

---

**ΑΛΕΞΑΝΔΡΕΙΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ  
ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ  
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ**

---



**Θέμα Πτυχιακής Εργασίας :**

**ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ OFF-LINE  
ΠΑΛΜΟΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ ΤΟΠΟΛΟΓΙΑΣ  
FLYBACK**

**Σπουδαστής:**  
**Αυγούστης Ανδρέας ( Κ.Α.Σ. 505503)**

**Επιβλέπων Καθηγητής :**  
**Κασάμπαλης Στυλιανός**

**ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΑΝΑΛΗΨΗΣ : 28/09/2009**  
**ΗΜΕΡΟΜΗΝΙΑ ΠΕΡΑΤΩΣΗΣ : 19/01/2010**

**ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗ 2010**

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....</b>	<b>3</b>
<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....</b>	<b>5</b>
<b>1. ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ.....</b>	<b>8</b>
1.1. ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ.....	8
1.2. ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΩΝ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ.....	10
1.3. ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΜΕΤΑΞΥ ΓΡΑΜΜΙΚΩΝ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ ΚΑΙ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΩΝ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ.....	12
<b>2. ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ.....</b>	<b>16</b>
2.1. ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΧΩΡΙΣ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ.....	16
2.1.1. ΡΥΘΜΙΣΤΗΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ- (BUCK REGULATOR).....	16
2.1.2. ΡΥΘΜΙΣΤΗΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ- (BOOST REGULATOR) .....	17
2.1.3. ΡΥΘΜΙΣΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗΣ- (BUCK-BOOST REGULATOR) .....	19
2.2. ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ.....	20
2.2.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ FLYBACK.....	20
2.2.2. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ FORWARD.....	24
2.2.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ PUSH-PULL.....	26
2.2.4. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑΣ (HALF-BRIDGE).....	28
2.2.5. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ (FULL-BRIDGE).....	29
<b>3. ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΠΑΛΜΟΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ.....</b>	<b>31</b>
3.1. ΔΙΑΤΑΞΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ/ΕΞΟΜΑΛΥΝΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ.....	31
3.2. ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	31
3.3. ΔΙΚΤΥΩΜΑΤΑ SNUBBER/CLAMP.....	32
3.4. ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ .....	34
3.5. ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΕΣ.....	35
3.6. ΤΡΟΠΟΙ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ ΤΩΝ ΠΑΜΟΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ.....	38
3.7 ΑΠΟΔΟΣΗ.....	40
<b>4. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΒΑΘΜΙΔΩΝ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ.....</b>	<b>42</b>
4.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC ΑΠΟ 311V ΣΕ 12V & 5V .....	42
4.2 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΤΗΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ.....	58
4.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΥΠΩΜΕΝΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ.....	60
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</b>	<b>64</b>

## **ΠΕΡΙΛΗΨΗ**

Αντικείμενο της παρούσας πτυχιακής εργασίας είναι η μελέτη και κατασκευή ενός παλμοτροφοδοτικού τοπολογίας flyback, το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την τροφοδοσία αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων.

Η χρήση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων για τον έλεγχο της λειτουργίας των παλμοτροφοδοτικών έγινε ευρέως διαδεδομένη μετά την πρώτη παρουσίαση τους. Το O.K UC3845 επιλέχθηκε καθώς συνδυάζει πολλά χαρακτηριστικά τα οποία απαιτούσαν διάφορα κυκλώματα ελέγχου για να υλοποιηθούν προηγουμένως. Η κατασκευή του O.K UC3845 δεν ενσωματώνει μόνο τις βασικές κατασκευαστικές βαθμίδες που απαιτούνται για τον έλεγχο ενός παλμοτροφοδοτικού, αλλά αντιμετωπίζει πολλά βασικά προβλήματα και μειώνει τα πρόσθετα κυκλώματα που θα απαιτούσε η όλη κατασκευή. Η εργασία αυτή περιλαμβάνει τέσσερα κεφάλαια τα οποία περιγράφονται στην συνέχεια.

Το πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζει την εξέλιξη των τροφοδοτικών και θα γίνει μια επισκόπηση της βασικής λειτουργίας των διακοπτικών και γραμμικών τροφοδοτικών σαν βάση για να κατανοηθούν τα χαρακτηριστικά της απόδοσης καθώς και οι περιορισμοί των δυο αυτών διαφορετικών αρχιτεκτονικών που βρίσκονται σε χρήση.

Το δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζει τις αρχές λειτουργίας των διακοπτικών τροφοδοτικών μελετώντας την αρχιτεκτονική καθώς και τις εφαρμογές των διάφορων τοπολογιών διακοπτικών τροφοδοτικών.

Σκοπός του τρίτου κεφαλαίου είναι να οδηγήσει τον αναγνώστη στην κατανόηση του ζητήματος των απωλειών σε ένα διακοπτικό τροφοδοτικό. Η μείωση των απωλειών είναι σημαντική για την αποδοτική λειτουργία του παλμοτροφοδοτικού και αρκετός χρόνος δαπανάται κατά την σχεδιαστική διαδικασία προκειμένου να εξακριβωθούν και να ελαχιστοποιηθούν.

Το τέταρτο και τελευταίο κεφάλαιο επικεντρώνεται στην κατασκευαστική διαδικασία του παλμοτροφοδοτικού. Στις σχεδιαστικές αναφορές περιλαμβάνονται οι προδιαγραφές κατασκευής, το σχηματικό, η παρουσίαση του μετασχηματιστή καθώς και η λίστα υλικών. Επίσης εμπεριέχονται δεδομένα σχετικά με την απόδοση και οι χαρακτηριστικές λειτουργίας της κατασκευής.

## ***OVERVIEW***

The subject of this final work is the study-analysis and construction of a switching power supply according to the principles of the flyback topology that can be used to provide power to analogue and digital circuits.

Monolithic integrated circuits for the control of switching power supplies have become widespread since their introduction. The UC3845 was selected because combines many features that previously required several different control circuits. The design of the UC3845 not only incorporates the primary building blocks required to control a switching power supply, but also addresses many basic problems and reduces the amount of additional circuitry required in the total design. This project includes four chapters described below.

The first chapter contemplates progress in power supplies and we will review the basic operation of switching and linear power supplies as a basis for understanding the performance characteristics, and limitations at those different architectures in current use.

The second chapter illustrates the switching power supply fundamentals followed by a look at different switching topology architectures and their applications.

The purpose of the third chapter is to give the reader a thorough understanding of the losses in a switching power supply. The reduction of losses is important to the efficient operation of a switching power supply, and a great deal of time is spent during the design phase to identify and minimize these losses.

The fourth and last chapter focuses on the constructional process of the switching power supply. Design reports contain a power supply design specification, schematic, transformer documentation and bill of materials. Performance data and typical operation characteristics are included.

## **ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

Η εξέλιξη της τεχνολογίας με την ανάπτυξη των ημιαγωγών ώθησε την σχεδίαση και ανάπτυξη μιας ευρείας γκάμας ηλεκτρονικών διατάξεων οικιακής και βιομηχανικής χρήσης. Παραδείγματα αποτελούν οι Η/Υ και τα περιφερειακά τους συστήματα, ηχητικά συστήματα, συστήματα μετρητικών διατάξεων κ.α. Όπως είναι αναμενόμενο η λειτουργία τους δεν υφίσταται χωρίς τροφοδοσία από μια πηγή DC τροφοδοσίας. Αυτή μπορεί να είναι είτε μια μπαταρία ως αυτόνομη μονάδα είτε ένα τροφοδοτικό DC τάσεως. Όμως η σωστή λειτουργία των συσκευών απαιτεί αυτή η DC τάση να είναι καλά φιλτραρισμένη από AC σήματα αλλά και όσο περισσότερο σταθερή σε τυχόν μεταβολή του φορτίου, παρέχοντας υψηλές τιμές ισχύος. Αυτό λοιπόν οδήγησε στον σχεδιασμό όσο το δυνατόν ισχυρότερων τροφοδοτικών. Στην αγορά ηλεκτρονικών διατάξεων τροφοδοσίας υπάρχουν τριών ειδών διατάξεις. Λαμβάνοντας υπόψη τις τάσεις εισόδου και εξόδου ισχύει η έξης κατηγοριοποίηση:

- 1) DC/DC μετατροπέας (converter)**
- 2) AC/DC μετατροπέας (τροφοδοτικό)**
- 3) DC/AC μετατροπέας (inverter)**
- 4) AC/AC Κυκλομετατροπείς (cycloconverters)**

Η κάθε μια από αυτές έχει την δικά της χαρακτηριστικά και τρόπο λειτουργίας. Στην πτυχιακή εργασία ασχολήθηκα με την κατηγορία των DC/DC μετατροπέων. Λόγω όμως της ιδιαιτερότητας της τροφοδοσίας των παλμοτροφοδοτικών από το δίκτυο 220V/50Hz κρίνεται η ανάγκη να περάσουμε μέσα από τους AC/DC μετατροπείς.

### **Μετατροπείς DC-DC**

Στην αρχές της δεκαετίας του 60 υστέρη από έρευνες σε θέματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας από τον αμερικανικό στρατό προέκυψαν οι διακοπτικοί ρυθμιστές. Τα κυρία χαρακτηριστικά τους τότε ήταν το μικρό βάρος και ο υψηλός βαθμός απόδοσης. Η βασική αρχή λειτουργίας τους στηρίζονταν στον έλεγχο με διαμόρφωση εύρους παλμού η pulse width modulation (PWM). Πιο συγκεκριμένα εάν σε ένα φορτίο ελέγχουμε την μέση τιμή της τάσεως τροφοδοσίας του τότε μπορούμε να ελέγξουμε την κατανάλωση. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί παρεμβάλλοντας έναν διακόπτη (πλήρως ελεγχόμενο) μεταξύ τροφοδοσίας και φορτίου στον οποίο ελέγχουμε το άνοιγμα και κλείσιμο του σε μια υψηλή συχνότητα. Τότε η μέση τιμή της τάσεως που θα εμφανιστεί στο φορτίο RL θα είναι ίση με

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} V_{in} dt = \frac{1}{T_w} \int_0^{t_{on}} V_{in} dt = \frac{V_{in}}{T_w} \cdot t_{on} = D \cdot V_{in} \quad (1)$$

Όπου  $T_w$ : Περίοδος σήματος ελέγχου.

$D = t_{on} / (t_{on} + t_{off})$  Κύκλος εργασίας.

$V_{in}$ : Τάση εισόδου.

$V_{out}$ : Τάση εξόδου.

Εάν μειώσουμε τον χρόνο  $t_{on}$  τότε μειώνεται και η μέση τιμή της τάσης εξόδου  $\overline{V_o}$ . Οι μετατροπείς αυτοί χρησιμοποιούνται ευρέως για μετατροπή και διανομή DC τάσης σε πολλά ηλεκτρονικά συστήματα. Αυτή η DC τάση που δημιουργούν μπορεί να προέρχεται είτε από μια μπαταρία είτε από ένα άλλο ηλεκτρονικό σύστημα τροφοδοσίας. Οι τάσεις εξόδου που δημιουργούνται είναι συνήθως από 5V έως 42,5V, βεβαία δεν αποκλείονται άλλες τάσεις, αλλά πρέπει να βελτιωθεί ο

τρόπος ελέγχου του διακόπτη η διακοπτόν, καθώς και η απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου..

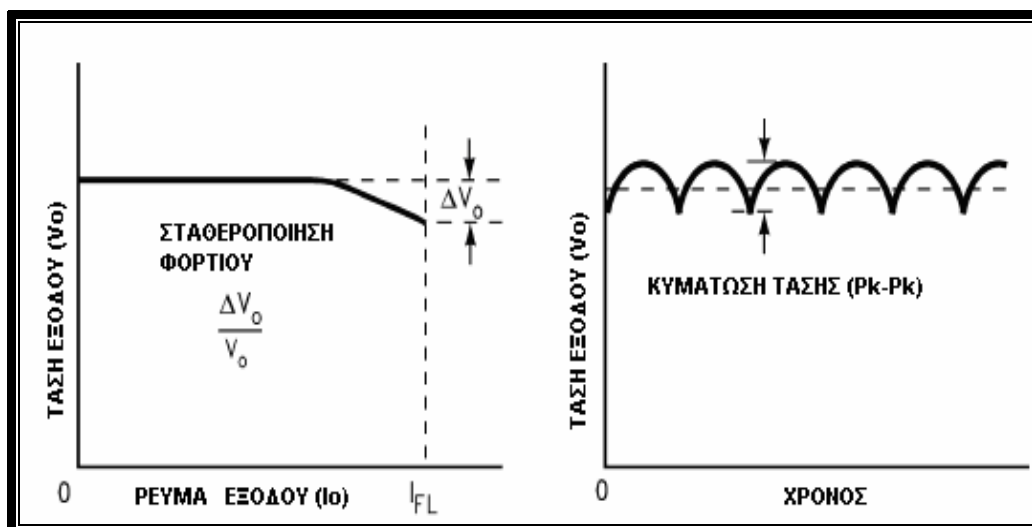
### Μετατροπέας AC/DC (τροφοδοτικό)

Ένα τροφοδοτικό AC/DC που πρέπει να τηρεί τις προδιαγραφές για τροφοδοσία με υψηλή απόδοση και χαμηλό κόστος θα πρέπει να περιέχει:

- 1) Ανορθωτή: Θα μετατρέπει το εισερχόμενο σήμα AC από την γραμμή/δίκτυο ισχύος σε DC τάση.
- 2) Κύκλωμα μετασχηματισμού τάσεως: Θα μετατρέπει να μετατρέπει την AC τάση εισόδου σε οποιαδήποτε άλλη τάση.
- 3) Φιλτράρισμα :Θα εξομαλύνει τη κυμάτωση της ανορθωμένης τάσης
- 4) Σταθεροποίηση: Θα διατηρεί την τάση εξόδου σταθερή ανεπηρέαστη από αλλαγές τάσης εισόδου, θερμοκρασίας και φορτιού.
- 5) Απομονωση : Θα απομονώνει ηλεκτρικά την έξοδο από την είσοδο
- 6) Προστασία: Να εξασφαλίζει ότι υψηλές τάσεις από την τροφοδοσία ισχύος δεν θα φτάσουν στην έξοδο. Επίσης ότι θα υπάρχει ισχύς ακόμα και αν διακοπεί η τροφοδοσία τέλος να σβήνει με ελεγχόμενο τρόπο.

Γενικότερα ιδανικό τροφοδοτικό χαρακτηρίζεται το τροφοδοτικό το οποίο μπορεί να προσφέρει μια επίπεδη και σταθερή τάση ανεξάρτητη από τις μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας του φορτιού και της επικρατούσας θερμοκρασίας με συντελεστή απόδοσης μετατροπής ισχύος 100% .

Παρακάτω μπορούμε να παρατηρήσουμε τις διαφορές μεταξύ ενός ιδανικού και ενός πραγματικού τροφοδοτικού



Σχήμα 1: Διαφορά ιδανικού και πραγματικού τροφοδοτικού.

### DC/AC μετατροπέας (inverter)

Οι αντιστροφείς είναι ηλεκτρονικές διατάξεις που μετατρέπουν DC ηλεκτρική ενέργεια σε AC, στην επιθυμητή τάση και συχνότητα. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι μια περιοδική κυματομορφή η οποία δεν είναι ημιτονοειδής, μπορεί ωστόσο να πλησιάσει την ημίτονη με κάποιες τεχνικές. Υπάρχουν αρκετά είδη αντιστροφών και κατατάσσονται ανάλογα τον αριθμό των φάσεων τους, τον τύπο των ημιαγωγών ισχύος που χρησιμοποιούν καθώς και τον κυματομορφών εξόδου που παρέχουν. Ορισμένοι τύποι είναι οι παρακάτω:

- 1) Μονοφασικός αντιστροφέας Α. Μισής γέφυρας Β. Πλήρους γέφυρας
- 2) Αντιστροφείς με είσοδο από πηγή τάσης VSI (Voltage Source Inverters)
- 3) Αντιστροφείς με είσοδο από πηγή ρεύματος CSI (Current Source Inverters)
- 4) Τριφασικοί αντιστροφείς

Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι Inverters εκτός από την βιομηχανία βρίσκουν εφαρμογή σε πολλά συστήματα κυριότερο τον οποίον είναι η τα συστήματα HVDC (συστήματα μεταφοράς υψηλούς συνεχούς τάσης) .

### **AC /AC Κυκλωμετατροπείς (cycloconverters)**

Οι κυκλωμετατροπείς είναι ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία δέχονται στην είσοδο τους εναλλασσόμενη τάση ορισμένης συχνότητας και δίνουν στην έξοδο τους εναλλασσόμενη τάση μεταβλητής συχνότητας .Τα πλεονεκτήματα των μετατροπέων αυτών είναι ο μεγάλος βαθμός απόδοσης γρήγορη απόκριση σε μεταβολές της συχνότητας και ροπή σχεδόν χωρίς ταλαντώσεις. Το μεγάλο τους μειονέκτημα είναι ότι η μέγιστη συχνότητα εξόδου είναι το μισό της συχνότητας εισόδου.

Οι βασικότεροι τύποι αυτού του μετατροπία είναι :

- 1) Single phase to single phase cycloconverter
- 2) Three phase cycloconverter:

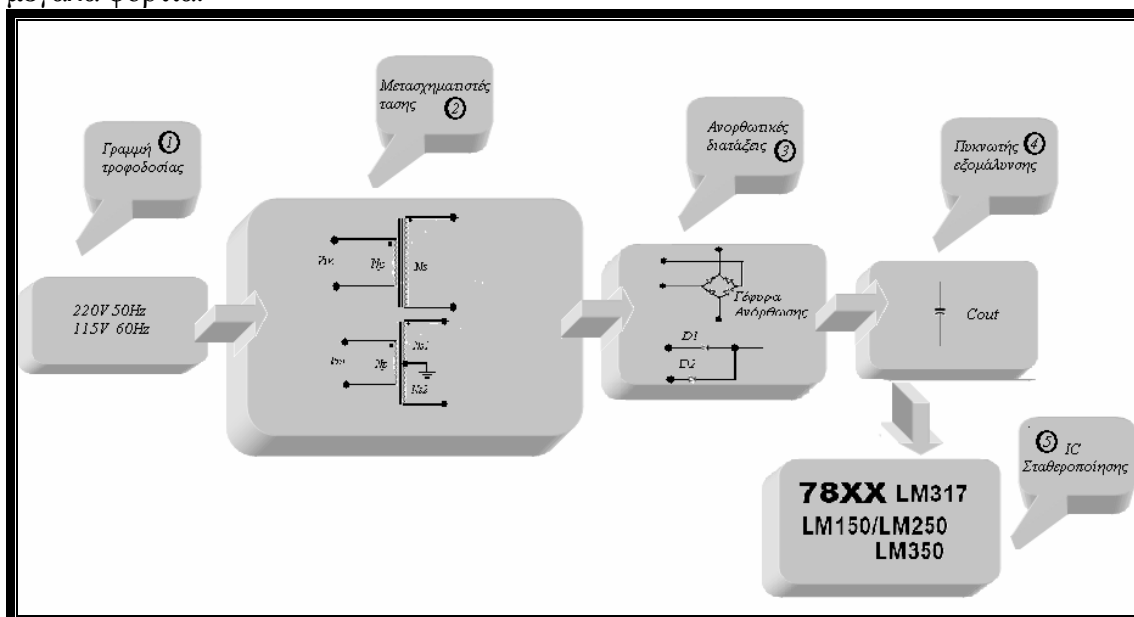
# 1 ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ

## 1.1. ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ

Τα χαρακτηριστικά των γραμμικών τροφοδοτικών είναι

1. απλή κατασκευή
2. χαμηλή κυμάτωση τάσης εξόδου
3. πολύ καλή σταθεροποίηση τροφοδοσίας, φορτιού
4. ταχεία απόκριση σε μεταβολές του φορτιού και της γραμμής τροφοδοσίας
5. χαμηλή ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή EMI

Ωστόσο έχουν πολύ χαμηλό συντελεστή απόδοσης και αδυναμία να χειριστούν μεγάλα φορτία.

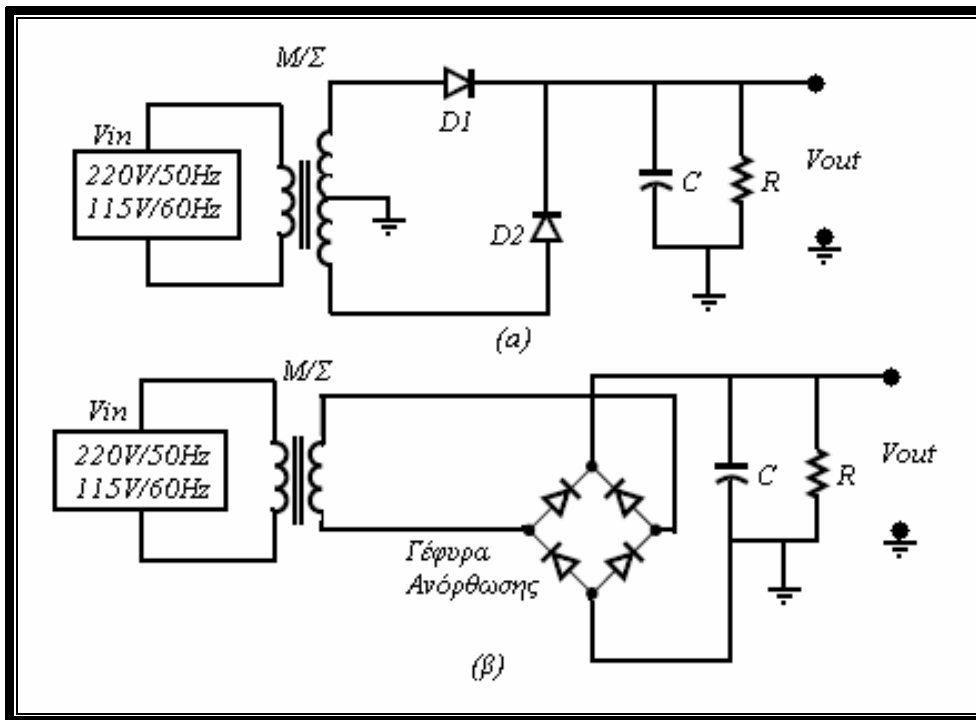


Σχήμα 2: Μπλοκ διάγραμμα γραμμικού τροφοδοτικού.

Στο σχήμα 3 παρατηρούμε δυο πολύ κοινά διαγράμματα γραμμικών τροφοδοτικών. Σε κάθε ένα από αυτά η πλήρως ανορθωμένη κυματομορφή της τάσης οδηγείται στον πυκνωτή εξομάλυνσης C. Στην συνδεσμολογία με τις δυο διόδους και τον μετασχηματιστή με την μεσαία λήψη σχήμα 3 (α) μπορούμε να έχουμε περρισσότερη απόδοση στην ισχύ εξόδου καθώς σε κάθε ημιπερίοδο λειτουργεί μόνο μια διάδος. Άρα  $V_o = V_s - V_{fwd}$ . Πρακτικά με την συγκεκριμένη διάταξη μπορούμε να δημιουργήσουμε τάση εξόδου από 5 έως 12 volt. Το κύκλωμα ανόρθωσης σχήμα 3 (β) αποτελείται από έναν μετασχηματιστή χωρίς μεσαία λήψη μετά τον οποίο ακολουθεί η γέφυρα ανόρθωσης. Το ρεύμα ανάλογα την ημιπερίοδο διαρρέει εναλλάξ δυο από τις τέσσερις διόδους. Μειονέκτημα της είναι η υψηλή πτώση τάσης πάνω στις διόδους θεωρητικά  $2 * V_{fwd}$ . Οπότε η έξοδος  $V_o = V_s - 2 * V_{fwd}$ . Και στις δυο συνδεσμολογίες καλύτερη επιλογή διόδων κρίνεται η χρήση διόδων Schottky και όχι ultra-fast διόδων καθώς αυτές μειώνουν τον συντελεστή απόδοσης. Ωστόσο στην (α) κάθε διάδος θα πρέπει να αντέχει την διπλάσια αναστροφή τάση από ότι στη (β) για την ίδια τάση εισόδου. Τέλος για βελτίωση της τάσης εξόδου τοποθετείται συνήθως σταθεροποιητής τάσης σε μορφή ολοκληρωμένου (78XX, 79XX, LM317, κ.α). Η λειτουργία του σταθεροποιητή μπορεί να χαρακτηριστεί ως μεταβλητή αντίσταση μεταξύ εισόδου και εξόδου, που παρέχει την τάση εξόδου  $V_o$ .

Η ισχύς που καταναλώνεται από την όλη διάταξη είναι  $(V_{in} - V_{out}) \times I_{out}$ .





**Σχήμα 3:** (α) Γραμμικό τροφοδοτικό με χρήση Μ/Σ με μεσαία λήψη  
 (β) Γραμμικό τροφοδοτικό με χρήση Μ/Σ χωρίς μεσαία λήψη

Άλλοι χρήσιμοι τύποι για την απόδοση του τροφοδοτικού είναι οι παρακάτω:

$$\text{Σταθεροποίηση γραμμής} : = \frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{LL}} \cdot 100\%$$

Δηλώνει ποσό μεταβάλλεται η τάση φορτίου όταν μεταβάλλεται τάση γραμμής.  
 Για βέλτιστη απόδοση θα πρέπει να τιμή προς την μονάδα  
 Όπου  $V_{HL}$  : Τάση φορτίου με υψηλή τάση γραμμής.  
 $V_{LL}$ : Τάση φορτίου με χαμηλή τάση γραμμής.

$$\text{Σταθεροποίηση φορτίου} : = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \cdot 100\%$$

Δηλώνει ποσό μεταβάλλεται η τάση φορτίου όταν μεταβάλλεται το ρεύμα φορτίου.  
 Για βέλτιστη απόδοση θα πρέπει να τιμή προς την μονάδα  
 Όπου  $V_{NL}$  : Τάση φορτίου χωρίς ρεύμα φορτίου  
 $V_{FL}$ : Τάση φορτίου με πλήρες ρεύμα φορτίου

$$\text{Αντίσταση εξόδου} : R_{TH} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{I_{FL}}$$

$$\text{Μέση τιμή τάσης εξόδου: } V_{O(AV)} = \frac{V_{peak}}{\sqrt{2}} = V_s$$

$$\text{Ενεργός τιμή τάσης εξόδου: } V_{O(RMS)} = 2 \cdot \frac{V_s \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 0.9V_s$$

Με χρήση δύο διόδων	Μ/Σ με μεσαία λήψη	Μέγιστη αναστροφή τάση διόδου $V_{RRM}$ : $V_{RRM} = 2\sqrt{2} \cdot V_s$
Με χρήση γέφυρας ανόρθωσης	Μ/Σ χωρίς μεσαία	Μέγιστη αναστροφή τάση διόδου $V_{RRM}$ : $V_{RRM} = \sqrt{2} \cdot V_s$

$$\text{Συντελεστής μορφής κύματος Fr: } F_f = \frac{V_{O(RMS)}}{V_{O(AV)}} = 1.11$$

$$\text{Συντελεστής κυμάτωσης r: } r = \sqrt{F_f^2 - 1} = 0.48$$

## 1.2. ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΩΝ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ

Ως τοπολογία τροφοδοτικού ορίζεται το σύνολο των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων όπως διακόπτες, ανορθωτές ισχύος, ολοκληρωμένα ελέγχου καθώς και μαγνητικών υλικών( μετασχηματιστές πηνία) τα οποία αποτελούν μια διάταξη μετατροπής.

Οι βασικότερες τοπολογίες παλμοτροφοδοτικών είναι οι εξής:

Χωρίς απομόνωση:

1. BUCK
2. BOOST
3. BUCK- BOOST (INVERTING)

Με απομόνωση:

1. FLYBACK
2. FORWARD
3. PUSH-PULL
4. HALF-BRIDGE
5. FULL-BRIDGE

Σε παρακάτω ανάλυση θα περιοριστούμε σε ορισμένες από αυτές.

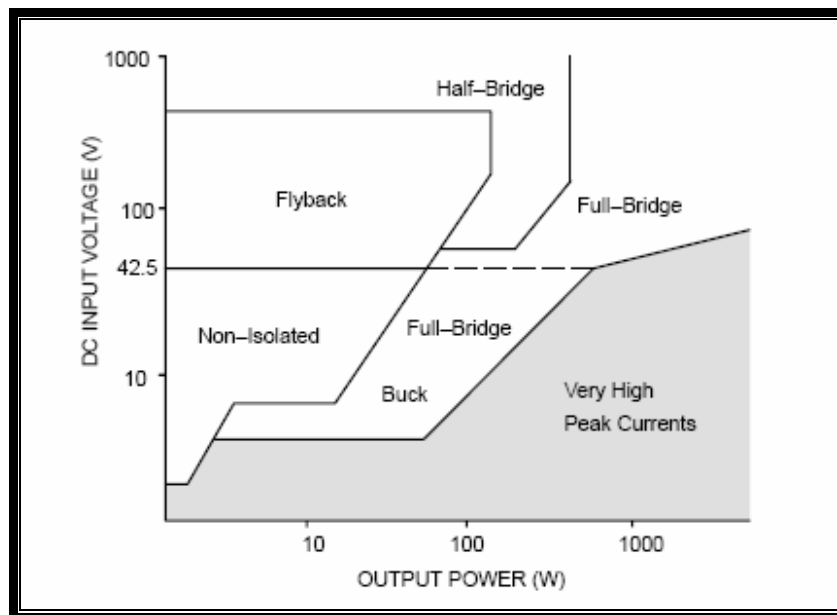
Κάθε τοπολογία έχει ξεχωριστό μέρος εφαρμογών και μπορούμε να επιλέξουμε μια λαμβάνοντας υπόψη πέντε κυρίου παράγοντες:

- 1). Αν απαιτείται διηλεκτρική απομόνωση μεταξύ εισόδου-εξόδου.
- 2). Αν απαιτείται να υπάρχουν πολλαπλές έξοδοι.
- 3). Αν η πιθανή τοπολογία δημιουργεί υπερτάσεις στους ημιαγωγούς.

- 4). Αν η πιθανή τοπολογία δημιουργεί υπερεντάσεις στους ημιαγωγούς.
- 5). Τι ποσοστό της τάσης εισόδου μπορεί να δημιουργηθεί στο πρωτεύων του μετασχηματιστή η στην αυτεπαγωγή
- 6). Κόστος κατασκευής.

Γενικότερα ο παράγοντας 1 αναφέρεται σε θέματα ηλεκτρικής ασφαλείας, καθώς τάσεις μεγαλύτερες από 42.5V DC θεωρούνται ιδιαίτερα επιβλαβής ,από σχεδιαστές μετατροπέων. Αυτό σημαίνει ότι για μεγαλύτερες τάσεις θα πρέπει να χρησιμοποιούνται μονό τοπολογίες με μετασχηματιστή. Η χρήση αυτού εξασφαλίζει πλήρη διηλεκτρική απομόνωση καθώς χρησιμοποιείται διαφορετική γείωση από αυτήν της πηγής. Μετασχηματιστές επίσης χρησιμοποιούν τα τροφοδοτικά πολλαπλών εξόδων. Τέλος ο μετατροπέας μπορεί να συνδεθεί κατευθείαν με την AC τροφοδοσία του δικτύου όπως είναι μια οικιακή συσκευή.

Οι παράγοντες 3,4 και 5 επηρεάζουν την αξιοπιστία του τροφοδοτικού. Στα διακοπτικά τροφοδοτικά η ροή ισχύος στην έξοδο είναι σταθερή . Όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός και η τάση εισόδου είναι χαμηλή υπάρχει ένα υψηλό ρεύμα ώστε η ισχύς να είναι πάλι σταθερή. Η σχέση μεταξύ τάσης και ρεύματος εισόδου είναι αντιστροφή για την διατήρηση της ισχύος εξόδου. Συνηθίζεται κατά την σχεδίαση να επιλέγεται τέτοιος μετασχηματιστής η πηνίο που να μπορεί να δέχεται υψηλή τάση ώστε το ρεύμα εισόδου να είναι μικρό. Αυτό οφείλεται στην αδυναμία αρκετών ημιαγωγών και άλλων εξαρτημάτων να δεχθούν υπερεντάσεις. Αντίθετα οι υπερτάσεις μπορούν να εκλεχθούν με ειδικά δικτύωματα και να εξασφαλιστεί η λειτουργία των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων εντός της περιοχής ασφαλούς λειτουργίας (SOA). Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η χρήση τοπολογίας forward και όχι της τοπολογίας Boost σε ισχύς μεγαλύτερες των 150watt, λόγω της διπλάσιας τιμής των ρευμάτων. Πάντοτε γίνεται αξιολόγηση της κάθε τοπολογίας και επιλέγεται αυτή που τηρεί τα σχεδιαστικά πρότυπα. Χαρακτηριστικός πίνακας είναι ο πίνακας του σχήματος 4 που δείχνει γενικά, το πεδίο λειτουργίας κάθε τοπολογίας ανάλογα την τάση εισόδου και ισχύ εξόδου. Συνοπτικός πίνακας των χαρακτηριστικών περισσότερων τοπολογιών βρίσκεται στο παράρτημα Α



Σχήμα 4: Διάγραμμα επιλογής τοπολογίας διακοπτικού τροφοδοτικού  
Συνάρτηση μεταξύ τάσης εισόδου και ισχύος εξόδου

### 1.3. ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΜΕΤΑΞΥ ΓΡΑΜΜΙΚΩΝ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ ΚΑΙ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΩΝ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ

#### Γραμμικά τροφοδοτικά

##### Μέγεθος/Βάρος

Λόγω της συνήθους χρήσης Μ/Σ που λειτουργεί σε πολύ χαμηλή(50 -60)HZ ο όγκος και το βάρος της κατασκευής είναι μεγάλο.

##### Τάση εξόδου

Σε αυτά τα τροφοδοτικά μπορούμε να δημιουργήσουμε οποιαδήποτε τάση εξόδου (μεγαλύτερη ή μικρότερη από αυτήν της τροφοδοσίας). Για τον υπολογισμό της

έχουμε ως βάση τον τύπο μετασχηματισμού των Μ/Σ 
$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{N_{primary}}{N_{secondary}} = \frac{I_{out}}{I_{in}}$$
.

Σε περίπτωση οπου δεν χρησιμοποιείται Μ/Σ η τάση εξόδου δεν μπορεί να υπερβεί την τάση εισόδου. Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί έτσι ώστε να έχουμε σταθεροποιημένη έξοδο για να μην αλλάζει με τις διακύμανσης στην αντίσταση φορτίου RL.

##### Απόδοση και κατανάλωση ισχύος

Σύνηθες σε σταθεροποιημένα γραμμικά τροφοδοτικά είναι να μετατρέπεται ένα μέρος της ισχύος σε θερμότητα πάνω στις ψήκτρες, το οποίο οδηγεί στην μείωση του συντελεστή απόδοσης στο ποσό του 30%-40%.Επισεις εάν δεν είναι σταθεροποιημένο εμφανίζονται απώλειες ενεργείας στον μετασχηματιστή (απώλειες στα τυλίγματα χαλκού και στον σιδηροπυρήνα). Η απόδοση ορίζεται ως εξής:

$$\text{Απόδοση (efficiency)} : \eta\% \text{ ή } \alpha\% = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\%$$

P<sub>out</sub>: Ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο.

P<sub>in</sub>: Ισχύς που καταναλώνει το κύκλωμα

##### Κατασκευή

Ένα μη σταθεροποιημένο γραμμικό τροφοδοτικό αποτελείται από μια δίοδο και έναν πυκνωτή ενώ ένα σταθεροποιημένο περιέχει γέφυρα ανόρθωσης ,ολοκληρωμένο σταθεροποίησης ή συνδεσμολογία με διακριτά εξαρτήματα (transistor, αντιστάσεις κ.α) για σταθεροποίηση και πυκνωτές φίλτραρίσματος .

##### Παρεμβολές από ηλεκτρομαγνητισμό και ραδιοσυχνότητες

##### EMI/RFI

Σύνηθες εξάρτημα παραγωγής ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής σε αυτά είναι οι δίοδοι ανόρθωσης. Αυτές όταν λειτουργούν με υψηλή τιμή εναλλασσόμενου ρεύματος προκαλούν ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές.

##### Ηλεκτρονικός θόρυβος στις γραμμές τροφοδοσίας

Προκαλεί αρμονική παραμόρφωση στην γραμμή τροφοδοσίας αλλά πολύ μικρή.

### **Ηλεκτρονικός θόρυβος στις εξόδους**

Στα μη σταθεροποιημένα τροφοδοτικά αυτός εμφανίζεται ως μια μικρή Ac συνιστώσα υπερτιθέμενη στην Dc συνιστώσα εξόδου στην διπλάσια συχνότητα από της τροφοδοσίας(100-120Hz).

### **Ακουστικός θόρυβος**

Συνήθως εμφανίζεται όταν δεν είναι σταθεροποιημένα καλά τα τυλίγματα και ο πυρήνας του Μ/Σ.

### **Συντελεστής ισχύος**

Χαμηλός για ένα σταθεροποιημένο τροφοδοτικό, λόγω του ότι κατανάλωση ρεύματος από την τροφοδοσία ισχύος γίνεται μονό κατά τις κορυφές της ημίτονης τάσης.

### **Διασφάλιση ηλεκτρικής απομόνωσης από την γραμμές ισχύος.**

Γενικότερα στα τροφοδοτικά που χρησιμοποιείται Μ/Σ εξασφαλίζεται η μέγιστη δυνατή απομόνωση μεταξύ γραμμής ισχύος και κατανάλωσης .Αυτό εξασφαλίζεται καθώς χρησιμοποιείται διαφορετική γείωση στο φορτίο. Ιδιαίτερη προσοχή χρειάζεται στην σωστή σύνδεση των τυλιγμάτων πρωτεύων, δευτερεύων-οντά στην γραμμή ισχύος και κατανάλωση-εις αντίστοιχα, διαφορετικά η αντίστροφη σύνδεση τους μπορεί να τον καταστρέψει (ανάλογα την κατασκευή του Μ/Σ). Στην ουσία η καταστροφή του Μ/Σ γίνεται εάν καταστραφεί η μόνωση στις περιελίξεις. Στα τροφοδοτικά όπου δεν γίνεται χρήση Μ/Σ η λειτουργία τους δεν εξασφαλίζει μόνωση μεταξύ γραμμής ισχύος και φορτίου το οποίο είναι αρκετά επικίνδυνο .

## **Παλμοτροφοδοτικά**

### **Μέγεθος/Βάρος**

Γίνεται χρήση μικρότερου μετασχηματιστή διότι λειτουργεί σε πολύ υψηλή συχνότητα τυπικά (50Khz-1Mhz) Η συνολική ενεργεία που μπορεί να διαχειριστεί ένας μετασχηματιστής με δεδομένο μέγεθος, βάρος και υλικό κατασκευής αυξάνει αναλογικά με την συχνότητα, βεβαία υπό την προϋπόθεση ότι οι απώλειες υστέρησης μπορούν να διατηρηθούν χαμηλά. Βάση αυτού μπορούν να κατασκευαστούν μετασχηματιστές οι οποίοι ενώ είναι μικροί σε μέγεθος μπορούν να διαχειριστούν ψηλά ποσά ενεργείας.

### **Τάση εξόδου**

Μπορούμε να δημιουργήσουμε οποιαδήποτε τάση εξόδου μεγαλύτερη ή μικρότερη της τροφοδοσίας καθώς επίσης και να το λειτουργήσουμε με τροφοδοσία μεγάλου εύρους τιμών (π.χ. universal 85V-265V) ,χωρίς να αλλάξει η τάση εξόδου.

### **Απόδοση και κατανάλωση ισχύος**

Για την ρύθμιση της εξόδου χρησιμοποιείται PWM έλεγχος στον οποίο ανάλογα το φορτίο καθορίζεται ο χρόνος στον οποίο ο πλήρως ελεγχόμενος διακόπτης θα είναι ανοικτός ή κλειστός. Με αυτόν τον τρόπο οι απώλειες ισχύος περιορίζονται μονό στην αντίσταση  $R_{d(on)}$  του διακόπτη ,την ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή , τα ωμικά μέρη που παρουσιάζουν οι πυκνωτές και τα πηνία

εξόδου/εισόδου καθώς και η πτώση τάσης στην ανορθωτική διάταξη ισχύος. Τυπικές τιμές απόδοσης είναι 65%-80%.Καθως όμως αναπτύσσεται η τεχνολογία των υλικών κατασκευής αυτών μπορεί με σωστή επιλογή να επιτευχθεί βαθμός απόδοσης έως και 95%.

$$\text{Απόδοση (efficiency)} : \eta\% \text{ ή } \alpha\% = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \cdot 100\%$$

$P_{\text{out}}$ : Ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο.

$P_{\text{in}}$ : Ισχύς που καταναλώνει το κύκλωμα.

### **Κατασκευή**

Γενικότερα αποτελείται από έναν ελεγκτή PWM, έναν οι περισσότερους πλήρως ελεγχόμενους διακόπτες, διόδους PN, Zener, Schottky, μετασχηματιστή ισχύος, πηνία και πυκνωτές. Πολλαπλές εξόδους μπορούμε να έχουμε με χρήση ενός Μ/Σ με πολλαπλές λήψεις. Τέλος ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στην κατασκευή του τυπωμένου κυκλώματος διότι οι αυτεπαγωγές και η χωρητικότητες των αγωγών μπορούν να επηρεάσουν την όλη κατασκευή.

### **Παρεμβολές από ηλεκτρομαγνητισμό και ραδιοσυχνότητες EMI/RFI**

Η παρεμβολή EMI/RFI δημιουργείται λόγω της απότομης μεταβολής του ρεύματος μεταξύ υψηλής και χαμηλής τιμής. Για τον λόγο αυτό κατασκευάζονται ειδικά φίλτρα EMI/RFI τα οποία εξασφαλίζουν αποκοπή συχνοτήτων στην είσοδο προς τις γραμμές ισχύος και στην έξοδο προς την κατανάλωση. Κατά την κατασκευή θα πρέπει να αποφεύγεται η χρήση μακρών αγωγών μεταξύ των εξαρτημάτων ώστε να μην μειωθεί η απόδοση φιλτραρίσματος που παρέχουν οι πυκνωτές εισόδου και εξόδου.

### **Ηλεκτρονικός θόρυβος στις γραμμές τροφοδοσίας**

Εάν στα παλμοτροφοδοτικά δεν τοποθετηθεί φίλτρο εισόδου μπορεί να εισέλθει εντός της τροφοδοσίας ηλεκτρικός θόρυβος (λόγω διακοπτικής λειτουργίας) προκαλώντας παρεμβολή σε συσκευές εικόνας/ήχου που συνδέονται στην ίδια φάση. Επίσης εάν ο συντελεστής ισχύος δεν διορθωθεί προκαλείται αρμονική παραμόρφωση στην φάση του δικτύου. Γενικότερα για την αποφυγή του θα πρέπει οπωσδήποτε να υπάρχει σωστή γείωση της συσκευής και φίλτρα EMI/RFI μεταξύ τροφοδοσίας ισχύος και γεφύρας ανόρθωσης καθώς και ένα κύκλωμα διόρθωσης συντελεστή ισχύος.

### **Ηλεκτρονικός θόρυβος στις εξόδους**

Τα παλμοτροφοδοτικά είναι πολύ πιο θορυβώδη από τα γραμμικά λόγω της υψηλής διακοπτικής συχνότητας που εφαρμόζεται στον διακόπτη-ες και τελικά στον Μ/Σ . Στην πράξη για την βελτίωση και εξάλειψη όσο το δυνατόν του ηλεκτρονικού θορύβου χρησιμοποιούνται φίλτρα στην έξοδο αποτελούμενα από πυκνωτές και πηνία . Ένας άλλος τρόπος είναι να επιλεγθεί τέτοια διακόπτη συχνότητα έτσι ώστε να βρίσκεται εκτός του εύρους λειτουργίας των παρακειμένων συσκευών οπότε και δεν θα τις επηρεάζει.

### **Ακουστικός θόρυβος**

Δεν δημιουργούν ακουστικό θόρυβο, εκτός και αν έχουν ανεμιστήρα ψύξεως ή δυσλειτουργούν. Επίσης έχει παρατηρηθεί το εξής, κατά την εκκίνηση τους και ανάλογα το κύκλωμα δημιουργίας της διακοπτικής συχνότητας η συχνότητα αυτή μπορεί να γίνει για μικρό χρονικό διάστημα ακουστική .

### **Συντελεστής ισχύος**

Λόγω της δημιουργίας αιχμών ρεύματος κατά τις κορυφές του ανορθωμένου AC ημιτόνου τα παλμοτροφοδοτικά έχουν μεταβλητό συντελεστή ισχύος. Αυτός μπορεί να φτάσει έως και 0.95 αν χρησιμοποιηθεί κύκλωμα διόρθωσης αυτού.

### **Διασφάλιση ηλεκτρικής απομόνωσης από την γραμμή τροφοδοσίας ισχύος**

Τα παλμοτροφοδοτικά λόγω κατασκευές απαιτούν ιδιαίτερη απομόνωση (ανάλογα την τοπολογία) από το δίκτυο και το φορτίο. Έτσι όλα περιέχουν ειδικά φίλτρα. Τα φίλτρα αυτά τοποθετούνται και στην είσοδο και στην έξοδο της συσκευής . Αυτά συνήθως αποτελούνται από πυκνωτές και πηνία. Ποιο συγκεκριμένα στην είσοδο δυο πυκνωτές συνδέονται σε σειρά μεταξύ φάσης και ουδετέρου και μεταξύ αυτών συνδέεται η γείωση. Αυτή η σύνδεση σε διαιρετή τάσης των πυκνωτών μειώνει την τάση στην μισή, ενώ η χρήση πηνίων δημιουργεί υψηλή αυτεπαγωγή διατηρώντας την ισχύ εισόδου υψηλή. Τέλος στην έξοδο η απομόνωση εξαρτάται άμεσα από την τοπολογία.

## 2. ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ

### 2.1. ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΧΩΡΙΣ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

#### 2.1.1. ΡΥΘΜΙΣΤΗΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ- (BUCK REGULATOR)

Το πρώτο είδος DC-DC μετατροπέα είναι ο ρυθμιστής BUCK . Αυτή η συνδεσμολογία είναι γνωστή και ως μετατροπέας υποβιβασμού τάσης καθώς η τάση εξόδου είναι μικρότερη από αυτήν της εισόδου.

Η λειτουργία του βασή του σχήματος 5 και για συνεχή αγωγή του ρεύματος στο πηνίο είναι η εξής:

Κατά την χρονική στιγμή  $t(0n)$  ο ελεγκτής διαπιστώνοντας ότι η τάση εξόδου  $V_{out}$  είναι αρκετά χαμηλή ενεργοποιεί τον ελεγχόμενο διακόπτη οποίος αυξάνει γραμμικά το ρεύμα στην αυτεπαγωγή L. Αυτή επειδή είναι σε σειρά με τη αντίσταση φορτίου μεταφέρει ένα ρεύμα σε αυτό ίσο με το οποίο ταυτόχρονα φορτίζει και τον πυκνωτή C. Η μέγιστη τιμή αυτού είναι .

$$I_{max} = \frac{V_{in} (1 - e^{-ton/\tau})}{R (1 - e^{-T/\tau})}$$

Μετά από κάποιο χρόνο οπότε η τάση εξόδου φτάσει μια προκαθορισμένη τιμή που έχει οριστεί στον εκλεκτή ο διακόπτης οδηγείται στην αποκοπή . Η αυτεπαγωγή όμως προσπαθώντας να διατηρήσει την φορά του ρεύματος αλλάζει πολικότητα στα άκρα της και εκτονώνει την αποθηκευμένη ενέργεια της δημιουργώντας ένα φθίνων ρεύμα του οποίου η τιμή εξαρτάται από την χρονική σταθερά εκφόρτωσης του .

$$\tau = \frac{L}{R} \text{ sec}$$

Αυτό το φθίνων ρεύμα διαρρέει τον βρόγχο πηνίου και διόδου ανόρθωσης D, το οποίο πάλι φορτίζει τον πυκνωτή C. Η ελάχιστη τιμή αυτού προκύπτει να είναι:

$$I_{min} = \frac{V_{in} (e^{-ton/\tau} - 1)}{R (e^{-T/\tau} - 1)}$$

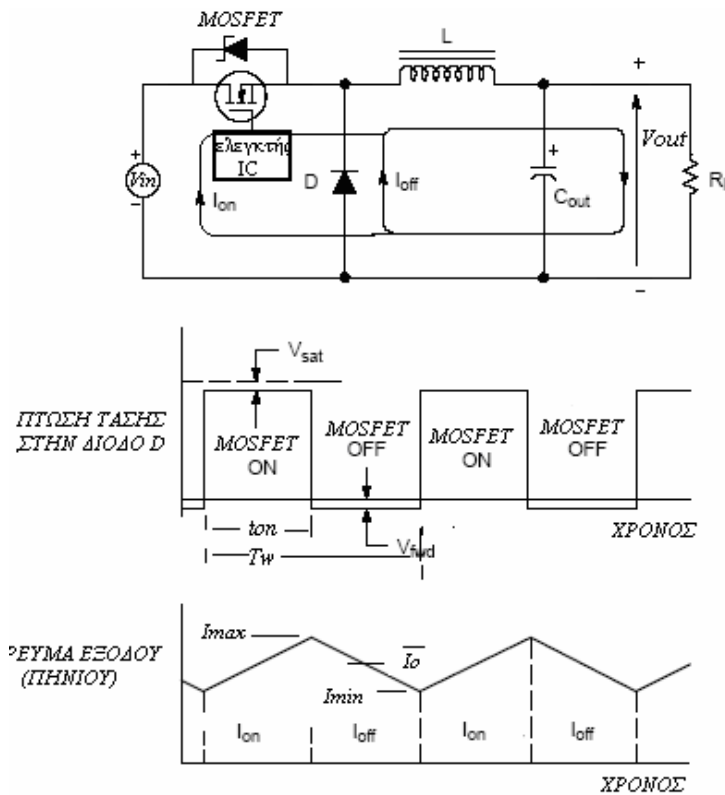
Αυτή η λειτουργία επαναλαμβάνεται κάθε περίοδο ίση με τον χρόνο λειτουργίας του πλήρως ελεγχόμενου διακόπτη  $T_w$ . Γενικότερα εάν ο κύκλος λειτουργίας ήταν μονάδα η τιμή του ρεύματος εξόδου θα ήταν :

$$D = \frac{ton}{T_w} = 1 \quad I_o = \frac{V_{in}}{R}$$

Συνήθως ο πλήρως ελεγχόμενος διακόπτης είναι MOSFET ισχύος καθώς έχει καλύτερα χαρακτηριστικά σε διακοπτική λειτουργία (μετάβαση μεταξύ αποκοπής - κορεσμού) από το διπολικό τρανζίστορ ισχύος. Επίσης με την ύπαρξη της διόδου Schottky μεταξύ των δυο ακρών του διακόπτη εξασφαλίζεται ότι όταν αυτός είναι στην αποκοπή δεν θα περάσει από μέσα του ρεύμα . Τα χαρακτηριστικά της διόδου αυτής θα πρέπει να αντέχουν το υψηλό ρεύμα ορθής φοράς καθώς και υψηλή αναστροφή τάση . Το πηνίο ρυθμίζει τον χρόνο και το ποσό ρεύματος εξόδου Επίσης σε υψηλές συχνότητες παρουσιάζει πολύ υψηλή ωμική αντίσταση το οποίο οδηγεί στη αύξηση της διατομής των σπειρών τους άρα και του μεγέθους τους. Από τη



άλλη οι πυκνωτές παρουσιάζουν ωμική αντίσταση σε υψηλή συχνότητα καθώς επίσης και αλλαγή χωρητικότητας. Όλα αυτά μπορούν να οδηγήσουν στην αλλαγή των κυματομορφών τάσης και ρεύματος εξόδου.



Σχήμα 5: Κύκλωμα τοπολογίας υποβιβασμού τάσης (BUCK) Ιδανικά χαρακτηριστικά διαγράμματα.

ΣΥΝΕΧΗΣ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

$$\bar{V}_O = \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} V_{in} dt = \frac{1}{T_w} \int_0^{t_{on}} V_{in} dt = \frac{V_{in}}{T_w} \cdot t_{on} = D \cdot V_{in} \quad [1]$$

$$\frac{\bar{V}_O}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_o} = D \quad [2] \quad \bar{V}_O: \text{Μέση τιμή τάσης εξόδου}$$

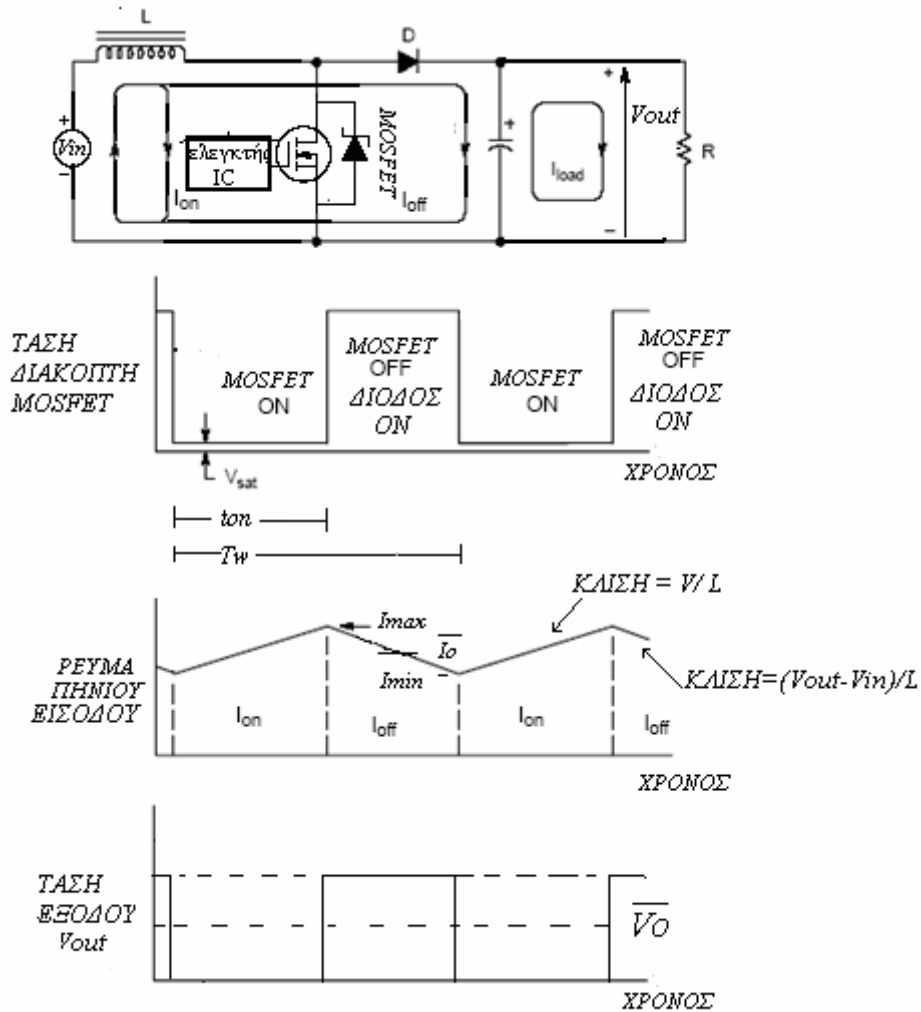
$$I_o = I_L = \frac{\bar{V}_O \cdot (1 - D) \cdot T_w}{2 \cdot L} \quad [3]$$

$$\text{Κύκλος λειτουργίας} \quad D = \frac{t_{on}}{T_w} \quad [4]$$

### 2.1.2 ΡΥΘΜΙΣΤΗΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ- (BOOST REGULATOR)

Το δεύτερο είδος DC-DC μετατροπέα είναι ο ρυθμιστής BOOST. Σε αυτόν η εισερχόμενη DC τάση εισόδου ανυψώνεται σε υψηλότερη τιμή και εμφανίζεται στην έξοδο. Μια πιθανή εφαρμογή είναι η μετατροπή της τάσης 5V σε τάση 12V. Οι αρχές λειτουργίας του είναι οι ίδιες με της συνδεσμολογίας BUCK. Όταν ο διακόπτης άγει μεταφέρεται στην έξοδο η τάση από την πηγή συν η τάση από την αυτεπαγωγή. Τώρα το πηνίο φορτίζει πολύ πιο γρήγορα, καθώς βρίσκεται με το ένα άκρο

συνδεδεμένο κατευθείαν στην τροφοδοσία. Όταν ο διακόπτης περάσει στην αποκοπή τότε το πηνίο φορτίζει τον πυκνωτή διαμέσου της UF διόδου D. Η τιμή της αποθηκευμένης ενέργειας του πηνίου δίνεται από την σχέση  $W_L = V_{in} \cdot \bar{I}_s \cdot t_{on}$ . Όπου  $V_{in}$ : τάση εισόδου,  $\bar{I}_s$ : μέση τιμή ρεύματος εισόδου,  $t_{on}$ : χρόνος αγωγής διακόπτη. Ελέγχοντας τον χρόνο  $t_{on}$  με τον εκλεκτή IC, κύκλωμα παραγωγής PWM, μπορεί να αυξηθεί η κορυφή του ρεύματος στο πηνίο και έτσι να αυξηθεί η τάση εξόδου  $V_o$ . Η τάση εξόδου δίνεται από τον τύπο  $V_{out} = \frac{V_{in} \cdot T_w}{T_w - t_{on}}$



**Σχήμα 6:** Κύκλωμα τοπολογίας ανύψωσης τάσης (BOOST)  
Ιδανικά χαρακτηριστικά διαγράμματα

ΣΥΝΕΧΗΣ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

$$\overline{V_o} = V_{in} \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = \frac{T_w}{t_{off}} \cdot V_{in} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \quad [1]$$

$$\frac{\overline{V_o}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{out}} = \frac{1}{1-D} \quad [2]$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_w} \quad [3]$$

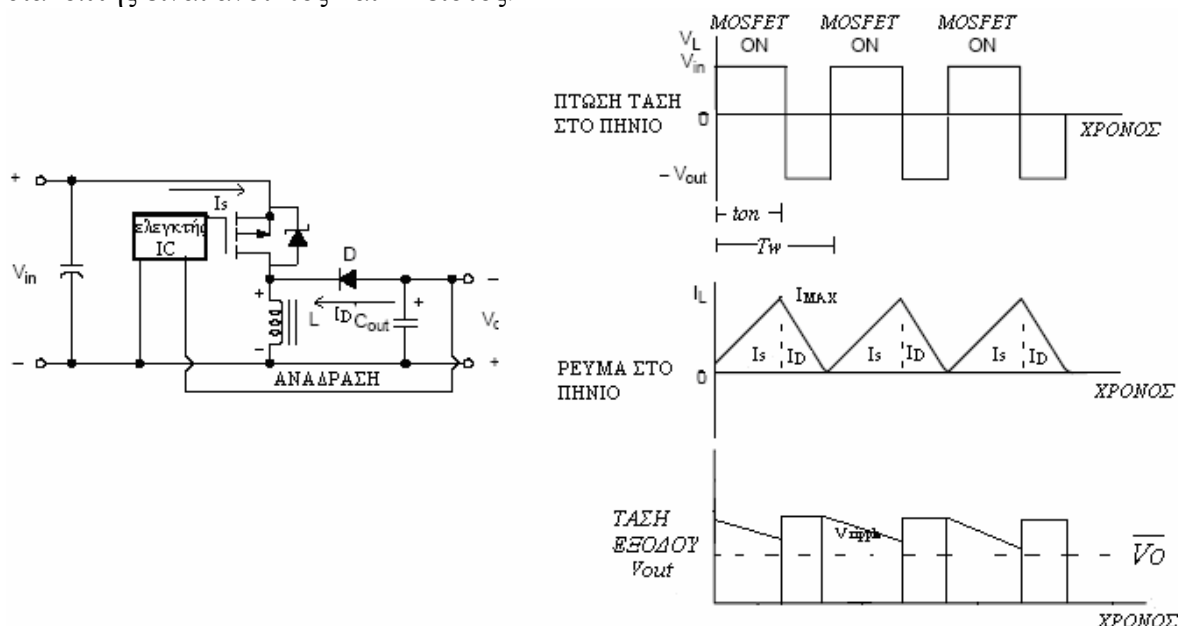
$$I_L = \frac{\overline{V_o} \cdot T_w}{2 \cdot L} (1-D) \cdot D \quad [4]$$

$$I_{out} = \frac{\overline{V_o} \cdot T_w}{2 \cdot L} (1-D)^2 \cdot D \quad [5]$$

$$V_{ripple}(p-p) = \frac{\overline{V_o}}{R \cdot L \cdot C} \cdot D \cdot T_w \quad [6]$$

**2.1.3 ΡΥΘΜΙΣΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗΣ-(BUCK-BOOST REGULATOR)**

Το τρίτο είδος DC-DC μετατροπέα είναι ο ρυθμιστής BUCK-BOOST. Η σχεδίαση αυτού είναι ίδια με του ρυθμιστή BOOST απλώς έχει αντιμετατεθεί η θέση στον διακόπτη και το πηνίο. Η λειτουργία του είναι παρόμοια με του BOOST εκτός του ότι η τάση εξόδου έχει αντίθετο πρόσημο. Η ονομασία BUCK-BOOST οφείλεται στο ότι η απόλυτη τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να είναι υψηλότερη ή χαμηλότερη από αυτής της τροφοδοσίας, το οποίο καθορίζεται από τους χρόνους που ο διακόπτης είναι ανοικτός και κλειστός.



Σχήμα 7: Κύκλωμα τοπολογίας υποβιβασμού-αnúψωσης τάσης (BUCK BOOST).  
Χαρακτηριστικά διαγράμματα για συνεχή αγωγή ρεύματος.

## ΣΥΝΕΧΗΣ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

$$\frac{\overline{V_o}}{V_{in}} = \frac{I_{in}}{I_{out}} = \frac{1}{1-D} \quad [1]$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_w} \quad [2]$$

$$\overline{I_L} = \frac{1}{2} I_{L_{max}} = \frac{1}{2} \frac{\overline{V_o}}{V_{in}} (1-D) T_w \quad [3]$$

$$\overline{I_o} = \frac{\overline{V_o} \cdot T_w}{2 \cdot L} (1-D)^2 \quad [4]$$

$$V_{ripple}(p-p) = \frac{\overline{V_o}}{R \cdot L \cdot C} \cdot D \cdot T_w \quad [5]$$

## 2.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ DC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΜΕ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ

### 2.2.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ FLYBACK (Isolated Buck-Boost)

Η τοπολογία αυτή είναι ιδιαίτερα δημοφιλής λόγω πολύ καλής απόδοσης σε χαμηλές ισχύς, (έως 150W) με περιορισμένο αριθμό εξαρμάτων .Κυρία πεδία εφαρμογών είναι τροφοδοσίες μετρητικών διατάξεων ,ηλεκτρονικών υπολογιστών ,κ.α. Η τοπολογία αυτή προκύπτει εάν αντικαταστήσουμε στην συνδεσμολογία BUCK-BOOST το πηνίο με μετασχηματιστή.

Όπως μπορούμε να δούμε από τις κυματομορφές συμπεριφέρεται όπως και ο μετατροπία BUCK-BOOST. Για την ερμηνεία θεωρούμε ότι ο μετασχηματιστής είναι δυο πηνία από τα οποία το πρωτεύων είναι για να αποθηκεύει ενεργεία εντός του πυρήνα του μετασχηματιστή και το άλλο για να αντλεί την αποθηκευμένη ενεργεία του πυρήνα και να την μεταφέρει στον πυκνωτή εξόδου. Όταν ο διακόπτης MOSFET βρίσκεται αγωγή (διάστημα  $t_a$  έως  $t_b$ ) το πρωτεύων τύλιγμα  $N_1$  διαρρέεται από

ρεύμα τιμής που καθορίζεται από την τιμή της επαγωγής  $L_{N1} = \frac{N_1 \cdot d\Phi_1}{di_1}$  .Αυτό το

ρεύμα είναι ίσο με το ρεύμα που παρέχει η πηγή η μέγιστη τιμή του οποίου

είναι  $I_{max} = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{L_{N1}}$  .Η κλίση του ρεύματος στο διάστημα αυτό είναι  $\frac{V_{in}}{L_{N1}}$  .

Λαμβάνονται υπόψη ότι το δευτερεύων δεν διαρρέεται από ρεύμα ,λόγω ανάστροφης πόλωσης της διόδου  $D_1$  αποθηκεύεται ενεργεία εντός του μετασχηματιστή , η συνολική τιμή της οποίας είναι :

$$W_1 = \int P_{in} dt = \int V_{in} \cdot I_s dt = \int_0^{I_s} L_1 \frac{di_1}{dt} \cdot I_s dt = L_1 \int_0^{I_s} I_s di_1 = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_s \max^2$$

Όπου  $I_s \max$  η μέγιστη τιμή του ρεύματος εισόδου όταν ο διακόπτης MOSFET .

οδηγείται στην αποκοπή . Τότε το ρεύμα στο πρωτεύων τείνει να μειωθεί. Όμως λόγω της επαγωγικής συμπεριφοράς του πρωτεύοντος  $N1$  του μετασχηματιστή παρέχει την ενέργεια που έχει υποθηκεύσει (εντός του πυρήνα) προκειμένου να διατηρήσει την φορά του προηγούμενου ρεύματος .Αυτό γίνεται αντιστρέφοντας την πολικότητα του το οποίο οδηγεί στην αλλαγή της πολικότητας του δευτερεύοντος (λόγω επαγωγικής τάσης) Τώρα πλέον η διόδος εξόδου έχει πολωθεί ορθά και υπάρχει ροή ρεύματος (φθίνουσα) από το δευτερεύων προς τον πυκνωτή εξόδου. Η

τάση του πρωτεύοντος την ίδια χρονική στιγμή είναι ίση με  $V_{in} = \frac{N1}{N2} \overline{V_o}$ .

Έτσι η τάση εξόδου δίνεται από το τύπο  $\overline{V_o} = \frac{N1 \cdot V_{in} \cdot D}{N2 \cdot (1 - D)}$

Οπού είναι ο κύκλος εργασίας,  $D = \frac{t_{on}}{T_w} = t_{on} \cdot f_s$

Επίσης η συνολική τιμή τάσης που αναπτύσσεται στα άκρα του διακόπτη MOSFET

την στιγμή της αποκοπής του είναι  $V_{mos} = V_{in} + \frac{N1}{N2} \cdot \overline{V_o} + V_{D1}$  ,

Γενικότερα στον μετροπέα flyback ισχύει :  $\frac{\overline{V_o}}{V_{in}} = \frac{N2}{N1} = \frac{I_s}{I_o}$ .

Για την διατήρηση της τάσης εξόδου σταθερής ελέγχεται ο χρόνος κορεσμού του πλήρως ελεγχόμενου διακόπτη Χρησιμοποιώντας το ολοκληρωμένο κύκλωμα ελέγχου σε κλειστό βρόγχο με την έξοδο ,ελέγχετε η κορυφή ρεύματος στο πρωτεύων και αν ξεπεράσει μια συγκεκριμένη τιμή δίνεται σήμα στον διακόπτη να ανοίξει Η σχέση που συνδέει το ρεύμα τροφοδοσίας με την ισχύ εξόδου είναι η εξής:

$$P_{out} \leq \frac{(1/T_w) \cdot L_{N1} \cdot I_s \max^2}{2} .$$

Στην τοπολογία του DC-DC μετατροπέα Flyback γίνεται χρήση μετασχηματιστή. Η χρήση αυτού μπορεί να προσφέρει εκτός από την απομόνωση, σημαντικό κέρδος σε υλικό και χώρο ιδιαίτερα εάν είναι πολλαπλών εξόδων το οποίο τελικά σημαίνει και περισσότερη ισχύ ,πρακτικά πάνω από 100W.Στην ουσία αυτός αποτελείται από συζευγμένα πηνία τα οποία έχουν τυλιχθεί όλα πάνω στον ίδιο μαγνητικό πυρήνα και αποτελούν τον μετασχηματιστή. Αυτός λόγω της κυκλωματικής τοπολογίας και λειτουργίας του (διακόπτης) προκαλεί υψηλές αιχμές τάσεως κατά τις μετάβασης. Ποιο συγκεκριμένα ο μετασχηματιστής όπως και κάθε πηνίο θα πρέπει να διαρρέεται από συνεχές ρεύμα για να μπορεί να λειτουργήσει ομαλά. Αυτό εξασφαλίζεται από την μαγνητική ροή εντός του πυρήνα η οποία μεταβάλλεται με μικρό ρυθμό. Με τον τρόπο αυτό το ρεύμα στο πρωτεύων τύλιγμα αυξάνει γραμμικά . Ο μετασχηματιστής αποθηκεύει ενέργεια εντός του πυρήνα. κατά την διάρκεια οπού ο διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής και ακόλουθος προσφέρει αυτήν την ενέργεια κατά την διάρκεια οπού ο διακόπτης είναι στην αποκοπή..

Στη πράξη λόγω φυσικών περιορισμών οι εξοδοι δεν έχουν πλήρη μαγνητική σύζευξη με το πρωτεύων τύλιγμα κυρίως λόγω αποστάσεως μεταξύ τους, καθώς και το ότι ένα μέρος ενεργείας αποθηκεύεται μεταξύ αυτών ως ενδοπαρασχητική χωρητικότητα .Το ποσό όλης αυτής της ενεργείας που χάνεται χαρακτηρίζεται ως διαρρέουσα αυτεπαγωγή.

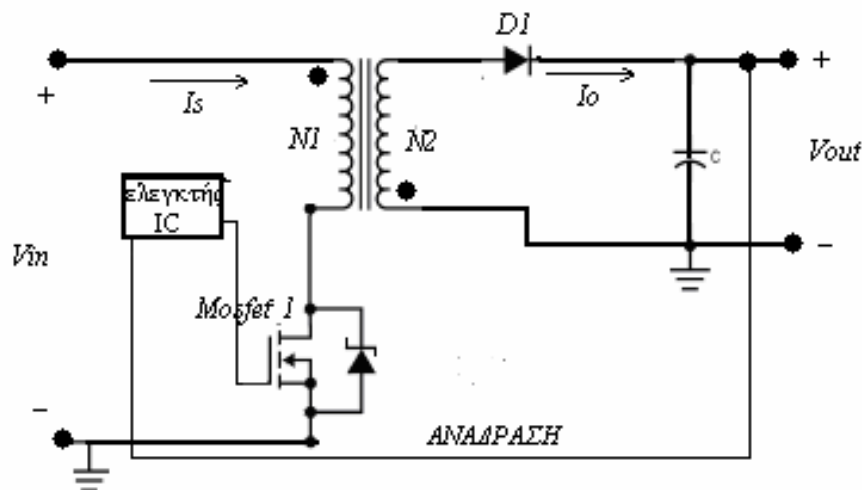
Τέλος τα πλεονεκτήματα της είναι η δυνατότητα δημιουργίας πολλαπλών εξόδων με υψηλή ισχύ. Επίσης μπορεί να εφαρμοστεί μεγαλύτερη τροφοδοσία ισχύος καθώς η αυτεπαγωγή του μετασχηματιστή αντικαθιστά το πηνίο-α των προηγούμενων τοπολογιών. Μειονεκτήματα της είναι υψηλή κυμάτωση εξόδου καθώς ο πυκνωτής φορτίζει κάθε μισό κύμα ανορθωμένης τάσης εισόδου. Επίσης ο διακόπτης πρέπει να

αντέχει τάση  $V_{mos} = V_{in} + \frac{N1}{N2} \cdot \overline{V_o} + V_{D1}$  κατά τον χρόνο αποκοπής του καθώς

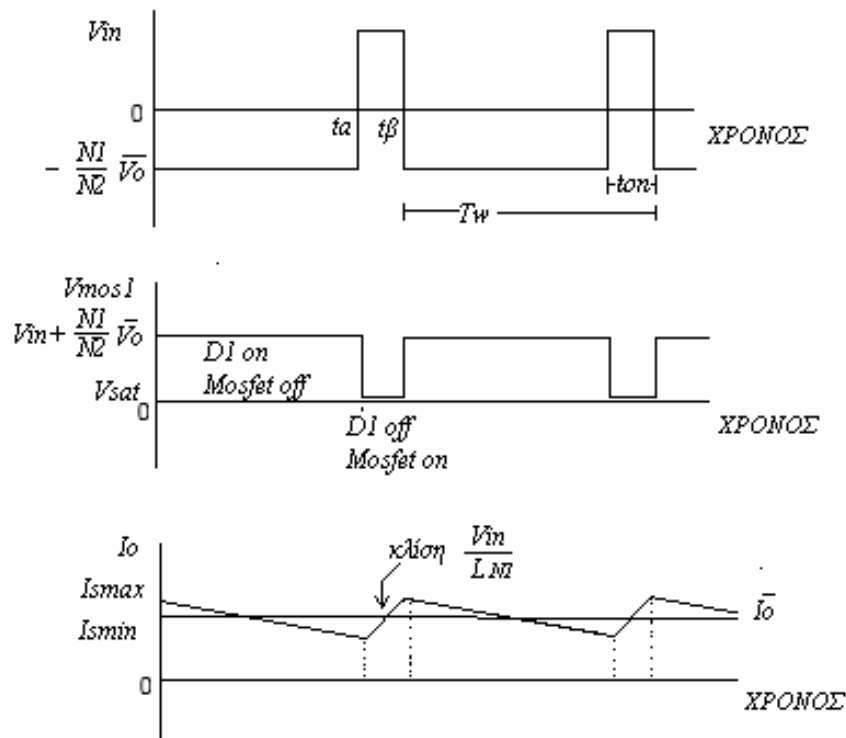
και τις αιχμές τάσης. Αυτές οι αιχμές είναι αποτέλεσμα της διαρρέουσας αυτεπαγωγής που εναπομένει στον μετασχηματιστή. Το ρεύμα που δημιουργείται από αυτήν καθώς δεν βρίσκει διέξοδο κατά το κλείσιμο του διακόπτη MOSFET, όταν αυτός θα ανοίξει, θα δημιουργηθεί μια αιχμή τάσης η οποία θα καθυστερήσει την μεταφορά της ενέργειας από το πρωτεύον στο δευτερεύον. Το μέγεθος αυτής της αιχμής τάσης εξαρτάται από τα παρασιτικά στοιχεία του μετασχηματιστή καθώς και του διακόπτη. Ποιο συγκεκριμένα η διαρρέουσα αυτεπαγωγή και η χωρητικότητα του πρωτεύοντος και η χωρητικότητα εξόδου του MOSFET δημιουργούν ένα παρασιτικό δίκτυο LC. Η τάση κορυφής του οποίου είναι

$$V_{peak} = I_{s \max} \sqrt{\frac{LLP}{C_P + C_{oss}}} + V_{in} + V_{out} \cdot \frac{N2}{N1}$$

όπου  $I_{s \max}$  είναι η τιμή του ρεύματος όταν ο διακόπτης ανοίξει,  $N2/N1$  ο λόγος στροφών δευτερεύοντος /πρωτεύοντος,  $V_{in}$  τάση εισόδου,  $V_{out}$  τάση εξόδου, ενώ η υπόριζη ποσότητα αντιπροσωπεύει την χαρακτηριστική αντίσταση του δικτύου LC που δημιουργεί ο μετασχηματιστής. Σε αυτόν λοιπόν τον τύπο η μέγιστη αιχμή τάσης θα συμβεί όταν διακόπτεται υψηλή τιμή ρεύματος. Αυτή η αιχμή τάσης μπορεί να δημιουργήσει πρόβλημα στον διακόπτη MOSFET ακόμη και όταν αυτός βρίσκεται στην περιοχή ασφαλούς λειτουργίας (SOA) καθώς μειώνει τον συντελεστή απόδοσης του. Τέλος απαιτείται χρήση μεγάλου πυρήνα και πυκνωτών εξόδου καθώς αυτοί αποθηκεύουν την τάση εξόδου.



Σχήμα 8: Κύκλωμα τοπολογίας FLYBACK



**Σχήμα 9:** Χαρακτηριστικά διαγράμματα για συνεχή αγωγή ρεύματος.

### Πλεονέκτημα

1. Υψηλή ισχύς εξόδου μέχρι 150W (σε συνεχή αγωγή ρεύματος)
2. Χρήση πολλαπλών εξόδων .
3. Μειωμένο κόστος κατασκευής καθώς και ότι μπορούμε να προσθέσουμε και άλλες εξόδους χωρίς προσθετά κυκλώματα ελέγχου και ολοκληρωμένα ICs.
4. Υψηλή απόδοση.
5. Απουσία υψηλών αυτεπαγωγών εξόδου.
6. Μικρό όγκο και βάρος.

### Μειονεκτήματα

1. Υψηλές αιχμές τάσεως: Αυτές εμφανίζονται στο άκρο του διακόπτη ισχύος κατά τις μεταβάσεις καθώς και στον άκρο της ανορθωτικής διόδου εξόδου στο δευτερεύων. Αυτές οι αιχμές είναι αποτέλεσμα της διαρρέουσας αυτεπαγωγής που εναπομένει στον μετασχηματιστή.
2. Υψηλές τιμές σε RMS ρεύματα και ρεύματα κορυφών στα εξαρτήματα.
3. Κατάλληλη επιλογή των πυκνωτών εξόδου έτσι ώστε να έχουν υψηλή χωρητικότητα και επίσης να μπορούν να αντέξουν τις υψηλές κυματώσεις του ρεύματος εξόδου.

### ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Στην συνδεσμολογία ασυνεχούς αγωγής ρεύματος το ρεύμα εξόδου ρέει σε μικρότερο διάστημα από τον χρόνο λειτουργίας του διακόπτη στο υπόλοιπο διατηρεί μηδενική τιμή . Από την κατασκευαστική πλευρά ,γενικότερα τα φίλτρα εξόδου( πυκνωτές, πηνία) είναι μικρότερα επίσης οι διόδοι μπορούν να είναι απλές διόδοι PN και όχι fast pn ή Schottky ενώ η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (ΗΜΠ) και ο υψηλοσυχνος θόρυβος είναι σε χαμηλότερα επίπεδα. Δηλαδή στην συνδεσμολογία αυτή μπορούμε να

χρησιμοποιήσουμε χαμηλότερες τιμές αυτεπαγωγών το οποίο οδηγεί στην χρήση μικρότερου Μ/Σ. Μειονέκτημα της είναι οι σχετικά υψηλές απώλειες ενεργείας σε θερμότητα επάνω στα τυλίγματα του Μ/Σ και η χαμηλή απόδοση λόγω των υψηλότερων τιμών RMS ρεύματος .

## **ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ**

Σε αυτήν το ρεύμα εξόδου ρέει σε όλη την περίοδο λειτουργίας του διακόπτη ισχύος το οποίο σημαίνει ότι το ρεύμα εξόδου δεν μηδενίζεται. Επίσης η κυμάτωση του ρεύματος είναι αρκετά μικρότερη από αυτήν της ασυνεχούς λειτουργίας. Αυτό όμως απαιτεί υψηλή τιμή αυτεπαγωγών και μεγαλύτερου μεγέθους Μ/Σ, αλλά παρέχει βελτιωμένη απόδοση και χαμηλότερες απώλειες ισχύος. Τέλος επικρατούν χαμηλότερες θερμοκρασίες στα εξαρτήματα σε υψηλότερη ισχύ εξόδου.

### **2.2.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ FORWARD (Isolated Buck)**

Ο μετατροπέας αυτός αν και δεν είναι ιδιαίτερα δημοφιλής όπως ο μετατροπέας flyback. Ωστόσο αποτελεί την καλύτερη λύση για παροχή ισχύος 100W-500W. Η λειτουργία του είναι η εξής : Το τύλιγμα N2 σε συνδυασμό με την διόδο D1 χρησιμοποιούνται για να περιορίσουν τις αιχμές τάσης που αναπτύσσονται από το στιγμιαίο μηδενισμό του ρεύματος μαγνήτισης που δημιουργήσε το N1, αλλιώς η αποθηκευμένη ενέργεια του πυρήνα του μετασχηματιστή θα καταναλώνεται πάνω στο ίδιο τύλιγμα που την δημιούργησε και θα κατάστρεφε τον διακόπτη MOSFET. Τώρα όμως μεταφέρεται στην πηγή Vin. Γενικότερα φέρει την ονομασία τύλιγμα απομαγνήτισης (Reset winding). Η επιλογή του γίνεται τέτοια ώστε να απομαγνητίζει τον πυρήνα του μετασχηματιστή σε χρόνο που δίνεται από την σχέση

$$t_{on\ max} \leq \frac{T_w\ max}{1 + \frac{N2}{N1}},$$

$$\text{Εάν } N1=N2 \quad t_{on\ max} \leq \frac{T_w\ max}{2}$$

Όταν ο διακόπτης MOSFET είναι σε αγωγή μεταφέρετε τάση λόγω επαγωγής από το πρωτεύων N1 στο δευτερεύων N3 τιμής  $V_{N2} = \frac{N3}{N1} V_{in} \cdot D$  και άγει η διόδος D1

Επίσης το πρωτεύων καθώς και το δευτερεύων διαρρέονται από ένα γραμμικά αυξανόμενο ρεύμα. Αυτό το ρεύμα οδηγείται διαμέσου της διόδου D1 και αυτεπαγωγής L στον πυκνωτή C. Ταυτόχρονα μετάγεται τάση και στο βοηθητικό

$$\text{τύλιγμα } N2 \text{ τιμής } V_{N3} = \frac{N2}{N1} V_{in}.$$

Όταν ο διακοπής θα ανοίξει ένα φθίνων ρεύμα λόγω του πηνίου θα διαρρέει τον βρόχο διόδου D2 πυκνωτή πηνίου με αποτέλεσμα ο πυκνωτής πάλι να φορτίζει.

Η τάση εξόδου βρίσκεται θεωρώντας ότι η μέση τιμή της τάσης στην αυτεπαγωγή L σε μια πλήρη περίοδο θα πρέπει να είναι ίση με 0. Έτσι όταν άγει η διόδος είναι

$$V_L = \frac{N3}{N1} (V_{in} - \overline{V_o} \cdot D) \quad [1]$$

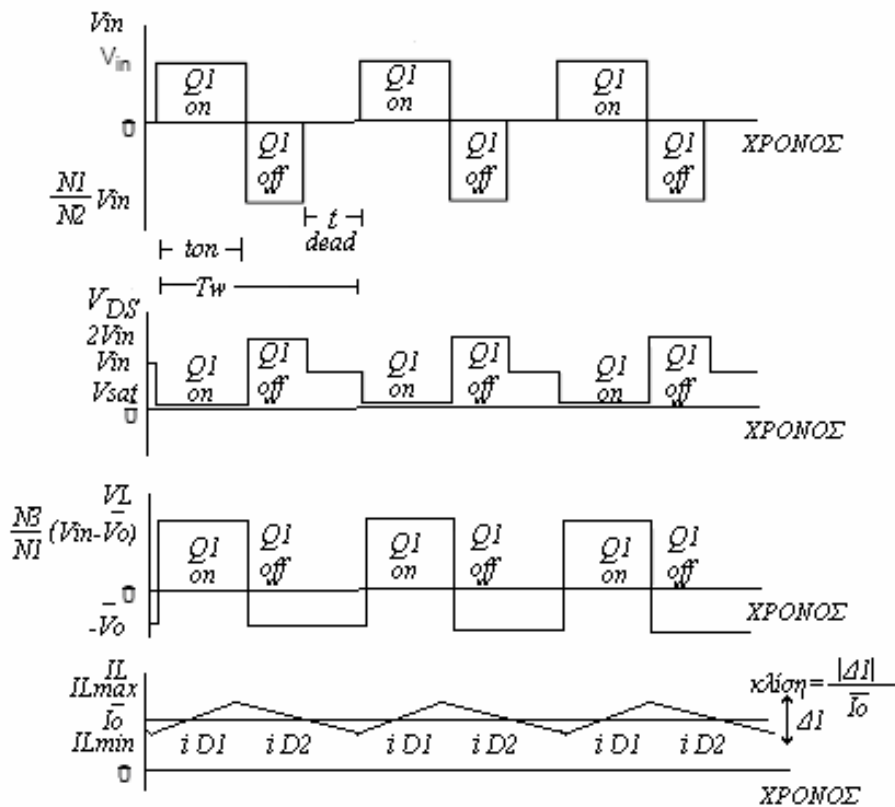
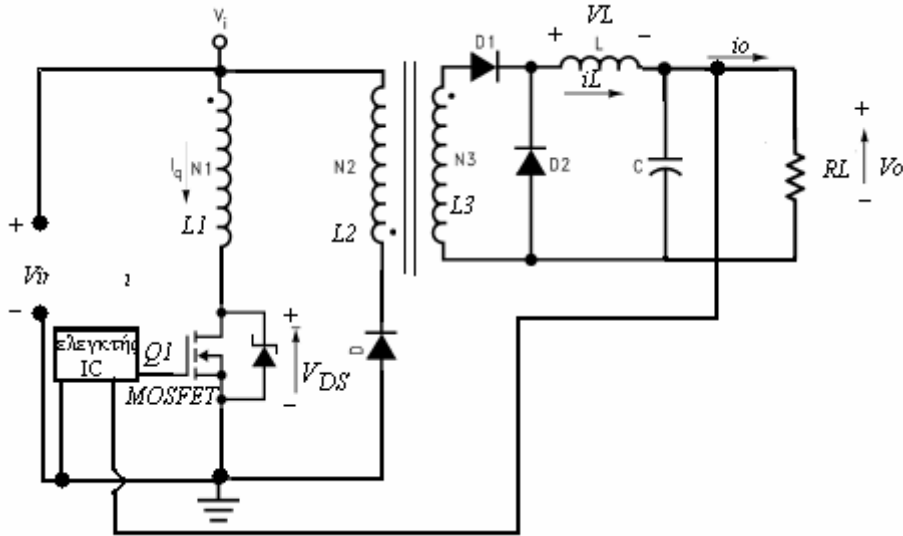
$$\text{Ενώ όταν δεν άγει } V_L = -\overline{V_o}(1 - D) \quad [2]$$

Εξισώνοντας τις δυο σχέσεις βρίσκουμε ότι η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι:



$$\overline{V_o} = V_{in} \frac{N_3}{N_1} \cdot \frac{t_{on}}{T_w} + V_{D1} \quad [3]$$

Στον μετατροπέα αυτό αν ισχύει  $N_1=N_2$  στο άκρο του διακόπτη εμφανίζεται τάση  $2V_{in}$  άρα ο διακόπτης πρέπει να αντέχει τάση ίση με  $V_{DSS} > V_{in}(1 + \frac{N_1}{N_2})$  [4]



Σχήμα 10: Κύκλωμα τοπολογίας FORWARD  
Χαρακτηριστικά διαγράμματα για συνεχή αγωγή ρεύματος.

Στην τοπολογία του μετατροπέα Forward ο μετασχηματιστής δεν αποθηκεύει ενέργεια αλλά χρησιμοποιείται για την σύζευξη του πρωτεύοντος με το δευτερεύων/ντα ,μετασχηματισμό της τάσης και ρεύματος μέσω τον λογού μετασχηματισμού και παρέχει ηλεκτρική απομόνωση. Κατά το χρονικό διάστημα αγωγής του διακόπτη η πηγή τροφοδοσίας παρέχει ενεργεία στο φορτίο εξόδου και ταυτόχρονα αποθηκεύει ενεργεία το πηνίο εξόδου. Αυτό το ρεύμα που έχει αποθηκεύσει το πηνίο θα καταναλωθεί στο φορτίο κατά το χρονικό διάστημα οπου ο διακόπτης θα είναι στην αποκοπή. Στην πράξη ένα μικρό ποσό ενεργείας αποθηκεύεται στην μαγνητική επαγωγή του μετασχηματιστή κατά το χρονικό διατιμά αγωγής του διακόπτη .  $EMAG = LP\_MIN \cdot IMAG \cdot 2 / 2$ ) Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα IMAG αυξάνεται γραμμικά έως δοτού ο διακόπτης περάσει στην αποκοπή. Τέλος ο διακόπτης εισόδου διαρρέεται από το άθροισμα των ρευμάτων μαγνήτισης του μετασχηματιστή και εξόδου που έχει το πηνίο το οποίο ανακλάται στο πρωτεύων μέσω του λογού μετασχηματισμού. Για να αποφευχθεί ο κορεσμός του πυρήνα η υποθηκευμένη ενεργεία εντός αυτού να απομακρυνθεί πλήρως κατά το διάστημα αποκοπής του διακόπτη. Αυτό επιτυγχάνεται με το μηδενισμό του ρεύματος μαγνήτισης .καθώς και με την διατήρηση συγκεκριμένης τάσης στον πυρήνα σε σχέση με τον χρόνο σε μια περίοδο . Όταν ο διακόπτης άγει η δίοδος D1 πολώνεται ορθά λόγω της πολικότητας του μετασχηματιστή .Το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο LMAIN αυξάνει γραμμικά έως την τιμή  $\Delta I/\Delta T = [VSEC - VD1 - VO] / LMAIN$ . Στο τέλος του χρόνου αγωγής το ρεύμα του πηνίου φτάνει στην τιμή ILPK . Αυτή η μεταβολή του ρεύματος από την χαμηλή τιμή έως την τιμή Peak προκαλεί αποθήκευση ενέργειας στο πηνίο ίση με  $E_{STORED} = LMAIN \cdot ( ILPK^2 - I_{LINIT}^2 ) / 2$  Το υπόλοιπο ποσό της ενέργειας εμφανίζεται στη έξοδο  $E_{OUT} = (VO \cdot IO) \cdot DT$  Κατά το διάστημα οπου ο διακόπτης βρίσκεται στην αποκοπή η δίοδος πολώνεται ανάστροφα και άγει η δίοδος ελεύθερης ροής D2 Το πηνίο εξόδου παρέχει την αποθηκευμένη ενέργεια του στο διάστημα  $T = ( 1 - D ) \cdot T$  οπου η μεταβολή του ρεύματος ως προς τον χρόνο είναι  $\Delta I/\Delta T = [VO + VD ] / LMAIN$ . Στο τέλος του χρόνου αποκοπής το ρεύμα φτάνει την χαμηλότερη του τιμή

Γενικότερα όταν ο μετατροπέας λειτουργεί κανονικά η ενέργεια που μεταφέρεται στην έξοδο κατά το διάστημα αποκοπής του διακόπτη είναι η ίδια με αυτήν που αποθηκεύεται στο πηνίο εξόδου κατά το διάστημα αγωγής του διακόπτη ποιο συγκεκριμένα :

$$E_{DELIVERED} = E_{STORED} = LMAIN \cdot ( ILPK^2 - I_{LINIT}^2 ) / 2$$

$$E_{DELIVERED} = ( PO + PLOSS\_SEC ) \cdot (( 1 - D ) \cdot T )$$

### 2.2.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ PUSH-PULL

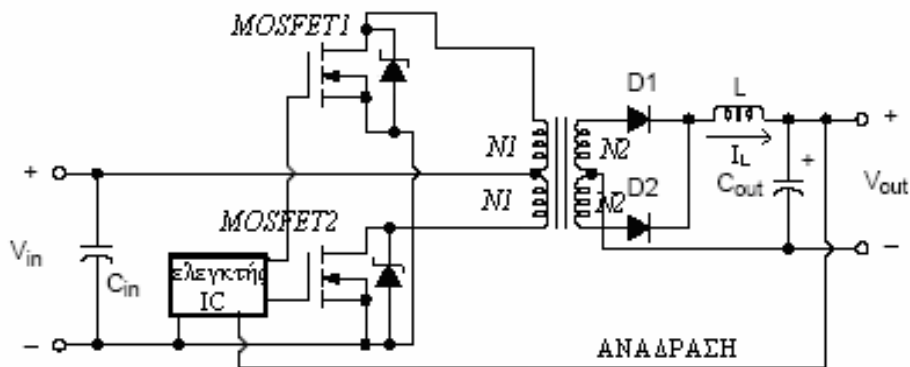
Η λειτουργία του μετατροπέα αυτού βάση του σχήματος 11 είναι η εξής : Στο χρονικό διάστημα t(on) οι δύο διακόπτες τίθενται εναλλάξ σε λειτουργία Με αυτόν τον τρόπο ο μετασχηματιστής παράγει στην έξοδο του εναλλασσόμενη τάση. Η τάση εξόδου βρίσκεται θεωρώντας ότι η μέση τιμή της τάσης στην αυτεπαγωγή L σε μια πλήρη περίοδο θα πρέπει να είναι ίση με 0. Έτσι όταν άγει η δίοδος D1 είναι

$$V_L = \frac{N1}{N2} (Vin - \overline{Vo}) \quad [1] \quad \text{Ενώ όταν δεν άγει } V_L = -\overline{Vo} \cdot D \quad [2]$$

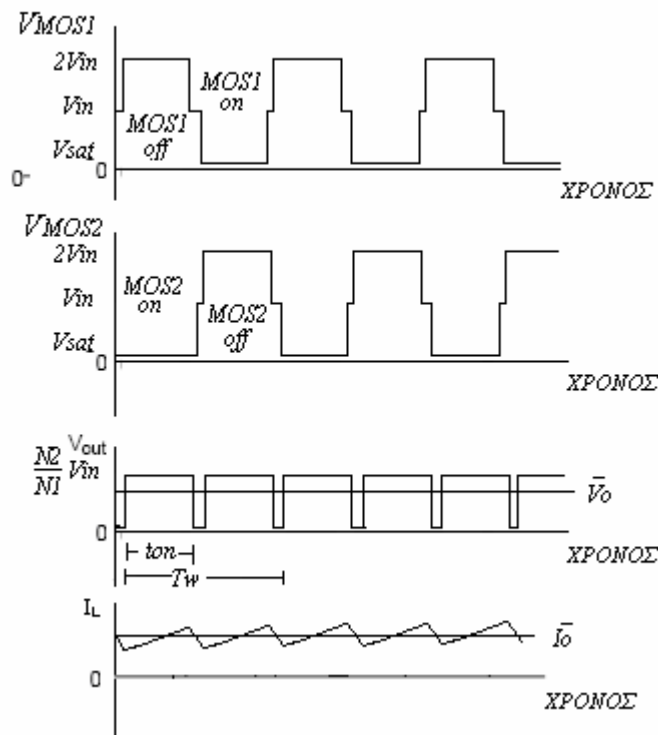
Εξισώνοντας τις σχέσεις [1],[2] βρίσκουμε ότι η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι:

$$\overline{Vo} = 2 \cdot Vin \cdot \frac{N2}{N1} \cdot \frac{ton}{Tw}$$

Η παρουσία του χρονικού νεκρού διαστήματος  $t_d$ , απαιτείται ώστε να μην έχουμε ταυτόχρονη αγωγή και από τους δυο διακόπτες. Εάν συμβεί αυτό δημιουργείται βραχυκύκλωμα και μπορεί να τους καταστρέψει. Η συχνότητα κυμάτωσης έξοδο είναι διπλάσια της διακόπτης συχνότητας, με αποτέλεσμα τα χαρακτηριστικά των εξαρτημάτων στο φίλτρο LC εξόδου να είναι μικρότερα. Επίσης σε περίπτωση όπου ο διακόπτης είναι τρανζίστορ ισχύος BJT, θα πρέπει να τοποθετηθεί αντιπαράλληλη δίοδος με αυτό προκειμένου να το προστατέψει από την αποθηκευμένη ενεργεία του μετασχηματιστή, κατά τον χρόνο που θα ανοίξει το τρανζίστορ. Έτσι η ενεργεία αυτή θα επιστρέψει στην πηγή. Κύριο πλεονέκτημα της συνδεσμολογίας αυτής είναι ότι οι διακόπτες έχουν κοινή γείωση άρα και κοινές τάσεις καθώς και ρεύματα. Από την άλλη πλευρά μειονέκτημα του είναι η δημιουργία μετασχηματιστή με μεσαία λήψη καθώς και ανάγκη για όσο το δυνατόν καλύτερη σύζευξη μεταξύ των τυλιγμάτων ώστε να περιοριστούν οι αιχμές τάσης όταν κάθε διακόπτης ανοίγει.



Σχήμα 11: Κύκλωμα τοπολογίας PUSH-PULL



Σχήμα 11: Χαρακτηριστικά διαγράμματα για συνεχή αγωγή ρεύματος.

## 2.2.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑΣ (HALF-BRIDGE)

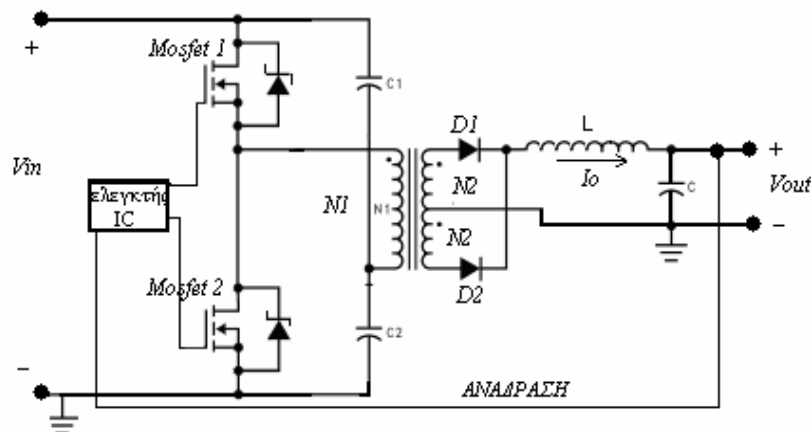
Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί με παρόμοιο τρόπο όπως ο μετατροπέας PUSH-PULL. Καθώς οι δυο διακόπτες συνδέονται σε σειρά δεν πρόκειται να εμφανιστεί στα άκρα τους μεγαλύτερη τάση από αυτήν της τροφοδοσίας συν μια τάση μετάβασης. Επίσης απαιτείται ένας νεκρός χρόνος καθώς αν αυτά δουλέψουν ταυτόχρονα βραχυκυκλώνουν την πηγή. Καθώς ο χρόνος λειτουργίας του MOSFET 1 καθορίζεται ίδιος με τον χρόνο λειτουργίας του MOSFET 2 ισχύει η ίδια ανάλυση αλλά με αντίθετα πρόσημα. Ποιο συγκεκριμένα όταν άγει το MOSFET 1 εφαρμόζεται τάση στα άκρα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή ίση με  $V_{in}/2$ . Αυτή η τάση σε συνδυασμό με τον λόγο μετασχηματισμού μετάγεται στην έξοδο. Όταν βρισκόμαστε στην περιοχή αποκοπής και αδρανείας και τον δυο διακοπών οι δίοδοι D1, D2 διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα και εκφορτίζουν το πηνίο διατηρώντας την φορά του ρεύματος εξόδου σταθερή. Η τάση εξόδου βρίσκεται θεωρώντας ότι η μέση τιμή της τάσης στην αυτεπαγωγή L σε μια ημιπερίοδο θα

πρέπει να είναι ίση με 0. Την οποία βρίσκουμε 
$$\overline{V_o} = V_{in} \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_{on}}{T_w}$$

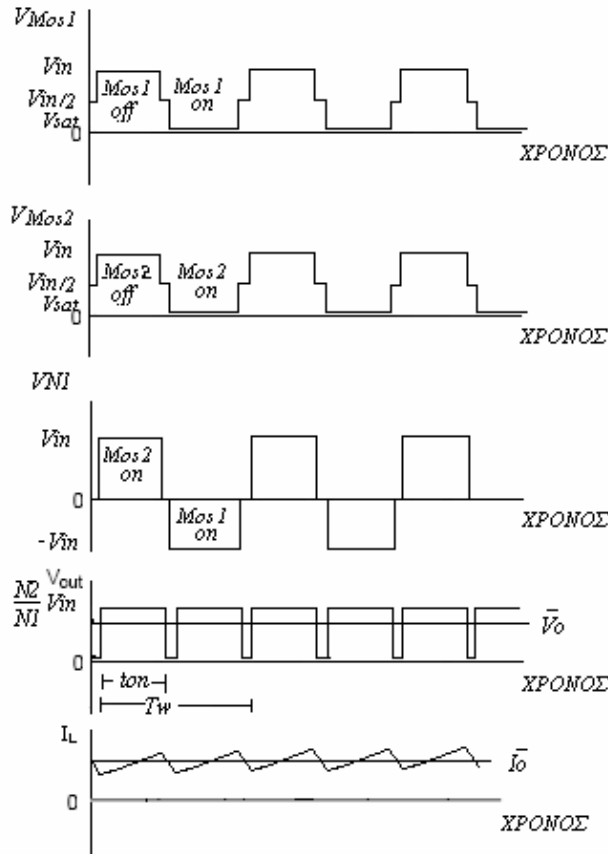
Κατά την κατασκευή θα να πρέπει να συνδέεται αντιπαράλληλη ultra-fast δίοδος με τον κάθε διακόπτη ισχύος. Η χρήση τους εξασφαλίζει διέξοδο στην αποθηκευμένη ενέργεια του μετασχηματιστή την οποία επιστρέφει στην πηγή.

Πλεονεκτήματα της συνδεσμολογίας αυτής είναι διπλάσια διακοπτική συχνότητα η οποία επιτρέπει την χρήση πηνίου και πυκνωτή εξόδου μικρότερου μεγέθους.

Η τάση που εφαρμόζεται στον κάθε ανεξάρτητο διακόπτη ίση με την  $V_{in}$ .



Κύκλωμα τοπολογίας HALF-BRIDGE

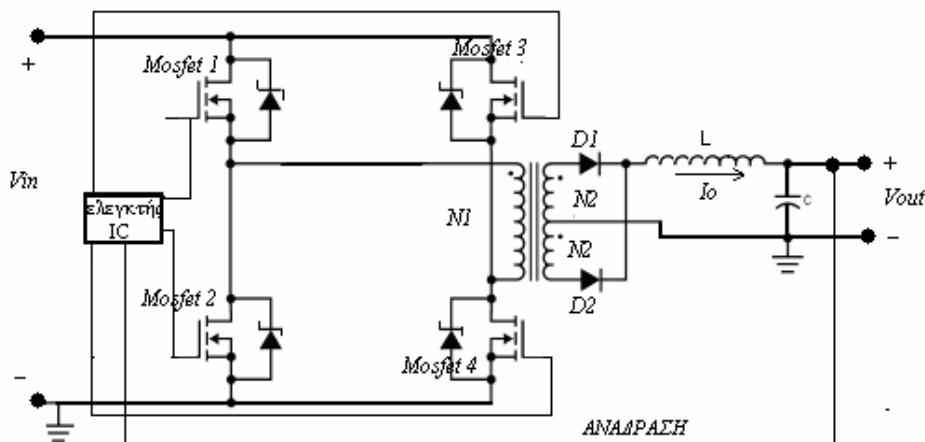


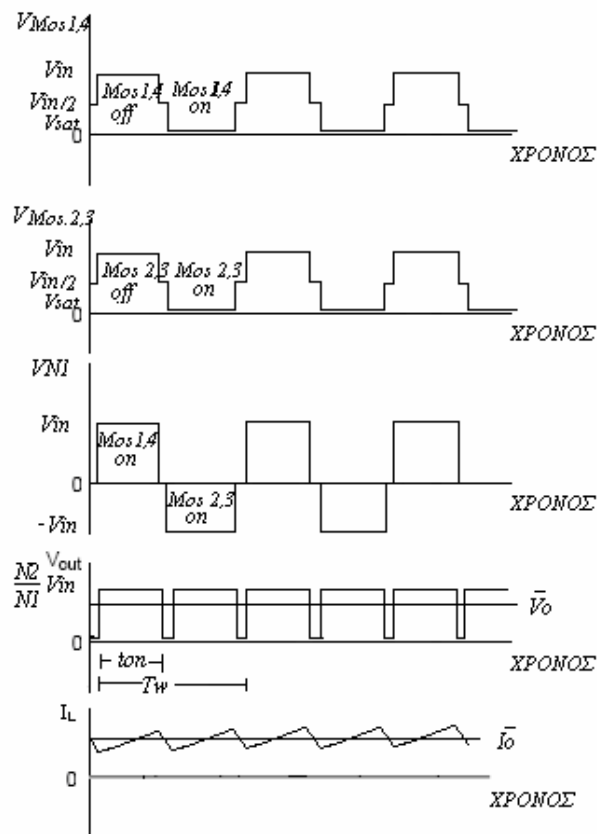
Σχήμα 12: Χαρακτηριστικά διαγράμματα τοπολογίας HALF-BRIDGE

## 2.2.5 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΓΕΦΥΡΑΣ (FULL-BRIDGE)

Λόγω της πολυπλοκότητας και του υψηλού κόστους ο μετατροπέας πλήρους γεφύρας χρησιμοποιείται για ισχύεις 1KW-5KW. Η λειτουργία του είναι παρόμοια με του μετατροπέα HALF-BRIDGE. Σε ιδανική κατάσταση λειτουργίας όλες οι τάσεις διαμοιράζονται ίσα σε όλους τους διακόπτες έτσι η μέγιστη τάση εξόδου μπορεί να

φτάσει την τάση εισόδου επί τον λόγο μετασχηματισμού.  $\overline{V_o} = 2 \cdot V_{in} \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{ton}{T_w}$





Σχήμα 13: Κύκλωμα Τοπολογίας FULL-BRIDGE.  
Χαρακτηριστικά διαγράμματα για συνεχή αγωγή ρεύματος.

### 3. ΓΕΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΤΟΥ ΠΑΛΜΟΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ

#### 3.1 ΔΙΑΤΑΞΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ/ΕΞΟΜΑΛΥΝΣΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ

Η ελάχιστη DC τάση εισόδου  $V_{MIN}$  που θα εμφανιστεί στο πρωτεύων του μετασχηματιστή καθορίζεται από την AC τάση του εκάστοτε δικτύου ,τις διόδους ανόρθωσης και πυκνωτής σταθεροποίησης.

Η γέφυρα ανόρθωσης θα πρέπει να έχει τέτοια χαρακτηριστικά ώστε να καλύπτει την μέση τιμή του ρεύματος εισόδου όταν παρουσιαστή η ελάχιστη DC τάση

Αυτό καθορίζεται από τον τύπο  $I_{in-av(max)} = P_{out}/(eff \cdot V_{in(min)})$

Οπού  $I_{in-av}$  είναι η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου , $eff$  ο καθορισμένος συντελεστής απόδοσης του τροφοδοτικού (για συγκεκριμένη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής και τάσης είναι μεταξύ 0.6 και 0.8),  $V_{inMIN}$  είναι η ελάχιστη τιμή της ενεργού τάση εισόδου DC και  $P_{out}$  η ισχύς εξόδου. Ο πυκνωτής σταθεροποίησης θα πρέπει να παρέχει ρεύμα στο πρωτεύων στο διάστημα μεταξύ δυο διαδοχικών κορυφών ανορθωμένης τάσης εισόδου το οποίο σημαίνει ότι θα πρέπει αν αποθηκεύει αρκετή ενεργεία ώστε να καλύψει τις ανάγκες ισχύς εξόδου μέχρι την επόμενη ημιπεριοδο Αυτή η περιοδική φόρτιση εκφόρτωση δημιουργεί μια μικρή κυμάτωση. Αυτή η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι σε συχνότητα διπλάσια από αυτή του δικτύου καθώς χρησιμοποιείται γέφυρα ανόρθωσης. Στην περίπτωση που η τιμή του είναι πολύ μικρή και υποβιβαστεί η τάση εισόδου θα δημιουργηθεί μεγαλύτερη κυμάτωση η οποία θα μειώσει την μέση τιμή της τάσης τροφοδοσίας του ελεγκτή ,θα αύξηση την μέση τιμή του ρεύματος σε όλα τα εξαρτήματα και θα μειώσει τον συντελεστή απόδοσης Γενικότερα για τον καθορισμό της τιμής του και γνωρίζοντας ότι η τάση εισόδου μεταβάλλεται από 85-260Vuniversal θεωρούμε ότι θα πρέπει να έχει τιμή σε μικροFarads 4 φορές και πάνω την ισχύ εξόδου σε Watts. Αλλιώς αν η τάση εισόδου είναι 230 VAC θα θεωρούμε  $C_{in} > 1 \text{ mF/watt}$  εξόδου .

$$V_{MAX} = V_{ACMAX} \times \sqrt{2}$$

$$V_{MIN} = \sqrt{(2 \times V_{ACMIN}^2) - \left( \frac{2 \times P_o \times \left( \frac{1}{2 \times f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN}} \right)}$$

#### 3.2 ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ

Παρακάτω συνοψίζονται οι βασικές διαφορές ανάμεσα στα BJT και MOSFET ισχύος βάση των οποίων γίνεται η επιλογή τους για χρήση ως διακόπτη ισχύος.

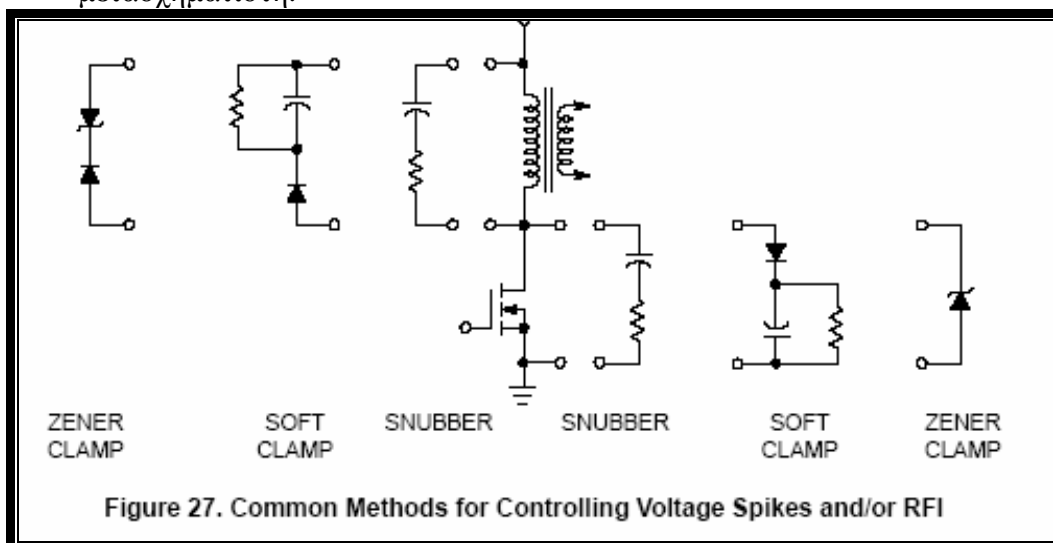
- Το MOSFET ελέγχεται από τάση, που σημαίνει ότι απαιτεί αμελητέο ρεύμα στον ακροδέκτη ελέγχου του για την διατήρηση της κατάστασης αγωγής. Αντίθετος το BJT ελέγχεται από ρεύμα και επόμενος απαιτείται κάποια αισθητή τιμή ρεύματος για την λειτουργία στη κατάσταση αγωγής.
- Τα MOSFET έχουν μικρότερους χρόνους εναλλαγής καταστάσεων και επομένως μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μεγαλύτερες συχνότητες.

- Η εσωτερική δομή του MOSFET ισχύος είναι τέτοια ώστε στους κυρίους ακροδέκτες να υπάρχει συνδεδεμένα αντιπαράλληλα μια διάδος δηλαδή είναι ένας συνδυασμός 2 διακοπών. Ενός ελεγχόμενου για την κανονική ροή του ρεύματος και ενός μη ελεγχόμενου (διάδος) για αντίστροφα ρεύματα. Η ενσωματωμένη αυτή διάδος ονομάζεται διάδος ελεύθερης διέλευσης. Όταν χρησιμοποιούνται BJT για εφαρμογές μετατροπών είναι πάντοτε αναγκαία χρήση μιας ξεχωριστής ταχείας διόδου αντιπαράλληλα με αυτά .
- Τα BJT παρουσιάζουν μικρότερη πτώση τάσης στην κατάσταση on χάρη στην πολύ χαμηλή αντίσταση από ότι τα MOSFET ισχύος οπότε έχουμε μικρότερες απώλειες ισχύος
- Τα BJT είναι διαθέσιμα σε πολύ υψηλότερες τάσης και ρεύματα λειτουργίας

### 3.3 ΔΙΚΤΥΩΜΑΤΑ SNUBBER/CLAMP

Τα δικτυώματα Snubber έχουν ως στόχο να ελέγξουν το φαινόμενο της διαρρέουσας αυτεπαγωγής και να βελτιώσουν την αξιοπιστία του τροφοδοτικού. Ποιο συγκεκριμένα χρησιμοποιούνται για να μειώνουν τις αιχμές τάσης (Spikes) κατά τις μεταβάσεις της τάσεως στα παλμοτροφοδοτικά κυρίως στην μετάβαση από υψηλή σε χαμηλή στάθμη. Επίσης σχεδιάζετε έτσι ώστε καθορίσει και το ποσοστό της μεταβολής σε μια κυματομορφή τάσης όταν αυτή αλλάζει απότομα τιμή. Αυτό στην ουσία εξασφαλίζει ότι οι κυματομορφές τάση και ρεύματος δεν θα υπερβούν μια συγκεκριμένη τιμή και χρόνο στις μεταβάσεις (από υψηλή τιμή σε χαμηλή και το ανάποδο). Έτσι επιτυγχάνεται η μείωση των διακοπών απωλειών. Άλλες χρήσεις είναι οι εξής :

- Διατηρεί τα διαφορά εξαρτήματα εντός την περιοχής ασφαλούς λειτουργίας.
- μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να περιορίσει την RFI. Πιο συγκεκριμένα μειώνει το φασματικό εύρος εκπομπής του εξαρτήματος που την παράγει.
- Επειδή οι αιχμές τάσης εμφανίζονται και στο δευτερεύων καθώς ο μετασχηματιστής λειτουργεί χωρίς υψηλές απώλειες τάσεως τα δικτυώματα Snubber πρέπει να τοποθετηθούν και στο δευτερεύων τύλιγμα του μετασχηματιστή.



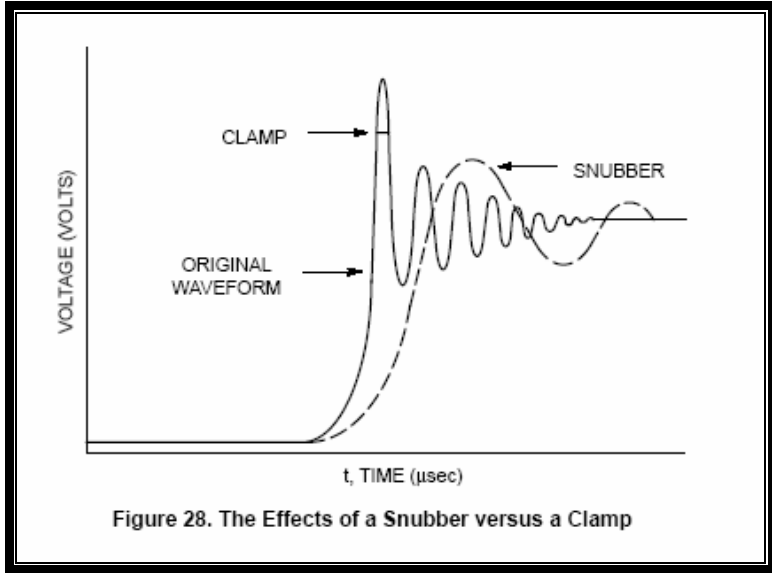
Σχήμα 14: Μέθοδοι ελέγχου αιχμών τάσης (Spikes) και παρεμβολών από ραδιοσυχνότητες RFI

Τα δικτυώματα Snubber μπορούν να είναι είτε παθητικά είτε ενεργά. Ποιο συγκεκριμένα τα παθητικά δικτυώματα αποτελούνται από αντιστάσεις διόδους

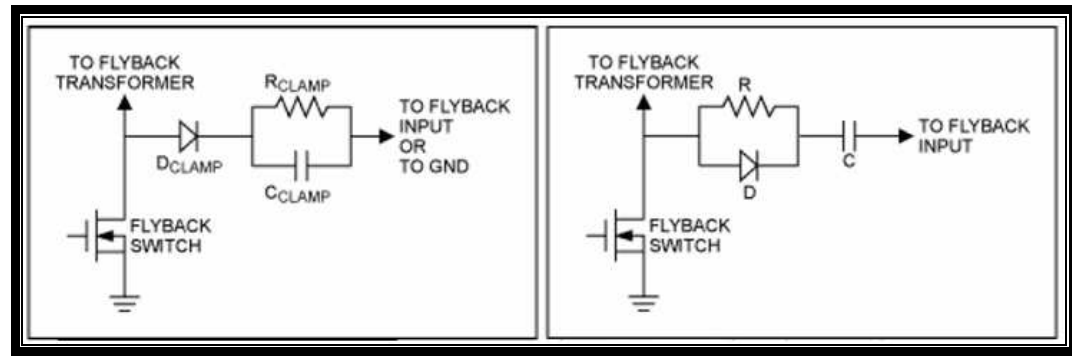


πυκνωτές και πηνία. Αυτά έχουν την δυνατότητα να ελέγχουν αιχμές τάσεως καθώς και αιχμές ρεύματος. Τα ενεργά δικτυώματα Snubber αποτελούνται από ένα MOSFET το οποίο ελέγχεται από άλλο ολοκληρωμένο κύκλωμα, το οποίο το θέτει σε λειτουργία για συγκεκριμένο χρόνο εντός του κύκλου λειτουργίας. Τα ενεργά δικτυώματα είναι πολύ πιο ακριβά από τα παθητικά οπότε και χρησιμοποιούνται σε περιορισμένες κατασκευές κυρίως αυτές που επηρεάζονται από υψηλές τιμές θερμοκρασίας Ένας επιπρόσθετος διαχωρισμός τους είναι να είναι μη-συνεκτικά ή συνεκτικά. Μη συνεκτικό δικτύωμα σημαίνει ότι η ενεργεία αυτή καταναλώνεται επάνω σε ωμικό στοιχείο, εάν όμως το δικτύωμα επιστρέφει την ενεργεία στην πηγή ή την οδηγεί κατευθείαν στην έξοδο χαρακτηρίζεται ως συνεκτικό

Το δικτύωμα clamp χρησιμοποιείται κυρίως για να μειώσει τις αιχμές τάσης. Δηλαδή δεν μπορεί να μειώσει την μεταβολή του  $dV/dt$  σε μια απότομη μετάβαση. Αυτός είναι ο λόγος που χρησιμοποιείται μόνο ως δικτύωμα προστασίας ημιαγωγών και πυκνωτών από διάσπαση και όχι ως φίλτρο RFI. Αυτά πάλι χωρίζονται σε ενεργά και παθητικά. Τα ενεργά αποτελούνται πάλι από MOSFET και διάταξη ελέγχου αυτού Αντίστοιχα τα παθητικά αποτελούνται από διόδους πυκνωτές πηνία και αντιστάσεις.



Σχήμα 15: Διαφορά μεταξύ δικτυώματος Snubber και Clamp.



Σχήμα 16: Δικτύωμα Clamp (α) και Snubber (β).

### 3.4 ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ

Οι ανορθωτές αντιπροσωπεύουν το 60 % τω απωλειών σε ένα διακοπτικό τροφοδοτικό Η επιλογή τους πρέπει να γίνει με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να μην αλλοιώνουν τον συντελεστή απόδοσης. Οι σημαντικότερες παράμετροι που θα μας απασχολήσουν στα παλμοτροφοδοτικού είναι:

1. Τάση ορθής πόλωσης ( $V_f$ ): Είναι πτώση τάσης όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη.

2. Χρόνος αναστροφής ανάκτησης ( $t_{rr}$ ): Ο χρόνος που απαιτεί μια δίοδος για να διακόψει πλήρως το ρεύμα ορθής φοράς όταν πολωθεί ανάστροφα.

3. Χρόνος ορθής ανάκτησης ( $t_{frr}$ ): Ο χρόνος που χρειάζεται για να επιτρέψει το ρεύμα να περάσει όταν πολωθεί ορθά.

Σήμερα υπάρχουν τέσσερις τεχνολογίες κατασκευές ανορθωτών Αυτές είναι: *Standard, fast, ultra-fast recovery, και Schottky barrier.*

Στην τεχνολογία standard οι ανορθωτικές διόδους κατασκευάζονται για λειτουργία στα χαρακτηριστικά του δικτύου ( 50–60 Hz ,υψηλοί χρόνοι  $t_{rr},t_{frr}$  και υψηλές τάσεις  $V_f$  ).Η πιο κοινή ομάδα είναι η 1N4000

Η τεχνολογία fast recovery ήταν αυτή που χρησιμοποιήθηκε πρώτη στα παλμοτροφοδοτικά ,αλλά με την εξέλιξη της τεχνολογίας διαπιστώθηκε ότι ήταν πολύ αργές. Ωστόσο μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε παλμοτροφοδοτικά καθώς έχουν το πλεονέκτημα του χαμηλού κόστους .

Στην τεχνολογία διόδων Ultra-fast recovery οι διόδους έχουν ταχύτερους χρόνους λειτουργίας όμως οι πτώσεις τάσεις  $V_f$  σε αυτές είναι από 0.8 έως 1.3 volt . Πλεονέκτημα τους είναι η υψηλή αναστροφή τάση που αντέχουν (έως 1000V).

Τέλος η τεχνολογία διόδων Schottky έχει πολύ μικρούς χρόνους λειτουργίας και πτώση τάσης  $V_f$  ορθής φοράς (0.35V-0.8V). Μειονέκτημα τους είναι οι χαμηλή αναστροφή τάση που αντέχουν και η διαρροή ρεύματος που παρουσιάζουν κατά την αναστροφή πόλωση του.

Κατά την κατασκευή ενός τυπικού παλμοτροφοδοτικού η καλύτερη επιλογή είναι να χρησιμοποιηθούν διόδους Schottky στην πλευρά της εξόδου για  $V_o < 12V$  και διόδους Ultra-fast recovery για οποιαδήποτε άλλη τάση .Οι κύριοι παράγοντες απωλειών στις διόδους είναι οι απώλειες μεταγωγής και οι διακοπτικές απώλειες. Οι απώλειες μεταγωγής υπολογίζονται από το γινόμενο τάσης ορθής φοράς επί το ρεύμα ορθής φοράς κατά την μεταγωγή. Αυτό το γινόμενο μας δίνεται σε ισχύ. Όσο αναφορά τις διακοπτικές απώλειες υπολογίζονται από το ποσό γρήγορα η δίοδος κλίνει την επαφή όταν εφαρμοστεί αναστροφή τάση. Τα χαρακτηριστικά των ανορθωτών καθώς και το πεδίο εφαρμογών τους στα παλμοτροφοδοτικά φαίνεται στον παρακάτω πίνακα.

Rectifier Type	Average $V_f$	Reverse Recovery Time	Typical Applications
Standard Recovery	0.7–1.0 V	1,000 ns	50–60 Hz Rectification
Fast Recovery	1.0–1.2 V	150–200 ns	Output Rectification
UltraFast Recovery	0.9–1.4 V	25–75 ns	Output Rectification ( $V_o > 12 V$ )
Schottky	0.3–0.8 V	< 10 ns	Output Rectification ( $V_o < 12 V$ )

Σχήμα 17: Οι τεχνολογίες ανορθωτικών διατάξεων.

Topology	Bipolar Pwr Sw		MOSFET Pwr Sw		Rectifier	
	V <sub>CEO</sub>	I <sub>C</sub>	V <sub>DSS</sub>	I <sub>D</sub>	V <sub>R</sub>	I <sub>F</sub>
Buck	V <sub>in</sub>	I <sub>out</sub>	V <sub>in</sub>	I <sub>out</sub>	V <sub>in</sub>	I <sub>out</sub>
Boost	V <sub>out</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	V <sub>out</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	V <sub>out</sub>	I <sub>out</sub>
Buck/Boost	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	V <sub>in</sub> - V <sub>out</sub>	I <sub>out</sub>
Flyback	1.7 V <sub>in(max)</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	1.5 V <sub>in(max)</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	5.0 V <sub>out</sub>	I <sub>out</sub>
1 Transistor Forward	2.0 V <sub>in</sub>	$\frac{(1.5 P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V <sub>in</sub>	$\frac{(1.5 P_{out})}{V_{in(min)}}$	3.0 V <sub>out</sub>	I <sub>out</sub>
Push-Pull	2.0 V <sub>in</sub>	$\frac{(1.2 P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V <sub>in</sub>	$\frac{(1.2 P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V <sub>out</sub>	I <sub>out</sub>
Half-Bridge	V <sub>in</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	V <sub>in</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V <sub>out</sub>	I <sub>out</sub>
Full-Bridge	V <sub>in</sub>	$\frac{(1.2 P_{out})}{V_{in(min)}}$	V <sub>in</sub>	$\frac{(2.0 P_{out})}{V_{in(min)}}$	2.0 V <sub>out</sub>	I <sub>out</sub>

Σχήμα 18: Βάση επιλογής ηλεκτρονικών στοιχείων ισχύος στις τοπολογίες διακοπτικών τροφοδοτικών.

### 3.5 ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ

Σε έναν μετατροπία flyback ο μετασχηματιστής αποτελεί την μονάδα αποθήκευσης και μεταφοράς ενεργείας από το πρωτεύων στην εξόδο. Σε περίπτωση ατυχούς κατασκευές αυτού υποβαθμίζεται η απόδοση του τροφοδοτικού. Για να έχουμε την βέλτιστη απόδοση θα πρέπει ο μετασχηματιστής να παρουσιάζει χαμηλές απώλειες DC, χαμηλες απώλειες AC, χαμηλη διαρρέουσα αυτεπαγωγή και χωρητικότητα στα τυλίγματα εισόδου και εξόδου .

#### ΜΟΝΩΜΕΝΟ ΣΥΡΜΑ ΧΑΛΚΟΥ

Το σύρμα αυτό χαλκού έχει επιστρωθεί με ένα κάλυμμα από μίγμα νάιλον/ πολουρεθάνης (nylon/polyurethane coating). Αυτή η κάλυψη εξασφαλίζει μόνωση στο καλώδιο και ανάφλεξη όταν έρθει σε επαφή με το τύγμα κόλλησης. Αυτό επιτρέπει την επαφή μεταξύ χαλκού και του ακροδέκτη του μετασχηματιστή χωρίς την ανάγκη απομακρύνσεως της μόνωσης. Το μονωμένο αυτό καλώδιο θα πρέπει να είναι ισχυρά η διπλά μονωμένο έτσι ώστε να μπορέσει να ανταπεξέλθει στην διαδικασία περιελίξεως .Το μονωμένο αυτό σύρμα διατίθεται στην αγορά με ονομασίες όπως: Solderon, Nyleze, Beldsol, κ.α.

#### ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΟΝ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ

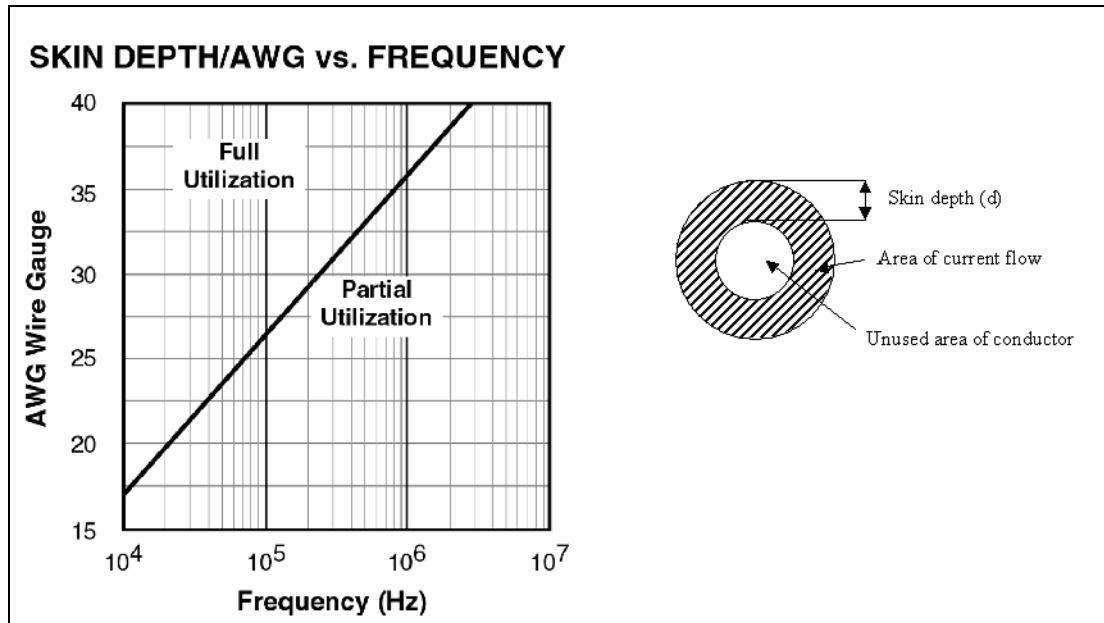
##### DC ΑΠΩΛΕΙΕΣ

Το κύριο σημείο κατανάλωσης αυτών είναι πάνω στα χάλκινα τυλίγματα του μετασχηματιστη. Για να μειωθούν συνήθως αυξάνεται η διατομή των τυλιγμάτων .

##### AC ΑΠΩΛΕΙΕΣ

Οι απώλειες αυτές εμφανίζονται λόγω του επιδερμικού φαινομένου στα τυλίγματα του μετασχηματιστή και εντός του πυρήνα . Στο επιδερμικό φαινόμενο όσο

μεγαλύτερη είναι η συχνότητα του μεταγόμενου ρεύματος τόσο περισσότερο αυτό απομακρύνεται από τον πυρήνα του καλωδίου που το μεταφέρει και συγκεντρώνεται στην επιφάνεια του. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της ενεργού αντίστασης του. Για τον περιορισμό αυτών κατά την κατασκευή του μετασχηματιστή επιλέγεται τέτοιο καλώδιο τυλίξεως ώστε η διατομή που παρουσιάζει στην επιλεγμένη συχνότητα να είναι 2 φορές μεγαλύτερη από αυτήν όταν θα εμφανιστεί το φαινόμενο αυτό.



Σχήμα 18: Χαρακτηριστικά αγωγού σε υψηλής συχνότητας λειτουργία

Το επιδερμικό φαινόμενο (Skin Effect) οφείλεται στο μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται από το ρεύμα που διαρρέει ένα αγωγό. Το στροβιλίζων ρεύμα που δημιουργείται από αυτό τείνει να αντιστέκεται στην φορά κίνησης του ρεύματος φορτίου, το οποίο κινείται στο εσωτερικό μέρος του αγωγού, και προστίθεται με αυτά που ρέουν στο επιφανειακό επίπεδο του αγωγού έτσι ώστε το συνολικό ρεύμα φορτίου να διατηρηθεί. Όμως το ρεύμα φορτίου τείνει να ρέει κύριος στο επιφανειακό επίπεδο του αγωγού. Ο περιορισμός της ενεργού διατομής του αγωγού για την μεταφορά του ρεύματος στο φορτίο προκαλεί απώλειες ισχύος οι οποίες ονομάζονται απώλειες μεταγωγής. Το φαινόμενο αυτό μπορεί να γίνει πολύ πιο σύνθετο στους μετασχηματιστές που έχουν φθαρμένα τυλίγματα καθώς το δημιουργούμενο μαγνητικό πεδίο καταβάλλεται από το μαγνητικό πεδίο που παράγουν τα φθαρμένα γειτονικά τυλίγματα.

Το φαινόμενο γειννίαςης (Proximity Effect) είναι πολύ αισθητό σε έναν μετασχηματιστή με φθαρμένα τυλίγματα λόγω των μαγνητικών πεδίων που δημιουργούνται από τα γειτονικά φθαρμένα τυλίγματα. Στροβιλίζόμενα ρεύματα που δημιουργούνται από το φαινόμενο αυτό λειτουργούν με τον ίδιο ακρωτικό τρόπο όπως τα ρεύματα που προκύπτουν από το επιδερμικό φαινόμενο έτσι ώστε να διατηρήσουν το ρεύμα φορτίου σταθερό. Το ρεύμα φορτίου τείνει να ρέει πολύ κοντά στα γειτονικούς αγωγούς με αποτέλεσμα την μείωση της ενεργού διατομής του αγωγού και την αύξηση των απωλειών μεταγωγής. Τα δυο αυτά φαινόμενα μειώνουν την απόδοση των υψηλής συχνότητας μετασχηματιστών. Κατά την σχεδίαση θα πρέπει να επιλέγεται μικρή διάμετρος αγωγών και αριθμός επιπέδων κάθε τυλίγματος που χρησιμοποιείται έτσι ώστε να μειωθούν οι απώλειες

## ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΠΥΡΗΝΑ

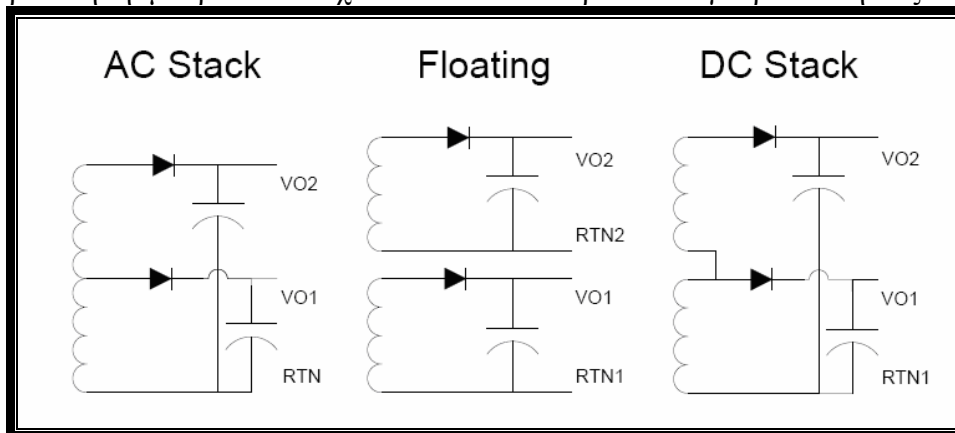
Οι απώλειες πυρήνα οφείλονται στην υστέρηση της μαγνητικής ροής εντός του φερτή. Για κάθε υλικό κατασκευές πυρήνα οι απώλειες υστέρησης αυξάνονται με την αύξηση της διακόπτης συχνότητας FS και της πυκνότητα της μαγνητικής ροής BM σύμφωνα με τον γενικό τύπο  $PCORE = VE \cdot FSX \cdot BMY$ , όπου VE είναι το μέγεθος του πυρήνα και X, Y σταθερές ανάλογα τον πυρήνα .

## ΤΥΛΙΓΜΑΤΑ ΠΡΩΤΕΥΩΝΤΟΣ

Σε όλες τις κατασκευές μετασχηματιστών το πρωτεύων τύλιγμα (η ένα μέρος αυτού) είναι το αρχικό τύλιγμα που τοποθετείται πάνω στο καρούλι τυλίξεως (BOBBIN). Τοποθετώντας αυτό όσο πιο κοντά στον πυρήνα επιτυγχάνεται η χρήση του ελάχιστου δυνατού μονωμένου καλωδίου ανά στροφή καθώς και τη μείωση τη παρασιτικής ενδοχωρητικότητας του. Στους μετασχηματιστές παλμοτροφοδοτικών αυτό βρίσκεται κάτω από όλα τα τυλίγματα με τον τρόπο αυτό θωρακίζεται από τα υπόλοιπα τυλίγματα του μετασχηματιστή ,με αποτέλεσμα την μείωση της μεταφοράς θορύβου στα κοντινά ηλεκτρονικά εξαρτήματα. Επίσης το πρωτεύων τύλιγμα πρέπει να σχεδιαστεί προσεκτικά έτσι ώστε να καλύπτει το μέγιστο δυο επίπεδα. Με τον τρόπο αυτό μειώνεται η χωρητικότητα του πρωτεύοντος τυλίγματος ( επιβλαβής σε χαμηλής κατανάλωσης εφαρμογές) και η διαρροή αυτεπαγωγής του μετασχηματιστή. Για μεγαλύτερη μείωση της ενδοχωρητικότητας μεταξύ των δυο επιπέδων μπορεί να τοποθετηθεί μονωτική ταινία από Nylon ,Teflon ή Polyester.

## ΤΥΛΙΓΜΑΤΑ ΔΕΥΤΕΡΕΥΟΝΤΟΣ

Σε έναν μετασχηματιστή οπού έχει πολλαπλές εξόδους το τύλιγμα που έχει την υψηλότερη ισχύ θα πρέπει να τυλιχθεί πρώτα επάνω στο πρωτεύων για να μειωθεί η διαρροή αυτεπαγωγών. Επίσης εάν ένα από τα τυλίγματα εξόδου έχει μικρό αριθμό στροφών ,οι στροφές αυτές θα πρέπει να τυλιχθούν με τέτοιο διάστημα έτσι ώστε να καλύπτουν ολόκληρο το πλάτος της περιοχής τυλίξεως, για να βελτιωθεί η σύζευξη. Μια τεχνική για την μείωση του διαστήματος κατά τη τύλιξη είναι να χρησιμοποιηθούν πολλαπλά παράλληλα μονόκλινα μονωμένα σύρματα τα οποία θα αποτελούν το τύλιγμα εξόδου. Τέλος όσο αναφορά το βοηθητικό τύλιγμα που παρέχει την τάση λειτουργία VBias του ολοκληρωμένου για υψηλότερη σταθεροποίηση μπορεί να τυλιχθεί πάνω από το πρωτεύων για βέλτιστη σύζευξη.



Σχήμα 19: Συνδεσμολογίες τυλιγμάτων εξόδου

### 3.6 ΤΡΟΠΟΙ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ ΤΩΝ ΠΑΜΟΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ

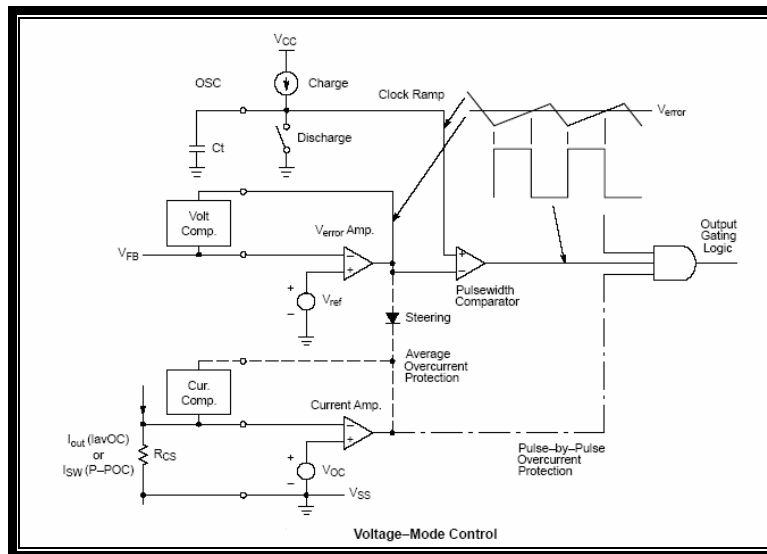
Υπάρχουν τρεις κυρίες μέθοδοι ανάδραση και ελέγχου του διακόπτη στα παλμοτροφοδοτικά. Κάθε μια από αυτές έχει τα δικά της χαρακτηριστικά και το δικό της πεδίο λειτουργίας. Στον παρακάτω πίνακα έχουμε μια συνοπτική περιγραφή των χαρακτηριστικών κάθε μιας. Όπως προκύπτει κάποιες από αυτές είναι οι βέλτιστες για συγκεκριμένες τοπολογίες. Αυτό οφείλεται στην σταθερότητας και την καλύτερη απόκριση της συνάρτησης μεταφοράς με αυτήν.

Μέθοδος ελέγχου	Προστασία (OC)	Χρόνος απόκρισης	Preferred Topologies
Μέθοδος ελέγχου τάσης	Average OC	Slow	Forward-Mode
	Pulse-by-Pulse OC	Slow	Forward-Mode
Μέθοδος ελέγχου ρεύματος	Intrinsic	Rapid	Boost-Mode
	Hysteretic	Rapid	Boost & Forward-Mode
Μέθοδος υστέρησης	Average	Slow	Boost & Forward-Mode

Σχήμα 20: Κοινί τρόποι ανάδρασης που χρησιμοποιούν τα ολοκληρωμένα ελέγχου των παλμοτροφοδοτικών.

#### Μέθοδος ελέγχου τάσης- Voltage-mode control

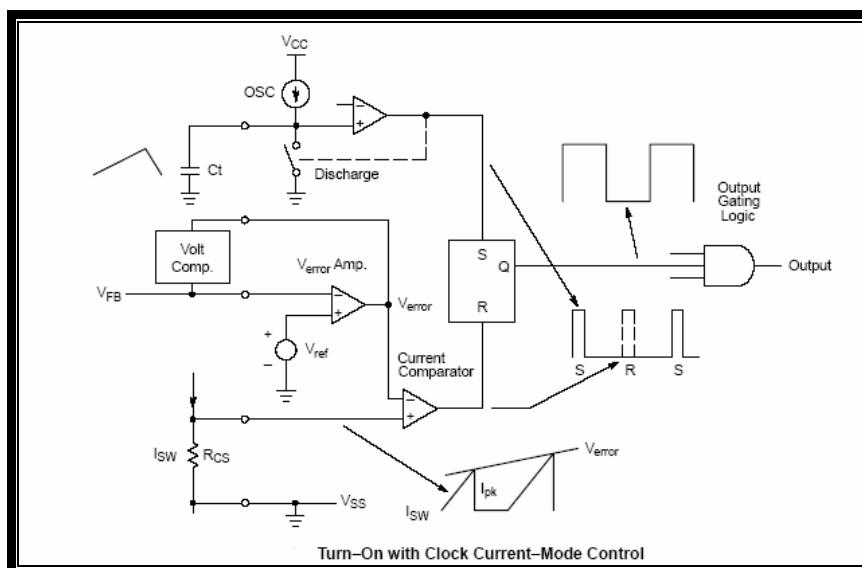
Σε αυτήν παρακολουθείται από τον ελεγκτή μονό η τάση εξόδου. Σε αυτόν δημιουργείται μια αναφορά σφάλματος η οποία προκύπτει από την απόλυτη διαφορά μεταξύ επιθυμητής τάσης εξόδου και εμφανιζομένης στη έξοδο. Στην συνέχεια εντός του ελεγκτή αυτό το σήμα σφάλματος συγκρίνεται με ένα πρωτονότο σήμα που δημιουργεί ένας εσωτερικός ταλαντωτής. Η σύγκριση των δυο σημάτων δημιουργεί ένα νέο σήμα το οποίο είναι διαμορφωμένο κατά PWM. Αυτό λοιπόν το σήμα είναι που οδηγεί τον πλήρως ελεγχόμενο διακόπτη. Σε αυτό επειδή η μονή παράμετρος που ελέγχεται είναι η τάση εξόδου η οποία προκύπτει μετά από καθυστέρηση διαμέσου του κυκλώματος ισχύος, τείνει να αποκρίνεται με μικρό ρυθμό στις μεταβολές της τάσης εισόδου. Τυπική χρήση της μεθόδου αυτής γίνεται στην τοπολογία forward. Τέλος για προστασία του διακόπτη ισχύος από υπερτάσεις χρησιμοποιούνται δυο τρόποι. Ο πρώτος τρόπος είναι με την μέτρηση του μέσου ρεύματος εξόδου ενώ ο δεύτερος είναι με την μέτρηση των ρευμάτων κορυφής. Στον πρώτο παρακολουθείται πάλι η μέση τιμή ρεύματος εξόδου και αν αυτό ξεπεράσει ένα όριο πάλι μειώνεται το εύρος παλμού στον διακόπτη ισχύος. Στον δεύτερο παρακολουθείται η τιμή κορυφής που εμφανίζεται στον διακόπτη ισχύος κατά την στιγμή αγωγής, εάν πάλι ξεπεράσει ένα όριο, ο διακόπτης ανοίγει.



Σχήμα 21: Μπλοκ διάγραμμα λειτουργίας της μεθόδου ελέγχου τάσης.

**Μέθοδος ελέγχου ρεύματος -Current-mode control**

Αυτή η μέθοδος εκτός από την δυνατότητα ελέγχου του ρεύματος εξόδου μπορεί να ελέγχει ταυτόχρονα και την τάση εξόδου. Το σήμα σφάλματος (ρεύμα που αντιστοιχεί σε τάση ) προκύπτει από την ίδια πάλι σύγκριση χρησιμοποιείται για να ελέγχει το ρεύμα κορυφής των μαγνητικών εξαρτημάτων κατά την διάρκεια οπου ο διακόπτης είναι σε αγωγή. Η μέθοδος αυτή έχει πολύ γρήγορη απόκριση χρόνου σε μεταβολή του σήματος εισόδου έως την διαμόρφωση του σήματος εξόδου. Εάν άλλο πλεονέκτημα της είναι η δυνατότητα ελέγχου υπερεντάσεων στην έξοδο. Τυπική χρήση αυτής της μεθόδου είναι στην τοπολογία boost.



Σχήμα 22: Μπλοκ διάγραμμα λειτουργίας της μεθόδου ελέγχου ρεύματος.

### **Μέθοδος υστέρησης -Hysteretic control**

Η μέθοδος αυτή λειτουργεί προσπαθώντας να διατήρηση την μεταβλητή παράμετρο μεταξύ δυο ορίων .Αυτή μπορεί να είναι είτε μέθοδος ύστερης ρεύματος είτε μέθοδος ύστερης τάσης ή ταυτόχρονα και οι δυο. Τέλος η μέθοδος δεν χρησιμοποιείται πολύ καθώς απαιτεί πολύ προσεκτική επιλογή ελεγκτών.

Γενικότερα στην κατασκευή ανάλογα την μέθοδο ανάδρασης και το διαθέσιμο ολοκληρωμένο κύκλωμα ελέγχου απαιτείται τροφοδοσία τάσης 10 Volt έως 30Volt. Έτσι στο δευτερεύων του Μ/Σ δημιουργείται μια τάση για την τροφοδοσία του κυκλώματος αυτού η οποία ονομάζεται Vbias.

### **3.7 ΑΠΟΔΟΣΗ**

Πάλι και εδώ ως απόδοση ορίζεται ο λόγος  $P_{out}/P_{in}=\eta$

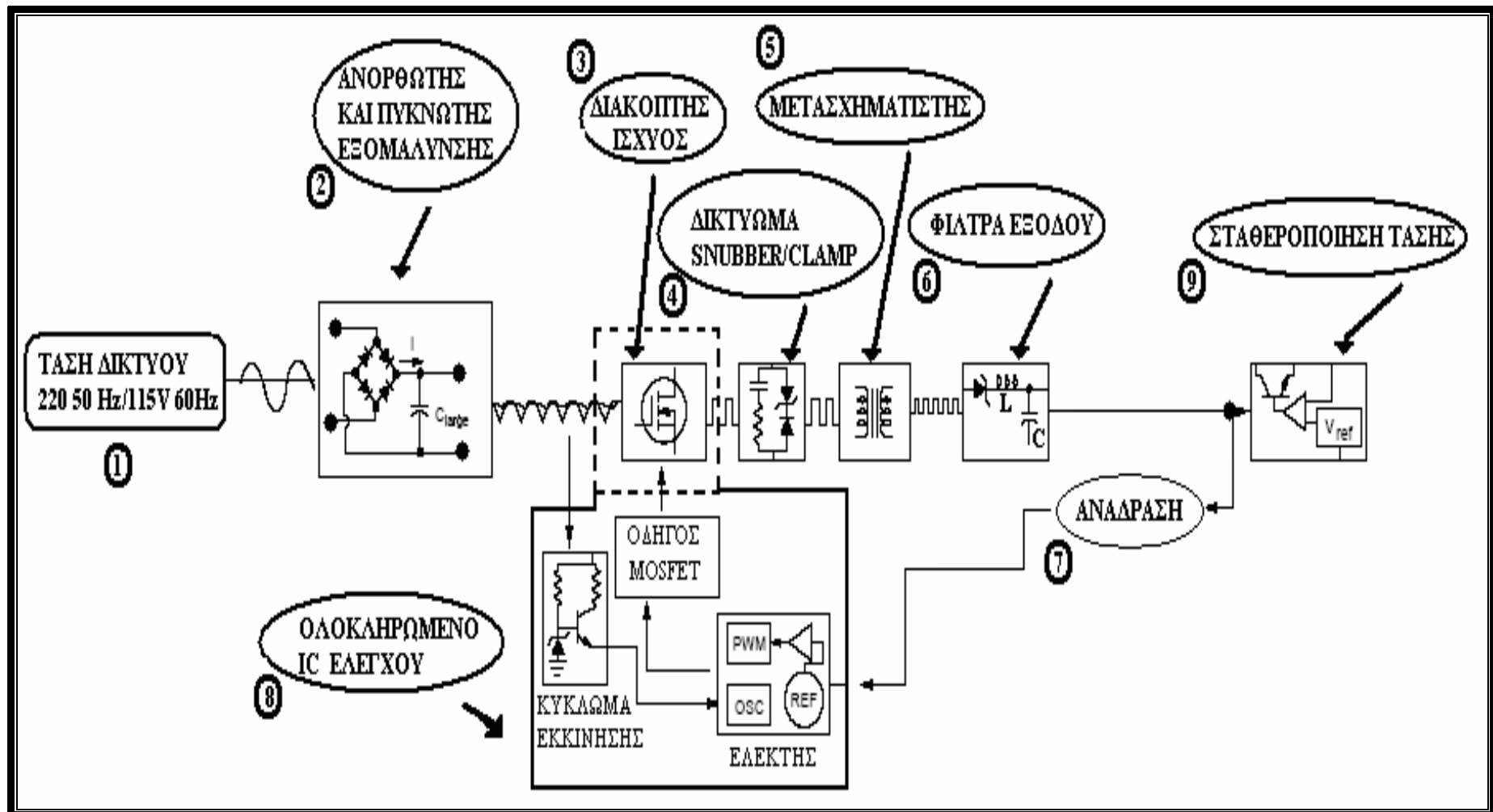
Θεωρητικά ισχύει ότι το  $P_{in}=I_{in}*V_{in}=P_{out}=1/\eta$ . Ομως στην πραγματικότητα υπάρχουν πάντα απώλειες. Έτσι αν για τον συντελεστή απόδοσης δεν έχουμε διαθέσιμα στοιχεία από το τροφοδοτικό που μελετάμε τον θεωρούμε ίσο με  $\eta= 0.8$  Από αυτόν μπορούμε αν υπολογίσουμε τις συνολικές απώλειες  $P_L$  του τροφοδοτικού

από τον γενικό τύπο :  $P_L = \left(\frac{1-\eta}{\eta}\right) \times P_O$  ,οι οποίες προστίθενται με την ισχύ

εξόδου για να μας δώσουν την συνολική κατανάλωση σε ισχύ του τροφοδοτικού

Στην πράξη ένα ποσοστό 40%-60% του  $P_L$  εμφανίζεται πάνω σε εξαρτήματα τα οποία είναι συνδεδεμένα ποιο πριν από το πρωτεύων του μετασχηματιστή την χρονική διάρκεια που αυτός αποθηκεύει ενεργεία. Τέτοια είναι η γέφυρα ανόρθωσης το φίλτρο EMI με τα πηνία εισόδου καθώς και το ρεύμα εκκίνηση του PWM ελεγκτή. Ενώ το υπόλοιπο μέρος των απωλειών εμφανίζεται στο μετασχηματιστή το δικτύωμα clamp στο πρωτεύων και στις διόδους ανόρθωσης εξόδου όταν πλέον ο μετασχηματιστής απελευθερώνει την ενεργεία του.



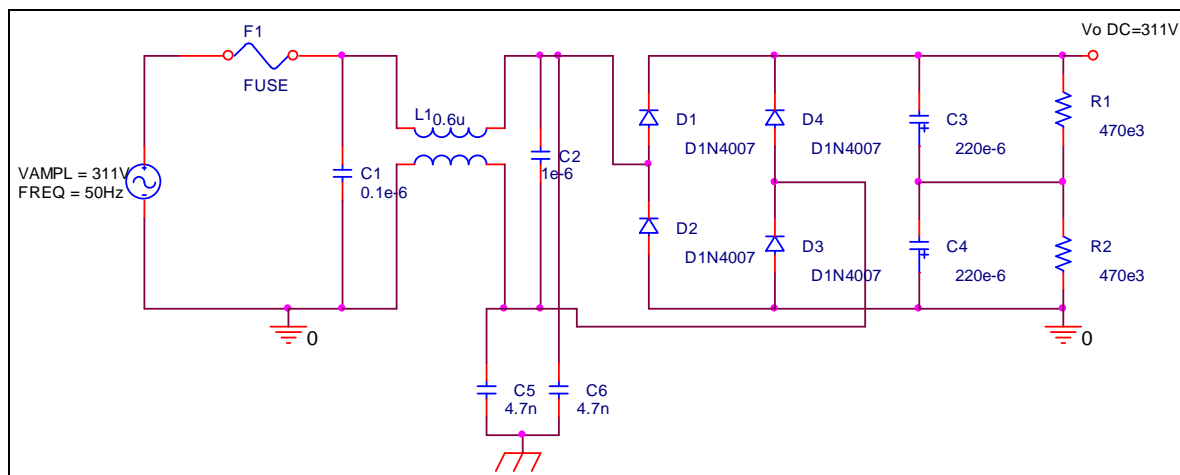


**ΤΥΠΙΚΟ ΜΠΛΟΚ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ ΜΕ ΑΠΟΜΟΝΩΣΗ**

## 4. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΒΑΘΜΙΔΩΝ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

### 4.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC ΑΠΟ 311V ΣΕ 12V & 5V

- Βαθμίδα ισχύος.

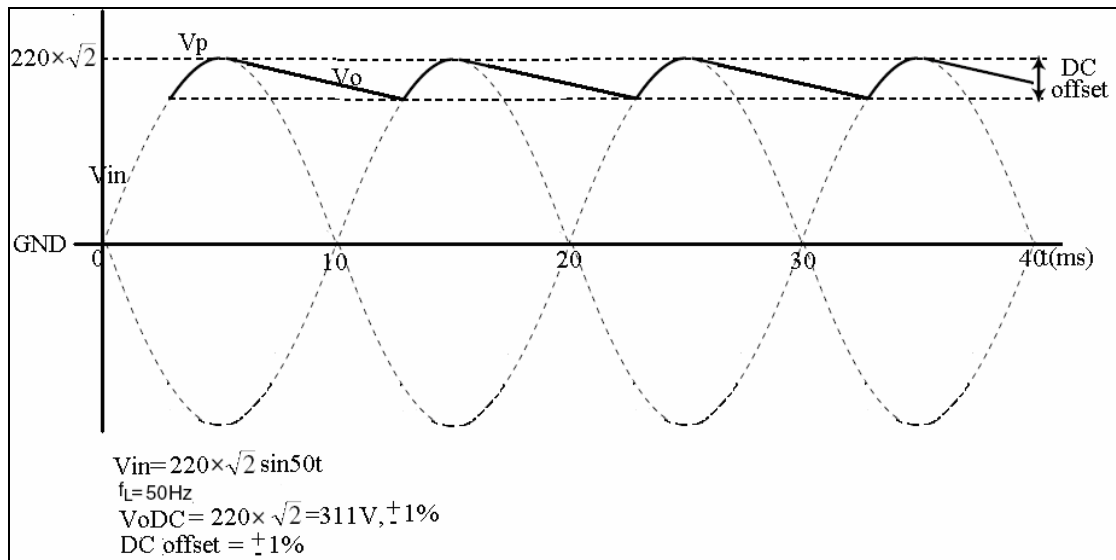


Σχήμα 1: Βαθμίδα μετατροπέα ισχύος AC-DC.

Με την κυκλωματική διάταξη αυτήν εξασφαλίζουμε την αποθήκευση ενέργειας που θα χρησιμοποιήσει η διάταξη του τροφοδοτικού καθώς και το φιλτράρισμα πιθανών αρμονικών συχνοτήτων που θέλουν να εισέλθουν από το δίκτυο προς το τροφοδοτικό και το αντίθετο παρέχοντας προστασία από ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή.

Η κατασκευή του έγινε με τέτοιο τρόπο ώστε να μπορεί να λειτουργήσει ομαλά σε ένα συγκεκριμένο εύρος τάσης εισόδου AC και να παρέχει την απαιτούμενη DC τάση εξόδου με πολύ μικρή κυμάτωση. Για το λόγω αυτό τα υλικά που απαρτίζουν το δικτύωμα φίλτρου καθώς και οι δίοδοι ανόρθωσης σε συνδυασμό με τους πυκνωτές εξομάλυνσης έχουν επιλεγεί να αντέχουν σε αυτήν την λειτουργία. Ποιο συγκεκριμένα η ασφάλεια F1 εξασφαλίζει προστασία από πιθανό λάθος στο κύκλωμα καθώς το απομονώνει από την πηγή AC, στο δικτύωμα φίλτρου οι πυκνωτές C1 C2 αντέχουν τάσεις AC μέχρι και 275V η τιμή του πυκνωτή C1,C2 είναι μικρή για να επιτυγχάνεται χαμηλή αντίσταση διαρροής, η ύπαρξη των πυκνωτών C5 C6 εξασφαλίζει την γείωση υψηλών συχνοτήτων οι δίοδοι ανόρθωσης D1,D2,D3,D4 ανορθώνουν το AC σήμα εισόδου επιλεχθήκαν έτσι ώστε να αντέχουν ρεύμα εισόδου που δίνεται από τον τύπο:  $I_D \geq 2 \cdot I_{Average}$ , Όπου  $I_{Average} = P_{out} / (V_{in \min} \cdot \eta)$  με

$\eta$ : η πιθανή απόδοση ίση με 0.8,  $V_{\min}$ : η ελάχιστη τάση εισόδου και  $P_{out}$  η ισχύς εξόδου. Τέλος οι πυκνωτές C3,C4 σε συνδυασμό με τις αντιστάσεις R1,R2 αποτελούν το κύκλωμα εξομάλυνσης και σταθεροποίησης της τάσης εξόδου.



**Σχήμα 2:** Κυματομορφές βαθμίδας μετασχηματισμού AC-DC.

Ισχύς εξόδου:  $P_o = 12 \times 1 = 12\text{W}$

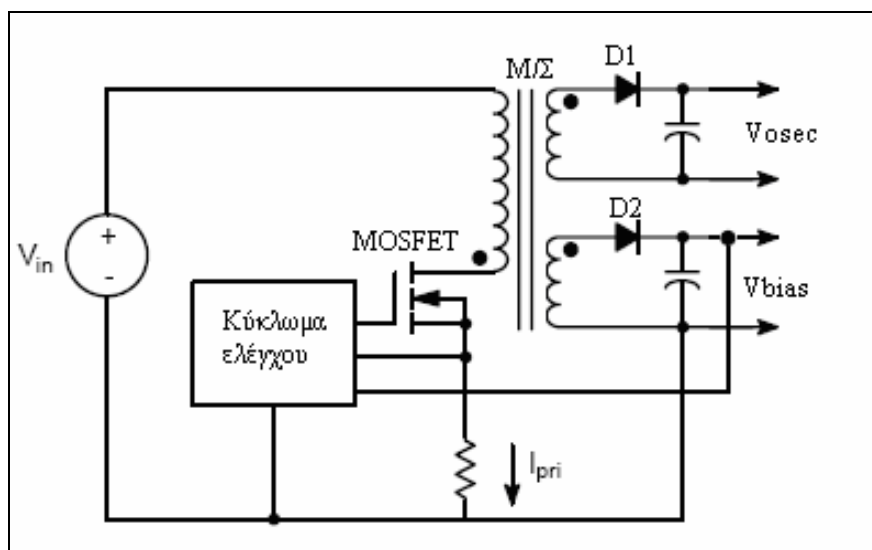
Θεωρώντας τάση εισόδου 220V AC  $\pm 5\%$  Ισχύει:

Μέγιστη τάση εισόδου:

$V_{inmax} = 1.414 \times V_{inacmax} = 1,4142 \times 231 = 326,6\text{VDC}$

Ελάχιστη τάση εισόδου:

$V_{inmin} = 1.414 \times V_{inacmin} = 1,4142 \times 209 = 295,5\text{VDC}$

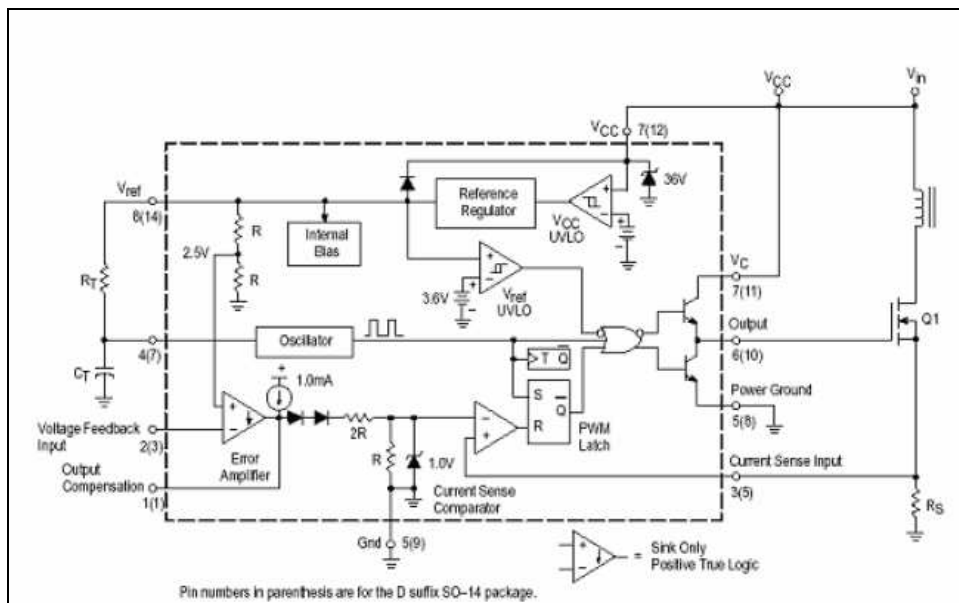


**Σχήμα 3:** Μπλοκ διάγραμμα ελέγχου μετατροπέα flyback..

- **Ανάλυση λειτουργίας O.K. UC3845.**

Το O.K που επιλέχθηκε ως η βάση για την παραγωγή του σήματος ελέγχου PWM έχει τα απαιτούμενα χαρακτηριστικά για να λειτουργήσει σε παλμοτροφοδοτικά off-line σταθερής συχνότητας με ανάδραση ρεύματος όπως το συγκεκριμένο. Γενικότερα παρέχει την δυνατότητα για χαμηλή κατανάλωση με ρεύμα εκκίνησης μικρότερο από 1mA ,ψηφιακά υποκυκλώματα για την ακριβέστερη λειτουργία

του, αναλογικούς συγκριτές με δυνατότητα ελέγχου των τάσεων σύγκρισης, PWM συγκριτή και έξοδο totem pole, ιδανική για την οδήγηση N Channel MOSFET.



**Σχήμα 4:** Λειτουργικό διάγραμμα UC3845

Προκειμένου να τροφοδοτηθεί το O.K. αξιοποιούμε την δυνατότητα που έχει το ολοκληρωμένο, που όταν δεχτεί ρεύματα κατωτέρα από 30mA στον ακροδέκτη τροφοδοσίας του να ενεργοποιείται η εσωτερική διάδος Zener και να παράγει αυτή την τάση τροφοδοσίας του ολοκληρωμένου. Με τον τρόπο αυτόν μειώνουμε τα εξωτερικά εξαρτήματα που απαιτεί το O.K για τροφοδοσία του καθώς επίσης επιτυγχάνεται και ταχεία εκκίνηση του με ύπαρξη ακόμα και φορτίου στην έξοδο.

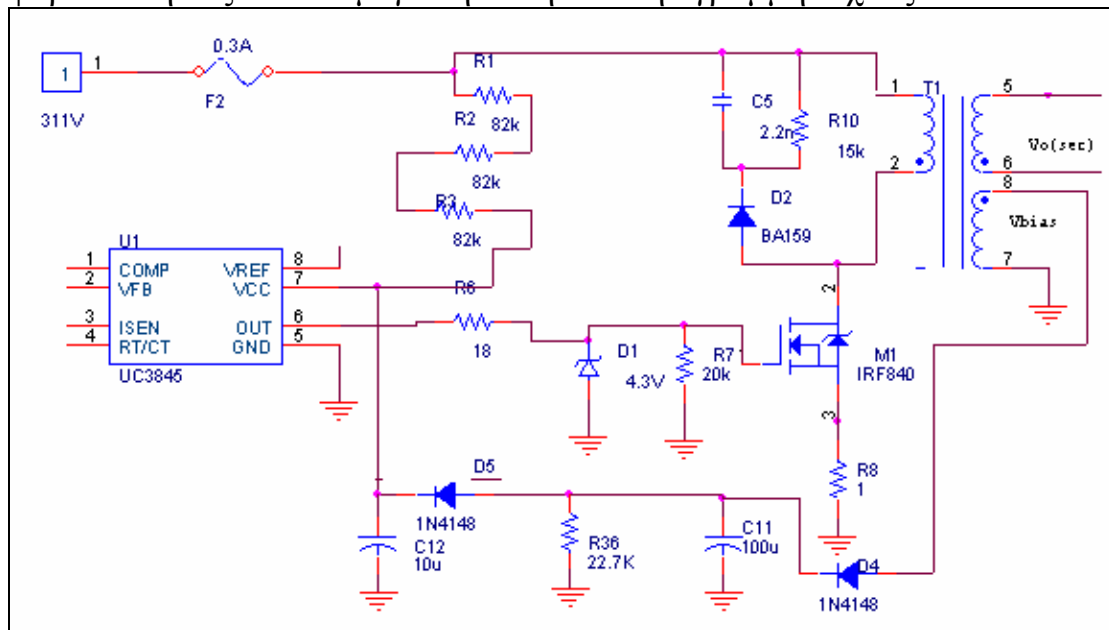
Σε περίπτωση όμως που θέλουμε ανεξάρτητη τροφοδοσία μπορούμε να δημιουργήσουμε δευτερεύων τύλιγμα στον Μ/Σ το οποίο μπορεί να αξιοποιηθεί καθαρά για την τροφοδοσία του ακροδέκτη αυτού. Τα χαρακτηριστικά αυτής θα πρέπει να είναι  $10\text{ V} < V_{\text{bias}} < 25\text{ V}$  ανεξάρτητος ρεύματος ή τάση  $> 25\text{ V}$  με ρεύμα  $< 30\text{ mA}$ . Το μειονέκτημα αυτού του τρόπου είναι η αργοπορία εκκίνησης της κατασκευής, αδυναμία να ξεκινήσει υπό πλήρες φορτίο, η μεγαλύτερη ανάστροφη τάση την οποία πρέπει να αντέξει το MOSFET καθώς επίσης και πρόσθετα εξαρτήματα ελέγχου αυτού του νέου τυλίγματος

Στην κατασκευή αξιοποιήθηκαν και η δυο τρόποι πιο συγκεκριμένα ένα ποσοστό ρεύματος εκκίνησης παρέχεται από το την γραμμή ισχύος και ένα ποσοστό από τύλιγμα στον Μ/Σ καθαρά για τροφοδοσία του O.K το οποίο έχει ονομαστεί  $V_{\text{bias}}$ . Ποιο συγκεκριμένα από τη γραμμή ισχύος θα πάρουμε 1,26mA για να ξεκινήσει άμεσα το τροφοδοτικό την λειτουργία του και μόλις λειτουργήσει θα δημιουργηθεί στο τύλιγμα

πόλωσης ( $V_{bias}$ ) τάση μεταξύ το προαναφερθέντων ορίων το οποίο θα προσδώσει το επιπλέον ρεύμα για την μόνιμη τροφοδοσία του O.K.

Η τιμή των αντιστάσεων για δεδομένο ρεύμα και τάση είναι:  $R=311/1,26 \text{ mA} = 246\text{K}\Omega$  με ισχύ  $P=V*I= 1,26 \text{ mA} * 311=0.39\text{W}$ . Οπότε βάζοντας σε σειρά 3 αντιστάσεις  $82\text{K } 0.5\text{W } \pm 5\%$  κάθε μια παρέχουμε το απαραίτητο ρεύμα εκκίνησης .Στο τύλιγμα  $V_{bias}$  η τάση προκύπτει από την ανόρθωση της παλμικής τάσης εξόδου του μέσω των διόδων 1N4148. Η γείωση όλων των εξαρτημάτων που απαρτίζουν την  $V_{bias}$  είναι ίδια με αυτήν της γραμμής ισχύος. Η διάταξη εξομάλισης και η σταθεροποίησης της γίνεται μέσω των πυκνωτών και διόδων που ακολουθούν.

Η αντίσταση  $R36=22,7\text{K}$  λειτουργεί ως φίλτρο για τις αιχμές τάσης που δημιουργούνται από την παρασιτική αυτεπαγωγή του πυρήνα οι οποίες θα οδηγούσαν σε αύξηση της  $V_{bias}$  όταν θα αυξάνονταν το φορτίο της εξόδου  $V_{o(sec)}$  . Η ιδανική της τιμή μπορεί να βρεθεί εμπειρικά έτσι ώστε η μέγιστη τιμή της να επιτρέπει την ενεργοποίηση της  $V_{bias}$  με ελάχιστο φορτίο εξόδου και ελάχιστη τάση από την γραμμή ισχύος .Ενώ η ελάχιστη τιμή της να επιτρέπει το φιλτράρισμα της  $V_{bias}$  με μέγιστο φορτίο στην έξοδο και μέγιστη τάση από την γραμμή ισχύος.



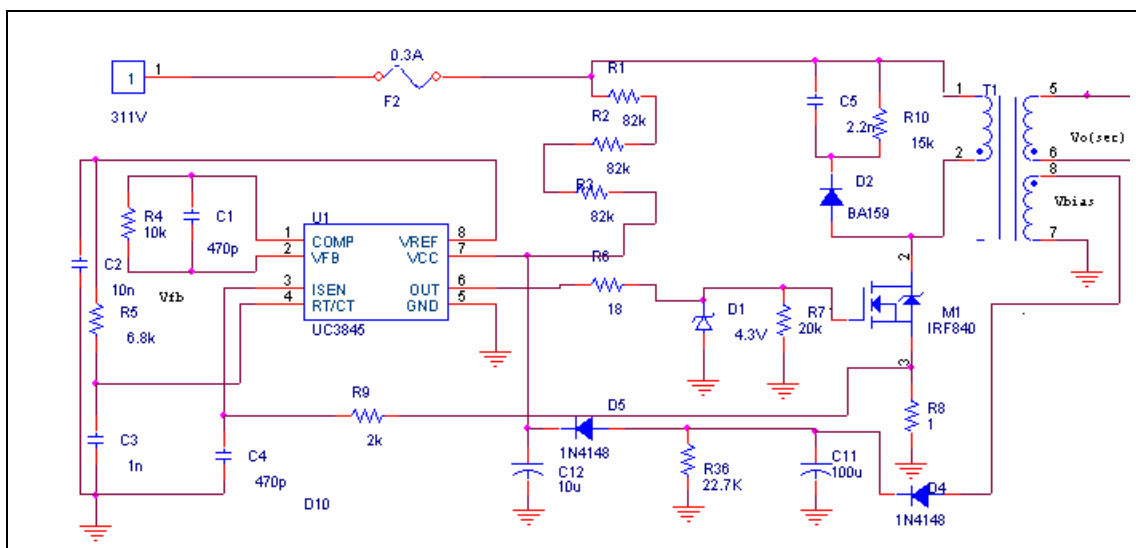
**Σχήμα 5:** Συνδεσμολογία τυλίγματος πόλωσης O.K.( $V_{bias}$ )

Γενικότερα το O.K. έχει την δυνατότητα να αναγνωρίζει περίπτωση ιδιαίτερα χαμηλού φορτιού ακόμα και βραχυκυκλώματος είτε στην έξοδο στο δευτερεύων τύλιγμα  $V_{o(secondary)}$  είτε στο ίδιο το  $V_{bias}$  και όταν συμβεί τείνει να μηδενίζει και την αντίστοιχη τάση . Αυτό γίνεται ως εξής η τάση εξόδου συγκρίνεται με ένα κατώτερο όριο τάσης εντός του O.K το οποίο είναι  $8.5\text{V}$  (UVLO under voltage lock out) και

όταν το ξεπεράσει παύει να λειτουργεί το O.K άρα τροφοδοτείται μονό από την γραμμή ισχύος καθώς το  $V_{bias}$  είναι 0 με αποτέλεσμα να ξαναδιαπιστώνει ο εσωτερικός σύγκρισης ότι είναι κάτω από το όριο των 8.5V κάνοντας αυτήν την λειτουργία για πολλούς κύκλους έως να απομακρυνθεί το βραχυκύκλωμα. Έτσι παρέχεται προστασία και του ολοκληρωμένου αλλά και του διακόπτη ισχύος από καταστροφή λόγω υπερλειτουργίας και κατανάλωσης ιδιαίτερα υψηλής ισχύος.

Τέλος για να εξασφαλιστεί ότι θα δημιουργείται μικρός θόρυβος χρησιμοποιούμε τους πυκνωτές C2,C12 από το  $V_{ref}$  και  $V_{cc}$  pins προς την γείωση, για να παρέχουν την έξοδο των μεταβατικών υψηλ συχων σημάτων προς την γείωση. Επίσης επειδή η έξοδος του PWM O.K. παράγει και αυτή θόρυβο. Ποιο συγκεκριμένα κατά το διάστημα που τείνει να μηδενιστεί πέφτει πιο κάτω από το μηδέν λόγω της ύπαρξης της παρασιτικής αυτεπαγωγής. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιείται η δίοδος D1 η οποία προστατεύει μειώνοντας αυτήν την πτώση.

- **Ανάλυση διακοπτικής λειτουργίας με την χρήση του UC3845**

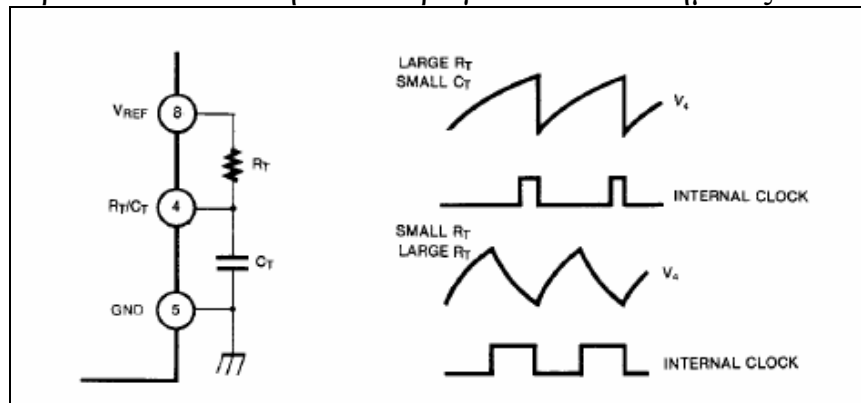


**Σχήμα 6:** Συνδεσμολογία O.K για οδήγηση Mosfet

Από το σχήμα 4 παρατηρούμε ότι για να λειτουργήσει το O.K απαιτείται εκτός από τις τροφοδοσίες η ρύθμιση της συχνότητας λειτουργίας και ρύθμιση σημάτων που θα ενεργοποιήσουν η θα απενεργοποιήσουν την έξοδο. Ο ένας έλεγχος γίνεται από την πλευρά της γραμμής ισχύος και ο άλλος στην πλευρά της εξόδου. Η επιλογή των εξαρτημάτων (R8,R9,C4) που συμμετέχουν στην ανάδραση από την γραμμή ισχύος ρυθμίστηκε έτσι ώστε να παρέχει εκτός από φιλτράρισμα του σήματος ανάδρασης ,χρονοκαθυστέρηση πριν φτάσει στον συγκριτή ρεύματος εντός του O.K. Για την επιλογή τους επιλέγεται πρώτα μια τιμή στον πυκνωτή

μεταξύ 470pF-1nF( $C_4=470\text{pF}$ ) και στη συνέχεια θετουμε την χρονοκαθυστέρηση που θέλουμε να κάνουμε ( $T_d=0,95\mu\text{S}$ ). Οπότε ισχύει  $R_9= T_d/ C_4=0,95\mu\text{S}/470\text{pF}=2.02\text{K}$ . Η τιμή της  $R_8$  επιλέχθηκε έτσι ώστε να προκαλεί τάση στα άκρα της μικρότερη από  $V_{R8\text{max}}\leq 1\text{V}$  κατά την στιγμή που θα συμβεί μια αιχμή ρεύματος. Οπότε θεωρώντας αιχμή ρεύματος κοντά στα  $I_{\text{pk}R8}=0,5\text{A}$ . Ισχύει  $R_8=V_{R8\text{max}}/ I_{\text{pk}R8}=1/0.5=2\Omega$

Για την ρύθμιση της συχνότητας χρησιμοποιείται δικτύωμα εξωτερικών αντιστάσεων. Ποιο συγκεκριμένα επειδή ο κύκλος εργασίας του O.K είναι μεταβλητός για να μπορεί να δημιουργήσει το σήμα PWM θα πρέπει να επιλέξουμε μια συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας η οποία ρυθμίζεται με την επιλογή κατάλληλης αντίστασης και πυκνωτή μέσα από ένα μεγάλο εύρος τιμών. Το O.K έχει εσωτερικό ταλαντωτή του οποίου η συχνότητα ταλάντωσης ρυθμίζεται από έναν εξωτερικό πυκνωτή και αντίσταση, τα οποία όταν τροφοδοτηθούν από τάση λειτουργούν ως βασική μονάδα φόρτισης-εκφόρτισης για τον χρονισμό του εσωτερικού ταλαντωτή που παράγει το PWM σήμα εξόδου.



**Σχήμα 7:** Ρύθμιση εξωτερικού ταλαντωτή

Από το σχήμα 7 φαίνεται πως το εσωτερικό ρολόι μπορεί να ενεργοποιηθεί πιο γρήγορα και για περισσότερο χρόνο επιλέγοντας χαμηλή τιμή για  $R_T$  και υψηλή για  $C_T$ , κατ'επέκταση και ο χρόνος ενεργοποίησης της εξόδου και αγωγής του MOSFET είναι μεγαλύτερος. Το αντίθετο ισχύει για μεγάλη τιμή  $R_T$  και χαμηλή τιμή  $C_T$ .

$$t_c = 0.55 R_T C_T \quad [1]$$

$$t_d = R_T C_T I_n \left( \frac{0.0063 R_T - 2.7}{0.0063 R_T - 4} \right) \quad [2]$$

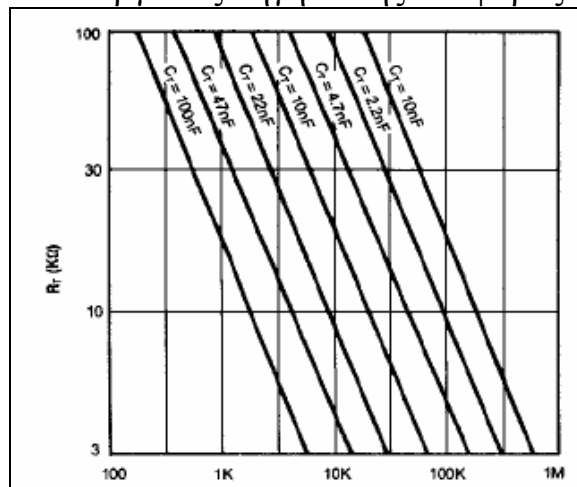
$$f = (t_c + t_d)^{-1} \quad [3]$$

Θεωρητικά για αντίσταση μεγαλύτερη από  $5\text{K}\Omega$  ισχύει κατά προσέγγιση ο παρακάτω τύπος:

$$R_T > 5K\Omega, f = \frac{1.8}{R_T C_T} \quad [5]$$

Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί καθώς μέσα στο Ο.Κ υπάρχει ένα T flip-flop το οποίο επηρεάζει την συχνότητα εξόδου του σήματος PWM καθώς διαιρεί την συχνότητα είσοδο του δια δυο. Οπότε για τον σωστό υπολογισμό του επιλεγούμε συχνότητα εξωτερικού ταλαντωτή διπλάσια από αυτήν της εξόδου του Ο.Κ.

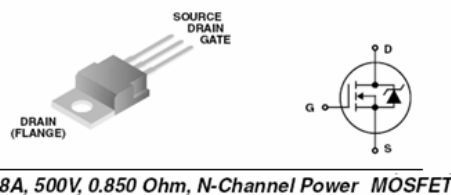
Το Ο.Κ έχει την δυνατότητα λειτουργίας σε συχνότητες πάνω από 500KHZ το οποίο δίνει την δυνατότητα στον σχεδιαστή να επιλέξει μαγνητικά υλικά (Μ/Σ, πηνία φίλτρων), ιδιαίτερα μικρά σε τιμές και μέγεθος βελτιώνοντας το μέγεθος της όλης κατασκευής. Μέσα από τα φύλλα δεδομένων του κατασκευαστή και από το διάγραμμα συχνότητας – αντίστασης ταλαντωτή βρίσκουμε και την απαιτούμενη τιμή πυκνωτή για την επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης. Πιο συγκεκριμένα η συχνότητα ταλάντωσης επιλέχθηκε  $F_s \approx 264KHZ$  η τιμή αντίστασης  $R_t = R_5 = 6.8K\Omega$  και ο πυκνωτής  $C_t = C_3 = 1nF$ , με αποτέλεσμα λόγω της διαίρεσης της δια 2 να είναι ίση με  $F_s \approx 132KHZ$ . Η τάση τροφοδοσίας του ταλαντωτή αυτού είναι ίση με  $V_{ref} = 5V$  και παρέχεται από το pin8 του Ο.Κ το οποίο λειτουργεί ως πηγή τάσης αναφοράς των 5V.



**Σχήμα 8:** Διάγραμμα επιλογής αντίστασης-πυκνωτή ταλάντωσης.

- **Επιλογή του κατάλληλου διακόπτη ισχύος.**

Το MOSFET που επιλέχθηκε στην κατασκευή ήταν το IRF840.



Ο ρόλος του είναι να δουλεύει ως διακόπτης μεταξύ του ενός άκρου του Μ/Σ και της γείωσης για να ελέγχει την τάση που θα αναπτυχθεί στα



άκρα του M/Σ ώστε να βγει στην έξοδο με την τιμή που θέλουμε, πάντοτε με την οδήγηση του από το O.K PWM. Ο συγκεκριμένος διακόπτης θα πρέπει να αντέχει υψηλές τάσεις και αιχμές ρεύματος αρκετών Amper , επίσης να λειτουργεί ομαλά σε υψηλές θερμοκρασίες να έχει μικρή κατανάλωση ισχύς όταν είναι σε κατάσταση on και τέλος να έχει πολύ μικρούς χρόνους μεταβολής από υψηλή κατάσταση σε χαμηλή και το αντίθετο. Ποιο συγκεκριμένα λόγω της τοπολογίας αυτής το MOSFET πρέπει να αντέξει μέγιστη τάση μεταξύ Drain-Source :

$$Piv(\text{peak inverse voltage}) = PIV_{bias} + PIV_{sec} =$$

$$= V_{bias} + \left(\frac{N_{bias}}{N_{pri}} \times V_{in \max}\right) + V_{o \sec} + \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}} \times V_{in \max}\right) =$$

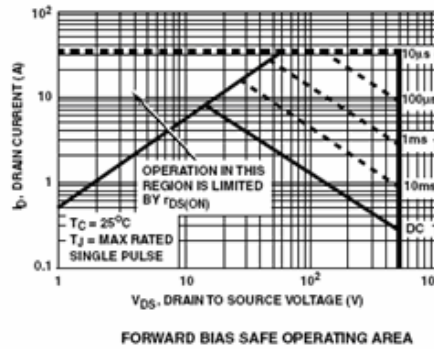
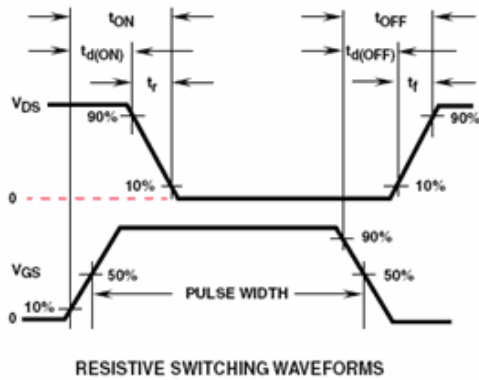
$$= 12 + \left(\frac{7}{52} \times 326\right) + 12 + \left(\frac{7}{52} \times 326\right) = 12 + 43.8 + 12 + 43.8 = 111.7\text{Volt}$$

$$\text{Άρα } V_{DRAIN} = V_{INMAX} + (1.4 \cdot 1.5 \cdot V_{OR}) + 20V =$$

$$= 326 + (1.4 \cdot 1.5 \cdot 111.6) + 20 = 580.5V$$

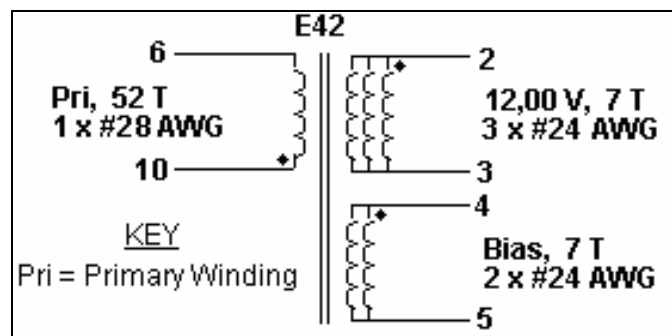
Το Mosfet όμως έχει  $V_{DSmax}=500V$  βέβαια για να προφυλαχθεί περεταίρω γίνεται χρήση δικτυώματος Snubber το οποίο παράγει τάση Vclamp που αντιστοιχεί στον ψαλιδισμό που προκαλεί το δικτυωμα αυτό. Αυτό αποτελείται από τον πυκνωτή C5 την αντίσταση R10 και την δίοδο D2 και προκαλεί Vclamp περίπου 110Volt. Οπότε η τάση που θα δημιουργηθεί θα μπορεί να ελεγχθεί από τον διακόπτη καθώς και οι αιχμές ρεύματος. Βλέποντας το διάγραμμα B από τα φύλλα δεδομένων διαπιστώνουμε ότι όταν τάση λειτουργίας μεταξύ Drain-Source γίνει μέγιστη θεωρητικά κοντά στα 450 Volt το μέγιστο ρεύμα που θα μπορεί να αντέξει και με δεδομένο χρονικό εύρος παλμου  $1/132\text{KHZ}=7,5\text{msec}$  για να λειτουργήσει ομαλά είναι κοντά στα 3A. Αυτό μπορεί να αποτελεί αιχμή ρεύματος είτε κανονικό ρεύμα. Στην κατασκευή αυτή τα όρια ρεύματος δεν ξεπεράστηκαν. Τέλος το Mosfet έχει μικρούς χρόνους μετάβασης από Low σε High και το αντίστροφο και ανεπηρέαστους από τις μεταβολές θερμοκρασίας λόγω κατασκευής όπως φαίνεται και στον επόμενο πίνακα .

Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$V_{DD} = 250V, I_D \approx 8A, R_G = 9.1\Omega, R_L = 30\Omega$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature.	-	15	21	ns
Rise Time	$t_r$		-	21	35	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	50	74	ns
Fall Time	$t_f$		-	20	30	ns

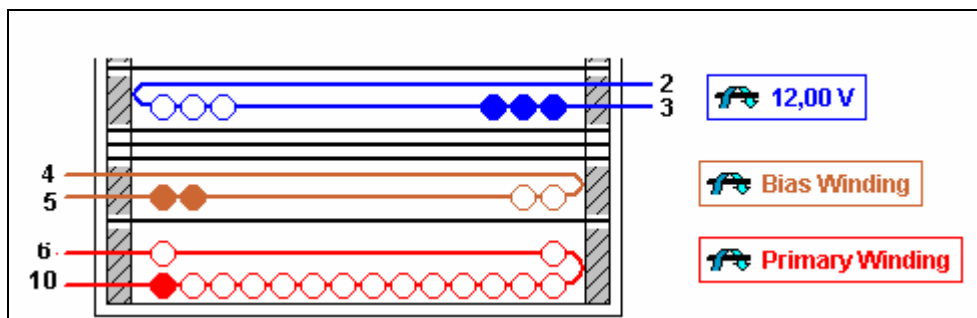


Διαγράμματα A,B(Χαρακτηριστικές λειτουργίας IRF840)

- Κατασκευαστική δομή του Μ/Σ.



Σχήμα 9 : Ηλεκτρικό διάγραμμα Μ/Σ



Σχήμα10 :Μηχανικό διάγραμμα Μ/Σ

Core: E42

Bobbin: Generic, 5 pri. + 5 sec.

### Οδηγίες κατασκευής μετασχηματιστή

Αφήνουμε περιθώριο 3,2mm δεξιά και αριστερά του κεντρικού στελέχους της μπομπίνας και στην συνέχεια περνάμε στην κατασκευή του **προτεύοντος τυλίγματος (Primary Winding)**. Ξεκινώντας από το pin10 και με δεξιόστροφη φορά τυλίγουμε 52 στροφές μονού (x 1 filar) πηνιοσύρματος 28 AWG με σκοπό την δημιουργία ενός στρώματος ομοιόμορφα κατανεμημένου σε όλο το μήκος της μπομπίνας και

καταλήγουμε στο pin 6. Στην συνέχεια καλύπτουμε το Πρωτεύον τύλιγμα με 1 στρώση μονωτικής ταινίας.

Για την κατασκευή του **τυλίγματος πόλωσης (Bias Winding)** ξεκινούμε από το pin5 και διατηρώντας την ίδια φορά περιέλιξης με το πρωτεύον τυλίγουμε 7 στροφές διπλού (x 2 filar) πηνιοσύρματος 24 AWG ομοιόμορφα κατανεμημένες σε όλο το μήκος της μπομπίνας και καταλήγουμε στο pin4. Στην συνέχεια καλύπτουμε το τύλιγμα με 3 στρώσεις μονωτικής ταινίας.

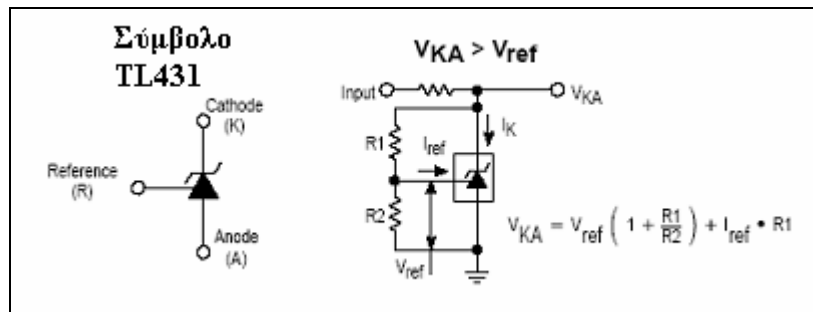
Τελευταίο τύλιγμα είναι το **δευτερεύον του μετασχηματιστή (Secondary Winding)** για την κατασκευή του οποίου ξεκινούμε από το pin 3 και διατηρώντας την ίδια δεξιόστροφη φορά περιέλιξης με τα δύο προηγούμενα τυλίγματα τυλίγουμε 7 στροφές τριπλού (x 3 filar) πηνιοσύρματος 24 AWG ομοιόμορφα κατανεμημένες σε όλο το μήκος της μπομπίνας καταλήγοντας στο pin 2. Στην συνέχεια καλύπτουμε το τύλιγμα με 1 στρώση μονωτικής ταινίας.

Η κατασκευή του μετασχηματιστή ολοκληρώνεται με την συναρμολόγηση και σταθεροποίηση επάνω στην μπομπίνα των δύο κομματιών από φερρίτη που αποτελούν τον πυρήνα.

- **Έλεγχος της τάσης εξόδου μέσω ανάδρασης.**

Επειδή η τάση εξόδου μεταβάλλεται αισθητά με την ύπαρξη χαμηλού φορτίου κρίνεται απαραίτητο να ελέγχεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να μένει σταθερή και απομονωμένη με την βοήθεια του PWM. Έτσι γίνεται χρήση κυκλώματος ανάδρασης προς αυτό με την βοήθεια οπτοζεύκτη . Το O.K. περιέχει εσωτερικά συγκριτή ο οποίος δέχεται στην μη αναστρέφουσα είσοδο του μια τάση αναφοράς 2.5V ενώ η αναστρέφουσα είσοδος pin 2 του αποτελεί είσοδο σήματος ελέγχου για συνδεσμολογία ανάδρασης . Το σήμα σφάλματος που προκύπτει από αυτόν τον συγκριτή ελέγχει εμμέσως και το σήμα PWM που παράγει ο εσωτερικός ταλαντωτής του O.K και το οποίο οδηγεί τον διακόπτη ισχύος mosfet (IRF840). Το αποτέλεσμα είναι η διακοπή ή μη της αγωγής του ανάλογα με την τιμή του σήματος σφάλματος . Η οπτική ανάδραση εξασφαλίζει επίσης απομόνωση μεταξύ του O.K και της τάσης εξόδου  $V_o$  τα οποία έχουν διαφορετική γείωση.

Ποιο συγκεκριμένα το O.K. TL431 ,το οποίο λειτουργεί ως μια προγραμματιζόμενη Zener της οποίας η ανάστροφη τάση  $V_{KA}$  καθορίζεται με μεγάλη ακρίβεια μέσω της  $V_{ref}$  από εξωτερικά στοιχεία

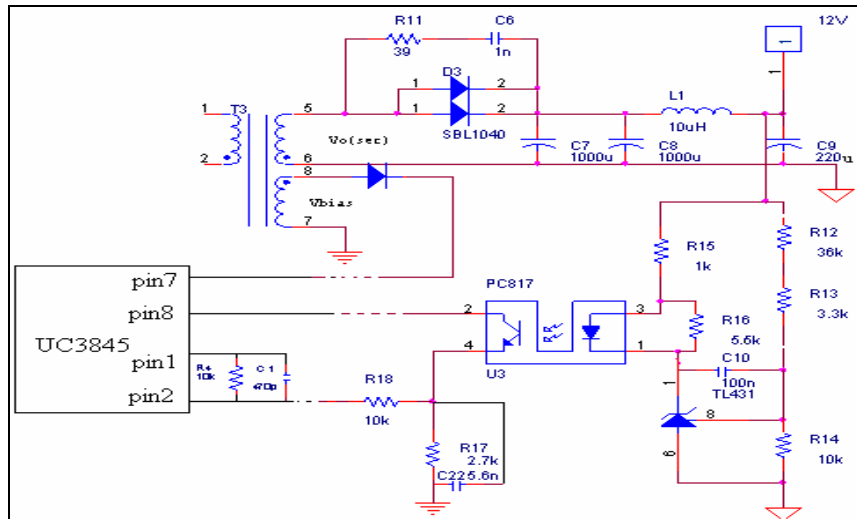


καθώς και ο οπτοζεύκτης PC817, ο οποίος αποτελείται από μια δίοδο υπέρυθρου και ένα τρανζίστορ του οποίου η βάση ενεργοποιείται από υπέρυθρη ακτινοβολία αποτελούν τον συνδετικό κρίκο μεταξύ της τάσεως εξόδου  $V_{sec}$  και του Ο.Κ. ελέγχου εξασφαλίζοντας επίσης την απομόνωση των δύο κυκλωμάτων .

- **Μελέτη του βρόγχου ανάδρασης**

Το δικτύωμα των αντιστάσεων  $R12=36K$ ,  $R13=3,3K$   $R14=10K$  υλοποιούν έναν διαιρετή τάσης ο οποίος δημιουργεί ένα σήμα ανάλογο της τάσεως εξόδου το οποίο ελέγχει την είσοδο  $V_{ref}$  του TL431 και κατά συνέπεια την αναστροφή τάση  $V_{KA}$  στα άκρα της φωτοδίοδου του PC817. Η τάση αυτή πολώνει τη φωτοδίοδο με αποτέλεσμα να διαρρέσει από ένα ανάλογο ρεύμα  $I_d$ . Αυτό το ρεύμα ενισχύεται βάση του  $CTR\% = I_{collector}/I_{diode}$  (current transfer ratio %) του οπτοζεύκτη δημιουργώντας ένα ανάλογο ρεύμα  $I_c$  στον εκπομπό του τρανζίστορ. Χρησιμοποιώντας έναν οπτοζεύκτη με υψηλό κέρδος πετύχουμε μεγαλύτερο  $CTR\% = I_{collector}/I_{diode}$  (current transfer ratio %) καθώς η τιμή της  $R15$  μπορεί να αυξηθεί με αποτέλεσμα μικρότερη κατανάλωση ρεύματος. Το παραπάνω σήμα ρεύματος μετατρέπεται σε σήμα τάσης μέσω των αντιστάσεων  $R17=2,7K$ ,  $R18=10K$  το οποίο θα χρησιμοποιηθεί και ως σήμα ελέγχου για το UC3845. Όταν η έξοδος βρίσκεται στην επιθυμητή τιμή των 12V τότε αυτό το σήμα ελέγχου έχει την τιμή των 2,5V. Όπως έχει ειπωθεί παραπάνω το σήμα αυτό οδηγείται στην αναστρέφουσα είσοδο ενός συγκριτή όπου σε συνδυασμό με την τάση αναφοράς των 2,5V της μη αναστρέφουσας εισόδου προκύπτει μηδενικό σήμα σφάλματος στην έξοδο του συγκριτή. Η έξοδος αυτή ελέγχει εμμέσως τον παλμό PWM οδήγησης του mosfet ελέγχοντας έτσι την ισχύ που μεταβιβάζεται στο πρωτεύων του μετασχηματιστή. Με την παραπάνω διαδικασία υλοποιείται έτσι ένας βρόγχος ανάδρασης και ελέγχου με απώτερο σκοπό την σταθεροποίηση της τάσης εξόδου στο δευτερεύον τύλιγμα. Το Ο.Κ. TL431 για σωστή λειτουργία έχει τυπική τιμή για ελάχιστο ρεύμα καθόδου το 1mA. Για τον λόγο αυτό έχει επιλεγθεί τιμή αντίστασης  $R15=1K$ ,  $R16=5,6K$  ώστε να δημιουργηθεί ρεύμα  $1,81mA > 1mA$ . Η αντίσταση  $R15$  καθορίζει το συνολικό κέρδος του συστήματος του οπτοζεύκτη και εξασφαλίζει την μείωση σε μεταβατικά ρεύματα που θα εμφανιστούν στην έξοδο. Τέλος ο πυκνωτής

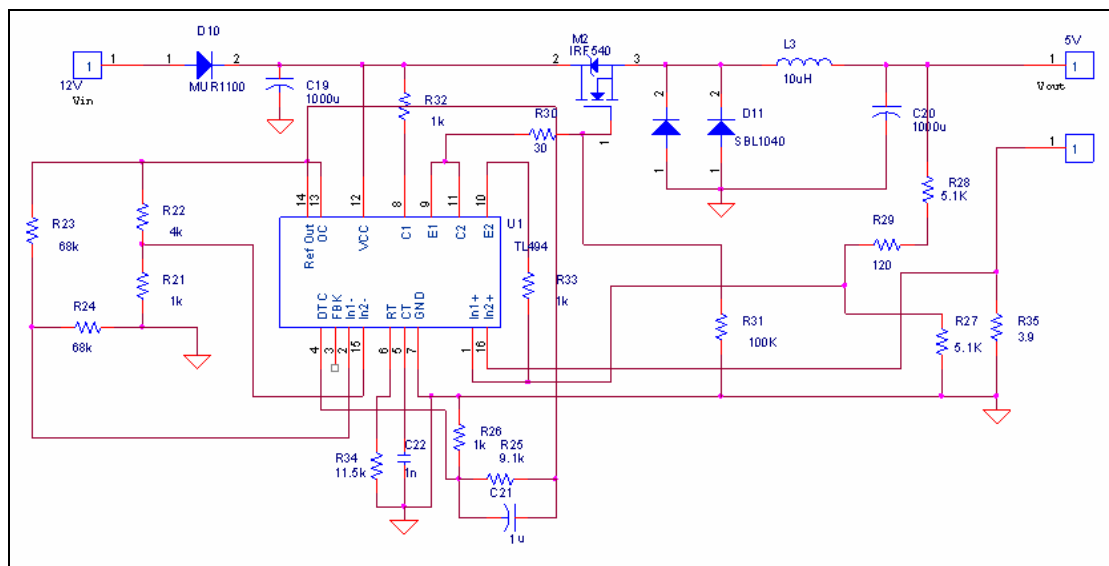
C10=100n μαζί με τις αντιστάσεις R15=1K, R16=5,6K συμβάλλουν στην ομαλή απόκριση του TL431 στις μεταβολές της εξόδου ανάλογα το φορτίο .



**Σχήμα11 :** Κύκλωμα οπτικής ανάδρασης

• **Φίλτρα εξόδου.**

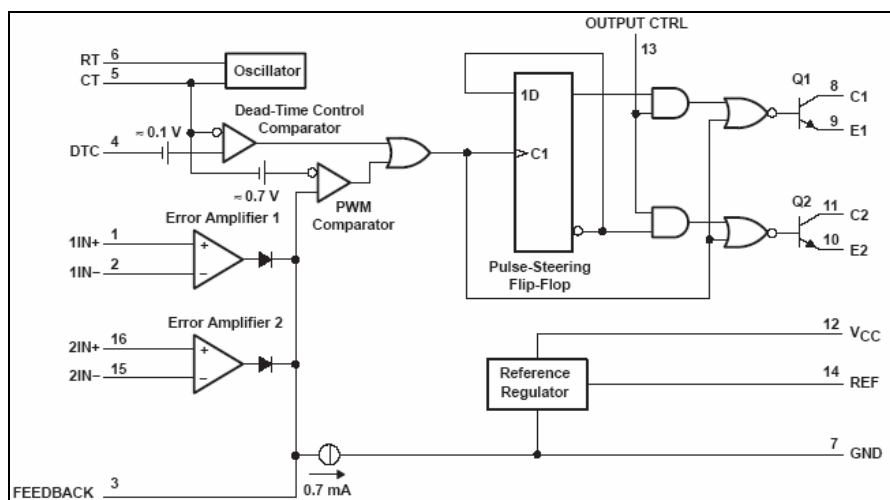
Στο δευτερεύων τύλιγμα το οποίο αποτελεί την έξοδο έχει τοποθετηθεί δικτύωμα snubber πάνω από την διάοδο D3 το οποίο μειώνει την ταλάντωση της εξόδου και συντελεί στην μείωση της EMI. Η τιμές της αντίστασης R11 και του πυκνωτή C6 επιλεχθήκαν μικρές έτσι ώστε να μετριάζουν την ταλάντωση αλλά και να έχουν μικρή κατανάλωση σε περίπτωση απουσίας φορτίου στην έξοδο. Τέλος το πηνίο L1 και ο πυκνωτής C9 αποτελούν ένα φίλτρο 1 τάξης σε σειρά με το προηγούμενο εξασφαλίζοντας μικρότερη κυμάτωση της εξόδου.



**Σχήμα12 :** Σχηματικό κύκλωμα μετατροπέα 12V σε 5V

Η τάση που παράχθηκε στην έξοδο της προηγούμενης βαθμίδας αξιοποιήθηκε για να μετασχηματιστεί σε τάση μικρότερης τιμής με την υλοποίηση ενός μετατροπέα υποβιβασμού τάσης (buck converter). Ο μετασχηματισμός αυτός έγινε με την τεχνική PWM και το Ο.Κ. ελέγχου TL494 το οποίο εμπεριέχει τα απαιτούμενα χαρακτηριστικά για υλοποίηση μετατροπέων DC-DC, όπως ενισχυτές σφάλματος PWM συγκριτή, έξοδος ισχύος που ελέγχεται με μεγάλη ακρίβεια από ψηφιακά κυκλώματα, ρυθμιζόμενο ταλαντωτή και δυνατότητα παραγωγή τάσης αναφοράς. Ποιο συγκεκριμένα χαρακτηριστικά του είναι τα εξής:

- Εσωτερικός σταθεροποιητής τάσης για παροχή τάσης αναφοράς 5V,  $\pm 5\%$
- Έξοδος με διπολικά τρανζίστορ με δυνατότητα κατανάλωσης ρεύματος έως και 200mA.
- Ακροδέκτης καθορισμού συνδεσμολογίας των τρανζίστορ εξόδου σε push-pull η single-ended.
- Πλήρης έλεγχος του PWM σήματος εξόδου μέσω του ακροδέκτη 4 για την ρύθμιση του κύκλου εργασίας.
- Ταλαντωτής εντός του ολοκληρωμένου με δυνατότητα λειτουργίας είτε ως master είτε ως slave, για συχνότητες από 1KHZ-300 KHZ.
- Προστατευτικό κύκλωμα για αποφυγή παροχής διπλού σήματος σε μια έξοδο.



**Σχήμα 13:** Λειτουργικό διάγραμμα TL494

Ξεκινώντας από τη ρύθμιση του ταλαντωτή για διακοπτική λειτουργία του Mosfet ισχύος επιλεχθήκαν τιμές υλικών σε συνδυασμό με τις δυνατότητες που παρέχει το ολοκληρωμένο στην έξοδο του. Ποιο συγκεκριμένα ρυθμίστηκε έτσι ώστε τα τρανζίστορ να είναι σε συνδεσμολογία push-pull καθώς αυτή είναι η πλέον ενδεδειγμένη για την οδήγηση των Mosfet. Όπως διαπιστώθηκε για να λειτουργεί με την

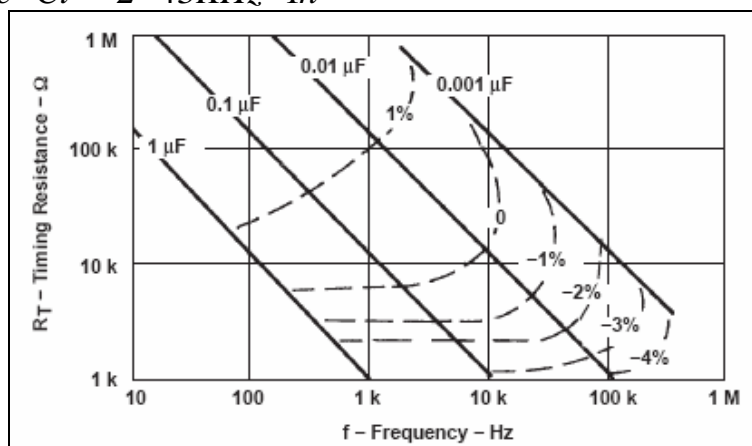
συνδεσμολογία αυτή απαιτείται ο ακροδέκτης 13 να συνδεθεί με την τάση αναφοράς του O.K. Vref που είναι ίση με 5V Το επόμενο βήμα είναι να καθοριστεί η συχνότητα λειτουργία της εξόδου .Ποιο συγκεκριμένα συνδέοντας έναν εξωτερικό πυκνωτή στον ακροδέκτη 5 και μια εξωτερική αντίσταση στον ακροδέκτη 6 καθορίζεται η συχνότητα ταλάντωσης ίση με:

$$f = 1/(2R_T \times C_T)$$

Προκειμένου τα μαγνητικά υλικά να παρουσιάζουν μικρές τιμές αυτεπαγωγής ορίστηκε συχνότητα ταλάντωσης ίση με Fosc=43KHZ.

Έτσι για Ct=C22=1nF

$$R_t = \frac{1}{2 \cdot F_{osc} \cdot C_t} = \frac{1}{2 \cdot 43\text{KHz} \cdot 1\text{n}} = 11.62\text{K} \Omega \cong 11.5\text{k}\Omega.$$



**Σχήμα 13:** Λειτουργικό διάγραμμα TL494

Κύκλος εργασίας : $D=V_o/V_{in}=5/12=0.4166$

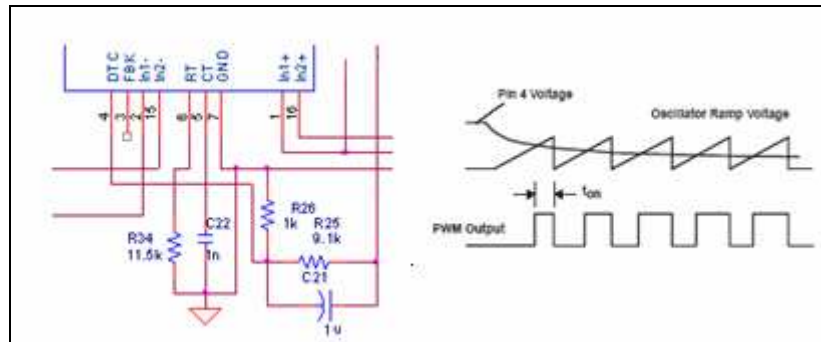
Συχνότητα λειτουργίας : $F_{osc}=43\text{kHz}$

Διακόπτης σε κατάσταση on : $T_{on}=(1/F_{osc}) \cdot D=9.689\mu\text{Sec}$

Διακόπτης σε κατάσταση off : $T_{off}=1/F_{osc} \cdot (1-D) =13.566\mu\text{Sec}$

Το δικτύωμα R25,R26,C21 αποτελεί ένα κύκλωμα ομαλής εκκίνησης των τρανζίστορ εξόδου. Ποιο συγκεκριμένα πρέπει να μειωθεί η υπερλειτουργία τους κατά την εκκίνηση λόγω κυμάτωσης που δημιουργείται στον πυκνωτή εξόδου C20. Χρησιμοποιώντας τον ακροδέκτη ελέγχου 4 σε συνδυασμό με τις αντιστάσεις R25,R26 και τον πυκνωτή C21 ο κύκλος εργασίας των παλμών εξόδου κατά την εκκίνηση αυξάνεται πιο ομαλά από ότι χωρίς να υπήρχε. Ποιο συγκεκριμένα ο πυκνωτής αφόρτιστος οδηγεί τον ακροδέκτη 4. Έτσι η τάση στον ακροδέκτη 4 ξεκινάει από 5V.Καθώς όμως φορτίζει ο πυκνωτής μέσω της αντίστασης R26 αυξάνεται και ο κύκλος εργασίας του παλμού εξόδου μέχρι να φτάσει τελικά στο μέγιστο του όριο ,οπότε και το κύκλωμα ελέγχεται μέσω των εσωτερικών συγκριτών .Με την επιλογή αντιστάσεων για λόγο περίπου 1:10 η μέγιστη τάση που θα δημιουργηθεί

εντός του ακροδέκτη 4 είναι από 5V (αφόρτιστος πυκνωτής) έως.  $0.1 \cdot 5 = 0.5V$  (φορτισμένος πυκνωτής). Έτσι θέτοντας τιμή  $R25=9,1K$ , η  $R26=1K$ , επιτυγχάνεται η ομαλή ενεργοποίηση της εξόδου κατά την εκκίνηση χωρίς να εμφανιστεί κάποιο ανεπιθύμητο σήμα .



**Σχήμα 13:** Λειτουργικό διάγραμμα TL494

Όμως ο χρόνος λειτουργίας του κυκλώματος αυτού είναι συνήθως για 25 έως 100 κύκλους εργασίας . Ένας κύκλος εργασίας είναι ίσος:  
 $t = 1 / F_{osc} = 1 / 43KHZ = 23.25 \mu Sec$

Θεωρώντας ότι θα δουλέψει για 43 κύκλους εργασίας υπολογίζουμε την τιμή του πυκνωτή με τον τύπο της χρονικής σταθερές:  $t = R26 \cdot C21$   
 $\Rightarrow C21 = t / R26 = (23.25 \mu S * 43cycles) / 1k\Omega = 0.999 \mu F \cong 1 \mu F$

Καθώς η έξοδος αποτελεί το σημαντικότερο μέρος αυτού του κυκλώματος θα πρέπει με κάποιο τρόπο να ελέγχεται. Αυτό επιτυγχάνεται με την αξιοποίηση της τάσης αναφοράς των 5V που δημιουργεί εσωτερικά το TL494 καθώς και των ενσωματωμένων συγκριτών που διαθέτει . Τα σήματα που προκύπτουν σε συνδυασμό με το σήμα του ενσωματωμένου ταλαντωτή ελέγχουν το εσωτερικό flip-flop το οποίο οδηγεί τα τρανζίστορ εξόδου με έναν μεταβλητού εύρους παλμό PWM. Η βασική ιδέα της ανάδρασης αυτής είναι να πάρουμε από την τάση εξόδου ένα σήμα  $V_x = 2.5V$  όταν η τάση εξόδου είναι στην επιθυμητή τιμή των 5V και αυτή την τάση να την συγκρίνουμε με μια τάση  $V_y = 2.5V$  που θα δημιουργήσουμε με την βοήθεια της ενσωματωμένης  $V_{ref} = 5V$  . Τα δυο αυτά σήματα οδηγούνται στον συγκριτή (error amplifier) του O.K από τον οποίο το σφάλμα που προκύπτει σε συνδυασμό με το σήμα του ταλαντωτή δημιουργούν έναν ρυθμιζόμενου εύρους παλμό PWM με σκοπό την διατήρηση της επιθυμητής τάσης στην έξοδο. Για τον λόγω αυτό θέτοντας αντίσταση  $R28=5.1K$  και για  $V_{out}=5V$  και  $V_x=2.5V$

$$V_{out} = V_x \cdot \frac{R27}{R28 + R27} \Leftrightarrow 5 = 2.5 \cdot \frac{R27}{5.1K + R27} \Rightarrow R27 = 5.1K\Omega$$



Αντίστοιχα με τον ίδιο τρόπο θέτοντας  $R23=68K$  και για  $V_{ref}=5V$  και  $V_y=2.5V$  προκύπτει  $R24=68K$ . Επίσης για να ρυθμιστεί η τάση εξόδου ακριβώς στα  $5V$  προστέθηκε σε σειρά η αντίσταση  $R29=120\Omega$ . Τέλος με την βοήθεια του δεύτερου ενσωματωμένου συγκριτή (current limiting amplifier) δημιουργείται κύκλωμα ανίχνευσης ρεύματος με σκοπό την διατήρηση του ρεύματος εξόδου σε προκαθορισμένα πλαίσια. Ποιο συγκεκριμένα το δικτύωμα με τις αντιστάσεις  $R21=1K$ ,  $R22=4K$  το οποίο τροφοδοτείται από την  $V_{ref}=5V$  παράγει τάση ίση με  $V_r=1V$  η οποία σε συνδυασμό με την τάση του  $1V$  που θα προκύψει από την αντίσταση  $R35=3,84\Omega$  όταν θα την διαρρέει ρεύμα  $260mA$  «το οποίο αποτελεί και το όριο ρεύματος» θα οδηγηθούν στον δεύτερο συγκριτή ώστε αυτός να επιδράσει στο εύρος του παλμού εξόδου PWM κατά παρόμοιο τρόπο με τον (error amplifier) δίνοντας σήμα για ελάττωση του εύρους του παλμού οδήγησης του mosfet και κατ'επέκταση του ρεύματος εξόδου όταν αυτό υπερβεί τη προκαθορισμένη τιμή.

Το MOSFET που επιλέχθηκε για να λειτουργήσει ως διακόπτης είναι το IFR540 το συγκεκριμένο mosfet παρουσιάζει χαμηλή αντίσταση σε κατάσταση αγωγής και πολύ μικρούς χρόνους μεταγωγής. Κύρια χαρακτηριστικά του είναι  $I_d=33^A$ ,  $V_{dss}=100V$ ,  $P_d=120W$ , N-καναλιού.

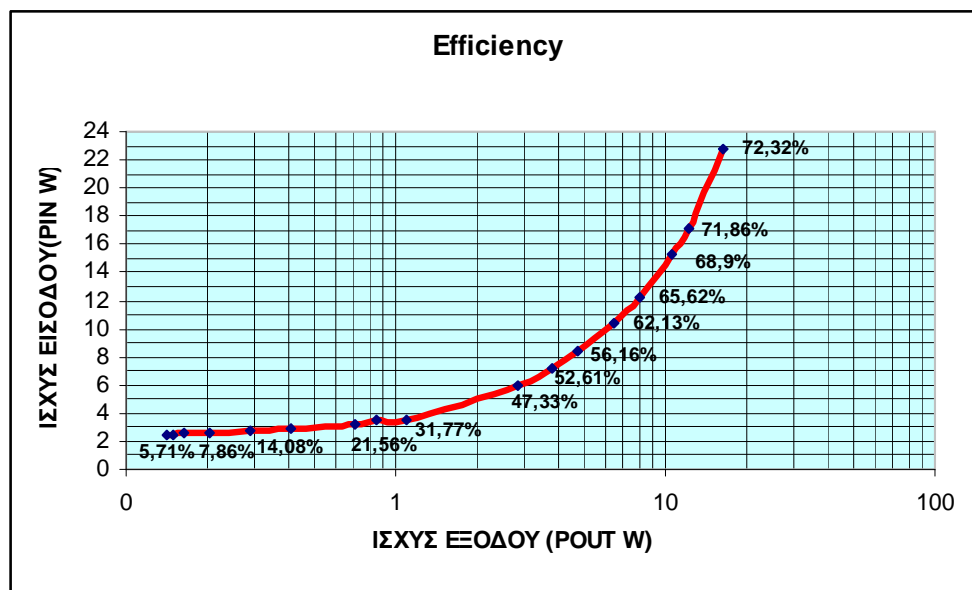
Για την πόλωση του επιλέξαμε χαμηλή τιμή αντίστασης εξόδου  $R30=30\Omega$  προκειμένου να τραβάει επαρκές ρεύμα χωρίς να εξουθενώνει το TL494. Για τον ίδιο λόγο έχουν τοποθετηθεί και οι αντιστάσεις  $R32=1K$ ,  $R33=1K$ . Τέλος επιλέχθηκε υψηλή τιμή για την αντίσταση μεταξύ πύλης και γείωσης  $R31=100k$  στον διαιρετή τάσης ώστε να μεταδίδει όλη την τάση που παράγει το O.K.

## 4.2 ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΤΗΣ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Στο πλαίσιο της πειραματικής μελέτης της απόδοσης της κατασκευής έγιναν μετρήσεις των βασικών μεγεθών οι οποίες παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

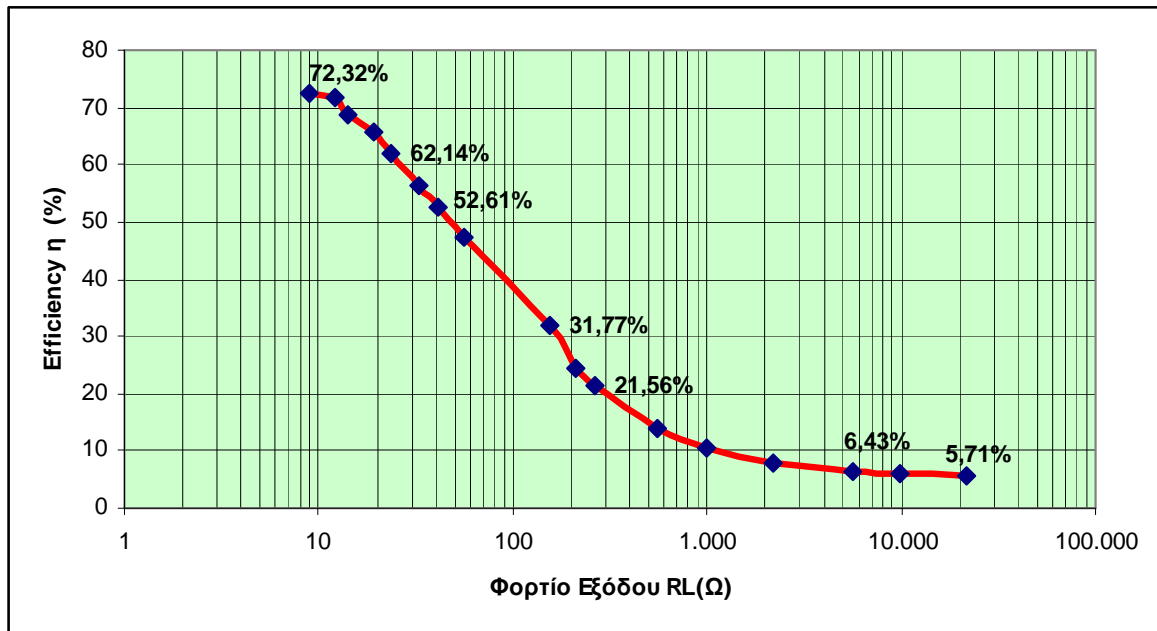
ΦΟΡΤΙΟ RL(Ω)	ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ VIN (V)	ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ IIN (A)	ΙΣΧΥΣ ΕΙΣΟΔΟΥ PIN (W)	ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ VOUT(V)	ΡΕΥΜΑ ΕΞΟΔΟΥ IOUT (A)	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ POUT(W)	ΑΠΟΔΟΣΗ (POUT/ PIN)%
21.900,000	311	0,0080	2,49	12,31	0,012	0,14	5,71
9.970,000	311	0,0081	2,52	12,30	0,012	0,15	5,98
5.580,000	311	0,0081	2,53	12,30	0,013	0,16	6,43
2.190,000	310	0,0084	2,60	12,30	0,017	0,20	7,86
1.000,000	310	0,0088	2,74	12,30	0,023	0,29	10,46
559,000	310	0,0093	2,88	12,30	0,033	0,41	14,08
265,000	309	0,0106	3,28	12,30	0,057	0,71	21,56
211,000	309	0,0112	3,46	12,29	0,069	0,85	24,59
156,400	308	0,0113	3,47	12,29	0,090	1,10	31,77
55,500	308	0,0195	6,01	12,26	0,232	2,84	47,33
41,100	308	0,0234	7,21	12,26	0,309	3,79	52,61
33,000	307	0,0272	8,35	12,26	0,383	4,69	56,16
23,550	307	0,0340	10,44	12,23	0,530	6,49	62,13
19,000	305	0,0400	12,20	12,23	0,655	8,01	65,62
14,300	305	0,0500	15,25	12,18	0,863	10,51	68,90
12,200	305	0,0560	17,08	12,17	1,009	12,27	71,86
8,907	304	0,0750	22,80	12,07	1,366	16,49	72,32

Αξιοποιώντας τις πληροφορίες του παραπάνω πίνακα έγινε προσδιορισμός του βαθμού απόδοσης (efficiency)  $\eta\%=(P_{out}/P_{in})\%$  της κατασκευής όπως φαίνεται στο γράφημα που ακολουθεί.



Γράφημα 1

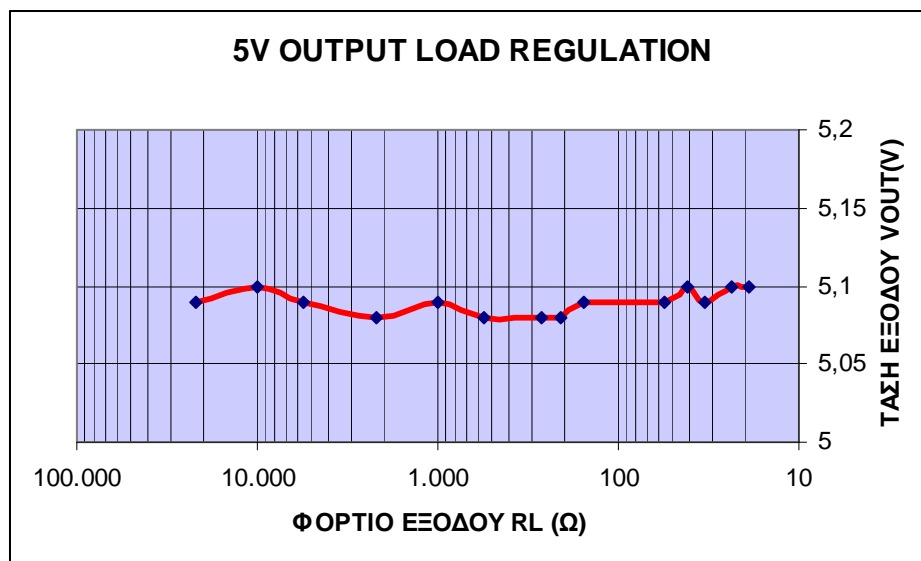
Ο βαθμός απόδοσης  $\eta\%$  του κυκλώματος είναι σε άμεση εξάρτηση με το φορτίο RL που συνδέεται στην έξοδο όπως φαίνεται και στο επόμενο γράφημα.



**Γράφημα 2**

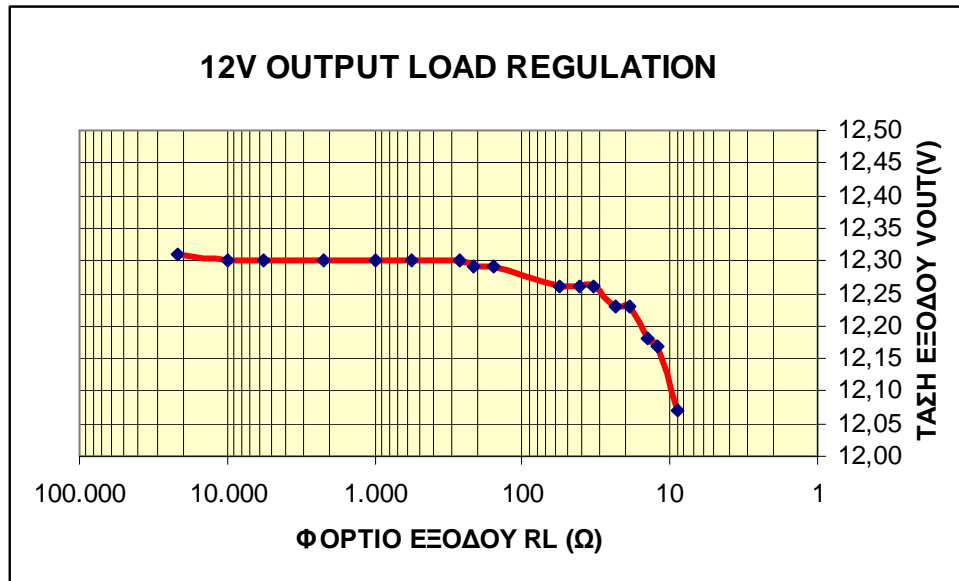
Όπως παρατηρούμε ο βαθμός απόδοσης  $\eta\%$  αυξάνεται εκθετικά με την μείωση του φορτίου RL. Ξεκινά από πολύ χαμηλές τιμές για υψηλά φορτία εξόδου  $RL > 100\Omega$  για να αποκτήσει την μέγιστη τιμή του στην κατάσταση πλήρους φορτίου (full load efficiency) για  $RL \geq 9\Omega$ .

Στη συνέχεια γίνεται η μελέτη της σταθερότητας των τάσεων εξόδου του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα στα παρακάτω γραφήματα φαίνεται η διακύμανση των δύο τάσεων εξόδου συναρτήσει διαφόρων φορτίων.



**Γράφημα 3**

Όπως παρατηρούμε η έξοδος των 5V είναι πολύ σταθερή για ένα μεγάλο εύρος φορτίων εξόδου.

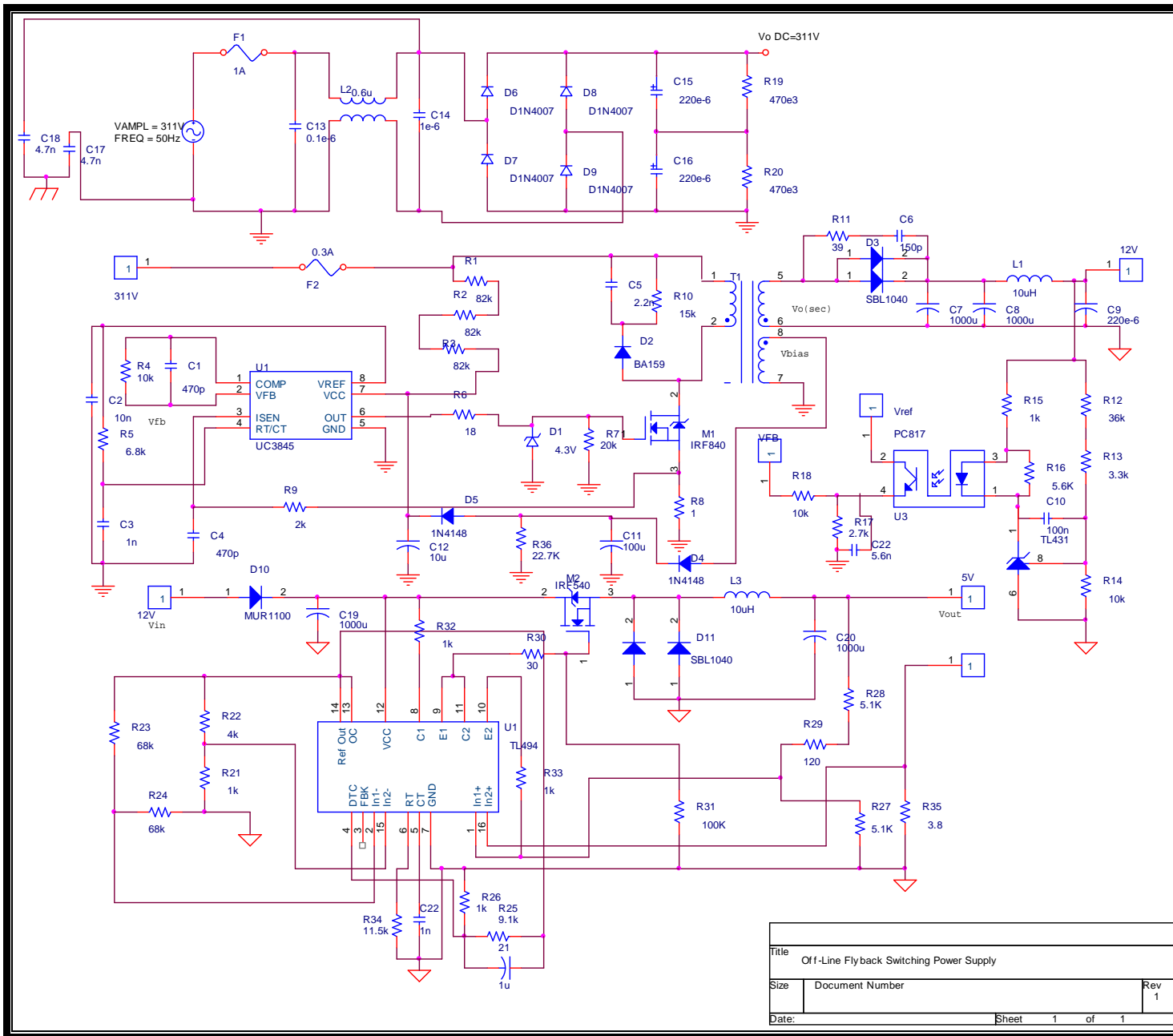


#### Γράφημα 4

Η έξοδος των 12V παρουσιάζει ανεκτή διακύμανση  $<2\%$  έχοντας όμως την δυνατότητα να παρέχει μεγαλύτερη ισχύ στην έξοδο για αρκετά χαμηλά φορτία  $R_L \geq 9\Omega$ .

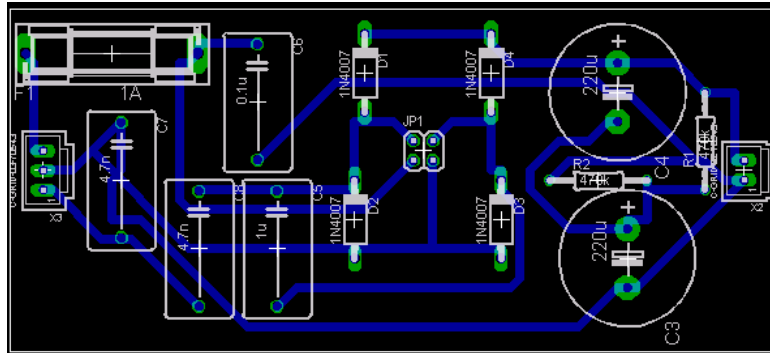
### 4.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΥΠΩΜΕΝΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

Αφού ολοκληρώθηκε η πειραματική μελέτη της απόδοσης του κυκλώματος στο ράστερ επόμενο βήμα ήταν η χρήση κάποιου σχεδιαστικού προγράμματος για την κατασκευή του σε τυπωμένη μορφή. Στην συνέχεια ακολουθεί το πλήρες σχηματικό διάγραμμα της κατασκευής έτσι όπως σχεδιάστηκε με την βοήθεια του προγράμματος OrCAD Release 9.1.

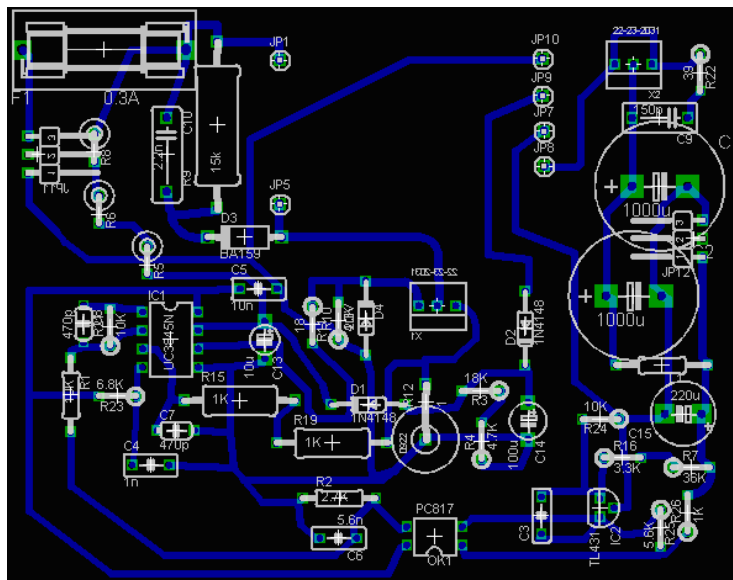


Σχήμα 14: Σχηματικό διάγραμμα DC/DC μετατροπέα.

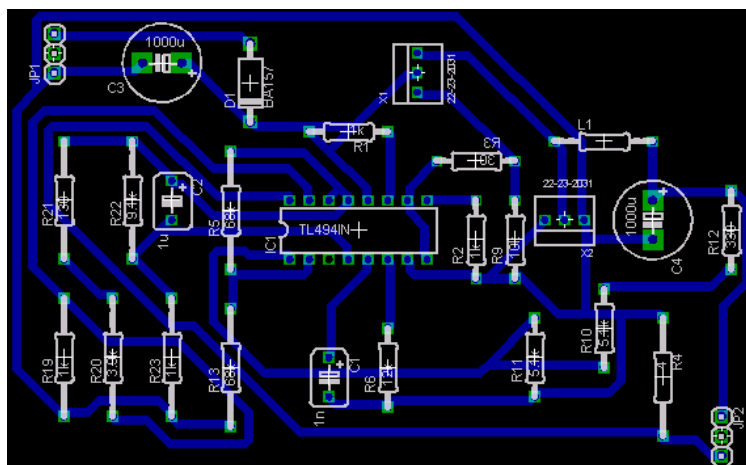
Στη συνέχεια ακολουθούν τα τυπωμένα κυκλώματα των διάφορων βαθμίδων της κατασκευής έτσι όπως σχεδιάστηκαν με τη βοήθεια του προγράμματος EAGLE Version 4.16r1 καθώς και η λίστα με τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν.



**Σχήμα 14:** Σχηματικό διάγραμμα (βαθμίδα ισχύος).



**Σχήμα 15:** Σχηματικό διάγραμμα (βαθμίδα 12V).



**Σχήμα 16:** Σχηματικό διάγραμμα (βαθμίδα 5V).

## ΛΙΣΤΑ ΥΛΙΚΩΝ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Reference	Value	Max Ratings	Reference	Value	Max Ratings	Reference	Value	Max Ratings	Type
R1	82K	0,5	R29	120Ω	0,25	M2	IRF540		
R2	82K	0,5	R30	30Ω	0,25	C1	470p		tantalium
R3	82K	0,5	R31	100K	0,25	C2	10n	100V	plastic
R4	10K	0,25	R32	1K	0,25	C3	1n	100V	plastic
R5	6.8K	0,25	R33	1K	0,25	C4	470p		tantalium
R6	18 Ω	0,25	R34	11,5K	0,25	C5	2,2n	3000V	ceramic
R7	20K	0,25	R35	3,8Ω	1	C6	150p	1000V	ceramic
R8	1Ω	5	R36	22,7K	0,25	C7	1000u	25V	electrolitic
R9	2K	0,5	D1	4.3V	0,25	C8	220u	25V	electrolitic
R10	15K	5	D2	BA159		C9	100n	25V	plastic
R11	39Ω	0,25	D3	SBL1040		C10	100u	25V	plastic
R12	36K	0,25	D4	1N4148		C11	10u	25V	plastic
R13	3.3K	0,25	D5	1N4148		C12	1u	1000V	ceramic
R14	10K	0,25	D6	1N4007		C13	1u	1000V	ceramic
R15	1K	0,25	D7	1N4007		C14	220u	200V	electrolitic
R16	1.5K	0,25	D8	1N4007		C15	220u	200V	electrolitic
R17	2,7k	0,25	D9	1N4007		C16	4,7n	1000V	ceramic
R18	10k	0,25	D10	MUR1100		C17	4,7n	1000V	ceramic
R19	470k	0,25	D11	SBL1040		C18	1000u	25V	electrolitic
R20	470k	0,25	L1	2,2u-10u		C19	1000u	25V	electrolitic
R21	1K	0,25	T1	ETD34		C20	1u	25V	electrolitic
R22	4K	0,25	M1	IRF840		C21	1n	400V	plastic
R23	68K	0,25	U1	UC3845		C22	5,6n	250V	plastic
R24	68K	0,25	U2	PC817K					
R25	9,1K	0,25	L2	0,5u					
R26	1K	0,25	F1	1A					
R27	5,1K	0,25	L3	5,6u					
R28	5,1K	0,25	U3	TL494					

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- Γ.Ε.Χατζαράκης `` Ηλεκτρονικά Κυκλώματα`` Τόμοι Α,Β 2<sup>Η</sup> Έκδοση ,Εκδόσεις Τσιόλα,2002.
- Σ. Ν. Μάνιας ``Ηλεκτρονικά Ισχύος``, Εκδόσεις Συμεών ,2000 .
- Ι.Ν.Κιοσκερίδης ``Ηλεκτρονικά Ισχύος`` Εκδόσεις Τσιόλα,2008.
- Α.Ρ.Μαλβίνο ``Ηλεκτρονική`` 6<sup>Η</sup> Έκδοση , Εκδόσεις Τσιόλα,2006
- Μ.Ν.Σπάσου ``Ηλεκτρονικές Μετρήσεις & Οργανολογία`` ΑΙΒΑΖΗΣ,2002.
- C. Basso, ``Switch Mode Power Supplies:SPICE Simulations and Practical Designs``, McGraw-Hill,2008.

Ιστοσελίδες στο Internet.

- <http://www.national.com>  
\*\* Επίσημη ιστοσελίδα της εταιρίας National Semiconductor
- <http://www.powerint.com>  
\*\* Επίσημη ιστοσελίδα της εταιρίας Power Integrations.
- <http://onsemi.com>  
\*\* Επίσημη ιστοσελίδα της εταιρίας ON Semiconductor.
- <http://www.ti.com>  
\*\* Επίσημη ιστοσελίδα της εταιρίας Texas Instruments.
- <http://www.st.com>  
\*\* Επίσημη ιστοσελίδα της εταιρίας STMicroelectronics.