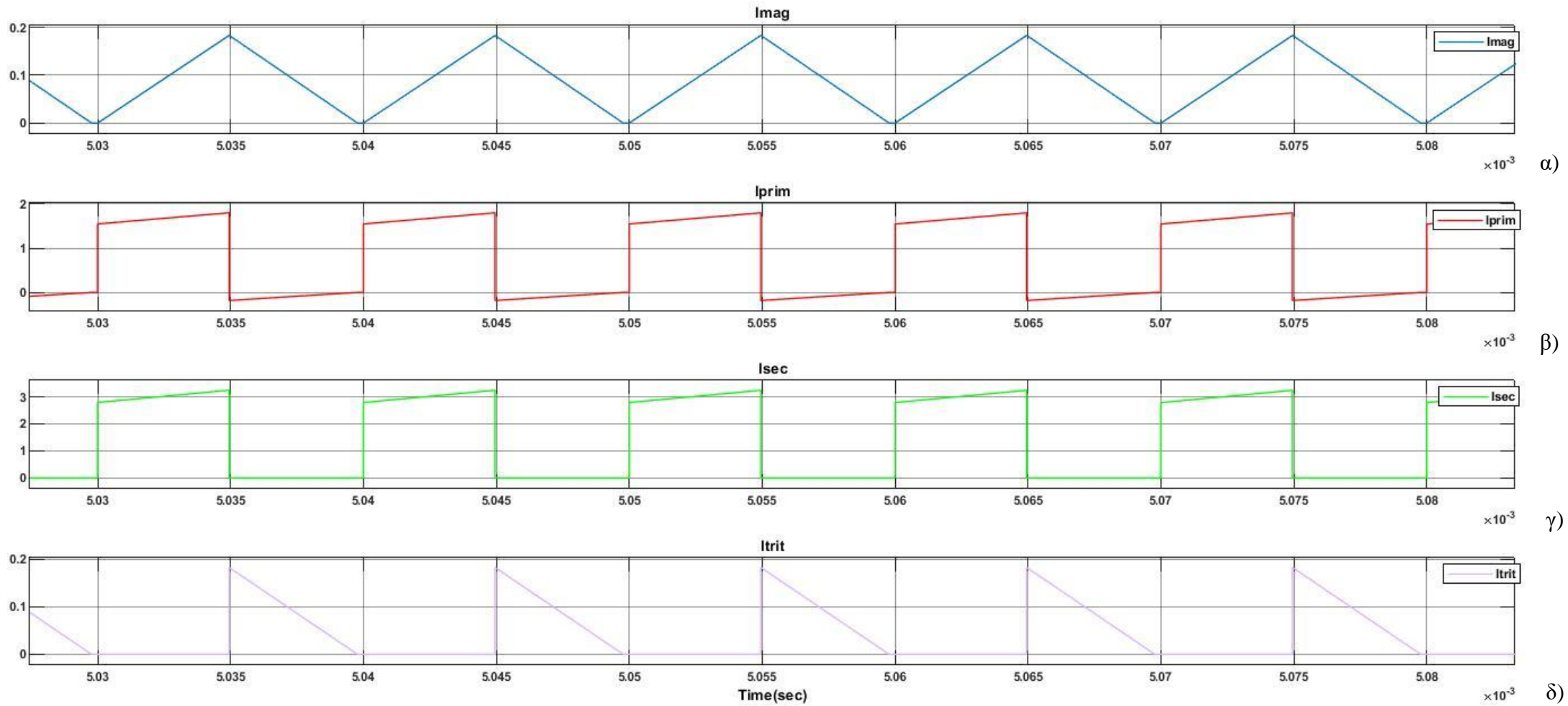


α)



β)

Σχήμα 6.4: Χαρακτηριστικές α) ρεύματος και β) τάσης MOSFET.



Σχήμα 6.5: Χαρακτηριστικές ρευμάτων μετασχηματιστή α) τυλίγματος απομαγνήτισης, β) πρωτεύοντος τυλίγματος, γ) δευτερεύοντος τυλίγματος και δ) τριτεύοντος τυλίγματος.

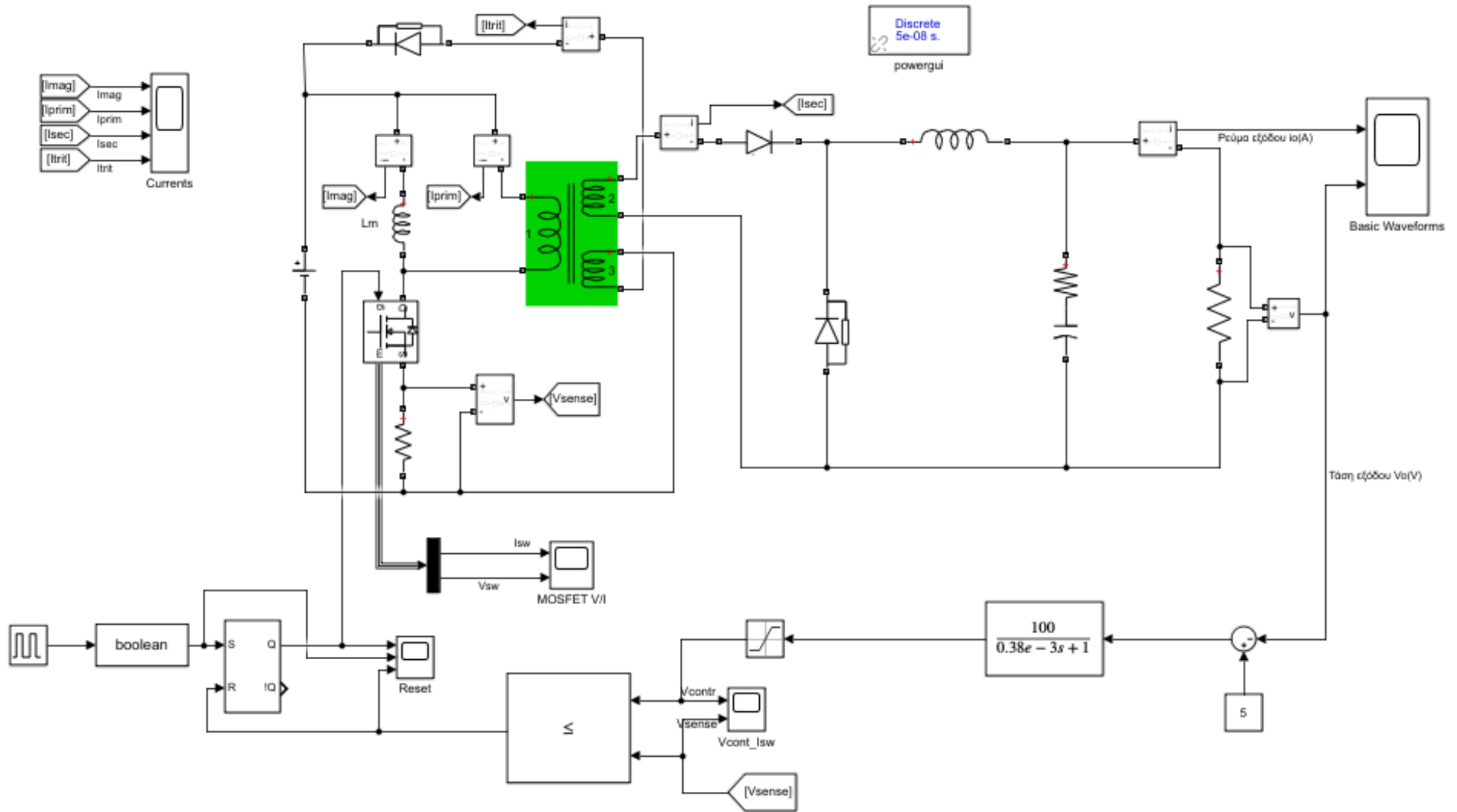
Στο σχήμα 6.2 οι ταλαντώσεις που παρουσιάζουν και οι τρεις χαρακτηριστικές μέχρι να φτάσουν τις επιθυμητές τιμές τους είναι αρκετές και σε υψηλές τιμές ενώ απαιτείται και αρκετός χρόνος μέχρι να σταθεροποιηθούν. Επίσης στο ρεύμα του πηνίου παρατηρείται μια υψηλή ταλάντωση που φτάνει τα 12.8A στα 0.282ms και πέφτει στα 0.173A μέχρι περίπου τα 1ms όπου αρχίζει και πάλι να ταλαντώνεται σε υψηλότερες τιμές ρεύματος μέχρι που σταθεροποιείται στα 3A στα 5ms. Στο σχήμα 6.3 η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι $\Delta V_o = 30\text{mV}$, ενώ η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου είναι $\Delta I_L = 0.4\text{A}$. Οι τιμές που παρατηρούνται στις κυματώσεις θεωρούνται ικανοποιητικές καθώς βρίσκονται μέσα στα όρια των προδιαγραφών. Οι τιμές των χαρακτηριστικών του (σχήμα 6.5) των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή είναι οι επιθυμητές καθώς ικανοποιούν τις τιμές που υπολογίστηκαν από την σχεδίαση.

6.3 Προσομοίωση κλειστού βρόγχου

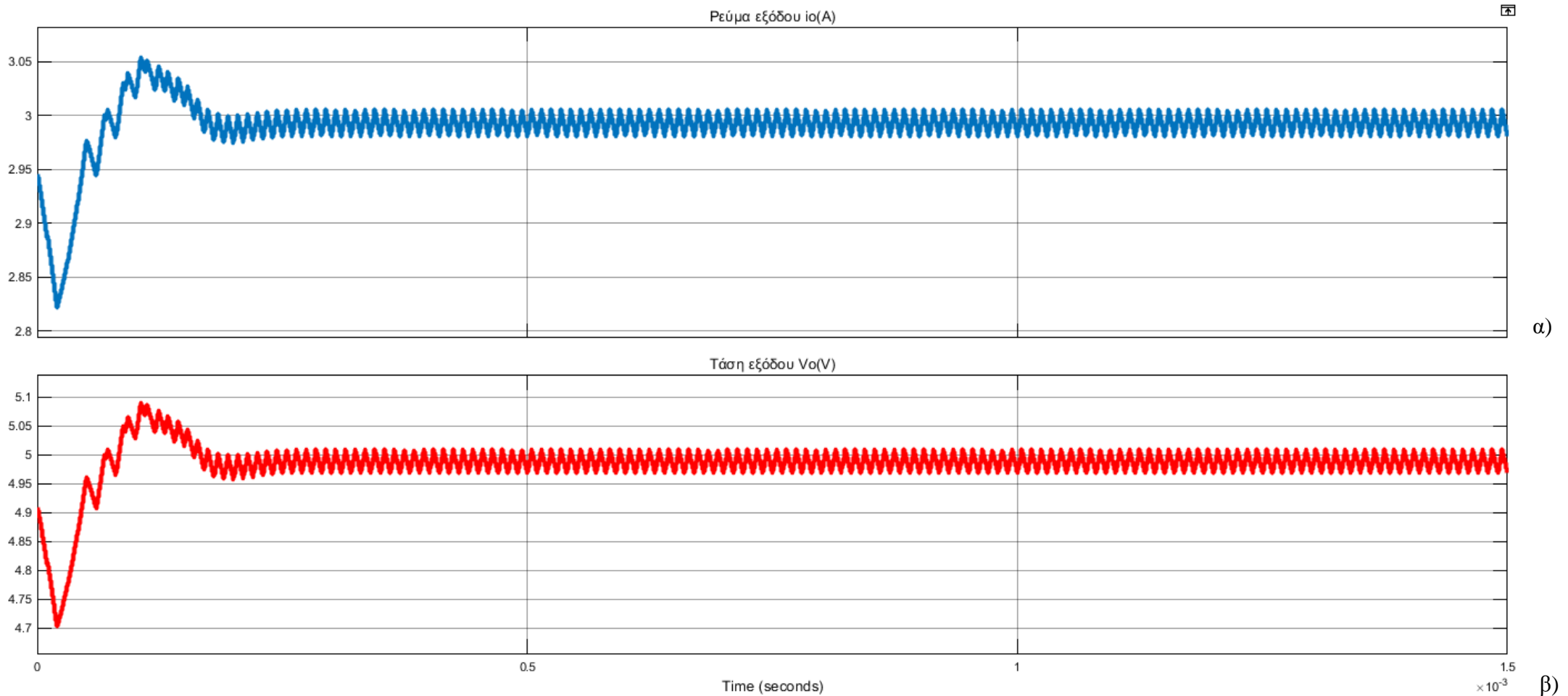
Στο στάδιο αυτό η παλμοδότηση του MOSFET θα γίνει από το κύκλωμα ελέγχου που έχει σχεδιαστεί και φαίνεται στο σχήμα 6.6. Ο πυκνωτής έχει αρχικές συνθήκες τάσης 5V με αποτέλεσμα οι χαρακτηριστικές τάσης να ξεκινάνε από τα 5V, ενώ η τιμή της αρχική συνθήκη ρεύματος του πηνίου μεταβάλλεται αναλόγως το φορτίο εξόδου (3A, 1,5A, 1A). Το κύκλωμα αυτό αποτελείται από έναν PI ελεγκτή τύπου I του οποίου η σχεδίαση έγινε στο προηγούμενο κεφάλαιο, με την παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς που υπολογίστηκε από την σχέση (5.8):

$$G_{EA}(s) = \frac{100}{0.38 \cdot 10^{-3} s + 1}$$

Ο ελεγκτής μας διασφαλίζει το επιθυμητό ρεύμα εξόδου για μεταβολές γρήγορης απόκρισης περίπου 0.5ms με ελάχιστες ταλαντώσεις και επιτρεπτή κυμάτωση. Η τιμή της αντίστασης R_{sense} από την οποία λαμβάνουμε το σήμα ρεύματος του ημιαγωγικού διακόπτη συγκρίνεται με το σήμα που προκύπτει από τον ελεγκτή. Στην έξοδο του ελεγκτή τοποθετείται ένα μπλοκ (saturation block) το οποίο διατηρεί σταθερό το πλάτος του σήματος του ελεγκτή σε περίπτωση που οι τιμές του είναι πολύ υψηλές με αποτέλεσμα να είναι μη συγκρίσιμες με τις τιμές του σήματος του ημιαγωγικού διακόπτη. Μετά από δοκιμές η καταλληλότερη τιμή του saturation block είναι 2. Από την σύγκριση των δύο σημάτων παράγονται παλμοί σταθερού πλάτους οι οποίοι οδηγούνται στην είσοδο R του Flip-Flop. Στην είσοδο S του Flip-Flop τοποθετείται γεννήτρια παλμών (pulse generator) οι οποία παράγει παλμούς πλάτους 1V και εύρος 10% της διακοπτικής περιόδου ($1/10^5 \text{ sec}$). Παρακάτω θα παρουσιαστεί η δυναμική απόκριση του ρεύματος και της τάσης του φορτίου για μεταβολές της τάσης εισόδου και για μεταβολές του ρεύματος του φορτίου.



Σχήμα 6.6: Κύκλωμα μετατροπέα forward κλειστού βρόγχου

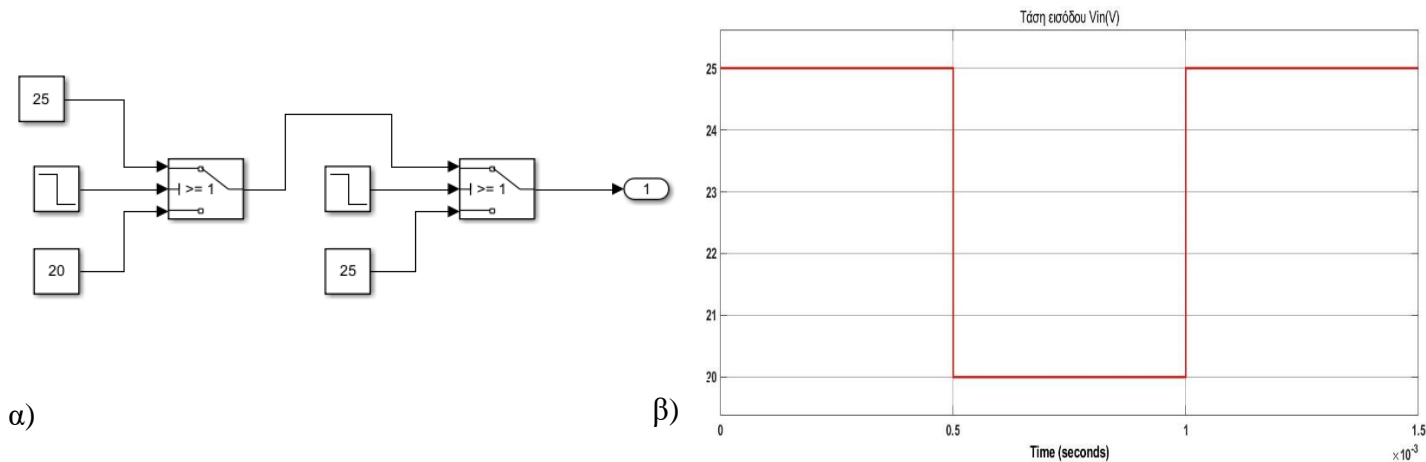


Σχήμα 6.7: Χαρακτηριστικές α) ρεύματος και β) τάσης εξόδου για τάση εισόδου 25V και φορτίο 5/3Ω.

Οι χαρακτηριστικές της τάσης εξόδου καθώς και το ρεύματος εξόδου παρουσιάζουν λίγες ταλαντώσεις μικρού πλάτους οι οποίες σταθεροποιούνται με χρόνο απόκρισης 0.5ms. Σε σύγκριση με τις χαρακτηριστικές του κυκλώματος ανοιχτού βρόγχου (σχήμα 6.2) παρουσιάζονται λιγότερες ταλαντώσεις με ικανοποιητικότερο χρόνο απόκρισης, ενώ η κυμάτωση της τάσης εξόδου και του ρεύματος εξόδου είναι εντός προδιαγραφών σχεδίασης.

6.3.1 Διέγερση με βηματική είσοδο

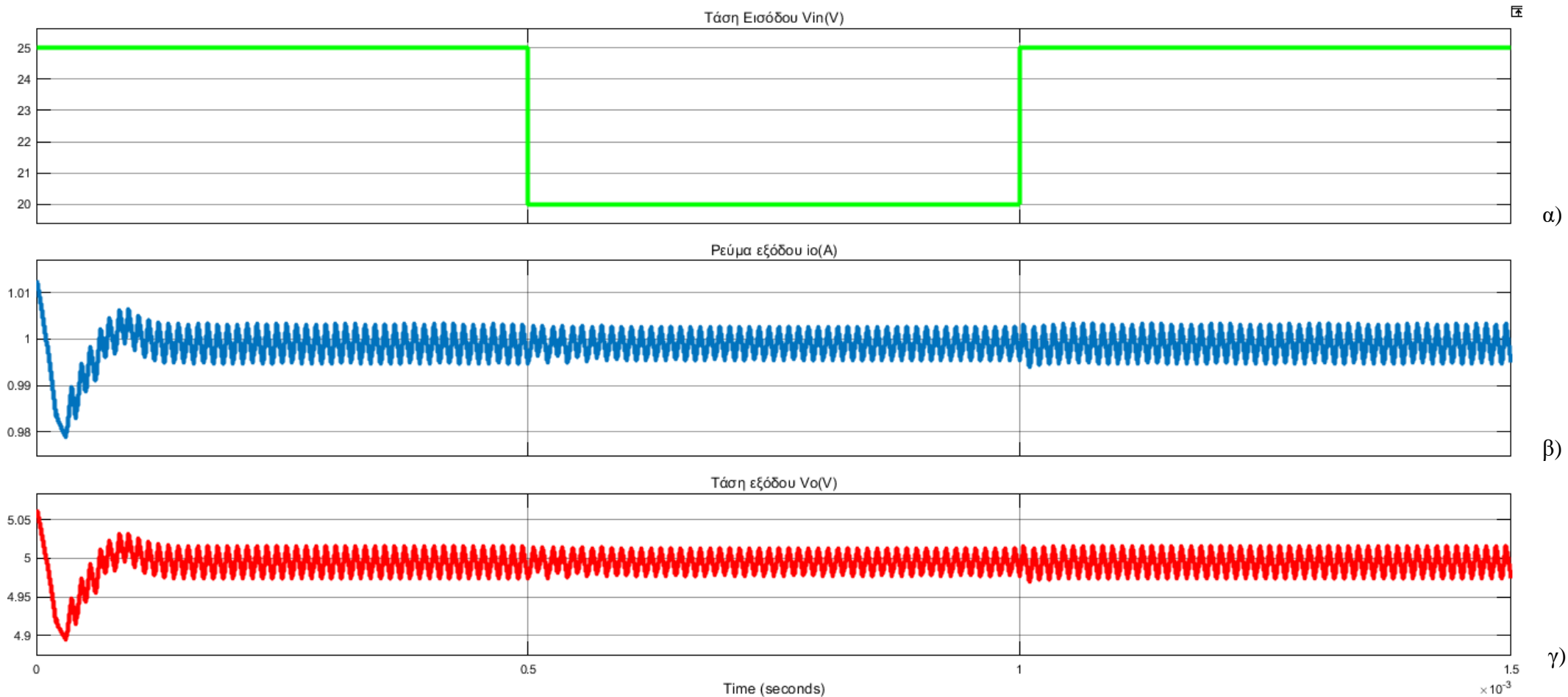
Για να εξεταστεί η δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα θα πρέπει να μεταβληθεί δυναμικά η τάση εισόδου. Στην μία περίπτωση η τάση εισόδου μεταβάλλεται βηματικά από τα 25V στα 20V (σχήμα 6.8α) όπου στο πρώτο switch εισάγεται ένα step για χρόνο 0.5ms αλλάζοντας την είσοδο από τα 25V στα 20V, ενώ στο δεύτερο switch το step για χρόνο 1ms αλλάζει την είσοδο από 20V σε 25V. Η ίδια μέθοδος ακολουθείται και στην άλλη περίπτωση μεταβάλλεται από τα 25V στα 30V για τους ίδιους χρόνους.



Σχήμα 6.8: α) Δημιουργία βηματικής εισόδου από 20V σε 25V και πάλι σε 20V β) Χαρακτηριστική βηματικής εισόδου

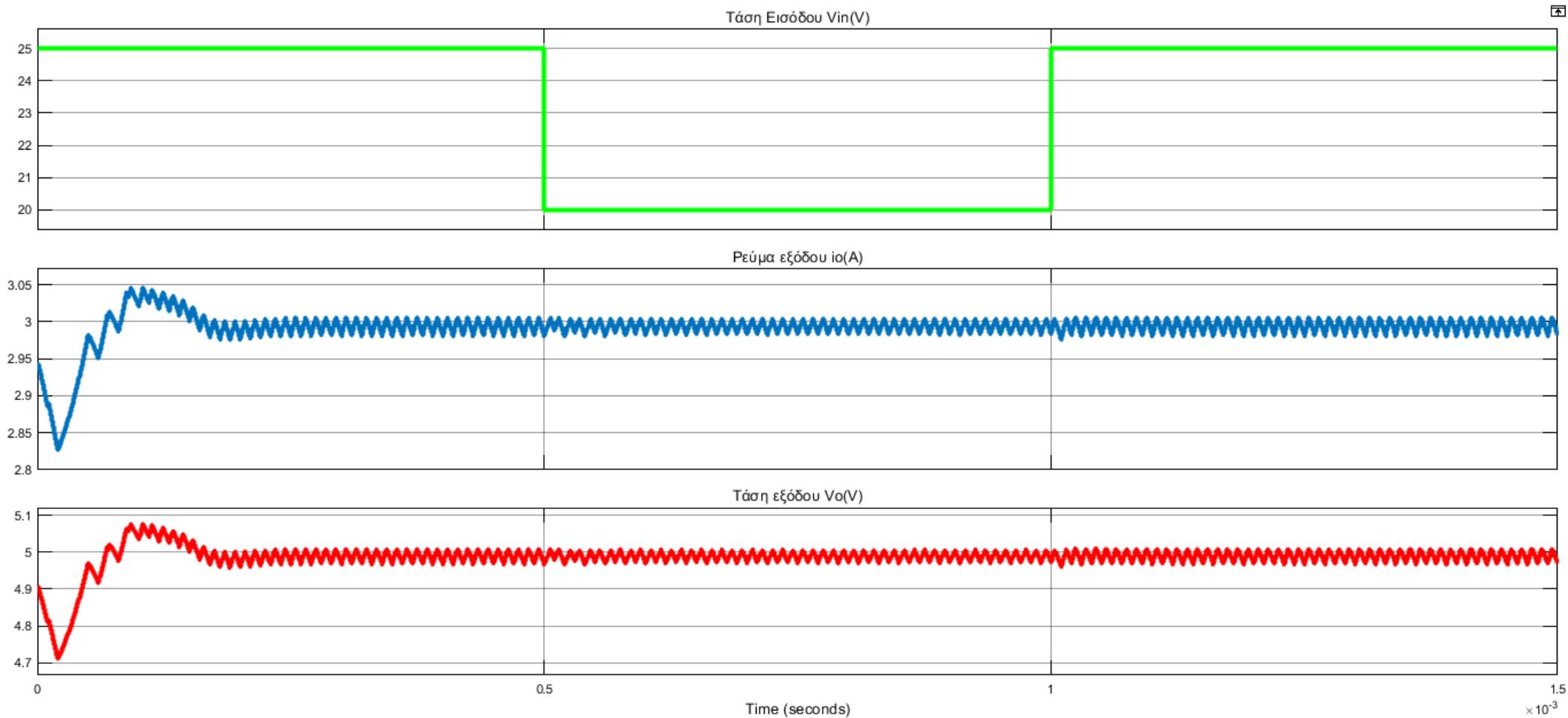
Μεταβολή της τάσης εισόδου από 25V σε 20V και από 20V σε 25V

Ρεύμα εξόδου 1A



Σχήμα 6.9: Χαρακτηριστική α)τάσης εισόδου, β)ρεύματος εξόδου και γ)τάσης εξόδου για μεταβολή τάσης εισόδου από 25V σε 20V και πάλι σε 25V με φορτίο 5Ω. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από τα 25V στα 20V στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από τα 20V στα 25V στα 1ms.

Ρεύμα εξόδου 3A



α)

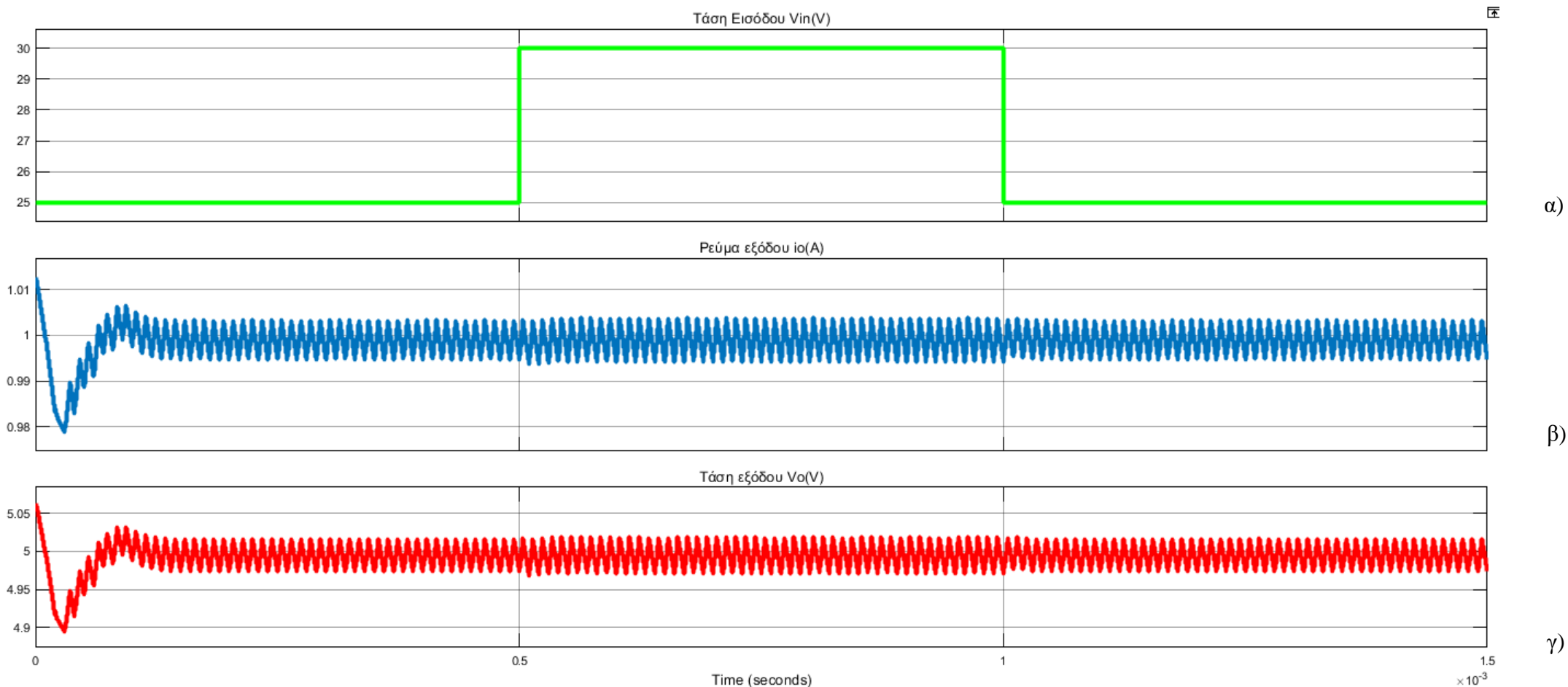
β)

γ)

Σχήμα 6.10: Χαρακτηριστική α)τάσης εισόδου, β)ρεύματος εξόδου και γ)τάσης εξόδου για μεταβολή τάσης εισόδου από 25V σε 20V και πάλι σε 25V με φορτίο 5/3Ω. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από τα 25V στα 20V στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από τα 20V στα 25V στα 1ms...

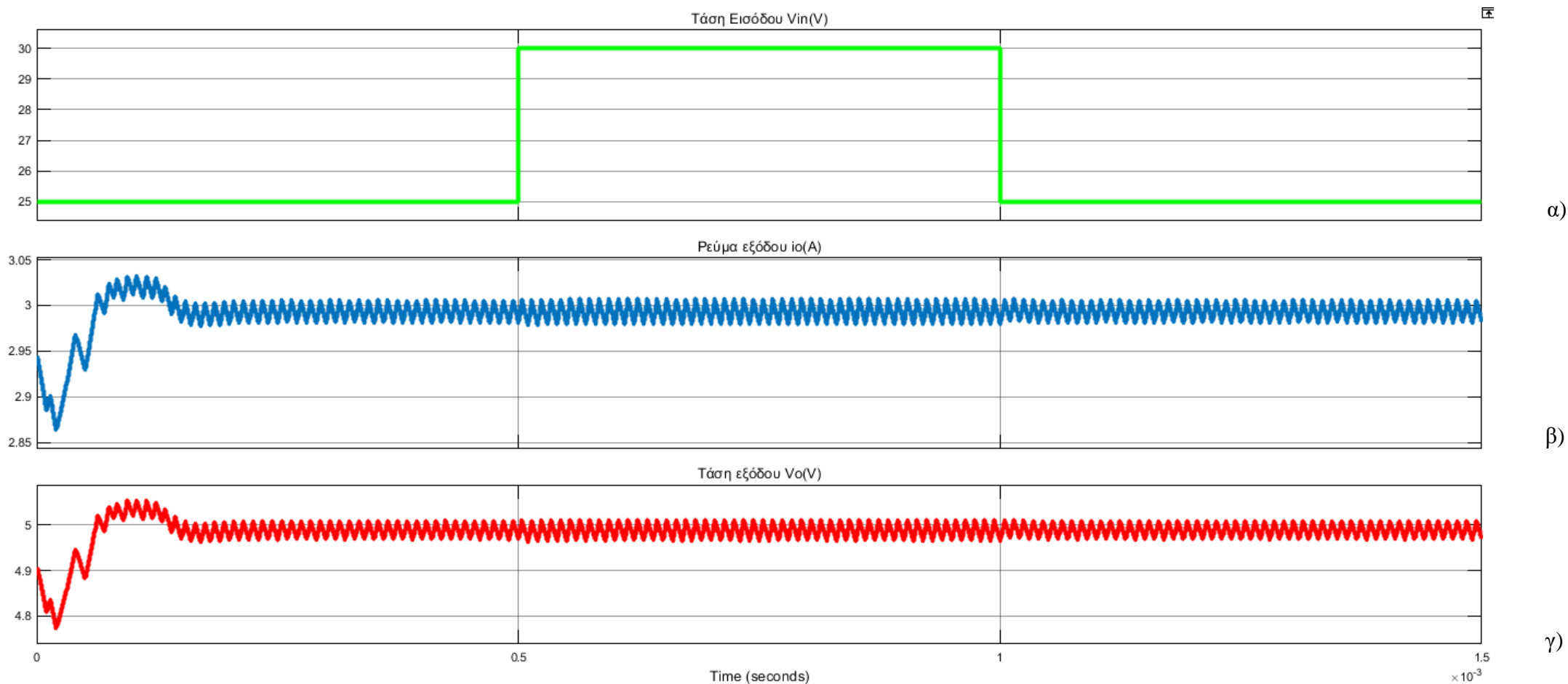
Μεταβολή της τάσης εισόδου από 25V σε 30V και από 30V σε 25V

Ρεύμα εξόδου 1A



Σχήμα 6.11: Χαρακτηριστική α)τάσης εισόδου, β)ρεύματος εξόδου και γ)τάσης εξόδου για μεταβολή τάσης εισόδου από 25V σε 30V και πάλι σε 25V με φορτίο 5Ω. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από τα 25V στα 20V στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από τα 20V στα 25V στα 1ms.

Ρεύμα εξόδου 3A



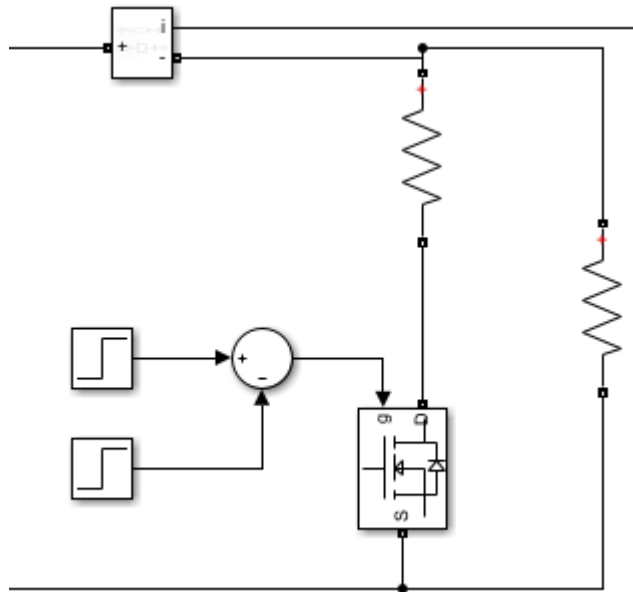
Σχήμα 6.12: Χαρακτηριστική α)τάσης εισόδου, β)ρεύματος εξόδου και γ)τάσης εξόδου για μεταβολή τάσης εισόδου από 25V σε 30V και πάλι σε 25V με φορτίο 5/3Ω. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από τα 25V στα 20V στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από τα 20V στα 25V στα 1ms..

Κατά την διάρκεια των μεταβολής της τάσης εισόδου από 20V σε 25V και πάλι σε 20V για φορτίο 5Ω (σχήμα 6.9) η τάση και το ρεύμα εξόδου παρουσιάζουν ελάχιστες ταλαντώσεις και γρήγορο χρόνο απόκρισης. Η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου και της τάσης εξόδου είναι μικρότερη όταν η τάση εισόδου μεταβάλλεται από τα 25V στα 20V την χρονική περίοδο $0.5\text{ms} < t < 1\text{ms}$. Ενώ, στο σχήμα 6.11 η κυμάτωση του ρεύματος και της τάσης εξόδου είναι μεγαλύτερη όταν η τάση εισόδου μεταβάλλεται από τα 25V στα 30V την χρονική περίοδο $0.5\text{ms} < t < 1\text{ms}$ ικανοποιώντας τα κριτήρια σχεδίασης.

6.3.2 Διέγερση με βηματικό ρεύμα φορτίου

Στο στάδιο αυτό θα εξεταστεί η δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα μεταβάλλοντας δυναμικά το ρεύμα του φορτίου. Για την επίτευξη μεταβατικού ρεύματος τοποθετούμε παράλληλα στο φορτίο μία αντίσταση στην οποία θα ρέει ρεύμα για καθορισμένο χρόνο. Στην αντίσταση αυτή τοποθετείται σε σειρά ένα ιδανικό MOSFET (χωρίς απώλειες) του οποίου ο έλεγχος θα καθορίσει τα χρονικά διάστημα που θα ρέει ρεύμα στην αντίσταση επηρεάζοντας το συνολικό ρεύμα του φορτίου. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 6.13 η έναυση δίνεται από το πρώτο step αλλάζοντας με αυτόν τον τρόπο το συνολικό ρεύμα του φορτίου. Αφαιρώντας το πρώτο step από το δεύτερο απενεργοποιείται το MOSFET και το ρεύμα του φορτίου επανέρχεται στην αρχική του τιμή.

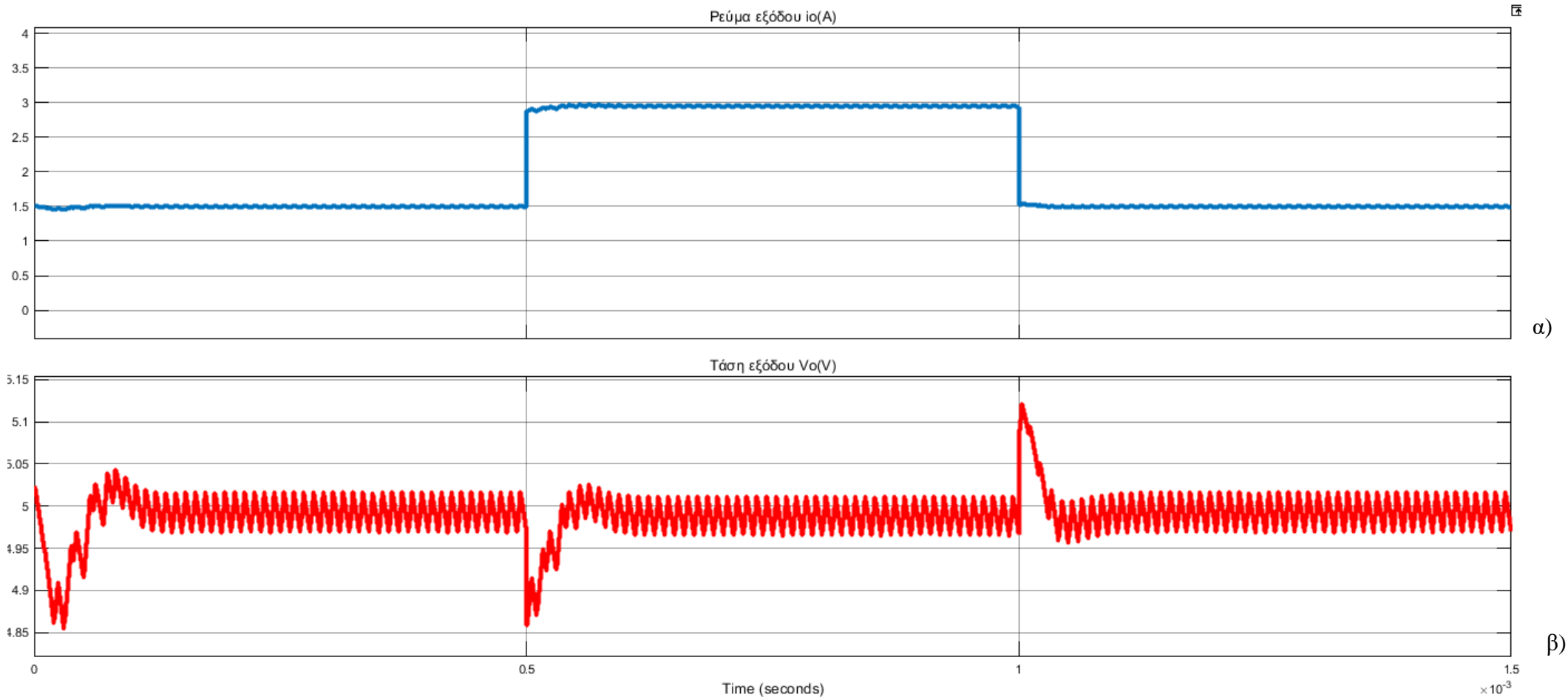
Στην προσομοίωση αυτή θα εξεταστούν δύο περιπτώσεις, η μία περίπτωση θα είναι για ρεύμα φορτίου από 3A σε 1.5A και η άλλη περίπτωση για ρεύμα φορτίου από 1.5A σε 1A για διάφορες τάσεις εισόδου.



Σχήμα 6.13: Κύκλωμα μεταβολής φορτίου εξόδου

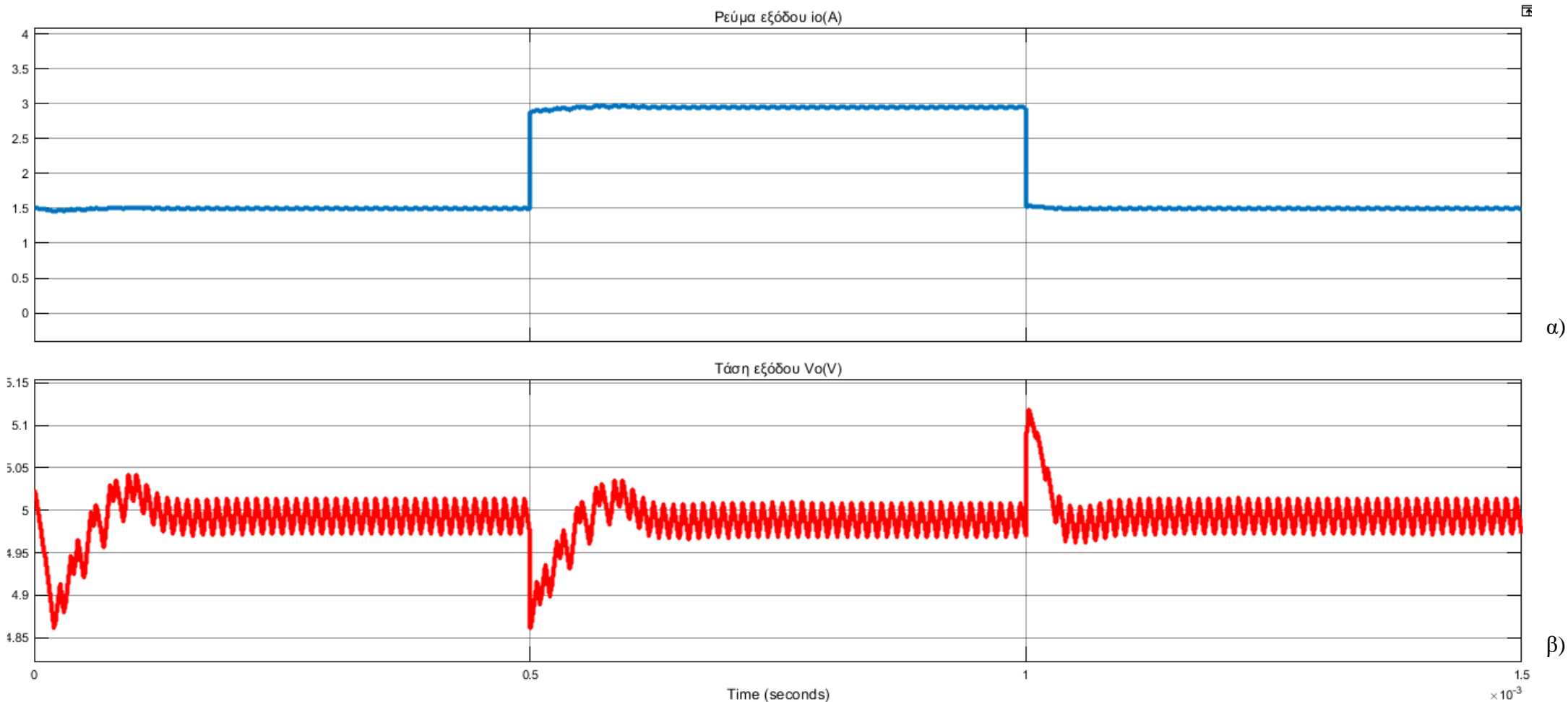
Μεταβολή του ρεύματος εξόδου από 1.5A σε 3A και από 3A σε 1.5A

Τάση εισόδου 30V



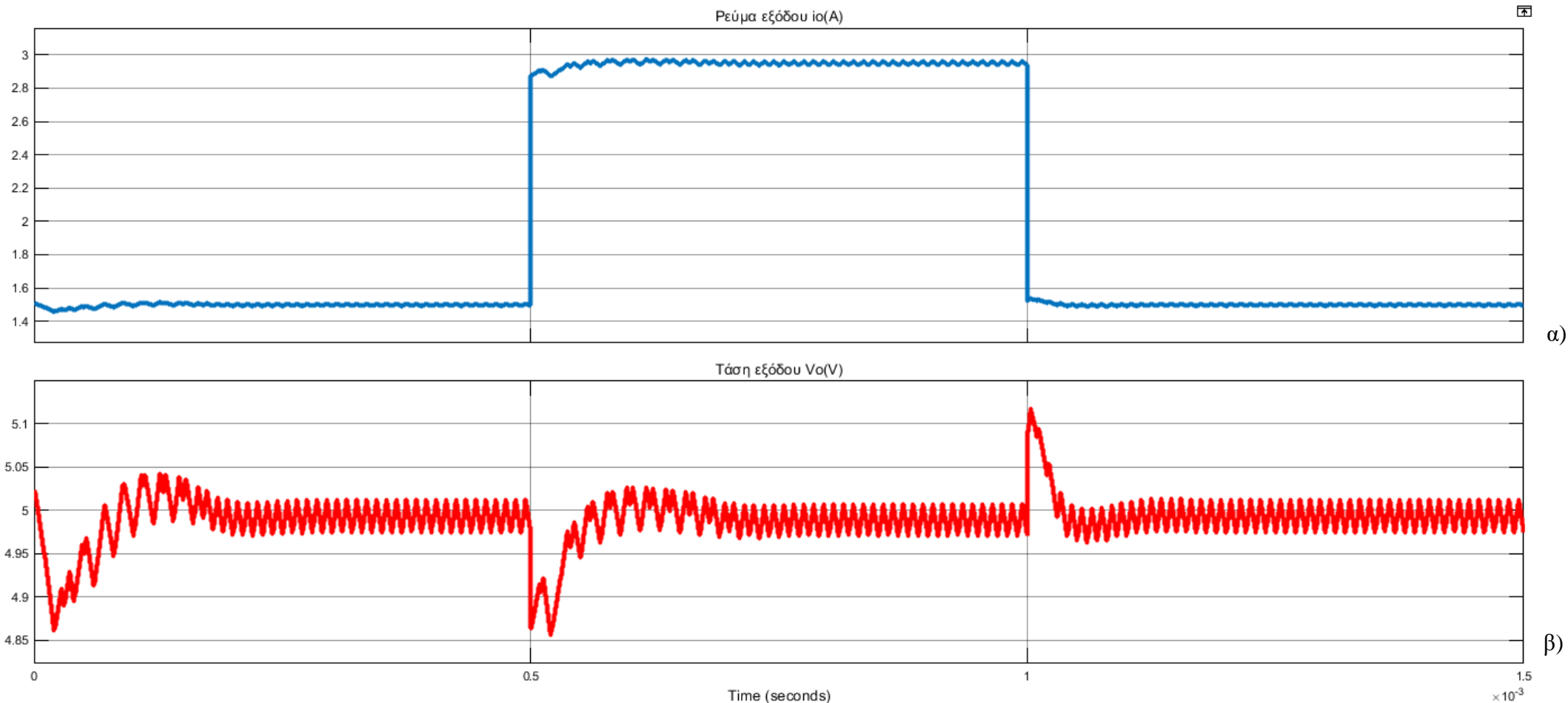
Σχήμα 6.14: Χαρακτηριστική α) ρεύματος εξόδου και β) τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1.5A σε 3A και πάλι σε 1.5A με τάση εισόδου 30V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms..

Τάση εισόδου 25V



Σχήμα 6.15: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1.5A σε 3A και πάλι σε 1.5A με τάση εισόδου 25V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms.

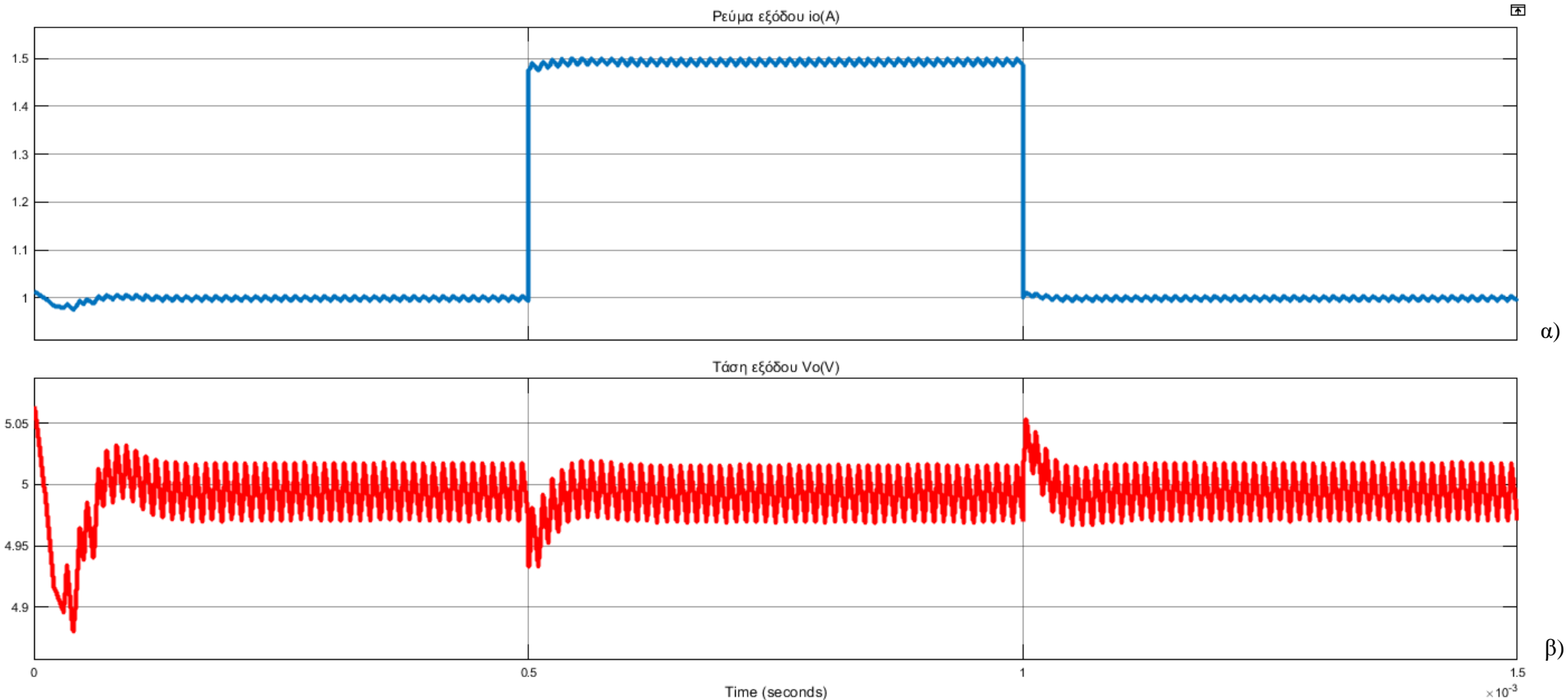
Τάση εισόδου 20V



Σχήμα 6.16: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1.5A σε 3A και πάλι σε 1.5A με τάση εισόδου 20V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms..

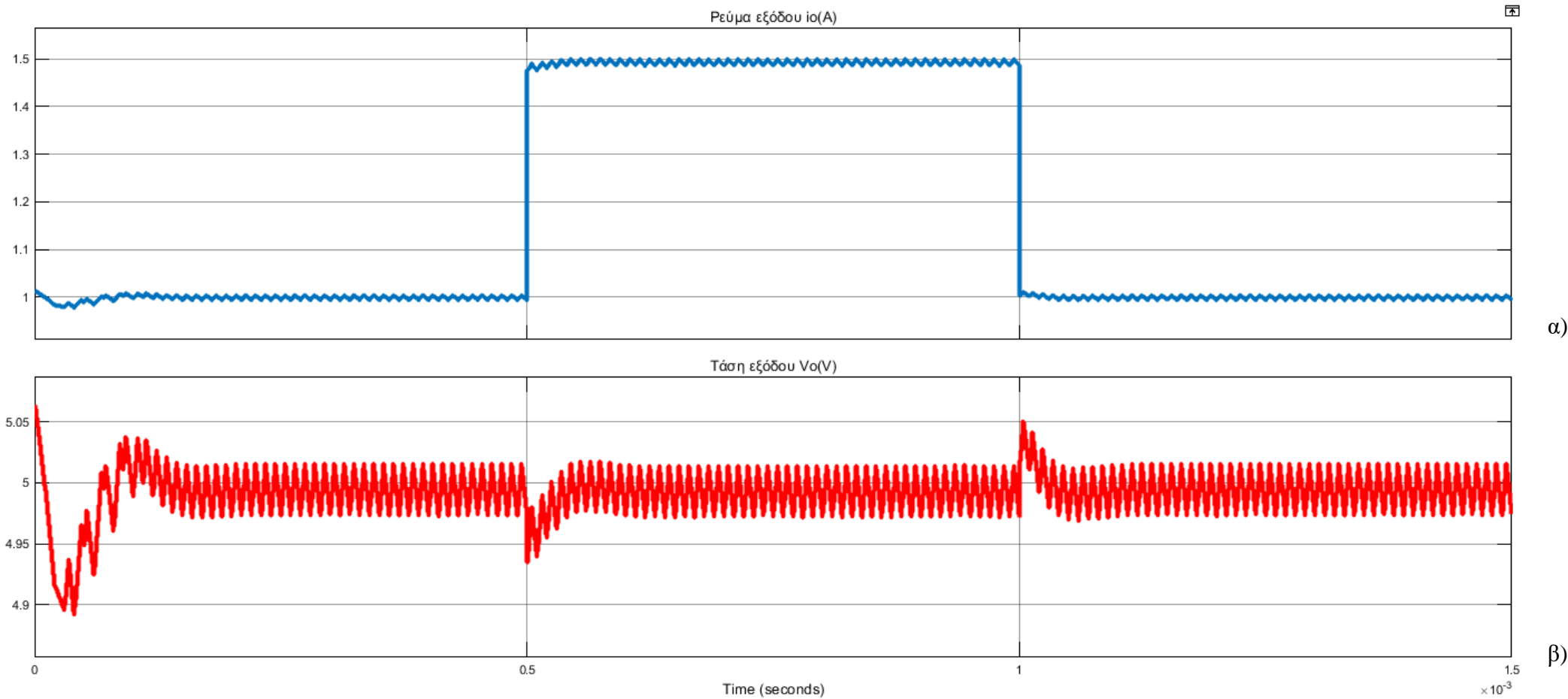
Μεταβολή του ρεύματος εξόδου από 1.5A σε 1A και από 1A σε 1.5A

Τάση εισόδου 30V



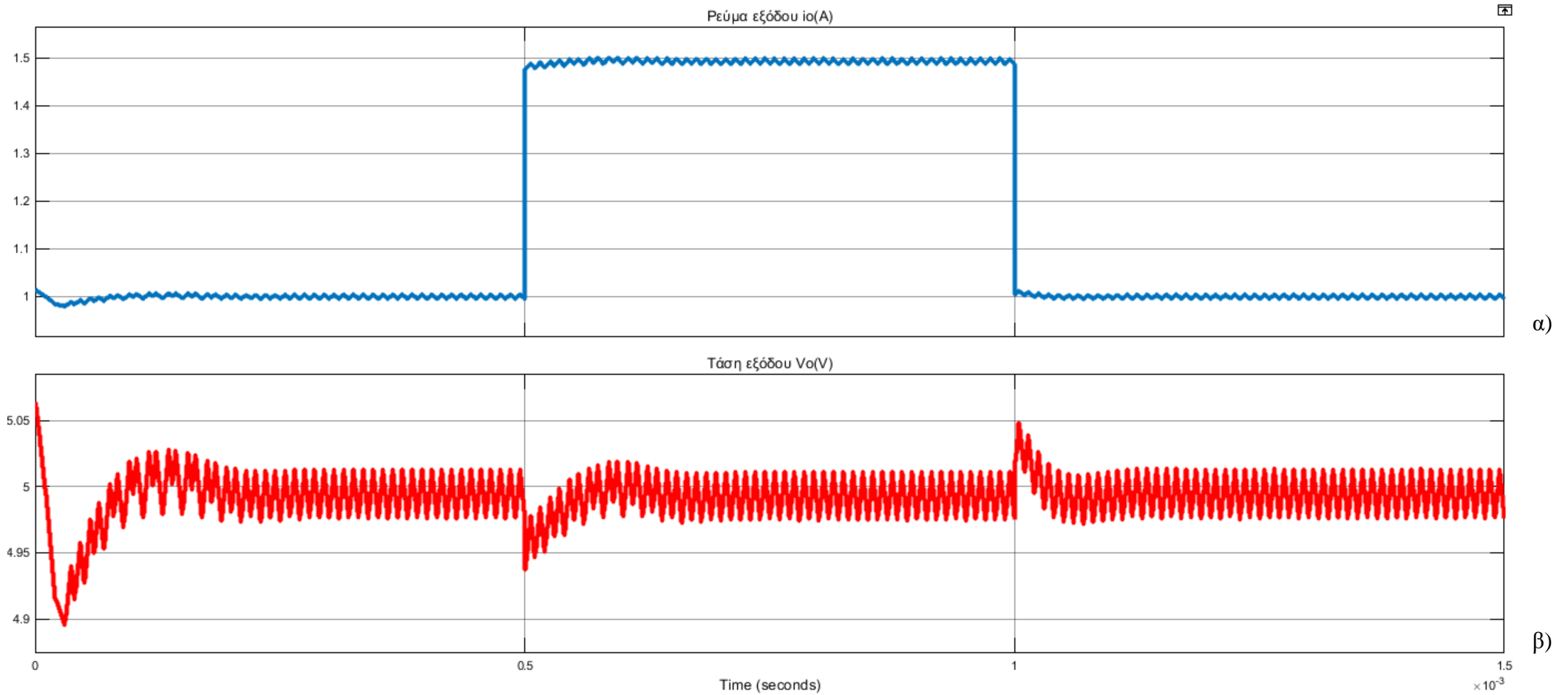
Σχήμα 6.17: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1A σε 1.5A και πάλι σε 1A με τάση εισόδου 30V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms..

Τάση εισόδου 25V



Σχήμα 6.18: Χαρακτηριστική α)ρεύματος εξόδου και β)τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1A σε 1.5A και πάλι σε 1A με τάση εισόδου 25V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms..

Τάση εισόδου 20V



Σχήμα 6.19: Χαρακτηριστική α) ρεύματος εξόδου και β) τάσης εξόδου για μεταβολή ρεύματος φορτίου από 1A σε 1.5A και πάλι σε 1A με τάση εισόδου 20V. Η τάση εισόδου μεταβάλλεται αρχικά από 3A σε 1.5A στα 0.5ms στην συνέχεια μεταβάλλεται πάλι από 1.5A σε 3A στα 1ms.

Στο σχήμα 6.14 και στο σχήμα 6.15 κατά την χρονική στιγμή των 0.5ms όπου το ρεύμα φορτίου γίνεται από 1.5A σε 3A η τάση εξόδου παρουσιάζει ταλάντωση με ελάχιστο πλάτος 4.87V, ενώ κατά την χρονική στιγμή 1ms όπου το ρεύμα φορτίου γίνεται από 3A σε 1.5A η τάση εξόδου παρουσιάζει ταλάντωση με μέγιστο πλάτος 5.12V. Η κυμάτωση της τάσης και του ρεύματος εξόδου ικανοποιούν τα κριτήρια σχεδίασης. Στο σχήμα 6.16 κατά την χρονική στιγμή των 0.5ms όπου το ρεύμα φορτίου γίνεται από 1.5A σε 3A η τάση εξόδου παρουσιάζει ταλάντωση με ελάχιστο πλάτος 4.86V, ενώ κατά την χρονική στιγμή 1ms όπου το ρεύμα φορτίου γίνεται από 3A σε 1.5A η τάση εξόδου παρουσιάζει ταλάντωση με μέγιστο πλάτος 5.12V.

Στο σχήμα 6.17 και 6.18 κατά την χρονική στιγμή των 0.5ms όπου το ρεύμα φορτίου γίνεται από 1.5A σε 3A η τάση εξόδου παρουσιάζει ταλάντωση με ελάχιστο πλάτος 4.94V ενώ κατά την χρονική στιγμή 1ms όπου το ρεύμα φορτίου γίνεται από 3A σε 1.5A η τάση εξόδου παρουσιάζει ταλάντωση με μέγιστο πλάτος 5.05V. Στο σχήμα 6.19 κατά την χρονική στιγμή των 0.5ms όπου το ρεύμα φορτίου γίνεται από 1.5A σε 3A η τάση εξόδου παρουσιάζει ταλάντωση με ελάχιστο πλάτος 4.93V ενώ κατά την χρονική στιγμή 1ms όπου το ρεύμα φορτίου γίνεται από 3A σε 1.5A η τάση εξόδου παρουσιάζει ταλάντωση με μέγιστο πλάτος 5.05V.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία έγινε η ανάλυση, η σχεδίαση και η προσομοίωση του μετατροπέα forward με γαλβανική απομόνωση. Αρχικά, έγινε η ανάλυση του μετατροπέα forward στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όπου μελετήθηκαν βασικές χαρακτηριστικές ρευμάτων και τάσεων του μετατροπέα. Στην συνέχεια ορίστηκαν συγκεκριμένες προδιαγραφές για τον μετατροπέα όπως τάση εισόδου από 20V έως 30V, τάση εξόδου 5V και ρεύμα φορτίου από 1A έως 3A. Βάσει των προδιαγραφών αυτών έγινε και η σχεδίαση των μαγνητικών στοιχείων του κυκλώματος όπως του μετασχηματιστή και το πηνίου εξόδου. Επίσης, επιλέχθηκαν κατάλληλα από τα φυλλάδια κατασκευαστών τα ημιαγωγικά στοιχεία καθώς και ο πυκνωτής εξόδου.

Ύστερα, ακολούθησε η σύγκριση των μεθόδων ελέγχου και επιλέχθηκε ως καταλληλότερη για την σχεδίαση του κυκλώματος ελέγχου, η μέθοδος ελέγχου ρεύματος κορυφής. Με την χρήση κατάλληλων εξισώσεων σε συνδυασμό με την θεωρία του Ray Ridley έγινε και ο σχεδιασμός του ελεγκτή, ενώ μέσω των διαγραμμάτων Bode κέρδους και φάσης ολόκληρου του συστήματος επιβεβαιώθηκε η ορθή σχεδίαση του ελεγκτή. Υπολογίστηκαν όλες οι χαρακτηριστικές παράμετροι του κυκλώματος και πραγματοποιήθηκε η προσαρμογή τους στο κύκλωμα προσομοίωσης. Αρχικά, έγινε η προσομοίωση ανοιχτού βρόγχου για τάση εισόδου 25V και ρεύμα φορτίου 3A, όπου η παλμοδότηση του MOSFET γινόταν από παλμούς σταθερού πλάτους και λόγου χρησιμοποίησης. Έπειτα, προσομοιώνεται το κύκλωμα κλειστού βρόγχου για τάση εισόδου 25V και ρεύμα φορτίου 3A με παλμοδότηση του MOSFET από το κύκλωμα ελέγχου. Στις προσομοιώσεις κλειστού βρόγχου βασικός στόχος είναι να μελετηθούν οι χαρακτηριστικές τάσης και ρεύματος εξόδου στα μεταβατικά φαινόμενα.

Συνοπτικά, οι χαρακτηριστικές ρεύματος εξόδου, MOSFET και πηνίου καθώς και τάσης εξόδου που προκύπτουν από τη προσομοίωση ανοιχτού βρόγχου για τάση εισόδου 25V και ρεύμα φορτίου 3A παρουσίαζαν πολλές ταλαντώσεις φτάνοντας πολύ υψηλές τιμές σε σύγκριση με τις αντίστοιχες χαρακτηριστικές προσομοίωσης κλειστού βρόγχου, όπου οι ταλαντώσεις είναι ελάχιστες και ο χρόνος απόκρισης του συστήματος είναι γρηγορότερος. Ενώ, η κυμάτωση της τάσης εξόδου και του ρεύματος φορτίου ικανοποιούσαν και στις δύο περιπτώσεις τις προδιαγραφές σχεδίασης. Οι ταλαντώσεις του ανοιχτού βρόγχου προκαλούν την καταστροφή των ημιαγωγικών στοιχείων καθώς ξεπερνάγανε τα ρεύματα που έχουν οριστεί από τους κατασκευαστές τους. Επίσης, στη προσομοίωση κλειστού βρόγχου στα μεταβατικά φαινόμενα η απόκριση του ρεύματος φορτίου και της τάσης εξόδου ήταν ικανοποιητική με χρόνο απόκρισης κάτω από 0.5ms, καθώς και οι κυματώσεις τους ήταν εντός προδιαγραφών. Συνεπώς, από τις προσομοιώσεις επιβεβαιώνεται η ορθή σχεδίαση του ελεγκτή μέσω της θεωρίας του Ridley καθώς από τα αποτελέσματα των χαρακτηριστικών προκύπτει γρήγορη απόκριση των ρευμάτων και τάσεων εξόδου στα μεταβατικά φαινόμενα χωρίς να παρουσιάζονται ιδιαίτερες ταλαντώσεις.

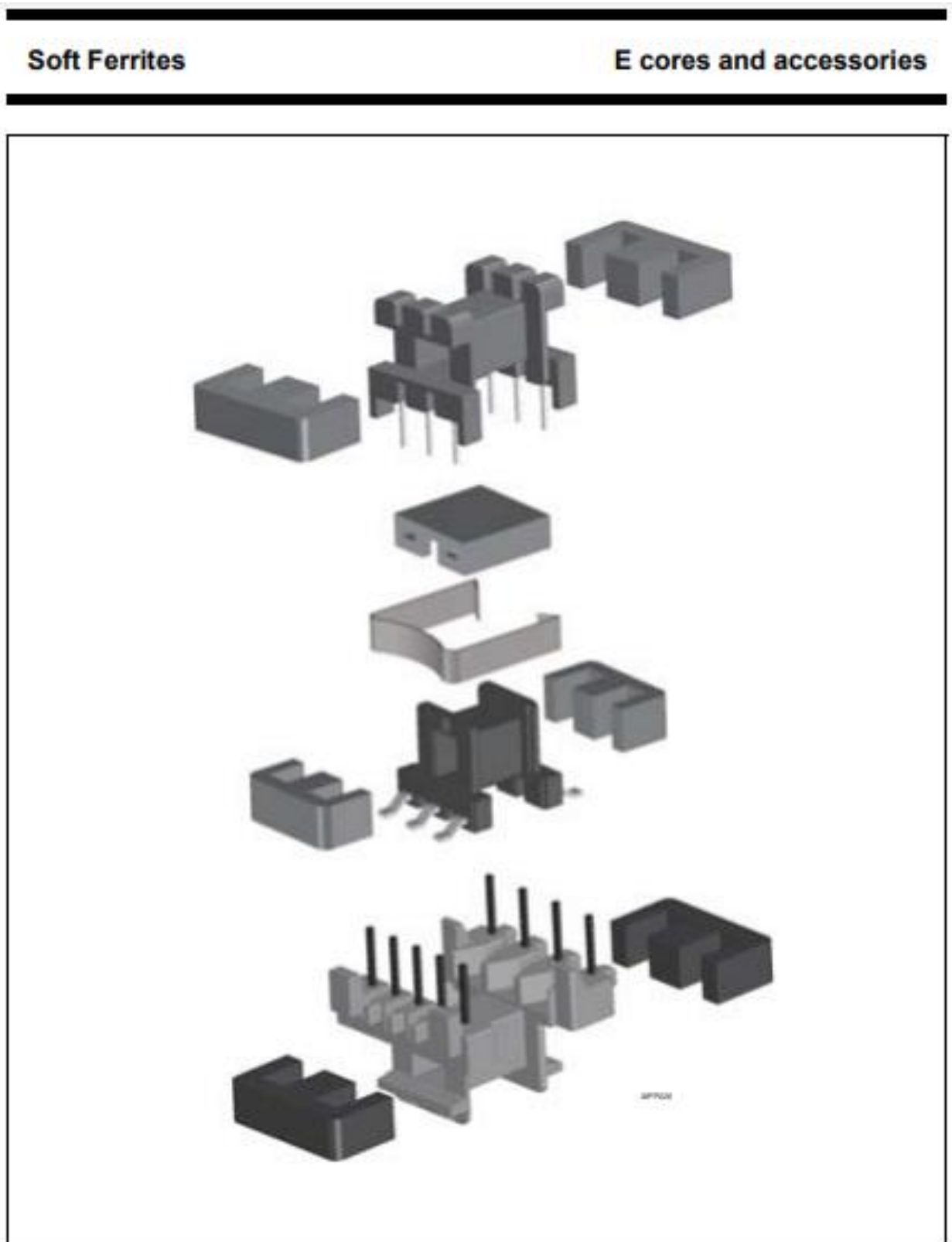
Βιβλιογραφία

- [1] MARIAN K. KAZIMIERCZUK, Pulse-Width Modulated DC–DC, 2η Έκδοση επιμ., John Wiley & Sons, Ltd, 2016.
- [2] MUHAMMAD H. RASHID, CIRCUITS DEVICES AND APPLICATIONS, 3rd Edition επιμ., Pearson Education, 2004.
- [3] N.Mohan; , T.M. Underland; , W.P.Robbins, Power Electronics Converters Applications and Design, John Wiley & Sons Inc, 1989.
- [4] Ιωαννίδης Γεώργιος, *Νέες τεχνικές ελέγχου και σχεδιαστικής προσέγγισης για τους μετατροπείς ισχύος συνεχούς ρεύματος με εφαρμογή στον μετατροπέα υποβιβασμού (buck)*, Διατριβή 1998.
- [5] «xppower, HISTORY OF SWITCH MODE POWER SUPPLIES,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.xppower.com/resources/blog/history-of-switch-mode-power-supplies-smpls>.
- [6] «Switched-mode power supply, Wikipedia,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Switched-mode_power_supply#Non-isolated_topologies.
- [7] Στέφανος Ν.Μανιάς, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ, Αθήνα : ΣΥΜΕΩΝ, 2020.
- [8] Sheng-Yang Yu, Runruo Chen and Ananthakrishnan Viswanathan, «Survey of Resonant Converter Topologies,» 2018.
- [9] Ling Gu, Ke Jin, Xinbo Ruan, Ming Xu and Fred C. Lee, «A Family of Switching Capacitor Regulators,» Φεβρουάριος 2014.
- [10] STEFANOS N.MANIAS, Power Electronics and Motor Drive Systems, Elsevier Inc, 2017.
- [11] Lloyd H. Dixon, Jr, «Switching Power Supply Topology Review,» 1984.
- [12] Raoji Patel, «Power Conversion Design Guide».
- [13] Bob Mammano , «Isolating the Control Loop». *Power Supply Design Seminar*.
- [14] Bob Mammano, Lal Bahra, «Safety Considerations in Power Supply Design».
- [15] Lloyd H.Dixon, Jr, «Closing the Feedback Loop».
- [16] Abraham I. Pressman, Keith Billings, Taylor Morey, Switching Power Supply Design, McGraw-Hill Companies, 2009.
- [17] Unitrode, «Unitrode Applications Handbook,» 1985-86.

- [18] Lloyd H. Dixon, «Control Loop Cookbook».
- [19] Lloyd H. Dixon, Jr, «Magnetics Design Handbook,» Texas Instruments Incorporated, 2011. [Ηλεκτρονικό]. Available: power.ti.com/seminars.
- [20] Γιώργος Ιωαννίδης, Ηλεκτροτεχνικές Εφαρμογές, Πειραιάς: ΤΣΟΤΡΑΣ, 2013.
- [21] W. G. HURLEY AND W. H. WÖLFLE, TRANSFORMERS AND INDUCTORS FOR POWER ELECTRONICS THEORY, DESIGN AND APPLICATIONS, WILEY, 2013.
- [22] «ResearchGate,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://www.researchgate.net/figure/Power-loss-curves-characteristic-of-3F3-as-function-of-the-peak-flux-density-and-the_fig2_301571846.
- [23] COLONEL WM. T. McLYMAN, TRANSFORMERS AND INDUCTORS DESIGN HANDBOOK, Marcel Dekker Inc, 2004.
- [24] «ResearchGate,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://www.researchgate.net/figure/Summary-of-power-semiconductor-device-capabilities_fig2_257303656.
- [25] Selecting the Right Heat Sink for your Design – Steps for Heat Sink Calculation and Selection, «components 101,» 17 December 2020. [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://components101.com/articles/selecting-the-right-heatsink-for-your-design-and-steps-for-heatsink-calculation-and-selection>.
- [26] Bob Mammano, Texas Instruments, «Safety Considerations in Power Supply Design».
- [27] Magnetics, «Power Design,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.mag-inc.com.
- [28] Encyclopedia Magnetica, [Ηλεκτρονικό]. Available: https://e-magnetica.pl/thermal_resistance.
- [29] Infineon Technologies Austria AG, «Forward Converter Design Note,» March 2013.
- [30] Michael Madigan and Mark Dennis, «50W Forward Converter With Synchronous Rectification And Secondary Side Control,» 2001.
- [31] ROHM Co., Ltd, «Capacitor Calculation for Buck converter IC,» *Switching Regulator IC series*, NOVEMBER 2018.
- [32] Switching Power Magazine, «Part V Current mode control modeling,» 2006.
- [33] Richtek Technology Corporation, «Compensation Design for Peak Current-Mode Buck Converters,» APRIL 2014.

Παράρτημα

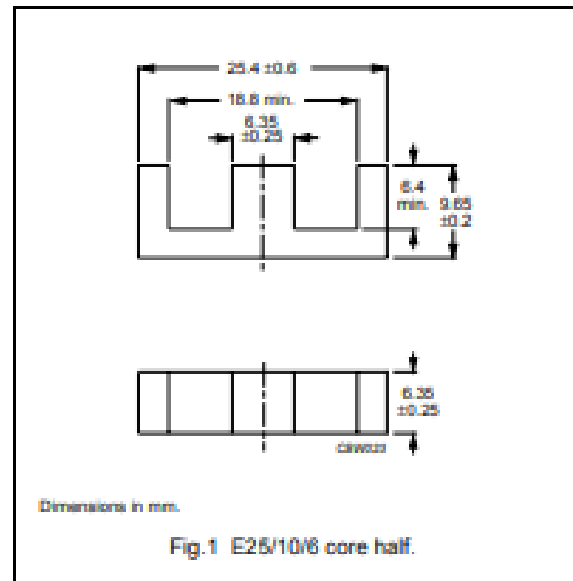
Στο παράρτημα αυτό παρατίθενται βασικές πληροφορίες όπως δίνονται από τα φυλλάδια των κατασκευαστών για τους πυρήνες των μαγνητικών στοιχείων και για τα χαρακτηριστικά των ημιαγωγικών στοιχείων.



CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	1.24	mm ⁻¹
V_{eff}	effective volume	1930	mm ³
l_{eff}	effective length	49.0	mm
A_{eff}	effective area	39.5	mm ²
A_{min}	minimum area	37.0	mm ²
m	mass of core half	~ 4.8	g



Core halves

A_L measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for A_L measurements, 20 ± 10 N, unless otherwise stated.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μ m)	TYPE NUMBER
3C81	63 ± 5% ⁽¹⁾	~ 62	~ 1240	E25/10/6-3C81-E63
	100 ± 8%	~ 99	~ 660	E25/10/6-3C81-A100
	160 ± 8%	~ 158	~ 360	E25/10/6-3C81-A160
	250 ± 15%	~ 247	~ 210	E25/10/6-3C81-A250
	315 ± 15%	~ 311	~ 160	E25/10/6-3C81-A315
	2340 ± 25%	~ 2310	~ 0	E25/10/6-3C81
3C90	63 ± 5% ⁽¹⁾	~ 62	~ 1240	E25/10/6-3C90-E63
	100 ± 8%	~ 99	~ 660	E25/10/6-3C90-A100
	160 ± 8%	~ 158	~ 360	E25/10/6-3C90-A160
	250 ± 15%	~ 247	~ 210	E25/10/6-3C90-A250
	315 ± 15%	~ 311	~ 150	E25/10/6-3C90-A315
	1600 ± 25%	~ 1580	~ 0	E25/10/6-3C90
3C91 <small>gap</small>	2340 ± 25%	~ 2310	~ 0	E25/10/6-3C91
3C92 <small>gap</small>	1320 ± 25%	~ 1300	~ 0	E25/10/6-3C92
3C94	1600 ± 25%	~ 1580	~ 0	E25/10/6-3C94
3C96 <small>gap</small>	1470 ± 25%	~ 1450	~ 0	E25/10/6-3C96

Ferroxcube

E cores and accessories

E25/10/6

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3F3	63 $\pm 5\%$ ⁽¹⁾	= 62	= 1240	E25/10/6-3F3-E63
	100 $\pm 8\%$	= 99	= 860	E25/10/6-3F3-A100
	160 $\pm 8\%$	= 158	= 360	E25/10/6-3F3-A160
	250 $\pm 15\%$	= 247	= 210	E25/10/6-3F3-A250
	315 $\pm 15\%$	= 311	= 150	E25/10/6-3F3-A315
	1470 $\pm 25\%$	= 1450	= 0	E25/10/6-3F3
3F35	1150 $\pm 25\%$	= 1140	= 0	E25/10/6-3F35

Note

1. Measured in combination with an equal gapped core half, clamping force for A_L measurements, 20 \pm 10 N.

Core halves of high permeability grades

Clamping force for A_L measurements, 20 \pm 10 N.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3E27	3200 $\pm 25\%$	= 3160	= 0	E25/10/6-3E27

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C
3C81	≥ 320	≤ 0.4	-	-	-
3C90	≥ 330	≤ 0.2	≤ 0.22	-	-
3C91	≥ 320	-	≤ 0.13 ⁽¹⁾	≤ 0.8 ⁽¹⁾	-
3C92	≥ 370	-	≤ 0.17	≤ 1.0	-
3C94	≥ 330	-	≤ 0.17	≤ 1.0	-
3C96	≥ 340	-	≤ 0.13	≤ 0.8	-
3F3	≥ 320	-	≤ 0.22	-	≤ 0.38
3F35	≥ 300	-	-	-	-

Properties of core sets under power conditions (continued)

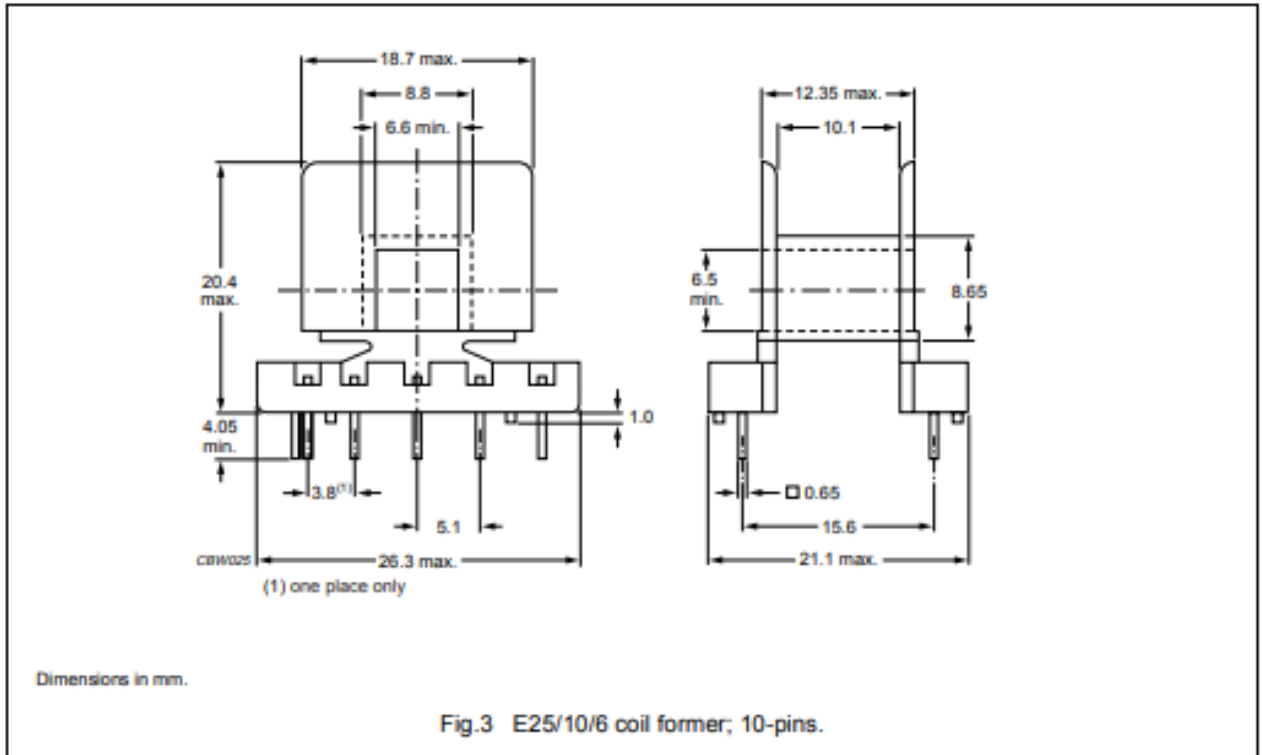
GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 500 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C	f = 500 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C	f = 1 MHz; B = 30 mT; T = 100 °C	f = 3 MHz; B = 10 mT; T = 100 °C
3C96	≥ 340	≤ 0.7	-	-	-
3F3	≥ 320	-	-	-	-
3F35	≥ 300	≤ 0.28	≤ 2.0	-	-

E cores and accessories

E25/10/6

General data for 10-pins E25/10/6 coil former

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polyamide (PA), glass reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94-HB"; UL file number E41938(M)
Pin material	copper-zinc alloy (CuZn), tin (Sn) plated
Maximum operating temperature	130 °C, "IEC 60085", class B
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B: 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1: 235 °C, 2 s



Winding data and area product for 10-pins E25/10/6 coil former

NUMBER OF SECTIONS	MINIMUM WINDING AREA (mm ²)	NOMINAL WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	AREA PRODUCT Ae x Aw (mm ⁴)	TYPE NUMBER
1	47.4	10.1	53.1	1870	CPH-E25/10/6-1S-10P-Z

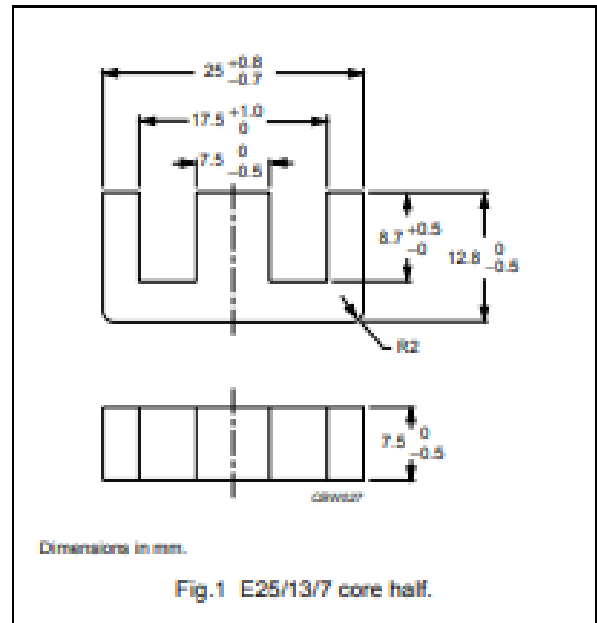
E cores and accessories

E25/13/7
(EF25)

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	1.11	mm ⁻¹
V_e	effective volume	2990	mm ³
l_e	effective length	58.0	mm
A_e	effective area	52.0	mm ²
A_{min}	minimum area	52.0	mm ²
m	mass of core half	= 8	g



Core halves

A_L measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for A_L measurements 20 ± 10 N unless otherwise stated.

GRADE	A_L (nH)	μ_a	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C81	63 ± 5% ⁽¹⁾	- 56	- 1740	E25/13/7-3C81-E63
	100 ± 8%	- 99	- 920	E25/13/7-3C81-A100
	160 ± 8%	-143	- 500	E25/13/7-3C81-A160
	250 ± 15%	- 224	- 280	E25/13/7-3C81-A250
	315 ± 15%	- 282	- 210	E25/13/7-3C81-A315
	2460 ± 25%	- 2200	- 0	E25/13/7-3C81
3C90	63 ± 5% ⁽¹⁾	- 56	- 1740	E25/13/7-3C90-E63
	100 ± 8%	- 99	- 920	E25/13/7-3C90-A100
	160 ± 8%	-143	- 500	E25/13/7-3C90-A160
	250 ± 15%	- 224	- 280	E25/13/7-3C90-A250
	315 ± 15%	- 282	- 210	E25/13/7-3C90-A315
	1900 ± 25%	- 1700	- 0	E25/13/7-3C90
3C91	2460 ± 25%	- 2200	- 0	E25/13/7-3C91
3C92	1450 ± 25%	- 1280	- 0	E25/13/7-3C92
3C94	1900 ± 25%	- 1700	- 0	E25/13/7-3C94
3C96	1650 ± 25%	- 1480	- 0	E25/13/7-3C96

E cores and accessories

E25/13/7
(EF25)

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3F3	$63 \pm 5\%$ ⁽¹⁾	- 56	- 1740	E25/13/7-3F3-E63
	$100 \pm 8\%$	- 99	- 920	E25/13/7-3F3-A100
	$160 \pm 8\%$	-143	- 500	E25/13/7-3F3-A160
	$250 \pm 15\%$	- 224	- 280	E25/13/7-3F3-A250
	$315 \pm 15\%$	- 282	- 210	E25/13/7-3F3-A315
	$1650 \pm 25\%$	- 1480	- 0	E25/13/7-3F3
3F35 <small>core</small>	$1250 \pm 25\%$	- 1120	- 0	E25/13/7-3F3

Note

1. Measured in combination with an equal gapped core half, clamping force for A_L measurements, 20 ± 10 N.

Core halves of high permeability grades

Clamping force for A_L measurements 20 ± 10 N.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3E27	$4000 \pm 25\%$	- 3580	- 0	E25/13/7-3E27

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; \dot{B} = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; \dot{B} = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; \dot{B} = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; \dot{B} = 50 mT; T = 100 °C
3C81	≥ 320	≤ 0.61	-	-	-
3C90	≥ 330	≤ 0.35	≤ 0.38	-	-
3C91	≥ 320	-	≤ 0.22 ⁽¹⁾	≤ 1.2 ⁽¹⁾	-
3C92	≥ 370	-	≤ 0.3	≤ 1.5	-
3C94	≥ 330	-	≤ 0.3	≤ 1.5	-
3C96	≥ 340	-	≤ 0.22	≤ 1.2	-
3F3	≥ 320	-	≤ 0.38	-	≤ 0.65
3F35	≥ 300	-	-	-	-

Properties of core sets under power conditions (continued)

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at			
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 500 kHz; \dot{B} = 50 mT; T = 100 °C	f = 500 kHz; \dot{B} = 100 mT; T = 100 °C	f = 1 MHz; \dot{B} = 30 mT; T = 100 °C	f = 3 MHz; \dot{B} = 10 mT; T = 100 °C
3C96	≥ 340	≤ 1.1	-	-	-
3F3	≥ 320	-	-	-	-
3F35	≥ 300	≤ 0.4	≤ 3.1	-	-

Note

1. Measured at 60 °C.

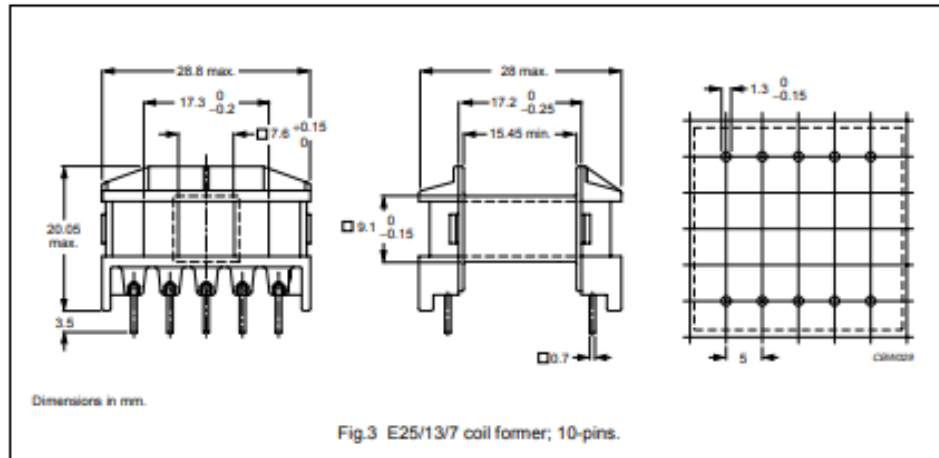
Ferroxcube

E cores and accessories

E25/13/7
(EF25)

General data for 10-pins E25/13/7 coil former

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polybutyleneterephthalate (PBT), glass reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E41871(M)
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin (Sn) plated
Maximum operating temperature	155 °C, "IEC 60085", class F
Resistance to soldering heat	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1, 235 °C, 2 s



Winding data and area product for 10-pins E25/13/7 coil former

NUMBER OF SECTIONS	WINDING AREA (mm ²)	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	AREA PRODUCT Ae x Aw (mm ⁴)	TYPE NUMBER
1	63.3	15.45	52.8	3290	CPH-E25/13/7-1S-10P



FDPF045N10A

N-Channel PowerTrench[®] MOSFET

100 V, 67 A, 4.5 mΩ

Features

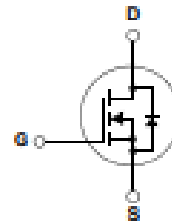
- $R_{DS(on)} = 3.7\text{ m}\Omega$ (Typ.) @ $V_{GS} = 10\text{ V}$, $I_D = 67\text{ A}$
- Fast Switching Speed
- Low Gate Charge, $Q_G = 57\text{ nC}$ (Typ.)
- High Performance Trench Technology for Extremely Low $R_{DS(on)}$
- High Power and Current Handling Capability
- RoHS Compliant

Description

This N-Channel MOSFET is produced using Fairchild Semiconductor's advance PowerTrench[®] process that has been tailored to minimize the on-state resistance while maintaining superior switching performance.

Applications

- Synchronous Rectification for ATX / Server / Telecom PSU
- Motor drives and Uninterruptible Power Supplies
- Micro Solar Inverter



MOSFET Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted*

Symbol	Parameter	FDPF045N10A	Unit
V_{DSS}	Drain to Source Voltage	100	V
V_{GS}	Gate to Source Voltage	+20	V
I_D	Drain Current	- Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	67
		- Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	47
I_{DM}	Drain Current	- Pulsed (Note 1)	268
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy	(Note 2)	637
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt	(Note 3)	6.0
P_D	Power Dissipation	($T_C = 25^\circ\text{C}$)	43
		- Derate above 25°C	0.29
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +175	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering, 1/8" from Case for 5 Seconds	300	$^\circ\text{C}$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	FDPF045N10A	Unit
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case, Max.	3.5	$^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient, Max.	62.5	

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Packing Method	Reel Size	Tape Width	Quantity
FDPF045N10A	FDPF045N10A	TO-220F	Tube	-	-	50

Electrical Characteristics $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
--------	-----------	-----------------	------	------	------	------

Off Characteristics

BV_{DSS}	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$	100	-	-	V
$\frac{\Delta BV_{DSS}}{\Delta T_J}$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\mu\text{A}$, Referenced to 25°C	-	0.06	-	$\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 80\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$ $V_{DS} = 80\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1 500	μA
I_{GSS}	Gate to Body Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20\text{V}, V_{DS} = 0\text{V}$	-	-	± 100	nA

On Characteristics

$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain to Source On Resistance	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 67\text{A}$	-	3.7	4.5	m Ω
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 10\text{V}, I_D = 67\text{A}$	-	127	-	S

Dynamic Characteristics

C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 50\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$ $f = 1\text{MHz}$	-	3961	5270	pF
C_{oss}	Output Capacitance		-	925	1230	pF
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance		-	34	-	pF
$C_{oss(er)}$	Energy Releated Output Capacitance	$V_{DS} = 50\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	1521	-	pF
$Q_{g(tot)}$	Total Gate Charge at 10V	$V_{GS} = 10\text{V}, V_{DS} = 50\text{V}$ $I_D = 100\text{A}$	-	57	74	nC
Q_{gs}	Gate to Source Gate Charge		-	17	-	nC
Q_{gs2}	Gate Charge Threshold to Plateau		-	8	-	nC
Q_{gd}	Gate to Drain "Miller" Charge		-	13	-	nC
ESR	Equivalent Series Resistance (G-S)	$f = 1\text{MHz}$	-	1.9	-	Ω

Switching Characteristics

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 50\text{V}, I_D = 100\text{A}$ $V_{GS} = 10\text{V}, R_{GEN} = 4.7\Omega$	-	23	56	ns
t_r	Turn-On Rise Time		-	26	62	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		-	50	110	ns
t_f	Turn-Off Fall Time		(Note 4)	-	15	40

Drain-Source Diode Characteristics

I_S	Maximum Continuous Drain to Source Diode Forward Current	-	-	67	A	
I_{SM}	Maximum Pulsed Drain to Source Diode Forward Current	-	-	268	A	
V_{SD}	Drain to Source Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0\text{V}, I_{SD} = 67\text{A}$	-	-	1.3	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$V_{GS} = 0\text{V}, V_{DD} = 50\text{V}, I_{SD} = 100\text{A}$	-	75	-	ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	$di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	120	-	nC

Notes:

1. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature
2. $L = 3\text{mH}, I_{AS} = 20.6\text{A}, R_G = 25\Omega$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$
3. $I_{SD} \leq 100\text{A}, di/dt \leq 200\text{A}/\mu\text{s}, V_{DD} \leq BV_{DSS}$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$
4. Essentially Independent of Operating Temperature Typical Characteristics



www.vishay.com

SB220, SB230, SB240, SB250, SB260

Vishay General Semiconductor

Schottky Barrier Plastic Rectifier



DO-15 (DO-204AC)

FEATURES

- Guardring for overvoltage protection
- Very small conduction losses
- Extremely fast switching
- Low forward voltage drop
- High forward surge capability
- High frequency operation
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS COMPLIANT

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	2.0 A
V_{RRM}	20 V, 30 V, 40 V, 50 V, 60 V
I_{FSM}	60 A
V_F	0.50 V, 0.68 V
T_J max.	125 °C, 150 °C
Package	DO-15 (DO-204AC)
Circuit configuration	Single

TYPICAL APPLICATIONS

For use in low voltage high frequency inverters, freewheeling, DC/DC converters, and polarity protection applications.

MECHANICAL DATA

Case: DO-15 (DO-204AC)
 Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
 Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade
Terminals: matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102
 E3 suffix meets JESD 201 class 1A whisker test

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	SB220	SB230	SB240	SB250	SB260	UNIT
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	20	30	40	50	60	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	14	21	28	35	42	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	20	30	40	50	60	V
Maximum average forward rectified current at 0.375" (9.5 mm) lead length (fig. 1)	$I_{F(AV)}$	2.0					A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	60					A
Maximum full load reverse current, full cycle average at $T_A = 75\text{ °C}$	$I_{R(AV)}$	30					mA
Voltage rate of change (rated V_{R1})	dV/dt	10 000					V/ μ s
Operating junction temperature range	T_J	-65 to +125			-65 to +150		°C
Storage temperature range	T_{STG}	-65 to +150					°C



www.vishay.com

SB220, SB230, SB240, SB250, SB260

Vishay General Semiconductor

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)								
PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	SB220	SB230	SB240	SB250	SB260	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage	2.0 A	$V_F^{(1)}$	0.50			0.68		V
Maximum instantaneous reverse current at rated DC blocking voltage	$T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$I_R^{(1)}$	0.50					mA
	$T_A = 100\text{ }^\circ\text{C}$		15		8.0			
Typical junction capacitance		C_J	170					pF

Note

⁽¹⁾ Pulse test: 300 μs pulse width, 1 % duty cycle

THERMAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	SB220	SB230	SB240	SB250	SB260	UNIT
Typical thermal resistance	$R_{\theta JA}^{(1)}$	45					$^\circ\text{C/W}$
	$R_{\theta JL}^{(1)}$	14					

Note

⁽¹⁾ Thermal resistance junction to lead PCB mounted 0.375" (9.5 mm) lead length

ORDERING INFORMATION (Example)				
PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PREFERRED PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE
SB240-E3/54	0.398	54	4000	13" diameter paper tape and reel
SB240-E3/73	0.398	73	2000	Ammo pack packaging

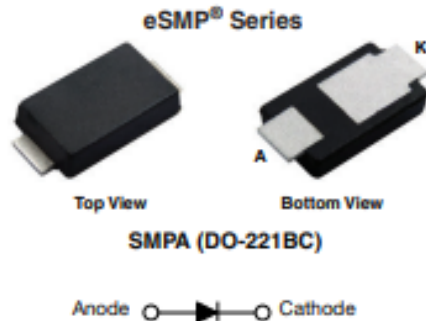


www.vishay.com

V4PAN50-M3

Vishay General Semiconductor

Surface-Mount TMBS[®] (Trench MOS Barrier Schottky) Rectifier



FEATURES

- Very low profile - typical height of 0.95 mm
- Ideal for automated placement
- Trench MOS Schottky technology
- Low power losses, high efficiency
- Low forward voltage drop
- Meets MSL level 1, per J-STD-020, LF maximum peak of 260 °C
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE

LINKS TO ADDITIONAL RESOURCES



3D Models

PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	4.0 A
V_{RRM}	50 V
I_{FSM}	80 A
V_F at $I_F = 4.0$ A ($T_A = 125$ °C)	0.46 V
T_J max.	150 °C
Package	SMPA (DO-221BC)
Circuit configuration	Single

TYPICAL APPLICATIONS

For use in low voltage, high frequency inverters, freewheeling, DC/DC converters, and polarity protection applications.

MECHANICAL DATA

Case: SMPA (DO-221BC)

Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
Base P/N-M3 - halogen-free, RoHS-compliant, and commercial grade

Terminals: matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD22-B102

M3 suffix meets JESD 201 class 2 whisker test

Polarity: color band denotes cathode end

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25$ °C unless otherwise noted)			
PARAMETER	SYMBOL	V4PAN50	UNIT
Device marking code		4N5	
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	50	V
Maximum DC forward current	$I_F^{(1)}$	4.0	A
	$I_F^{(2)}$	3.0	
Maximum DC reverse voltage	V_{DC}	35	V
Peak forward surge current 10 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	80	A
Operating junction and storage temperature range	T_J, T_{STG}	-40 to +150	°C

Notes

⁽¹⁾ Units mounted on 15 mm x 15 mm pad areas, 2 oz. PCB

⁽²⁾ Free air, mounted on recommended copper pad area



www.vishay.com

V4PAN50-M3

Vishay General Semiconductor

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)					
PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Instantaneous forward voltage	I _F = 2.0 A	T _A = 25 °C	0.43	-	V
			I _F = 4.0 A	0.51	
	I _F = 2.0 A	T _A = 125 °C	0.34	-	
			I _F = 4.0 A	0.46	
Reverse current	V _R = 35 V	T _A = 25 °C	8	-	μA
			T _A = 125 °C	8.8	-
	V _R = 50 V	T _A = 25 °C	-	600	μA
			T _A = 125 °C	12	35
Typical junction capacitance	4.0 V, 1 MHz	C _J	480	-	pF

Notes

⁽¹⁾ Pulse test: 300 μs pulse width, 1 % duty cycle

⁽²⁾ Pulse test: Pulse width ≤ 5 ms

THERMAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise specified)			
PARAMETER	SYMBOL	V4PAN50	UNIT
Typical thermal resistance	R _{θJA} ⁽¹⁾	100	°C/W
	R _{θJM} ⁽¹⁾	9	

Note

⁽¹⁾ Free air, mounted on recommended PCB, 2 oz. pad area; thermal resistance R_{θJA} - junction to ambient; R_{θJM} - junction to mount

ORDERING INFORMATION (Example)				
PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PREFERRED PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE
V4PAN50-M3/1	0.032	I	14 000	13" diameter plastic tape and reel

RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES (T_A = 25 °C unless otherwise specified)

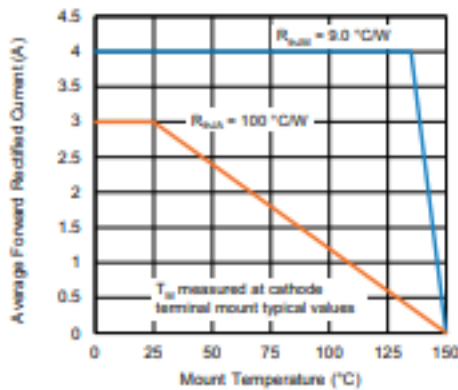


Fig. 1 - Maximum Forward Current Derating Curve

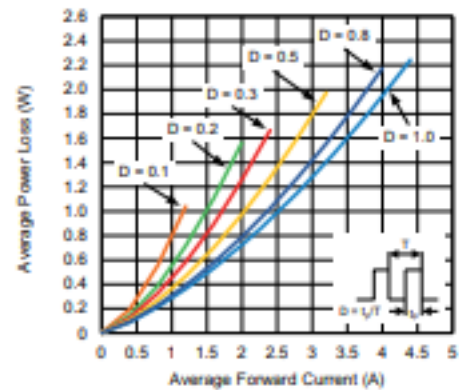


Fig. 2 - Forward Power Loss Characteristics