

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ  
"Διαχείριση και Ενεργειακή Βελτιστοποίηση Συστημάτων"**

**ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Σχεδίαση, Προσομοίωση και Κατασκευή Παλμοτροφοδοτικών Διατάξεων

**Postgraduate Thesis**

Design, Simulation and Construction of Switched -Mode Power Supplies

**Του μεταπτυχιακού φοιτητή**

Σαρηγιάννη Ιωάννη του Γεωργίου

Sarigiannis Georgioy Ioannis

**Επιβλέπων**

Ιωαννίδης Γεώργιος

Διπλ. Ηλεκτρολόγου Μηχανικού Δρ. Μηχανικού ΕΜΠ  
Καθηγητή ΑΕΙ ΠΕΙΡΑΙΑ Τ.Τ.

**Αιγάλεω, Μάιος 2017**

## Ευχαριστίες

Ιδιαίτερες ευχαριστίες για την συμβολή τους στην συγγραφή αυτής της διπλωματικής εργασίας:

Στον πατέρα μου, *Γεώργιο Σαρηγιάννη* για όλα τα παλμοτροφοδοτικά που μπόρεσε να μου βρει από διάφορες πηγές ώστε να μπορέσω μέσω του reverse engineering να ασχοληθώ περισσότερο και σε πρακτικό επίπεδο με τις εφαρμοσμένες κατασκευές.

Στον καθηγητή μου κύριο *Γεώργιο Ιωαννίδη* για την αποδοχή της εργασίας αυτής ως κομμάτι του μεταπτυχιακού για την επίβλεψή του και τις κατευθύνσεις που μου έδωσε, τις συμβουλές του και την άμεση ανταπόκριση στις απορίες που προέκυψαν.

Στη δανειστική βιβλιοθήκη του ιδρύματος, η οποία με την άρτια οργάνωσή της ελαχιστοποίησε τον χρόνο για τη συγκέντρωση βιβλιογραφικών πηγών.

# Περιεχόμενα

Ευχαριστίες .....	2
Σύνοψη .....	5
Περίληψη.....	5
Abstract .....	7
Summary .....	7
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ.....	9
1.1 Εισαγωγή.....	9
1.2 Γραμμικά τροφοδοτικά .....	11
1.2.1 Δομικό διάγραμμα .....	11
1.2.2 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα γραμμικών τροφοδοτικών .....	13
1.2.3 Απώλειες μετατροπής .....	14
1.2.4 Υπολογισμός ψήκτρας.....	16
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ .....	20
2.1 Παλμοτροφοδοτικά .....	20
2.2 Διακοπτικοί μετατροπείς ΣΡ – ΣΡ.....	21
2.3 Τύποι μετατροπέων ΣΡ – ΣΡ.....	22
2.3.1 Έλεγχος μετατροπέων ΣΡ-ΣΡ .....	22
2.3.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM) .....	23
2.3.3 Μέθοδοι ελέγχου μετατροπέα.....	24
2.4 Συνοπτική παρουσίαση ιδανικών μετατροπέων.....	27
2.4.1 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης .....	27
2.4.2 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης .....	34
2.4.3 Μικτός μετατροπέας ΣΡ-ΣΡ.....	39
2.4.4 Μετατροπέας του $\zeta$ uk .....	43
2.4.5 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας.....	46
2.5 Βασικά τμήματα τροφοδοτικής διάταξης.....	49
2.5.1 Βασική μορφή τροφοδοτικής διάταξης AC-DC .....	49
2.6 Ανάλυση τμημάτων τροφοδοτικού .....	50
2.6.1 Ηλεκτρομαγνητικής παρενόχληση (EMI) .....	50
2.6.2 Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης.....	54
2.6.3 Διακοπτικό στοιχείο.....	56
2.6.4 Μετασχηματιστής μετατροπέα .....	57
2.6.6 Δίοδος SCHOTTKY .....	60
2.7 Απώλειες ισχύος.....	61
2.7.1 Απώλειες διαστημάτων αγωγής.....	62
2.7.2 Διακοπτικές απώλειες.....	63
2.7.3 Απώλειες πηνίων και λοιπών επαγωγικών στοιχείων.....	64
2.7.4 Απώλειες χωρητικών στοιχείων.....	65
2.8 Συστήματα προστασίας και ελέγχου.....	66

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ .....	71
3.1 Θεωρία της Μεσοποίησης.....	71
3.1.1 Μεσοποίηση του μετατροπέα υποβιβασμού.....	71
3.1.2 Μεσοποίηση του μετατροπέα ανύψωσης.....	73
3.2 Μοντελοποίηση μετατροπέα υποβιβασμού .....	75
3.2.1 Μοντέλο Simulink .....	75
3.2.2 Ανάλυση υποσυστημάτων .....	77
3.2.3 Προσομοίωση μετατροπέα υποβιβασμού.....	79
3.3 Μοντελοποίηση μετατροπέα ανύψωσης.....	82
3.3.1 Μοντέλο Simulink .....	82
3.3.2 Ανάλυση υποσυστημάτων .....	84
3.3.3 Προσομοίωση μετατροπέα ανύψωσης.....	85
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ .....	88
4.1 Προδιαγραφές τροφοδοτικού .....	88
4.1.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά μετατροπέα.....	89
4.1.2 Αγωγή ρεύματος:.....	90
4.2 Σχεδιασμός κυκλώματος.....	91
4.2.1 Βαθμίδα εισόδου μετατροπέα.....	91
4.2.2 Μετασχηματιστής υψηλών Συχνοτήτων.....	94
4.2.3 Ολοκληρωμένο κύκλωμα με ημιαγωγό .....	100
4.2.4 Βαθμίδα εξόδου .....	105
4.2.5 Βρόχος ανάδρασης.....	106
4.3 Σχηματικό διάγραμμα πλακέτας .....	108
4.4 Λίστα απαραίτητων υλικών για υλοποίηση κυκλώματος.....	109
4.5 Πειραματικά αποτελέσματα.....	110
4.6 Βαθμός απόδοσης.....	113
4.6.1 Αποτελέσματα βαττομετρικής μεθόδου .....	113
4.6.2 Ενεργειακές απαιτήσεις ολοκληρωμένου.....	115
4.6.3 Κατάταξη βάσει μηχανισμού Energystar.....	116
4.7 Προστασία υπερφόρτωσης.....	117
4.8 Προστασία από υπέρταση στην έξοδο .....	117
4.9 Μετρήσεις EMI .....	118
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.....	119
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....	119
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6.....	120
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....	120

## Σύνοψη

Το σύστημα που θα μελετηθεί ονομάζεται παλμοτροφοδοτικό και χρησιμοποιεί μια σειρά από ηλεκτρικά φαινόμενα ώστε να εξασφαλίζει υψηλής ποιότητας τροφοδοσία η οποία κυμαίνεται μέσα σε πολύ μικρά και αυστηρά όρια με τις ελάχιστες απώλειες. Το όλο σύστημα, βασίζεται στην ηλεκτρική διαχείριση της ροής της ισχύος από κυκλώματα που παρακολουθούν αδιάλειπτα το σύστημα του μετατροπέα σε όλα του τα σημεία και ανάλογα τις διαφοροποιήσεις που προκύπτουν συντονίζουν μια πληθώρα υποσυστημάτων ώστε να μην αποκλίνει το σύστημα από τα όρια λειτουργίας που έχει κατασκευασθεί να εξυπηρετεί. Στην παρούσα εργασία θα αναλύσουμε τα τμήματα που αποτελούν ένα παλμοτροφοδοτικό, θα προσομοιώσουμε μέσω λογισμικού MATLAB το κύκλωμα ισχύος του παλμοτροφοδοτικού και τις και θα παρουσιάσουμε μια πλήρη κατασκευή παλμοτροφοδοτικού μικρής ισχύος με όλα τα εμπορικά υλικά που απαιτούνται. Η κατασκευή αυτή χρησιμοποιείται ευρέως στις ημέρες μας για τη φόρτιση κινητών συσκευών και είναι ιδιαίτερα αποδοτική συμβάλλοντας στην ενεργειακή βελτιστοποίηση λόγω της χαμηλής κατανάλωσής της σε λειτουργία αναμονής.

## Περίληψη

Στα πλαίσια του μεταπτυχιακού προγράμματος σπουδών ‘Διαχείριση και Ενεργειακή Βελτιστοποίηση Συστημάτων’, βασική επιδίωξη είναι η διαχείριση και η ενεργειακή βελτιστοποίηση συστημάτων. Οι δυο αυτές έννοιες είναι αλληλένδετες, όπως έχει αποδειχτεί, η μεγαλύτερη ενεργειακή βελτιστοποίηση έρχεται μέσω της ακριβέστερης διαχείρισης, της παρεχόμενης ενέργειας. Οι αναπτυσσόμενες τεχνολογίες των ημιαγωγών στις μέρες μας, μάς έχουν δώσει τη δυνατότητα να ελέγχουμε με ακρίβεια την παροχή ηλεκτρικής ενέργειας σε ένα σύστημα. Το ζητούμενο στην παροχή ενέργειας σε ένα σύστημα, είναι η βέλτιστη αναλογία εισερχόμενης – εξερχόμενης ενέργειας, στο σύστημα μετατροπής από μια μορφή σε ίδια ή διαφορετική. Έχοντας ως βάση όλων των ηλεκτρικών συστημάτων την παροχή εναλλασσόμενης τάσης με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, τροφοδοτούμε με αυτήν τα συστήματά μας, προσπαθώντας να την αξιοποιήσουμε στον μέγιστο δυνατό βαθμό. Ένα μεγάλο κομμάτι της χάνεται κατά την μετατροπή της, σε μορφή η οποία είναι απαραίτητη για τη λειτουργία των επιμέρους ηλεκτρικών συστημάτων. Για τη βέλτιστη ενεργειακή αποδοτικότητα, είναι επιτακτική η ανάγκη να μετατρέπεται στο μέγιστο δυνατό βαθμό και να ελαχιστοποιούνται οι απώλειες μετατροπής της. Η ελαχιστοποίηση των απωλειών επιτυγχάνεται με την ανάπτυξη των ημιαγωγών και τη δυνατότητα διαχείρισης μέσω αυτών, της μετατροπής. Στην εργασία αυτή θα μελετηθεί το τελευταίο και πιο σύνθετο σύστημα μετατροπής που έχει αναπτυχθεί για τροφοδοσίες ηλεκτρικών συστημάτων και παρουσιάζει την καλύτερη δυνατή παροχή ηλεκτρικής ενέργειας με τη μικρότερη δυνατή σπατάλη.

Η δυνατότητα να μπορούμε να παρέχουμε ισχύ βασίζεται σε μια σειρά από ηλεκτρικά φαινόμενα τα οποία είναι υπεύθυνα για τη μετατροπή χωρίς απώλειες. Η ηλεκτρική ενέργεια δεν μπορεί να αποθηκευθεί, μόνο να συσσωρευτεί και να εκτονωθεί μέσα σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα. Η χρήση πυκνωτών ως πηγές τάσης και η χρήση πηνίων ως πηγές ρεύματος μας δίνουν μια νέα προοπτική για τη μετατροπή εάν υπάρχει πλήρης έλεγχος στο πεδίο του χρόνου. Η εκμετάλλευση των μεταβατικών φαινομένων αυτών των παθητικών στοιχείων σε ένα κύκλωμα θα ήταν ανέφικτη χωρίς τη χρήση ημιαγωγικών στοιχείων, ικανά να συντονίσουν αυτά τα φαινόμενα με την απαιτούμενη ταχύτητα σε περιπτώσεις όπου ένας μηχανικός διακόπτης δεν θα μπορούσε να ανταποκριθεί. Με την περαιτέρω ανάπτυξη της τεχνολογίας, ηλεκτρονικά ολοκληρωμένα κυκλώματα με προγραμματισμένες εντολές στην μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος μπορούν να συντονίσουν τις ενέργειες του κυκλώματος μέσω της εντολοδότησης των τρανζίστορ ισχύος.

Ανάλογα με την μετατροπή που επιθυμούμε να πετύχουμε, έχουν δημιουργηθεί συγκεκριμένες τοπολογίες ηλεκτρικών κυκλωμάτων. Οι τοπολογίες αυτές χρησιμοποιούνται ευρέως με μερικές μετατροπές οι οποίες τείνουν να βελτιστοποιήσουν το αποτέλεσμα μετατροπής. Παράλληλα με τη χρήση αυτών των νέων μεθόδων που χρησιμοποιούνται, δημιουργήθηκαν φαινόμενα όπου δεν είχαν αντιμετωπιστεί όπως η συσσώρευση θερμότητας σε πολύ μικρή επιφάνεια (ημιαγωγίμο στοιχείο) και η εμφάνιση ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης (electromagnetic interference, EMI) στο κύκλωμα. Τα νέα αυτά προβλήματα αντιμετωπίζονται χρησιμοποιώντας απλές τεχνικές όπως ψήκτρες αλουμινίου ή πιο σύνθετες όπως βαθυπερατά φίλτρα συχνοτήτων περιπλέκοντας ακόμα περισσότερο τις βασικές τοπολογίες των μετατροπέων. Το αποτέλεσμα είναι μια αρκετά καλή μετατροπή με μικρές απώλειες και μικρό αντίκτυπο στο δίκτυο. Οι σχέσεις που περιγράφουν την λειτουργία ενός μετατροπέα μπορούν να μοντελοποιηθούν και να δημιουργηθεί ένας αλγόριθμος ο οποίος θα παρουσιάζει την κατάσταση μόνιμου λειτουργίας και τα μεταβατικά φαινόμενα που προκύπτουν επάνω στο μετατροπέα πριν την κατασκευή, Ένας πιο απλός αλγόριθμος μπορεί να δημιουργηθεί για να υπολογίζονται άμεσα τα παθητικά στοιχεία που απαιτούνται σε μια τυποποιημένη κατασκευή για την επίτευξη της επιθυμητής μετατροπής, για οικονομία χρόνου και χρήση από μη ειδικευμένα άτομα. Τέλος, ολοκληρωμένες κατασκευές μικρής ισχύος γίνονται όλο και πιο απλές με τα σύγχρονα υλικά να συγκεντρώνουν όλο και περισσότερες λειτουργίες εντός του ολοκληρωμένου, αφήνοντας παράλληλα χώρο για βελτιώσεις, με βάση τη χρήση της κατασκευής όπως για παράδειγμα, ένας φορτιστής κινητού, ο οποίος μπορεί να παραμείνει στο δίκτυο για πολλές μέρες και είναι σημαντικό να βελτιώσουμε την κατανάλωσή του σε λειτουργία αναμονής.

Η παρούσα διπλωματική διακρίνεται σε τέσσερα (4) τμήματα. Στο κεφάλαιο ένα (1) παρουσιάζεται η σύνοψη και η εισαγωγή των τροφοδοτικών συνεχούς καθώς και η διάκριση τους στις 2 βασικές κατηγορίες. Στο κεφάλαιο δύο (2) αναλύονται οι βασικές τοπολογίες των διακοπτικών μετατροπέων που περιλαμβάνονται στα διακοπτικά τροφοδοτικά. Στο κεφάλαιο τρία (3) δημιουργούνται δυο (2) μοντέλα σε ειδικό λογισμικό βάσει των σχέσεων που διέπουν τις βασικές αρχές λειτουργίας τους για τις δύο καταστάσεις του διακοπτικού στοιχείου, χρησιμοποιώντας την αρχή της μεσοποίησης, και στο κεφάλαιο τέσσερα (4) σχεδιάζεται η ολοκληρωμένη κατασκευή παλμοτροφοδοτικού μετατροπέα τύπου Flyback και παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα της κατασκευής.

## Abstract

In this thesis, we study a system called switched - mode power supply that uses a series of electric phenomenon to ensure high quality power supply, satisfying very strict requirements and achieving very low losses. We will analyze the basic components and subsystems that are parts of a switched - mode power supply, we will simulate with Simulink a basic theoretical model of switched - mode power supply and the equations that define it and we will present a total construction of one with full bill of materials. This type is commonly used in our days for the charging of mobile phones, and is very effective and energy efficient due to his low power consumption during idle mode.

## Summary

The basic target of this postgraduate program, as its stated in its title is the management and the energy optimization of systems. This two things are connected and depended from each other as proven and at the technology point that we are currently the best optimization of energy efficiency comes from the best management of the power given. The developing technology on the semiconductors provide us the ability to precisely control the supplied power to a system. The main object of delivery the power to a system in the needed form is the best analogy between input-output power in the system that coverts electrical energy. Having a base of all electrical systems the input of alternative current with specific characteristics we try to utilize it in the maximum possible way.

A huge amount of that energy is lost during the transformation to different electrical characteristics that are needed in electrical subsystems. Its urgent need to convert the energy in the most efficient way reducing conversion losses to minimum. The minimizing of this losses is achieved with the development of semiconductors and the control of the conversion. In this thesis we are studying the latest and more complex system that is developed for the electrical supply of electrical systems and had the best possible supply of electrical power with the minimum possible energy loss during conversion.

The possibility of supplying converted power is based on a series of electrical phenomenon that are responsible for the non-losses conversion. Electric energy can't be stored but only uphold and defused in a very small amount of time. The usage of capacitive elements as voltage sources and the inductive elements as current sources give us a new view on the conversion. The utilization of this transient phenomenon's of passive components in a electrical design would be impossible if we haven't semi-conductive elements capable of coordinate these phenomenon's with the speed that is required, and in places where a mechanical switch couldn't suffice.

With the further improvement of the technology on internal circuits designs with integrated commands in a chip type form, they contribute by coordinating the actions of the circuitry by commanding the energetic elements of the system such as power transistors. The basic topologies are described based on how we want to manage the supplied power of certain characteristics. These topologies are fixed and used widely with some varieties of conversion that tend to improve the conversion result. In parallel with these new methods, that are used, we face a series of new phenomenon never occurred in the past, such as heat dissipation on semiconductors and EMI circuit creation. These new problems are dealt with a series of methods such as noise frequency filters which make more complicated the standard conversion topologies. The final result is a very efficient conversion with minimum losses and very small interference with the network. The equations that form each converter can be modeled and embedded in an algorithm that can foresee transient phenomenon and working state conditions for further study before construction, improvement and

foresee of the operation of the converter. A simpler yet time saving algorithm can be created for the direct calculation of passive components in a fixed construction for the desired conversion outcome. Finally, fixed convertors of low power get simpler and smaller by the time due to synchronous materials that can gather the sum of the functions needed in a single chip, and giving room for improvement such as a mobile charger that can stay on grid for many days, which needs to be improved on energy consumption on idle state.

These two concepts are connected and depended on each other. The developing semiconductor technology provide us the ability to control with precision the power supply of a system. The main object is to deliver power to a system ensuring high power quality and efficiency. During energy transformation a significant amount of this energy is converted into losses unless high energy efficient converter will be used. In this thesis switched mode power supply converters will be presented analyzed and simulated. particularly, this thesis is divided into four chapters. In the first chapter the introduction to dc to dc power supply systems are attempted. the step-down (buck) and step-up (boost) converters are presented in chapter two. The working principals the analysis and their basic equations based on differential equations and the average theory for the buck and the boost are presented. in chapter three simulation models based on average theory are build in order to obtain simultation results using simuling of MATLAB. Finally a low power flyback prototype is builded and experimental results are obtained and presented



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ

### 1.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί η δημιουργία της ανάγκης για τροφοδοτικές διατάξεις, η ιστορική τους εξέλιξη, οι προδιαγραφές και η χρήση τους. Θα παρουσιασθούν οι δυο κατηγορίες στις οποίες χωρίζονται και θα παρουσιαστεί η πρώτη κατηγορία ως η απλούστερη η οποία προϋπήρξε των σύγχρονων μετατροπών. Θα αναλυθούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα αυτής ώστε να μπορεί να γίνει σύγκριση με τους διακοπτικούς μετατροπείς, και θα αναλυθεί η διαδικασία επιλογής συστήματος απαγωγής θερμότητας η οποία εφαρμόζεται και στις δυο κατηγορίες.

Το τροφοδοτικό ως συσκευή

Τροφοδοτικά, είναι οι συσκευές οι οποίες είναι σχεδιασμένες για την παροχή ηλεκτρικής ισχύος σε συστήματα τα οποία απαιτούν ηλεκτρική ενέργεια με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά. Η δημιουργία αυτών των κατασκευών είναι επακόλουθο της επικράτησης του εναλλασσόμενου ρεύματος ως κοινή τροφοδοσία οπουδήποτε υπήρχε ανάγκη για ηλεκτρισμό. Η επικράτηση του εναλλασσόμενου ρεύματος, μετά από διαμάχη περίπου ενός αιώνα, έφτασε στο τέλος της με την έκθεση της Φρανκφούρτης το 1891 όπου παρουσιάστηκε η πρώτη τριφασική γραμμή μεταφοράς υψηλής τάσης και η αποδοχή της από την General Electric ως λύση στην καθολική παροχή ηλεκτρικής ενέργειας, και την καθιέρωση της πέντε (5) χρόνια αργότερα με την παραγωγή και μεταφορά υδροηλεκτρικής ενέργειας από τους καταρράκτες του Νιαγάρα, στη Νέα Υόρκη ([1], [2]). Έχοντας πλέον επιλύσει το πρόβλημα της παροχής, όλοι οι κατασκευαστές εστίαστηκαν στο πώς θα τροφοδοτήσουν τις συσκευές τους με την ηλεκτρική ενέργεια, η οποία παρεχόταν με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά. Η λύση που εφαρμόστηκε ήταν ανάλογη των αναγκών της κάθε συσκευής και περιλάμβανε τη σχεδίαση εντός αυτής μιας διάταξης η οποία θα μετατρέπει την εναλλασσόμενη παροχή ([3]) σε μια διαφορετική, κατάλληλη για το σύστημα της συσκευής. Αυτοί οι μετατροπείς ισχύος ονομάστηκαν τροφοδοτικές διατάξεις ή απλά τροφοδοτικά και εισήχθησαν σε όλες τις συσκευές που απαιτούσαν ηλεκτρική ενέργεια με διαφορετικά χαρακτηριστικά από αυτά του ηλεκτρικού δικτύου που συνδέονταν.

Κατά την εξέλιξη των συστημάτων, η χρήση της ηλεκτρικής ενέργειας άρχισε να παρουσιάζει μεγαλύτερη ζήτηση και ακολούθως η ανάγκη για παροχή ηλεκτρικής ενέργειας διαφοροποιημένων χαρακτηριστικών από την κοινή εναλλασσόμενη παροχή. Η εξέλιξη της τεχνολογίας δημιούργησε νέες χρήσεις για τον ηλεκτρισμό. Οι κύριες χρήσεις μέχρι τη ραγδαία ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ήταν η θέρμανση και η κίνηση. Οι κατασκευαστές δημιουργούσαν συσκευές με βάση τα χαρακτηριστικά του δικτύου, και του αποτελέσματος που ήθελαν να πετύχουν. Το αποτέλεσμα ήταν υπερδιαστασιολόγηση και μεγάλες απώλειες ισχύος. Από την πρώτη εφαρμογή τους, τα ηλεκτρονικά στοιχεία μπορούσαν να ελέγξουν με ακρίβεια τη ροή της ισχύος και να οδηγήσουν στη σχεδίαση πολύ αποδοτικότερων συστημάτων ([4]). Τα ηλεκτρονικά στοιχεία χρησιμοποιούν ως παροχή συνεχές ρεύμα, και χρειάζονται την ανάλογη τροφοδοσία. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, οι μηχανικοί κατασκεύαζαν μετατροπείς ισχύος από εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή, όπου αυτή είναι απαραίτητη για τη λειτουργία των συσκευών. Οι μετατροπείς αυτοί της ισχύος ονομάστηκαν DC τροφοδοτικά και εξελίσσονται συνεχώς τα τελευταία χρόνια λόγω της ραγδαίας και συνεχής ανάπτυξης των ηλεκτρονικών ([5]). Η αναγκαιότητα τους είναι μεγάλη και

χρησιμοποιούνται σχεδόν σε όλες τις ηλεκτρικές/ηλεκτρονικές συσκευές που χρησιμοποιούμε καθημερινά και περιλαμβάνουν εφαρμογές πολύ μικρής ισχύος (π.χ. φορτιστής κινητού) έως εφαρμογές μεγάλης ισχύος (βιομηχανικές εφαρμογές). Τα συστήματα αυτά μπορούν να είναι εντός των συσκευών και να μην είναι εμφανή, όπως στη περίπτωση ενός ηλεκτρονικού υπολογιστή, είτε να βρίσκονται εκτός και να δίνουν στην συσκευή απευθείας την απαραίτητη ηλεκτρική ενέργεια για τη λειτουργία της.

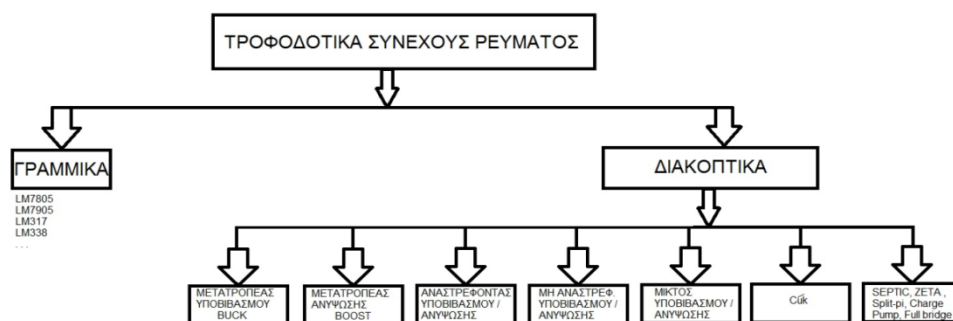
Οι κύριες απαιτήσεις των τροφοδοτικών διατάξεων είναι οι εξής ([6]) :

- Σταθεροποιημένη έξοδο – Η τάση εξόδου θα πρέπει να είναι σταθερή εντός των συγκεκριμένων ορίων που απαιτεί το φορτίο. Θα πρέπει να μην μεταβάλλεται ανάλογα με τις διακυμάνσεις της εισόδου και της ζήτησης του φορτίου. Η τάση εξόδου θα πρέπει να μεταβάλλεται ελάχιστα (της τάξεως των mV) δηλαδή η κυμάτωση της να είναι τόσο χαμηλή όσο ορίζει η προδιαγραφή της κατασκευής της τροφοδοτικής διάταξης στην ορθή λειτουργία του συστήματος που τροφοδοτεί.
- Απομόνωση – η τάση εξόδου να είναι ηλεκτρικά απομονωμένη από την είσοδο, με συνήθη μέθοδο τη χρήση μετασχηματιστή.
- Πολλαπλές εξόδους – Σε περίπτωση που το σύστημα που τροφοδοτείτε έχει αρκετά υποσυστήματα, το κάθε υποσύστημα να λαμβάνει τη δική του τροφοδοσία με τα χαρακτηριστικά που χρειάζεται και κατά περίπτωση την ηλεκτρική απομόνωση αυτών των παροχών ενέργειας για τη βέλτιστη λειτουργία των επιμέρους συστημάτων.

Επιπρόσθετα:

- Μείωση των διαστάσεων - Η τροφοδοτική διάταξη με όλα της τα υποσυστήματα να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη
- Αύξηση της απόδοσης του συστήματος – η διαφορά της εισερχόμενης από την εξερχόμενη ενέργεια στο τροφοδοτικό να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη (χαμηλές απώλειες μετατροπής)
- Απλότητα κατασκευής – σύνθετες διατάξεις και υποσυστήματα ελέγχου της κύριας μετατροπής να απλοποιούνται σε τμήματα όπου μπορούν να είναι διακριτά και να καθιστούν την επιδιόρθωση τους ευκολότερη.

Οι κύριες κατηγορίες DC τροφοδοτικών διατάξεων είναι δύο (2), τα γραμμικά τροφοδοτικά και τα διακοπτικά τροφοδοτικά όπως παρουσιάζονται στο Σχήμα 1.1. Σε ορισμένες περιπτώσεις μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο συνδυασμός αυτών ώστε να γίνει χρήση των πλεονεκτημάτων της κάθε κατηγορίας, ανεβάζοντας όμως το συνολικό κόστος.



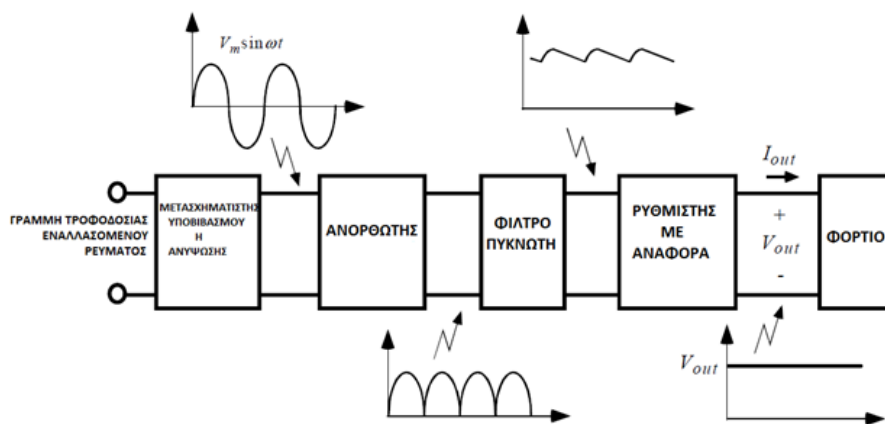
Σχήμα 1.1 Διάγραμμα κατηγοριών τροφοδοτικών συνεχούς ρεύματος

## 1.2 Γραμμικά τροφοδοτικά

Η πρώτη κατηγορία των τροφοδοτικών που αναφέρθηκαν στην ενότητα 1.1 είναι τα γραμμικά τροφοδοτικά. Χρησιμοποιούν ένα τρανζίστορ ειδικής εφαρμογής ώστε να διατηρούν σταθερή την τάση εξόδου, ανεπηρέαστη από τις αλλαγές της τάσης τροφοδοσίας και από τις αλλαγές του φορτίου (όταν η τάση και το φορτίο βρίσκονται εντός των λειτουργικών ορίων του ρυθμιστή).

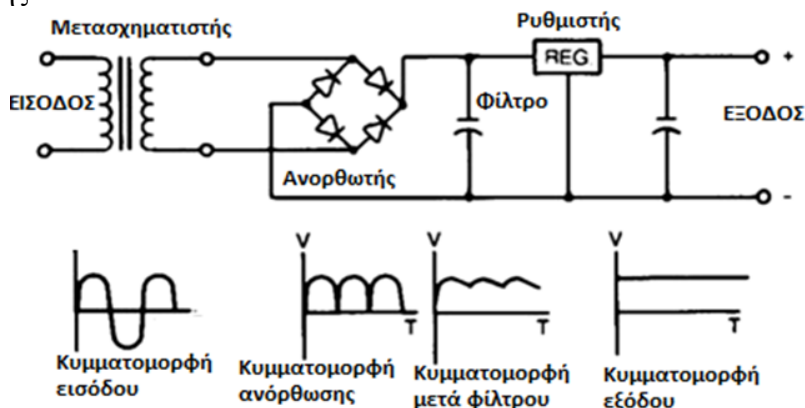
### 1.2.1 Δομικό διάγραμμα

Στο Σχήμα 1.2 παρουσιάζεται το χονδρικό διάγραμμα των τμημάτων από τα οποία αποτελείται τυπικά ένα γραμμικό τροφοδοτικό. Η ανορθωτική διάταξη που χρησιμοποιείται στο σχήμα αυτό είναι μια πλήρης ανόρθωση.



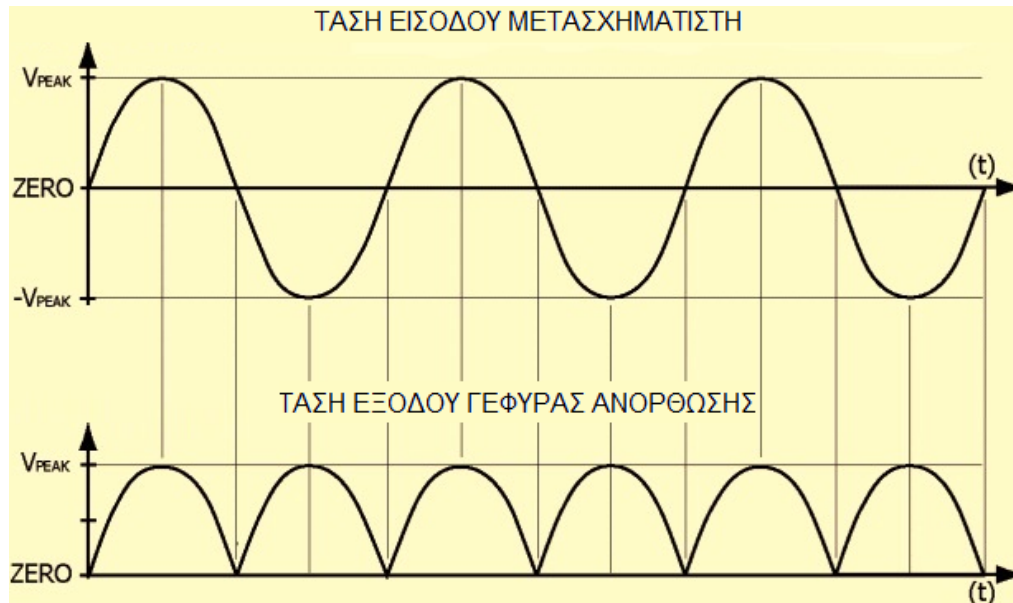
Σχήμα 1.2 Διάγραμμα φάσεων μετατροπής σε γραμμικό τροφοδοτικό

Στο Σχήμα 1.3 παρουσιάζονται τα στοιχεία τα οποία συνθέτουν ένα γραμμικό τροφοδοτικό από την πηγή του εναλλασσόμενου (είσοδος) και καταλήγοντας στην έξοδο η σταθεροποιημένη DC τάση ([7]). Παρατηρώντας το κύκλωμα από αριστερά προς δεξιά βλέπουμε αρχικά την παρουσία μετασχηματιστή ο οποίος φροντίζει για την ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου, καθώς και για το επίπεδο της επιθυμητής τάσης. Ακολουθεί η ανορθωτική διάταξη, η οποία αποτελείται από ημιαγωγικά στοιχεία (διόδους) με την βοήθεια των οποίων η εναλλασσόμενη τάση ανορθώνεται. Η πιο συχνή τοπολογία ανόρθωσης που χρησιμοποιείται είναι αυτή της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης.



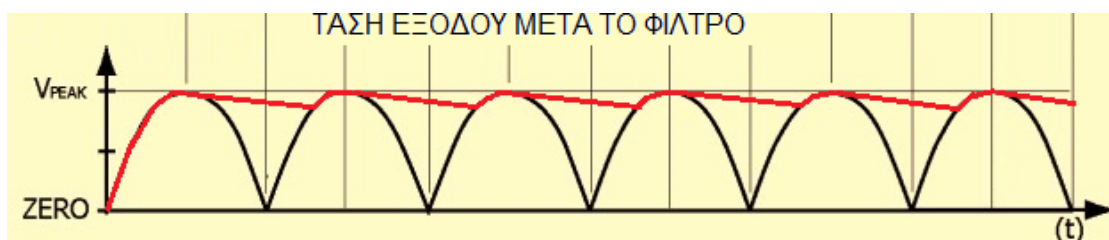
Σχήμα 1.3 Κυκλωματική αντιστοιχία μπλοκ διαγράμματος

Οι κυματομορφές της τάσης εισόδου αλλά και της τάσης εξόδου της γέφυρας πλήρους ανόρθωσης παρουσιάζονται στο Σχήμα 1.4 που ακολουθεί:



Σχήμα 1.4 Κυματομορφές εξόδου γέφυρας πλήρους ανόρθωσης

Λόγω του τύπου της ανόρθωσης (πλήρης ανόρθωση), όλες οι αρνητικές ημιπερίοδοι μετατρέπονται σε θετικές και προκύπτει μια συνεχής τάση με βυθίσεις στα σημεία όπου γίνεται αλλαγή πολικότητας πριν την ανόρθωση. Η συχνότητα της κυματομορφής της τάσης εξόδου της γέφυρας ανόρθωσης είναι διπλάσια της αντίστοιχης τάσης εισόδου (100 ή 120 Hz) αντίστοιχα. Εξομάλυνση αυτών των βυθίσεων είναι η χρήση κατάλληλου φίλτρου, που στην πιο απλή περίπτωση αποτελείται από πυκνωτή ή πυκνωτές παράλληλα συνδεδεμένους. Το φίλτρο πυκνωτή όπως ονομάζεται είναι το επόμενο κύκλωμα εν σειρά που τοποθετείτε μετά την ανορθωτική διάταξη, συνδέεται παράλληλα στην έξοδο και η κυματομορφή εξόδου λόγω της παρουσίας του φίλτρου, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.5 ([8]).



Σχήμα 1.5 Εξομαλυσμένη τάση εξόδου με χρήση φίλτρου πυκνωτή

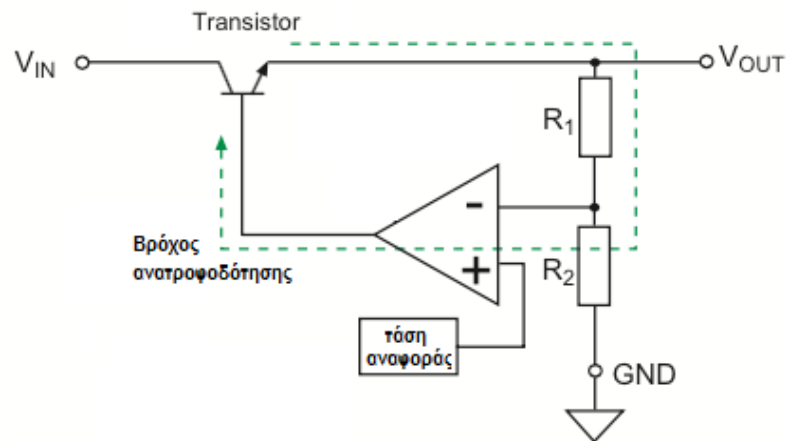
Τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του πυκνωτή είναι πολύ σημαντικό να επιλεγούν σωστά ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος. Σε περίπτωση μη σωστής επιλογής είτε δεν θα λαμβάνουμε την απαιτούμενη ενέργεια στην έξοδο, είτε θα έχουμε υπερδιαστασιοποίηση του πυκνωτή με σημαντική αλλαγή στο κόστος του συστήματος. Ο πυκνωτής αυτός πρέπει να είναι ηλεκτρολυτικός. Όσο μεγαλύτερη είναι η χωρητικότητα του τόσο καλύτερη είναι η εξομάλυνση που επιτυγχάνεται. Παράλληλα με αυτόν συχνά τοποθετείται ένας πολύ μικρής χωρητικότητας

κεραμικός πυκνωτής ώστε να εξαλειφθούν τυχόν αρμονικές συνιστώσες που μπορεί να φέρει η τάση από την πηγή.

Η τάση σε αυτό το σημείο αν και εξομαλυμένη παρουσιάζει ένα σημαντικό μειονέκτημα. Εξαρτάτε σημαντικά από τις αλλαγές φορτίου της εξόδου και συνεπώς δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές που απαιτούν μεγάλη ακρίβεια όπως οι ευαίσθητες ηλεκτρονικές συσκευές. Την λύση σε αυτό το πρόβλημα την δίνει ένα κύκλωμα σταθεροποίησης το οποίο αποτελείται κυρίως από ένα transistor το οποίο συνδέεται εν σειρά και λειτουργεί στην ενεργό περιοχή (βλέπε σχήμα 1.3).

### Λειτουργία του ρυθμιστή

Το κύκλωμα ελέγχου του transistor συγκρίνει την τάση εξόδου με μια ορισμένη από εμάς τάση αναφοράς και με έναν ενισχυτή σφάλματος όπου κάνει την σύγκριση ρυθμίζει το ρεύμα βάσης του ώστε η τάση εξόδου να είναι η επιθυμητή. Έτσι ο ρυθμιστής λειτουργεί σαν μια αυτορυθμιζόμενη μεταβλητή αντίσταση η οποία εξασφαλίζει ελάχιστη διακύμανση στην τάση εξόδου στις αλλαγές του φορτίου (Σχήμα 1.6) . Η τεχνική αυτή μας παρέχει ένα υψηλής ποιότητας συνεχές ρεύμα ([9]).



Σχήμα 1.6 Ανατροφοδότηση τρανζίστορ ελέγχου

### 1.2.2 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα γραμμικών τροφοδοτικών

Τα γραμμικά τροφοδοτικά σε ορισμένες περιπτώσεις είναι μια αποδεκτή και αξιόπιστη λύση. Η επιλογή ενός τέτοιου τροφοδοτικού μπορεί να γίνει συγκρίνοντας τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα τους με αυτά των παλμοτροφοδοτικών, σε σχέση με τις προδιαγραφές και τις απαιτήσεις της διάταξης που θα τροφοδοτεί.

Τα πλεονεκτήματα των γραμμικών τροφοδοτικών είναι:

1. Η απλότητα της κατασκευής
2. Η αξιοπιστία της σε σύστημα μικρών απαιτήσεων (έως 30 W)
3. Η χρήση τους δεν επιφέρει σημαντική ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση στα επιμέρους κυκλώματα, συνεπώς δεν απαιτούνται περαιτέρω φίλτρα

Τα μειονεκτήματα των γραμμικών τροφοδοτικών είναι:

1. Σε διατάξεις μεγάλης ισχύος το κόστος είναι απαγορευτικό, και η αποδοτικότητα χαμηλή.
2. Απαιτείται ένας μετασχηματιστής χαμηλών συχνοτήτων (50 ή 60 Hz) ο οποίος είναι ιδιαίτερα κοστοβόρος. Οι μετασχηματιστές χαμηλών συχνοτήτων είναι πολύ μεγαλύτεροι σε όγκο σε σύγκριση με αυτούς των υψηλών συχνοτήτων, συνεπώς και βαρύτεροι, καθώς έχουν και σημαντικές απώλειες μετατροπής.
3. Δεδομένου ότι το transistor που χρησιμοποιείται ως μέσο σταθεροποίησης λειτουργεί συνεχώς στην ενεργό περιοχή εμφανίζει μεγάλες θερμικές απώλειες. Οι απώλειες αυτές είναι πολύ σημαντικές δεδομένου ότι η απόδοση των γραμμικών τροφοδοτικών κυμαίνεται μεταξύ 30 ~ 60 % ([10]).

### 1.2.3 Απώλειες μετατροπής

Για την αξιόπιστη λειτουργία του σταθεροποιητή τάσης θα πρέπει να σχεδιαστεί κατάλληλο σύστημα ψύξης για τον έλεγχο της αναπτυσσόμενης θερμοκρασίας επάνω σε αυτόν. Ο σχεδιαστής μηχανικός θα πρέπει να υπολογίσει την ισχύ που θα αναπτυχθεί στο κύκλωμα αυτό, αφού αυτή θα μετατραπεί σε θερμότητα. Ο υπολογισμός γίνεται με βάση την τάση εισόδου και την τάση εξόδου. Η ορθή λειτουργία του σταθεροποιητή επιβάλλει να είναι η τάση εισόδου μεγαλύτερη της τάσης εξόδου αλλά να μην την υπερβαίνει κατά πολύ ώστε να μην αναπτυχθεί υψηλή τιμή ισχύος η οποία με τη σειρά της μετατρέπεται σε θερμότητα. Η θερμότητα που αναπτύσσεται επάνω στο ρυθμιστή είναι απαραίτητο να υπολογιστεί ώστε υπολογίσουμε την ανάλογη ψήκτρα ([11]) για την απαγωγή αυτής της θερμότητας από τον ρυθμιστή στον περιβάλλοντα χώρο.

Ακολουθεί απλοποιημένο παράδειγμα υπολογισμού απωλειών σε γραμμικό τροφοδοτικό:

Η ισχύς που θα αναπτυχθεί στο ρυθμιστή με τη μορφή θερμότητας είναι:

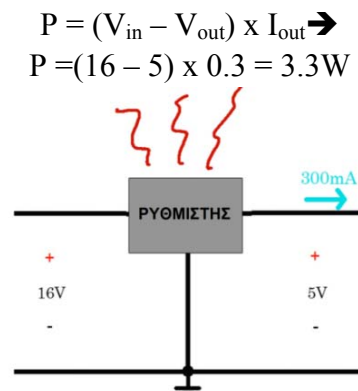
$$P = (V_{in} - V_{out}) \times I_{out}$$

Παράδειγμα 1:

Τάση εισόδου 16 V

Τάση εξόδου 5 V

Τάση εξόδου 300 mA .



Σχήμα 1.7 Κύκλωμα σταθεροποιητή τάσης παραδείγματος 1

Παράδειγμα 2:

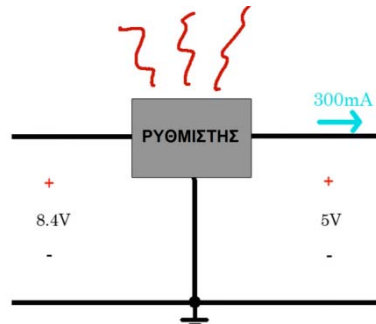
Τάση εισόδου 8.4 V

Τάση εξόδου 5 V

Τάση εξόδου 300 mA .

$$P = (V_{in} - V_{out}) \times I_{out} \rightarrow$$

$$P = (8.4 - 5) \times 0.3 = 1.02 \text{ W}$$



Σχήμα 1.8 Κύκλωμα σταθεροποιητή τάσης παραδείγματος 2

Ανάλυση παραδειγμάτων

Στην πρώτη περίπτωση η ψήκτρα καλείται να μεταφέρει θερμότητα προς το περιβάλλον ίση με 3,3 W ενώ στη δεύτερη 1,02W. Η διαφορά στον όγκο της ψήκτρας είναι πολύ μεγάλη. Χρησιμοποιώντας ειδικό λογισμικό για τον υπολογισμό ψήκτρας μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι στη δεύτερη περίπτωση το κύκλωμα μπορεί να λειτουργεί και χωρίς ψήκτρα ενώ στην πρώτη ο όγκος της ψήκτρας είναι δυσανάλογα μεγάλος σε σχέση με το κύκλωμα. Η σωστή σχεδίαση του κυκλώματος μειώνει σημαντικά το κόστος κατασκευής του, καθώς και τις απαιτήσεις ενέργειας στη χρήση. Η διαφορά η οποία προέκυψε για το παραπάνω transistor θα ήταν ιδανική και ελάχιστη εάν, σύμφωνα με τον κατασκευαστή (τεχνικό φυλλάδιο του ρυθμιστή), σε φορτίο 1A στους 25°, η τάση εξόδου ήταν 2 Volt πιο κάτω από την τάση εισόδου. Η τάση αυτή είναι η ελάχιστη εγγυημένη για την ορθή λειτουργία του σταθεροποιητή.

Η τυπική τιμή της διαφοράς της τάσης εισόδου από την τάση εξόδου ( $V_{drop}$ ) για τυπικό σταθεροποιητή της σειράς LMXX παρουσιάζεται παρακάτω:

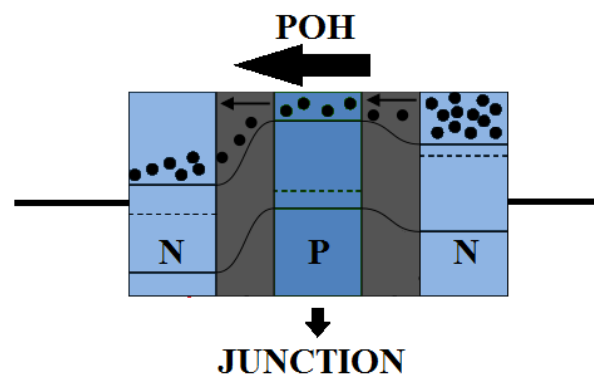
$V_{DROP}$	Dropout Voltage	$I_O = 1A, T_J = +25^\circ C$	-	2.0	-	V
------------	-----------------	-------------------------------	---	-----	---	---

Στο τέλος του τεχνικού φυλλαδίου κάθε ρυθμιστή υπάρχουν γραφικές παραστάσεις υπό διάφορα φορτία που έχει παράξει ο ίδιος ο κατασκευαστής για την επιλογή της βέλτιστης τιμής.



### 1.2.4 Υπολογισμός ψήκτρας

Τα ηλεκτρονικά στοιχεία που διαχειρίζονται μεγάλα ποσά ενέργειας εμφανίζουν αναπόφευκτα απώλειες ισχύος. Οι απώλειες αυτές μειώνονται με την εξέλιξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών, η οποία επιφέρει την αρτιότερη κατασκευή τους καθώς και δυνατότητα διαχείρισης μεγαλύτερης ενέργειας. Σε κάθε περίπτωση λόγω των φυσικών νόμων που διέπουν τα ημιαγωγικά στοιχεία ένα ποσοστό της ισχύος που διαχειρίζονται χάνεται με τη μορφή θερμικών απωλειών. Αυτές οι απώλειες ίσως να μην είναι σημαντικές για το κύκλωμα στο σύνολο του σε σχέση με την ισχύ που διαχειρίζεται το στοιχείο όμως δημιουργούν πρόβλημα καταπόνησης και φθοράς του ίδιου του στοιχείου αλλά και των γειτονικών του, όπως οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές, οι οποίοι είναι ευαίσθητοι στις θερμοκρασιακές αλλαγές οι οποίες μειώνουν τον χρόνο ζωής τους. Οι παραπάνω απώλειες παρουσιάζονται και υπολογίζονται σε επόμενη ενότητα (ενότητα 2.7). Οι απώλειες στον ημιαγωγό εμφανίζονται στο σημείο ένωσης (junction) το οποίο παρουσιάζετε στο Σχήμα 1.9. Σε επίπεδο θεωρητικής φυσικής οι απώλειες αυτές ανάγονται στον νόμο της αδράνειας, δηλαδή στη μεταβολή της κατάστασης του τρανζίστορ. Η απότομη διακοπή της ροής της ισχύος μέσα από τον ημιαγωγό προκαλεί τις διακοπτικές απώλειες οι οποίες σε συνδυασμό με τη συχνότητα εναλλαγής της κατάστασης του ημιαγωγού μειώνουν σημαντικά τον ολικό βαθμό απόδοσης του μετατροπέα.



Σχήμα 1.9 Ροή ενέργειας στον ημιαγωγό

Η ενέργεια αυτή δεν μπορεί να παραμείνει πάνω στον ημιαγωγό. Η θερμική καταπόνηση είναι μεγάλη και εάν δεν διοχετευθεί στο περιβάλλον μπορεί να προκαλέσει φθορά στο στοιχείο έως και την καταστροφή του. Ο σχεδιαστής έχοντας λάβει υπόψη του τις απαιτήσεις του τροφοδοτικού και την λειτουργία του, γνωρίζει το ποσό ενέργειας που θα μετατρέπεται σε θερμότητα (όπως δείξαμε στα παραδείγματα της ενότητας 1.2.3) και καλείται να σχεδιάσει ένα σύστημα το οποίο θα είναι ικανό να απάγει από τον ημιαγωγό αυτό το ποσό της θερμότητας. Ο τρόπος που χρησιμοποιείται είναι η επιλογή του θερμοκρασιακού σημείου όπου θα λειτουργεί το στοιχείο σε σχέση με τη θερμική ενέργεια που θα παράγεται επάνω σε αυτό. Ένας εμπειρικός κανόνας αναφέρει ότι η αξιοπιστία ενός στοιχείου μειώνεται ανάλογα με το τετράγωνο της αύξησης της θερμοκρασίας του. Ο σκοπός της σχεδίασης είναι να λειτουργήσει σε θερμοκρασία ασφαλούς λειτουργίας, στο μέγιστο δυνατό φορτίο που θα διαχειρίζεται. Στο τεχνικό φυλλάδιο του κάθε ημιαγωγού παρουσιάζονται καμπύλες για τη λειτουργία του υπό διαφορές θερμοκρασίες. Σε κάθε αύξηση της θερμοκρασίας οι καμπύλες αυτές δείχνουν μείωση των δυνατοτήτων του. Για τους υπολογισμούς που απαιτούνται έχουν δημιουργηθεί ορισμένες παραδοχές και αναλογίες οι οποίες μπορούν να εφαρμοστούν αρκετά αξιόπιστα χρησιμοποιώντας το μοντέλο του Σχήματος 1.10.

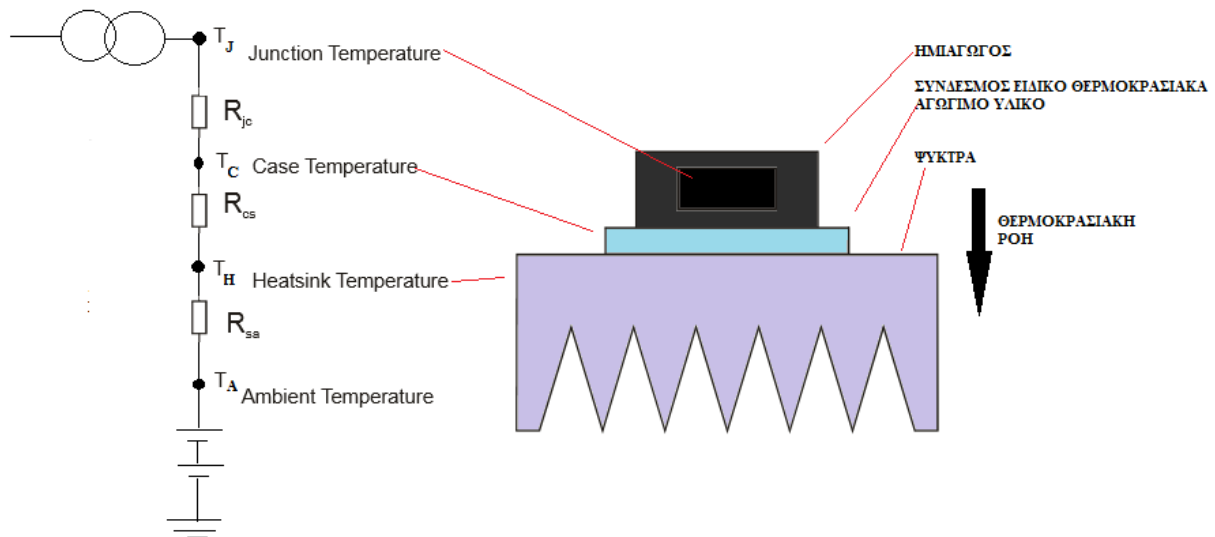


Τρία (3) υλικά παρεμβάλλονται μεταξύ της περιοχής στην οποία αναπτύσσεται θερμότητα και του περιβάλλοντος όπου αυτή διοχετεύεται και αυτά είναι: το περίβλημα του ημιαγωγού, ο σύνδεσμος που βοηθάει την επαφή με την ψήκτρα και η ίδια ή ψήκτρα. Καθένα από αυτά τα υλικά παρουσιάζει μια ειδική θερμική αντίσταση. Όσο μικρότερες είναι αυτές οι αντιστάσεις τόσο πιο εύκολα μπορεί να γίνει η μεταφορά της θερμότητας από το σημείο συνδέσμου (junction) προς το περιβάλλον. Για την ανάλυση της συμπεριφοράς του συστήματος διαχείρισης της θερμότητας, θεωρείται ότι οι θερμικές αντιστάσεις είναι εν σειρά συνδεσμολογημένες και τροφοδοτούνται από πηγή θερμότητας τιμής  $P_{loss}$  σε Watt. Στο κύκλωμα του Σχήματος 1.10 παρουσιάζεται το ισοδύναμο θερμικό κύκλωμα της διάταξης διαχείρισης της αναπτυσσομένης θερμότητας. Πρόκειται για ένα κύκλωμα ανάλογο των ηλεκτρικών κυκλωμάτων θεωρώντας:

- Ως αντιστάσεις, τις θερμικές αντιστάσεις σε  $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
- Ως πηγή ρεύματος, τη θερμική ισχύ του ημιαγωγού σε W
- Ως τάση, τη θερμοκρασία σε βαθμούς κελσίου

Επίσης γίνονται οι παρακάτω παραδοχές:

- Η θερμοκρασία περιβάλλοντος (ambient temperature) είναι αναλογικά μια πηγή τάσης και όλα τα στοιχεία βρίσκονται σε μεγαλύτερη θερμοκρασία από αυτή
- Η επαφές είναι τέλειες
- Δεν λαμβάνουμε υπόψη τη ροή του αέρα σε αυτό το στάδιο της σχεδίασης



Σχήμα 1.10 Κυκλωματικό ισοδύναμο διάταξης ψύξης

## Ημιαγωγίμο στοιχείο

Εφόσον έχει υπολογιστεί η θερμική ισχύς που αναπτύσσεται επάνω στον ημιαγωγό σε  $W$ , απαιτείται η εύρεση των τιμών των υπόλοιπων εμπλεκόμενων παραμέτρων. Στο ημιαγωγίμο στοιχείο ανατρέχουμε στο τεχνικό φυλλάδιο και εντοπίζουμε τα εξής στοιχεία:  $R_{j-a}$  (junction to ambient) και  $R_{j-c}$  (junction to case). Τα στοιχεία αυτά είναι σε  $^{\circ}C/W$ . Το μέγεθος  $R_{j-a}$  είναι η θερμική αντίσταση που δίνει ο κατασκευαστής στην περίπτωση που επιθυμούμε να χρησιμοποιήσουμε τον ημιαγωγό χωρίς ψήκτρα. Σε περίπτωση χρήσης ψήκτρας, μας δίνεται από τον κατασκευαστή το μέγεθος  $R_{j-c}$  και υπολογίζουμε τα υπόλοιπα σύμφωνα με το κύκλωμα του Σχήματος 1.10. Γνωρίζοντας αυτήν μπορούμε να υπολογίσουμε τη θερμοκρασιακή μεταφορά και το ποσό της θερμικής ισχύος που θα μετατρέπεται πάνω στο τρανζίστορ ανά περίπτωση. Σημαντικός παράγοντας είναι εάν το περίβλημα είναι μεταλλικό ή πλήρως πλαστικοποιημένο.

## Ειδικός σύνδεσμος

Η Διασύνδεση του ημιαγωγού με την ψήκτρα λόγω των ατελειών επαφής παρουσιάζει μια θερμική αντίσταση. Για την ελαχιστοποίηση αυτής χρησιμοποιούμε ειδικά βελτιωτικά επαφής με μεγάλη θερμική αγωγιμότητα. Τα υλικά αυτά είναι συνήθως σε μορφή πάστας ή φύλλου και παρεμβάλλονται μεταξύ του ημιαγωγού και της ψήκτρας. Ο κατασκευαστής μας δίνει την επιτευχθείσα θερμική αντίσταση  $R_{th}$  η οποία θα προστεθεί στους υπολογισμούς.

## Ψυκτικό στοιχείο (ψήκτρα)

Το ψυκτικό στοιχείο είναι το ζητούμενο των υπολογισμών μας. Εφόσον καθοριστούν όλα τα υπόλοιπα μεγέθη θα αναζητήσουμε την θερμική αντίσταση της ψύκτρας έτσι ώστε η θερμοκρασία της επαφής  $T_{ja}$  μην ξεπεράσει την μέγιστη επιτρεπτή για τον συγκεκριμένο ημιαγωγό.

Ο υπολογισμός στο ισοδύναμο κύκλωμα γίνεται με βάση τον τύπο

$$T_j = P * (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) + T_a$$

## Παράδειγμα υπολογισμού

Στο παράδειγμα μας θα χρησιμοποιηθεί ένα δημοφιλές μονοπολικό τρανζίστορ τύπου mosfet: IRF540. Μετά από υπολογισμούς και μετρήσεις γνωρίζουμε ότι η θερμική ισχύς που θα πρέπει να αποδοθεί στο περιβάλλον είναι 10W. Τα θερμικά χαρακτηριστικά του mosfet IRF540 παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.1 παρακάτω

Πίνακας 1.1 Παράδειγμα θερμοκρασιακού πίνακα mosfet IRF540

THERMAL RESISTANCE RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Maximum Junction-to-Ambient	$R_{thJA}$	-	62	$^{\circ}C/W$
Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	$R_{thCS}$	0.50	-	
Maximum Junction-to-Case (Drain)	$R_{thJC}$	-	1.0	

Από το φύλο δεδομένων της πάστας προκύπτει ότι  $R_{c-s} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Για θερμοκρασία περιβάλλοντος  $40^\circ\text{C}$

$$T_a = 40^\circ\text{C}$$

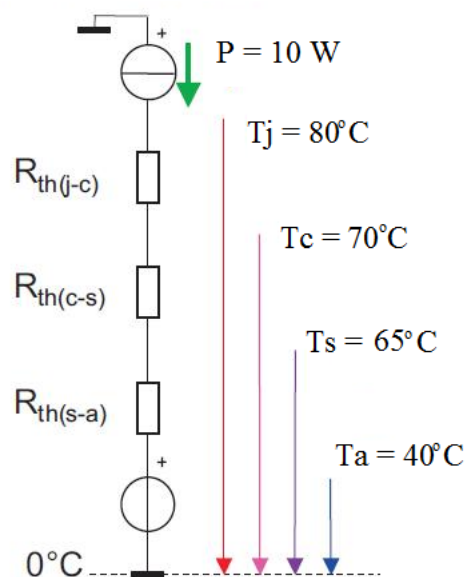
Εάν η μέγιστη θερμοκρασία της επαφής δεν πρέπει να ξεπεράσει τους  $80^\circ\text{C}$  για μέγιστο θερμικό φορτίο  $10\text{W}$  προκύπτουν τα παρακάτω:

$$P = 10\text{ W}$$

$$T_j = R_{jc} * P + T_c = 1\text{ C/W} * 10\text{ W} + T_c = 80 \Rightarrow T_c = 70^\circ\text{ C}$$

$$T_c = R_{cs} * P + T_H = 0.5\text{ C/W} * 10\text{ W} + T_H = 70 \Rightarrow T_s = 65^\circ\text{ C}$$

$$T_s = R_{sa} * P + T_a = R_{sa} * 10\text{ W} + 40^\circ\text{ C} = 65\text{ C} \Rightarrow R_{sa} = 2.5^\circ\text{C/W}$$



Σχήμα 1.12 Θερμοκρασιακή ροή

Συνεπώς χρειαζόμαστε ψήκτρα η οποία θα παρουσιάζει θερμική αντίσταση  $2.5^\circ\text{C/W}$ . Το αποτέλεσμα αυτό μπορεί να επιτευχθεί με διάφορους τρόπους. Το εν λόγω παράδειγμα είναι αρκετά απλουστευμένο και δείχνει τον υπολογισμό με αρκετές παραδοχές. Λοιποί παράγοντες που μπορεί να ληφθούν υπόψη είναι η ροή αέρα η οποία στο τεχνικό φυλλάδιο κάθε ψήκτρας δείχνει την καμπύλη μεταβολής της θερμικής αντίστασης ανάλογα με την ροή του αέρα, το αν είναι σε κλειστό ή ανοικτό χώρο, το χρώμα της ψήκτρας διότι μια μελανή ψήκτρα έχει διαφορετικό συντελεστή θερμοκρασιακής εκπομπής, η επαφή του στοιχείου με την ψήκτρα η οποία γίνεται σε ένα μικρό τμήμα της και όχι σε ολόκληρη την επιφάνεια της και ότι η ροή έχει γίνει για κατάσταση μόνιμου λειτουργίας και όχι για τη φάση της εκκίνηση όπου τα επιμέρους στοιχεία έχουν την ικανότητα να αποθηκεύουν θερμότητα.

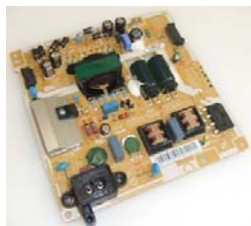
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ

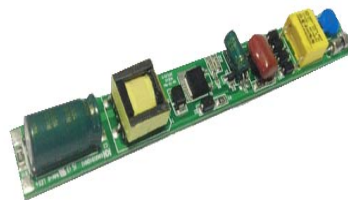
Στο κεφάλαιο που ακολουθεί θα γίνει εισαγωγή στους διακοπτικούς μετατροπείς και θα παρουσιαστούν οι εφαρμογές τους. Θα αναλυθούν σε θεωρητικό επίπεδο οι βασικές τοπολογίες που και θα παρουσιαστούν οι σχέσεις που τις διέπουν. Τα ημιαγώγιμα στοιχεία θα θεωρούνται ιδανικά. Εν συνεχεία θα παρουσιαστεί ένα ολοκληρωμένο μοντέλο μετατροπέα όπου χρησιμοποιεί αυτές τις τοπολογίες και θα παρουσιαστεί με τα επιμέρους τμήματα που τον αποτελούν. Τα τμήματα αυτά θα αναλυθούν, ως προς την λειτουργία τους και θα παρουσιαστούν αναλυτικά οι απώλειες που αναπτύσσουν σε αυτά, βάση των στοιχείων που τις αποτελούν. Τέλος, θα αναλυθούν οι παράμετροι οι οποίες πρέπει να λαμβάνονται υπόψη στην κατασκευή μιας παλμοτροφοδοτικής διάταξης.

#### 2.1 Παλμοτροφοδοτικά

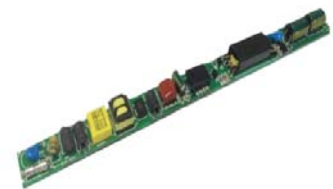
Παλμοτροφοδοτικά είναι οι διατάξεις οι οποίες τροφοδοτούν συσκευές με ηλεκτρική ενέργεια και διαμορφώνουν τα χαρακτηριστικά της ενέργειας αυτής με την μέθοδο των παλμών που θα αναλυθεί παρακάτω. Πρόκειται για διακοπτικούς μετατροπείς οι οποίοι μετατρέπουν μια συνεχή τάση σε μια διαφορετική συνεχή τάση κατάλληλη για χρήση από την κάθε συσκευή που την απαιτεί. Οι διατάξεις αυτές μπορεί να είναι εσωτερικές της συσκευής με την μορφή πλακέτας ή εξωτερικές αυτής και να συνδέονται με κατάλληλο βύσμα. Η χρήση τους είναι απαραίτητη για την μετατροπή της κοινής εναλλασσόμενης τάσης σε αυτή που απαιτείται από την συσκευή που τροφοδοτεί.



α



β



γ



δ



ε



στ

Σχήμα 2.1 Διακοπτικοί μετατροπείς καθημερινής χρήσης

- α) Παλμοτροφοδοτικό πλακέτας τηλεόρασης
- β) Παλμοτροφοδοτικό φωτισωλήνα τύπου LED T8 χωρίς απομόνωση
- γ) Παλμοτροφοδοτικό φωτισωλήνα τύπου LED T8 με απομόνωση
- δ) Παλμοτροφοδοτικό ηλεκτρονικού υπολογιστή
- ε) Παλμοτροφοδοτικό φορητού υπολογιστή
- στ) Παλμοτροφοδοτικό φορτιστή κινητού

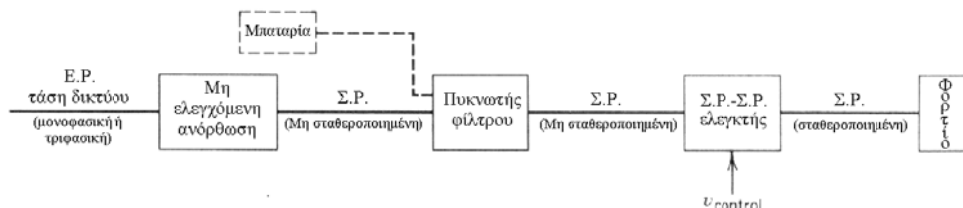
Οι διακοπτικοί μετατροπείς βρίσκονται παντού στην καθημερινότητα μας και σχεδόν σε όλες τις συσκευές. Σε οποιαδήποτε ηλεκτρική συσκευή που υπάρχει έστω ένα ηλεκτρονικό στοιχείο είναι σχεδόν βέβαιο ότι υπάρχει και η σχετική παλμοτροφοδοτική διάταξη για να το τροφοδοτεί με συνεχή τάση, χαμηλής ισχύος αποκομμένη από το υπόλοιπο ηλεκτρικό κύκλωμα, με την δική της εσωτερική ασφάλεια.

## 2.2 Διακοπτικοί μετατροπείς ΣΡ – ΣΡ

Οι μετατροπείς ισχύος ομαδοποιούνται ως εξής:

- **Ανορθωτές ή Ε.Ρ.-Σ.Ρ. μετατροπείς** (λαμβάνει χώρα μεταφορά μέσης ισχύος από την πλευρά εναλλασσόμενου ρεύματος στην αντίστοιχη συνεχούς).
- **Αντιστροφείς ή Σ.Ρ.-Ε.Ρ. μετατροπείς** (λαμβάνει χώρα μεταφορά μέσης ισχύος από την πλευρά συνεχούς ρεύματος στην αντίστοιχη εναλλασσόμενου)
- **Κατατητές ή Σ.Ρ.- Σ.Ρ.**
- **Ελεγκτής εναλλασσόμενης ισχύος** (σταθερής συχνότητας).
- **Κυκλομετατροπέας** (ελεγκτής εναλλασσόμενης ισχύος μεταβλητής συχνότητας).

Οι μετατροπείς Σ.Ρ.-Σ.Ρ. αποτελούν μια κύρια κατηγορία μετατροπέων ισχύος με πλήθος εφαρμογών που αφορούν σε διακοπτικού τύπου ρυθμιζόμενα τροφοδοτικά ισχύος αλλά και σε εφαρμογές ελέγχου μηχανών συνεχούς ρεύματος. Το χονδρικό διάγραμμα ενός διακοπτικού τύπου ρυθμιζόμενου τροφοδοτικού παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.2. Αρχικά, η εναλλασσόμενη τάση εισόδου (μονοφασική ή τριφασική) ανορθώνεται με την χρήση διόδων και φιλτράρεται με την βοήθεια ενός ηλεκτρολυτικού πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας. Η μη ρυθμιζόμενη τάση η οποία παράγεται αποτελεί την είσοδο του εν λόγω μετατροπέα. Σκοπός του μετατροπέα είναι να ρυθμίσει την τάση εξόδου του σε σταθερό επιθυμητό επίπεδο, ανεξαρτήτως των μεταβολών της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου αλλά και του φορτίου. Οι διακοπτικοί μετατροπείς χρησιμοποιούνται κυρίως σε σταθεροποιημένες δετροφοδοσίες οι οποίες απαιτούν συνεχές ρεύμα σταθερών χαρακτηριστικών και αυστηρών ορίων. Ο μετατροπέας διακοπτικού τύπου περιλαμβάνει προστασίες για όλα τα σενάρια των πιθανών αστοχιών στην δική του τροφοδοσία ή στην ενδεχόμενη αστοχία του φορτίου του. Οι προστασίες αυτές τον καθιστούν αρκετά πιο πολύπλοκο στην κατασκευή του, αλλά πολύ πιο αξιόπιστο ως πηγή αφού οι ευαίσθητες ηλεκτρονικές συσκευές που τροφοδοτεί δεν προστατεύονται από μια απλή ασφάλεια αλλά από μια σειρά συνθηκών οι οποίες είναι απαραίτητες για τη λειτουργία του μετατροπέα και σε τυχόν απόκλισή τους διακόπτεται η λειτουργία του, σε σχεδόν άμεσο χρόνο. Τα σύγχρονα τροφοδοτικά επιπλέον των ασφαλειών τους περιλαμβάνουν και μικροελεγκτή ο οποίος εάν αντιληφθεί οποιαδήποτε παρέκκλιση στα σημεία που ελέγχει, λαμβάνει ενέργειες για την διόρθωση ή την διακοπή του μετατροπέα ([12]) για την προστασία του φορτίου και του ίδιου.



Σχήμα 2.2 Διάγραμμα ρυθμιζόμενου διακοπτικού τροφοδοτικού

## 2.3 Τύποι μετατροπέων ΣΡ – ΣΡ

Οι βασικοί τύποι μετατροπέων ΣΡ-ΣΡ με βάση την αρχή λειτουργίας τους είναι πέντε (5):

1. Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης
2. Μετατροπέας ανύψωσης τάσης
3. Μικτός μετατροπέας υποβιβασμού και ανύψωσης
4. Μετατροπέας τύπου Cuk
5. Μετατροπέας πλήρους γέφυρας

Όλοι οι παραπάνω μετατροπείς δεν παρέχουν γαλβανική απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου. Προσθέτοντας μετασχηματιστή απομόνωσης σε καθ' ένα απ' αυτούς προκύπτουν πέντε αντίστοιχοι μετατροπείς οι οποίοι λειτουργούν με όμοιο τρόπο με τους γεννήτορές τους. Οι παραπάνω μετατροπείς ενδέχεται να λειτουργούν συνδυαστικά για την χρήση των πλεονεκτημάτων που προσφέρει ο καθένας. Θεωρώντας ότι οι ημιαγωγοί που χρησιμοποιούνται στους προηγμένους μετατροπείς είναι ιδανικοί αλλά και τα υπόλοιπα παθητικά εξαρτήματα επίσης ιδανικά (χωρίς παρασιτικές χωρητικότητες επαγωγικές αντιδράσεις κλπ) παρουσιάζονται συνοπτικά οι λειτουργίες στις επόμενες ενότητες ([13]).

### 2.3.1 Έλεγχος μετατροπέων ΣΡ-ΣΡ

Στους μετατροπείς Σ.Ρ.-Σ.Ρ. η μέση τιμή της τάσης εξόδου  $V_o$  ελέγχεται για να παραμείνει σταθερή ανεξαρτήτως των μεταβολών της τάσης εισόδου  $V_d$  και του φορτίου του. Για τον έλεγχο και την προσαρμογή της τάσης εισόδου του μετατροπέα στο επιθυμητό επίπεδο τάσης εξόδου γίνεται χρήση ενός ή κάποιες φορές και περισσότερων διακοπών οι οποίοι “ανοίγουν” και “κλείνουν” σε τακτά και σαφώς καθορισμένα χρονικά διαστήματα τα οποία ορίζουν τον διακοπτικό κύκλο περιόδου  $T_s$ . Ο χρόνος κατά τον οποίο ο διακόπτης άγει, γνωστός ως  $t_{on}$ , σε σχέση με την διακοπτική περίοδο ρυθμίζει την μέση τιμή της τάσης εξόδου  $V_o$  του μετατροπέα. Στην ουσία τα κυκλώματα ελέγχου ρυθμίζουν τον λόγο  $t_{on}/T_s$  γνωστό ως “λόγο χρησιμοποίησης”, ο οποίος καθορίζει το χρονικό διάστημα που ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής ( $t_{on}$ ) και το αντίστοιχο που βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής ( $t_{off}$ ), θεωρώντας συνήθως σταθερή διακοπτική περίοδο και άρα συχνότητα  $f_s = 1/T_s$ . Η παραπάνω τεχνική είναι γνωστή ως διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM). Στο Σχήμα 2.3 παρουσιάζεται το χονδρικό διάγραμμα της διαμόρφωσης εύρους παλμών όπως επίσης και οι βασικές κυματομορφές της. Το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής τιμής της τάσης εξόδου ενισχύεται κατάλληλα και συγκρίνεται με πριονωτή κυματομορφή σταθερής συχνότητας  $f_s$ . Το αποτέλεσμα της σύγκρισης είναι παλμός σταθερής συχνότητας ίσης με  $f_s$  και λόγου χρησιμοποίησης

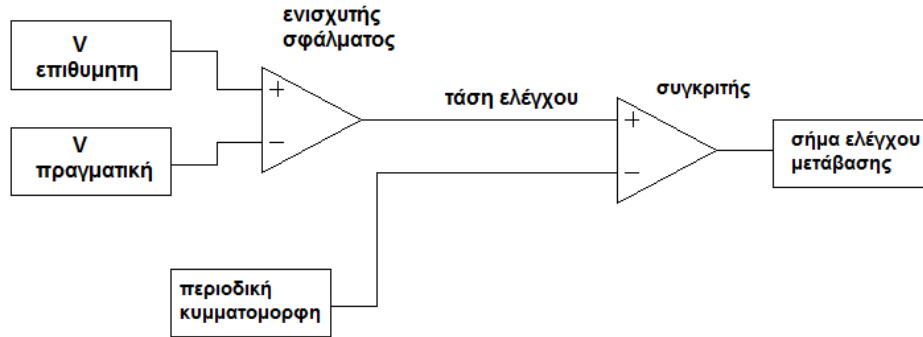
$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{cont}}{\hat{V}_{st}}$$

όπου

$V_{cont}$  = σήμα ελέγχου ανάλογο του σφάλματος εξόδου

$\hat{V}_{st}$  = μέγιστη τιμή της πριονωτής τάσης

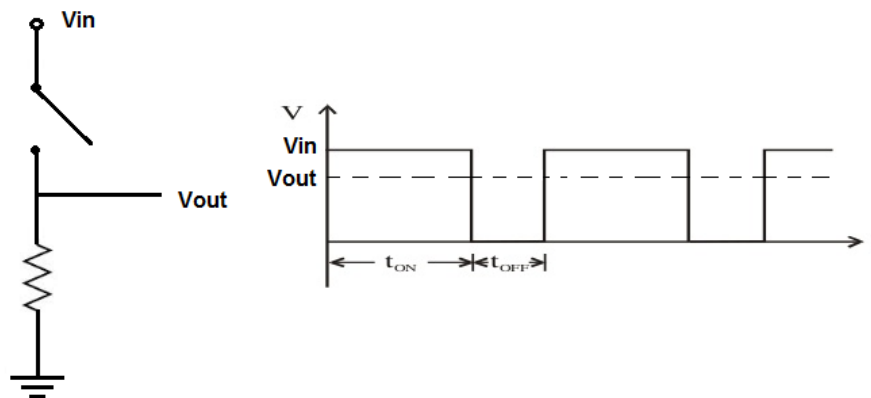
Έλεγχος των μετατροπέων Σ.Ρ.-Σ.Ρ. μπορεί να επιτευχθεί και με μεταβλητή διακοπτική συχνότητα  $f_s$ . Σ' αυτήν την περίπτωση όμως, η διαδικασία υπολογισμού των στοιχείων των φίλτρων, που θα μειώσουν κυματώσεις τάσης και ρεύματος, γίνεται δυσκολότερη.



Σχήμα 2.3 Παραγωγή του σήματος ελέγχου

### 2.3.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM)

Σε όλους τους μετατροπείς η μέση τάση που λαμβάνουμε στην έξοδο πρέπει να ελέγχεται, και να διασφαλίζεται ότι είναι ανεπηρέαστη από τις πιθανές διακυμάνσεις του δικτύου μας, ή τις ανάγκες του φορτίου (εφόσον είναι εντός των κατασκευαστικών ορίων). Σε έναν μετατροπέα, για δεδομένη στιγμή με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τιμή της τάσης εξόδου ρυθμίζεται από τους χρόνους έναυσης και σβέσης των διακοπτικών στοιχείων ( $t_{on}-t_{off}$ ) (Σχήμα 2.4).



Σχήμα 2.4 Απλοποιημένη αντιστοιχία διακοπτικού στοιχείου και παραγόμενης εξόδου

Η μέση τιμή της τιμής της  $V_{out}$  τείνει να πλησιάζει την τιμή της  $V_{in}$  όταν ο χρόνος σβέσης των διακοπτικών στοιχείων  $t_{off}$  είναι ο ελάχιστος δυνατός. Όσο αυξάνει θα μειώνεται και η τιμή της μέσης τάσης εξόδου δηλαδή της τάσης που εφαρμόζεται στο φορτίο. Η τεχνική αυτή ονομάζεται διαμόρφωση εύρους παλμών PWM και είναι η θεμελιώδης αρχή για κάθε παλμοτροφοδοτική διάταξη. Η αρχή της μεταβολής του λόγου των χρόνων σβέσης και έναυσης των διακοπών σε αυτές τις συχνότητες έγινε εφικτή από την χρήση των ημιαγωγών δεδομένου ότι κανένας μηχανικός διακόπτης δεν θα μπορούσε να επιτύχει αυτό το αποτέλεσμα των ταχέων μεταβάσεων χωρίς να καταστραφεί γρήγορα.





## Μέθοδος απ' ευθείας ελέγχου του λόγου χρησιμοποίησης

Η μέθοδος απ' ευθείας ελέγχου του λόγου χρησιμοποίησης αποτελεί την παλαιότερη μορφή ελέγχου των μετατροπέων Σ.Ρ.-Σ.Ρ. Η πριονωτή (ή τριγωνική) τάση  $v_r$  σταθερού πλάτους  $V_r$  και συχνότητας  $f_{sw}$  συγκρίνεται με τάση ελέγχου  $v_c(t)$  η οποία αποτελεί την έξοδο ενισχυτή σφάλματος. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης είναι παλμοί συχνότητας ίσης με την συχνότητα της πριονωτής τάσης και εύρους εξαρτωμένου του λόγου  $V_r/v_c(t)$ . Ουσιαστικά, ο λόγος του χρόνου που ο διακόπτης είναι κλειστός  $t_{on}$  προς την διακοπτική περίοδο  $T_{sw}$ , γνωστός ως λόγος χρησιμοποίησης, ελέγχεται παίρνοντας τιμές από μηδέν (0) έως ένα (1). Η τάση ελέγχου  $v_c(t)$  εκφράζει το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής τάσης εξόδου του μετατροπέα κατάλληλα επεξεργασμένο από τον ενισχυτή σφάλματος. Αυτή η μέθοδος ελέγχου παρουσιάζει αρκετά μειονεκτήματα όπως:

α) Μεγάλη επίδραση των μεταβολών της τάσης εισόδου στην τάση εξόδου του μετατροπέα. Η αντίδραση του μετατροπέα είναι αργή σε ξαφνικές μεταβολές της εισόδου. Εμφανίζει μεγάλη τιμή για τον λόγο μικρού σήματος της τάσης εξόδου ως προς την τάση εισόδου. Λόγω της μη ικανοποιητικής “ρύθμισης γραμμής” (line regulation) απαιτείται μεγάλο κέρδος βρόγχου για την ικανοποίηση των προδιαγραφών.

β) Μη ικανοποιητική δυναμική απόκριση για τους μετατροπείς συνεχούς αγωγής λόγω του φίλτρου δύο πόλων που χρησιμοποιείται με την διαφορά φάσης των  $180^\circ$  που εισάγουν. Οι μεταβολές του ελέγχου δυσχεραίνονται από τους δύο πόλους του φίλτρου.

## Μέθοδος ελέγχου με τροφοδότηση τάσης ή/και ρεύματος

Η μέθοδος “ευθείας τροφοδότησης” τάσης είναι ευρέως διαδεδομένη και χρησιμοποιείται σε πολλά παλμοτροφοδοτικά του εμπορίου. Η μέθοδος που χρησιμοποιείται είναι παρόμοια μ' αυτή της μεθόδου της απ' ευθείας ελέγχου του λόγου χρησιμοποίησης με μια βασική διαφορά στον τρόπο παραγωγής της πριονωτής τάσης. Αρχικά εφαρμόστηκε στους μετατροπείς υποβιβασμού και σ' αυτούς που προκύπτουν από αυτούς. Σε αυτή τη μέθοδο το πλάτος της πριονωτής τάσης δεν είναι σταθερό αλλά μεταβάλλεται ανάλογα με την τάση εισόδου. Τα αποτελέσματα αυτής της αλλαγής είναι πολύ σημαντικά. Το πλάτος  $V_r$  της πριονωτής τάσης μεταβάλλεται ανάλογα με την τάση εισόδου και συνεπώς ο λόγος χρησιμοποίησης αντιστρόφως ανάλογα της τάσης εισόδου. Με αυτή την τεχνική το μειονέκτημα της μεγάλης επίδρασης των μεταβολών της τάσης εισόδου στην τάση εξόδου εξαλείφεται. Η ρύθμιση γραμμής (line regulation) ανοικτού βρόγχου είναι πολύ ικανοποιητική μ' αποτέλεσμα να απαιτείται μικρότερο κέρδος κλειστού βρόγχου για την επίτευξη καλής δυναμικής συμπεριφοράς του μετατροπέα.

Η μέθοδος της μεταβολής του πλάτους της πριονωτής τάσης μπορεί να γενικευτεί και να εφαρμοστεί και σε άλλες τοπολογίες μετατροπέων όπως στον μικτό μετατροπέα. Ωστόσο, η εφαρμογή της ίδιας μεθόδου για την περίπτωση του μετατροπέα ανύψωσης είναι αδύνατη επειδή οδηγεί σε μηδενισμό του λόγου της τάσης εξόδου ως προς την μεταβλητή ελέγχου. Επίσης, για “τετραγωνικούς” μετατροπείς οι σχέσεις που προκύπτουν είναι μη γραμμικές και ο λόγος τάσης εξόδου ως προς την μεταβλητή ελέγχου εξαρτάται από το σημείο λειτουργίας των μετατροπέων κάνοντας δύσκολη την εφαρμογή της μεθόδου.

Η μέθοδος της “ευθείας τροφοδότησης” χρησιμοποιείται πολύ συχνά σε συνδυασμό με άλλη μέθοδο ελέγχου (όπως με την μέθοδο ελέγχου ρεύματος). Σ' αυτήν την περίπτωση διαφοροποιείται ο τρόπος με τον οποίο υλοποιείται και μπορεί να εφαρμοστεί το ίδιο καλά για το ρεύμα εξόδου ενός μετατροπέα. Επίσης, η εφαρμογή της μεθόδου είναι δυνατή σ' όλους τους μετατροπείς που

προέρχονται από τους μετατροπείς υποβιβασμού και ανύψωσης με γαλβανική απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου και μάλιστα με ιδιαίτερα μικρό κόστος.

### Μέθοδοι ελέγχου ρεύματος

Στις δύο πρώτες μεθόδους ο λόγος χρησιμοποίησης καθορίζεται από τη σύγκριση της τάσης ελέγχου  $v_c$  με πριονωτή τάση σταθερής συχνότητας  $f_{sw}$  και σταθερού ή μεταβλητού πλάτους  $V_r$  (βλέπε Σχήμα 2.3). Στα συστήματα αυτά χρησιμοποιείται αρνητική ανάδραση της τάσης εξόδου με σκοπό την διόρθωση τυχόν απόκλισής της, λόγω μεταβολών στην τάση εισόδου ή/και στο φορτίο. Μπορεί συνεπώς, να διακριθεί ένας βρόγχος ελέγχου τάσης. Η προσθήκη ενός δεύτερου βρόγχου ρεύματος εσωτερικού του βρόγχου τάσης οδηγεί σε μια νέα κατηγορία μεθόδων γνωστή ως **μέθοδοι ελέγχου ρεύματος**.

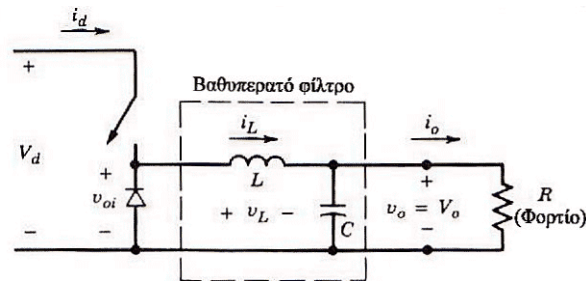
Οι μέθοδοι ελέγχου ρεύματος των μετατροπέων Σ.Ρ.-Σ.Ρ. διακρίνονται σε έλεγχοι **μεταβλητής και σταθερής συχνότητας**. Οι προηγούμενες δύο κατηγορίες χωρίζονται επίσης σε υποκατηγορίες όπως φαίνεται παρακάτω:

- Έλεγχος ρεύματος με μεταβλητή συχνότητα λειτουργίας
  - Έλεγχος υστέρησης
  - Έλεγχος σταθερού χρόνου αγωγής
  - Έλεγχος σταθερού χρόνου αποκοπής
  
- Έλεγχος ρεύματος με σταθερή συχνότητα λειτουργίας
  - Έλεγχος ρεύματος κορυφής με συγχρονισμό αγωγής
  - Έλεγχος ρεύματος κοιλάδας με συγχρονισμό αποκοπής
  - Διπλός έλεγχος ρεύματος κορυφής-κοιλάδας
  - Έλεγχος μέσης τιμής ρεύματος

## 2.4 Συνοπτική παρουσίαση ιδανικών μετατροπέων

### 2.4.1 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης

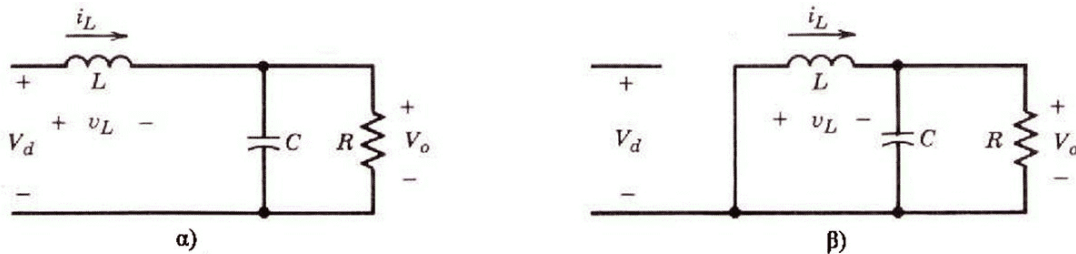
Ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step-down / buckconverter) μετατρέπει την τάση εισόδου σε μια χαμηλότερη τάση εξόδου. Η κύρια εφαρμογή αυτού είναι τα σταθεροποιημένα δεκαμιοτροφοδοτικά και ο έλεγχος κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Το βασικό κύκλωμα που υλοποιείται είναι ένας βρόχος ο οποίος αποκόπτεται και επανασυνδέεται στην πηγή μέσω ενός διακόπτη (Σχήμα 2.6). Στον μετατροπέα ο διακόπτης υλοποιείται με ένα τρανζίστορ ισχύος το οποίο ελέγχεται από κατάλληλο κύκλωμα ελέγχου.



Σχήμα 2.6: Τοπολογία του μετατροπέα υποβιβασμού (Buck).

Όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής, η διόδος είναι ανάστροφα πολωμένη και η πηγή εισόδου παρέχει ενέργεια στο πηνίο και στο φορτίο. Όταν ο διακόπτης εισέλθει σε κατάσταση αποκοπής, η διόδος πολώνεται ορθά και το πηνίο μεταφέρει την αποθηκευμένη ενέργεια του στο φορτίο. Είναι δυνατόν κατά την διάρκεια ενός διακοπτικού κύκλου, το ρεύμα στο πηνίο να ρέει συνεχώς χωρίς να μηδενίζεται οπότε γίνεται λόγος για κατάσταση λειτουργίας συνεχούς αγωγής ή να μηδενίζεται για ένα διάστημα του διακοπτικού κύκλου, οπότε γίνεται λόγος για κατάσταση λειτουργίας διακοπτόμενης αγωγής. Πριν της εξετάσεως των δύο αυτών καταστάσεων λειτουργίας, σημειώνονται οι παρακάτω δύο βασικές αρχές οι οποίες ισχύουν στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας των μετατροπέων Σ.Ρ.-Σ.Ρ.:

- Η μέση τιμή του ρεύματος του πυκνωτή του φίλτρου εξόδου ισούται με μηδέν.
- Η μέση τιμή της τάσης στα άκρα του πηνίου του φίλτρου εξόδου ισούται με μηδέν.



Σχήμα 2.7

α) Ισοδύναμο κυκλώματα του μετατροπέα υποβιβασμού όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής.

β) Ισοδύναμο κυκλώματα του μετατροπέα υποβιβασμού όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αποκοπής.

## Λειτουργία συνεχούς αγωγής

Όπως αναφέρθηκε στα προηγούμενα κατά τη διάρκεια αυτής της κατάστασης λειτουργίας το ρεύμα στο πηνίο του φίλτρου εξόδου δεν μηδενίζεται κατά τη διάρκεια του διακοπτικού κύκλου λειτουργίας του μετατροπέα. Τα ισοδύναμα κυκλώματα του μετατροπέα όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής ή αποκοπής παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.4 ενώ οι βασικές κυματομορφές στο Σχήμα 2.7. Όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.7α) η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και η τάση στα άκρα του πηνίου ισούται:

$$v_L = V_d - V_o \quad (2.1)$$

Όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση αποκοπής (Σχήμα 2.7β) το πηνίο αναγκάζει την δίοδο να άγει έως ότου ο διακόπτης άγει στον επόμενο διακοπτικό κύκλο. Σ' αυτή τη φάση λειτουργίας η τάση στα άκρα του πηνίου ισούται:

$$v_L = -V_o \quad (2.2)$$

Εφόσον το ολοκλήρωμα της τάσης στα άκρα του πηνίου κατά την διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου  $T_s$  (στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας) ισούται με μηδέν, έχουμε:

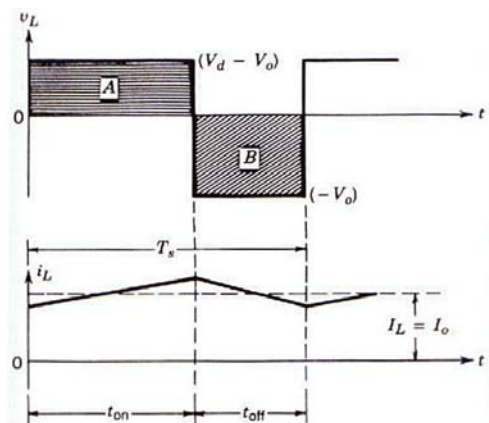
$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt = 0 \quad (2.3)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (2.1) και (2.2) στην εξίσωση (2.3) προκύπτει

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on})$$

ή

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (2.4)$$



Σχήμα 2.8: Βασικές κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού σε κατάσταση λειτουργίας συνεχούς αγωγής.

Από την εξίσωση (2.4) συμπεραίνουμε ότι για δεδομένη τάση εισόδου  $V_d$  η τάση εξόδου  $V_o$  μεταβάλλεται γραμμικά με τον λόγο χρησιμοποίησης  $D$ . Επιπλέον, αγνοώντας τις απώλειες των στοιχείων του κυκλώματος η ισχύς εξόδου  $P_o$  ισούται με την ισχύ εισόδου  $P_d$ , δηλαδή

$$P_d = P_o \rightarrow$$

$$V_d I_d = V_o I_o$$

ή διαφορετικά

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D} \quad (2.5)$$

Παρατηρώντας τις εξισώσεις (2.4) και (2.5) εύκολα συμπεραίνουμε ότι ο μετατροπέας υποβιβασμού σε κατάσταση λειτουργίας συνεχούς αγωγής είναι λειτουργικά ισοδύναμος με ένα υποτιθέμενο μετασχηματιστή συνεχούς ρεύματος.

### Όριο συνεχούς-διακοπτόμενης αγωγής

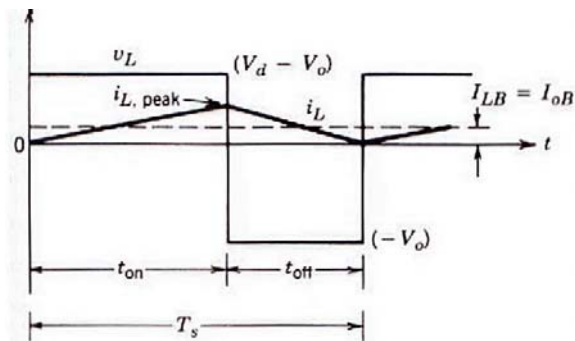
Όπως έχει αναφερθεί, είναι δυνατόν το ρεύμα στο πηνίο του φίλτρου εξόδου να μηδενίζεται κατά τη διάρκεια του διακοπτικού κύκλου. Ο μηδενισμός ή όχι του ρεύματος αυτού εξαρτάται από τις παραμέτρους του μετατροπέα:  $T_s$ ,  $V_d$ ,  $V_o$ ,  $L$  και  $D$ .

Ας υποθέσουμε ότι βρισκόμαστε στο όριο λειτουργίας συνεχούς-διακοπτόμενης αγωγής δηλαδή, το ρεύμα στο πηνίο μηδενίζεται για μια δεδομένη χρονική στιγμή στο τέλος του διακοπτικού κύκλου ή αλλιώς στην αρχή του επομένου (Σχήμα 2.9). Από την κυματομορφή του ρεύματος στο Σχήμα 2.9 προκύπτει ότι η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου στο όριο αυτό,  $I_{LB}$ , ισούται με:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (2.6)$$

όπου

$I_{oB}$  = η οριακή μέση τιμή του ρεύματος εξόδου



Σχήμα 2.9: Ρεύμα και τάση του πηνίου στο όριο συνεχούς-διακοπτόμενης αγωγής.

Εάν η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου  $I_o$  και συνεπώς η μέση τιμή του ρεύματος πηνίου γίνει μικρότερη της τιμής  $I_{LB}$  (βλέπε εξίσωση (2.6)) τότε το ρεύμα στο πηνίο γίνεται διακοπτόμενο.

## Λειτουργία διακοπτόμενης αγωγής

Η λειτουργία διακοπτόμενης αγωγής μπορεί να χρησιμοποιηθεί στις περιπτώσεις όπου δεν μπορεί να επηρεαστεί το σύστημα που τροφοδοτείται τον μηδενισμό του ρεύματος. Οι κατηγορίες εφαρμογών που μπορούν να λειτουργήσουν με διακοπτόμενη αγωγή:

- Έλεγχος στροφών μηχανής συνεχούς ρεύματος. Η τάση εισόδου  $V_d$  θεωρείται σταθερή και η τάση εξόδου  $V_o$  ελέγχεται ρυθμίζοντας τον λόγο χρησιμοποίησης  $D$ .
- Ρυθμιζόμενα τροφοδοτικά. Η τάση εισόδου συνήθως μεταβάλλεται ενώ η τάση εξόδου διατηρείται σταθερή ρυθμίζοντας τον λόγο χρησιμοποίησης  $D$ .

Η εξίσωση (2.6) έχει προκύψει για το όριο λειτουργίας μεταξύ συνεχούς και διακοπτόμενης αγωγής, επομένως η εξίσωση (2.4) εξακολουθεί να ισχύει. Λύνοντας την εξίσωση (2.4) ως προς  $V_o$  και αντικαθιστώντας στην εξίσωση (2.6) προκύπτει

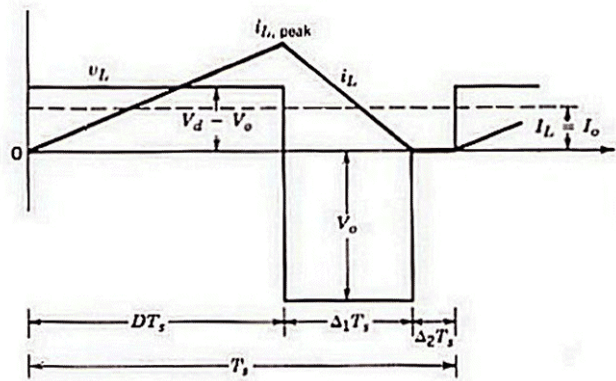
$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1-D) \quad (2.7)$$

Θεωρώντας ότι  $T_s$ ,  $V_d$  και  $L$  παραμένουν σταθερά, η εξίσωση (2.7) μεγιστοποιείται όταν  $D = 0.5$  και τότε ισούται με

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (2.8)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.7) και (2.8) προκύπτει

$$I_{LB} = 4I_{LB,max} D(1-D) \quad (2.9)$$



Σχήμα 2.10: Κυματομορφές τάσης  $v_L$  και του ρεύματος  $i_L$  που διαρρέει το πηνίο.

Στο σχήμα 2.10 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης στα άκρα του πηνίου  $v_L$  όπως επίσης και του ρεύματος που διαρρέει το πηνίο  $i_L$ . Ο μηδενισμός του ρεύματος του πηνίου σ' αυτή την φάση λειτουργίας έχει σαν αποτέλεσμα τον μηδενισμό της τάσης στα άκρα του και στην αύξηση της τιμής της τάσης εξόδου. Κατά την διάρκεια της νέας φάσης λειτουργίας το φορτίο τροφοδοτείται με ενέργεια μόνο από τον πυκνωτή του φίλτρου εξόδου.

Εξιχνώνοντας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου κατά την διάρκεια ενός διακοπτικού κύκλου με το μηδέν, προκύπτει

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (2.10)$$

όπου

$$D + \Delta_1 < 1$$

Από το σχήμα 2.17 προκύπτει εύκολα ότι

$$i_{L,peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (2.11)$$

Όποτε

$$I_o = I_L = i_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (2.12)$$

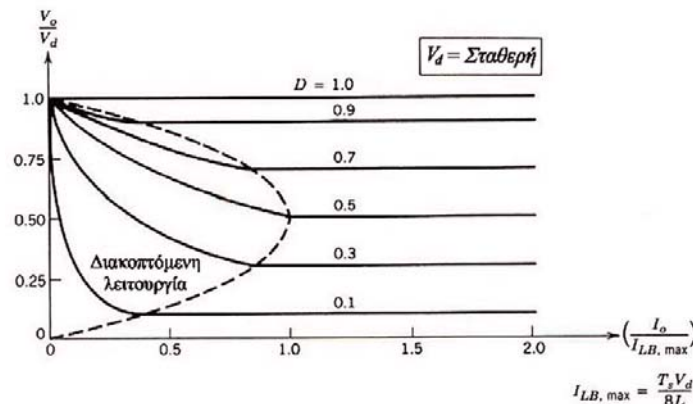
Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (2.8), (2.10), (2.11) και (2.12) προκύπτει

$$\Delta_1 = \frac{I_o}{4I_{LB,max} D} \quad (2.13)$$

Από τις εξισώσεις (2.10) και (2.13) προκύπτει

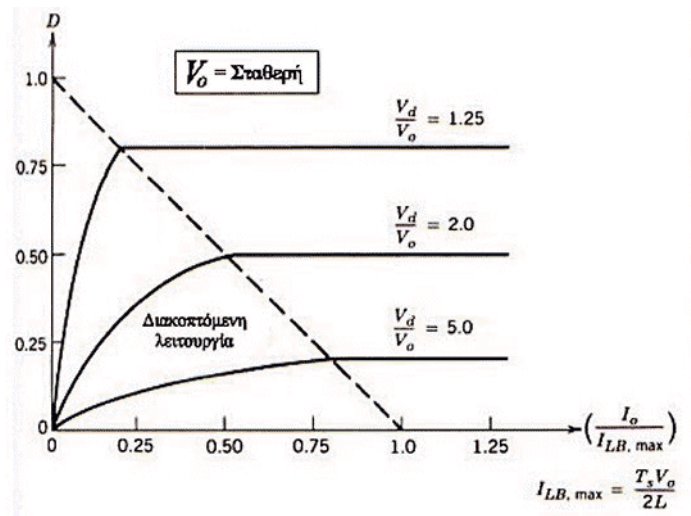
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + 0.25(I_o / I_{LB,max})} \quad (2.14)$$

Στο σχήμα 2.11 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική του μετατροπέα υποβιβασμού για τις δύο καταστάσεις λειτουργίας συνεχούς και διακοπτόμενης αγωγής (διαχωριζόμενες με διακεκομμένη γραμμή) έχοντας σταθερή την τάση εισόδου  $V_d$ .



Σχήμα 2.11: Χαρακτηριστική του μετατροπέα υποβιβασμού θεωρώντας την  $V_d$  σταθερή για συνεχή και διακοπτόμενη αγωγή.

### Τάση εξόδου $V_o$ σταθερή



Σχήμα 2.12: Χαρακτηριστική του μετατροπέα υποβιβασμού θεωρώντας την  $V_o$  σταθερή για συνεχή και διακοπτόμενη αγωγή.

Επιλύοντας την εξίσωση (2.4) αλλά ως προς  $V_d$  και αντικαθιστώντας στην εξίσωση (2.6) προκύπτει

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (2.15)$$

Από την εξίσωση (2.15) εύκολα προκύπτει ότι το ρεύμα  $I_{LB}$  μεγιστοποιείται όταν  $D = 0$  δηλαδή

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (2.16)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.15) και (2.16) προκύπτει

$$I_{LB} = (1 - D) I_{LB,max} \quad (2.17)$$

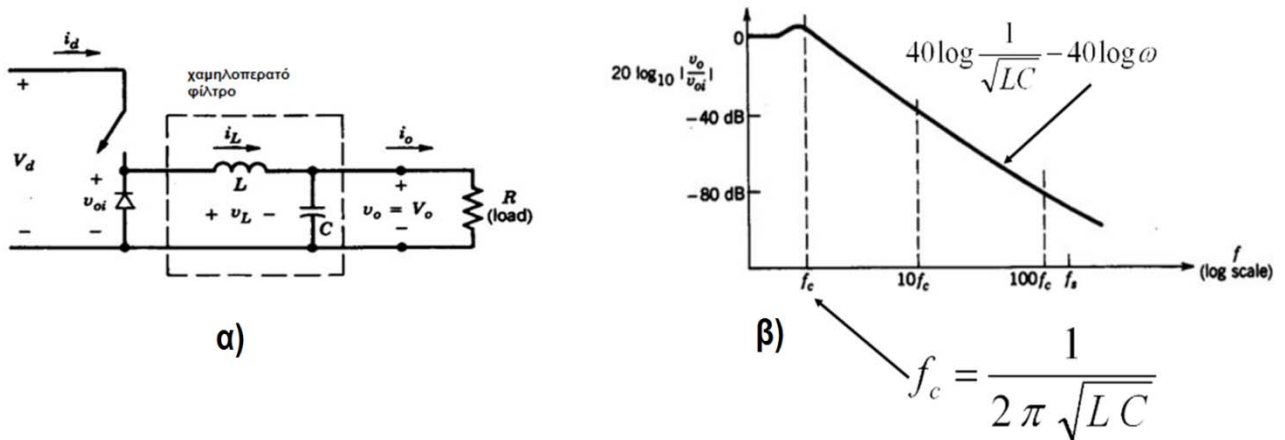
Επειδή η τάση εξόδου έχει θεωρηθεί σταθερή είναι χρήσιμο να υπολογιστεί ο λόγος χρησιμοποίησης  $D$  αντί του λόγου  $V_o/V_d$  σαν συνάρτηση του  $I_o/I_{LB,max}$ . Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (2.10), (2.11), (2.12) και (2.16) προκύπτει

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left( \frac{I_o / I_{LB,max}}{1 - V_o / V_d} \right)^{1/2} \quad (2.18)$$

Στο σχήμα 2.12 παρουσιάζεται ο λόγος χρησιμοποίησης  $D$  ως συνάρτηση του λόγου  $I_o/I_{LB,max}$  με τον λόγο  $V_o/V_d$  ως παράμετρο κρατώντας την τάση εξόδου  $V_o$  σταθερή. Με την βοήθεια της διακεκομμένης γραμμής χωρίζονται οι περιοχές συνεχούς και διακοπτόμενης αγωγής.



Για την διασφάλιση της ομαλής λειτουργίας του τροφοδοτούμενου συστήματος πρέπει το ημιαγωγικό διακοπτικό στοιχείο να μπορεί να διαχειριστεί το επαγωγικό φορτίο χωρίς να καταστρέφεται, η διόδος πρέπει να είναι ανθεκτική, γρήγορη και ταυτόχρονα αποδοτική με την ελάχιστη κατανάλωση θερμότητας από την πτώση τάσης που προκύπτει επάνω της, το πηνίο να είναι όσο το δυνατόν κατασκευαστικά άρτιο για την ισχύ που θα διαχειρίζεται και ο πυκνωτής να είναι σωστά υπολογισμένος για την κυμάτωση της τάσης εξόδου που θα προκύπτει. Η δε κυμάτωση πρέπει να είναι στα όρια που έχει θέσει ο κατασκευαστής και να έχει υπολογιστεί για το φορτίο που προβλέπεται να τροφοδοτεί. Μια συνήθης πρακτική είναι η χρήση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου (σχήμα 2.13) στο οποίο η κυμάτωση θα είναι σύμφωνη με την απόκριση συχνότητάς του ([13]).

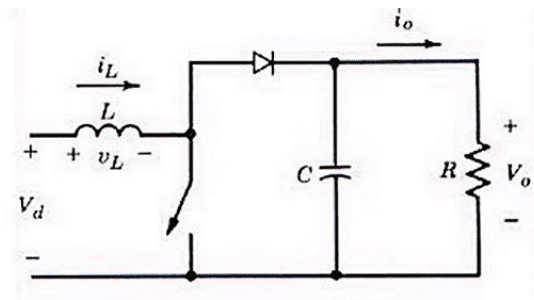


Σχήμα 2.13

- α) Χρήση χαμηλοπερατού φίλτρου στο κύκλωμα υποβιβασμού  
β) Υπολογισμός συχνότητας αποκοπής

### 2.4.2 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης

Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης (step-up / dc boost converter) είναι η διάταξη η οποία χρησιμοποιείται για να αυξήσουμε την τάση εξόδου σε επίπεδα μεγαλύτερα από την τάση εισόδου. Όταν ο διακόπτης (τρανζίστορ ισχύος) άγει, η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και αποκόπτει το βρόχο εξόδου του μετατροπέα. Η είσοδος έχει τον απαιτούμενο χρόνο να συσσωρεύσει μαγνητική ενέργεια στο πηνίο. Κατά την αλλαγή κατάστασης του τρανζίστορ το ρεύμα βρίσκει διέξοδο προς την δίοδο και εκφορτίζει την μαγνητική ενέργεια του πηνίου, στην οποία προστίθεται και η ενέργεια από την είσοδο αυξάνοντας έτσι την τάση εξόδου. Εφαρμογές που χρησιμοποιείται είναι διακοπτικά τροφοδοτικά ειδικού τύπου όπως για παράδειγμα σε φωτοβολταϊκά και σε αναγεννητική πέδηση ηλεκτροκινητήρα. Σημαντικότερο στοιχείο στον μετατροπέα πέραν του τρανζίστορ είναι ο πυκνωτής εξομάλυνσης ο οποίος δέχεται μεγάλη καταπόνηση και πρέπει να είναι αρκετά μεγάλος ώστε να εξασφαλίζεται μια σταθερή τάση εξόδου για τα διαστήματα που προβλέπεται να λειτουργεί ([13]).



Σχήμα 2.14: Τοπολογία του μετατροπέα ανύψωσης

Όμοια, όπως και στο μετατροπέα υποβιβασμού η λειτουργία του χωρίζεται σε δύο καταστάσεις:

α) κατάσταση συνεχούς αγωγής όταν το ρεύμα του πηνίου δεν μηδενίζεται στην διάρκεια της διακοπτικής περιόδου και

β) κατάσταση διακοπτόμενης αγωγής όταν το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται για ένα τμήμα της διακοπτικής περιόδου.

#### Λειτουργία συνεχούς αγωγής

Τα ισοδύναμα κυκλώματα και οι βασικές κυματομορφές για την κατάσταση λειτουργίας συνεχούς αγωγής παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.15. Στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου κατά την διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου ισούται με μηδέν, δηλαδή

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o)(T_s - t_{on}) = 0$$

ή

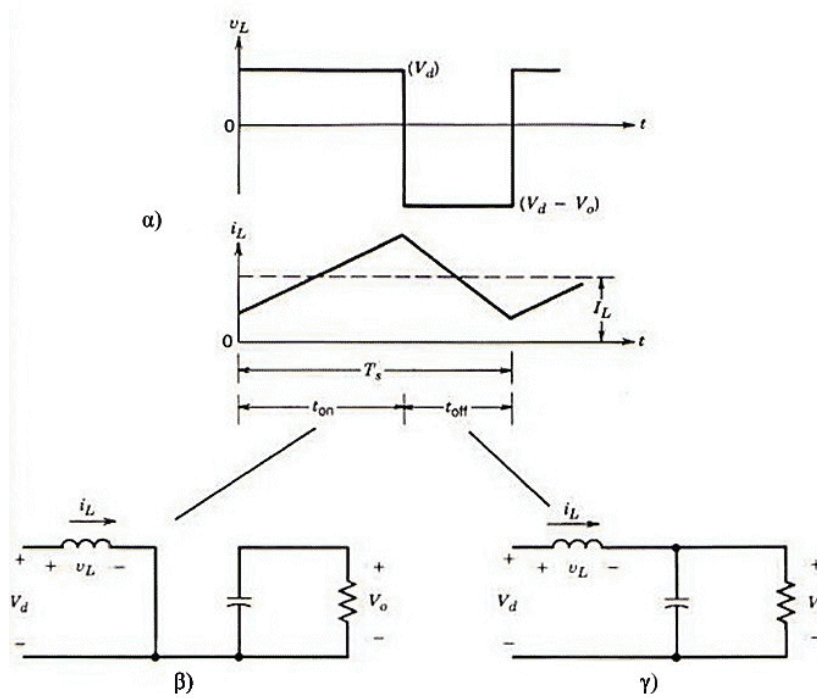
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{T_s - t_{on}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.19)$$

Θεωρώντας ότι το κύκλωμα δεν παρουσιάζει απώλειες, η ισχύς εισόδου ισούται με την ισχύ εξόδου.

$$P_o = P_d \Leftrightarrow V_o I_o = V_d I_d$$

ή

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = 1 - D \quad (2.20)$$



Σχήμα 2.15:

- α) Βασικές κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης σε κατάσταση λειτουργίας συνεχούς αγωγής.
- β) Ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής.
- γ) Ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αποκοπής.

### Όριο συνεχούς-διακοπόμενης αγωγής

Έστω ότι το ρεύμα στο πηνίο μηδενίζεται ακριβώς στο τέλος του διακοπτικού κύκλου. Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του πηνίου σ' αυτή την περίπτωση παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.15. Η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου, με βάση το προηγούμενο Σχήμα, ισούται

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{on} \quad (2.21)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.19) η προηγούμενη σχέση γίνεται

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D) \quad (2.22)$$

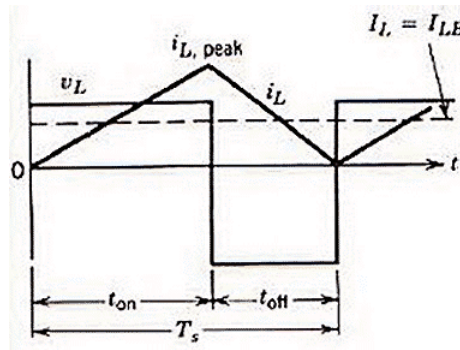
Από την τοπολογία του μετατροπέα ανύψωσης είναι φανερό ότι το ρεύμα στο πηνίο είναι το ίδιο με το ρεύμα εισόδου ( $i_d = i_L$ ). Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.20) βρίσκουμε τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου γι' αυτήν την οριακή κατάσταση, συμβολιζόμενο ως  $I_{oB}$ .

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2 \quad (2.23)$$

Από τις εξισώσεις (2.21) και (2.23) εύκολα βρίσκουμε ότι μεγιστοποιούνται για  $D = 0.5$  και  $D = 1/3$  αντιστοίχως, θεωρώντας όλα τα υπόλοιπα μεγέθη σταθερά. Επομένως, οι μέγιστες τιμές τους είναι ίσες με:

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{8L} \quad (2.24)$$

$$I_{oB,max} = \frac{2}{27} \frac{T_s V_o}{L} \quad (2.25)$$



Σχήμα 2.16: Ρεύμα και τάση του πηνίου στο όριο συνεχούς-διακοπτόμενης αγωγής.

Συνεπώς, οι εξισώσεις (2.22) και (2.23) ξαναγράφονται ως εξής

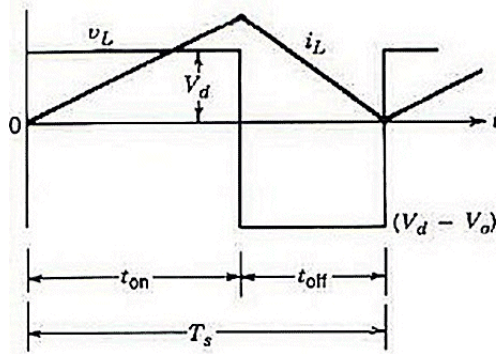
$$I_{LB} = 4D(1-D)I_{LB,max} \quad (2.26)$$

$$I_{oB} = \frac{27}{4} D(1-D)^2 I_{oB,max} \quad (2.27)$$

Για δεδομένο λόγο χρησιμοποίησης  $D$ , αν το ρεύμα φορτίου  $I_o$  μειωθεί κάτω από την τιμή  $I_{oB}$  τότε ο μετατροπέας εισέρχεται σε κατάσταση λειτουργίας διακοπτόμενης αγωγής.

### Λειτουργία διακοπτόμενης αγωγής

Στο Σχήμα 2.17 παρουσιάζονται οι βασικές κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης σε κατάσταση λειτουργίας διακοπτόμενης αγωγής.

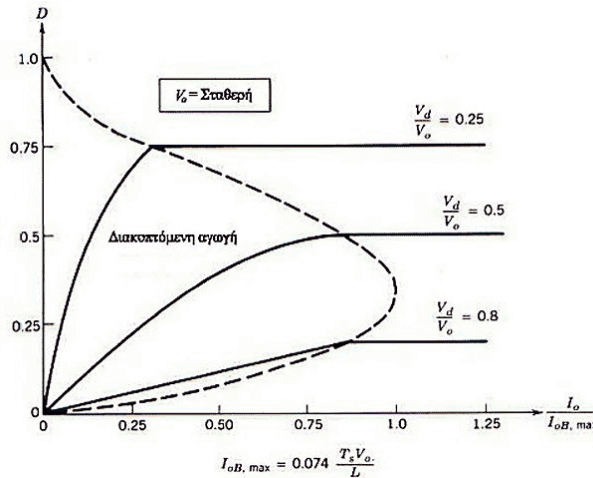


Σχήμα 2.17: Κυματομορφές τάσης  $v_L$  και του ρεύματος  $i_L$  που διαρρέει το πηνίο.

Στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου κατά την διάρκεια ενός διακοπτικού κύκλου ισούται με μηδέν, δηλαδή:

$$V_d D T_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

$$\text{ή} \quad \frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (2.28)$$



Σχήμα 2.18: Χαρακτηριστική του μετατροπέα ανύψωσης θεωρώντας την  $V_o$  σταθερή για συνεχή και διακοπτόμενη αγωγή.

Ακόμα, θεωρώντας ότι η ισχύς εισόδου  $P_d$  είναι ίση με την ισχύ εξόδου  $P_o$  προκύπτει ότι:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (2.29)$$

Το ρεύμα του πηνίου ισούται με το ρεύμα εισόδου, συνεπώς το ίδιο ισχύει και για τις μέσες τιμές τους. Από το Σχήμα 2.17 προκύπτει ότι:

$$I_d = I_L = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (2.30)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (2.29) και (2.30) προκύπτει ότι

$$I_o = \frac{T_s V_d}{2L} D \Delta_1 \quad (2.31)$$

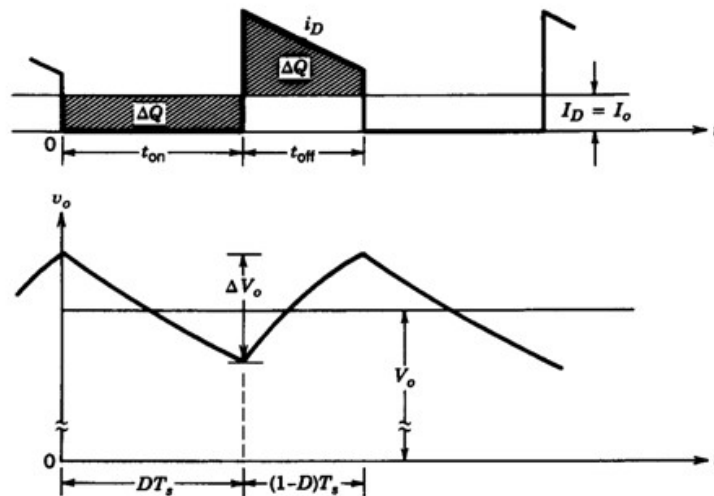
Στις περισσότερες εφαρμογές του μετατροπέα ανύψωσης η τάση εξόδου  $V_o$  διατηρείται σταθερή μεταβάλλοντας το  $D$  για να αντισταθμιστούν οι μεταβολές στην τάση εισόδου  $V_d$ . Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (2.25), (2.28) και (2.31) ο λόγος χρησιμοποίησης  $D$  υπολογίζεται ως συνάρτηση του λόγου  $I_o/I_{oB,max}$ .

$$D = \left[ \frac{4}{27} \frac{V_o}{V_d} \left( \frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB,max}} \right]^{1/2} \quad (2.32)$$

Στο Σχήμα 2.18 το  $D$  έχει σχεδιαστεί ως συνάρτηση του  $I_o/I_{oB,max}$  για διαφορετικές τιμές του λόγου  $V_d/V_o$  για κατάσταση λειτουργίας συνεχούς και διακοπτόμενης αγωγής. Το όριο μεταξύ των δύο καταστάσεων λειτουργίας ορίζεται από την διακεκομμένη γραμμή.

Η κυμάτωση που θα προκύψει στην έξοδο μπορεί να υπολογιστεί και να αντιμετωπιστεί με έναν πυκνωτή. Η σχέση που μας δίνουν τη κυμάτωση:

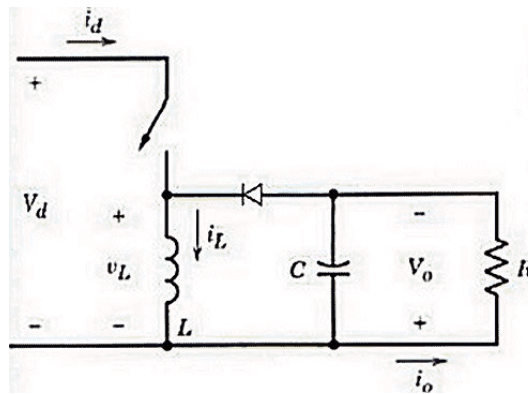
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{IDTs}{C} \rightarrow \frac{V_o DTs}{R C} \rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DTs}{RC} = D \frac{T_s}{RC} \quad (2.33)$$



Σχήμα 2.19 Κυμάτωση  $\Delta V_o$  στην έξοδο του μετατροπέα ανύψωσης

### 2.4.3 Μικτός μετατροπέας ΣΡ-ΣΡ

Ο μικτός μετατροπέας (buck – boost) χρησιμοποιείται όταν η επιθυμητή έξοδος θέλουμε να έχει αρνητική πολικότητα σε σχέση με τον κοινό ακροδέκτη της εισόδου εξόδου του μετατροπέα μας. Η υλοποίηση του είναι γίνεται με τη σύνδεση σε σειρά ενός μετατροπέα υποβιβασμού με έναν μετατροπέα ανύψωσης τάσης. Στη μόνιμη κατάσταση ο λόγος μετατροπής είναι το γινόμενο των λόγων μετατροπής των δυο μετατροπέων που περιέχονται στο κύκλωμα, για δεδομένο τον ίδιο λόγο  $D$  των διακοπών. Όταν το τρανζίστορ άγει, η είσοδος δίνει ενέργεια στην αυτεπαγωγή του πηνίου και η διάοδος είναι ανάστροφα πολωμένη. Κατά το άνοιγμα η αποθηκευμένη ενέργεια της αυτεπαγωγής μεταφέρετε στη βαθμίδα εξόδου, και συνεπώς υπάρχει ένα διάστημα κατά το οποίο η είσοδος δεν παρέχει ισχύ στον μετατροπέα και βασίζετε μόνο στην αποθηκευμένη. Η τάση εξόδου αυτού του μετατροπέα μπορεί να είναι είτε μεγαλύτερη είτε μικρότερη από την τάση εισόδου και ταυτόχρονα αντίθετης πολικότητας απ' αυτήν. Ο πυκνωτής εξόδου όσο μεγαλύτερος είναι τόσο πιο σταθερή τιμή στην έξοδο του μετατροπέα θα έχουμε ([13]). Η κυριότερη εφαρμογή του μετατροπέα είναι σε ρυθμιζόμενα τροφοδοτικά συνεχούς ρεύματος.



Σχήμα 2.20 Τοπολογία του μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης.

#### Λειτουργία συνεχούς αγωγής

Το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου κατά την διάρκεια ενός διακοπτικού κύκλου ισούται με μηδέν.

$$V_d D T_s + (-V_o)(1 - D) T_s = 0$$

ή

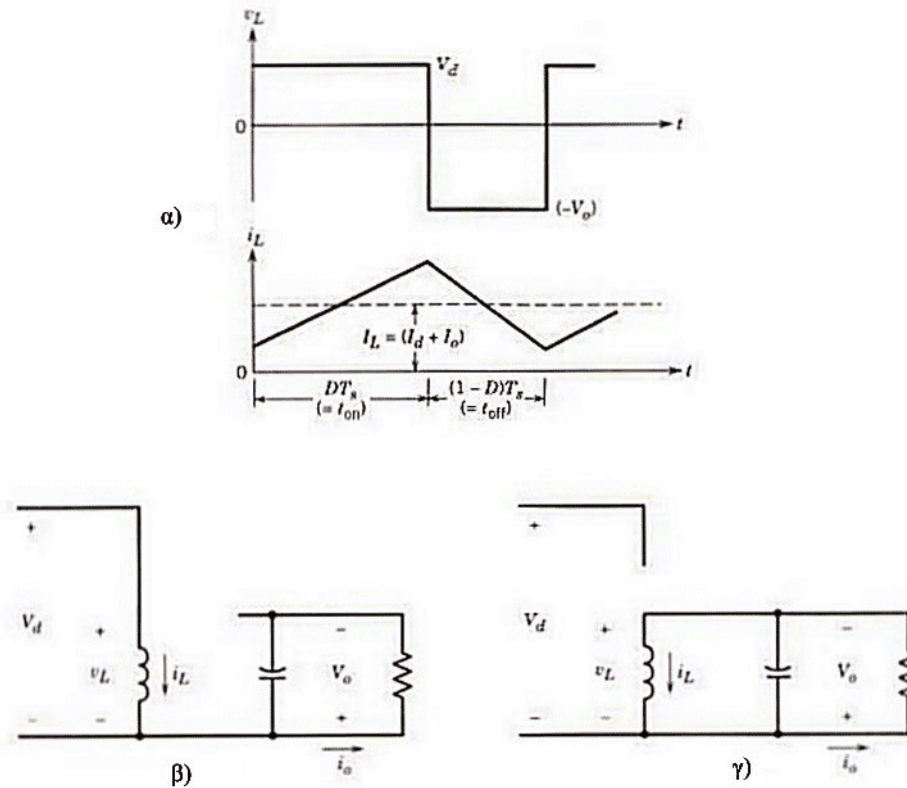
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.34)$$

Από την ισότητα των ισχύων εισόδου-εξόδου προκύπτει

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (2.35)$$

Από την εξίσωση (2.34) εύκολα συμπεραίνουμε ότι όταν  $D < 0.5$ , η τάση εξόδου  $V_o$  είναι μικρότερη της τάσης εισόδου  $V_d$ , ενώ όταν  $D > 0.5$  συμβαίνει τ' αντίθετο.

Οι βασικές κυματομορφές και τα ισοδύναμα κυκλώματα του μετατροπέα για λειτουργία συνεχούς αγωγής παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.21.



Σχήμα 2.21

- α) Κυματομορφές μικτού μετατροπέα σε κατάσταση λειτουργίας συνεχούς αγωγής.
- β) Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα με ημιαγωγικό διακόπτη σε κατάσταση αγωγής.
- γ) Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα με ημιαγωγικό διακόπτη σε κατάσταση αποκοπής.

**Όριο συνεχούς-διακοπτόμενης αγωγής**

Στο όριο συνεχούς-διακοπτόμενης αγωγής, το ρεύμα στο πηνίο μηδενίζεται για μια χρονική στιγμή στο τέλος του διακοπτικού κύκλου. Οι κυματομορφές αυτής της λειτουργίας του μετατροπέα φαίνονται στο Σχήμα 2.22. Απ’ αυτό το Σχήμα προκύπτει ότι:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{T_s V_d}{2L} D \tag{2.36}$$

Και

$$I_o = I_L - I_d \tag{2.37}$$

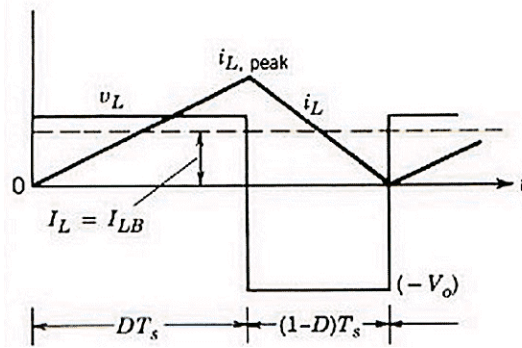
Οι οριακές μέσες τιμές των ρευμάτων του πηνίου και του φορτίου υπολογίζονται σύμφωνα με τις εξισώσεις (2.19)-(2.37)

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \tag{2.38}$$

Και

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D)^2 \tag{2.39}$$





Σχήμα 2.22 Ρεύμα και τάση του πηνίου στο όριο συνεχούς-διακοπτόμενης αγωγής.

Τα δύο παραπάνω ρεύματα μεγιστοποιούνται για  $D = 0$  (θεωρώντας την τάση  $V_o$  σταθερή) με μέγιστες τιμές:

$$I_{LB, \max} = I_{oB, \max} = \frac{T_s V_o}{2L} \tag{2.40}$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.40), οι εξισώσεις (2.38) και (2.39) γράφονται ως εξής:

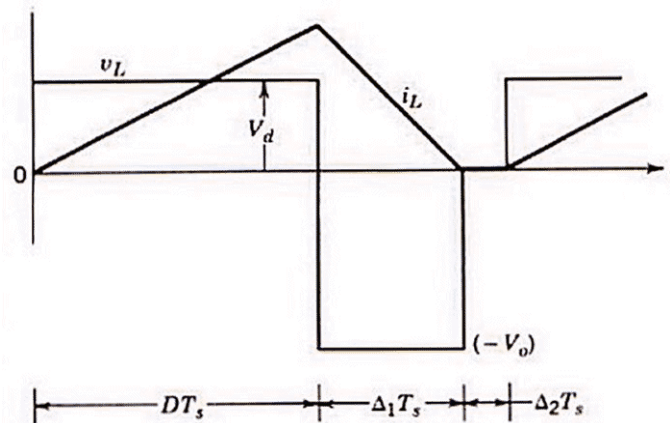
$$I_{LB} = I_{LB, \max} (1 - D) \tag{2.41}$$

$$I_{oB} = I_{oB, \max} (1 - D)^2 \tag{2.42}$$

Όταν το ρεύμα του φορτίου γίνει μικρότερο από την τιμή  $I_{oB}$ , τότε το ρεύμα στο πηνίο γίνεται διακοπτόμενο.

### Λειτουργία διακοπτόμενης αγωγής

Οι βασικές κυματομορφές του μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης σε κατάσταση λειτουργίας διακοπτόμενης αγωγής παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.23.



Σχήμα 2.23 Κυματομορφές τάσης  $v_L$  και του ρεύματος  $i_L$  που διαρρέει το πηνίο.

Εξισώνοντας την μέση τιμή της τάσης του πηνίου κατά τη διάρκεια ενός διακοπτικού κύκλου με το μηδέν προκύπτει:

$$V_d D T_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

ή

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (2.43)$$

ενώ από την ισότητα των ισχύων ( $P_d = P_o$ ) προκύπτει:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (2.44)$$

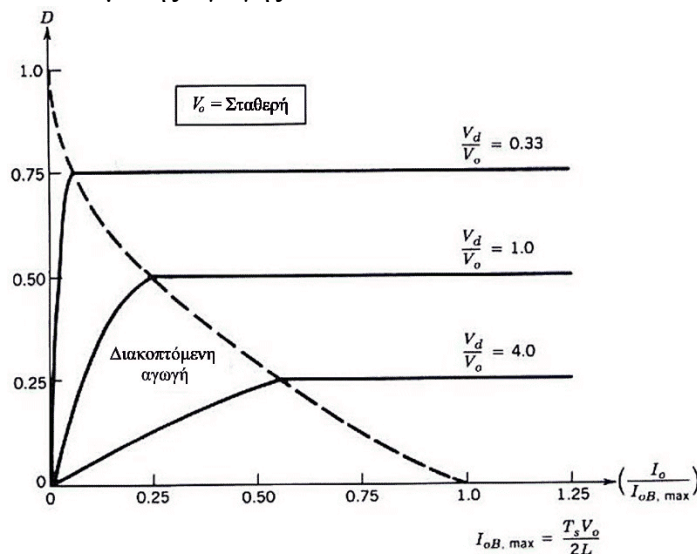
Συμφώνα με το Σχήμα 2.23 προκύπτει:

$$I_L = \frac{V_d}{2L} D T_s (D + \Delta_1) \quad (2.45)$$

Στις περισσότερες εφαρμογές του μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης η τάση εξόδου είναι σταθερή. Κρίνεται επομένως σκόπιμο ο υπολογισμός του λόγου χρησιμοποίησης  $D$  ο οποίος θα οδηγήσει σε σταθερή  $V_o$  ανεξαρτήτως των μεταβολών της τάσης εισόδου  $V_d$  (στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας). Χρησιμοποιώντας τις προηγούμενες εξισώσεις βρίσκεται ότι:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,max}}} \quad (2.46)$$

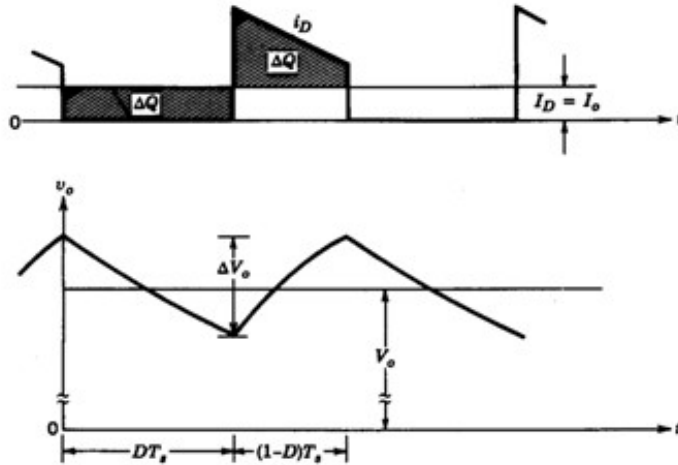
Γραφική παράσταση του  $D$  ως συνάρτηση του λόγου  $I_o/I_{oB,max}$  για διάφορες τιμές του λόγου  $V_d/V_o$  παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.24. Η διακεκομμένη καμπύλη χωρίζει την περιοχή συνεχούς αγωγής από την περιοχή διακοπτόμενης αγωγής



Σχήμα 2.24 Χαρακτηριστική μικτού μετατροπέα θεωρώντας την  $V_o$  σταθερή για συνεχή και διακοπτόμενη αγωγή.

Ομοίως, η κυμάτωση στην έξοδο είναι:

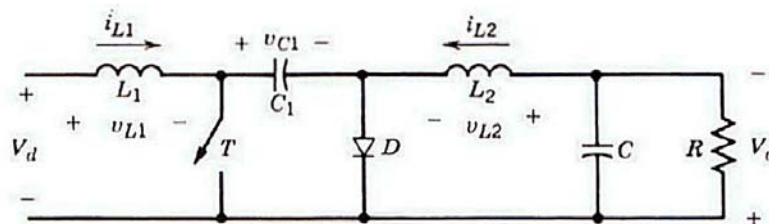
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{IDTs}{C} = \frac{V_o DTs}{R C} = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DTs}{RC} = D \frac{T_s}{RC} \quad (2.47)$$



Σχήμα 2.25 Κυμάτωση  $\Delta V_o$  στην έξοδο του μικτού μετατροπέα

#### 2.4.4 Μετατροπέας του Cuk

Το όνομα αυτού του μετατροπέα προέρχεται από τον εφευρέτη του. Ο μετατροπέας αυτός παρέχει μια σταθεροποιημένη τάση εξόδου αρνητικής πολικότητας σε σχέση με τον κοινό ακροδέκτη της εισόδου, η οποία μπορεί να είναι χαμηλότερη ή υψηλότερη από την τάση εισόδου. Ο πυκνωτής αναλαμβάνει την αποθήκευση και μεταφορά της ενέργειας από την είσοδο στην έξοδο με λειτουργία σαν μία ενδιάμεση αποθήκη ενέργειας μεταξύ δυο κυκλωμάτων τελείως ανεξάρτητων. Κατά τη μη αγωγή του τρανζίστορ τα ρεύματα των πηνίων ρέουν με κατεύθυνση προς την ορθά πολωμένη δίοδο. Ο πυκνωτής φορτίζεται από την είσοδο και από την αυτεπαγωγή του δεύτερου πηνίου στην έξοδο. Το ρεύμα εισόδου μειώνεται διότι η τάση στα άκρα του πυκνωτή αυτού είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου και η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στο πηνίο εξόδου ρέει προς την έξοδο με αποτέλεσμα το ρεύμα εξόδου να μειώνεται. Όταν το τρανζίστορ άγει, η τάση του πυκνωτή πολώνει ανάστροφα την δίοδο. Τα ρεύματα των αυτεπαγωγών ρέουν μέσω του διακόπτη και επειδή η τάση του πυκνωτή είναι μεγαλύτερη από την έξοδο, ο πυκνωτής εκφορτίζεται μεταφέροντας ενέργεια στην έξοδο με αύξηση του ρεύματος του πηνίου εξόδου και ταυτόχρονα με παροχή ενέργειας από την πηγή και αύξηση του ρεύματος του πηνίου εισόδου ([13]).

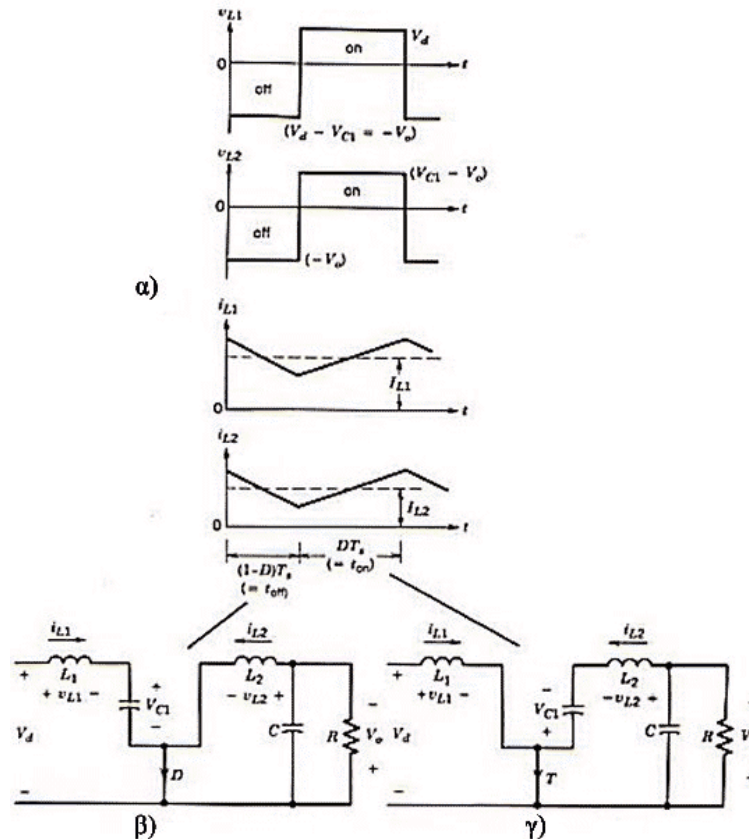


Σχήμα 2.26: Τοπολογία του μετατροπέα τύπου Cuk.

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, οι τάσεις των πηνίων  $v_{L1}$  και  $v_{L2}$  είναι ίσες με μηδέν. Επομένως, ισχύει η σχέση 2.48 για τις μέσες τιμές τάσεις του πυκνωτή  $C_1$  της διόδου  $D$  αλλά και της τάσης εξόδου

$$V_{C1} = V_d + V_o \quad (2.48)$$

δηλαδή, η τάση  $V_{C1}$  είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου  $V_d$  αλλά και από την  $V_o$ . Οι βασικές κυματομορφές όπως επίσης και τα ισοδύναμα κυκλώματα λειτουργίας του μετατροπέα τύπου Cuk παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.27.



Σχήμα 2.27:

- α) Κυματομορφές μικτού μετατροπέα σε κατάσταση λειτουργίας συνεχούς αγωγής.
- β) Ισοδύναμο κύκλωμα σε κατάσταση αγωγής ημιαγωγού.
- γ) Ισοδύναμο κύκλωμα σε κατάσταση αποκοπής ημιαγωγού

Όταν ο διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής (βλέπε Σχήμα 2.27β), τα ρεύματα  $i_{L1}$  και  $i_{L2}$  ρέουν μέσω της διόδου. Ο πυκνωτής  $C_1$  φορτίζεται μέσω της διόδου με ενέργεια από την είσοδο αλλά και από το πηνίο  $L_1$ . Το ρεύμα  $i_{L1}$  μειώνεται επειδή η τάση  $V_{C1}$  είναι μεγαλύτερη από την  $V_d$ . Επίσης, η ενέργεια του πηνίου  $L_2$  μεταφέρεται στο φορτίο και συνεπώς  $i_{L2}$  μειώνεται. Όταν ο διακόπτης έρθει σε κατάσταση αποκοπής (βλέπε Σχήμα 2.27γ), η διόδος πολώνεται ανάστροφα από την τάση  $V_{C1}$ . Επειδή  $V_{C1} > V_o$  ο πυκνωτής  $C_1$  εκφορτίζεται μέσω του διακόπτη μεταφέροντας ενέργεια στην έξοδο και στο πηνίο  $L_2$ . Συνεπώς, το ρεύμα  $i_{L2}$  αυξάνεται με ταυτόχρονη αύξηση του ρεύματος  $i_{L1}$  επειδή η είσοδος τροφοδοτεί με ενέργεια το πηνίο  $L_1$ . Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας οι μέσες τιμές των τάσεων στα άκρα των πηνίων  $L_1$  και  $L_2$  είναι μηδέν.

Για το πηνίο  $L_1$  ισχύει:

$$V_d D T_s + (V_d - V_{C1})(1 - D) T_s$$

ή

$$V_{C1} = \frac{1}{1 - D} V_d \quad (2.49)$$

Για το πηνίο  $L_2$  ισχύει:

$$(V_{C1} - V_o) D T_s + (-V_o)(1 - D) T_s$$

ή

$$V_{C1} = \frac{1}{D} V_o \quad (2.50)$$

Από τις εξισώσεις (2.49) και (2.50) προκύπτει

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D}$$

Και από ( $P_o = P_d$ )

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (2.51)$$

όπου

$$I_{L1} = I_d$$

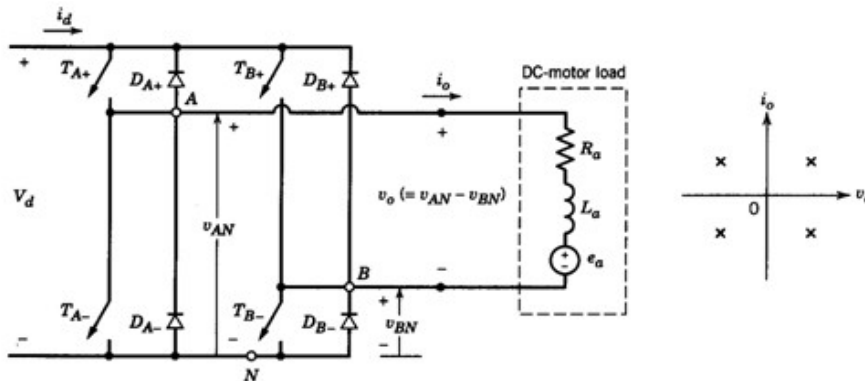
$$I_{L2} = I_o$$

Το πλεονέκτημα του μετατροπέα του Cuk σε σχέση με τον μικτό μετατροπέα εντοπίζεται τόσο στο ρεύμα εισόδου όσο και στο ρεύμα εξόδου τα οποία εμφανίζουν μικρή κυμάτωση λόγω των πηνίων  $L_1$  και  $L_2$ . Μειονέκτημα του μετατροπέα είναι η απαίτηση για πυκνωτή  $C_1$  κατάλληλων χαρακτηριστικών έτσι ώστε να διαρρέεται από ρεύμα σημαντικής κυμάτωσης χωρίς προβλήματα στη λειτουργία του.

### 2.4.5 Μετατροπέας πλήρους γέφυρας

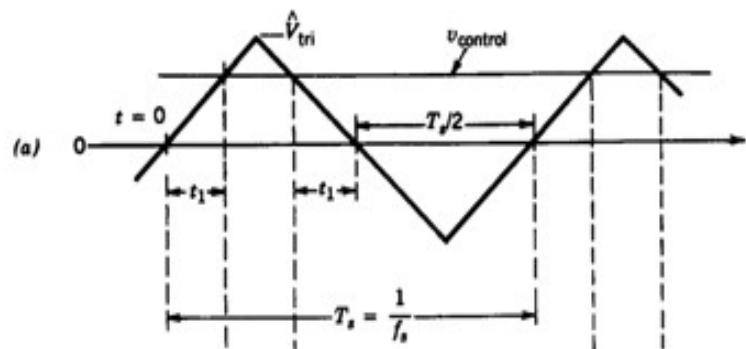
Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας είναι μια σύνθετη τοπολογία (Σχήμα 2.28) σε σχέση με τις προηγούμενες τοπολογίες, στην οποία εφαρμόζεται διαφορετικός τρόπος ελέγχου ανάλογα του τρόπου λειτουργίας του. Οι κύριες εφαρμογές του είναι τρεις:

- Έλεγχος κινητήριων συστημάτων συνεχούς ρεύματος
- Συστήματα αδιάλειπτου λειτουργίας (UPS)
- Μετατροπή συνεχούς σε εναλλασσόμενου με υψηλή ενδιάμεση συχνότητα



Σχήμα 2.28 Κυκλωματικό διάγραμμα πλήρους γέφυρας

Ο μετατροπέας αυτός μπορεί να λειτουργήσει και στα τέσσερα τεταρτημόρια τάσης ρεύματος, να τροφοδοτήσει κινητήρα, να αντιστρέψει τη φορά περιστροφής του και να μεταβάλει την ταχύτητα του με κατάλληλη εντολή μέσω της διαμόρφωσης πλάτους της  $V_o$ . Το κύκλωμα του μετατροπέα αποτελείται από δύο (2) κλάδους, οι οποίοι περιέχουν δυο διακόπτες με διόδους συνδεδεμένες αντιπαράλληλα αυτών. Η μεταγωγή των διακοπών αυτών είναι τέτοια ώστε να μην είναι ποτέ ταυτόχρονα ανοικτοί. Η τάση εξόδου καθορίζεται από την κατάσταση των διακοπών, τον χρόνο για τον οποίο άγουν ή δεν άγουν σε μία περίοδο ( $t_{on}/t_{off}$  σε ένα  $T_s$ ). Ο έλεγχος που γίνεται στους διακόπτες (τρανζίστορ) δεν είναι πλέον σε σύγκριση με μια πριονωτή κυματομορφή (Σχήμα 2.29) αλλά με μια τριγωνική με την εκμετάλλευση της για διπολική ή μονοπολική τάση εξόδου ([13]).



Σχήμα 2.29 Η τριγωνική κυματομορφή έλεγχου

Η μελέτη της αγωγής σε αυτό το σύστημα είναι εκτός των σκοπών της παρούσα διπλωματικής. Σημαντική όμως είναι η αναφορά στην τάση εξόδου για την παρουσίαση των δυνατοτήτων του μετατροπέα όπως θα δούμε στις επόμενες ενότητες.

### Διπολική τάση εξόδου

Για τη διαμόρφωση της διπολικής τάσης εξόδου, τα δυο (2) σκέλη αντιμετωπίζονται ως δυο (2) ζεύγη διακοπών. Οι διακόπτες σε κάθε σκέλος ανοίγουν και κλείνουν ταυτόχρονα. Ένα από τα δυο ζεύγη διακοπών πρέπει να είναι πάντοτε κλειστό. Με μια αυθαίρετη επιλογή της αρχής χρόνου έχουμε:

$$V_{tri}(t) = V_{tri} \frac{t}{T_s/4} \quad (2.52)$$

Όπου  $t = t_1$   $V_{tri} = V_{control}$

Οπότε

$$t_1 = \frac{V_{control} T_s}{V_{tri} 4} \quad (2.53)$$

$t_{on}$  για (TA+, TB-)

$$t_{on} = 2t_1 + \frac{1}{2}T_s = \frac{V_{control} T_s}{V_{tri} 2} + \frac{1}{2}T_s \quad (2.54)$$

Με βαθμό χρησιμοποίησης  $D_1$ :

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{control}}{V_{tri}} + 1 \right) \quad (2.55)$$

και για (TA-, TB+)

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (2.56)$$

Όπου πλέον μπορούμε να υπολογίσουμε και τις τάσεις  $V_{an}$  και  $V_{bn}$  ως:

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 V_d - D_2 V_d = (2D_1 - 1)V_d$$

ή

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d \quad (2.57)$$

έχοντας

$$0 \leq D_1 \leq 1$$

και

$$-V_d \leq V_o \leq +V_d$$

### Μονοπολική τάση εξόδου

Ανεξαρτήτως της φοράς του ρεύματος, αν είναι ταυτόχρονα κλειστοί οι διακόπτες TA+ και TB+ η τάση  $V_o=0$ . Ομοίως, αν TA- και TB- είναι κλειστοί η τάση  $V_o=0$ . Με βάση την κυματομορφή του Σχήματος 2.29 στο Σχήμα 2.28 προκύπτει:

$$TA+, TB - \text{ ον εάν } -V_{control} < V_{tri} < V_{control}$$

$$TA-, TB - \text{ ον εάν } V_{tri} > V_{control}$$

$$TA+, TB + \text{ ον εάν } V_{tri} < -V_{control}$$

Ο βαθμός χρησιμοποίησης D του διακόπτη TA+ δίνεται ως:

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{control}}{V_{tri}} + 1 \right) \quad (2.58)$$

Και ο βαθμός χρησιμοποίησης D του διακόπτη TB+ δίνεται ως:

$$D_2 = 1 - D_1$$

ενώ η τάση εξόδου  $V_o$  δίνεται από την παρακάτω σχέση:

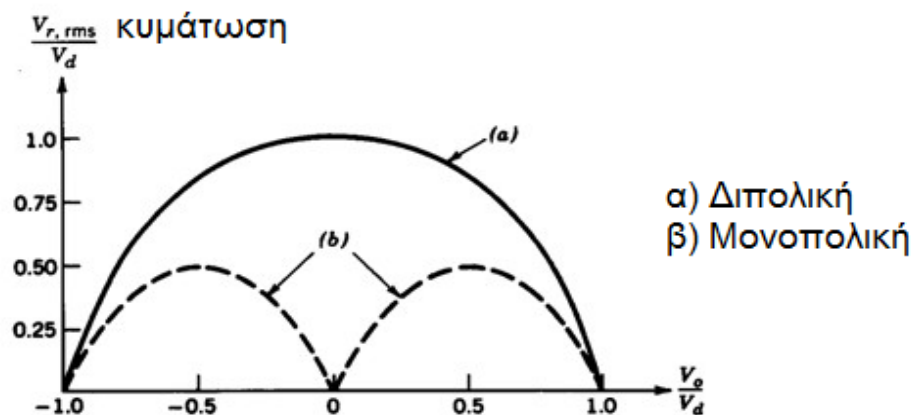
$$V_o = (2D_1 - 1)V_d \quad (2.59)$$

Όπου

$$0.5 \leq D_1 \leq 1$$

$$0 \leq V_o \leq +V_d$$

Δεδομένου ότι οι συχνότητες μετάβασης των διακοπών είναι ίδιες η μετάβαση με μονοπολική τάση δίνει μια καλύτερη κυματομορφή στην έξοδο και σε γρηγορότερη απόκριση συχνότητας λόγω του διπλασιασμού της ενεργού συχνότητας μετάβασης (Σχήμα 2.30) με παράλληλη μείωση της κυμάτωσης. Το μειονέκτημα είναι η πολυπλοκότητα του συστήματος ελέγχου.



Σχήμα 2.30 Κυμάτωση μονοπολικής και διπολικής τάσης εξόδου

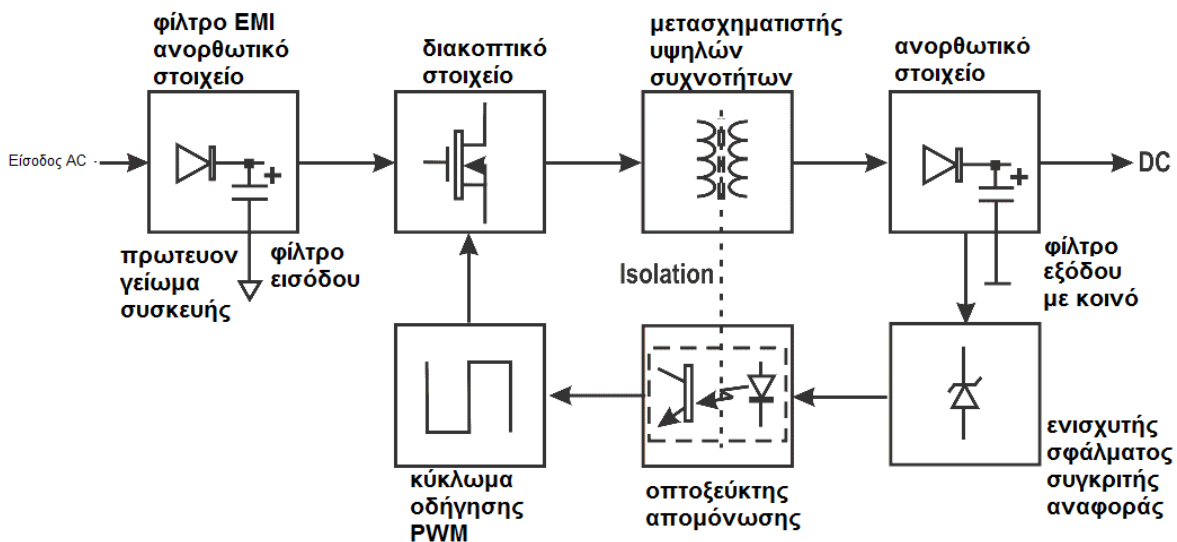


## 2.5 Βασικά τμήματα τροφοδοτικής διάταξης

Οι τροφοδοτικές διατάξεις διαφέρουν στις τοπολογίες του μετατροπέα που περιέχουν, ώστε να επιτυγχάνουν το επιθυμητό αποτέλεσμα τροφοδοσίας. Η βασική μορφή ενός τροφοδοτικού συνεχούς που μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή μπορεί να χωριστεί σε διακριτά τμήματα. Τα τροφοδοτικά αυτά χαρακτηρίζονται off - line δηλαδή η απομόνωση εισόδου και εξόδου επιτυγχάνεται με τον μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων στον οποίο η είσοδος του είναι συνδεδεμένη με την πηγή του τροφοδοτικού. Στις επόμενες ενότητες θα τμηματοποιηθούν και θα αναλύθουν τα δομικά τμήματα ενός τροφοδοτικού.

### 2.5.1 Βασική μορφή τροφοδοτικής διάταξης AC-DC

Η τροφοδοτική διάταξη (τροφοδοτικό) συνδέεται στο δίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος. Η τάση δικτύου ανορθώνεται με πλήρη ανόρθωση με το σχετικό φίλτρο πυκνωτή και οδηγείται στον μετατροπέα, ο οποίος μεταβάλλει την ανορθωμένη τάση στα χαρακτηριστικά τροφοδοσίας που απαιτεί το σύστημα που τροφοδοτεί και την σταθεροποιεί ([14]). Ένα τυπικό χονδρικό διάγραμμα τροφοδοτικής διάταξης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.31.



Σχήμα 2.31 Χονδρικό διάγραμμα τροφοδοτικής διάταξης

### Επεξήγηση τμημάτων

Το απλοποιημένο χονδρικό διάγραμμα του Σχήματος 2.28 είναι τα δομικά τμήματα ενός παλμοτροφοδοτικού για την μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή. Από αριστερά προς τα δεξιά, μπορούμε να δούμε την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου να συνδέεται στο τροφοδοτικό και φιλτράρεται από ένα φίλτρο ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης (EMI). Η διαδικασία αυτή είναι απαραίτητη όπως θα αναλύσουμε στη ενότητα 2.6.1. Σε συνέχεια του φίλτρου, υπάρχει η ανορθωτική διάταξη η οποία ανορθώνει την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή με την τοπολογία πλήρους γέφυρας και φίλτρου πυκνωτή. Η ανορθωμένη τάση οδηγείται στο ημιαγωγίμο στοιχείο και σε συνέχεια στον μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων. Η σειρά αυτή μπορεί να είναι και ανάποδη ανάλογα με τον τύπο του ημιαγωγού. Το ημιαγωγίμο στοιχείο μετατρέπει την συνεχή υψηλή τάση σε παλμούς συνεχούς με το άνοιγμα και το κλείσιμο του, και ο μετασχηματιστής μετατρέπει τους

παλμούς σε διαφορετική τάση από την εισερχόμενη. Η έξοδος του μετασχηματιστή ανορθώνεται και φιλτράρεται ώστε να λάβουμε την επιθυμητή σταθεροποιημένη συνεχή τάση στην έξοδο του τροφοδοτικού. Εάν παρεκκλίνει από την επιθυμητή τιμή εξόδου ο βρόχος ανάδρασης μέσω του συστήματος παλμών που αναλύεται στη ενότητα 2.3 αλλάζει την διακοπτική συχνότητα έως ότου η έξοδος επανέλθει στην τιμή που έχουμε ορίσει. Η ταχύτητα της μεταβολής στις αλλαγές ονομάζεται απόκριση και όσο μικρότερη είναι τόσο ποιοτικότερη τροφοδοσία παρέχεται στο σύστημα.

## 2.6 Ανάλυση τμημάτων τροφοδοτικού

### 2.6.1 Ηλεκτρομαγνητικής παρενόχληση (EMI)

Η λειτουργία των μετατροπέων πολλές φορές οδηγεί στην εμφάνιση διαταραχών στην AC γραμμή τροφοδοσίας τους εισάγοντας αρμονικές συνιστώσες ([15]). Η εμφάνιση αρμονικών στην συνιστώσων στο σύστημα της AC ηλεκτρικής παροχής προκαλεί τα παρακάτω προβλήματα:

- Θέρμανση στοιχείων χωρίς εμφανή αιτία
- Πιθανές υπερτάσεις από τυχαίους συντονισμούς
- Σφάλματα σε μετρήσεις από όργανα γραμμής
- Παρεμβολές στη λειτουργία των ηλεκτρονόμων
- Παρεμβολές στα σήματα επικοινωνιών
- Παρεμβολές σε σήματα ελέγχου
- Μεταβολή του συντελεστή ισχύος

Οι δημιουργούμενες αρμονικές, έχουν μετρηθεί και αναλυθεί από διεθνείς οργανισμούς και υπάγονται σε ένα σύνολο κανόνων και ορίων τα οποία θα πρέπει μια συσκευή να ικανοποιεί ώστε να μην δημιουργεί πρόβλημα στην ποιότητα ισχύος του δικτύου. Το σύστημα VDE 0160 για μετατροπείς ισχύος μας παραθέτει τα όρια που πρέπει να είναι η αρμονικές που θα δημιουργεί η συσκευή στο δίκτυο και η IEEE – 519 προτείνει διάφορες πρακτικές για τον περιορισμό των αρμονικών σε ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος. Η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εισόδου και της AC τάσης τροφοδοσίας είναι δυο δείκτες της επίδρασης που έχουν οι αρμονικές που παράγουν οι μετατροπείς ισχύος κατά την λειτουργία τους. Τα μεγέθη αυτά δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} V_n^2}}{V_1}$$

όπου

$V_1$ : Η θεμελιώδη συνιστώσα της AC τάσης τροφοδοσίας

$V_n$ : η n-οστή αρμονική της τάσης τροφοδοσίας

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} I_n^2}}{I_1}$$

όπου

$I_1$ : Η θεμελιώδη συνιστώσα του ρεύματος εισόδου

$I_n$ : η n-οστή αρμονική του ρεύματος εισόδου

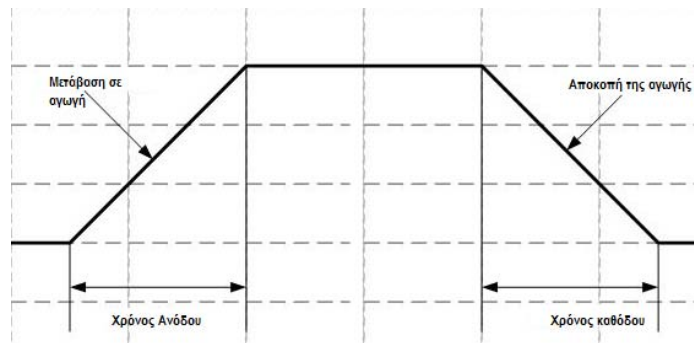
## Είδη Ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης (EMI)

Η αλληλεπίδραση με τις λοιπές συσκευές του δικτύου προκύπτει όταν έχουμε παραγωγή ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης από μια συσκευή και λήψη της ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης από μια άλλη συσκευή, συνδεδεμένη στο ίδιο δίκτυο σε κοντινή απόσταση. Οι ταχείες μεταβολές τάσεων και ρευμάτων σε έναν μετατροπέα είναι πηγή ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης, η οποία διαχέεται είτε μέσω των αγωγών, είτε μέσω ακτινοβολίας. Η ακτινοβολία μπορεί να αντιμετωπιστεί με την χρήση μεταλλικών κιβωτίων τα οποία απορροφούν και μειώνουν τη συνιστώσα της ακτινοβολίας.

Η παρενόχληση μέσω των αγωγών διακρίνεται σε δύο (2) είδη:

- Ο διαφορικός θόρυβος ο οποίος εμφανίζεται μεταξύ των γραμμών τροφοδοσίας
- Ο θόρυβος κοινήςφοράς μεταξύ των γραμμών και της γης.

Τα δυο αυτά είδη θορύβου εμφανίζονται στις γραμμές εισόδου και στις γραμμές εξόδου. Η ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση οφείλεται στις διακοπτικές κυματομορφές τάσεως και ρεύματος καθώς και στους μικρούς χρόνους ανόδου και καθόδου ρευμάτων και τάσεων. Το άνοιγμα και το κλείσιμο των διακοπών στο πραγματικό περιβάλλον δεν οδηγεί σε ορθογωνικές κυματομορφές τάσεως και ρεύματος, αλλά σε κυματομορφές με σχήμα τραπεζίου, δημιουργώντας έτσι χρόνους ανόδου/καθόδου (rise/fall times Σχήμα 2.32) της τάξης των ns στα διαστήματα. Αυτές οι ράμπες που δημιουργούνται περιέχουν σημαντική ισχύ αρμονικών η οποία είναι στο φάσμα των ραδιοφωνικών συχνοτήτων (RF), πολύ υψηλότερα από την διακοπτική συχνότητα. Ο διαφορικός θόρυβος μεταφέρεται από τις γραμμές του δικτύου και από την πλευρά της συνεχούς τάσης προς το φορτίο. Η πιο ορατή μορφή αυτού του φαινομένου είναι η μαγνητική σύζευξη, δηλαδή το κλείσιμο ενός διακόπτη και η ζεύξη επαγωγικού φορτίου. Ο θόρυβος κοινήςφοράς προκύπτει από τις παρασιτικές χωρητικότητες που δημιουργούνται ή τα παρασιτικά μαγνητικά πεδία της συσκευής σε σχέση με την Γή.

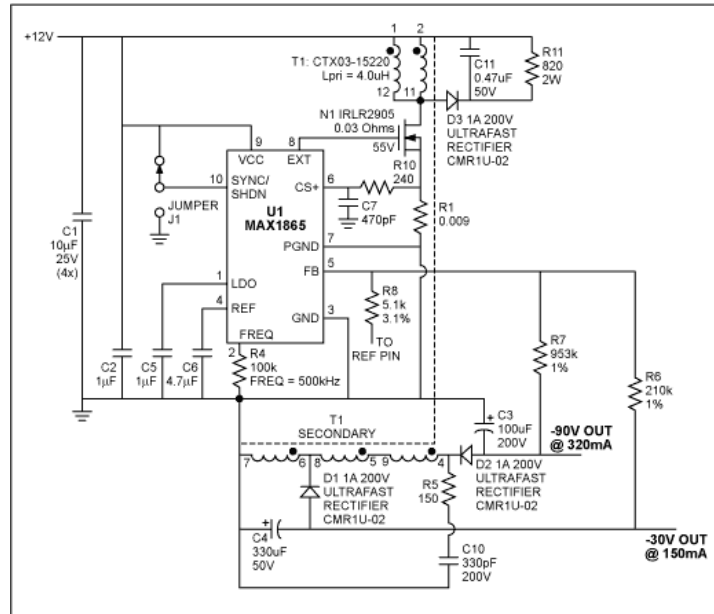


Σχήμα 2.32 Χρόνοι ανόδου/καθόδου κατά τη μεταβολή αγωγής ημιαγωγού

## Ελάττωση ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης

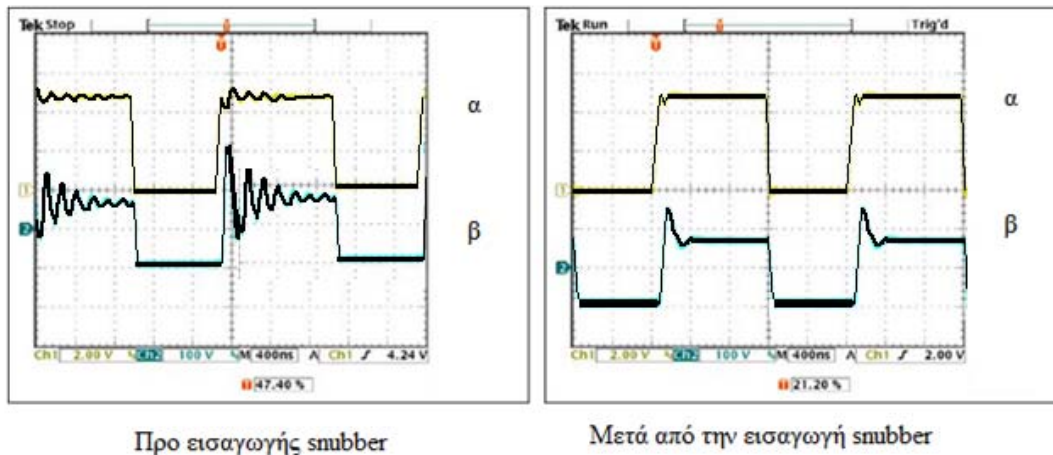
Ο βέλτιστος τρόπος καταπολέμησης της ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης είναι η αποφυγή της δημιουργίας της. Οι σχεδιαστές μετατροπέων οφείλουν να βρουν τους τρόπους εκείνους όπου θα ελαχιστοποιούν την παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση στον μετατροπέα. Οι ράμπες των χρόνων ανόδου και καθόδου μπορούν να ελαχιστοποιηθούν χρησιμοποιώντας τρανζίστορ ταχύτερης απόκρισης. Μια κοινή τοπολογία που χρησιμοποιείται για την καταστολή της ήδη υπάρχουσας ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης είναι η εισαγωγή ενός κυκλώματος snubber, το οποίο μειώνει τις διακυμάνσεις τάσης και ρεύματος, και πρέπει να συνδέεται απευθείας στο στοιχείο με όσο το δυνατόν μικρότερους αγωγούς σύνδεσης. Στο παράδειγμα του Σχήματος 2.33

έχει χρησιμοποιηθεί ένας μετατροπέας τύπου flyback ([20]) ο οποίος μετατρέπει 12 Volt τάση DC σε -30 Volt DC. Στην diόδο D2 είναι το σημείο όπου εισάγουμε το snubber και λαμβάνουμε τις κυματομορφές που δίνονται παρακάτω για προ της εφαρμογής και μετά. Είναι εμφανής η βελτίωση που επιτυγχάνεται.



Σχήμα 2.33 Παράδειγμα μετατροπέα τύπου flyback

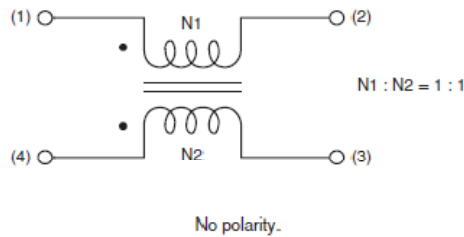
Στο Σχήμα 2.34 Η κυματομορφή (α) είναι η τάση στο pin 8 (external) του Σχήματος 2.33 ή αλλιώς η διακοπτική συχνότητα, και είναι αυτή που μεταβάλλει την κατάσταση του ημιαγωγού. Η κυματομορφή (β) είναι η τάση στην κάθοδο της diόδου D2. Οι κυματομορφές είναι αριστερά προ της εισαγωγής του snubber και δεξιά μετά την εισαγωγή του snubber. Λόγω της ομαλοποίησης και του περιορισμού των διαταραχών όπως είναι εμφανές στα δύο αυτά σημεία μπορούμε να συμπεράνουμε την θετική του συμβολή. Πολύ σημαντικό επίσης είναι και η σωστή επιλογή των αγωγών που θα μεταφέρουν την ισχύ, όπως και η ελάττωση των εκτεθειμένων αγωγών ή μεταλλικών επιφανειών στο ελάχιστο ώστε να μειώνονται επιπλέον τα παρασιτικά φαινόμενα και οι χωρητικότητες ως προς γη ([15]).



Σχήμα 2.34 Γραφικές απεικονίσεις παλμογράφου  
 α: Τάση στο pin 8 Σχήματος 2.33  
 β: Τάση στην diόδο D2 Σχήματος 2.33

### Φίλτρο Ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης

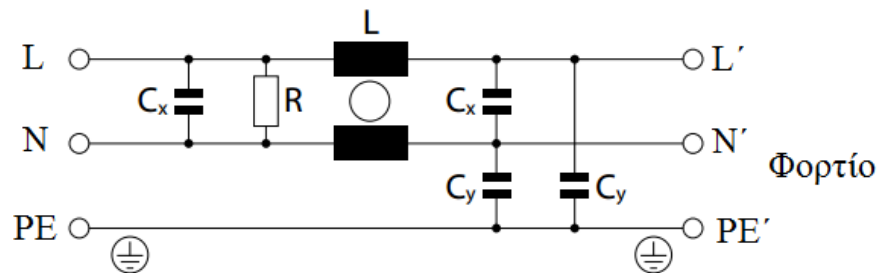
Με σκοπό την αντιμετώπιση του προβλήματος των παραμορφώσεων του ρεύματος και της τάσης, λόγω ύπαρξης αρμονικών συνιστωσών, χρησιμοποιούνται παθητικά κυκλώματα, τα οποία λειτουργούν ως φίλτρα για την εξάλειψή τους. Η πιο απλή μέθοδος είναι η εισαγωγή ενός πηνίου σε σειρά με την παροχή του εναλλασσόμενου ρεύματος μετά από την ασφάλεια εισόδου. Το φίλτρο αυτό ονομάζεται στραγγαλιστικό πηνίο (choke), και παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.35. Η σύνδεση του γίνεται με το δίκτυο εναλλασσόμενης τροφοδοσίας στους ακροδέκτες 1-4, με αποτέλεσμα η ροή και στα 2 τυλίγματα, τα οποία είναι αντίθετα τυλιγμένα, να αναιρεί η μία την άλλη. Το αποτέλεσμα είναι ο περιορισμός του ρεύματος λόγω μαγνητικής αντίστασης και η μείωση αρμονικών συχνοτήτων.



Σχήμα 2.35 Στραγγαλιστικό πηνίο εισόδου

Ταυτόχρονα μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας πυκνωτής παράλληλα σχηματίζοντας έτσι ένα ολοκληρωμένο φίλτρο LC (Σχήμα 2.36) πριν την ανορθωτική γέφυρα για τη περαιτέρω βελτίωση του ρεύματος. Τυχόν κυμάτωση που μπορεί να προκύψει μπορεί να μειωθεί με ένα δεύτερο χαμηλοπερατό φίλτρο. Το σύστημα αυτό πρέπει να γίνει με ακριβείς υπολογισμούς βάση του φορτίου ώστε να περιοριστούν στο ελάχιστο οι απώλειες. Τα δυο μειονεκτήματα που προκύπτουν είναι :

- η πολυπλοκότητα της κατασκευής η οποία με τη σειρά της οδηγεί και στην αύξηση του κόστους
- η προσθήκη νέων στοιχείων στο κύκλωμα με πιθανές νέες απώλειες εφόσον παρεμβάλλονται επιπλέον στοιχεία στην ροή ισχύος προς τον μετατροπέα ([15]).



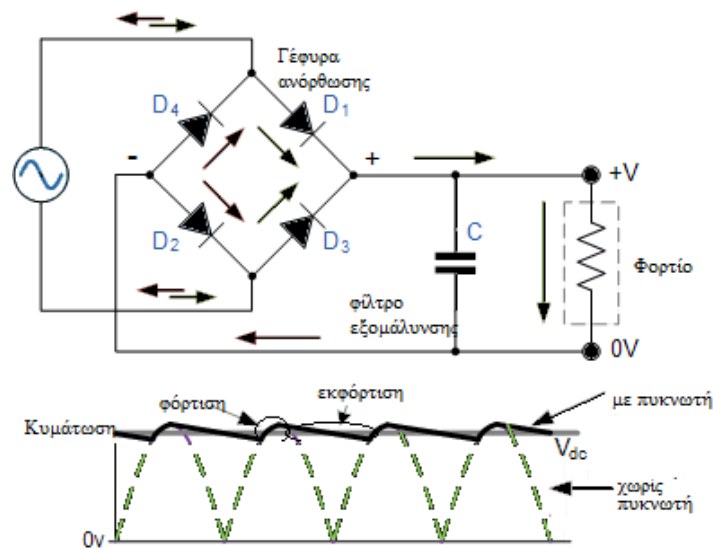
Σχήμα 2.36 Ολοκληρωμένο φίλτρο εισόδου LC

Τα πλεονεκτήματα όμως είναι πολλά:

- Βελτίωση του συντελεστή ισχύος
- Η τάση εξόδου της ανόρθωσης εξαρτάται από το φορτίο και είναι μικρότερη περίπου κατά 10% σε σχέση με την περίπτωση όπου δεν υπήρχε το πηνίο
- Η αυτεπαγωγή και η χωρητικότητα οδηγούν σε επιπλέον μείωση της κυμάτωσης
- Οι θερμικές απώλειες που προκύπτουν από το φαινόμενο Joule πάνω στο πηνίο αντισταθμίζονται από τη μείωση των απωλειών στις διόδους ανόρθωσης λόγω κακής ποιότητας ρεύματος που τις διαρρέει.

## 2.6.2 Κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης

Στο Σχήμα 2.37 παρουσιάζεται το κύκλωμα πλήρους ανόρθωσης της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου. Η λειτουργία της γέφυρας έχει ως εξής: Όταν η τάση στον άνω κόμβο είναι θετική ως προς τον κάτω κόμβο, δηλαδή κατά την πρώτη ημιπερίοδο του σήματος εισόδου, οι διόδους  $D_1$  και  $D_2$  άγουν, αφού οι άνοδοι τους είναι θετικά πολωμένες ως προς τις κάθοδους τους και το ρεύμα  $I$  ακολουθεί το δρόμο της διόδου  $D_1$ , του φορτίου  $R$ , της διόδου  $D_2$  και τέλος μέσω του κάτω κόμβου, ξαναγυρνά στην πηγή. Κατά τη δεύτερη ημιπερίοδο του σήματος εισόδου, ο άνω κόμβος γίνεται αρνητικός ως προς τον κόμβο κάτω οπότε άγουν τώρα οι διόδους  $D_4$  και  $D_3$ , αφού οι άνοδοί τους είναι τώρα πιο θετικές από τις αντίστοιχες κάθοδους. Το ρεύμα  $I$  ακολουθεί τον δρόμο από την πηγή κόμβο κάτω, μέσω της διόδου  $D_3$  στο φορτίο  $R$ , και στη συνέχεια μέσω της διόδου  $D_4$  και του άνω κόμβου επιστρέφει στην πηγή. Η κυματομορφή της τάσης εξόδου κατά αυτή την διαδρομή του ρεύματος απεικονίζεται στο Σχήμα 2.37 ενώ η διακοπτόμενη γραμμή αφορά την περίπτωση όπου δεν χρησιμοποιείται πυκνωτής. Το ολικό ρεύμα εξόδου  $I$  είναι το διανυσματικό άθροισμα των δύο ρευμάτων των δύο καταστάσεων αγωγής.



Σχήμα 2.37 Γέφυρα πλήρους ανόρθωσης

## Βασικές σχέσεις ανόρθωσης τύπου γέφυρας

Η μέση τάση στην (ή αλλιώς DC) και η ενεργός τιμή της τάσης στην έξοδο της γέφυρας χωρίς την παρουσία πυκνωτή δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις ([11]):

$$V_{dc} = \frac{2V_{max}}{\pi} = \frac{2(U_{in} - 1.4)}{\pi} \quad (2.60)$$

$$V_{rms(εξόδου)} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{in} - 1.4}{\sqrt{2}} \quad (2.61)$$

Ποσοστιαία τιμή κυμάτωσης

$$r = \frac{\text{Κυμάτωση } (\Delta V)}{\text{Μέση τιμή τάσης εξόδου}}$$

Τάση εξόδου πλήρης ανόρθωσης

$$V_{DC} = V_{max} - \frac{I_{load}}{4 * f * C} \quad (2.62)$$

Ποσοστιαία τιμή κυμάτωσης

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3} * R * f * C} * 100\% \quad (2.63)$$

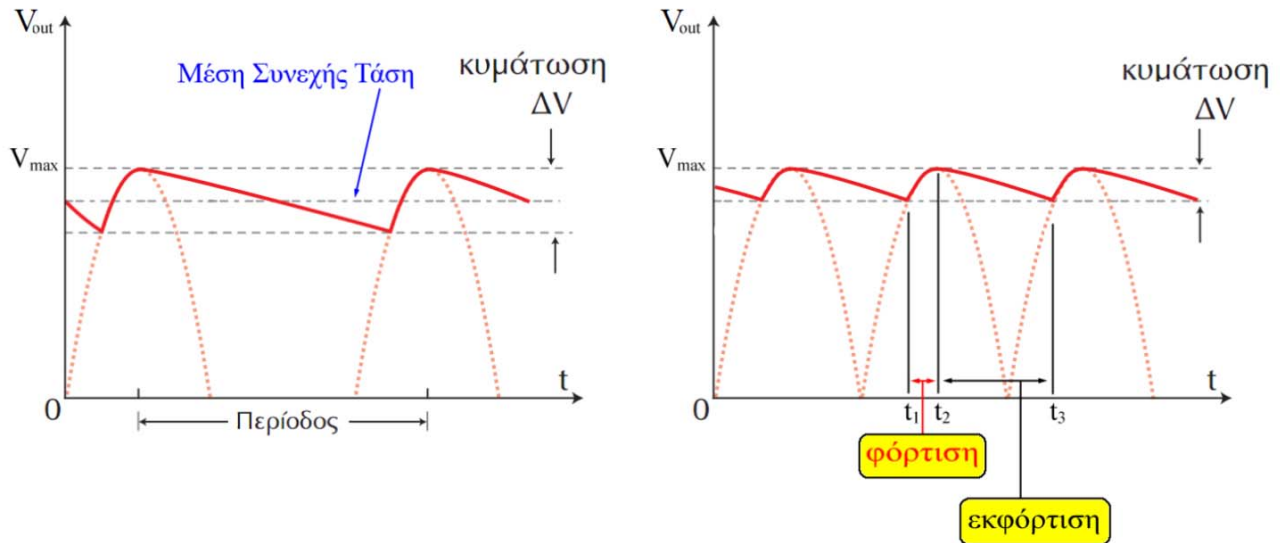
Όπου  $f$  η συχνότητα δικτύου (50Hz),  $R$  φορτίο,  $C$  η τιμή του ηλεκτρολυτικού πυκνωτή σε  $\mu F$ ,  $I_{load}$  το ρεύμα του φορτίου και  $V_{max}$  η τάση στην έξοδο της γέφυρας χωρίς φορτίο. Ο τύπος αυτός μας βοηθάει να επιλέξουμε πυκνωτή για το φίλτρο εξομάλυνσης, εφόσον έχουμε προδιαγραφές για την κυμάτωση και το ρεύμα του φορτίου ([11]). Είναι εμφανές ότι για δεδομένο φορτίο, όσο μεγαλύτερος ο πυκνωτής τόσο μικρότερη είναι η κυμάτωση.

### Εξομάλυνση της τάσης εξόδου:

Όταν η ανορθωμένη τάση αυξάνεται ο πυκνωτής φορτίζεται από την ανορθωτική διάταξη μέχρι την τάση κορυφής  $V_{max}$ . Το χρονικό αυτό διάστημα αντιστοιχεί από  $t_1$  έως  $t_2$  στο Σχήμα 2.38. Στη συνέχεια η ανορθωμένη τάση αρχίζει να ελαττώνεται, και η διόδος της ανορθωτικής διάταξης που πριν κατά την φόρτιση ήταν σε αγωγή, τώρα αποκόπτεται. Αυτό συμβαίνει γιατί η τάση στα άκρα του πυκνωτή μειώνεται με βραδύτερο ρυθμό (λόγω της αντίστασης φορτίου  $R$  που εκφορτίζει τον πυκνωτή) απ' ό,τι η ανορθωμένη τάση, οπότε η διόδος πολώνεται ανάστροφα. Το χρονικό αυτό διάστημα αντιστοιχεί από  $t_2$  έως  $t_3$  στο Σχήμα 2.38. Δηλαδή κατά το χρονικό διάστημα  $t_1$  έως  $t_2$  ο πυκνωτής φορτίζεται από την ανορθωτική διάταξη και η τάση του αυξάνεται μέχρι την τάση κορυφής  $V_{max}$ . Κατά το επόμενο χρονικό διάστημα  $t_2$  έως  $t_3$  ο πυκνωτής εκφορτίζεται μέσω του φορτίου  $R$ . Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται συνεχώς. Συνέπεια των παραπάνω είναι ότι η διόδος (δίοδοι) της ανορθωτικής διάταξης άγει (άγουν) μόνο όταν φορτίζεται ο πυκνωτής (από  $t_1$  έως  $t_2$ ) και τροφοδοτούν το υπόλοιπο κύκλωμα (φίλτρο→φορτίο) με «παλμούς» ρεύματος. Το χρονικό διάστημα από  $t_1$  έως  $t_2$  ονομάζεται χρόνος αγωγής της διόδου. Κατά το χρονικό διάστημα



αγωγής της διόδου η πηγή εναλλασσομένου ρεύματος δίνει ρεύμα και στο κύκλωμα (φίλτρο, φορτίο) ενώ στο υπόλοιπο χρονικό διάστημα (από  $t_2$  έως  $t_3$ ) το φορτίο  $R$  διαρρέεται μόνο από το ρεύμα εκφορτίσεως του πυκνωτή. Όταν δεν υπάρχει φορτίο  $R$  τότε ο πυκνωτής δεν θα εκφορτίζεται και έτσι η τάση εξόδου θα είναι απολύτως συνεχής και ίση με  $V_{max}$ . Η ύπαρξη λοιπόν του ρεύματος φορτίου έχει σαν αποτέλεσμα να εκφορτίζεται ο πυκνωτής κατά  $\Delta V$  σε κάθε κύκλο της τάσης εισόδου. Άρα, η τιμή της κυμάτωσης εξαρτάται από το μέγεθος του πυκνωτή και την αντίσταση του φορτίου. Έτσι για να πετύχουμε χαμηλές τιμές κυμάτωσης θα πρέπει να τοποθετήσουμε ηλεκτρολυτικό πυκνωτή μεγάλης τιμής όπως είναι εμφανές από την σχέση 2.63 .



Σχήμα 2.38 Κυματομορφή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή εξομάλυνσης

### 2.6.3 Διακοπτικό στοιχείο

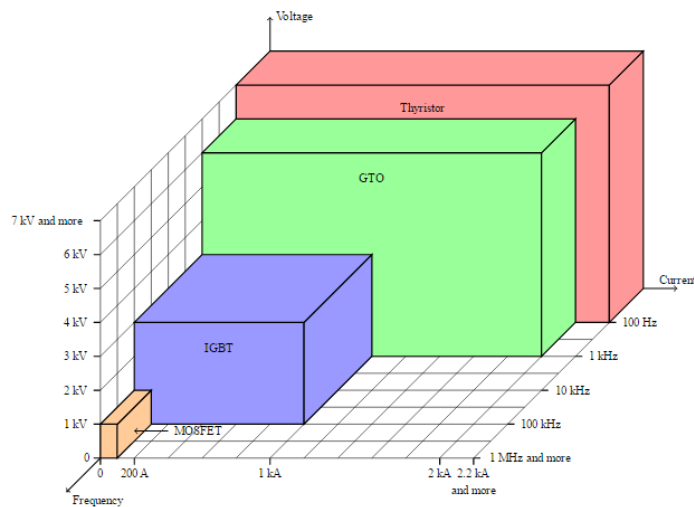
Σε όλα τα κυκλώματα της ενότητας 2.4, ανεξάρτητα από το είδος του μετατροπέα, υπάρχει ένα διακοπτικό στοιχείο που συνήθως είναι διπολικό τρανζίστορ και είναι υπεύθυνο για όλη τη ροή ισχύος. Στο Σχήμα 2.39 παρουσιάζονται τα ημιαγώγιμα στοιχεία σε συνάρτηση με την ισχύ, την τάση και την συχνότητα λειτουργίας που μπορούν να λειτουργήσουν και είναι χωρισμένα σε τέσσερις (4) διακριτές ομάδες. Ο τρόπος λειτουργίας των μετατροπέων που περιλαμβάνονται στα διακοπτικά τροφοδοτικά είναι τέτοιος ώστε τα ημιαγώγιμα στοιχεία να μην λειτουργούν στην ενεργό περιοχή, με αποτέλεσμα να εμφανίζουν πολύ μικρές απώλειες μετατροπής. Οι απώλειες του μετατροπέα που εμφανίζονται πάνω σε αυτό το στοιχείο με τη μορφή θερμότητας αντιμετωπίζονται ως εξής ([5]):

- Με την χρήση μιας ψήκτρας για τον περιορισμό της θερμοκρασίας σε ασφαλή επίπεδα με την απαγωγή της θερμικής ενέργειας από το στοιχείο προς το περιβάλλον
- Με τη χρήση του καταλληλότερου τρανζίστορ με αναλόγως της εφαρμογή



Το διακοπτικό στοιχείο ενός μετατροπέα πρέπει να παρουσιάζει τα εξής χαρακτηριστικά:

- Μικρό ρεύμα διαρροής στην κατάσταση αποκοπής
- Μικρή τάση στα άκρα του στοιχείου κατά την αγωγή του ώστε οι απώλειες του στοιχείου να ελαχιστοποιηθούν
- Μικροί χρόνοι έναυσεως και σβέσης. Όσο πιο μικροί είναι αυτοί οι χρόνοι τόσο μικρότερες οι διακοπτικές απώλειες όπως θα φανεί παρακάτω.
- Μεγάλες τιμές ορθής και αναστροφής τάσης αποκοπής.
- Υψηλή τιμή ρεύματος αγωγιμότητας. Όσο μεγαλύτερη τιμή έχει, τόσο καλύτερο αλλά και πιο κοστοβόρο.
- Αντίσταση αγωγιμότητας με θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή
- Μικρότερη δυνατή απαίτηση ισχύος για τον έλεγχο μετάβασης



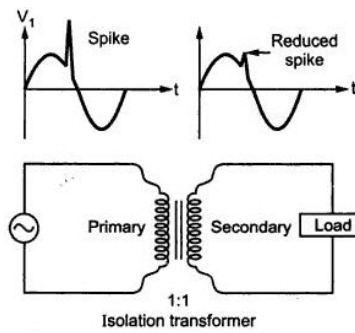
Σχήμα 2.39 Τρανζίστορ ισχύος συναρτήσει ρεύματος, τάσης και συχνότητας

## 2.6.4 Μετασχηματιστής μετατροπέα

### Απομόνωση μετατροπέα – μετασχηματιστής απομόνωσης

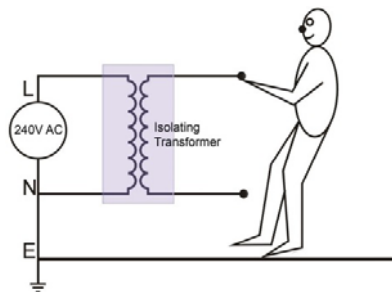
Στην είσοδο του τροφοδοτικού πολλές φορές χρησιμοποιείται ένας μετασχηματιστής με σκοπό τη γαλβανική απομόνωση του μετατροπέα από την τάση τροφοδοσίας (Σχήμα 2.40). Οι λόγοι για τους οποίους μπορεί να χρησιμοποιείται είναι δυο:

- Για ασφάλεια με απομόνωση της φάσης από τον κοινό ουδέτερο και για την καταστολή ηλεκτρομαγνητικού θορύβου που μπορεί να επιστρέψει στο δίκτυο λόγω των υψηλών συχνοτήτων στις οποίες λειτουργεί ο μετατροπέας, οι οποίες μπορεί να επηρεάσουν τις υπόλοιπες συσκευές του δικτύου. Ο μετασχηματιστής απομόνωσης είναι η πιο αποδοτική μέθοδος καταστολής της dc συνιστώσας που μπορεί να υπάρχει σε μια γραμμή, με ανεπηρέαστο το εναλλασσόμενο ρεύμα στη ροή του. Οι μετασχηματιστές αυτοί είναι 1 προς 1.
- Για την προστασία από ρεύματα επιστροφής (ground loops) που είναι καταστροφικά για τον ευαίσθητο ηλεκτρονικό εξοπλισμό ([19]).



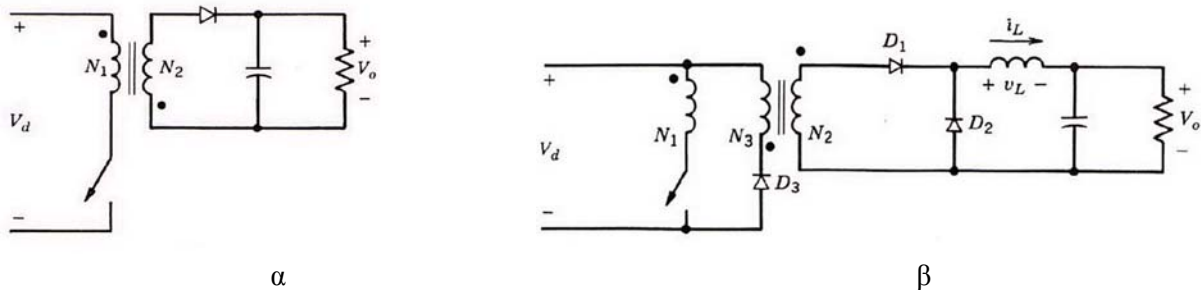
Σχήμα 2.40 Απομόνωση μετατροπέα με μετασχηματιστή

Η χρήση ενός τέτοιου μετασχηματιστή δεν είναι απαραίτητη και συνήθως αποφεύγεται λόγω της αύξησης του κόστους παραγωγής των τροφοδοτικών, του βάρους και της κατανάλωσής τους. Σε περιπτώσεις όπου απαιτείται η προστασία του ανθρώπου (πχ εργαλεία χειρός σε επικίνδυνα περιβάλλοντα), (βλέπε Σχήμα 2.41), είναι επιβεβλημένη η χρήση τους.



Σχήμα 2.41 Προστασία ανθρώπου μετασχηματιστή απομόνωσης

Στα διακοπτικά τροφοδοτικά ισχύος (παλμοτροφοδοτικά) η ηλεκτρική (γαλβανική) απομόνωση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου θεωρείται αναγκαίο χαρακτηριστικό τους. Η απομόνωση αυτή επιτυγχάνεται με τη βοήθεια μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας ο οποίος έχει μειωμένο όγκο, βάρος και κόστος συγκρινόμενος με τον αντίστοιχο χαμηλής συχνότητας (50Hz). Στα Σχήματα 2.42α και 2.42β παρουσιάζονται δύο από τους περισσότερο γνωστούς μετατροπείς με γαλβανική απομόνωση: ο μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης (flyback) με απομόνωση και ο μετατροπέας υποβιβασμού με απομόνωση (forward), οι οποίοι έχουν προέλθει από τους μετατροπείς υποβιβασμού-ανύψωσης και υποβιβασμού αντίστοιχως.



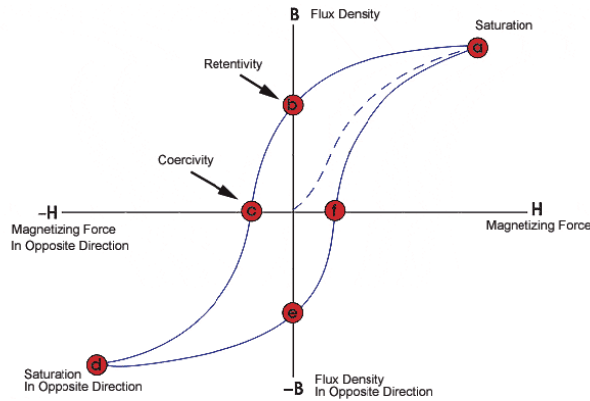
Σχήμα 2.42

- α) Μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης με γαλβανική απομόνωση (flyback).
- β) Μετατροπέας υποβιβασμού με γαλβανική απομόνωση (forward).

## Μετασηματιστής υψηλών συχνοτήτων

Η δεύτερη και βασική βαθμίδα απομόνωσης του μετατροπέα επιτυγχάνεται μέσω του μετασηματιστή υψηλών συχνοτήτων. Οι μετατροπείς που μελετάμε χρησιμοποιούν μετασηματιστές οι οποίοι μπορούν να διαιρεθούν σε δυο βασικές κατηγορίες με βάση τον τρόπο διέγερσης του πυρήνα τους:

1. Μονοκατευθυντική διέγερση πυρήνα
2. Αμφίδρομη διέγερση πυρήνα



Σχήμα 2.43 Βρόχος υστέρησης πυρήνα

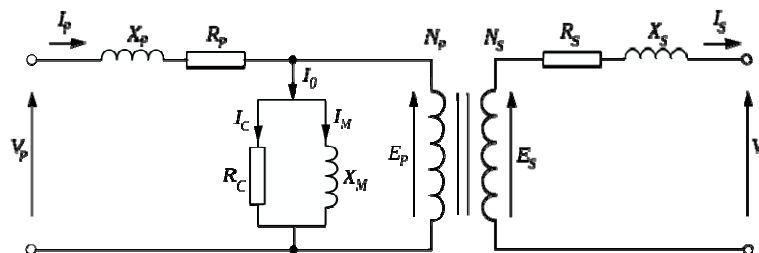
Στη μονοκατευθυντική διέγερση χρησιμοποιείται το πρώτο τεταρτημόριο του βρόχου υστέρησης. Χαρακτηριστικοί μετατροπείς που χρησιμοποιούν αυτήν την τοπολογία είναι:

- Μετατροπείς flyback
- Μετατροπείς forward

Στην αμφίδρομη διέγερση χρησιμοποιούνται το πρώτο και το τρίτο τεταρτημόριο. Η χρήση των τεταρτημορίων αυτών τους κάνει κατάλληλους για την κατασκευή μονοφασικών διακοπτικών αντιστροφέν με παραγωγή ορθογωνικής τάσης εξόδου. Οι τυπικοί μετατροπείς αυτού του τύπου είναι:

- Push – pull
- Μισής και πλήρους γέφυρας

Στον μετασηματιστή ενός διακοπτικού μετατροπέα οι αυτεπαγωγές σκέδασης  $X_s$  και  $X_p$  (Σχήμα 2.44) είναι επιθυμητό να είναι ελάχιστες ώστε η μαγνητική σύζευξη των δυο τυλιγμάτων να είναι όσο το δυνατόν πιο ισχυρή. Ο λόγος που το επιθυμούμε αυτό είναι διότι η αποθηκευμένη ενέργεια σε αυτές τις αυτεπαγωγές καταναλίσκεται στα διακοπτικά στοιχεία με αποτέλεσμα να αυξάνονται οι απώλειες και οι καταπονήσεις τους ([30]).



Σχήμα 2.44 Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός μετασηματιστή ([21])

### 2.6.6 Δίοδος SCHOTTKY

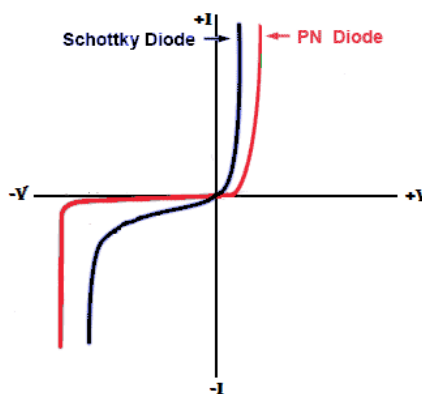
Η δίοδος SCHOTTKY είναι μια δίοδος ειδικής εφαρμογής. Χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές όπου απαιτείται ισχύς. Το όνομα της προέρχεται από τον εφευρέτη της και οι ιδιότητες της την καθιστούν κατάλληλη για χρήση στους μετατροπείς ΣΡ-ΣΡ σε σημεία όπου οι συμβατικές διόδους δεν θα μπορούσαν να ανταποκριθούν. Η τάση αγωγής αυτής της διόδου είναι πολύ μικρότερη από την κοινή δίοδο του πυριτίου με την τιμή της να κυμαίνεται περίπου στα 0,3 με 0,4 Volt και κατά συνέπεια έχει χαμηλότερες απώλειες. Η δίοδος SCHOTTKY έχει ανάστροφο ρεύμα διαρροής αρκετά μεγαλύτερο από την αντίστοιχη πυριτίου, και τάση διάσπασης έως 200V με την παρούσα τεχνολογία.



Σχήμα 2.45 Κυκλωματικό σύμβολο διόδου SCHOTTKY

Οι διόδους SCHOTTKY μπορούν να λειτουργήσουν σε πολύ υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Η χρήση αυτού του πλεονεκτήματος μας επιτρέπει την κατασκευή κυκλωμάτων με μεγαλύτερες συχνότητες λειτουργίας. Η εξίσωση του ρεύματος που διαρρέει μια δίοδο SCHOTTKY δίνεται από την σχέση ([11]) :

$$I = I_s [ e^{qV/kT} - 1 ]$$

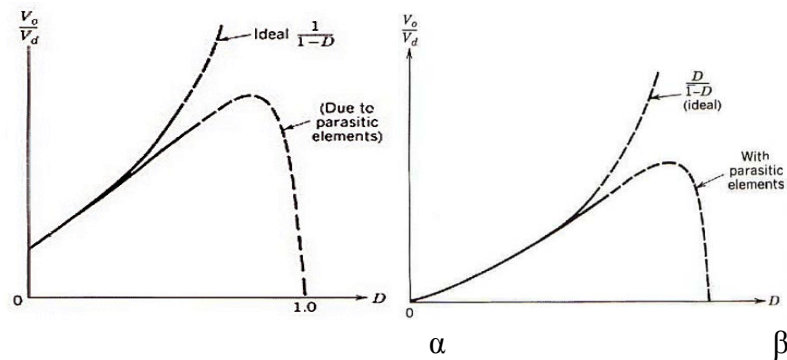


Σχήμα 2.46 Σύγκριση χαρακτηριστικών τάσης-ρεύματος κοινής PN διόδου με SCHOTTKY

Σημαντικός παράγοντας στη χρήση της είναι η σωστή επιλογή της βάσει του σχεδιασμού του μετατροπέα. Μια υπερδιαστασιολογημένη δίοδος τέτοιου τύπου έχει ως αποτέλεσμα αυξημένες απώλειες με μείωση της απόδοσης του μετατροπέα. Η δίοδος SCHOTTKY είναι κατάλληλη για χρήση σε μετατροπείς διότι είναι αρκετά γρήγορη ώστε να αντιδρά στις αλλαγές του διακοπτικού στοιχείου και έχει χαμηλές απώλειες. Σε όλους τους μετατροπείς ισχύος τοποθετείται στα σημεία υψηλής συχνότητας που συνδέονται στον μετασχηματιστή απομόνωσης. Ο υπολογισμός της γίνεται με βάση την τάση που θα διαχειρίζεται προσαυξημένη κατά ένα δέκατο και της ισχύος της με βάση το ρεύμα που θα την διαρρέει κατά την ορθή πόλωση. Η χρήση της δεν είναι πανάκεια, λόγω του μεγαλύτερου ρεύματος αναστροφής πόλωσης. Το κόστος της είναι αρκετά μεγαλύτερο λόγω των υλικών που απαιτούνται για την κατασκευή της, και γι' αυτό χρησιμοποιείται όπου απαιτούνται οι παραπάνω ιδιότητες.

## 2.7 Απώλειες ισχύος

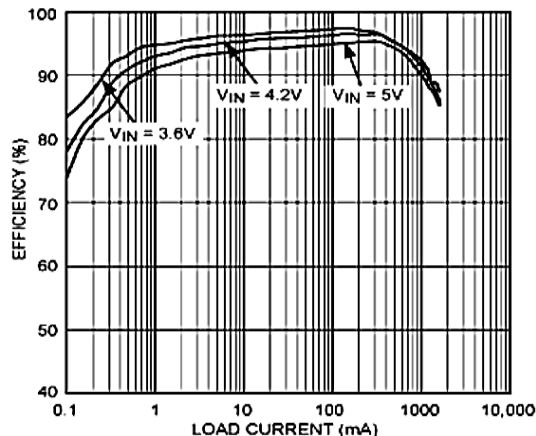
Στην ανάλυση μόνιμης κατάστασης των μετατροπέων που προηγήθηκε, αγνοήθηκε η επίδραση των παρασιτικών στοιχείων τα οποία οι εν λόγω μετατροπείς εμφανίζουν. Ως κύρια παρασιτικά στοιχεία θεωρούνται οι εσωτερικές αντιστάσεις των πηνίων, οι ισοδύναμες εν σειρά αντιστάσεις των πυκνωτών (γνωστές ως ESR) και οι αντιστάσεις μαζί με τις πτώσεις τάσεως στους ημιαγωγικούς διακόπτες ελεγχόμενους και μη. Η επίδραση αυτών των παρασιτικών στοιχείων είναι δυνατόν να επηρεάσει σημαντικά τη σχέση εισόδου-εξόδου του, ιδιαίτερα όταν ο λόγος χρησιμοποίησης πλησιάζει τη μονάδα. Τυπικές γραφικές παραστάσεις του λόγου  $V_o/V_d$  για τους μετατροπείς ανύψωσης και υποβιβασμού-ανύψωσης παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.47



Σχήμα 2.47

- α) Επίδραση των παρασιτικών στοιχείων στο λόγο μετασχηματισμού του μετατροπέα ανύψωσης.  
 β) Επίδραση των παρασιτικών στοιχείων στο λόγο μετασχηματισμού του μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης.

Για να μπορέσουμε να προσδιορίσουμε την απόδοση του συνολικού μετατροπέα μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την εξής απλή προσέγγιση: χρήση μετρητή ενέργειας στην είσοδο και στην έξοδο, καταγραφή για διαφορά φορτία και η διαφορά που θα προκύψει θα είναι οι απώλειες. Για διαφορετικά φορτία προκύπτει η καμπύλη απωλειών. Η πρώτη αυτή προσέγγιση είναι απτή αλλά δεν μας εξηγεί που προκύπτουν οι απώλειες ([17]). Παρόλα αυτά μας δίνει ένα νούμερο το οποίο μπορούμε να το αναλύσουμε και να αποδώσουμε ποσοστά αυτού στις διάφορες απώλειες στα στοιχεία του τροφοδοτικού.



Σχήμα 2.48 Καμπύλη απόδοσης για μετατροπέα με έξοδο 3,3 V για τρεις τάσεις εισόδου συναρτήσει του ρεύματος φορτίου

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.48, η καμπύλη με τάση εισόδου 3,6 V είναι η πιο αποδοτική. Αυτό συμβαίνει διότι είναι πιο κοντά στην επιθυμητή τάση εξόδου 3,3 V, και συνεπώς ο λόγος μετατροπής είναι πιο κοντά στη μονάδα. Οι απώλειες που εμφανίζονται στις τροφοδοτικές διατάξεις οφείλονται κατά σειρά κατανάλωσης στα:

- Διακοπτικά στοιχεία (τρανζίστορ και δίοδοι)
- Πηνία
- Πυκνωτές

Τα πηνία και οι πυκνωτές μπορεί να παρουσιάσουν πολύ διαφορετικές απώλειες από τις υπολογισμένες, λόγω χρήσης υποδεέστερων υλικών. Τα ημιαγώγιμα στοιχεία που λειτουργούν ως διακόπτες παρουσιάζουν δύο (2) ειδών απώλειες:

- τις απώλειες αγωγής
- τις διακοπτικές απώλειες.

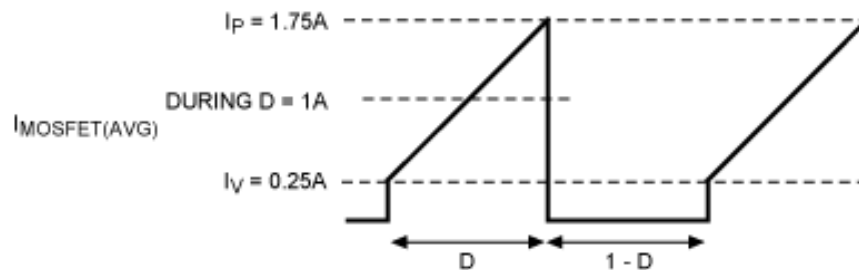
Οι απώλειες αυτές είναι μικρές σχετικά με την αναμενόμενη απόδοση και υπολογίσιμες, αλλά είναι οι κύριες απώλειες του τροφοδοτικού στις οποίες μόνο η ανάπτυξη της τεχνολογίας των ημιαγωγών και της ομαλής μεταγωγής (soft switching) μπορεί να δώσει λύση.

### 2.7.1 Απώλειες διαστημάτων αγωγής

Κατά τη διάρκεια της αγωγής της δίοδου και του τρανζίστορ παρουσιάζονται πτώση τάσης στα άκρα τους. Η πτώση τάσης αυτή είναι φυσιολογική και ανάλογη της εσωτερικής αντίστασης που παρουσιάζει το κάθε στοιχείο και μας δίνεται από τον κατασκευαστή. Στη δίοδο ονομάζεται πτώση τάσης ορθής φοράς. Στο τρανζίστορ τα πράγματα περιπλέκονται και για τον υπολογισμό των απωλειών πέραν της εσωτερικής αντιστάσεως χρειαζόμαστε και το DUTY CYCLE και το μέσο ρεύμα κατά την αγωγή του ([16]). Στην περίπτωση που χρησιμοποιείται MOSFET, η ισχύς των απωλειών δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_{cond(mosfet)}(using\ average\ current) = I_{mosfet(AVG)}^2 * R_{DS(ON)} * D$$

Η εξίσωση αυτή είναι προσεγγιστική και δεν μπορεί να λάβει υπόψη του την μορφή ράμπας που έχουν τα εμπλεκόμενα μεγέθη.



Σχήμα 2.49 Ράμπα ρεύματος μετατροπέα

Οι απώλειες αγωγής υπολογίζονται με περισσότερη ακρίβεια από την παρακάτω σχέση:

$$[I_{mosfet(AVG)}^2 + (I_P - I_Y^2)/12] * R_{DS(ON)} * V_{out}/V_{in}$$

Είναι προφανές ότι αν εφαρμόσουμε τον πρώτο τύπο και στη συνέχεια τον δεύτερο θα λάβουμε διαφορετική τιμή, η οποία θα είναι μεγαλύτερη λόγω ποσοστού του εμβαδού που ο πρώτος τύπος αφήνει εκτός υπολογισμού και είναι κατά προσέγγιση 18%.

Στη δίοδο έχουμε μεγαλύτερες απώλειες αγωγής από τα τρανζίστορ, λόγω του ότι είναι ανάλογες της τάσης ορθής πόλωσης. Επίσης είναι ανάλογες του ρεύμα ορθής φοράς καθώς και του χρόνου αγωγής. Οι απώλειες πάνω στην δίοδο κατά προσέγγιση είναι:

$$P_{cond(DIODE)} = I_{DIODE(ON)} * V_F * (1 - D)$$

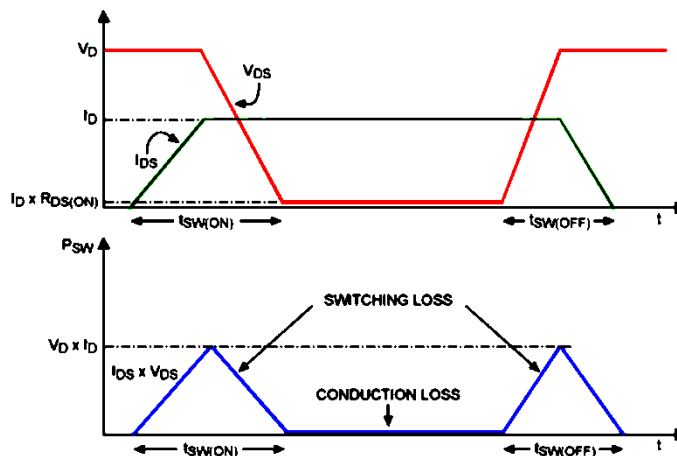
Όπου το I είναι το μέσο ρεύμα κατά την αγωγή. Κατά την παύση αγωγής το ρεύμα είναι το ρεύμα εξόδου και υπολογίζεται ως:

$$P_{cond(DIODE)} = I_{OUT} * V_F * (1 - V_{out}/V_{in})$$

Το οποίο σε αντιδιαστολή με το τρανζίστορ είναι πολύ ακριβές στον υπολογισμό της ισχύος, και αυτό συμβαίνει λόγω του ότι οι απώλειες είναι ανάλογες του ρεύματος και όχι του τετραγώνου του ρεύματος. Επίσης, αποδεικνύεται ότι όσο μεγαλύτερο διάστημα το τρανζίστορ ή η δίοδος άγει κατά τα διακοπτικά διαστήματα τόσο μεγαλύτερες είναι οι απώλειες αγωγής.

## 2.7.2 Διακοπτικές απώλειες

Κατά την αλλαγή κατάστασης τα ημιαγωγιμα στοιχεία έχουν ένα μεταβατικό στάδιο, και καταναλώνουν ορισμένη ενέργεια. Στη γραφική του Σχήματος 2.50 που ακολουθεί περιγράφεται απλοποιημένα το διάγραμμα απωλειών που δημιουργείται κατά τους χρόνους μετάβασης. Ο λόγος ύπαρξης αυτών οφείλεται στις εσωτερικές χωρητικότητες των τρανζίστορ. Οι χωρητικότητες αυτές φορτίζονται και εκφορτίζονται σε κάθε κύκλο και εμποδίζουν την ακαριαία μετάβαση. Οι κατασκευαστές ημιαγωγικών στοιχείων οφείλουν να αναγράφουν στο τεχνικό φυλλάδιο τους χρόνους και τις χωρητικότητες ώστε τα στοιχεία αυτά να λαμβάνονται υπόψη στον σχεδιασμό.



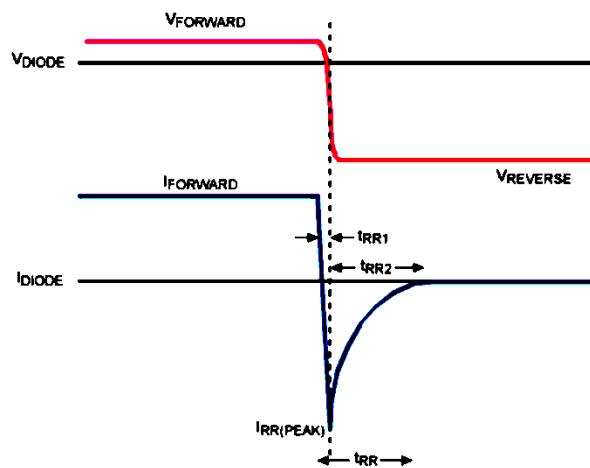
Σχήμα 2.50 Απώλειες μεταγωγής διακοπτικών στοιχείων

Όπως είναι λογικό, οι απώλειες αυξάνονται όσο αυξάνουμε τη συχνότητα του μετατροπέα, και στις υψηλές συχνότητες είναι μεγαλύτερες από τις απώλειες αγωγής ([16]). Ο τύπος για τον υπολογισμό αυτών των απωλειών είναι:

$$P_{sw(MOSFET)} = 0.5 * V_D * I_D * (t_{sw(ON)} + t_{sw(OFF)}) * f_s$$

Όπου  $V_d$  είναι η τάση μεταξύ του απαγωγού και της πηγής (drain-to-source) κατά τη διάρκεια μη αγωγής  $I_d$  είναι το ρεύμα κατά την αγωγή και  $t_{sw}$  είναι οι χρόνοι μετάβασης του τρανζίστορ (εμβαδόν τριγώνου). Όλες αυτές οι πολλαπλασιαζόμενες με τη συχνότητα μας δίνουν τις τελικές διακοπτικές απώλειες.

Στη δίοδο οι χρόνοι μετάβασης εμπεριέχουν μια ‘κρουστική’ η οποία προκύπτει από την αλλαγή της ορθής σε ανάστροφη πόλωση. Οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος διόδου κατά την μετάβαση από ορθή πόλωση σε ανάστροφη παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.51 που ακολουθεί.:



Σχήμα 2.51 Μετάβαση από ορθή πόλωση σε αναστροφή

Λόγω της φύσης της μετάβασης, ο υπολογισμός των απωλειών επιτυγχάνεται με την παρακάτω σχέση:

$$P_{sw(DIODE)} = 0.5 * V_{REVERSE} * I_{RR(PEAK)} * t_{RR2} * f_s$$

Όπου η ισχύς στην δίοδο κατά το μεταβατικό φαινόμενο είναι το γινόμενο της αναστροφής τάσης επί το μέγιστο ρεύμα, επί το χρόνο αποκατάστασης (προσεγγιστικά εμβαδό τριγώνου). Πολλαπλασιασμένα με τη συχνότητα μας δίνουν τις απώλειες στη δίοδο.

### 2.7.3 Απώλειες πηνίων και λοιπών επαγωγικών στοιχείων

Οι απώλειες σε ένα επαγωγικό στοιχείο είναι δυο: απώλειες χαλκού (DCR) και απώλειες πυρήνα. Οι απώλειες χαλκού ορίζονται ως οι απώλειες της ωμικής αντίστασης του τυλίγματος του επαγωγικού στοιχείου. Η ωμική αντίσταση ενός πηνίου δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$DCR = \rho \frac{l}{A}$$

Όπου  $\rho$  είναι η ειδική αντίσταση του υλικού,  $l$  το μήκος και  $A$  η διατομή του. Όπως είναι προφανές η τιμή DCR αυξάνεται για μεγαλύτερο μήκος και μειώνεται με την αύξηση της διατομής. Κατά τον σχεδιασμό ενός επαγωγικού στοιχείου πρέπει να λαμβάνεται υπόψη αυτές οι παραμέτρους,



ώστε να περιοριστούν οι απώλειες του εξαρτήματος. Η ισχύς αυτών των απωλειών υπολογίζεται μέσω του μέσου ρεύματος που διαρρέει τον αγωγό ως εξής:

$$P_{L(DCR)} = I_{L(AVG)}^2 * DCR$$

Όμως λόγω όμως της τριγωνικής μορφής του ρεύματος στον μετατροπέα, η χρήση της παραπάνω εξίσωσης δίδει μικρότερη ισχύ από την πραγματικά καταναλισκόμενη. Με τη χρήση της επόμενης σχέσης υπολογίζεται με μεγαλύτερη ακρίβεια η ισχύς των απωλειών στην αυτεπαγωγή ([16]):

$$P_{L(DCR)} = [I_{L(AVG)}^2 + (I_P - I_Y)^2 / 12] * DCR$$

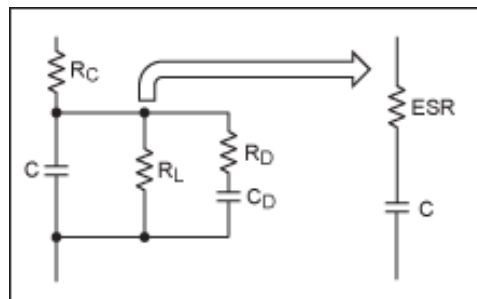
Στη σχέση αυτή προστίθεται το εμβαδό της τριγωνικής μεταβατικής κατάστασης του ρεύματος. Το νούμερο είναι μικρό αλλά υπολογίσιμο όσο αυξάνουμε σε ισχύ και συχνότητα.

Οι απώλειες πυρήνα είναι σε εξάρτηση με τα μαγνητικά χαρακτηριστικά του μετατροπέα. Ο υπολογισμός αυτών των απωλειών είναι αρκετά δύσκολος λόγω της εναλλαγής της μαγνητικής ροής και των χαρακτηριστικών του πυρήνα. Η προσέγγιση τους είναι ένα καινούριο πρόβλημα που αναλύεται στο παρόν με την μέθοδο της διαφοράς των κορυφαίων τιμών της ροής. Οι κατασκευαστές παρέχουν συνήθως στοιχεία από τα εργαστήρια τους και στο διαδίκτυο υπάρχουν προσεγγιστικά προγράμματα για την εκτίμηση των απωλειών πυρήνα.

#### 2.7.4 Απώλειες χωρητικών στοιχείων

Οι χωρητικότητες που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα εμφανίζουν απώλειες. Οι απώλειες αυτές μπορούν να εκτιμηθούν και να μοντελοποιηθούν με τη βοήθεια του ισοδύναμου κυκλώματος που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.52. Χωρίζονται κυρίως σε τρεις (3) κατηγορίες: αντίστασης, διαρροής και διηλεκτρικού.

- Οι απώλειες αντίστασης είναι γνωστές και προκύπτουν από την τιμή  $R_c$  η οποία σε σχέση με την ενέργεια που διακινείται σε κάθε κύκλο από τον πυκνωτή είναι ανάλογες. Πρόκειται για την ωμική αντίσταση των δύο(2) πλακιδίων του πυκνωτή.
- Οι απώλειες διαρροής οφείλονται στο ελάχιστο ρεύμα που προκύπτει από την διάτρηση του διηλεκτρικού μονωτικού μεταξύ των πλακών ([18]).
- Οι διηλεκτρικές απώλειες είναι οι απώλειες του διηλεκτρικού υλικού που περιέχεται στους πυκνωτές

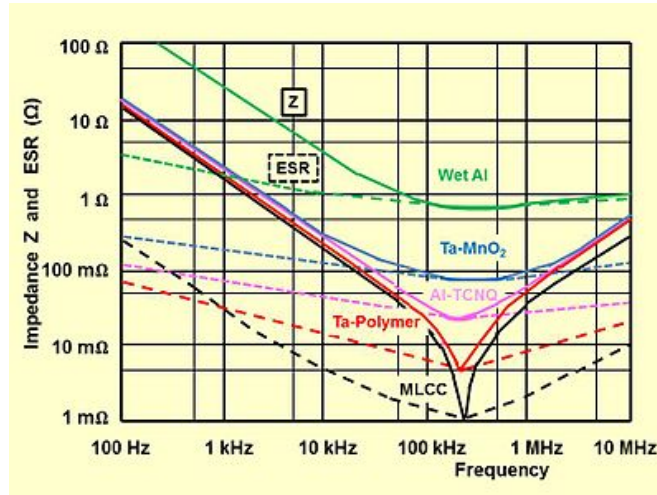


Σχήμα 2.52 Μοντέλο απωλειών χωρητικού στοιχείου και το ισοδύναμο ηλεκτρολογικό στοιχείο

Η απώλειες σε αυτά τα στοιχεία έχουν έναν συντελεστή ο οποίος μας δείχνει τον ρυθμό τους. ο συντελεστής αυτός ονομάζεται DF. Εάν υπολογιστεί και η συχνότητα λειτουργίας και ο συντελεστής DF, μπορούμε να υπολογίσουμε το ESR και κατά συνέχεια τις απώλειες.

$$ESR = \frac{DF_R}{2\pi fC} + \frac{DF_L}{2\pi fC} + \frac{DF_D}{2\pi fC} = R_C + \frac{1}{R_L(2\pi fC)^2} + \frac{DF_D}{2\pi fC}$$

Όπως είναι εμφανές από την προηγούμενη σχέση η αύξηση της συχνότητας οδηγεί στη μείωση των απωλειών. Από ένα σημείο όμως και μετά στις υψηλές συχνότητες το επιδερμικό φαινόμενο κάνει αισθητή την παρουσία του και το ESR αυξάνεται. Οι κατασκευαστές παρέχουν την ισοδύναμη ESR για διάφορες συχνότητες και για διάφορα υλικά (Σχήμα 2.53).



Σχήμα 2.53 ESR πυκνωτών διαφορετικών υλικών για διάφορες συχνότητες

Οπότε και ο υπολογισμός της ισχύος που αναπτύσσεται με μορφή απωλειών δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$P_{CAP(ESR)} = I_{CAP(RMS)}^2 * ESR$$

## 2.8 Συστήματα προστασίας και ελέγχου

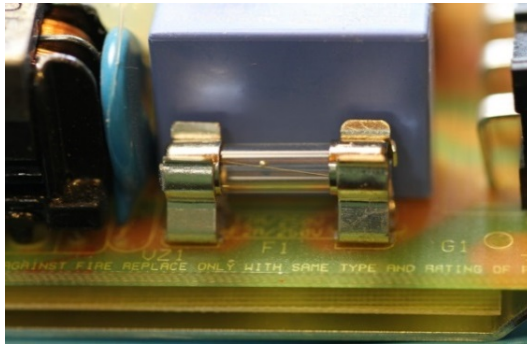
### Προστασία έναντι μεταβατικών εισόδου

Κατά τη λειτουργία της συσκευής μπορεί να συμβούν τεχνητά ή φυσικά φαινόμενα που να αλλοιώσουν τη μορφή της τάσης εισόδου. Ένα παράδειγμα είναι ο κεραυνός, ο οποίος μπορεί να πλήξει τις γραμμές τροφοδοσίας και να προκαλέσει καταστροφή της συσκευής. Άλλα φαινόμενα είναι κρουστικές τάσεις, υπερτάσεις διάρκειας, και βυθίσεις τάσεως. Ανάλογα με την εφαρμογή τους υπάρχουν περιοχές υψηλού κινδύνου και περιοχές χαμηλού κινδύνου, δηλαδή περιοχές όπου τα μεταβατικά αυτά φαινόμενα εμφανίζονται συχνότερά. Ως μέσο στρες που μπορεί να εμφανιστεί θεωρούνται τα 6000V και μέχρι 3000A. Τα τροφοδοτικά πρέπει να λαμβάνουν υπόψη αυτές τις πιθανότητες και να διαθέτουν τις ανάλογες προστασίες ([23]).

### Επιλογή ασφάλειας εισόδου

Η ασφάλεια είναι ένα κομμάτι που πρέπει να περιλαμβάνεται στην σχεδίαση του μετατροπέα. Η σύγχρονη τεχνολογία κατέστησε εφικτή την παρασκευή μιας πληθώρας διαφορετικών ασφαλειών και σύνθετων ιδιοτήτων. Η ασφάλεια δεν προστατεύει την λειτουργία του

τροφοδοτικού αλλά το ίδιο το τροφοδοτικό και τη παροχή ισχύος του, από πιθανή καταστροφή. Γι' αυτόν τον λόγο, η τιμή του ρεύματος της είναι αρκετά μεγαλύτερη από την ονομαστική λειτουργία των στοιχείων που προστατεύει.



Σχήμα 2.54 Ασφάλεια εσωτερικού παλμοτροφοδοτικού

Κατά την επιλογή της ασφάλειας πρέπει να λαμβάνεται υπόψη η υψηλή τιμή του ρεύματος εκκίνησης, το συνεχές ρεύμα τροφοδοσίας και η ενέργεια που θα μπορεί να διαχειριστεί.

### Προστασία έναντι ρεύματος εκκινήσεως

Κατά την ενεργοποίηση του τροφοδοτικού το ρεύμα που εισέρχεται στο σύστημα είναι αρκετά μεγαλύτερο από το ρεύμα μόνιμης λειτουργίας. Το ρεύμα αυτό πρέπει να περιορίζεται στα λειτουργικά όρια της συσκευής. Ο περιορισμός αυτός δεν πρέπει να συγχέεται με την ομαλή εκκίνηση του μετατροπέα όπου θα μιλήσουμε παρακάτω. Για την ελαχιστοποίηση του μεγέθους και του βάρους του τροφοδοτικού χρησιμοποιούνται ανορθωτικά στοιχεία και ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές για φιλτράρισμα. Συνεπώς, η ολική αντίσταση εισόδου είναι ιδιαίτερα χαμηλή και επειδή στην αρχική κατάσταση οι πυκνωτές είναι αφόρτιστοι, δημιουργούνται ρεύματα φόρτισης τα οποία σε συνδυασμό με τις ταυτοχρονισμένες ανάγκες των στοιχείων του μετατροπέα δημιουργούν πολύ μεγάλα ρεύματα στην είσοδο. Σε μικρές ισχύς μπορεί να αντιμετωπιστεί με μια αντίσταση εισόδου για περιορισμό του ρεύματος. Σε περιπτώσεις μεγαλύτερης ισχύος συνήθως χρησιμοποιείται ένα τριακ (triac) το οποίο μετά την φόρτιση των παθητικών στοιχείων του κυκλώματος απενεργοποιείται και έτσι δεν έχουμε περαιτέρω απώλειες. Άλλη μέθοδος είναι η χρήση θερμίστορ NTC για εφαρμογές χαμηλής ισχύος. Το θερμίστορ λειτουργεί αρχικά ως αντίσταση η οποία έχει σημαντική τιμή και στη συνέχεια μειώνεται οπότε περιορίζονται οι απώλειες στα εξαρτήματα αυτά.

Η επιλογή του στοιχείου είναι ένας συμβιβασμός μεταξύ του αποδεκτού ρεύματος εκκίνησης εισόδου και της καθυστέρησης της εκκίνησης του μετατροπέα. Τα θερμίστορ δεν μπορούν πάντοτε να κάνουν απόλυτο περιορισμό του ρεύματος. Σε περίπτωση επανεκκίνησης του μετατροπέα σε πολύ σύντομο διάστημα και σε ενδεχόμενη θέρμανση του στοιχείου αυτού από το ρεύμα λειτουργίας μόνιμης κατάστασης, δεν θα υπάρξει ο αναμενόμενος περιορισμός, με αποτέλεσμα την πιθανή καταπόνηση ή και καταστροφή στοιχείων εσωτερικά, ή σε άλλες περιπτώσεις πτώση της ασφάλειας που ασφαρίζει την παροχή του μετατροπέα ([23]).

### Μέθοδοι εκκινήσεως

Σε πολλές περιπτώσεις το τροφοδοτικό πρέπει να μπορεί να εκκινεί με διάφορους τρόπους. Οι τρόποι αυτοί μπορεί να είναι ένα πάτημα διακόπτη ή μια ηλεκτρική εντολή. Σε περίπτωση που αυτό απαιτείται πρέπει να λαμβάνετε υπόψη στον σχεδιασμό.

## **Ομαλή εκκίνηση**

Ως ομαλή εκκίνηση μπορεί να χαρακτηριστεί η διαδικασία έναυσης των κυκλωμάτων του μετατροπέα χωρίς την απότομη μεταβολή από τις μηδενικές στις οριακές τιμές τους. Η συνήθης αντιμετώπιση είναι η εισαγωγή μιας ρουτίνας/σειράς εντολών η οποία εκτελείτε κατά την εκκίνηση του μετατροπέα και διαμορφώνει ένα διαφορετικό πλάτος στην διακοπτική συχνότητα. Η διαδικασία αυτή εξασφαλίζει ομαλή μετάβαση στις καθορισμένες τιμές λειτουργίας και δεν καταπονεί μετασχηματιστή και πυκνωτή εξόδου. Σε ιδανική κατάσταση, ο πυκνωτής εισόδου πρέπει να είναι πλήρως φορτισμένος πριν τη λειτουργία. Έτσι, η εκκίνηση του μετατροπέα πρέπει να καθυστερείται για όσους κύκλους απαιτούνται για την φόρτιση του πυκνωτή και έπειτα κατά την εκκίνηση να μεταβάλει ομαλά το εύρος παλμών μέχρι την απαιτούμενη έξοδο ([23]).

## **Προστασία από υπέρταση εκκινήσεως**

Κατά την πρώτη εκκίνηση λόγω της ηλεκτρικής αδράνειας των κυκλωμάτων και της διαφοράς στην επιθυμητή τάση εξόδου, ο μετατροπέας προσπαθεί να διορθώσει τη διαφορά που έχει προκύψει στην έξοδο στα επιθυμητά επίπεδα. Εάν δεν υπάρχει προστασία του κυκλώματος από αυτό το μεταβατικό στάδιο, η τάση εξόδου του μετατροπέα θα υπερβεί κατά πολύ την απαιτούμενη τιμή με πιθανόν καταστροφικές συνέπειες για το φορτίο στην περίπτωση ευαίσθητης ηλεκτρονικής συσκευής. Απαιτούνται λοιπόν πρόσθετες διατάξεις οι οποίες θα περιορίζουν αυτή την τάση. Οι σύγχρονοι μετατροπέες διαθέτουν προεγγραμμένες σειρές εντολών για την πρώτη εκκίνηση μετά από απόξευση από το δίκτυο ([23]).

## **Προστασία υπέρτασης εξόδου**

Σε περίπτωση απώλειας της τάσης ελέγχου από το βρόχο σύγκρισης, ενώ η συσκευή είναι εν λειτουργία το αποτέλεσμα είναι υπέρταση στην έξοδο του μετατροπέα. Στα τροφοδοτικά η έξοδος είναι απομονωμένη από την είσοδο με έναν μετασχηματιστή, και η αστοχία της εξόδου μπορεί να αντιμετωπιστεί με ένα βρόχο που ελέγχει την τάση εξόδου. Μία από τις βασικές παραμέτρους στο σχεδιασμό ενός παλμοτροφοδοτικού είναι η αποφυγή εμφάνισης υπέρτασης στην έξοδο μετά από πιθανή αστοχία σε εξαρτήματα του βρόγχου ελέγχου. Σε κάθε περίπτωση, η υπέρταση στην έξοδο πρέπει να αποφευχθεί.

## **Προστασία χαμηλής τάσης εξόδου**

Η περίπτωση της χαμηλής τάσης εξόδου μπορεί να προκληθεί από ένα φορτίο του οποίου οι απαιτήσεις σε ρεύμα και ισχύ υπερβαίνουν των δυνατοτήτων του μετατροπέα. Στους μετατροπέες η ενέργεια συσσωρεύεται σε πυκνωτές και διοχετεύεται όταν απαιτείται. Παρατεταμένη ζήτηση ενέργειας και η μη πλήρη φόρτιση των πυκνωτών προκαλεί χαμηλή τάση στην έξοδο του κυκλώματος καθώς και μεγάλη καταπόνηση στους ίδιους τους πυκνωτές. Ο σχεδιαστής του μετατροπέα πρέπει να το συμπεριλάβει στον σχεδιασμό και να προστατεύει τον μετατροπέα. Μια συνήθης πρακτική είναι η διακοπή της μετατροπής και για την επανεκκίνηση της να πρέπει να αποκοπεί η τάση τροφοδοσίας.

## **Προστασία υπερφόρτισης εισόδου**

Η προστασία από την υπερφόρτιση του μετατροπέα μπορεί να συμβεί και στην είσοδο ώστε να αποκοπεί τελείως η έξοδος για ασφαλέστερη μετάβαση. Η ανάγκη για περιορισμό της ισχύος εισόδου δεν είναι αναγκαία μόνο στην εκκίνηση αλλά και στη λειτουργία ώστε να αποφευχθεί η ολική υπερφόρτιση. Η αναγκαιότητα αυτή πέραν της προστασίας του μετατροπέα είναι και ζήτημα ασφαλείας, μιας και σε υπερφορτίσεις μετατροπέων έχει παρατηρηθεί εκδήλωση πυρκαγιάς στη βαθμίδα εισόδου τους.

### **Περιοριστής ρεύματος εξόδου**

Μια επιπλέον προστασία είναι ο περιορισμός του ρεύματος εξόδου. Σημαντικό μέγεθος που λαμβάνεται υπόψη είναι το ρεύμα βραχυκύκλωσης. Το ρεύμα αυτό ορίζεται κατά τον σχεδιασμό του τροφοδοτικού και πέραν αυτού διακόπτεται η λειτουργία του. Επιπλέον, η συνεχής λειτουργία του μετατροπέα σε μέγιστο φορτίο δεν θα πρέπει να έχει καταστροφικές συνέπειες σε αυτόν παρά μόνο να περιορίζεται η τιμή του ρεύματος σε πλήρως λειτουργική κατάσταση, η οποία δεν θα επιφέρει καταπόνηση στα στοιχεία.

### **Κυκλώματα οδήγησης διακοπτικών στοιχείων**

Τα κυκλώματα οδήγησης των ημιαγωγών ισχύος πρέπει να έχουν γρήγορη απόκριση και να εκμεταλλεύονται όλο το φάσμα των διακοπτικών συχνοτήτων των ημιαγωγών. Η περιορισμένη χρήση της διακοπτικής συχνότητας ενός ημιαγωγού λόγω αργής μετάβασης της οδήγησης του έχει μεγάλο αντίκτυπο στην απόδοση του μετατροπέα. Έτσι το κύκλωμα (συνήθως ολοκληρωμένο, IC) είναι υπεύθυνο για την οδήγηση πρέπει να έχει υψηλή απόκριση και να πυροδοτεί τον ημιαγωγό εξίσου γρήγορα.

### **Σήματα αστοχίας ισχύος**

Σε ορισμένους διακοπτικούς μετατροπείς πριν τον τερματισμό της λειτουργίας τους απαιτείται ένα σήμα το οποίο θα τους "προειδοποιεί" ορισμένα ms πριν τον τερματισμό τους. Όταν ο μετατροπέας λάβει αυτό το σήμα, εκτελούνται διεργασίες ομαλού τερματισμού σε αυτόν. Εάν δεν υπάρξει αυτό το σήμα (όπως στην περίπτωση διακοπής της πηγής τροφοδοσίας), χρειάζεται ένα κύκλωμα το οποίο θα εκτελεί μια λογική ελεγκτική λειτουργία. Η λειτουργία αυτή είναι εάν υπάρχει ισχύς στην είσοδο του μετατροπέα ή όχι. Όταν αντιληφθεί την απουσία τάσης στη είσοδο, δίνεται μια ηλεκτρική εντολή από την συσσωρευμένη ενέργεια που έχει αυτό το κύκλωμα, στον έλεγχο του μετατροπέα ο οποίος το αντιλαμβάνεται σαν εντολή τερματισμού. Η εντολή αυτή έχει σκοπό ο μετατροπέας να σβήσει τα κυκλώματα του ομαλότερα. Επιπλέον, το κύκλωμα αυτό πρέπει να μπορεί να αντιληφθεί την βύθιση τάσης και να την ξεχωρίσει από την ολική απώλεια ισχύος. Σε περιπτώσεις πιο κρίσιμων τροφοδοσιών έχουν επινοηθεί μια σειρά από κυκλώματα που μπορούν να διακρίνουν αρκετά γρήγορα την μορφή του μεταβατικού φαινομένου στην είσοδο του τροφοδοτικού.

### **Σήματα ομαλής λειτουργίας**

Σε περίπτωση σύνθετων συστημάτων όπου ο μετατροπέας είναι ένα τμήμα ενός υποσυστήματος ή σε περιπτώσεις τηλεμετρίας και γενικά σε περιπτώσεις όπου επιθυμούμε να γνωρίζουμε την κατάσταση μετατροπής, είναι απαραίτητο να λαμβάνουμε ένα σήμα το οποίο θα μας ενημερώνει για την κατάσταση του μετατροπέα. Το σήμα που έχουν συνήθως τα σύγχρονα τροφοδοτικά είναι μια πράσινη φωτοδίοδος με την ένδειξη 'power good' το οποίο μπορεί να μεταφραστεί σε ομαλή λειτουργία και σημαίνει ότι όλες οι λειτουργίες βρίσκονται εντός των καθορισμένων ορίων. Το σήμα αυτό μπορεί να έχει και τη μορφή ξηρής επαφής (επαφή ηλεκτρικά απομονωμένη) ή δικτυακού πρωτόκολλου επικοινωνίας. Η διαφοροποίηση αυτού του σήματος θα σημαίνει ότι πρέπει να ελεγχτεί η λειτουργία ή το κεντρικό σύστημα που ανήκει να λάβει τις απαραίτητες ενέργειες.

### **Διάρκεια διατήρησης εξόδου υπό βύθιση**

Ένα πλεονέκτημα των παλμοτροφοδοτικών είναι η διατήρηση της τάσης εξόδου για ένα διάστημα μετά την απώλεια της τάσης τροφοδοσίας. Αυτός ο χρόνος είναι κατά προσέγγιση 20ms αλλά μπορεί να ποικίλει ανάλογα με το κύκλο της τροφοδοσίας τη στιγμή της αστοχίας, και τον

σχεδιασμό του κυκλώματος. Σε περίπτωση που επιθυμούμε ο χρόνος αυτός να είναι μεγαλύτερος πρέπει να σχεδιάσουμε κατάλληλα τον μετατροπέα του οποίου το κόστος θα αυξηθεί σημαντικά και πιθανόν και το μέγεθος του. Ο χρόνος αυτός με τις κατάλληλες συνθήκες μπορεί να αντιμετωπίσει τις στιγμιαίες βυθίσεις τάσης και να διατηρήσει την έξοδο του τροφοδοτικού κατά τη διάρκεια τους.

### **Σύστημα απομακρυσμένης εκκίνησης**

Τα τροφοδοτικά συνήθως ξεκινούν την λειτουργία τους όταν συνδεθούν στην παροχή τους. Η σύγχρονη εποχή δημιούργησε την ανάγκη να μπορούν οι ίδιες οι συσκευές να ελέγξουν την τροφοδοσία τους. Τα τροφοδοτικά των Η/Υ λαμβάνουν την εντολή εκκίνησής τους από την μητρική πλακέτα, η οποία τη δίνει μέσα από ένα TTL κύκλωμα το οποίο βρίσκεται σε αναμονή. Ένα δεύτερο τέτοιου τύπου κύκλωμα υφίσταται εντός του μετατροπέα και η έναυση του εκκινεί τις εσωτερικές διαδικασίες του μετατροπέα για παραγωγή ισχύος στην έξοδο. Είναι ανάγκη λοιπόν να υπάρχει ένας διαφορετικός τρόπος εκκίνησης του τροφοδοτικού πέραν της σύνδεσης του σε ηλεκτρική παροχή.

### **Σύστημα παραλληλισμού**

Οι διακοπτικοί μετατροπείς λόγω της πολύπλοκης κατασκευής τους δεν μπορούν να έχουν ποτέ ακριβώς τα ίδια χαρακτηριστικά συνεπώς ούτε και ακριβώς ίδια έξοδο. Η συνθήκες αυτές έχουν ως αποτέλεσμα να μην είναι δυνατός ο διαμοιρασμός της ισχύος που απαιτείται σε ένα στοιχείο από δυο μετατροπείς παρά μόνο όταν ισχύουν ορισμένες προϋποθέσεις και η παρουσία σχετικής διάταξης. Ο σχεδιαστής οφείλει να λαμβάνει υπόψη του την ανάγκη για παραλληλισμό εάν αυτός απαιτείται και να προβλέπει τη διάταξη παραλληλισμού στην έξοδο του μετατροπέα.

### **Μικρορύθμιση τάσης και ρεύματος εξόδου**

Κατά την ολοκλήρωση της κατασκευής του μετατροπέα η έξοδος του είναι η σχεδιασμένη. Σε ορισμένες εφαρμογές όμως η εμπειρία δείχνει ότι χρειάζεται κάποια μικρορύθμιση πάνω στο μετατροπέα για την κατάσταση μόνιμης λειτουργίας του για δεδομένο φορτίο. Η ρύθμιση αυτή μπορεί να επιτευχτεί με την προσθήκη ποτενσιόμετρων όπου ρυθμίζουν την τάση ή το ρεύμα. Σημαντικός παράγοντας σε αυτά τα ποτενσιόμετρα πρέπει να είναι η ποιότητα της κατασκευής τους διότι απευθύνονται άμεσα στο ευαίσθητο ηλεκτρονικό κύκλωμα το οποίο μπορεί να δεχτεί παράσιτα τα οποία θα αλλοιώσουν τελείως την μετατροπή.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ

Στο κεφάλαιο αυτό χρησιμοποιούμε τα κυκλώματα του υποβιβασμού και της ανύψωσης που αναλύθηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Με την παραδοχή σταθερού κυκλώματος οδήγησης, προσομοιώνεται η μεταβατική τους συμπεριφορά μέσω του λογισμικού MATLAB από την αρχική κατάσταση έως την μετάβασή τους σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και θα εξεταστούν τα αποτελέσματα στην έξοδο του κάθε μοντέλου. Οι τύποι που θα χρησιμοποιηθούν βασίζονται στην θεωρία της μεσοποίησης. Θα παρουσιάσουμε δυο κυκλώματα, το κύκλωμα υποβιβασμού τάσης και το κύκλωμα ανύψωσης τάσης.

Ο σκοπός της μοντελοποίησης που ακολουθεί είναι η δημιουργία μοντέλων στα οποία θα εφαρμοστούν οι μαθηματικοί τύποι που διέπουν τις αρχές λειτουργίας του κάθε μοντέλου. Οι προσομοιώσεις που ακολουθούν αποτελούν ένα μικρό τμήμα των μετατροπών ΣΡ-ΣΡ και η πιο εκτεταμένη μοντελοποίηση είναι πέραν των σκοπών αυτής της διπλωματικής.

#### 3.1 Θεωρία της Μεσοποίησης

Οι προσομοιώσεις που μπορούν να υλοποιηθούν με το κατάλληλο λογισμικό αποσκοπούν στην μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς του μετατροπέα. Η δημιουργία ενός δυναμικού μοντέλου μπορεί να επιτευχθεί είτε με βάση την θεωρία της μεσοποίησης εφαρμοζόμενη στις εξισώσεις κατάστασης του μετατροπέα, οπότε γίνεται λόγος για μεσοποίηση εξισώσεων κατάστασης, είτε εφαρμοζόμενη στην κυκλωματική διάταξη του μετατροπέα, οπότε γίνεται λόγος για μεσοποίηση κυκλώματος. Τα δυναμικά μοντέλα που προκύπτουν με τους δύο τρόπους προσέγγισης περιγράφουν την “μέση συμπεριφορά” των μετατροπών. Η μεσοποίηση των εξισώσεων κατάστασης υπερτερεί εν γένη της μεσοποίησης κυκλώματος κυρίως λόγω της γενικότητας και της εύκολης εφαρμογής της. Οι μεσοποιημένες εξισώσεις κατάστασης είναι εν γένη μη γραμμικές.

Η θεωρία της μεσοποίησης πρωτοεμφανίστηκε ως μέσον ανάλυσης των μετατροπών από τους Middlebrook και Cuk το 1976 ([31]). Μολονότι οι μεσοποιημένες εξισώσεις κατάστασης έτυχαν αποδοχής από το σύνολο της επιστημονικής κοινότητας, η μαθηματική στήριξη της ορθότητας της εφαρμογής της, υπό προϋποθέσεις βέβαια, άργησε να έρθει.

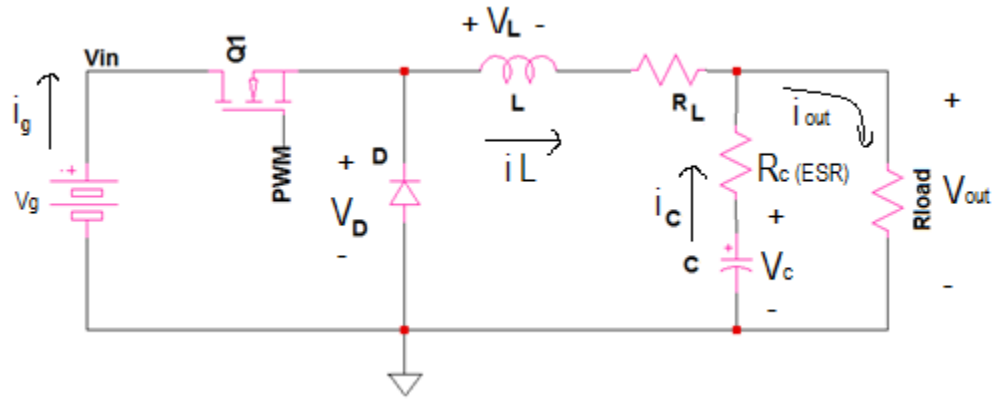
Ως σύστημα με ασυνέχεια χρόνου ονομάζεται εκείνο το σύστημα το οποίο περιγράφεται από διαφορική εξίσωση της οποίας το δεξιό μέλος είναι ασυνεχές ως προς τον χρόνο.

Ως σύστημα με ασυνέχεια κατάστασης περιγράφεται από διαφορική εξίσωση της οποίας το δεξιό μέλος είναι ασυνεχές ως προς μια μεταβλητή κατάστασης([32]).

##### 3.1.1 Μεσοποίηση του μετατροπέα υποβιβασμού

Στο σχήμα 3.1 παρουσιάζεται ο μετατροπέας υποβιβασμού όπου έχουν ληφθεί υπόψη η εσωτερική αντίσταση του πηνίου  $R_L$  και η ισοδύναμη εν σειρά αντίσταση του πυκνωτή  $R_c$ . Επιπλέον, το φορτίο του μετατροπέα υποβιβασμού έχει μοντελοποιηθεί ως μια ωμική αντίσταση.

Όπως έχει εξηγηθεί στο κεφάλαιο 2 η λειτουργία του μετατροπέα υποβιβασμού αναλύεται με την βοήθεια δύο ισοδυνάμων κυκλωμάτων, για την περίπτωση κατά την οποία ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής (σχήμα 2.7α) και για την περίπτωση όπου βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής (σχήμα 2.7β).



Σχήμα 3.1 Κύκλωμα ισχύος μετατροπέα υποβιβασμού (buck-converter) ([13])

Για το χρονικό διάστημα αγωγής, από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.7α προκύπτει:

$$V_L = R_L I_C + V_d - V_{out} \quad (3.1)$$

$$I_C = I_L - I_{out} \quad (3.2)$$

$$V_{out} = I_C R_C + V_C \quad (3.3)$$

όπου

$v_L$  = η τάση στα άκρα του πηνίου

$v_C$  = η τάση στα άκρα του πυκνωτή

$i_C$  = το ρεύμα του πυκνωτή

$i_L$  = το ρεύμα του πηνίου

$R_C$  = ESR πυκνωτή

$R_L$  = Ωμική αντίσταση πηνίου

$i_{out}$  = το ρεύμα του φορτίου

$v_{out}$  = η τάση του φορτίου

Για το χρονικό διάστημα αποκοπής από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.7β προκύπτει

$$V_L = -R_L I_L - V_{out} \quad (3.4)$$

$$I_C = \frac{V_{out}}{R_{load}} \quad (3.5)$$

$$V_{out} = V_C \quad (3.6)$$

Οπότε συνδυάζοντας τις σχέσεις 3.1 έως 3.6 προκύπτει:

$$V_L = V_g * d - i_L * R_L - v_o \quad (3.7)$$

$$I_C = I_L - I_{out} \quad (3.8)$$

$$V_{out} = v_C + R_{esr} * (i_L - i_{out}) \quad (3.9)$$

όπου

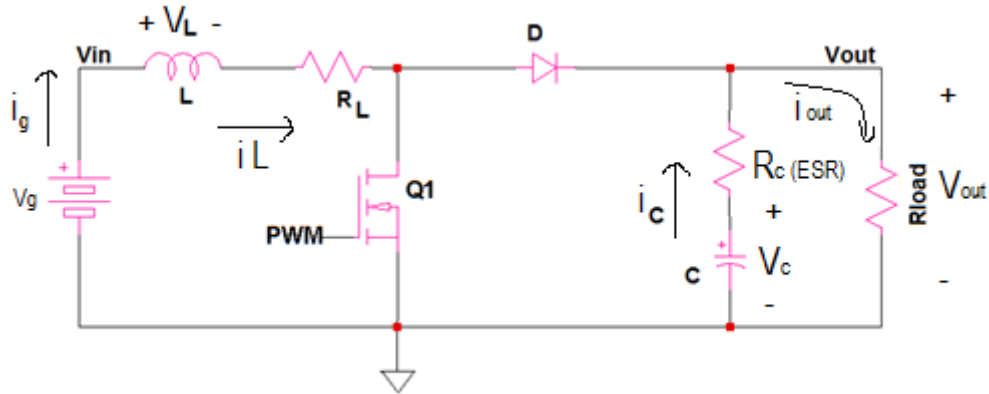
$v_g$  = η τάση εισόδου

$d$  = ο βαθμός χρησιμοποίησης



### 3.1.2 Μεσοποίηση του μετατροπέα ανύψωσης

Στο Σχήμα 3.2 παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης που παρουσιάστηκε στην ενότητα 2.4.2. Θα χρησιμοποιήσουμε τις ίδιες παραδοχές που χρησιμοποιήσαμε στο μετατροπέα υποβιβασμού (ιδανικά ημιαγωγικός διακόπτης και δίοδος) και θα υλοποιήσουμε τις σχέσεις που το διέπουν στο πεδίο του χρόνου με τις αρχικές συνθήκες μηδενικές.



Σχήμα 3.2 Κύκλωμα ισχύος μετατροπέα ανύψωσης (boost-converter) ([13])

Για το χρονικό διάστημα αγωγής, η συμπεριφορά του μετατροπέα καθορίζεται από τις εξής σχέσεις:

$$v_L = v_g - I_L R_L \quad (3.10)$$

$$i_C = -i_{out} \quad (3.11)$$

$$I_g = I_L \quad (3.12)$$

$$V_{out} = v_C - R_{ESR} i_{out} \quad (3.13)$$

Όπου

$V_g$  η τάση εισόδου

$I_g$  το ρεύμα εισόδου

$v_L$  η τάση του πηνίου

$I_L$  το ρεύμα του πηνίου

$R_L$  η αντίσταση του πηνίου

$V_C$  η τάση πυκνωτή

$I_C$  το ρεύμα πυκνωτή

$R_{esr}$  αντίσταση πυκνωτή

$V_{out}$  η τάση εξόδου

$I_{out}$  το ρεύμα εξόδου

Για το διάστημα αποκοπής η συμπεριφορά του μετατροπέα καθορίζεται από τις εξής σχέσεις:

$$v_L = v_g - I_L R_L - V_{out} \quad (3.14)$$

$$i_C = I_L - i_{out} \quad (3.15)$$

$$I_g = I_L \quad (3.16)$$

$$V_{out} = v_C + R_{ESR} I_L - i_{out} \quad (3.17)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 3.10 έως 3.17 έχουμε:

Η τάση του πηνίου:

$$v_L = [v_g - I_L R_L] * D + (v_g - I_L R_L - V_{out}) * (1 - D) \quad (3.18)$$

Το ρεύμα του πυκνωτή:

$$i_C = i_{out} * D + (I_L - i_{out}) * (1 - D) \quad (3.19)$$

Το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα:

$$I_g = I_L * D + I_L * (1 - D) \quad (3.20)$$

Η τάση εξόδου:

$$V_{out} = [v_C - R_{ESR} i_{out}] * D + [v_C + R_{ESR} (I_L - i_{out})] * (1 - D) \quad (3.21)$$

Απλοποιώντας τις εξισώσεις 3.18 έως 3.21 :

$$v_L = v_g - V_{out} * (1 - D) - I_L R_L \quad (3.22)$$

$$i_C = I_L * (1 - D) - i_{out} \quad (3.23)$$

$$I_g = I_L \quad (3.24)$$

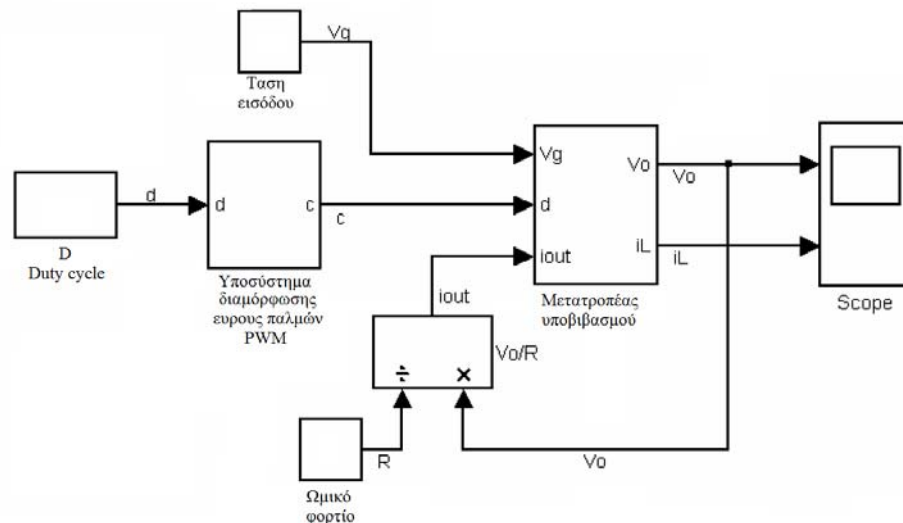
$$V_{out} = v_C + R_{ESR} [I_L * (1 - D) - i_{out}] \quad (3.25)$$

## 3.2 Μοντελοποίηση μετατροπέα υποβιβασμού

Στο Σχήμα 3.1 παρουσιάζεται ο μετατροπέας υποβιβασμού ο οποίος αναλύθηκε στην ενότητα 2.4.1. Το σύστημα ελέγχου είναι open-loop δηλαδή χωρίς ανάδραση με την έξοδο. Θα μοντελοποιήσουμε την κατάσταση του μετατροπέα από την στιγμή όπου ξεκινάει η διαδικασία μετατροπής μέχρι την κατάσταση μονίμου λειτουργίας. Θα θεωρήσουμε ιδανική την δίοδο και το διακοπτικό στοιχείο, ενώ θα λάβουμε υπόψη μας την ωμική αντίσταση του πηνίου και του πυκνωτή. Το ζητούμενο είναι να επιτύχουμε τάση εξόδου 5V από πηγή 12V, με χρήση διακοπτικής συχνότητας 100kHz, και να τροφοδοτήσουμε ωμικό φορτίο 1  $\Omega$  με κυμάτωση της τάσης εξόδου μικρότερη 1%

### 3.2.1 Μοντέλο Simulink

Στο λογισμικό του MATLAB υλοποιούμε το σύστημα του μετατροπέα του Σχήματος 3.1 με τις παραμέτρους που θέσαμε. Το σύστημα που δημιουργείται παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.3 που ακολουθεί και αναλύονται τα επιμέρους τμήματά του.

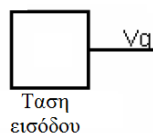


Σχήμα 3.3 Κύκλωμα που υλοποιείτε στο Simulink

Το κύκλωμα που υλοποιείται στο Σχήμα 3.2 απαρτίζεται από τρεις (3) διακριτές παραμέτρους και δυο υποσυστήματα αυτών:

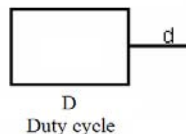
#### Οι διακριτές παράμετροι του συστήματος:

1 – Τάση εισόδου:



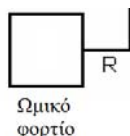
Είναι η τάση η οποία λαμβάνει ο μετατροπέας μας στην είσοδο του. Στο λογισμικό δηλώνεται ως μεταβλητή τύπου "constant", που θα διατηρεί μια σταθερή τιμή σε όλη την διάρκεια της προσομοίωσης.

## 2 – Βαθμός χρησιμοποίησης (Duty cycle)



Πρόκειται για τον λόγο  $\frac{t_{on}}{t_{off}}$  όπου  $t_{on}$  το διάστημα αγωγής  $t_{off}$  το διάστημα αποκοπής και για την προσομοίωση που υλοποιούμε θα έχει επίσης μια σταθερή τιμή. Η χρήση μιας σταθερής τιμής γίνεται διότι ο μετατροπέας που σχεδιάζουμε είναι ανοικτού βρόγχου (Open-Loop), δηλαδή δεν παρέχεται ανατροφοδότηση από την έξοδο για την προσαρμογή αυτής της τιμής ώστε να λαμβάνουμε σταθερή έξοδο.

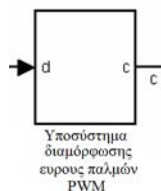
## 3 – Ωμικό φορτίο



Ένα ιδανικό φορτίο για τον μετατροπέα μας είναι ένα γραμμικό ωμικό φορτίο το οποίο δεν μεταβάλλεται.

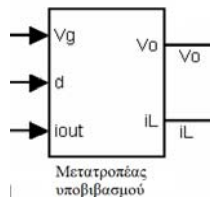
## Τα υποσυστήματα του κυκλώματος

### 1 – Υποσύστημα PWM



Πρόκειται για το σύστημα το οποίο εκτελεί την διαμόρφωση εύρους παλμών επιτυγχάνοντας τον βαθμό χρησιμοποίησης (D) που έχει οριστεί. Η τιμή του D στην έξοδο του υποσυστήματος αυτού θα είναι σταθερή διότι και η είσοδος του είναι σταθερή αφού δεν υπάρχει ανατροφοδότηση από την έξοδο.

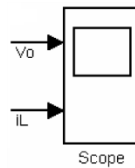
### 2 – Υποσύστημα μετατροπέα υποβιβασμού



Το υποσύστημα του μετατροπέα μοντελοποιεί τον μετατροπέα ισχύος και διαθέτει τρεις (3) εισόδους: τάση εισόδου ( $V_g$ ), τον βαθμό χρησιμοποίησης D και το ρεύμα εξόδου ( $I_{out}$ ) και δύο εξόδους: την τάση εξόδου ( $V_o$ ) και το ρεύμα πηνίου ( $I_L$ )

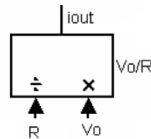
Επιπρόσθετα:

Scope:



Το block "Scope" το οποίο χρησιμοποιείται για τον χρόνο όπου έχουμε ορίσει για να καταγράφονται η κυματομορφές της τάσεως και του ρεύματος εξόδου

Ανατροφοδότηση ρεύματος εξόδου:



Απλή πράξη η οποία με βάση το φορτίο μας, μας αποδίδει το ρεύμα της εξόδου του μετατροπέα

### 3.2.2 Ανάλυση υποσυστημάτων

#### Υποσύστημα μετατροπέα

Με τη βοήθεια του υποσυστήματος που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.4 υλοποιείται ο μετατροπέας υποβιβασμού χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις:

#### Σημείο 1 Σχήματος 3.3

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_g * d - i_L * R_L - v_o) \quad (3.26)$$

Όπου

$\frac{\Delta i_L}{\Delta t}$  : Η μεταβολή του ρεύματος πηνίου σε σχέση με το χρόνο

$L$  : Η αυτεπαγωγή του πηνίου

$V_g$  : Η τάση εισόδου του μετατροπέα

$d$  : duty cycle

$i_L$  : Το ρεύμα πηνίου

$R_L$  : Η ωμική αντίσταση του πηνίου

$v_o$  : Η τάση εξόδου

#### Σημείο 2 Σχήματος 3.3

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} (i_L - i_{out}) \quad (3.27)$$

Όπου

$\frac{\Delta v_C}{\Delta t}$  : Η μεταβολή της τάσης εξόδου σε σχέση με το χρόνο

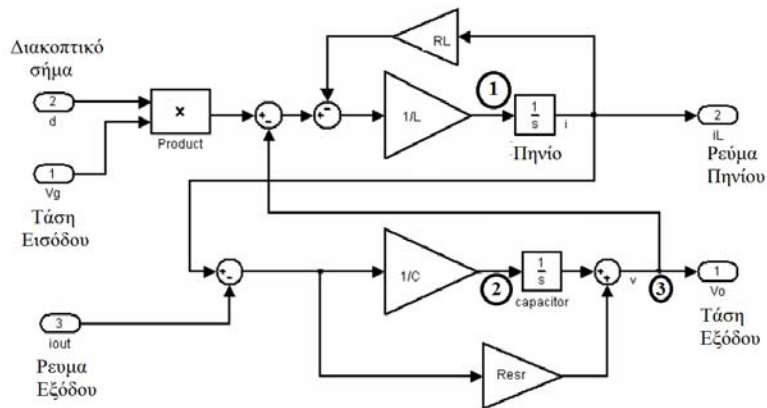
$i_{out}$  : Το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα

### Σημείο 3 Σχήματος 3.3

$$v_o = v_c + R_{esr} * (i_L - i_{out}) \tag{3.28}$$

Όπου

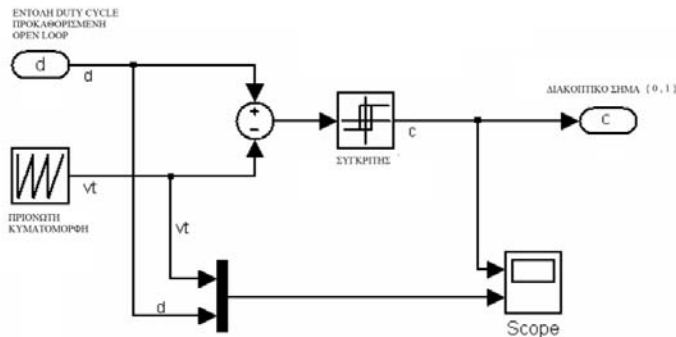
$R_{esr}$  : Η ισοδύναμη αντίσταση σειράς (ESR) του πυκνωτή



Σχήμα 3.4 Υποσύστημα μετατροπέα

### Υποσύστημα PWM

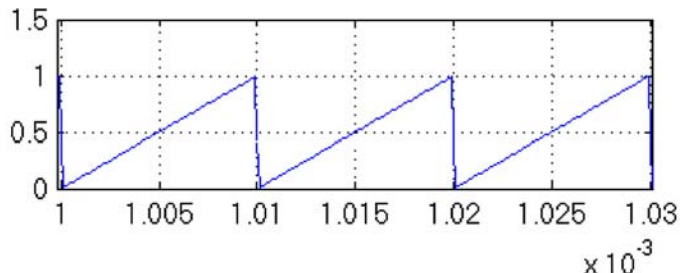
Με τη βοήθεια του υποσυστήματος που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.5 το υποσύστημα PWM όπου ο βαθμός χρησιμοποίησης συγκρίνεται με την πριονωτή κυματομορφή και παράγει το διακοπτικό σήμα αναλυτικά:



Σχήμα 3.5 Υποσύστημα PWM

### Πριονωτή κυματομορφή:

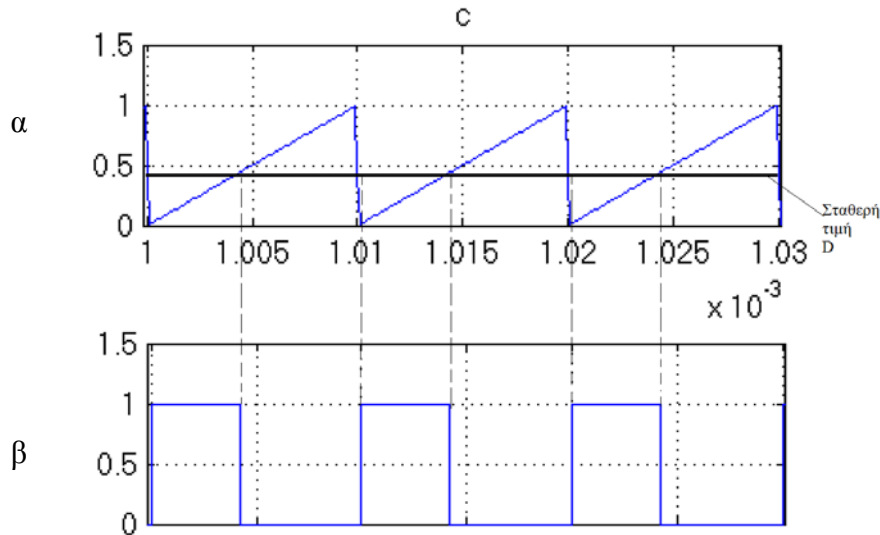
Λαμβάνει τιμές από 0 έως 1 και αυξάνεται γραμμικά στο πεδίο του χρόνου και μειώνεται ακαριαία. Η συχνότητα της ορίζει την διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα η κυματομορφή της πριονωτής τάσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.6.



Σχήμα 3.6 Πριονωτή Κυματομορφή 100 kHz

### Βαθμός χρησιμοποίησης (Duty cycle)

Η τιμή του Duty cycle στην περίπτωση ανοικτού βρόγχου (open loop) έχει μια σταθερή τιμή. Η σύγκριση του με την πριονωτή κυματομορφή παράγει τον διαμορφωμένο παλμό, ο οποίος αποτελεί είσοδο του μετατροπέα. Στο Σχήμα 3.7α παρουσιάζεται η σύγκριση και στο 3.7β ή έξοδος του διαμορφωμένου πλάτους για δεδομένη συχνότητα:



Σχήμα 3.7

- α) Σήμα ανάλογο του βαθμού χρησιμοποίησης (εδώ  $D=0.41$ ) και πριονωτή κυματομορφή  
β) PWM σήμα βαθμού χρησιμοποίησης  $D$  διακοπτικής συχνότητας (εδώ  $F_{sw} = 100 \text{ kHz}$ )

### 3.2.3 Προσομοίωση μετατροπέα υποβιβασμού

Για τον έλεγχο της λειτουργίας του μοντέλου που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα θα προσομοιώσουμε την λειτουργία του μετατροπέα με τις παρακάτω προδιαγραφές:

Τάση εισόδου	$V_g = 12 \text{ V}$
Load Resistor	$R = 1 \Omega$
Συχνότητα λειτουργίας	$F_s = 100 \text{ kHz}$
Τάση εξόδου	$V_o = 5 \text{ V}$
Κυμάτωση ρεύματος πηνίου	$\Delta I_L = 30\% \text{ ή } 1,5 \text{ A}$
Κυμάτωση τάσης εξόδου	$\Delta V_o = 0.1\% \text{ ή } 5 \text{ mV}$

Για τις προδιαγραφές που ορίσαμε, για την υλοποίηση του κυκλώματος πρέπει να υπολογιστούν([33]):

### Βαθμός χρησιμοποίησης D

$$D = \frac{V_o}{V_g} = \frac{5}{12} = 0.41$$

### Ρεύμα εξόδου $I_{out}$

$$I_{out} = \frac{V_o}{R} = \frac{5}{1} = 5 \text{ A}$$

**Πηνίο για την κυμάτωση που ορίσαμε**

$$L = \frac{V_{out} * (V_{in} - V_{out})}{\Delta i_L * F_S * V_{in}}$$

Λύνοντας ως προς L :

$$L = 20 \mu\text{H}$$

Το εμπορικά διαθέσιμο πηνίο έχει ωμική αντίσταση ίση με

$$R_L = 80 \text{ m}\Omega$$

**Πυκνωτής για την κυμάτωση που ορίσαμε**

$$C = \frac{\Delta i_L}{8 * F_S * \Delta V_{out}}$$

Λύνοντας ως προς C :

$$C = 375 \mu\text{F}$$

Η αντίσταση του πυκνωτή προσθέτει κυμάτωση στην τάση έξοδο η οποία μπορεί να υπολογιστεί:

$$\Delta V_{out} = R_{esr} * \Delta i_L$$

Λύνοντας ως προς  $R_{esr}$  :

$$R_{esr} = 3,3 \text{ m}\Omega$$

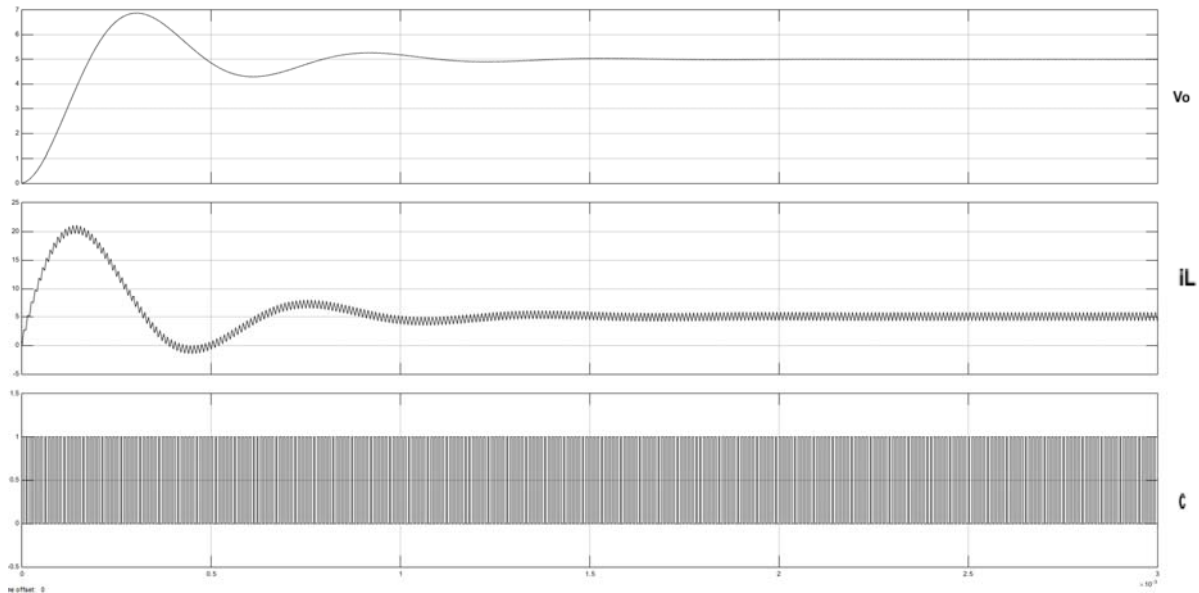
Βάση των εμπορικά διαθέσιμων πυκνωτών, τα πιο κοντινά χαρακτηριστικά που δεν αλλοιώνουν την φύση των παραπάνω εξισώσεων προκύπτουν:

$$C = 470 \mu\text{F}$$

$$R_{esr} = 5 \text{ m}\Omega$$

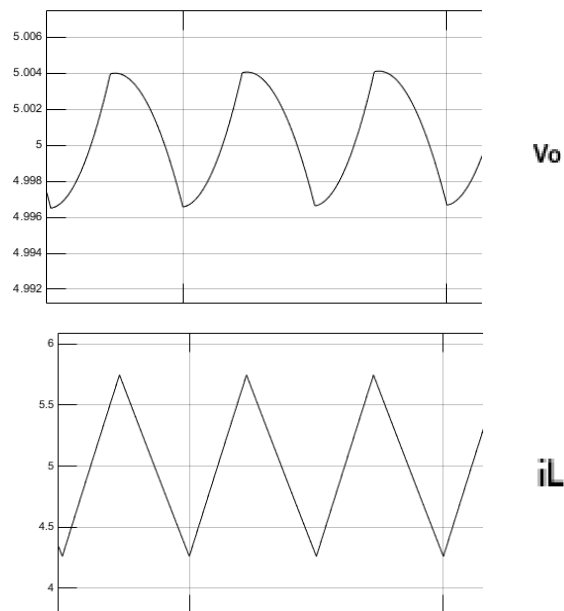
Για τις παραπάνω τιμές εκτελούμε την προσομοίωση των εξισώσεων στο πεδίο του χρόνου με μηδενικές αρχικές τιμές. Οι κυματομορφές που μας ενδιαφέρουν για την προβλεπόμενη λειτουργία του κυκλώματος είναι της τάσης του ρεύματος του πηνίου και του σκανδαλισμού. Οι κυματομορφές που προκύπτουν στην έξοδο του score ακολουθούν στο σχήμα 3.8.





Σχήμα 3.8  $V_o$  τάση εξόδου –  $i_L$  ρευμα πηνίου –  $c$  παλμοί ελέγχου PWM

Μεγεθύνοντας στην τάση και το ρεύμα για τις καταστάσεις μόνιμου λειτουργίας έχουμε τις εξής γραφικές:

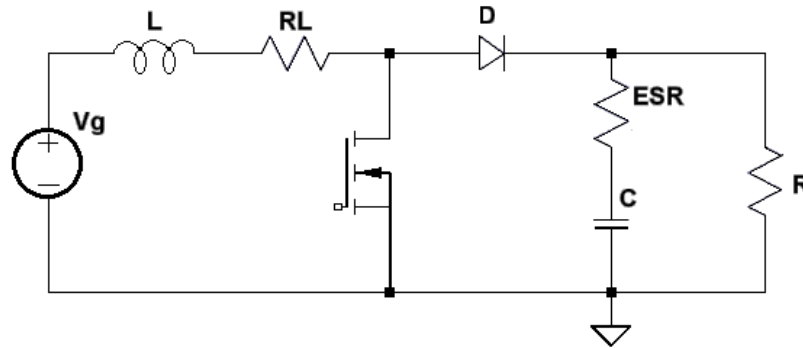


Σχήμα 3.9  $V_{ripple}$  -  $i_L$  ripple

Παρατηρώντας τις μεγεθυμένες γραφικές του Σχήματος 3.8 παρατηρούμε ότι βρισκόμαστε εντός των σχεδιαστικών ορίων. Η διακύμανση του  $i_L$  μας δείχνει την λειτουργία του πηνίου ως πηγή ρεύματος που φορτίζει και εκφορτίζει σε κάθε κύκλο. Μεγαλύτερη τιμή πυκνωτή μειώνει περαιτέρω την κυμάτωση. Η μεγαλύτερη τιμή πηνίου μειώνει την διακύμανση του ρεύματος, εφόσον αυξάνεται η αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια και απαιτείται πολύ μικρότερο ποσοστό της ανά κύκλο.

### 3.3 Μοντελοποίηση μετατροπέα ανύψωσης

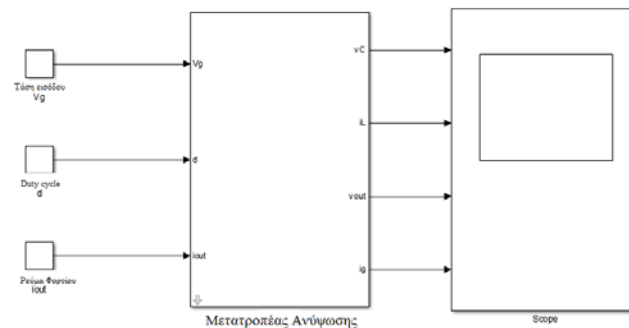
Στο Σχήμα 3.10 παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης:



Σχήμα 3.10 Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης (boost converter) ([13])

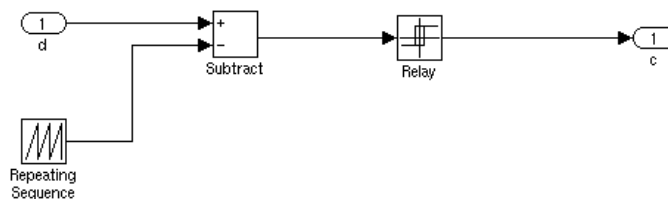
#### 3.3.1 Μοντέλο Simulink

Στο μοντέλο του Σχήματος 3.11 ομαδοποιούμε τον μετατροπέα σε ένα κεντρικό σύστημα το οποίο λαμβάνει διακριτές τιμές και για δεδομένο φορτίο ανυψώνει την τάση και διατηρεί το ρεύμα στα επίπεδα που καθορίζουμε.



Σχήμα 3.11 Κύκλωμα που υλοποιείτε στο Simulink

Δημιουργούμε το υποσύστημα PWM και ορίζουμε την κυματομορφή σύγκρισης:



Σχήμα 3.12 Μοντέλο PWM Simulink μετατροπέα ανύψωσης

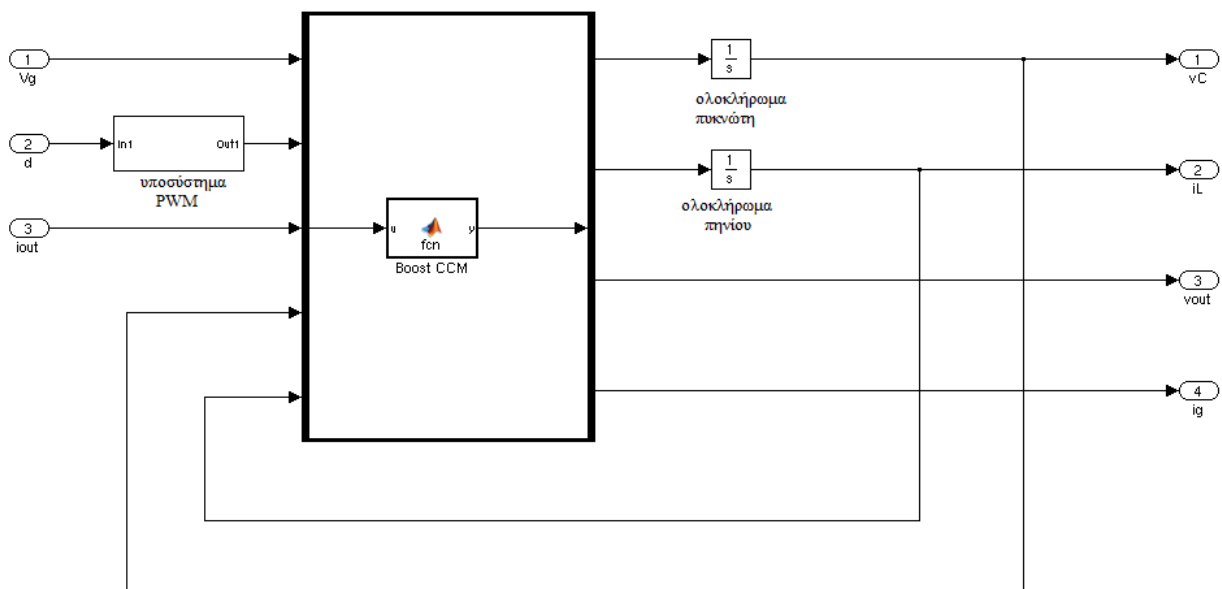
Το κύκλωμα του Σχήματος 3.11 παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.13 με την μορφή μοντέλου SIMULINK. Το σύστημα που δημιουργείται απαρτίζεται από τρεις (3) διακριτές εισόδους και τέσσερις (4) εξόδους:

Οι διακριτές εισόδοι του συστήματος:

- 1 – Τάση εισόδου:
- 2 – Duty cycle
- 3 – Ρεύμα φορτίου

Οι εξόδοι που λαμβάνουμε στο score από το σύστημα:

- 1 – Τάση πυκνωτή εξόδου
- 2 – Ρεύμα πηνίου
- 3 – Τάση εξόδου
- 4 – Ρεύμα εισόδου



Σχήμα 3.13 Μοντέλο μετατροπέα ανύψωσης Simulink

Το σύστημα μας αποτελείται από εισόδους, παραμέτρους και αποτελέσματα.

Είσοδοι		Παράμετροι		Αποτελέσματα	
Vg	Τάση εισόδου	L	Αυτεπαγωγή πηνίου	Vout	Τάση εξόδου
D	Duty cycle	R <sub>L</sub>	Αντίσταση πηνίου	Ig	Ρεύμα εισόδου
i <sub>out</sub>	Ρεύμα εξόδου	C	Χωρητικότητα πυκνωτή	Ic	Ρεύμα πυκνωτή
Vc	Τάση πυκνωτή	R <sub>esr</sub>	Αντίσταση πυκνωτή	v <sub>l</sub>	Τάση πηνίου
i <sub>L</sub>	Ρεύμα πηνίου				

### 3.3.2 Ανάλυση υποσυστημάτων

Στο υποσύστημα BoostCCM υλοποιούνται οι εξής μεσοποιημένες εξισώσεις της ενότητας 3.1.2 που καθορίζουν τη συμπεριφορά του μετατροπέα:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(v_g - V_{out} * (1 - D) - I_L R_L) \quad (3.29)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}(I_L * (1 - D) - i_{out}) \quad (3.30)$$

$$I_g = i_L \quad (3.31)$$

$$V_{out} = v_C + R_{ESR}[I_L * (1 - D) - i_{out}] \quad (3.32)$$

Οι απλοποιημένες εξισώσεις εισάγονται στην φόρμα υπολογισμών του MATLAB (Σχήμα 3.14)

```
% ΚΛΗΣΗ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΓΙΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ

function y = CCMBBoost(u,L,C,RL,Resr)

% ΕΙΣΟΔΟΙ:
% u = [Vg D ioutv_Ci_L]
%
% ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ:
% L, RL, C, Resr
%
% ΕΞΟΔΟΙ:
% y = [dv_C/C di_L/L Voutig]

Vg = u(1); % ΤΑΣΗ ΙΣΟΔΟΥ
D = u(2); % DUTY CYCLE
iout = u(3); % ΡΕΥΜΑ ΦΟΡΤΙΟΥ
vC = u(4); % ΤΑΣΗ ΠΥΚΝΩΤΗ
iL = u(5); % ΡΕΥΜΑ ΠΗΝΙΟΥ

dbar = 1-D;

% ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΕΣ ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗΣ

Vo = vC + Resr*((iL*dbar) - iout); % ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ
Ig = iL; % ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΕΙΣΟΔΟΥ
iC = (iL*dbar) - iout; % ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΠΥΚΝΩΤΗ
vL = Vg - (Vout*dbar) - (iL*RL); % ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΑΣΗΣ ΠΗΝΙΟΥ

% ΕΞΟΔΟΙ SCOPE

y = [iC/C vL/L Vo Ig];
```

Σχήμα 3.14 Φύλλο υπολογισμών Matlab

### 3.3.3 Προσομοίωση μετατροπέα ανύψωσης

Για τον έλεγχο της λειτουργίας του μοντέλου που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα θα προσομοιώσουμε την λειτουργία του μετατροπέα με τις παρακάτω προδιαγραφές:

Τάση εισόδου	$V_g = 12 V$
Load Resistor	$R = 50 \Omega$
Συχνότητα λειτουργίας	$f_s = 100 kHz$
Τάση εξόδου	$V_o = 30 V$
Κυμάτωση ρεύματος πηνίου	$\Delta I_L = 20\%$
Κυμάτωση τάσης εξόδου	$\Delta V_o = 0.2 \% \text{ ή } 60 mV$

#### Υπολογισμοί

Εκτελούνται οι υπολογισμοί για τα στοιχεία του μετατροπέα ανύψωσης σύμφωνα με τις προδιαγραφές που θέσαμε παραπάνω ([25]):

#### Βαθμός χρησιμοποίησης Duty cycle

$$D = 1 - \frac{V_g}{V_o} = 1 - \frac{12}{30} = 0.6$$

$$D = 0.6$$

#### Ρεύμα φορτίου

$$i_{out} = \frac{V_o}{R} = \frac{30}{50} = 0.6 A$$

$$I_{out} = 0.6 A$$

#### Το μέσο ρεύμα του πηνίου

$$i_L = \frac{V_o}{(1-D)R} = \frac{30}{20} = 1.5 A$$

Επιλέγουμε πηνίο

Η κυμάτωση του πηνίου  $I_{ripple} = 20\%$  ή  $I_{ripple} = 0.6 A$

$$L = \frac{1}{ripple} * \frac{V_g^2}{P_o} * \left(1 - \frac{\sqrt{3} V_g}{V_o}\right) * T =$$

$$L = \frac{1}{0.2} * \frac{12^2}{30 * 0.6} * \left(1 - \frac{\sqrt{3} * 12}{30}\right) * \frac{1}{100 * 10^3} = 120 \mu H$$

#### Η Αυτεπαγωγή του πηνίου

$$L = 120 \mu H$$

Το εμπορικά διαθέσιμο πηνίο για αυτή την αυτεπαγωγή και ρεύμα έως 3 A έχει ισοδύναμη αντίσταση ίση με:

$$R_L = 10 m\Omega$$

**Χωρητικότητα πυκνωτή**

$$C_o \geq \frac{2 * P_o * 0.4}{V_o^2 - V_{o,min}^2} =$$

Και για την κυμάτωση της τάσης που ορίσαμε  $V_{o,min} = 29.97 V$

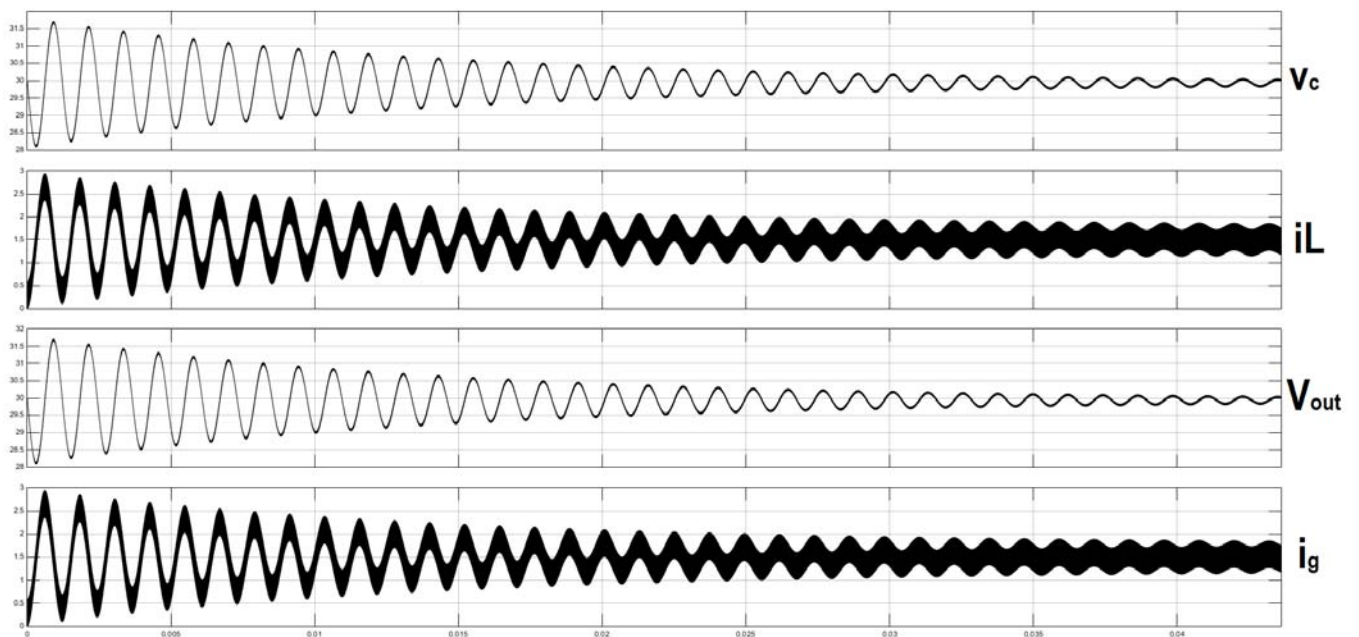
Οπότε

$$C = 50\mu F$$

Ο εμπορικά διαθέσιμος πυκνωτής για αυτή την χωρητικότητα έχει ισοδύναμη αντίσταση (ESR) ίση με:

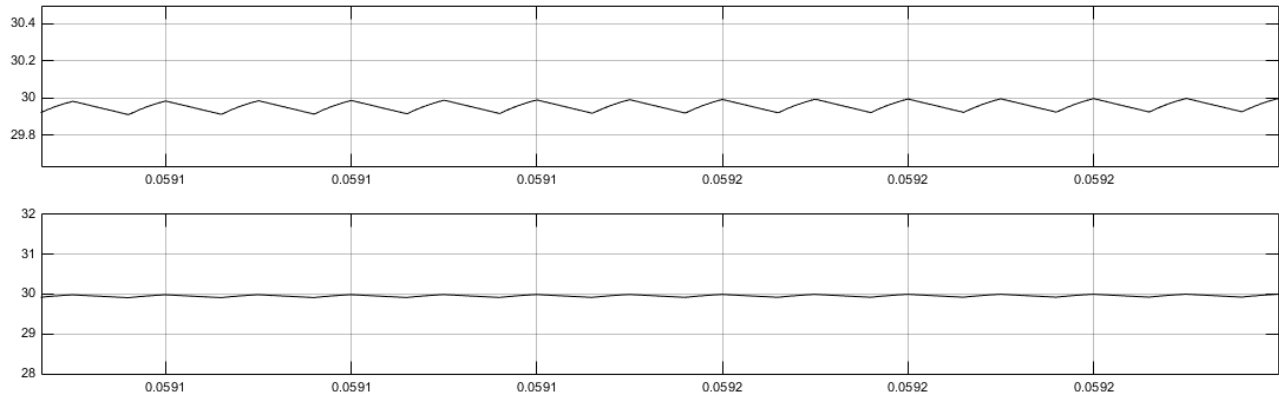
$$C = 1m\Omega$$

Εκτελούμε για τις παραπάνω τιμές την προσομοίωση του Simulink και λαμβάνουμε τις κυματομορφές του Σχήματος 3.15 και 3.16. Οι τιμές που μας ενδιαφέρουν στο πεδίο του χρόνου είναι η τάση πυκνωτή, το ρεύμα του πηνίου, η τάση εξόδου και το ρεύμα εξόδου.



Σχήμα 3.15 Κυματομορφές ( $V_c - i_L - V_o - i_g$ )

Μεγεθύνοντας στην μόνιμη κατάσταση η τάση του πυκνωτή σε σχέση με την τάση εξόδου:



Σχήμα 3.16 Τάση πυκνωτή ( $V_c$ ) τάση εξόδου ( $V_o$ )

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί θα παρουσιαστεί ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα παλμοτροφοδοτικής διάταξης μετατροπέα τύπου flyback, απλής κατασκευής το οποίο χαρακτηρίζεται από ιδιαίτερα χαμηλή κατανάλωση. Θα τεθούν οι προδιαγραφές λειτουργίας του, θα σχεδιαστεί στα επί μέρους τμήματα του και θα επιλέγουν τα κατάλληλα υλικά. Από τα υλικά που τον αποτελούν θα παρουσιαστούν οι ιδιότητες του ολοκληρωμένου κυκλώματος που αποτελεί την καρδιά του μετατροπέα, καθώς και μια εκτεταμένη σύνοψη των χαρακτηριστικών του και των λειτουργιών του. Εν συνεχεία θα χωρίσουμε τα τμήματα που απαρτίζουν την ολοκληρωμένη κατασκευή και θα αναλύσουμε την επιλογή των υλικών. Για την επιλεγμένη έξοδο θα διεξάγουμε μια σειρά από δοκιμές όπου θα δούμε την συμπεριφορά του κυκλώματος στην μόνιμη κατάσταση, στις ακραίες τιμές και σε διάφορα σενάρια αστοχίας. Τέλος θα το κατατάξουμε ενεργειακά σύμφωνα με την οδηγία που εμπίπτει και θα το μετρήσουμε για διαταραχή που προκαλεί στο δίκτυο.

#### 4.1 Προδιαγραφές τροφοδοτικού

Η παλμοτροφοδοτική διάταξη που θα κατασκευαστεί πρέπει να πληροί τις εξής προδιαγραφές:

Σκοπός:

Είναι η διάταξη η οποία θα μπορεί να παραμένει υπό τάση για μεγάλο διάστημα χωρίς πρόβλημα και με ελάχιστη κατανάλωση όταν δεν υπάρχει φορτίο στην έξοδο του. Η ελάχιστη δυνατή κατανάλωση όταν δεν έχει φορτίο και είναι εντός άλλης συσκευής θα συμβάλει στην ενεργειακή βελτιστοποίηση του συστήματος και στην ενεργειακή του αναβάθμιση. Χαρακτηριστικές εφαρμογές του είναι:

- Φορτιστής κινητού όπου παραμένει στο ηλεκτρικό δίκτυο για μεγάλα διαστήματα
- Δευτερεύον τροφοδοτικό τηλεόρασης, όπου είναι συνεχώς σε λειτουργία αναμονής (stand-by) και σκοπός του είναι να 'ξυπνήσει' τα ενεργοβόρα κυκλώματα της συσκευής όταν ο χρήστης την ενεργοποιήσει.

Τα τεχνικά χαρακτηριστικά παραθέτονται στον πίνακα 4.1 που ακολουθεί.



#### 4.1.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά μετατροπέα

Πινάκας 4.1 Πινάκας τεχνικών χαρακτηριστικών τροφοδοτικού

<b>Χαρακτηριστικά εισόδου Τροφοδοτικού</b>	
Τάση εισόδου (nominal)	230 VAC
Εύρος τάσης εισόδου	90 ~265 VAC
Συχνότητα τάσης εισόδου	50 Hz
Εύρος συχνότητας	47~63 Hz
Μέγιστο ρεύμα εισόδου	1 A
Κατανάλωση σε αναμονή	25 mW
Κυμάτωση τάσης εισόδου	40 %
<b>Χαρακτηριστικά εξόδου τροφοδοτικού</b>	
Τάση εξόδου	5 VDC
Μέγιστο φορτίο	1 A
Διακύμανση εξόδου	50 mV
Απόδοση ονομαστικού φορτίου	> 80 %
<b>Προστασία Τροφοδοτικού</b>	
Προστασία εισόδου	Ασφάλεια τήξεως
Προστασία εξόδου	Από ολοκληρωμένο

Ο μετατροπέας του τροφοδοτικού μας. Η τροφοδοτική διάταξη που θα σχεδιαστεί στηρίζεται σε ένα flyback μετατροπέα ([26]). Η επιλογή του έγινε βάση των εξής χαρακτηριστικών:

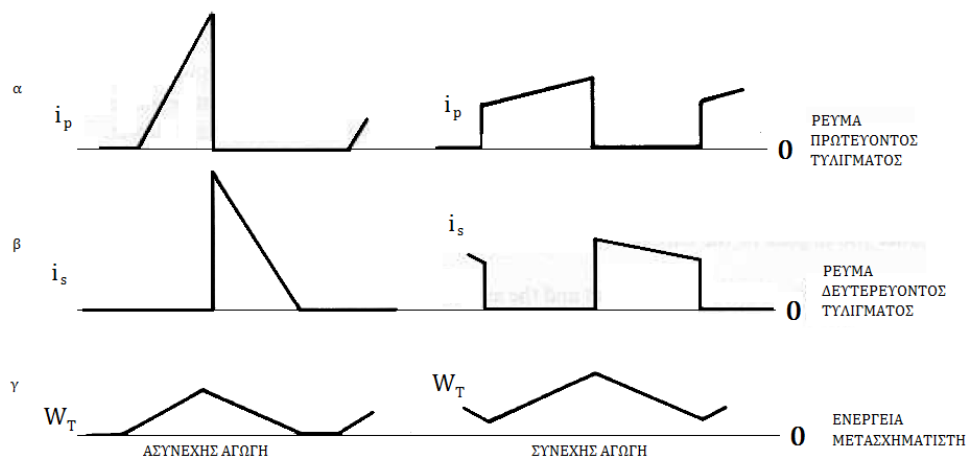
- Λόγω της χαμηλής ισχύος, ο σχεδιασμός του μετασχηματιστή σε αυτή τη τοπολογία είναι εύκολος.
- Δεν απαιτούνται πολλά υλικά, συνεπώς μειώνεται το κόστος και η πολυπλοκότητα της κατασκευής.
- Το ανορθωτικό στοιχείο διαχειρίζεται μικρή ισχύ συνεπώς δεν απαιτείται περαιτέρω φιλτράρισμα.

Είναι τροφοδοτικό τύπου Off-line όπως αναλύθηκε στην ενότητα 2.5 , συνεπώς καταλαμβάνει λιγότερο όγκο εφόσον δεν χρειάζεται υποβιβασμό της τάσης από μετασχηματιστή χαμηλών συχνοτήτων

#### 4.1.2 Αγωγή ρεύματος:

Ο μετατροπέας επιλέγεται να λειτουργεί με διακοπτόμενη αγωγή ρεύματος (ασυνεχή αγωγή). Οι λόγοι που χρησιμοποιούμε αυτόν τον τρόπο είναι οι εξής:

- Μικρότερος μετασχηματιστής υψηλών συχνοτήτων. Στην ασυνεχή αγωγή, η αποθηκευμένη μαγνητική ενέργεια στον μετασχηματιστή είναι μικρότερη (Σχήμα 4.2γ). Επιπλέον με μικρότερο μετασχηματιστή υπάρχουν χαμηλότερες απώλειες φαινομένου Joule.
- Η σταθερότητα του συστήματος είναι ευκολότερη λόγω του ότι η ενέργεια που αποδίδεται είναι ανάλογη του χρόνου αγωγής του ημιαγωγού. Αυτό συμβαίνει λόγω του μηδενισμού του ρεύματος.
- Η ανόρθωση της εξόδου δεν πολώνεται ανάστροφα. Το ρεύμα της εξόδου έχει σχεδόν μηδενιστεί λίγο πριν ξεκινήσει να άγει η διόδος το πλεονέκτημα είναι ότι δεν είναι απαραίτητη η χρήση διόδων με ταχεία αποκατάσταση ανάστροφης πόλωσης, οι οποίες είναι αρκετά ακριβές.
- Η αγωγή του ημιαγωγού γίνεται υπό μηδενικό ρεύμα, καθιστώντας τον χρόνο εναύσεως μη σημαντικό στο κύκλωμα .
- Λόγω της παραπάνω ιδιότητας η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση είναι αρκετά μικρότερη.



Σχήμα 4.2 Γραφικές ρεύματος μετασχηματιστή ασυνεχούς/συνεχούς αγωγής

Τα μειονεκτήματα της ασυνεχούς αγωγής συγκριτικά με την συνεχή αγωγή για την κατασκευή μας και τον σκοπό της δεν είναι σημαντικά. Τα μειονεκτήματα είναι τα εξής αυτά είναι τα εξής:

- Η μέγιστη τιμή του ρεύματος του ημιαγωγού και της διόδου είναι σχεδόν διπλάσια (Σχήμα 4.2α και β). για την ισχύ του κυκλώματος μας, το μέγεθος είναι αμελητέο.
- Παρουσιάζονται μεγαλύτερες απώλειες σκέδασης στο μετασχηματιστή
- Στην ασυνεχή αγωγή η μεγαλύτερη κυμάτωση του ρεύματος στην έξοδο απαιτεί πυκνωτή με μικρότερη εσωτερική αντίσταση (ESR). Στην παρούσα κατασκευή λόγω της ισχύος εξόδου δεν αντιμετωπίζουμε τέτοιο πρόβλημα και προσθέτουμε επιπλέον βαθυπερατό φίλτρο τύπου Π στην έξοδο για περαιτέρω εξομάλυνση.

## 4.2 Σχεδιασμός κυκλώματος

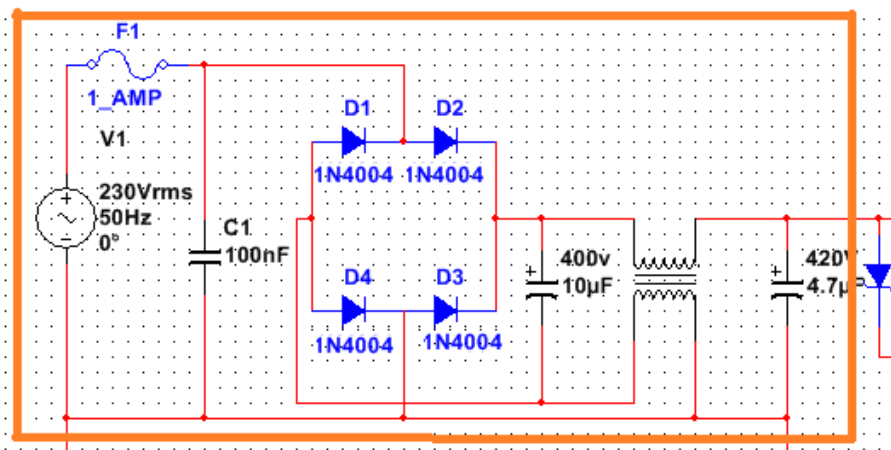
Το τροφοδοτικό μας θα αποτελείται από (5) διακριτά υποκυκλώματα που αναλύονται στις επόμενες ενότητες. Τα υποκυκλώματα αυτά είναι τα τμήματα της τροφοδοτικής διάταξης όπως αυτή αναλύθηκε στην ενότητα 2.5.1.

Οι υποκυκλώματα αυτά είναι:

1. Βαθμίδα εισόδου του τροφοδοτικού
2. Μετασχηματιστής υψηλών συχνοτήτων
3. Ολοκληρωμένο κύκλωμα με ημιαγωγό
4. Βαθμίδα εξόδου
5. Βρόχος ανάδρασης

### 4.2.1 Βαθμίδα εισόδου μετατροπέα

Το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.3 αποτελεί τη βαθμίδα της εισόδου της τροφοδοτικής διάταξης. Η βαθμίδα εισόδου περιλαμβάνει την προστασία της εισόδου από βραχυκύκλωμα, την ανόρθωση και το φιλτράρισμα της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου καθώς και το κατάλληλο φίλτρο για την αποφυγή της ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης μέσω των αγωγών τροφοδοσίας.



Σχήμα 4.3 Βαθμίδα εισόδου

Συγκεκριμένα:

#### Πηγή τάσης

Πρόκειται για την κοινή εναλλασσόμενη τάση του δικτύου των 230VAC@ 50Hz

#### Ασφάλεια εισόδου

Στο τεχνικό φυλλάδιο του ολοκληρωμένου κυκλώματος αναφέρεται στο μέγιστο ρεύμα απορρόφησης 1 A. Με σκοπό την προστασία του βραχυκυκλώματος και την ολική καταστροφή, τοποθετείται ασφάλεια τήξεως 1A

## Κεραμικός πυκνωτής εισόδου

Ο πυκνωτής είναι κεραμικός για να μπορεί να έχει πολύ μικρό ESR και να φιλτράρει την τάση εισόδου από τυχόν διακυμάνσεις όπου μπορεί να φέρει στην θεμελιώδη συνιστώσα. Ο πυκνωτής αυτός είναι κομμάτι του φίλτρου EMI. Η τοποθέτηση αυτού του πυκνωτή είναι απαραίτητη και κατατάσσεται σύμφωνα με την οδηγία για μείωση EMI στην ευρωπαϊκή οδηγία IEC60664 στην υποκατηγορία X2 και για την ισχύ και την χρήση του προτείνεται 100nF, παράλληλα με την πηγή μετά την ασφάλεια.

## Γέφυρα διόδων

Το σύστημα μας δημιουργεί παλμούς συνεχούς ρεύματος στον μετασχηματιστή μας. Η παροχή συνεχούς δρομολογείτε με την χρήση πλήρους ανόρθωσης. Στην γέφυρα μας έχουμε χρησιμοποιήσει διόδους 1N4004 οι οποίες είναι γενικής χρήσεως και αντέχουν 280 VAC, 1 A με χαμηλή πτώση τάσης στα άκρα τους, στο 1 V. Αυτές οι διόδους επιλέχθηκαν βάση της ασφάλειας, της τάσης εισόδου και της συχνότητας λειτουργίας της ανόρθωσης. Επιπλέον, είναι κοινές εμπορικά διαθέσιμες διόδους, μειώνοντας έτσι το κόστος κατασκευής. Το ρεύμα που θα τις διαρρέει σε κατάσταση μόνιμης λειτουργίας θα είναι αρκετά μικρότερο([35]).

Οι απώλειες της γέφυρας

$$I_{DA} = \frac{\frac{P_{out}}{n}}{V_{inmin} * \frac{2}{\pi} * \sqrt{2}} = 74 \text{ mA}$$

Όπου  $I_{DA}$  = το ρεύμα που διαρρέει την κάθε δίοδο της γέφυρας στην είσοδο του μετατροπέα

$$P_{lossbridge} = (V_{Fmax} * I_{DA}) * 2 = 148 \text{ mW}$$

## Φίλτρο εξομάλυνσης

Το φίλτρο εξομάλυνσης όπως αναλύθηκε στις προηγούμενες ενότητες βελτιώνει την ποιότητα της συνεχούς τάσης και φροντίζει για την ελαχιστοποίηση της διακύμανσης. οι πυκνωτές μετά τη γέφυρα υπολογίζεται ως εξής:

Τάση λειτουργίας

$$VDC_{max} = VAC_{max} * \sqrt{2} = 375 \text{ V AC}$$

Οπότε με την προσαύξηση ασφαλείας 10% που απαιτείται, πρέπει να μπορούν να λειτουργούν στα 400V

Χωρητικότητες

Υπολογίζουμε τον χρόνο φόρτισης  $t_{ch}$  των πυκνωτών για 40% κυμάτωση στην είσοδο ([35]):

$$t_{ch} = \frac{1 - \sin^{-1} \left( \frac{V_{inmin} * \sqrt{2} - V_{inmin} * \sqrt{2} * 0.6}{V_{inmin} * \sqrt{2}} \right)}{4 * 47 \text{ Hz}} = 3.4 \text{ ms}$$

Το μέσο ρεύμα πρωτεύοντος βάσει του βαθμού απόδοσης και της ισχύος εξόδου

$$I_P = \frac{\frac{P_{out}}{n * V_{inmin} * \sqrt{2}} + \frac{P_{out}}{n * V_{inmin} * \sqrt{2} * 0.6}}{2} = 72 \text{ mA}$$

Οπότε η συνολική χωρητικότητα εισόδου για ελάχιστη τάση λειτουργίας και 40% κυμάτωση στην είσοδο:

$$T_{RL} = \frac{1}{2 * 47 \text{ Hz}} = 11 \text{ ms}$$

Όπου  $T_{RL}$  είναι η μεγαλύτερη διάρκεια περιόδου στην είσοδο του μετατροπέα  
Η κυμάτωση στην είσοδο του μετατροπέα μετά την ανορθωτική γέφυρα

$$V_{inripple} = V_{inmin} * \sqrt{2} * 0.4 = 51 \text{ V}$$

Οπότε και η απαιτούμενη ολική χωρητικότητα στην είσοδο:

$$C_{IN} = \frac{I_P * (T_{RL} - t_{ch})}{V_{inripple}} = 10 \text{ }\mu\text{F}$$

Το ρεύμα του πυκνωτή με βάση την κυμάτωση 40%:

$$I_{CIN} = \frac{2 * C_{IN} * V_{inmin} * \sqrt{2} * 0.4}{t_{ch}} = 311 \text{ mA}$$

Στην είσοδο οι πυκνωτές σε συνδυασμό με το στραγγαλιστικό πηνίο παρουσιάζουν ένα φίλτρο τύπου Π, με τον πρώτο πυκνωτή για την διαχείριση της χαμηλής συχνότητας και τον δεύτερο της υψηλής συχνότητας, και μπορούν να κατανεμηθούν ως εξής: 10μf και 4,7 μf. Οι εμπορικά διαθέσιμοι πυκνωτές με αυτά τα μεγέθη παρουσιάζουν ESR ίση με 5Ω. Οι μέγιστες απώλειες πάνω στους πυκνωτές ορίζονται από το τετράγωνο του ρεύματος που τους διαρρέει επί την ωμική αντίσταση τους.

Για τον πρώτο πυκνωτή μετά τη γέφυρα

$$I_{CA} = \sqrt{\left(\frac{I_{CIN}}{2} * \sqrt{\frac{t_{ch}}{3 * T_{RL}}}\right)^2 + \left(\frac{I_{CIN}}{2} * \sqrt{\frac{T_{RL} - t_{ch}}{3 * T_{RL}}}\right)^2 - \left(\frac{I_P}{2}\right)^2} = 82 \text{ mA}$$

Και το ρεύμα για τον πυκνωτή στην πλευρά της υψηλής συχνότητας για το μέγιστο βαθμό χρησιμοποίησης  $D_{max}$  και μέγιστο ρεύμα πρωτεύοντος μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας  $I_P$

$$I_{CBHF} = \sqrt{\left(I_P * \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}\right)^2 - \left(I_P * \frac{D_{max}}{2}\right)^2} = 116 \text{ mA}$$

Και το μέγιστο ρεύμα από την πλευρά χαμηλής συχνότητας για τον ίδιο πυκνωτή

$$I_{CBLF} = I_{CA}$$

Οπότε το ολικό ρεύμα για τον δεύτερο πυκνωτή

$$I_{CB} = \sqrt{(I_{CBHF})^2 - (I_{CBLF})^2} = 142 \text{ mA}$$

Και οι απώλειες στους πυκνωτές

$$P_{Loss} = (I_{CA})^2 * ESR + (I_{CB})^2 * ESR = 134 \text{ mW}$$

Εάν επιθυμούμε την αύξηση του βαθμού απόδοσης μια εύκολη μέθοδος είναι η επιλογή πυκνωτών με χαμηλότερο ESR, οι οποίοι συνήθως είναι αρκετά μεγαλύτερης χωρητικότητας από τους υπολογισμένους. Σε πρακτικό επίπεδο η τιμή του ESR είναι αυτή που καθορίζει την επιλογή του πυκνωτή διότι η τιμή αυτή οδηγεί σε κυμάτωση του ρεύματος το οποίο εν ακολουθία οδηγεί σε επιπλέον ανεπιθύμητη κυμάτωση της τάσης.

### Στραγγαλιστικό πηνίο

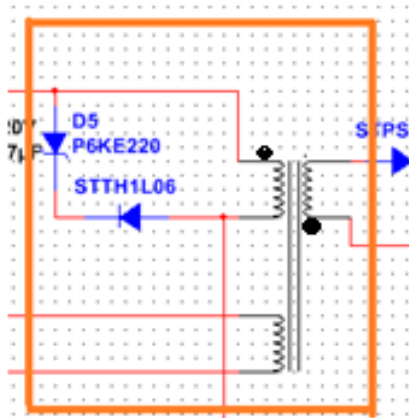
Ένα πηνίο για την καταστολή της συνιστώσας συνεχούς και την σβέση του θορύβου κοινής φοράς (common mode noise) που μπορεί να δημιουργηθεί στο κύκλωμα και να επιστρέφει στην πηγή εφαρμόζεται παράλληλα με τον σχετικό πυκνωτή για περαιτέρω εξομάλυνση της. Η επιλογή του γίνεται βάση της αυτεπαγωγής, του ρεύματος που θα το διαρρέει και της τάσης. Ανατρέχουμε στο εμπορικό φυλλάδιο και το κατάλληλο πηνίο παρουσιάζει ωμική αντίσταση DCR ίση με 6,5 Ω .

Οι απώλειες που προκύπτουν:

$$P_{Loss} = (I_P)^2 * DSR = 139 \text{ mW}$$

### 4.2.2 Μετασχηματιστής υψηλών Συχνοτήτων

Στο Σχήμα 4.4 διακρίνεται ο μετασχηματιστής υψηλών συχνοτήτων του μετατροπέα μας. Στον μετατροπέα τύπου Flyback χαρακτηρίζεται ως συζευγμένα πηνία λόγο του τρόπου μεταφοράς της ενέργειας. Ο μετασχηματιστής αυτός έχει ένα πρωτεύον τύλιγμα όπου τροφοδοτείται από την ανορθωμένη τάση, ένα δευτερεύον όπου οδηγεί στην βαθμίδα εξόδου και ένα βοηθητικό το οποίο τροφοδοτεί το ολοκληρωμένο όπως θα δούμε παρακάτω. Ο μετασχηματιστής είναι ειδικού τύπου και μετασχηματίζει παλμούς.



Σχήμα 4.4 Βαθμίδα μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων

## Χαρακτηριστικά Μετασχηματιστή

Στο Σχήμα 4.5 διακρίνονται οι γραφικές για την λειτουργία ενός μετασχηματιστή σε λειτουργία ασυνεχούς αγωγής ρεύματος. Κατά την αγωγή του ημιαγωγισμού στοιχείου η ενέργεια μεταφέρεται από τον πυκνωτή  $c_1$  στο πρωτεύον του μετασχηματιστή.

Κατά την αποκοπή του ημιαγωγού, στα άκρα του πρωτεύοντος η ανακλώμενη τάση (VR) λόγω επαγωγής δίνεται από την σχέση ([34]):

$$VDSmax = VDCmax + VR + Vspike$$

Όπου

VDSmax για εύρος λειτουργίας 90 έως 265 και VDCmax είναι 650V

Vspike είναι το 30 % της VDSmax = 195 V

VDCmax είναι 375 V για είσοδο 265Vac

Η VR κυμαίνεται μεταξύ 80 με 200 V

Λύνοντας την παραπάνω σχέση προκύπτει:

$$\begin{aligned} 650 \text{ V} &= 375 \text{ V} + VR + 195 \text{ V} \\ VR &= 80 \text{ V} \end{aligned}$$

Η ελάχιστη τιμή τάσης στην είσοδο με βάση τον πυκνωτή που επιλέξαμε δίνεται από την σχέση:

$$V_{DCmin} = \sqrt{2 * V_{ac}^2 - \frac{P_{inmax} * (1 - d_{charge})}{C_{in} * f_{line}}}$$

Όπου

$$P_{inmax} = \frac{P_{outmax}}{n}$$

και για επιθυμητό βαθμό απόδοσης 80 % με 5 W έξοδο :

$$P_{inmax} = \frac{5}{0,8} = 6,25 \text{ W}$$

και

$$d_{charge} = \frac{t_{ch}}{T} = \frac{3.4 \text{ ms}}{20 \text{ ms}} \cong 0.2$$

Συνεπώς

$$V_{DCmin} = \sqrt{2 * 90^2 - \frac{6,25 * (1 - 0,2)}{10 * 10^{-6} * 50}} = 78.74 \text{ VDC}$$

Ακολούθως για VR = 80

$$D_{max} = \frac{VR}{VR + VDC_{min}} = 0.5$$

Οπότε το μέγιστο ρεύμα του πρωτεύοντος

$$I_p = \frac{2 * P_{inmax}}{VDC_{min} * D_{max}} = 0.318 \text{ A}$$

Η αυτεπαγωγή πρωτεύοντος

$$L_p = \frac{VDC_{min} * D_{max}}{I_p * f_{sw}} = 2,1 \text{ mH}$$

Για την αναλογία των στροφών πρωτεύοντος - δευτερεύοντος:

$$n = \frac{VR}{V_{out} + VD}$$

Όπου

VD η πτώση τάσης στα άκρα της διόδου D<sub>1</sub> στην έξοδο του μετασχηματιστή. Οπότε ο λόγος πρωτεύοντος - δευτερεύοντος :

$$n = \frac{80}{5 + 0,44} = 14.7$$

Για υπολογισμό στροφών πρωτεύοντος:

$$n = \frac{N_p}{N_s}$$

και

$$N_p = \frac{L_p * I_p}{B_{max} * Ae}$$

όπου

Μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής :

$$B_{max} = 300\text{mT}$$

Επιλεγμένη διατομή για την ανάλογη ισχύ

$$Ae = 10.1 \text{ mm}^2$$

Άρα αριθμός στροφών πρωτεύοντος:

$$N_p = 2204$$

και συνεπώς αριθμός στροφών δευτερεύοντος

$$N_s = 149$$

Για το βοηθητικό τύλιγμα

$$n = \frac{80}{8,5 + 0,45} = 8,93$$



Υπολογισμός Διατομής αγωγών Μετασχηματιστή

RMS τιμή ρεύματος πρωτεύοντος:

$$I_{pRMS} = I_p \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 0.13$$

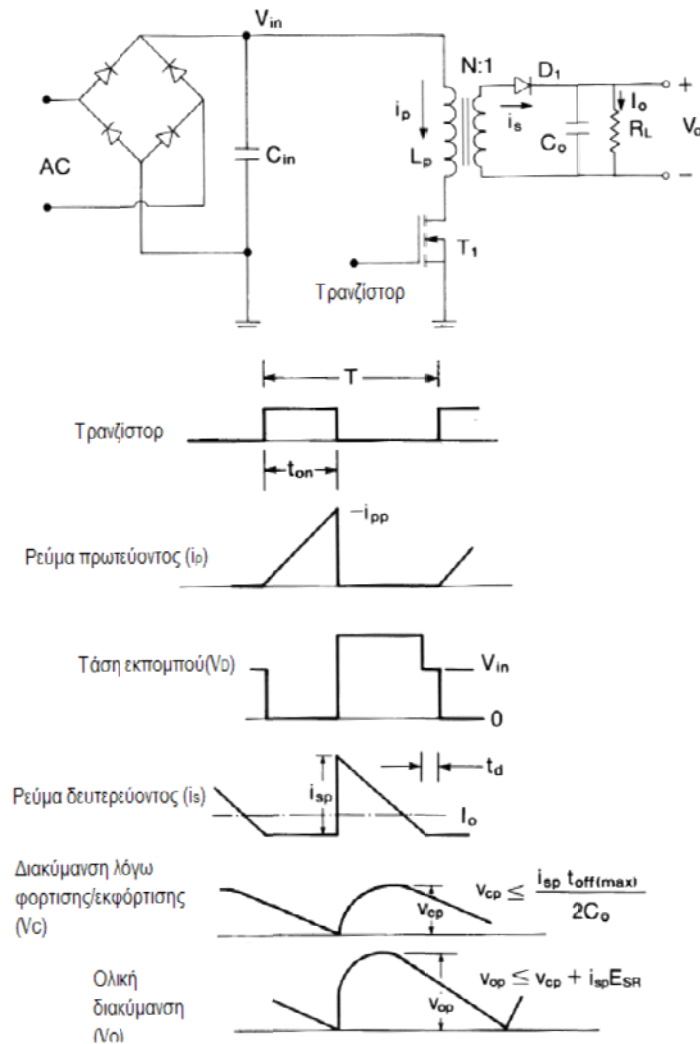
Οπότε για το πρωτεύον επιλέγεται διατομή 0,26 mm

RMS τιμή ρεύματος δευτερεύοντος:

$$I_{secpk} = I_p * \frac{N_p}{N_s} = 4.68$$

$$I_{secRMS} = I_{secpk} \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} = 1.91$$

Οπότε για το δευτερεύον επιλέγεται διατομή 0,71 mm



Σχήμα 4.5 κυματομορφές τάσης και ρεύματος ασυνεχούς λειτουργίας

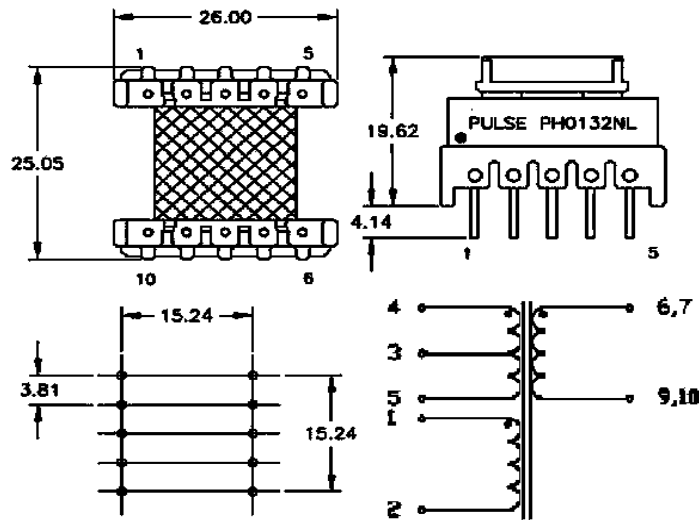
### Προστασία του πρωτεύοντος

Κατά την αποκοπή του ημιαγωγικού στοιχείου, δημιουργείται μια κρουστική υπέρταση η οποία οφείλεται στις απώλειες σκέδασης του μετασχηματιστή. Για την προστασία του ημιαγωγού και του τυλίγματος πρωτεύοντος, τοποθετούνται 2 δίοδοι, για την υλοποίηση του κυκλώματος τύπου απαγωγή (clamp) το οποίο περιορίζει την τιμή αυτής της κρουστικής σε λειτουργικά επίπεδα για το κύκλωμα μας. Για τις τιμές όπου μπορούν να αναπτυχθούν, επιλέξαμε το κύκλωμα τύπου ZENER/TVS το οποίο 'βαλιδίζει' αποτελεσματικά όλες τις κρουστικές και υλοποιείται με τη P6KE220 τύπου transil και την STTH1L06 η οποία είναι διάδος ταχείας απόκρισης ώστε να μπορέσει να ανταποκριθεί στα ακαριαία μεταβατικά φαινόμενα που μπορεί να προκύψουν, με ανάστροφη πόλωση.

### Ειδικά χαρακτηριστικά Μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων

Σύμφωνα με τα στοιχεία που προέκυψαν από την ενότητα 4.2.2 επιλέγουμε τον ανάλογο μετασχηματιστή:

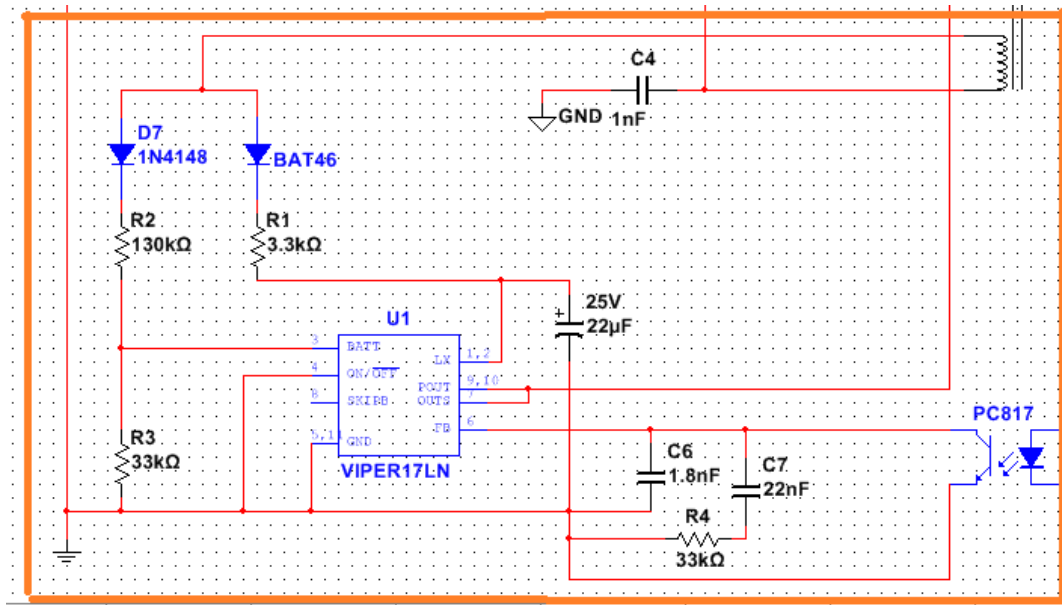
Κατασκευάστρια εταιρία	Pulse
Κωδικός	PHO132NL
Επαγωγή Πρωτεύοντος	3.3 mH $\pm 10\%$ Fr =10 kHz
Μέγιστες μαγνητικές απώλειες πρωτεύοντος	100 $\mu$ H max Fr =100 kHz @ 0.1V 25°C
Λόγος μετασχηματισμού δευτερεύοντος	14,82 $\pm 3\%$ Fr =10 kHz @ 0.1V 25°C
Λόγος μετασχηματισμού βοηθητικού	6.27 $\pm 3\%$ Fr =10 kHz @ 0.1V 25°C
Διηλεκτρική μόνωση μεταξύ τυλιγμάτων	4kV



Σχήμα 4.6 Χαρακτηριστικά, κάτοψη και τομή Μ/Σ υψηλών συχνοτήτων

Για την περαιτέρω μείωση των διακοπτικών απωλειών, θα πρέπει ο μετασχηματιστής να μετρηθεί για την παρασιτική του χωρητικότητα. Η μέτρηση γίνεται στην μεριά του πρωτεύοντος με την μεριά του δευτερεύοντος ανοιχτοκυκλωμένη, με την χρήση ενός LRC μετρητή και με συχνότητα 1 MHz. Αυτή η παρασιτική χωρητικότητα προκαλεί απώλειες κατά την έναυση του mosfet και δημιουργεί ένα ρεύμα φόρτισης το οποίο το λαμβάνουμε με μορφή θερμικής ενέργειας, δηλαδή μη αξιοποιήσιμες απώλειες. Αυτή η χωρητικότητα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Οι τιμές που επιλέγηκαν δεν είναι ακριβώς οι υπολογισμένες αλλά είναι αρκετά κοντά στις επιθυμητές και δεν δημιουργηθούν αποκλίσεις.

### 4.2.3 Ολοκληρωμένο κύκλωμα με ημιαγωγό



Σχήμα 4.7 Βρόχος ολοκληρωμένου

Το ολοκληρωμένο που χρησιμοποιείται τροφοδοτείται από το δευτερεύον βοηθητικό τύλιγμα του μετασχηματιστή. Η μέγιστη κατανάλωση του σύμφωνα με το τεχνικό φυλλάδιο του κατασκευαστή μπορεί να φτάσει τα 25 mA. Για την λειτουργία του απαιτούνται κατ ελάχιστο 8,5 Volt και 23,5 μέγιστο.

Για τον έλεγχο αυτής δημιουργούμε ανόρθωση με δίοδο σήματος 1N4148 και διαιρέτη τάσης ο οποίος συνδέεται στο control pin για να ελέγχει το κύκλωμα. Η δίοδος είναι σήματος ώστε να ανταποκρίνεται στα ταχέα φαινόμενα και να μπορεί να δώσει γρήγορα στο ολοκληρωμένο εντολή. Ο διαιρέτης τάσης είναι βάση των control parameter που έχει δώσει ο κατασκευαστής για τα όρια λειτουργίας του. Έτσι σύμφωνα με την πτώση τάσης στα άκρα της δίοδου 1N4148 (1 volt) ο διαιρέτης δίνει στο control pin ελάχιστη τιμή 1,518 V και μέγιστη 4,55 όπως αναφέρονται στο τεχνικό φυλλάδιο λειτουργίας.

Για την σύνδεση του με την τροφοδοσία απαιτείται ανόρθωση η οποία γίνεται με την δίοδο ταχείας τύπου schottky BAT46 η οποία είναι επιλεγμένη για την παραπάνω ισχύ και σε σειρά με αντίσταση 3,3 kΩ για περιορισμό του ρεύματος. Το επιτρεπόμενο ρεύμα βάση της πτώσης τάσης στη δίοδο είναι 2,2 έως 7 mA.

Τα υπόλοιπα pin τοποθετούμε τιμές όπως αναγράφονται στο τεχνικό φυλλάδιο του κατασκευαστή.

### Σύνοψη ολοκληρωμένου

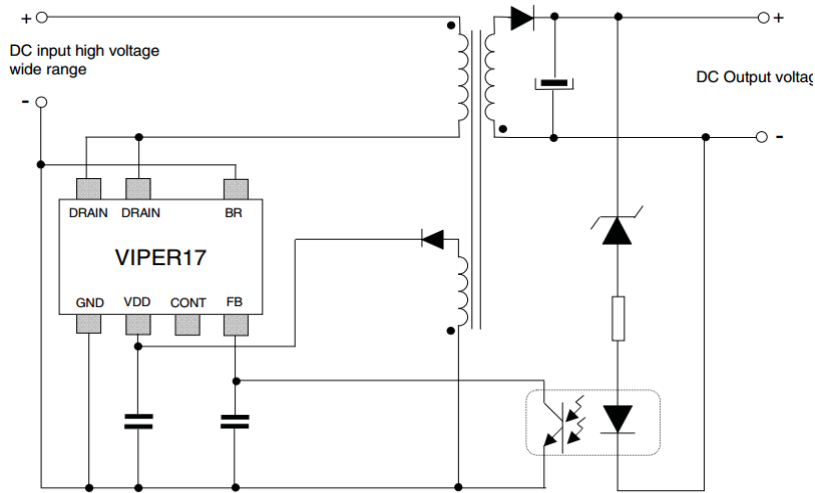
Το ολοκληρωμένο VIPER17L είναι ένας μετατροπέας τύπου Off – line, με αντοχή έως 800Volt στην είσοδο της ισχύος, περιλαμβάνει έλεγχο διαμόρφωσης πλάτους παλμού PWM, διπλό επίπεδο προστασίας υπερέντασης, υπέρτασης και υπερφόρτισης, καθώς επίσης και θερμική προστασία, ομαλή εκκίνηση και ασφαλή επανεκκίνηση μετά από πιθανό σφάλμα. Το κύριο πλεονέκτημά του είναι η ελάχιστη δυνατή κατανάλωση ισχύος. Επιπλέον περιλαμβάνει εσωτερική προστασία για την περίπτωση που η τάση χαμηλώσει κάτω από τα καθορισμένα όρια. Το διακοπτικό στοιχείο όπως φαίνεται στο διάγραμμα είναι εσωτερικό και είναι το μεγάλο του πλεονέκτημα για την εξοικονόμηση υλικών και όγκου. Η καρδιά του μετατροπέα είναι το ολοκληρωμένο VIPER17L. Το

ολοκληρωμένο αυτό αναλαμβάνει την διαχείριση της διακοπτικής συχνότητας και την διαμόρφωση της ώστε σε κάθε αλλαγή φορτίου η μεταβολή της τάσης εισόδου σε ένα εύρος 90 έως 265 VAC, να λαμβάνουμε έξοδο με τα επιθυμητά χαρακτηριστικά.

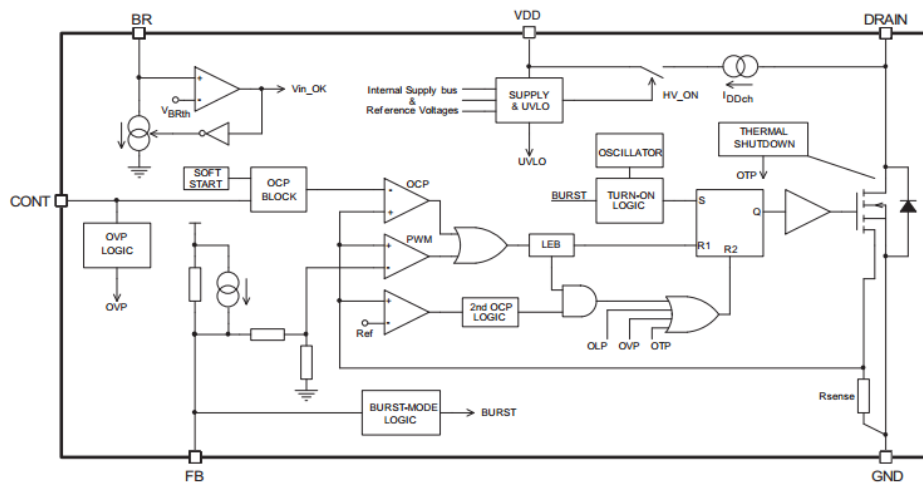


**DIP-7**

Σχήμα 4.8 Το ολοκληρωμένο VIPER17L



Σχήμα 4.9 Η συνδεσμολογία που προτείνει ο κατασκευαστής



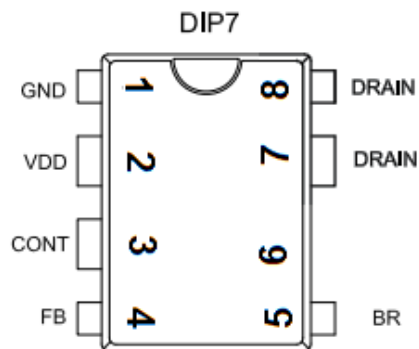
Σχήμα 4.10 Η ηλεκτρική λογική που εκτελείται στο εσωτερικό του ολοκληρωμένου

### Χαρακτηριστικά ολοκληρωμένου

- 800 Volt αντοχή σε ισχύ
- Διαμόρφωση πλάτους παλμού με τροποποιημένη συχνότητα για χαμηλότερη EMI
- 60 kHz
- Ισχύς αναμονής μικρότερη των 30 mW στα 265 VOLTAC
- Περιορισμό ρεύματος με ρυθμιζόμενο όριο
- Ρυθμιζόμενη και ακριβή προστασία υπέρτασης
- Ομαλή εκκίνηση χωρίς μεγάλα κρουστικά ρεύματα
- Ασφαλή επανεκκίνηση σε πιθανό σφάλμα
- Προστασία με σβέση του κυκλώματος από υπερθέρμανση

### Χρήσεις

- Μετατροπείς για άμεση κατανάλωση σε μικρές οικιακές συσκευές έως 10 W
- Βοηθητικά συστήματα σε μεγάλες οικιακές συσκευές όπως ρολόι, λειτουργία standby και κυκλώματα τηλεμετρίας
- Τροφοδοσία σε φορητές συσκευές



Σχήμα 4.11 Τυπική κάτοψη του ολοκληρωμένου

## Ανάλυση Pins ολοκληρωμένου

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι της μορφής των οκτώ 'ποδιών' (pin) και τις σχετικές διαστάσεις αυτής της μορφής και δεν χρησιμοποιεί το 6 κατά σειρά 'πόδι' (pin). Το κάθε ένα από αυτά έχει τις δικές του λειτουργίες:

Αριθμός Pin	Όνομα	Λειτουργία
1	GND	GROUND της συσκευής και της παροχής ισχύος
2	VDD	Τροφοδοσία για το τμήμα έλεγχου του ολοκληρωμένου. Παρέχει επιπλέον και το ρεύμα φόρτισης για τον εξωτερικό πυκνωτή εκκινήσεως
3	CONT	PinΕλέγχου (control). Λειτουργίες: <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Ρύθμιση ορίου ρεύματος εξόδου. Στο εσωτερικό σετ αντιστάσεων μπορεί να παρεμβληθεί ενδιάμεσα μια εξωτερική αντίσταση η οποία θα μεταβάλει το όριο ρεύματος σε κάθε κύκλο.</li> <li>2. Εποπτεία τάσης εξόδου. Τάση που υπερβαίνει το όριο <math>V_{ovp}</math> απενεργοποιεί το ολοκληρωμένο μειώνοντας την τάση που καταναλώνει. Η διαδικασία αυτή υπόκειται σε ισχυρό φίλτράρισμα των παρεμβολών ώστε να είναι ανεπηρέαστη η συσκευή</li> </ol>
4	FB	Έλεγχος του κύκλου λειτουργίας. Μια εσωτερική γεννήτρια παράγει προπορευόμενο ρεύμα για την ρύθμιση της επανάληψης κύκλου. Μια τάση χαμηλότερη από το όριο που έχει τεθεί σε αυτό το PIN ενεργοποιεί την λειτουργία ριπών. Μια τάση κοντά στην τιμή σημαίνει ότι πλησιάζουμε το όριο ρεύματος ανά κύκλο που έχουμε ρυθμίσει
5	BR	Προστασία από καταστροφή του κυκλώματος στην είσοδο με υστέρηση. Μια τάση χαμηλότερη από το όριο που έχει τεθεί σε αυτό το Pin απενεργοποιεί τη συσκευή και χαμηλώνει την κατανάλωση ενέργειας. Η λειτουργία της συσκευής επανεκκινείται όταν η τάση ξεπεράσει την $VBR_{th} + VBR_{hyst}$ Μπορεί να συνδεθεί στο Ground όταν δεν χρησιμοποιείτε
7, 8	DRAIN	Drain υψηλής τάσης. Το υψηλό ρεύμα εκκίνησης προέρχεται από αυτό το PIN. Προτείνεται μεγάλη μεταλλική επιφάνεια για περιορισμό του φαινομένου joule.

Το τεχνικό φυλλάδιο είναι διαθέσιμο στο διαδίκτυο από την ST για τα αναλυτικότερα χαρακτηριστικά του.

## Απώλειες ισχύος ολοκληρωμένου

Είναι επιτακτική η ανάγκη σε φορτία όπου βρίσκονται υπό συνεχή τάση σε δίκτυο να υπάρχει περιορισμός της κατανάλωσης ισχύος από την συσκευή τις ώρες που δεν υπάρχει απαίτηση για ενέργεια ενώ ταυτόχρονα να μην γίνετε απόξευξη της συσκευής απ το δίκτυο. Ένα διακοπτικό τροφοδοτικό όταν είναι χωρίς φορτίο ή με το ελάχιστο φορτίο του οι κύριες απώλειες του είναι οι διακοπτικές, οι οποίες είναι ανάλογες με την συχνότητα λειτουργίας του. Ακόμα και αν δεν υπάρχει φορτίο χρειάζεται μια ελάχιστη ποσότητα ενέργειας για το ολοκληρωμένο που είναι υπεύθυνο για την ρύθμιση της διακοπτικής συχνότητας. Με την λειτουργία ριπών το ολοκληρωμένο χρησιμοποιεί την ενέργεια του δικτύου αλλά για διαστήματα ώστε να μπορεί να είναι σε κατάσταση αναμονής. Το σημαντικότερο με την λειτουργία ριπών είναι η δυνατότητα να μειώνετε δραστικά η μέση διακοπτική συχνότητα εφόσον χρησιμοποιείτε η τεχνική αυτή η οποία αναλύετε παρακάτω. Το αποτέλεσμα της είναι ένα 'ρεζερβουάρ' ενέργειας που όταν αδειάζει τότε λειτουργεί ο μετατροπέας και τότε με το που γεμίσει, ξανασταματάει , μειώνοντας έτσι δραστικά τα διαστήματα των διακοπτικών απωλειών. Ο έλεγχος γίνεται ηλεκτροτεχνικά από την μεριά του δευτερεύοντος με ελάχιστη κατανάλωση ενέργειας και τροφοδοτεί το FBPIN του ολοκληρωμένου που χρησιμοποιούμε.

## Λειτουργία ριπών

Κατά την μείωση του φορτίου η τάση στο Pin FB του ολοκληρωμένου μειώνετε επίσης. Στην περίπτωση που μειώνετε περισσότερο από το όριο των 450 mVο μετατροπέας παύει την διακοπτική λειτουργία, η οποία χωρίς αυτήν δεν μπορεί να αποδοθεί ισχύς στην έξοδο του μετατροπέα. Το βοηθητικό τύλιγμα του μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας δεν παρέχει στο ολοκληρωμένο ισχύ η οποία είναι απαραίτητη για την λειτουργία των λογικών του δομών αλλά τροφοδοτείτε από τον πυκνωτή ο οποίος είναι συνδεδεμένος μεταξύ του PinVDD και Ground. Για να μειωθεί η εκφόρτιση του πυκνωτή κατά την παύση της διακοπτικής λειτουργίας, το ολοκληρωμένο αποκόπτει όλα τα κύκλωμα όπου δεν χρησιμοποιούνται σε αυτήν την περίπτωση. Το κύκλωμα όπου είναι συνδεδεμένο με την έξοδο του μετατροπέα τροφοδοτείτε πλέον από την ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στους πυκνωτές εξόδου οι οποίοι με την σειρά τους όταν εκφορτιστούν πλήρως ενεργοποιούν το κύκλωμα ανάδρασης το οποίο ενεργοποιεί την διακοπτική λειτουργία, φορτίζονται και μόλις φορτιστούν πλήρως και δεν υπάρχει φορτίο κλείνει την διακοπτική λειτουργία και ο κύκλος επαναλαμβάνετε μειώνοντας έτσι δραστικά την απαιτούμενη ενέργεια αναμονής.

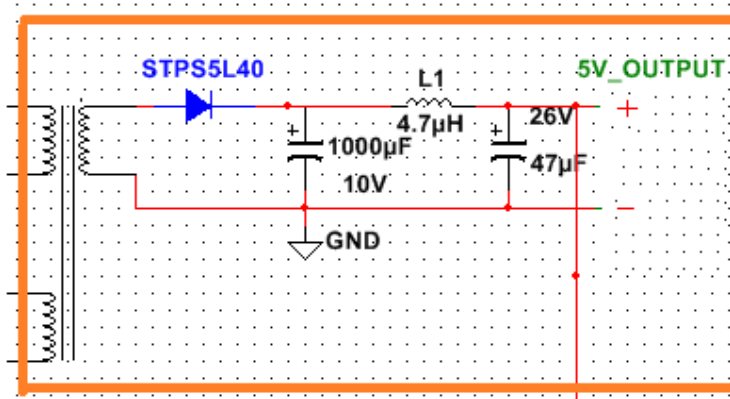
Όταν η συσκευή λειτουργεί με την κατάσταση ριπών, η μέση διακοπτική συχνότητα είναι σχετική του ολικού φορτίου που πρέπει να τροφοδοτεί ο μετατροπέας, εμπριεχόμενου και του ρεύματος που απαιτείτε από τον κόμβο της ανατροφοδότησης. Εάν το απαραίτητο ρεύμα είναι συνεχές η διακοπτική συχνότητα είναι ανάλογη της ισχύος που παρέχετε στο δευτερεύον και στο βοηθητικό τύλιγμα του μετασχηματιστή. Καλείτε λοιπόν επιτακτική η αναγκαιότητα για την επιπλέον μείωση της κατανάλωσης πάνω στο ολοκληρωμένο.

Η επιπλέον μείωση μπορεί να επιτευχθεί με την προσθήκη ενός επιπλέον κλειστού βρόγχου στην έξοδο του μετατροπέα.



#### 4.2.4 Βαθμίδα εξόδου

Αρχικώς εκτελούμε ανόρθωση στην έξοδο με φίλτρο όπως πριν. Για την ανόρθωση παλμών, χρησιμοποιούμε μία δίοδο ταχείας τύπου Schottky κατάλληλων χαρακτηριστικών σε συνδυασμό με έναν πυκνωτή εξομάλυνσης.



Σχήμα 4.12 Βαθμίδα εξόδου μετατροπέα

#### Επιλογή διόδου:

η δίοδος πρέπει να εμφανίζει την πτώση τάσης η οποία παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.2.2 και να είναι ανθεκτική στο ρεύμα που αναπτύσσεται. Οι τύποι που βοηθούν την επιλογή ([35]):

$$VRV_{diode} = V_{out} + VDC_{max} * \frac{N_s}{N_p} = 0.44 V$$

$$I_{secRMS} = I_{secpk} * \sqrt{\frac{1 - D_{max}}{3}} = 1.91 A$$

Και  $I_{secpk} = 4.68 A$

Και οι απώλειες πάνω στη δίοδο:

$$P_{diodeloss} = \frac{P_{out} * VRV_{diode}}{V_{out}} = 440 mW$$

Οπότε η STPS5L40 επαρκεί.

#### Επιλογή πυκνωτή εξόδου:

Όπως αναφέραμε προηγουμένως το ESR οδηγεί σε περαιτέρω κυμάτωση της τάσης οπότε για την έξοδο πρέπει να οριστεί εξ αρχής. Η επιλογή του θα γίνει σύμφωνα με το 90% της επιτρεπόμενης κυμάτωσης στην έξοδο ([35]). Έτσι:

$$ESR_{cout} = \frac{V_{outripple} * 0.9}{I_{secpk}} = 9.6 m\Omega$$

Για την διατήρηση της εξόδου στα μεταβατικά φαινόμενα η χωρητικότητα του πυκνωτή επιλέγεται από τον τύπο για ελάχιστη μεταβατική τάση  $V_{lim} = 4 \text{ V}$ :

$$C_{out} = \frac{2ms * \frac{P_{out}}{V_{out} * 2}}{V_{out} - V_{lim}} = 1000 \mu\text{F} \text{ ή μεγαλύτερος}$$

Ο εμπορικά διαθέσιμος παρουσιάζει αντίσταση  $8m\Omega$  οπότε μπορούμε να τον επιλέξουμε.

Το ρεύμα που πρέπει να μπορεί να αντέχει

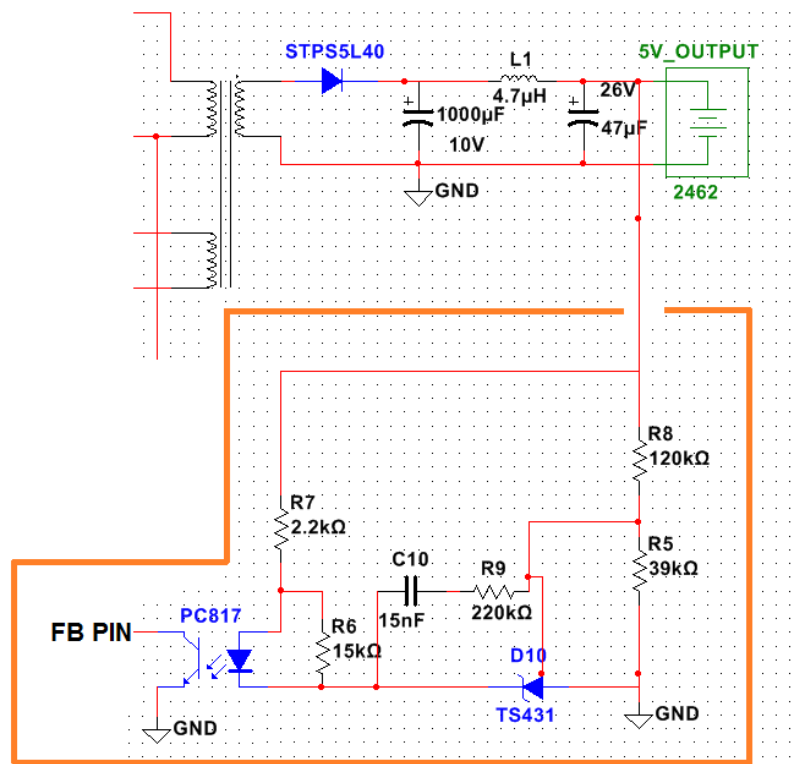
$$I_{capRMS} = \sqrt{I_{secRMS}^2 - I_{out}^2} = 1.62 \text{ A}$$

Και οι απώλειες του πυκνωτή εξόδου:

$$P_{loss} = (I_{capRMS})^2 * ESR = 20 \text{ mW}$$

#### 4.2.5 Βρόχος ανάδρασης

Ο παρόν βρόχος τοποθετείτε στην έξοδο του μετατροπέα για την εισαγωγή ανάδρασης στο κύκλωμα:



Σχήμα 4.13 Βρόχος ανάδρασης flyback

Σε έναν μετατροπέα τύπου Flyback η έξοδος είναι ελεγχόμενη από τον βρόχο ανάδρασης που αντιλαμβάνεται τυχών μεταβολές. Οι μεταβολές της εξόδου πρέπει να τροφοδοτούνται στο

ολοκληρωμένο, χωρίς αυτό να έχει άμεση σύνδεση με αυτήν (απομόνωση). Η απομόνωση επιτυγχάνεται με τον οπτοζεύκτη (PC817). Ο οπτοζεύκτης μεταβιβάζει την πληροφορία σχετικά με την κατάσταση της εξόδου, η οποία γίνεται μέσω ενισχυτή σφάλματος και μια τάσης αναφοράς. Για την τάση αναφοράς χρησιμοποιείται ο ρυθμιστής TS431. Ο ρυθμιστής αυτός περιέχει έναν ενισχυτή σφάλματος και μια τάση αναφοράς και χρησιμοποιεί ένα χαμηλοπερατό φίλτρο πρώτης τάξης. Για την λειτουργία του είναι απαραίτητο να υπάρχει ρεύμα πόλωσης, το οποίο διασφαλίζεται με την σύνδεση μιας αντίστασης παράλληλα με την φωτοδίοδο του οπτοζεύκτη. Το ελάχιστο ρεύμα πόλωσης του TS431 είναι 60  $\mu\text{A}$ . Για τον οπτοζεύκτη χρειάζεται η αντίσταση R7 η οποία περιορίζει το ρεύμα ώστε να μη καταστραφεί. Εφαρμόζοντας τον νόμο του Ohm γνωρίζοντας ότι για δεδομένη τάση λειτουργίας 5V το ρεύμα του οπτοζεύκτη μπορεί να είναι έως 50mA (από τεχνικό φυλλάδιο PC817), επιλέγουμε προτεινόμενη αντίσταση για ελάχιστη κατανάλωση 2,2k $\Omega$ . Κατά την λειτουργία σε ονομαστικές τιμές, ο ρυθμιστής χρειάζεται επιπλέον ρεύμα ώστε να επιτυγχάνεται το ελάχιστο ρεύμα πόλωσης (ελάχιστο ρεύμα πόλωσης 60 $\mu\text{A}$ ). Αυτό μπορεί να επιτευχθεί παραλληλίζοντας μια αντίσταση στα άκρα του οπτοζεύκτη. Εφαρμόζοντας τον προηγούμενο κανόνα παραλληλίζουμε με αντίσταση 15 k $\Omega$  στον οπτοζεύκτη εξασφαλίζοντας έτσι το επιπλέον απαραίτητο ρεύμα πόλωσης για ονομαστικές τιμές. Η τάση αναφοράς σε φυσιολογική λειτουργία πρέπει να είναι 1,24 V για το ρυθμιστή η οποία επιτυγχάνεται με διαιρέτη τάσης στην έξοδο του τροφοδοτικού. Ο διαιρέτης πρέπει να έχει ελάχιστη κατανάλωση 30  $\mu\text{A}$  και αναλογία 1 προς 3 ώστε να παρέχει το απαραίτητο ρεύμα αναφοράς για το ρυθμιστή (τεχνικό φυλλάδιο TS431). Η ελάχιστη τάση αναφοράς για το TS431 είναι 1,24 V, οπότε οποιαδήποτε τιμή μικρότερη από 5V στην έξοδο του μετατροπέα να αποκόπτει την αγωγή του οπτοζεύκτη. Για να επιτύχουμε την ελάχιστη τάση αναφοράς στο TS431 χρησιμοποιούμε τον διαιρέτη τάσης από την έξοδο.

Η συνολική αντίσταση του διαιρέτη για ρεύμα 30 $\mu\text{A}$  στα 5 V

$$R_{ολική} = \frac{V_{out}}{I} = 159k\Omega$$

Υπολογισμός διαιρέτη τάσης R5 - R8 για τάση αναφοράς 1,24

$$V_{reference} = \frac{R_5}{R_8 + R_5} * V_{out} \Rightarrow$$

όπου  $R_5 + R_8 = 159 \text{ k}\Omega$

$$R_5 = 39 \text{ k}\Omega$$

όποτε  $R_8 = 120 \text{ k}\Omega$

Για την αποφυγή παρασιτικών συχνοτήτων στην λειτουργία του TS431 εφαρμόζουμε χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τα 50 Hz του δικτύου, όπως ορίζει ο κατασκευαστής. ο τύπος για τον υπολογισμό της συχνότητας αποκοπής:

$$f = \frac{1}{2 * \pi * R * C}$$

Η επιλογή της συχνότητας αποκοπής γίνεται βάση της πρότασης του κατασκευαστή ο οποίος στην παρούσα κατασκευή εφόσον δεν είναι απαραίτητη η γρήγορη απόρριψη των διαταραχών προτείνει αυτή την συχνότητα. Ο βέλτιστος συνδυασμός για το πολλαπλασιασμό R - C βάση του πίνακα συνδυασμών από λογισμικό υπολογισμού φίλτρων που προκύπτει είναι 15nF - 220 k $\Omega$



#### 4.4 Λίστα απαραίτητων υλικών για υλοποίηση κυκλώματος

Στον πίνακα 4.15 ακολουθεί μια ολοκληρωμένη λίστα των υλικών που απαιτούνται για την υλοποίηση του τροφοδοτικού:

Πίνακας 4.15 Υλικά τροφοδοτικού

Υλικό	ποσότητα	Κωδικός/τιμή	περιγραφή
Δίοδος	4	1N4001	Δίοδοι γέφυρας ανόρθωσης
Δίοδος	1	BAT46	Schottky σήματος
Δίοδος	1	1N4148	Υψηλής ταχύτητας
Δίοδος	1	STTHL06	Ανόρθωσης υψηλής ταχύτητας
Δίοδος	1	STPS5L40	Schottky Ισχύος
Δίοδος	1	P6KE220	Transil
Πυκνωτής	1	100 nf	Για περιορισμό EMI πολυπροπυλενίου
Πυκνωτής	1	10 $\mu$ F 400V	ηλεκτρολυτικός
Πυκνωτής	1	4.7 $\mu$ F 400V	ηλεκτρολυτικός
Πυκνωτής	1	22 $\mu$ F 35V	ηλεκτρολυτικός
Πυκνωτής	1	1000 $\mu$ F 10V	ηλεκτρολυτικός
Πυκνωτής	1	47 $\mu$ F 25V	ηλεκτρολυτικός
Πυκνωτής	1	15 nF	κεραμικός
Πυκνωτής	1	1.8 nF	κεραμικός
Πυκνωτής	1	22 nF	κεραμικός
Πυκνωτής	1	2.2 nF	κεραμικός
Ασφάλεια	1	1 A	Με θήκη φυσίγγιο 5X20
Πηνίο	1	4.7 $\mu$ H	Ισχύος 5W
NTC	1	18 $\Omega$	
Οπτοξεύκτης	1	PC817	
Αντίσταση	2	33 k $\Omega$	¼ Watt 1 %
Αντίσταση	1	120 k $\Omega$	¼ Watt 1 %
Αντίσταση	1	39 k $\Omega$	¼ Watt 1 %
Αντίσταση	1	220 k $\Omega$	¼ Watt 1 %
Αντίσταση	1	2.2 k $\Omega$	¼ Watt 1 %
Αντίσταση	1	130 k $\Omega$	¼ Watt 1 %
Αντίσταση	1	15 k $\Omega$	¼ Watt 1 %
Αντίσταση	1	3.3 k $\Omega$	¼ Watt 1 %
Μετασχηματιστής	1	PH0132NL	Υψηλών συχνοτήτων
Πηνίο	1	BU9-103R25BL	Στραγγαλιστικό
Ολοκληρωμένο	1	VIPER17LN	
Κρυσταλοτρίοδος	1	TS431	Αναφοράς τάσης

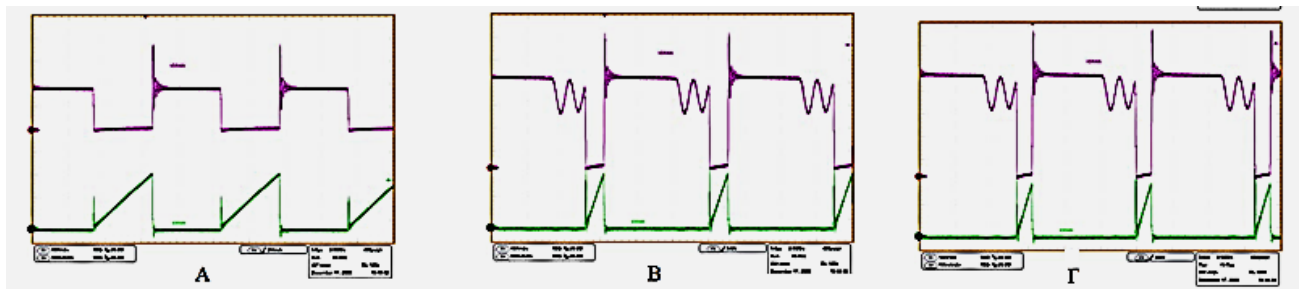
## 4.5 Πειραματικά αποτελέσματα

Με σκοπό την επιβεβαίωση της σχεδίασης που παρουσιάστηκε στις προηγούμενες ενότητες, έγινε κατασκευή της τροφοδοτικής διάταξης στην οποία πραγματοποιήθηκαν οι παρακάτω δοκιμές (tests).

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές για τάσεις τροφοδοσίας στην ελάχιστη τιμή (90 VAC), την κανονική τιμή (230 VAC) και την μέγιστη τιμή (265VAC), χωρίς φορτίο με το μισό (0.5 A) , και με το μέγιστο (1 A). Ως VDD είναι η τάση τροφοδοσίας του ολοκληρωμένου.

Vin (V)	Χωρίς φορτίο		Μισό φορτίο		Μέγιστο φορτίο	
	Vout (V)	VDD (V)	Vout (V)	VDD (V)	Vout (V)	VDD (V)
90	5.05	10.7	5.04	23.5	5.04	25.4
230	5.06	10.6	5.04	25.3	5.04	25.4
265	5.06	10.4	5.04	25.2	5.04	25.4

Οι γραφικές όπως παρουσιάστηκαν στον παλμογράφο για πλήρες φορτίο:



Σχήμα 4.16 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος εξόδου υπό πλήρες φορτίο για τάσεις εισόδου:

A: 90 VAC

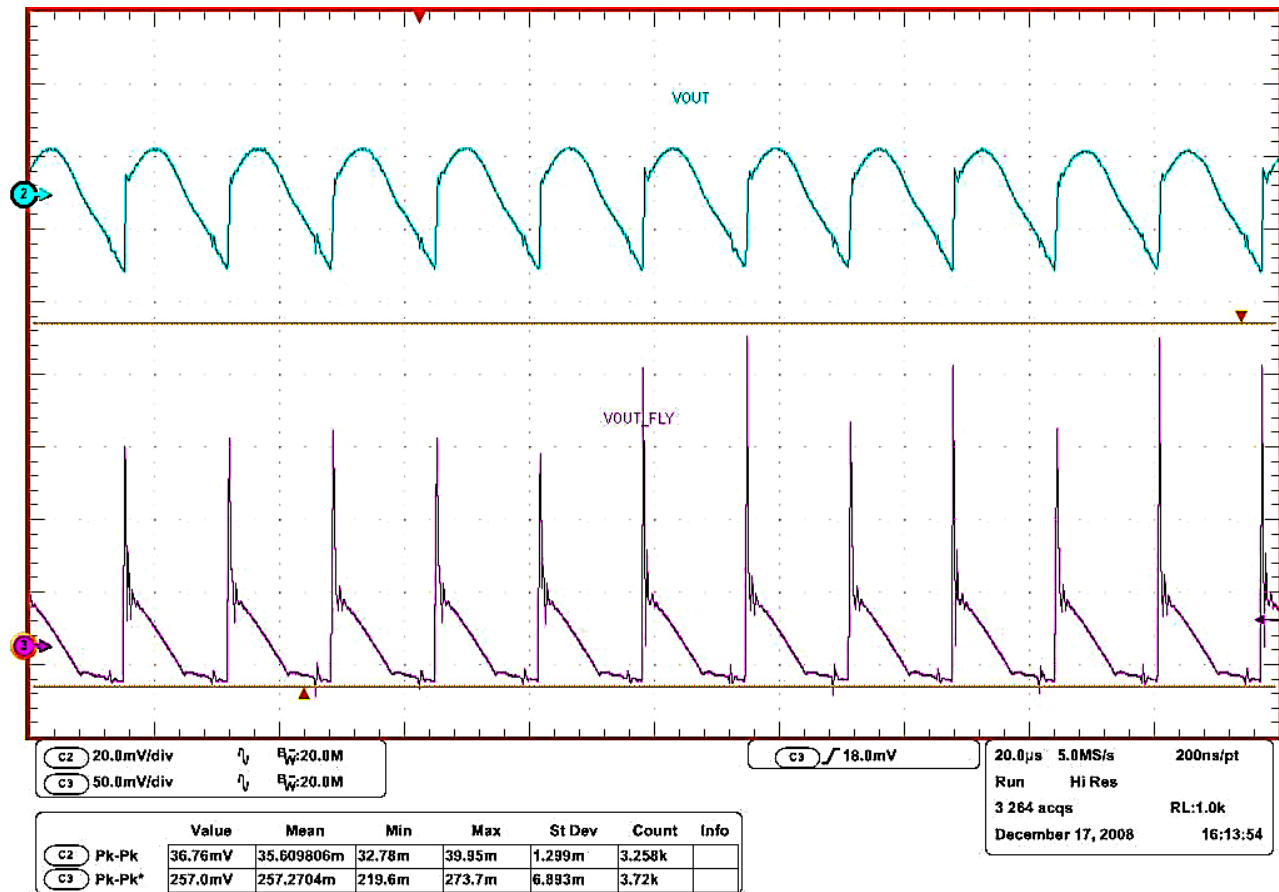
B: 230 VAC

Γ: 265 VAC

Σημαντικός είναι και ο πίνακας της διακύμανσης τάσης, οι τιμές σε millivolt, πριν το φίλτρο LCVfly και μετά το φίλτρο LC (Vout)

Vin (V)	Χωρίς φορτίο		Μισό φορτίο		Μέγιστο φορτίο	
	Vfly (mV)	Vout (mV)	Vfly (mV)	Vout (mV)	Vfly (mV)	Vout (mV)
90	94.1	11.1	192	26	261	41.5
230	102	12.8	201	26.5	274	40
265	110	14.7	194	26.7	270	39.4

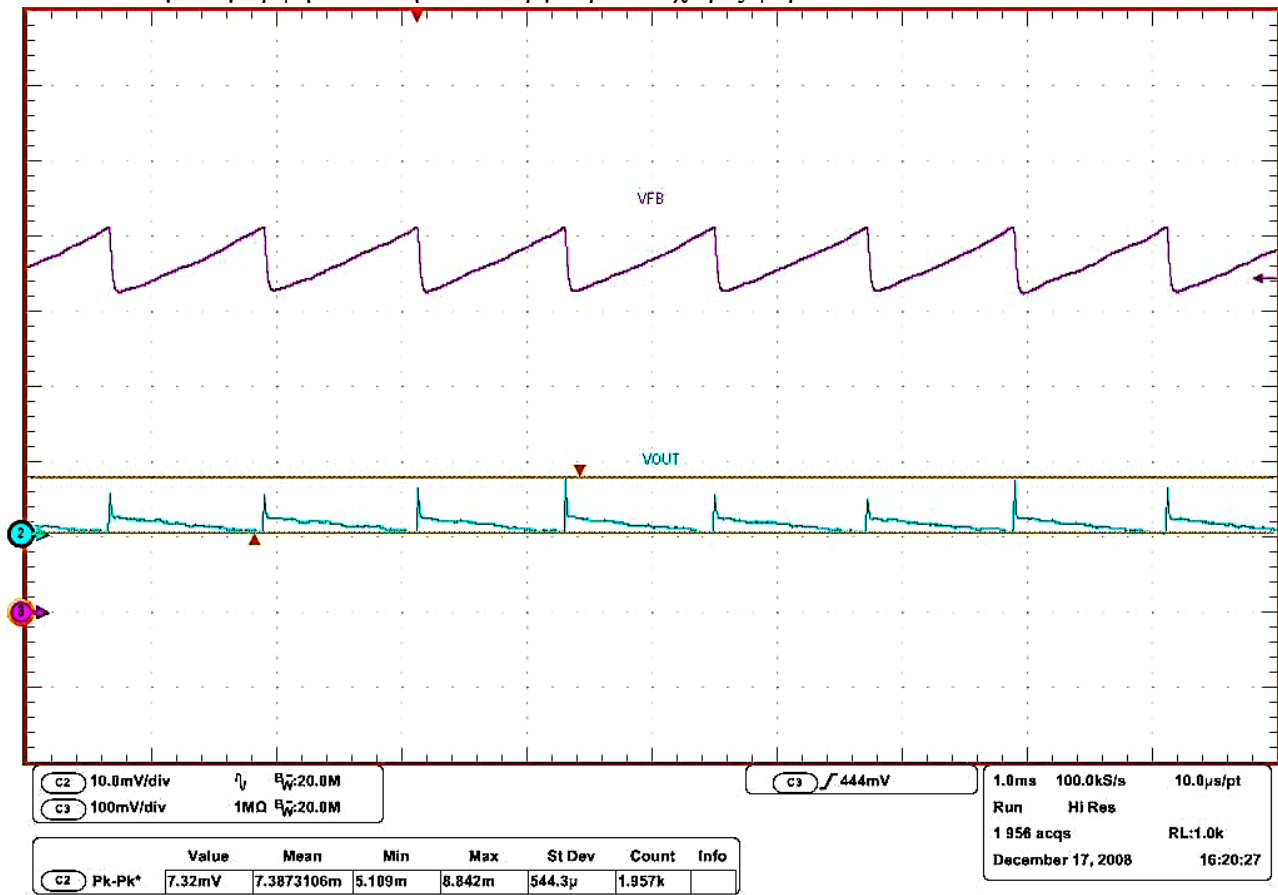
Και οι γραφικές όπως παρουσιάστηκαν στον παλμογράφο:



Σχήμα 4.17 Κυμάτωση τάσης εξόδου υπό πλήρες φορτίο στα 230 VAC

Όταν η συσκευή λειτουργεί σε λειτουργία ριπών, είναι εμφανή μια διακύμανση τάσης σε χαμηλότερη συχνότητα. Σε αυτή την λειτουργία ο μετατροπέας δεν παράγει συνεχή ισχύ στην έξοδο. Μεταβάλλει την περίοδο όταν το Mosfet είναι ανενεργό και δεν υπάρχουν απώλειες από το μετατροπέα. Ακόμα και αν δεν υπάρχει καθόλου φορτίο στην έξοδο του μετατροπέα, κατά την διάρκεια των διαστημάτων μη μετατροπής, οι πυκνωτές εξόδου εκφορτίζονται από τα ρεύματα διαρροής, και τα ρεύματα τροφοδότησης του κόμβου ανατροφοδότησης της δευτερεύουσας μεριάς. Κατά την διάρκεια της μετατροπής και της λειτουργίας του mosfet οι πυκνωτές εξόδου επαναφορτίζονται.

Η κυματομορφή κατά την λειτουργία ριτών χωρίς φορτίο:



Σχήμα 4.18 Κυμάτωση τάσης εξόδου άνευ φορτίου στα 230 VAC

Ο πίνακας για τις τιμές της διακύμανσης τάσης εξόδου για διάφορες συνθήκες σε λειτουργία ριτών

Vin (V)	Χωρίς φορτίο (mV)	10mA φορτίο (mV)	25mA φορτίο (mV)
90	9.11	13.4	11.3
230	8.84	12.3	15.1
265	8.86	12.2	15.8



## 4.6 Βαθμός απόδοσης

Η ενεργειακή αποδοτικότητα είναι το ζητούμενο του κάθε μετατροπέα. Όσο το νούμερο αυτό πλησιάζει την μονάδα στο πηλίο ισχύς εισόδου προς ισχύ εξόδου τόσο πιο αποτελεσματικός είναι ο μετατροπέας. Το ζητούμενο είναι πάντα 100 % αλλά λόγω των περιορισμών των νόμων της φυσικής είναι ανεπίτευκτο. Στο μετατροπέα που κατασκευάσαμε μετρήσαμε τη αποδοτικότητα του για διάφορα φορτία με την εξής μέθοδο: τοποθετήθηκε βαττόμετρο στην είσοδο του μετατροπέα και στην έξοδο του. Επίσης χρησιμοποιήθηκε αμπερόμετρο και βολτόμετρο για την θεωρητική επαλήθευση των τιμών.

Τα υλικά:



α



β



TP-LINK HS110(EU)  
WIFI SMART PLUG  
WITH ENERGY  
MONITORING

γ

Σχήμα 4.19 Υλικά βατομετρικής μεθόδου

α - Βαττόμετρο realtime

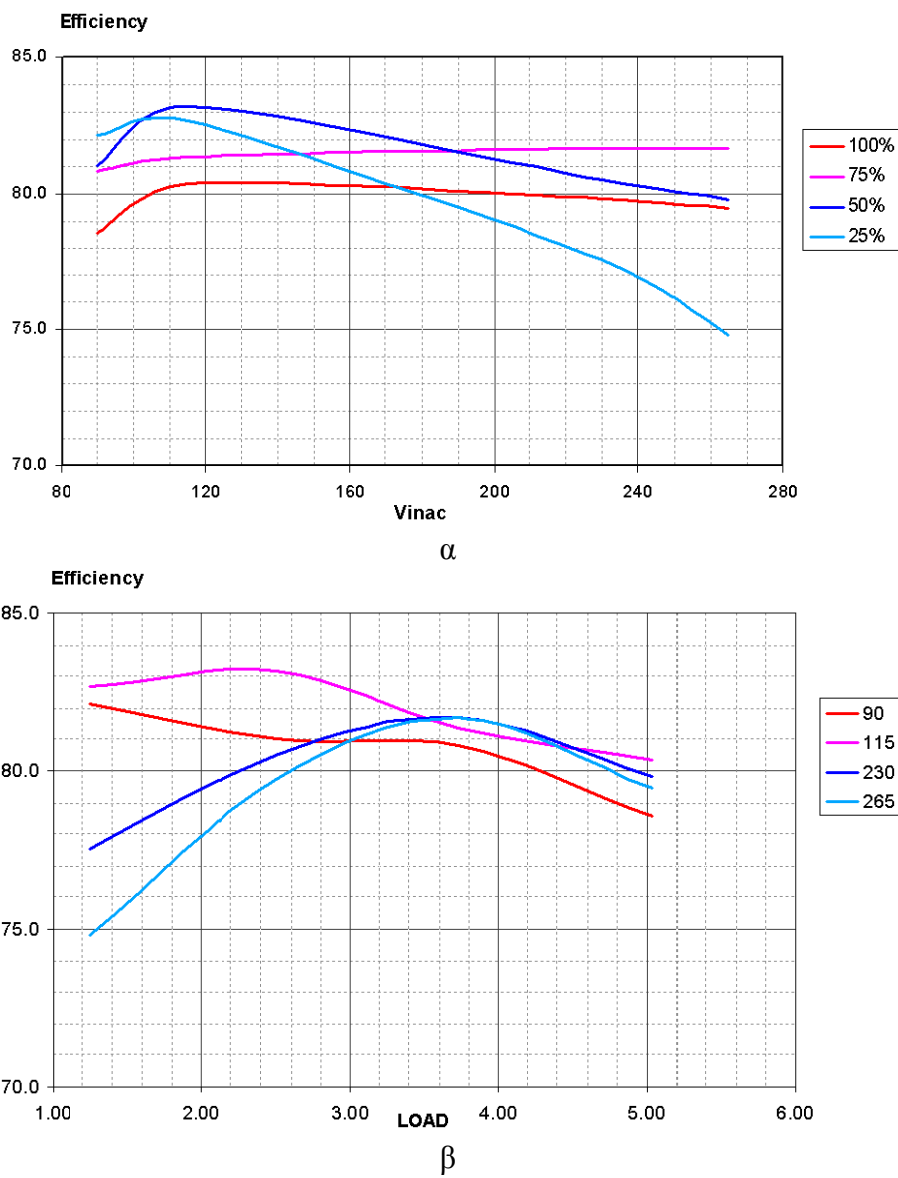
β - Ηλεκτρονικό φορτίο

γ - Βαττόμετρο με τηλεμετρία

### 4.6.1 Αποτελέσματα βατομετρικής μεθόδου

Vin (VAC)	ΑΠΟΔΟΤΙΚΟΤΗΤΑ %			
	Πλήρες φορτίο 100% ~ 1A	Φορτίο 75% 0,75A	Φορτίο 50% 0,5A	Φορτίο 25% 1A
90	79	81	81	82
230	80,5	82	80,5	78
265	80	82	80	75

Από αυτόν τον πίνακα μπορούμε να εξάγουμε 2 γραφικές παραστάσεις, μια αποδοτικότητα σε σχέση με τάση εξόδου και μια για αποδοτικότητα σε σχέση με το φορτίο.

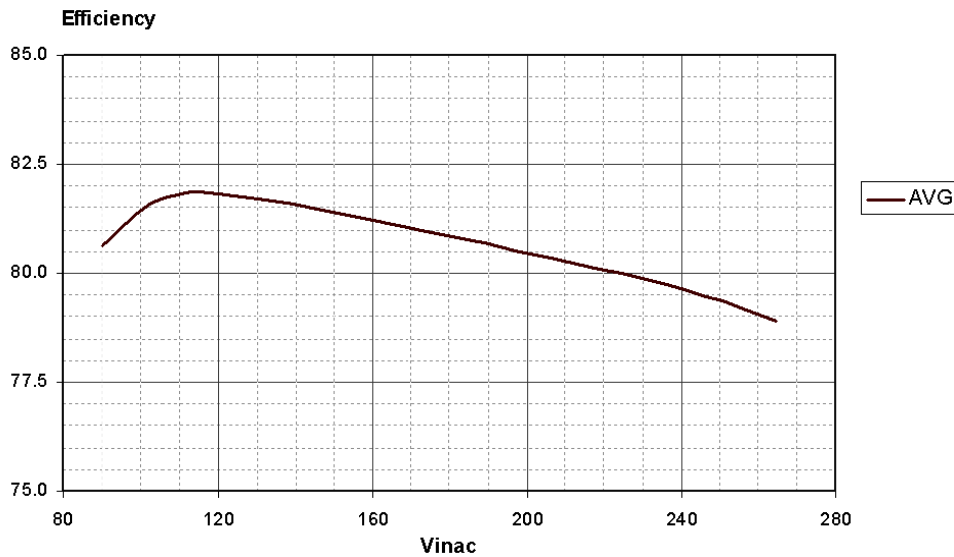


Σχήμα 4.20 Καμπύλες απόδοσης  
 α-Σε σχέση με την τάση εξόδου  
 β-σε σχέση με το φορτίο

Και η μέση αποδοτικότητα του συστήματος ως προς τάση εισόδου

V <sub>in</sub> (V)	Απόδοση (%)
90	80.75
230	80,25
265	79,25

Και η γραφική για ενεργή μετατροπή:



Σχήμα 4.21 Αποδοτικότητα ενεργής μετατροπής σε σχέση με τάση εισόδου

Και η μέση αποδοτικότητα του συστήματος ως προς το φορτίο

Φορτίο (%)	Απόδοση (%)
100	79,8
75	81,6
50	80,5
25	78,3

#### 4.6.2 Ενεργειακές απαιτήσεις ολοκληρωμένου

Η κατασκευή ολοκληρωμένου τροφοδοτικού με τον VIPER17L έχει κατανάλωση στα 1.8 mA κατά την διάρκεια της διακοπτικής λειτουργίας. Όταν δεν υπάρχει απαίτηση για παροχή ισχύος και το PIN FB πηγαίνει υπό των ορίων της λειτουργίας ριπών η κατανάλωση μειώνετε στα 900μΑ, δηλαδή μείωση 50% της ενεργειακής απαίτησης του κυκλώματος και της απαίτησης της συσκευής σε κατάσταση αναμονής. Πλέον του ελέγχου των τιμών εξόδου σε αυτές των επιθυμητών ορίων συμβάλαμε στην ενεργειακή αναβάθμιση της συσκευής με την μείωση της απαίτησης της μετατρέποντας την σε έξυπνη συσκευή και εισάγοντας ηλεκτροτεχνικά μια λειτουργία όπου χρησιμοποιείτε στους υπολογιστές γνωστή ως HIBERNATE. Επιπλέον το ολοκληρωμένο μας δεν χρειάζεται ρύθμιση της τάσης λειτουργίας που θα σήμαινε επιπλέον απώλειες ενώ ταυτόχρονα έχει προστασία από τιμές που θα μπορούσαν να τον καταστρέψουν.

### 4.6.3 Κατάταξη βάσει μηχανισμού Energystar

Στην δεύτερη έκδοση του προγράμματος Energystar, ([28]) στην κατηγορία των μονοφασικών εξωτερικών μετατροπέων ισχύος εναλλασσόμενου σε συνεχές, και στη κατηγορία χαμηλής τάσης σύμφωνα με την ονομαστική έξοδο 5V (κάτω από το όριο των 6V) και ονομαστικού ρεύματος μεγαλύτερο η ίσο από 550 mA ο ενεργειακός πίνακας που ορίζει την ενεργειακή αποδοτικότητα:

Αναγραφόμενη αποδιδόμενη ισχύς	Ελάχιστη απαιτούμενη ποσοστιαία αποδοτικότητα
0 to $\leq 1$ W	$\geq 0.497 * P_{no} + 0.067$
$> 1$ to $\leq 49$ W	$\geq [0.075 * \ln(P_{no})] + 0.561$
$> 49$ W	$\geq 0.860$

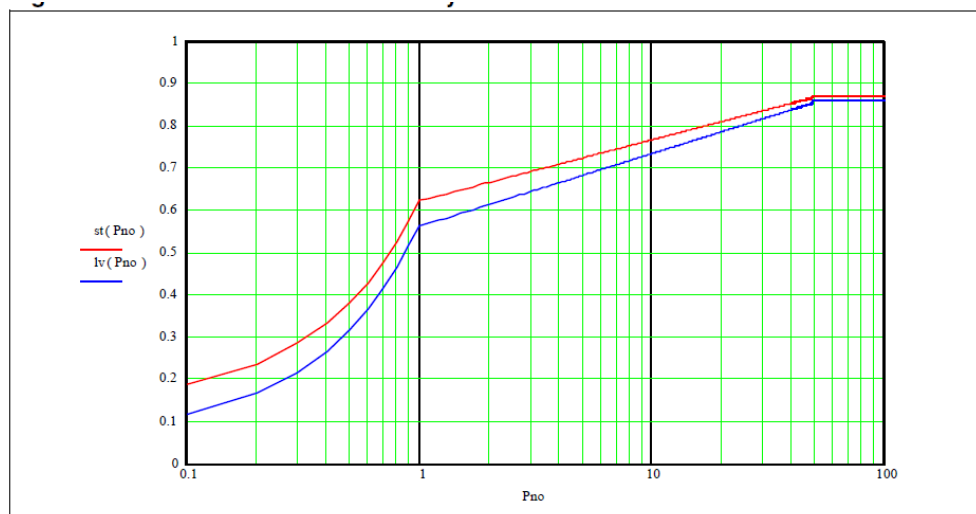
Συνεπώς για να είναι συμβατό με τα κριτήρια που έχει θέσει η EPA πρέπει η μέση αποδοτικότητα του να είναι μεγαλύτερη από 68,2 %, πράγμα που επιτυγχάνετε σε όλες τις μετρήσεις που λάβαμε. ( $\{0.075 * 1.61\} + 0.561 = 0.682$  η 68,2%)

Για τις καταστάσεις χωρίς φορτίο η συσκευής μας (για τις μετρήσεις αυτές χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρονικά πολύμετρα σε σειρά και παράλληλα διότι τα μεγέθη ήταν πολύ μικρά για τα βαττόμετρα)

Vin (V)	Pin(mW)
90	13.5
230	21.2
265	25

Και σύμφωνα με την EPA:

Αναγραφόμενη αποδιδόμενη ισχύς	Μέγιστη κατανάλωση άνευ φορτίου για EPS
0 to = 50 W	$< 0.3$ W
$> 50$ watts $< 250$ W	$< 0.5$ W



Σχήμα 4.22 Γραφική Energystar με τα κατώτερα όρια για standar και lowvoltage

Συνεπώς η πλακέτα μας είναι εντός των ορίων, κατά προσέγγιση 12 φορές πιο ενεργειακά αποδοτική χωρίς φορτίο από το όριο που έχει θέσει το διεθνές πρότυπο.

## 4.7 Προστασία υπερφόρτωσης

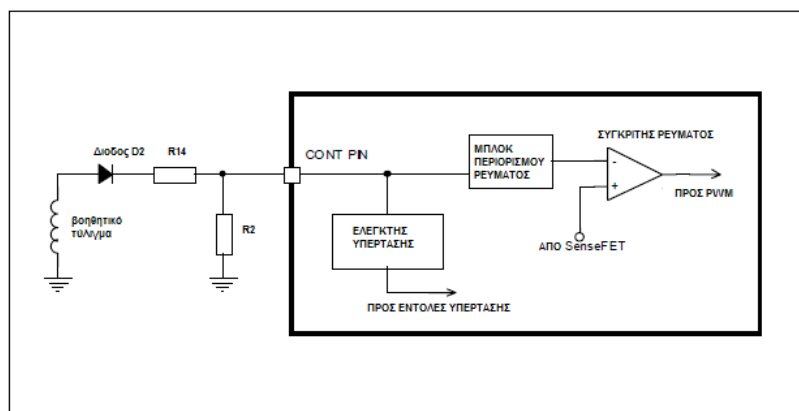
Σε περίπτωση βραχυκυκλώματος στην έξοδο ή στην τοποθέτηση φορτίου μεγαλύτερου από αυτό που μπορεί να αποδοθεί από την συσκευή μας, υπάρχει σχετικός μηχανισμός προστασίας. Εάν η ανάγκη για ισχύ στην έξοδο αυξηθεί κατά σειρά η τάση στην έξοδο θα μειωθεί και ο κόμβος ανατροφοδότησης αντιδρά αυξάνοντας την τάση στο PIN της ανατροφοδότησης του ολοκληρωμένου. Η αύξηση της τάσης στο PIN θα αυξήσει το σημείο όπου είχε οριστεί ο PWM ρυθμίζοντας έτσι την αύξηση της ισχύος στην έξοδο, μέχρι να ισορροπήσει με την ισχύ που απαιτείτε. Εάν η απαιτούμενη ισχύς ξεπεράσει την δυνατότητα του μετατροπέα η τάση στο PIN ανατροφοδότησης συνεχίσει να αυξάνετε αλλά η ισχύς εξόδου παραμένει στάσιμη. Όταν η τάση ξεπεράσει το όριο των 3.3V το ολοκληρωμένο αντιλαμβάνεται πιθανή υπερφόρτωση του συστήματος. Πριν την απενεργοποίηση του συστήματος η συσκευή παραμένει ενεργή για ένα διάστημα καθορισμένο από τον πυκνωτή του του κόμβου ανατροφοδότησης. Εάν δεν αποφορτιστεί πλήρως ο πυκνωτής και το σύστημα δεν τερματίσει, δεν μπορεί να υπάρξει τάση στην έξοδο του, οπότε πρέπει να βγει από την τροφοδοσία του, να υπάρξει ένας χρόνος πλήρους αποφόρτισης των στοιχείων του για να υπάρξει δυνατότητα να τοποθετηθεί οποιοδήποτε φορτίο.

## 4.8 Προστασία από υπέρταση στην έξοδο

Η προστασία από υπέρταση επιτυγχάνετε από την παρακολούθηση της τάσης του βοηθητικού τυλίγματος κατά την διάρκεια όπου το mosfet δεν άγει, δια μέσου της διόδου D2 και του διαιρέτη τάσης R3 και R14 όπου είναι συνδεδεμένα στο cont PIN του ολοκληρωμένου. Ένα η τάση αυτή στο PIN ξεπεράσει τα όρια που έχουμε θέσει (περίπου 3V) το ολοκληρωμένο θα αντιληφθεί υπέρταση τάσης και θα σταματήσει την διακοπτική λειτουργία. Για να επανακινήσει το σύστημα πρέπει να αποκοπεί πλήρως η τάση από το σύνολο του κυκλώματος. Σε περίπτωση που υπάρχουν επαγωγικά φαινόμενα ή μεμονωμένες κρουστικές τάσεις (spikes) το ολοκληρωμένο έχει ένα αυτόνομο ηλεκτρονικό φίλτράρισμα ώστε να διασφαλίσει ότι ο θόρυβος δεν θα επηρεάσει την απόφαση του για διακοπή και επί πλέον πρέπει η διάρκεια του φαινομένου να είναι για 4 συνεχείς κύκλους πριν αποκόψει.

Με την επιλογή συγκεκριμένου σερ R14 και R2 μπορούμε να ρυθμίσουμε τη μέγιστη τάση. Η επιλογή μπορεί να γίνει από τον τύπο

$$R_{OVP\_R14} = \frac{R_{LIM\_R2}}{3V} * \left( \frac{N_{AUX}}{N_S} V_{OUT\_OVP} - V_{drop\_Dovp\_D2} - 3V \right)$$

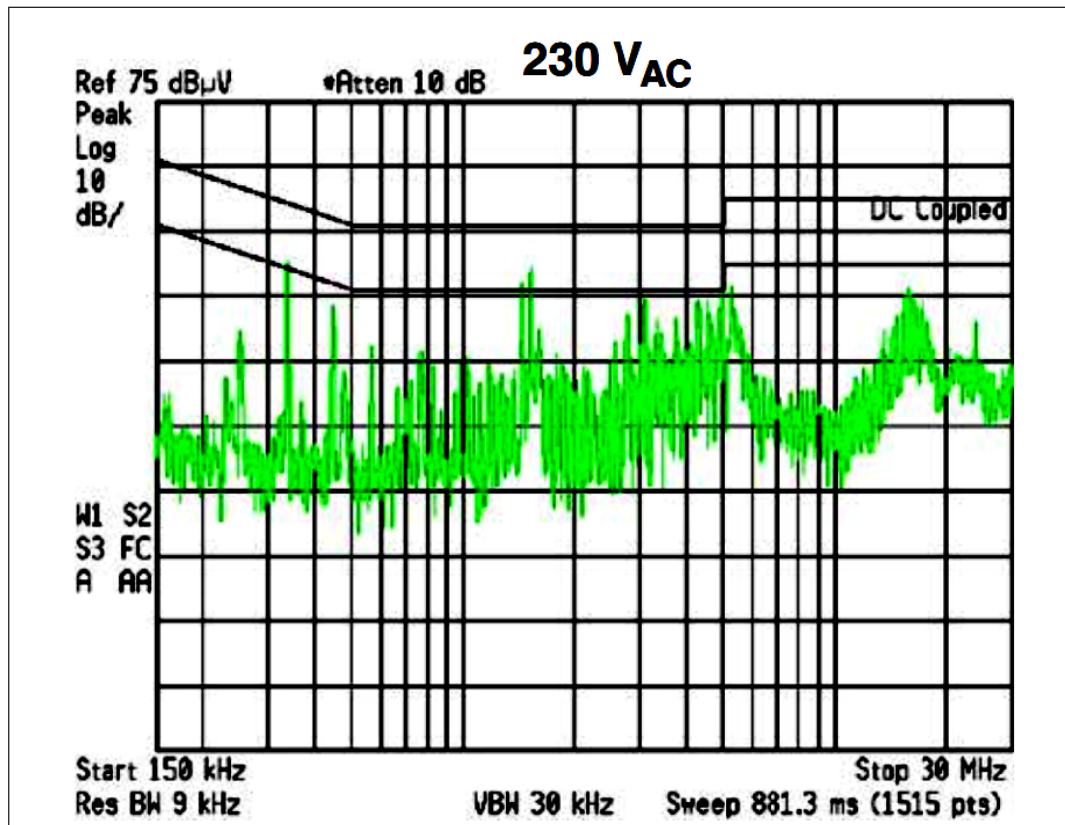


Σχήμα 4.23 Εσωτερικό κύκλωμα ελέγχου

Η δοκιμή μπορεί να γίνει αποσυνδέοντας τον οπτοαποξευκτη από το fb PIN και τοποθετώντας ένα πολύ μικρό φορτίο. Κατά την λειτουργία ανοικτού βρόχου ο μετατροπέας αποδίδει την μέγιστη δυνατή ισχύ που μπορεί. Η περίσσεια τάσης φορτίζει τον πυκνωτή εξόδου σε επίπεδα τα οποία θα ενεργοποιήσουν την αποκοπή λόγω υπέρτασης.

#### 4.9 Μετρήσεις EMI

Η συσκευή πρέπει να μετρηθεί για την καταγραφή των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών που εισάγει στο δίκτυο ως ηλεκτρονικός εξοπλισμός που λειτουργεί σε υψηλή συχνότητα και μπορεί να παρεμβληθεί στις λειτουργίες λοιπών συσκευών. Σύμφωνα με το ευρωπαϊκό πρότυπο EN55022 ([29]) (Class B) οι μετρήσεις που ελήφθησαν για τάση δικτύου:



Σχήμα 4.24 Μετρήσεις EMI

Οι οποίες είναι αρκετά κάτω από το όριο το οποίο έχει τεθεί, οπότε δεν υπάρχει αναγκαιότητα για εισαγωγή περεταίρω φιλτραρίσματος στην είσοδο του μετατροπέα.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Είναι προφανές ότι οι διακοπτικοί μετατροπείς ισχύος είναι πολυσύνθετες συσκευές οι οποίες για την δημιουργία τους απαιτούν μεγάλη ακρίβεια στην περιγραφή και στα αποτελέσματα που επιθυμούμε. Η πολύπλοκη κατασκευή τους τα καθιστά ευαίσθητους και μη προσβάσιμους ακόμα και από άτομα με γνώσεις. Χρειάζεται μεγάλη εξειδίκευση για την προσέγγιση τους με αποτέλεσμα πολλές φορές την δημιουργία ομάδων μηχανικών με τμηματική εργασία για τον σχεδιασμό τους. Η κατασκευή τους απαιτεί πολλά εξαρτήματα τα περισσότερα ιδιαίτερων στοιχείων με ακριβή χαρακτηριστικά. Το σύνολο των παραπάνω δυσκολιών είναι το αντιστάθμισμα για την μετατροπή με τις ελάχιστες δυνατόν απώλειες και τον μικρότερο δυνατό όγκο.

Το θεωρητικό μοντέλο των μετατροπέων με διάφορες παραλλαγές βασίζεται στην απλή αρχή της υστέρησης, της μεταβολής δηλαδή του συσχετισμού των ηλεκτρικών δυνάμεων με τέτοιο τρόπο ώστε να μην υπάρχει χρόνος για αντίδραση και την εκμετάλλευση συγκεκριμένων ηλεκτρικών φαινομένων όπως ο παραμένον μαγνητισμός για την δημιουργία επιθυμητών χαρακτηριστικών ηλεκτρικής ενέργειας. Η εκμετάλλευση αυτών των φαινομένων έγινε εφικτή από την δημιουργία των ημιαγωγίων στοιχείων και της χρήσης των ταχέων μεταβάσεων που μπορούν να υλοποιήσουν, δημιουργώντας μια νέα σχεδιαστική προοπτική στην υπάρχουσα ηλεκτρική σχεδίαση. Το σημαντικότερο επίτευγμα των ημιαγωγών στο τομέα των μετατροπέων είναι η διαχείριση των απωλειών.

Η νέες τεχνολογίες που έχουν προκύψει μπορούν να συνδυαστούν με τα συστήματα αυτά και να προσομοιωθούν σε απόλυτο βαθμό. Έτσι ένας πλήρως μαθηματικοποιημένος μετατροπέας με όλες τις σχέσεις που των συνδέουν μπορεί να συνδυαστεί με τα ηλεκτρικά φαινόμενα που προκύπτουν πάνω στην φύση των υλικών που θα χρησιμοποιηθούν όπως για παράδειγμα την εσωτερική αντίσταση ενός πυκνωτή, και να μοντελοποιηθούν σε ειδικό λογισμικό ώστε να προσομοιωθούν οι αντιδράσεις του μετατροπέα σε διάφορες αλλαγές ή να γίνουν διορθωτικές κινήσεις πάνω στο σχεδιασμό για βέλτιστα αποτελέσματα και προσομοίωση της λειτουργίας πριν υπάρξει οποιαδήποτε πρακτική κατασκευή.

Η υλοποίηση των μετατροπέων εφόσον υπάρχει το έτοιμο σχέδιο δεν είναι εύκολη. Ο αριθμός των στοιχείων που απαιτούνται δεν επιτρέπει ακόμα την πλήρως αυτοματοποιημένη βιομηχανοποιημένη παραγωγή τους. Χρειάζεται η παρουσία ανθρώπου καθώς και ο διαρκής έλεγχος για την ομαλή εξέλιξη της κατασκευής και τις ορθές λειτουργίες των επιμέρους κυκλωμάτων που την αποτελούν με περίπλοκα όργανα. Η δε κατασκευή κατά την ολοκλήρωση της δεν αρκεί να έχει τα απαιτούμενα χαρακτηριστικά και να εκτελεί την μετατροπή σωστά και αξιόπιστα, αλλά πρέπει επίσης να υπακούει σε μια σειρά από κανόνες οι οποίοι διασφαλίζουν την ομαλή της λειτουργία στο ηλεκτρικό δίκτυο και της διασφάλισης της ανθρώπινης υγείας.

Η συνοπτική παρουσίαση των μετατροπέων μας κατέδειξε ότι έχει γίνει μεγάλη πρόοδος στην εξοικονόμηση ενέργειας που χανόταν στην μετατροπή και υπάρχει χώρος για περεταίρω βελτίωση μειώνοντας τον αριθμό των στοιχείων που απαιτούνται, με διατήρηση της αποδοτικότητας στα ίδια επίπεδα. Η περεταίρω μείωση των στοιχείων αυτών θα μειώσει και άλλο τις απώλειες μετατροπής μέχρι την επίτευξη μετατροπής με τις ελάχιστες δυνατές απώλειες οι οποίες θα μπορούν να χαρακτηριστούν ως αμελητέες.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Europie 120 Years of the Three-Phase Energy Transmission System in Europe ISSN 2080-8593, International Electrotechnical Exhibition 1891
- [2] Belfield, Robert, The Niagara System: The Evolution of an Electric Power Complex at Niagara Falls, 1883-1896, Proceedings of the IEEE, Vol. 64, September 1976, 1346.
- [3] Thomas J. Blalock "The first polyphase system: a look back at two-phase power for AC distribution", in IEEE Power and Energy Magazine, March–April 2004, ISSN 1540-7977 p. 63
- [4] John Catsoulis (May 2005). Designing Embedded Hardware, 2nd Edition. O'Reilly. ISBN 0-596-00755-8.
- [5] Ernest Braun & Stuart MacDonald (1982). Revolution in Miniature: The History and Impact of Semiconductor Electronics. Cambridge University Press. pp. 11–13.
- [6] Yuriy Rozanov, Sergey E. Ryvkin, Evgeny Chaplygin, Pavel Voronin Power Electronics Basics: Operating Principles, Design, Formulas and Applications, ISBN: 978-1482298796
- [7] Muhammad H. Rashid , "Power Electronics Handbook" Academic Press | 2001-08-24 | ISBN: 0125816502
- [8] Albert Paul Malvino Electronic Principles 8<sup>th</sup> Eds. ISBN-13: 978-0073373881
- [9] John Lenk Simplified Design of Linear Power Supplies ISBN-13: 978-0750695060
- [10] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 3rd Edition ISBN: 978-0-471-22693-2
- [11] Albert Paul Malvino Basic electronics 4<sup>TH</sup>Eds ISBN 960-7219-12-0
- [12] R. Severns Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits ISBN-13: 978-0442213961
- [13] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins Power Electronics: Converters, Applications, and Design, 2nd Edition ISBN: 960-7219-42-2
- [14] Andre Kislovski Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters ISBN-13: 978-9401178518
- [15] Richard Lee Ozenbaugh , Timothy M. Pullen EMI Filter Design, Third Edition 3rd Edition ISBN-13: 978-1439844755
- [16] Maxim Integrated An Efficiency Primer for Switch-Mode, DC-DC Converter Power Supplies APPLICATION NOTE 4266



- [17] George Lakkas MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency Texas Instruments Analog Applications Journal
- [18] Achieving High Power Density Designs in DC-DC Converters on semiconductors Vienna 2013 presentation TND325-D
- [19] W.G. Hurley, W.H. Wölfle Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications 1st Edition ISBN-13: 978-1119950578
- [20] MAX1864/MAX1865 power-supply controllers Maxim Integrated 19-2030; Rev 0; 4/01
- [21] Stephen Chapman Electric Machines Tziola (2001) ISBN-13: 978-9608129115
- [22] Euzeli Cipriano dos Santos Jr Advanced Power Electronics Converters : PWM Converters Processinby author Wiley-Blackwell ISBN-13: 978-1118880944
- [23] K. Billings, T. Morey Switchmode Power Supply Handbook 3rd ed - (McGraw-Hill, 2011) ISBN: 978-0-07-163972-9
- [24] Ευάγγελος Β. Χατζίκος Matlab για επιστήμονες και μηχανικούς 2010 ISBN: 9604182528
- [25] Texas instruments Application Report Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage SLVA372C–November 2009–Revised January 2014 (rev. c)
- [26] Brian T. Irving and Milan M. Jovanović Analysis and Design of Self-Oscillating Flyback Converter 0-7803-7405-3 2002 IEEE
- [27] Energy saving VIPerPlus: HV switching regulator for flyback converter STMicroelectronics CD00185039
- [28] ENERGY STAR<sup>®</sup> program requirements for single voltage external AC-DC adapter (V2.0)
- [29] Information technology equipment– Radio disturbance characteristics– Limits and methods of measurement EN 55022:2010
- [30] John D. Kraus ηλεκτρομαγνητισμός 4<sup>η</sup> έκδοση ISBN-13: 978-9607219237
- [31] R.D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modeling switching-converter power stages,” in IEEE Power Electronics Specialist Conference Record, 1976, pp.18-34.
- [32] Ιωαννίδης Γεώργιος Νέες τεχνικές ελέγχου και σχεδιαστικής προσέγγισης για τους μετατροπείς ισχύος συνεχούς ρεύματος με εφαρμογή στον μετατροπέα υποβιβασμού (buck), Διατριβή, 1998
- [33] Texas instruments Application Report Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage SLVA477B–December 2011–Revised August 2015 (rev. b)
- [34] Infineon Design Note DN 2013-01 V1.0 January 2013 Design Guide for Off-line Fixed Frequency DCM Flyback Converter
- [35] Texas instruments Application Report Flyback Design Example SLUA700 –January 2014