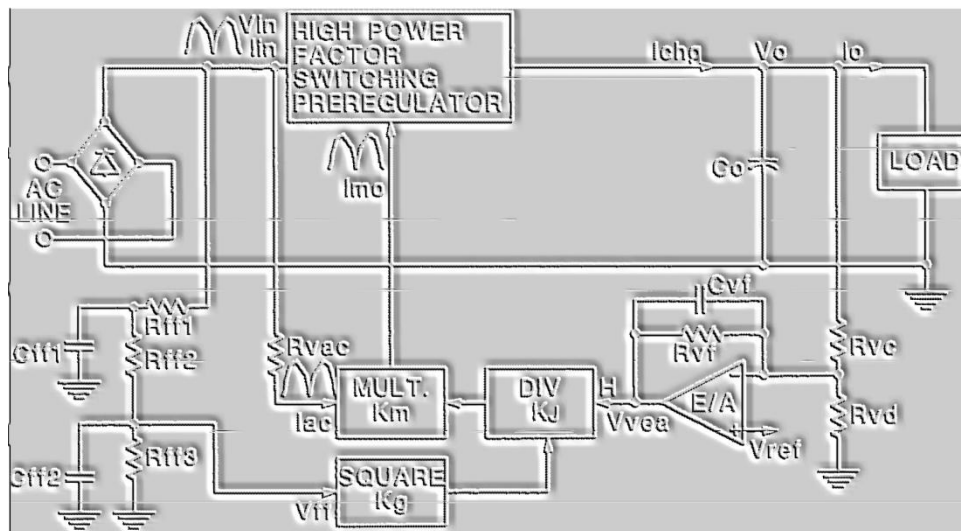




Α.Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Τ.Ε.

“ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΕΝΕΡΓΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΔΙΟΡΘΩΣΗΣ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΙΣΧΥΟΣ (POWER FACTOR CORRECTION CIRCUIT, PFCC) ”



Επιβλέπων Καθηγητής:
Σπουδαστής:

Ιωαννίδης Γεώργιος, Αν. Καθηγητής
Χαραλαμπίδης Θεόδωρος

AM: 24285

Αθήνα
Δεκέμβριος – 2013

Copyright © Ανώτατο Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Πειραιά

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Ανώτατου Τεχνολογικού Εκπαιδευτικού Ιδρύματος Πειραιά.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κ. Ιωαννίδη Γεώργιο, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου αυτή την εργασία και διαθέτοντάς μου τον εξοπλισμό του εργαστηρίου των ‘Ηλεκτρολογικών Εφαρμογών’, καθώς και τις πολύτιμες τεχνικές συμβουλές και τον χρόνο που μου διέθεσε, τόσο κατά τη μελέτη όσο και για την κατασκευή αυτού του κυκλώματος.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

| | |
|---|-----------|
| Ευχαριστίες | iii |
| Περιεχόμενα | iv |
| Λίστα σχημάτων | vi |
| Λίστα πινάκων | viii |
| Summary | ix |
| Πρόλογος | x |
| 1^ο Κεφάλαιο “Διόρθωση συντελεστή ισχύος: ορισμοί και τεχνικές” | 11 |
| 1.1 Εισαγωγή | 11 |
| 1.1.1 Ορισμός και θεωρία συντελεστού ισχύος..... | 11 |
| 1.1.2 Συσχέτιση άεργου ισχύος και ικανότητας μεταφοράς πραγματικής ισχύος..... | 12 |
| 1.1.3 Γιατί είναι επιθυμητός ο περιορισμός της άεργου ισχύος; | 13 |
| 1.1.4 Αντιστάθμιση άεργου ισχύος | 13 |
| 1.1.5 Διόρθωση συντελεστή ισχύος σε AC σύστημα..... | 14 |
| 1.2 Σχέση αρμονικών και συντελεστή ισχύος | 17 |
| 1.2.1 Συνέπειες αρμονικών και τρόποι αντιμετώπισης | 18 |
| 1.2.2 Αντιμετώπιση αρμονικών..... | 20 |
| 1.3 Φίλτρα αρμονικών | 20 |
| 1.3.1 Παθητικά αρμονικά φίλτρα..... | 20 |
| 1.3.2 Ενεργά φίλτρα αρμονικών..... | 21 |
| 1.3.3 Υβριδικά φίλτρα..... | 22 |
| 2^ο Κεφάλαιο “ Διόρθωση συντελεστή ισχύος στα διακοπτικά τροφοδοτικά” | 24 |
| 2.1 Αρμονικές και μη-γραμμικά φορτία..... | 24 |
| 2.2 Τύποι κυκλωμάτων διόρθωσης συντελεστή ισχύος. | 27 |
| 2.2.1 Χαρακτηριστικά τάσης ρεύματος εισόδου των μετατροπέων τάσης | 27 |
| 2.2.2 Buck Converter..... | 28 |
| 2.2.3 Boost converter..... | 29 |
| 2.2.4 Buck-boost converter..... | 30 |
| 3^ο Κεφάλαιο Ημιαγωγοί στα ηλεκτρονικά ισχύος | 31 |
| 3.1 Εισαγωγή | 31 |
| 3.2 Ο διακόπτης στα ηλεκτρονικά ισχύος. | 32 |
| 3.3 Εφαρμογές σε κυκλώματα ισχύος. | 33 |
| 3.4 Bipolar Junction Transistor – BJT..... | 33 |
| 3.5 JFET | 34 |
| 3.6 Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET..... | 35 |
| 3.7 IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor | 38 |
| 3.8 Τύποι διόδων | 42 |
| 3.8.1 Δίοδοι Schottky | 43 |
| 3.8.2 SiC Schottky diodes | 44 |
| 4^ο Κεφάλαιο “ Διόρθωση συντελεστή ισχύος με τη χρήση ανορθωτή τάσης – θεωρία” | 46 |
| 4.1 Εισαγωγή | 46 |
| 4.2 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης (boost)..... | 47 |
| 4.2.1 Λειτουργία με συνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου | 47 |
| 4.2.2 Όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς ρεύματος εξόδου | 48 |
| 4.2.3 Λειτουργία με ασυνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου | 50 |
| 4.2.4 Έλεγχος μέγιστων ρευμάτων..... | 51 |
| 4.2.5 Μέθοδος ελέγχου του μέσου ρεύματος..... | 52 |
| 4.3 Ενεργό PFC με τοπολογία ανορθωτή τάσης και πρακτική έλεγχου μέσου ρεύματος. 53 | |
| 5^ο Κεφάλαιο “Ανάλυση κυκλωμάτων και υπολογισμοί” | 57 |

| | | |
|----------------------|---|-----------|
| 5.1 | Προδιαγραφές..... | 57 |
| 5.2 | Ανάλυση κυκλώματος ισχύος..... | 57 |
| 5.2.1 | Ισχύς Εισόδου..... | 57 |
| 5.2.2 | Υπολογισμός Πηνίου Ισχύος..... | 58 |
| 5.2.3 | Μελέτη κατασκευής Πηνίου Ισχύος..... | 59 |
| 5.2.4 | Υπολογισμός Πυκνωτή Εξόδου | 63 |
| 5.2.5 | Διακόπτης και Δίοδος Ισχύος..... | 65 |
| 5.2.6 | Απώλειες MOSFET – Δίοδου | 66 |
| 5.2.7 | Αντίσταση Παρακολούθησης Ρεύματος..... | 68 |
| 5.3 | Ανάλυση κυκλώματος έλεγχου | 69 |
| 5.3.1 | Περιορισμός μέγιστων ρευμάτων..... | 69 |
| 5.3.2 | Ρύθμιση Πολλαπλασιαστή | 70 |
| 5.3.3 | Τάση Ανατροφοδότησης | 71 |
| 5.3.4 | Ρεύμα Εισόδου Πολλαπλασιαστή | 72 |
| 5.3.5 | Συχνότητα Ταλαντωτή | 73 |
| 5.3.6 | Αντιστάθμιση Ενισχυτή Σφάλματος Ρεύματος | 73 |
| 5.3.7 | Αντιστάθμιση Ενισχυτή Σφάλματος Τάσης | 76 |
| 5.3.8 | Φίλτρο Διαιρέτη Τάσης Ανατροφοδότησης..... | 79 |
| 6^ο | Κεφάλαιο “Υλοποίηση κυκλώματος, συγκριτικές μετρήσεις & γραφήματα” | 82 |
| 6.1 | Κατασκευή κυκλώματος..... | 82 |
| 6.2 | Μετρήσεις..... | 83 |
| | ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ | 97 |
| | Παράρτημα 1..... | 99 |

ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

| | |
|---|----|
| Σχήμα 1.1: Τυποποιημένοι πίνακες COSINON της Elsis (συστοιχίες πυκνωτών για αντιστάθμιση άεργου ισχύος)..... | 14 |
| Σχήμα 1.2: Τυπικό AC σύστημα Πηγής - Φορτίου..... | 15 |
| Σχήμα 1.3: Τρίγωνο ισχύος για τον υπολογισμό της άεργου ισχύος..... | 15 |
| Σχήμα 1.4: Κύκλωμα με πυκνωτή για διόρθωση συντελεστή ισχύος σε τυπικό AC σύστημα | 16 |
| Σχήμα 1.5: Τριφασικό ρεύμα ουδετέρου στην βασική, 3ή και 5ή αρμονική συχνότητα..... | 19 |
| Σχήμα 1.6: Παθητικά αρμονικά φίλτρα..... | 21 |
| Σχήμα 1.7: Παράλληλο ενεργό φίλτρο ισχύος..... | 22 |
| Σχήμα 1.8: Υβριδικό φίλτρο που προκύπτει από την εν σειρά σύνδεση ενός ενεργού και ενός παθητικού φίλτρου..... | 23 |
| Σχήμα 2.1: Τάση και ρεύμα εισόδου διακοπτικής τροφοδοτικής διάταξης..... | 24 |
| Σχήμα 2.2: Αρμονικό περιεχόμενο κυματομορφής ρεύματος διακοπτικού τροφοδοτικού..... | 25 |
| Σχήμα 2.3: Τάση-ρεύμα εισόδου διακοπτικής τροφοδοτικής διάταξης με διορθωμένο συντελεστή ισχύος..... | 26 |
| Σχήμα 2.4: Αρμονικό περιεχόμενο κυματομορφής ρεύματος διακοπτικού τροφοδοτικού με διορθωμένο συντελεστή ισχύος..... | 26 |
| Σχήμα 2.5: Χαρακτηριστικά Buck converter..... | 28 |
| Σχήμα 2.6: Χαρακτηριστικά boost converter..... | 29 |
| Σχήμα 2.7: Χαρακτηριστικά Buck-boost converter..... | 30 |
| Σχήμα 3.1: p-n-p & n-p-n BJT..... | 34 |
| Σχήμα 3.2: N-channel & P-channel JFET..... | 35 |
| Σχήμα 3.3: N-Channel MOSFET..... | 36 |
| Σχήμα 3.4: Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας MOSFET (SOA)..... | 38 |
| Σχήμα 3.5: IGBT ισοδύναμα κυκλώματα..... | 39 |
| Σχήμα 3.6: IGBT εσωτερική δομή..... | 39 |
| Σχήμα 3.7: Δίοδος – εσωτερική δομή..... | 41 |
| Σχήμα 3.8: Χαρακτηριστικά ορθής και ανάστροφης πόλωσης διόδου..... | 42 |
| Σχήμα 3.9: Χαρακτηριστικά πόλωσης διόδου Schottky σε διάφορες θερμοκρασίες..... | 44 |
| Σχήμα 3.10: Χαρακτηριστικά V-I SiC διόδου..... | 45 |
| Σχήμα 3.11: Συγκριτικό SiC – Schottky – κοινής διόδου..... | 45 |
| Σχήμα 4.1: block διάγραμμα κυκλώματος PFC με τη χρήση μετατροπέα boost..... | 46 |
| Σχήμα 4.2: Ρεύμα εισόδου με παθητικό/ενεργητικό/χωρίς PFC..... | 46 |
| Σχήμα 4.3: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης τάσης..... | 47 |
| Σχήμα 4.4: α) Βασικές κυματομορφές για την κατάσταση λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου..... | 48 |
| β) Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής..... | 48 |
| γ) Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αποκοπής..... | 48 |
| Σχήμα 4.5: Κυματομορφές των v_L και i_L στο όριο λειτουργίας συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής..... | 49 |
| Σχήμα 4.6: Κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης με ασυνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου..... | 50 |
| Σχήμα 4.7: Τεχνική ελέγχου μέγιστου ρεύματος και κυματομορφές..... | 52 |
| Σχήμα 4.8: Τεχνική ελέγχου μέσου ρεύματος και κυματομορφές..... | 53 |

| | |
|--|----|
| Σχήμα 4.9: Κυματομορφές και διάγραμμα κυκλώματος ενεργού PFC..... | 54 |
| Σχήμα 5.1: Σχεδιάγραμμα του πυρήνα του μετασχηματιστή..... | 60 |
| Σχήμα 5.2: Υπολογισμός χαρακτηριστικών πηνίου με το EPCOS, Magnetic Design Tool | 62 |
| Σχήμα 5.3: Κύκλωμα PFC βασισμένο στο UC3854 | 69 |
| Εικόνα 6.1: Υλοποίηση κυκλώματος | 82 |
| Γράφημα 6.1.α: Κυματομορφές τάσης εισόδου χωρίς PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο) , $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) | 85 |
| Γράφημα 6.1.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο) , $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ) | 85 |
| Γράφημα 6.2.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο) , $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) | 86 |
| Γράφημα 6.2.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ) | 86 |
| Γράφημα 6.3.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) | 87 |
| Γράφημα 6.3.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 87 |
| Γράφημα 6.4.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) | 88 |
| Γράφημα 6.4.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 88 |
| Γράφημα 6.5.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) | 89 |
| Γράφημα 6.5.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 89 |
| Γράφημα 6.6.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) | 90 |
| Γράφημα 6.6.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 90 |
| Γράφημα 6.7.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) | 91 |
| Γράφημα 6.7.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 91 |
| Γράφημα 6.8.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) | 92 |
| Γράφημα 6.8.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 92 |
| Γράφημα 6.9.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) | 93 |
| Γράφημα 6.9.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 93 |
| Γράφημα 6.10.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) | 94 |
| Γράφημα 6.10.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 94 |
| Γράφημα 6.11.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) | 95 |
| Γράφημα 6.11.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 95 |
| Γράφημα 6.12.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) | 96 |
| Γράφημα 6.12.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)..... | 96 |

ΛΙΣΤΑ ΠΙΝΑΚΩΝ

| | |
|--|----|
| Πίνακας 1.1: Αρμονικές και συντελεστής ισχύος | 18 |
| Πίνακας 3.1: Σύνοψη χαρακτηριστικών λειτουργίας BJT – MOSFET – IGBT Δίοδοι | 40 |
| Πίνακας 3.2: Σύνοψη χαρακτηριστικών λειτουργίας διόδων..... | 43 |
| Πίνακας 6.1: Τιμές μετρήσεων δοκιμής | 83 |

SUMMARY

The amount of power demanded by the average consumer and the industry makes the need for search of more efficient ways of handling power a necessity. In many cases the real power demanded by the load, is far less than the amount of power actually spent. The consequence of this is the burden of the production and distribution network. Therefore the power factor correction designs are a vital part of the whole power supply network.\

In this study various aspects of the power factor correction concept are going to be examined, like the apparent power consequences on the network and ways of minimising this effect.

Then we are going to concentrate on the power factor correction techniques in a DC converter and some basic parts of the circuit are going to be analysed. The basic semiconductors as well as the IC necessary for the implementation of a PFC circuit are studied. Finally all the necessary calculations for implementation and the graphs of the project, proving the success of the approach.

Keywords: active PFCC, THD, boost converter, PWM, U3854

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Τα ποσά ενέργειας που απαιτούνται από τον μέσο οικιακό χρήστη αλλά κυρίως από τη βιομηχανία, δημιουργούν την ανάγκη για εξεύρεση λύσεων σχετικά με την αποδοτικότερη αξιοποίηση της. Σε πολλές περιπτώσεις η ισχύς που δαπανάται σε ένα φορτίο είναι πολύ μεγαλύτερη από την πραγματικά απαιτούμενη, με αποτέλεσμα την επιβάρυνση του δικτύου παραγωγής και διανομής. Τα κυκλώματα διόρθωσης συντελεστή ισχύος είναι πλέον αναπόσπαστο κομμάτι των σχεδιάσεων και των εγκαταστάσεων της βιομηχανίας, αλλά σε πολλές περιπτώσεις και των καταναλωτικών προϊόντων.

Σε αυτήν την μελέτη θα εξεταστούν διάφορα στοιχεία που αφορούν την συνολική ιδέα της διόρθωσης του συντελεστή ισχύος, όπως οι αιτίες της παραγωγής άεργου ισχύος, οι συνέπειες αυτού του φαινομένου στη διανομή της ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και τρόποι αντιμετώπισης του. Στη συνέχεια θα εστιάσουμε στα κυκλώματα διόρθωσης συντελεστή ισχύος στα DC τροφοδοτικά και θα αναλυθούν κάποια κύρια στοιχεία και μέρη του κυκλώματος διόρθωσης συντελεστή ισχύος. Επίσης θα γίνει αναφορά στους ημιαγωγούς και στο ολοκληρωμένο κύκλωμα που χρησιμοποιείται στην εφαρμογή. Τέλος θα αναλυθούν όλα τα κομμάτια της σχεδίασης και θα παρουσιαστεί ο τρόπος υπολογισμού όλων των απαραίτητων παραμέτρων για την υλοποίηση της σχεδίασης. Θα ακολουθήσουν τα απαραίτητα γραφήματα στα οποία είναι εμφανής η βελτίωση του συντελεστή ισχύος, γεγονός που αποδεικνύει με πρακτικό τρόπο την αναγκαιότητα της χρήσης των συγκεκριμένων κυκλωμάτων.

Λέξεις κλειδιά: ενεργή διόρθωση συντελεστή ισχύος,, συνολική αρμονική παραμόρφωση, μετατροπέας ανύψωσης τάσης, έλεγχος εύρους παλμών, U3854

1^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΙΣΧΥΟΣ: ΟΡΙΣΜΟΙ ΚΑΙ ΤΕΧΝΙΚΕΣ”

1.1 Εισαγωγή

Τα κυκλώματα διόρθωσης συντελεστή ισχύος (PFC), διαμορφώνουν το ρεύμα εισόδου σε μία τροφοδοτική διάταξη για να μεγιστοποιήσουν την ενεργό ισχύ διαθέσιμη από το δίκτυο. Σε μία ιδανική περίπτωση η ηλεκτρική συσκευή που τροφοδοτείται παρουσιάζει φορτίο το οποίο είναι καθαρά ωμικό, δηλαδή η άεργος ισχύς που ζητείται από την πηγή είναι μηδενική. Αν πάρουμε σαν δεδομένο, για το συγκεκριμένο σενάριο, την απουσία αρμονικών στην κυματομορφή του ρεύματος τότε μιλάμε για μία περίπτωση στην οποία το ρεύμα είναι μία πιστή αντιγραφή της κυματομορφής της τάσης και απολύτως συμφασικό με αυτήν. Εύκολα λοιπόν συμπεραίνουμε ότι στην ιδανική αυτή περίπτωση, η ισχύς που απαιτείται από την πηγή είναι η απαραίτητη για την τροφοδοσία του φορτίου και όχι παραπάνω, καθώς και ότι οι απώλειες για την παραγωγή και την διανομή ενέργειας είναι μόνο οι απαιτούμενες. Να σημειωθεί επίσης ότι η έλλειψη αρμονικών βοηθάει στην ομαλή λειτουργία των τροφοδοτούμενων συσκευών από άποψη ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (EMI).

1.1.1 Ορισμός και θεωρία συντελεστού ισχύος

$$PF = \text{Πραγματική Ισχύς } P \text{ (Watts)} / \text{Φαινομενική Ισχύς } S \text{ (VA)}$$

Συντελεστής ισχύος (Power Factor: PF), ορίζεται ο λόγος της Πραγματικής ισχύος εκφρασμένης σε Watts προς την φαινομενική ισχύ η οποία μετριέται σε VA (Volt-Ampere). Η πραγματική ισχύς είναι το γινόμενο της μέσης τιμής της τάσης επί το στιγμιαίο ρεύμα και η φαινομενική είναι το γινόμενο της RMS τιμής της τάσης επί την RMS τιμή του ρεύματος. Αν η τάση και το ρεύμα είναι συμφασικά και ημιτονοειδή τότε ο συντελεστής ισχύος είναι ίσος με 1.0. Αν είναι ημιτονοειδή αλλά μη συμφασικά, τότε ο συντελεστής ισχύος είναι το

συνημίτονο της γωνίας φάσης. Ο ορισμός αυτός είναι σωστός μόνο στην περίπτωση που και τα δύο μεγέθη είναι ημιτονοειδή. Αυτό ισχύει στην περίπτωση που το φορτίο αποτελείται από ωμικά, επαγωγικά και πυκνωτικά στοιχεία τα οποία όμως είναι γραμμικά και δεν επηρεάζονται από τις αλλαγές στην τάση και το ρεύμα.

Ο συντελεστής ισχύος αντιστοιχεί στο λόγο της κατανάλωσης πραγματικής ισχύος (P) προς τη «φαινόμενη» ισχύ (S) του φορτίου, η οποία είναι το γεωμετρικό άθροισμα της πραγματικής και της άεργου ισχύος (Q) του φορτίου.

Ένα «καλό» φορτίο παρουσιάζει τιμές του Συντελεστή Ισχύος ($\cos\phi$) κοντά στη μονάδα ενώ ένα «κακό» φορτίο παρουσιάζει χαμηλότερες τιμές. Για παράδειγμα, ένα φορτίο πραγματικής ισχύος 100 kW καταναλώνει 48,4 / 32,8 / 14 kVAr άεργου ισχύος εάν ο Συντελεστής Ισχύος του είναι 0,90 / 0,95 / 0,99 αντίστοιχα.

1.1.2 Συσχέτιση άεργου ισχύος και ικανότητας μεταφοράς πραγματικής ισχύος

Τα δίκτυα μεταφοράς και διανομής ηλεκτρικής ενέργειας πρέπει να φορτίζονται στη σωστή τάση ώστε να καθίσταται δυνατή η μεταφορά της παραγωγικής ισχύος (πραγματικής ισχύος) από τους σταθμούς παραγωγής προς την κατανάλωση, με τις ελάχιστες δυνατές πραγματικές (ωμικές) και άεργες (επαγωγικές) απώλειες. Η τάση των δικτύων αυτών, η οποία σχετίζεται άμεσα με τη ροή της άεργου ισχύος, πρέπει να διατηρείται εντός αυστηρά προκαθορισμένων ορίων διακύμανσης (+/- 5%), και μάλιστα υπό συνθήκες διαρκούς μεταβολής των φορτίων, για λόγους καλής λειτουργίας του εξοπλισμού.

Σε καταστάσεις, υψηλής κατανάλωσης πραγματικής και άεργου ισχύος, η λειτουργία των δικτύων γίνεται οριακή, καθώς τα περιθώρια ελέγχου της ροής άεργου ισχύος στενεύουν, με αποτέλεσμα να υφίσταται κίνδυνος black out.

Σημαντικό χαρακτηριστικό της άεργου ισχύος είναι ότι δεν μεταφέρεται εύκολα. Οι απώλειες μεταφοράς άεργου ισχύος δύνανται να συνιστούν υψηλό ποσοστό της συνολικής κατανάλωσης, ενώ προκύπτουν και πρόσθετες απώλειες πραγματικής ισχύος.

Αντίθετα, σημαντικό πλεονέκτημα της άεργου ισχύος έναντι της πραγματικής είναι ότι δύναται να παράγεται εύκολα σε τοπικό επίπεδο, κοντά στα σημεία κατανάλωσής της, από συσκευές οι οποίες δεν απαιτούν κατά κανόνα κατανάλωση πρωτογενούς ενέργειας και δεν έχουν επιπτώσεις στο περιβάλλον.

1.1.3 Γιατί είναι επιθυμητός ο περιορισμός της άεργου ισχύος;

Αν και τα άεργα ρεύματα δεν καταναλώνουν ενέργεια από το σύστημα ισχύος, προκαλούν εντούτοις απώλειες ισχύος κατά την κυκλοφορία τους στα συστήματα διανομής ενέργειας δια της θερμάνσεως των ηλεκτρικών καλωδίων. Στα πρακτικά συστήματα ενέργειας κυκλοφορούν επαγωγικά ρεύματα (λόγω της συνήθους επαγωγικής φύσεως των φορτίων) διαμέσου επαγωγικών στοιχείων του συστήματος διανομής (λόγω της επαγωγικής φύσεως των καλωδίων). Ο παραπάνω συνδυασμός επηρεάζει την ευστάθεια στα ηλεκτρικά δίκτυα και δημιουργεί προβλήματα όπως πτώσεις τάσεως, συνεπώς η κυκλοφορία άεργων επαγωγικών ρευμάτων απαιτείται να περιορίζεται, κατά το μέγιστο δυνατό, από τις εταιρείες παροχής ενέργειας.

1.1.4 Αντιστάθμιση άεργου ισχύος

Η παραγωγή της άεργου ισχύος γίνεται κατά κύριο λόγο κεντρικά, από τις μονάδες παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Δεδομένων όμως: α) της περιορισμένης ικανότητας των μονάδων αυτών για την παραγωγή άεργου ισχύος, η οποία μάλιστα για αυξημένες απαιτήσεις άεργου ισχύος δύναται να μειώνει την ικανότητα παραγωγής πραγματικής ισχύος, και

β) των σημαντικών απωλειών άεργου ισχύος στα δίκτυα Μεταφοράς και Διανομής κατά τη διακίνησή της, στα σύγχρονα δίκτυα γίνεται «αντιστάθμιση» της άεργου ισχύος, δηλαδή παραγωγή της σε τοπικό επίπεδο, κοντά στην κατανάλωση. Η αντιστάθμιση της άεργου ισχύος επιτυγχάνεται με τις ακόλουθες τεχνολογίες:

- Πυκνωτές, από-ζεύξιμους ή μη.
- Στρεφόμενους πυκνωτές
- Μονάδες αντιστάθμισης άεργων φορτίων με χρήση διάφορων τεχνολογιών ηλεκτρονικών ισχύος.

Ο παραπάνω εξοπλισμός δύναται να τοποθετηθεί κεντρικά από τους Διαχειριστές των δικτύων Μεταφοράς και Διανομής, ή τοπικά στις καταναλώσεις από τους πελάτες, σε κατάλληλα επιλεγμένα σημεία με βάση τα δεδομένα των καταναλώσεων και τις αποστάσεις από τις καταναλώσεις και τις μονάδες παραγωγής.

Η αντιστάθμιση με πυκνωτές είναι η πιο ευρέως διαδεδομένη λύση τόσο σε κεντρικές όσο και σε τοπικές εφαρμογές. Η μαγνητική ενέργεια που επιστρέφει στο δίκτυο από τα μη αντισταθμισμένα κυκλώματα μπορεί να αποθηκευτεί προσωρινά στους πυκνωτές αντιστάθμισης. Έτσι στον επόμενο κύκλο ζήτησης άεργου ισχύος από τα επαγωγικά

κυκλώματα , η άεργος ισχύς προέρχεται από τους πυκνωτές και όχι από την πηγή του δικτύου . Η απαιτούμενη ποσότητα άεργου ισχύος Q_c σε Volt-Ampere άεργα (var) δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$Q_c = P (\tan \varphi_1 - \tan \varphi_2)$$

όπου:

φ_1 = η γωνία των θεμελιωδών συνιστωσών τάσης - ρεύματος πριν την αντιστάθμιση

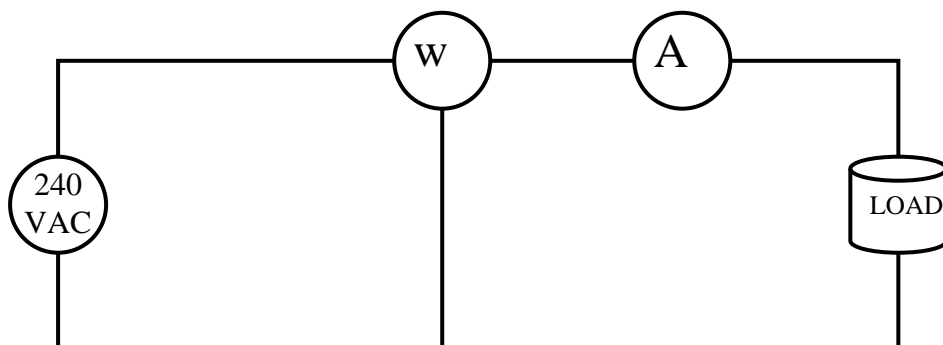
φ_2 = η γωνία των θεμελιωδών συνιστωσών τάσης - ρεύματος μετά την αντιστάθμιση



Σχήμα 1.1: Τυποποιημένοι πίνακες COSINON της Elasis (συστοιχίες πυκνωτών για αντιστάθμιση άεργου ισχύος).

1.1.5 Διόρθωση συντελεστή ισχύος σε AC σύστημα

Πριν προχωρήσουμε στην ειδική κατηγορία των διακοπτικών τροφοδοτικών μπορούμε να δούμε ποια είναι η διαδικασία για την διόρθωση συντελεστή ισχύος σε ένα AC σύστημα. Στο σχήμα 1.2, βλέπουμε ένα τυπικό AC σύστημα το οποίο αποτελείται από την πηγή και το φορτίο. Συνδεδεμένα στο ίδιο σύστημα είναι ένας μετρητής ισχύος (Wattmeter) και ένα Αμπερόμετρο (Ammeter). Αυτά τα δύο όργανα μας είναι αρκετά για να υπολογίσουμε τον συντελεστή απόδοσης και κατόπιν να προβούμε στη διόρθωση του συντελεστή.



Σχήμα 1.2: Τυπικό AC σύστημα Πηγής - Φορτίου

Το Wattmeter μετράει πραγματική ισχύ, ενώ τη φαινομενική μπορούμε να την υπολογίσουμε από τη μέτρηση του Ammeter καθώς ουσιαστικά είναι το γινόμενο του V_{rms} επί το I_{rms} . Για τις ανάγκες του παραδείγματος ας υποθέσουμε ότι η ισχύς είναι **1,5 KW** ενώ το ρεύμα είναι **10 Arms**. Η φαινομενική ισχύς είναι :

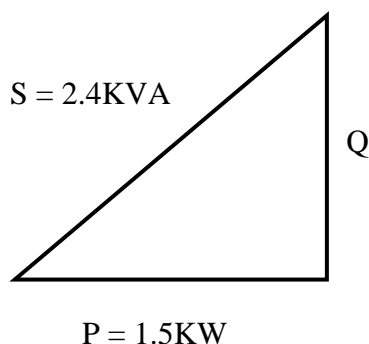
$$S = I_{rms} \times V_{rms} = 240 \times 10 = 2400 \text{ VA ή } 2.4 \text{ KVA}$$

Η διαφορά ανάμεσα στη μέτρηση του Wattmeter και της τιμής που υπολογίσαμε δείχνει ότι ο συντελεστής ισχύος απέχει πολύ από το 1. Πράγματι:

$$PF = P/S = 1.5 \text{ KW} / 2.4 \text{ KVA} = 0.625$$

Τώρα χρησιμοποιώντας το τρίγωνο ισχύος (σχήμα 1.3) και τριγωνομετρία μπορούμε να υπολογίσουμε την άεργο ισχύ Q :

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = 1.87 \text{ KVA}$$



Σχήμα 1.3: Τρίγωνο ισχύος για τον υπολογισμό της άεργου ισχύος

Στην απλή περίπτωση που το φορτίο είναι ένας ηλεκτρικός κινητήρας, θα είναι επαγωγικής μορφής και θα πρέπει να διορθωθεί με την εισαγωγή ενός πυκνωτή κατάλληλης χωρητικότητας, τοποθετημένο παράλληλα με το φορτίο. Με γνωστή την τιμή της άεργου ισχύος, μπορούμε να υπολογίσουμε τη χωρητικότητα:

$$Q = V_{rms}^2 / X$$

και λύνοντας ως προς X, έχουμε:

$$X = 30.8 \text{ Ohm.}$$

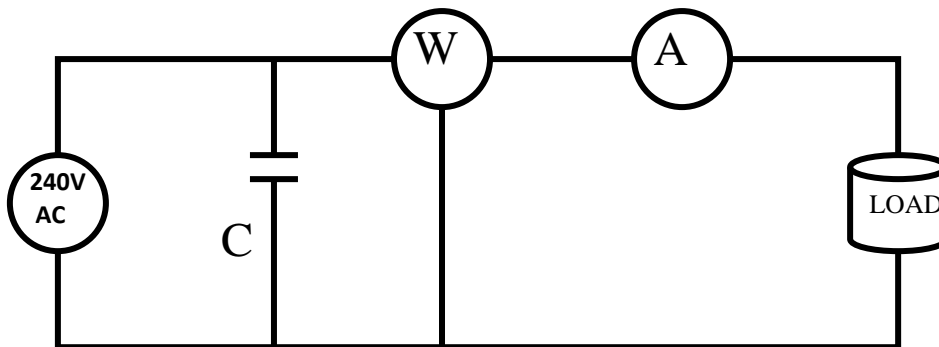
Με δεδομένο ότι

$$X_c = 1/2\pi fC$$

Έχουμε:

$$C = 103.3 \mu F,$$

δηλαδή ένας πυκνωτής 100μF παράλληλα συνδεδεμένος με το φορτίο, όπως στο σχήμα 1.4.



Σχήμα 1.4: Κύκλωμα με πυκνωτή για διόρθωση συντελεστή ισχύος σε τοπικό AC σύστημα

Ο συγκεκριμένος πυκνωτής μας δίνει μία εμπέδηση ίση με $X_c = 31.83 \text{ Ohm}$, άρα η $Q_c = 1.8 \text{ KVA}$. Το ρεύμα του πυκνωτή είναι ίσο με $240\text{V}/31.83\Omega = 7.54 \text{ A}$ και είναι 180° εκτός φάσης με το επαγωγικό ρεύμα του φορτίου. Άρα λοιπόν η άεργος ισχύς που θα απορροφήσει ο πυκνωτής από το κύκλωμα θα αφαιρεθεί από την άεργο ισχύ που εισάγει το επαγωγικό κομμάτι του φορτίου, με αποτέλεσμα να μείνει στο κύκλωμα άεργος ισχύς ίση με:

$$\text{Επαγωγικό KVA} - \text{Πυκνωτικό KVA} = 1.87 \text{ KVA} - 1.8 \text{ KVA} = 0.7 \text{ KVA}$$

Επαναλαμβάνοντας τώρα την παραπάνω διαδικασία βλέπουμε ότι :

$$Q = \sqrt{Q^2 - P^2} = 1500.000163 \text{ VA}$$

Ο διορθωμένος συντελεστής ισχύος είναι: $1500W / 1500.000163 \text{ VA} = 0.99$

Όσον αφορά το ρεύμα, μετά την διόρθωση :

$$I = 1500.000163 \text{ VA} / 240 = 6.25 \text{ A.}$$

Αν σκεφτούμε ότι το ρεύμα προ της διόρθωσης ήταν 10 A, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι μετά την διόρθωση οι θερμικές απώλειες στους αγωγούς θα είναι πολύ μικρότερες, αυξάνοντας την απόδοση του συστήματος.

1.2 Σχέση αρμονικών και συντελεστή ισχύος

Οι αρμονικές συνδέονται άμεσα με τον συντελεστή ισχύος. Σε περιβάλλον χωρίς αρμονικές ο πραγματικός συντελεστής ισχύος (ΣΙ) ισούται με το συνημίτονο της γωνίας μεταξύ της τάσης και της έντασης (ΣΙ μετατόπισης). Η ύπαρξη αρμονικών οδηγεί σε μείωση του πραγματικού ΣΙ καθώς αυξάνεται η ενεργός τάση αλλά κυρίως η ενεργός ένταση. Ως μονάδα μέτρησης των αρμονικών που υπάρχουν στο δίκτυο, χρησιμοποιούμε τον δείκτη αρμονικής παραμόρφωσης (THD), που ορίζεται ως ο λόγος του αθροίσματος της ισχύος των αρμονικών συχνοτήτων ως προς την ισχύ της θεμελιώδους συχνότητας:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} P_n^2}{P_1^2}}$$

Χρησιμοποιείται για να εκφράσει την γραμμικότητα των σημάτων αλλά και την ποιότητα της ισχύος σε ηλεκτρικά συστήματα. Χαμηλός δείκτης αρμονικής παραμόρφωσης σημαίνει λιγότερες απώλειες σε θερμοκρασία, χαμηλότερα ρεύματα κορυφής και λιγότερες εκπομπές EMI.

Ο πίνακας 1.1 δείχνει την επίδραση των αρμονικών στον πραγματικό ΣΙ για ένα ιδανικό φορτίο με ΣΙ μετατόπισης ίσο με 1.

Πίνακας 1.1: Αρμονικές και συντελεστής ισχύος

| THD Έντασης (%) | Μέγιστος Πραγματικός ΣΙ ενός μη-γραμμικού φορτίου |
|------------------------|--|
| 20 | 0,98 |
| 50 | 0,89 |
| 100 | 0,71 |

1.2.1 Συνέπειες αρμονικών και τρόποι αντιμετώπισης

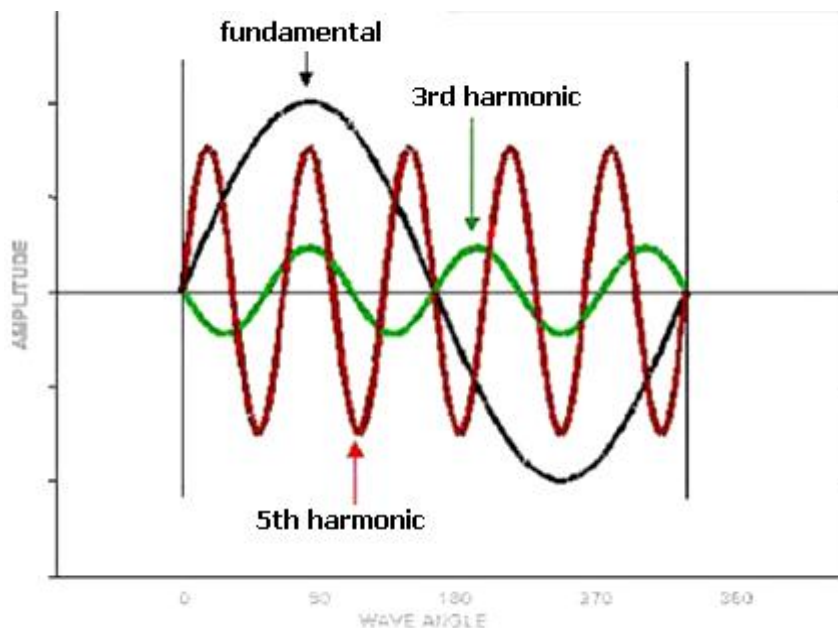
Η αρμονική διαταραχή, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα οφείλεται σε μη γραμμικά φορτία. Συνέπεια της αρμονικής αυτής διαταραχής είναι να προκαλούνται προβλήματα, τα οποία είναι ποικίλα και πολυσύνθετα.

Αυτά εν συντομία συνοψίζονται στα εξής:

1. Οι μετασχηματιστές και ο εξοπλισμός κίνησης υπερθερμαίνονται λόγω της επιπρόσθετης φόρτισης που υφίστανται. Επίσης, καταπονούνται μηχανικά με αποτέλεσμα να υπάρχουν σε αυξημένο βαθμό δονήσεις και θόρυβος κατά τη λειτουργία τους.

2. Ο ουδέτερος αγωγός υπερφορτίζεται, καθώς το διανυσματικό άθροισμα των ρευμάτων που τον διαρρέουν, δεν είναι πλέον ίσο με μηδέν (περίπτωση συμμετρικών φορτίων). Τα ρεύματα των διαφόρων συχνοτήτων προστίθενται και αποτελούν υπολογίσιμη ποσότητα, ενώ οι τιμές τάσης μεταξύ ουδετέρου-γης είναι μη αποδεκτές. Αποτέλεσμα αυτού είναι το ρεύμα του ουδετέρου να μην είναι εντός των αποδεκτών ορίων τις περισσότερες φορές.

3. Υπάρχουσες διατάξεις πυκνωτών κινδυνεύουν να καταστραφούν σε περιπτώσεις όπου ο κλάδος στον οποίο συνδέονται, εμφανίζει ίδια συχνότητα με κάποιες από τις αρμονικές που υπάρχουν στο δίκτυο. Στην περίπτωση αυτή, η σύνθετη αντίσταση του συγκεκριμένου κλάδου ελαχιστοποιείται με αποτέλεσμα να αυξάνει κατά πολύ το ρεύμα που τον διαρρέει. Έτσι το πλάτος των αρμονικών αυξάνεται (ηλεκτρική ταλάντωση), αυξάνεται η ενεργός τάση και ένταση, οι πυκνωτές υπερθερμαίνονται και ενδέχεται είτε να καταστραφεί το διηλεκτρικό τους υλικό είτε να λιώσουν οι ασφάλειες τους με αποτέλεσμα να τεθούν εκτός λειτουργίας.



Σχήμα 1.5: Τριφασικό ρεύμα ουδετέρου στην βασική, 3ή και 5ή αρμονική συχνότητα

4. Τα μέσα ζεύξης και προστασίας φθείρονται και είναι πιθανό να λειτουργήσουν ανεπιθύμητα, ιδιαίτερα αν η αρχή λειτουργίας τους στηρίζεται σε θερμικά μοντέλα ή για τον υπολογισμό της ενεργούς τιμής της έντασης χρησιμοποιείται το πλάτος της κυματομορφής της, το οποίο είναι στην περίπτωση αυτή παραμορφωμένο.

5. Η λειτουργία του ηλεκτρονικού εξοπλισμού και των γεννητριών καθίσταται αναξιόπιστη.

6. Σημειώνονται λανθασμένες καταγραφές ηλεκτρικών μεγεθών από τις μετρητικές διατάξεις.

7. Γίνεται σπατάλη ενέργειας με αποτέλεσμα οι λογαριασμοί κατανάλωσης ενέργειας να είναι υψηλότεροι.

8. Μειώνεται η εφεδρεία της ηλεκτρικής εγκατάστασης, καθώς τα ρεύματα που διαρρέουν τα καλώδια και τους ηλεκτρικούς πίνακες, είναι σημαντικά μεγαλύτερα λόγω των αρμονικών.

Όλα τα παραπάνω οδηγούν σε επιβάρυνση της ηλεκτρικής εγκατάστασης η οποία ισοδυναμεί με οικονομικό κόστος που προκύπτει από την:

1. Μεγαλύτερη κατανάλωση ενέργειας άρα την πληρωμή υψηλότερων λογαριασμών
2. αδικαιολόγητα σταματήματα στην παραγωγή - χαμένοι χρόνοι -πρόσθετο κόστος
3. ταχύτερη φθορά του εξοπλισμού η οποία έχει σαν αποτέλεσμα επιπρόσθετες επενδύσεις
4. υψηλότερο κόστος συντήρησης και επισκευών

5. μειωμένη ποιότητα του παραγόμενου προϊόντος ή της παρεχόμενης υπηρεσίας.

1.2.2 Αντιμετώπιση αρμονικών

Από τα όσα αναφέρθηκαν προκύπτει ότι η αντιμετώπιση των αρμονικών είναι κάτι παραπάνω από επιτακτική. Υπάρχουν δύο γενικοί μέθοδοι προσέγγισης του προβλήματος, α) ο 'καθαρισμός' του δικτύου με κατάλληλες διατάξεις που ονομάζονται φίλτρα αρμονικών και β) η χρήση, απευθείας σε κάθε φορτίο ξεχωριστά, ενός επιπλέον σταδίου στο κύκλωμα τροφοδοσίας που προλαμβάνει την δημιουργία αρμονικών.

Η πρώτη μέθοδος εφαρμόζεται κυρίως σε βιομηχανικές εγκαταστάσεις, όπου τα φορτία είναι λιγότερα σε αριθμό αλλά υψηλότερης ισχύος. Επίσης οι συνθήκες είναι σχετικά σταθερές, υπό την έννοια ότι τα μηχανήματα που συνήθως υπάρχουν σε τέτοιους χώρους δεν αλλάζουν συχνά. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό δεδομένου ότι η εκπόνηση μελέτης για την κατασκευή και τοποθέτηση των φίλτρων είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη και δαπανηρή και πρέπει να είναι προσαρμοσμένη στα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά της εκάστοτε εγκατάστασης.

Παρακάτω θα κάνουμε μια απλή αναφορά στη λειτουργία και τα κυριότερα είδη των αρμονικών φίλτρων. Στο επόμενο κεφάλαιο θα εξετάσουμε αναλυτικά τη δεύτερη μέθοδο καθώς είναι και αυτή που θα μας απασχολήσει στην παρούσα πτυχιακή εργασία.

1.3 Φίλτρα αρμονικών

Τα φίλτρα αρμονικών χωρίζονται στις εξής τρεις κατηγορίες:

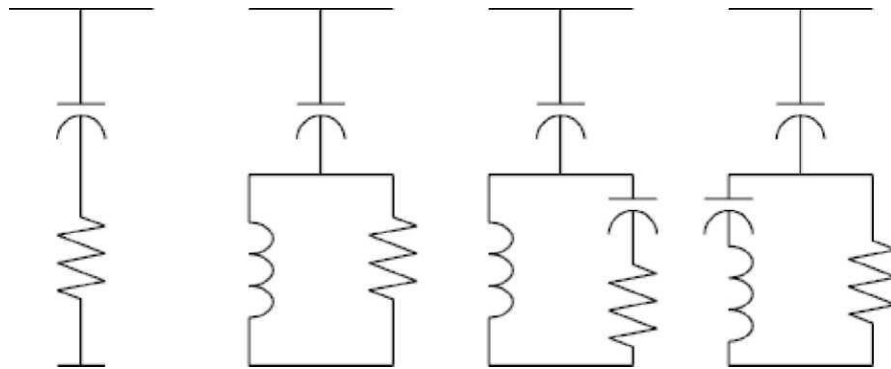
- Παθητικά φίλτρα αρμονικών (passive harmonic filters)
- Ενεργά φίλτρα αρμονικών (active harmonic filters)
- Υβριδικά φίλτρα αρμονικών (hybrid active filters)

1.3.1 Παθητικά αρμονικά φίλτρα

Τα φίλτρα απόσβεσης αρμονικών είναι συστήματα τα οποία παγιδεύουν τις αρμονικές και δεν τους επιτρέπουν να διεισδύσουν στο δίκτυο. Αποτελούνται από συνδυασμό πηνίων και ειδικών πυκνωτών κατάλληλα διαστασιολογημένων, ώστε να συντονίζονται (να ελαχιστοποιούν τη σύνθετη αντίσταση τους) σε επιλεγμένες συχνότητες και διαχωρίζονται σε βαθμίδες. Έχουν τη δυνατότητα ελέγχου από ρυθμιστή, ο οποίος ανάλογα με τη ζήτηση του

φορτίου είτε βάζει εντός, είτε θέτει εκτός βαθμίδες πηνίων - πυκνωτών, ούτως ώστε να αποφεύγεται το φαινόμενο της υπέρ-αντιστάθμισης.

Ένα παθητικό φίλτρο αρμονικών κατασκευάζεται με τη χρήση μιας διάταξης πυκνωτών, επαγωγών και αντιστάσεων. Μπορεί να πάρει τη μορφή της απλής γραμμής με επαγωγική αντίσταση (X_L) ή μπορεί να χρησιμοποιεί μια σειρά από παράλληλα συντονισμένα φίλτρα για να εξαλείψει αρμονικές.



Σχήμα 1.6: Παθητικά αρμονικά φίλτρα

1.3.2 Ενεργά φίλτρα αρμονικών

Τα ενεργά φίλτρα είναι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος που παράγουν και διοχετεύουν στο δίκτυο το αντίθετο ρεύμα αρμονικών από αυτό που δημιουργούν οι πηγές αρμονικών του δικτύου.

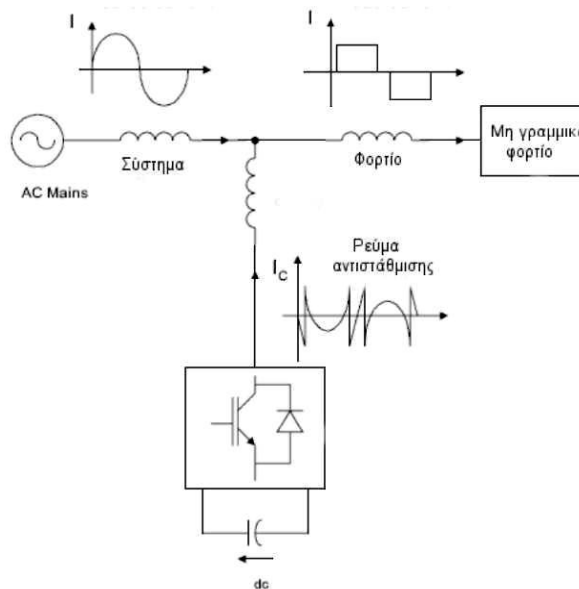
Χρησιμοποιούνται σε περιπτώσεις όπου ο μη αντισταθμισμένος συντελεστής ισχύος είναι κοντά στη μονάδα και επομένως δεν απαιτείται τόσο αντιστάθμιση άεργου όσο μείωση της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD%). Είναι ιδιαίτερα ακριβές λύσεις και γι' αυτόν το λόγο χρησιμοποιούνται σε περιπτώσεις όπου ισχύουν αρκετές ή όλες από τις παρακάτω συνθήκες σε μια εγκατάσταση:

- Υπάρχει μεγάλο περιεχόμενο σε μη γραμμικά φορτία
- Οι απαιτήσεις για καλή ποιότητα τάσης και ρεύματος είναι ιδιαίτερα αυξημένες (THDV % < 3%)
- Υπάρχει δυναμική μεταβολή της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης
- Υπάρχουν ταχέως μεταβαλλόμενα μη γραμμικά φορτία (π.χ. νοσοκομεία, ακτίνες X κλπ.)
- Υπάρχει ευαίσθητος ηλεκτρονικός εξοπλισμός

Το βασικότερο πλεονέκτημα των ενεργών φίλτρων είναι ότι πετυχαίνουν ολοκληρωτική αποκοπή των αρμονικών που εμφανίζονται στο δίκτυο, μειώνοντας σχεδόν 100% την ολική αρμονική παραμόρφωση. Επιπλέον, είναι εύκολα στην εγκατάσταση αφού δεν πιάνουν

ιδιαίτερο χώρο. Ακόμη δεν υπερφορτίζονται, ενώ η δυναμική αλλαγή στην ολική αρμονική παραμόρφωση του δικτύου δεν επηρεάζει τη λειτουργία τους, αφού παράγουν και διοχετεύουν στο δίκτυο το αντίθετο ρεύμα από αυτό των αρμονικών την κάθε χρονική στιγμή.

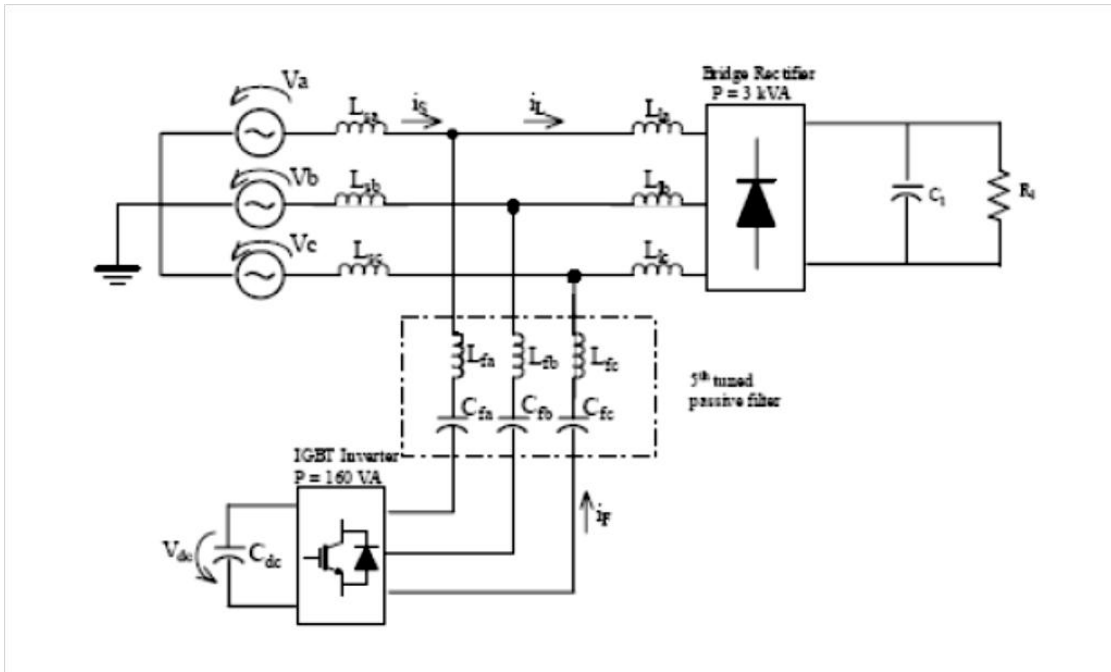
Το μεγαλύτερό τους μειονέκτημα αποτελεί η τιμή τους, η οποία δεδομένου του γεγονότος ότι δεν αντισταθμίζουν την άεργο ισχύ, είναι κατά πολύ αυξημένη σε σχέση με τη λύση ενός παθητικού φίλτρου, το οποίο πετυχαίνει και βελτίωση του συντελεστή ισχύος στο δίκτυο που τοποθετείται.



Σχήμα 1.7: Παράλληλο ενεργό φίλτρο ισχύος

1.3.3 Υβριδικά φίλτρα

Για μεγαλύτερη αποτελεσματικότητα στο φιλτράρισμα αρμονικών, τα τελευταία χρόνια έχει αναπτυχθεί η έρευνα πάνω στα υβριδικά φίλτρα, τα οποία αξιοποιούν τα πλεονεκτήματα τόσο των παθητικών όσο και των ενεργών φίλτρων αρμονικών. Πρόκειται για φίλτρα που βασίζονται σε συνδυασμό ενός ενεργού και ενός παθητικού φίλτρου.



Σχήμα 1.8: Υβριδικό φίλτρο που προκύπτει από την εν σειρά σύνδεση ενός ενεργού και ενός παθητικού φίλτρου

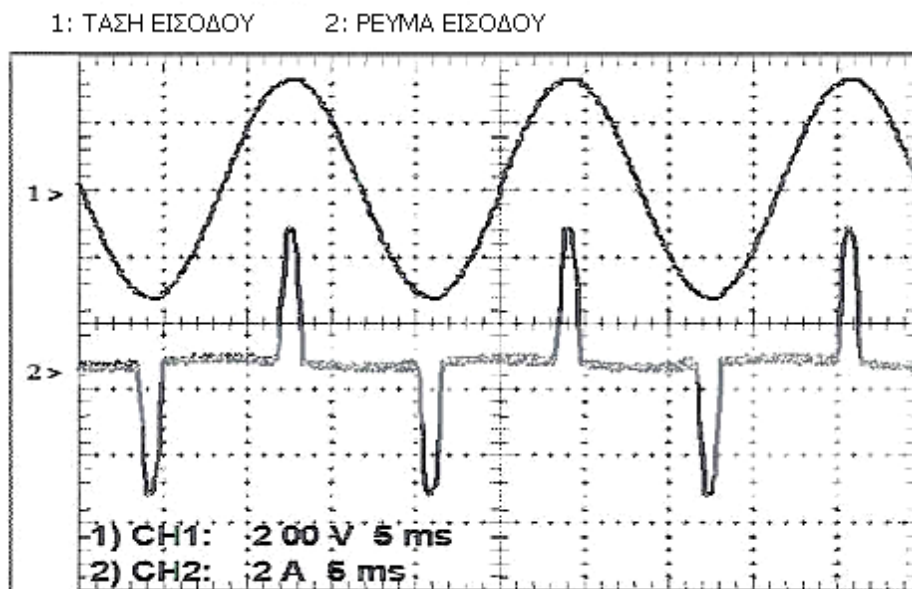
2^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΑ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ ”

2.1 Αρμονικές και μη-γραμμικά φορτία

Στην ειδική κατηγορία των διακοπτικών τροφοδοτικών (SMPS: Switching Mode Power Supplies), συναντάμε μη γραμμική εμπέδηση κυρίως λόγω των κυκλωμάτων εισόδου, τα οποία αποτελούνται από γέφυρα ανόρθωσης, ακολουθούμενη από πυκνωτή επιφορτισμένο με την αποθήκευση ενέργειας. Ο πυκνωτής διατηρεί την τάση στα επίπεδα περίπου της τιμής κορυφής της τάσης εισόδου, περιμένοντας τον επόμενο κύκλο για να φορτιστεί ξανά. Αυτό επιτυγχάνεται φορτίζοντας τον πυκνωτή με ρεύμα σε κάποιο μικρό χρονικό διάστημα και στη συνέχεια ο πυκνωτής αδειάζει αργά διατηρώντας την τάση εξόδου στα επιθυμητά όρια.

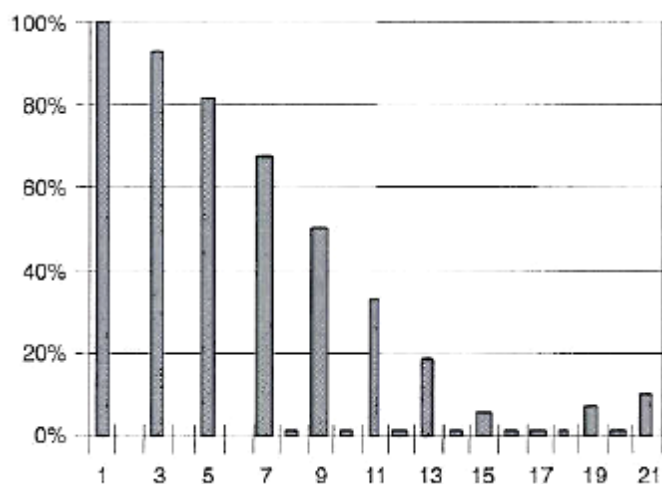
Είναι σύνηθες ο παλμός ρεύματος να είναι της τάξης του 10-20% του ολικού κύκλου, άρα το ρεύμα που τον τροφοδοτεί μπορεί να φτάσει τις 5 με 10 φορές το μέσο ρεύμα.



Σχήμα 2.1: Τάση και ρεύμα εισόδου διακοπτικής τροφοδοτικής διάταξης

Στο σχήμα 2.1 φαίνεται καθαρά η προηγούμενη παρατήρηση σχετικά με τον ορισμό του συντελεστή ισχύος και τα ημιτονοειδή μεγέθη. Σε αυτό το σχήμα τα δύο μεγέθη είναι συμφασικά αλλά το ρεύμα είναι παραμορφωμένο, οπότε ο συντελεστής ισχύος είναι <1.0 .

Στο σχήμα 2.2 βλέπουμε το αρμονικό περιεχόμενο της κυματομορφής του ρεύματος. Η θεμελιώδης συχνότητα είναι η πρώτη που εμφανίζεται στο 100%, ενώ οι υπόλοιπες εμφανίζονται ως ποσοστό της θεμελιώδους συχνότητας. Με δεδομένο ότι μόνο η θεμελιώδης συχνότητα συνεισφέρει πραγματική ισχύ, είναι προφανές ότι ο συντελεστής ισχύος είναι αρκετά μικρότερος του 1.0.

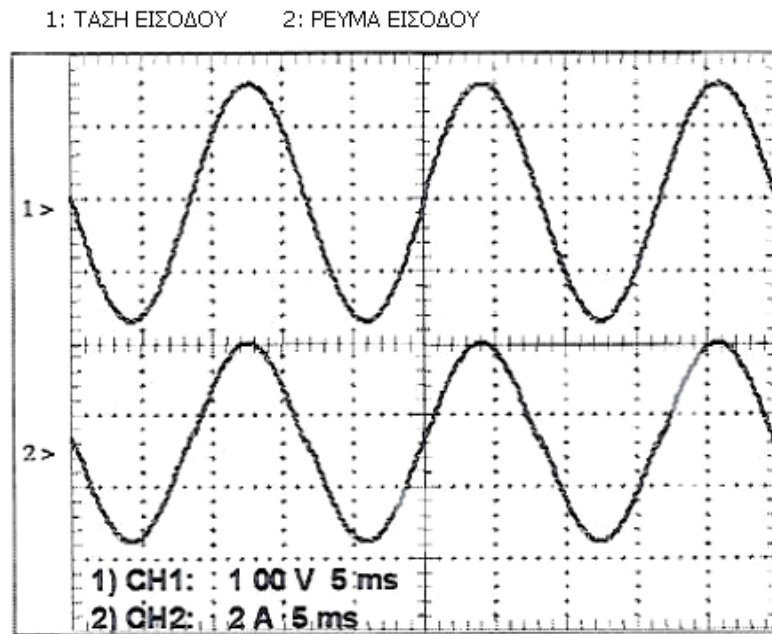


Σχήμα 2.2: Αρμονικό περιεχόμενο κυματομορφής ρεύματος διακοπτικού τροφοδοτικού

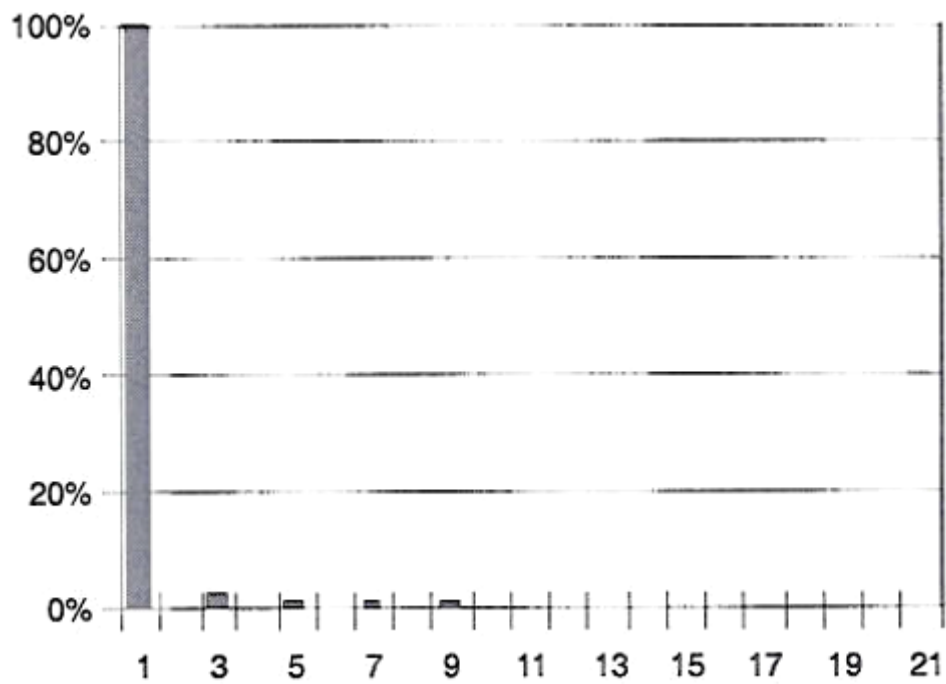
Ενδεικτικά στο σχήμα 2.3 φαίνονται οι κυματομορφές ενός κυκλώματος με συντελεστή ισχύος πολύ κοντά στο 1, καθώς και το αρμονικό περιεχόμενο της κυματομορφής του ρεύματος. Είναι εμφανές ότι σε αυτήν την περίπτωση δεν έχουμε άεργο ισχύ και όλη η ισχύς παράγεται στην θεμελιώδη συχνότητα.

Σαν συμπέρασμα μπορούμε να πούμε ότι η διόρθωση του συντελεστή ισχύος δεν έχει να κάνει μόνο με την διαμόρφωση της κυματομορφής του ρεύματος αλλά και με το αρμονικό της περιεχόμενο. Λαμβάνοντας σαν δεδομένο αυτό που σημειώσαμε παραπάνω ότι οι αρμονικές προκαλούν και ζητήματα ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών, το αρμονικό περιεχόμενο ενός σήματος είναι ιδιαίτερα σημαντικό.

Η σχέση μεταξύ του συντελεστή ισχύος και της αρμονικής παραμόρφωσης οδηγεί στο συμπέρασμα ότι ο συντελεστής ισχύος είναι μέγιστος (1.0) όταν η αρμονική παραμόρφωση είναι 0.



Σχήμα 2.3: Τάση-ρεύμα εισόδου διακοπτικής τροφοδοτικής διάταξης με διορθωμένο συντελεστή ισχύος



Σχήμα 2.4: Αρμονικό περιεχόμενο κομματομορφής ρεύματος διακοπτικού τροφοδοτικού με διορθωμένο συντελεστή ισχύος

2.2 Τύποι κυκλωμάτων διόρθωσης συντελεστή ισχύος.

Για να βελτιωθεί ο συντελεστής ισχύος ενός ΕΡ-ΣΡ (AC-DC) μετατροπέα, εισάγουμε ένα κύκλωμα διόρθωσης συντελεστή ισχύος (PFCC) στην είσοδο του μετατροπέα, ο οποίος μετά “βλέπει” το φορτίο. Το κύκλωμα PFC μπορεί να είναι ένα ανεξάρτητο κύκλωμα το οποίο τοποθετείται μπροστά από τον μετατροπέα ή να είναι ένα αναπόσπαστο κομμάτι του μετατροπέα. Η γραμμή εισόδου της τάσης είναι στην μορφή του ημιτόνου και δεν θα παραμορφωθεί αν το ρεύμα είναι επίσης ημιτονοειδές.

Παρά όλα αυτά υπάρχει μία ανισορροπία μεταξύ της στιγμιαίας ισχύος εισόδου, η οποία είναι εναλλασσόμενο μέγεθος με συχνότητα δύο φορές την συχνότητα της γραμμής και της εξόδου που είναι ένα μέγεθος DC. Συνεπώς η λογική του κυκλώματος PFC είναι να αποθηκεύει ενέργεια όταν αυτή είναι διαθέσιμη και να την ελευθερώνει όταν είναι απαραίτητη για την διατήρηση του φορτίου. Για να συμβεί κάτι τέτοιο είναι απαραίτητο να υπάρχει τουλάχιστον ένα στοιχείο στο κύκλωμα το οποίο να αποθηκεύει ενέργεια. Στην πλειονότητα των εφαρμογών τοποθετείται ένα πηνίο μετά τη γέφυρα ανόρθωσης το οποίο μπορεί να λειτουργεί σε συνεχή αγωγή (CCM) ή σε ασυνεχή αγωγή (DCM). Στην περίπτωση DCM η κατάσταση στην οποία βρίσκεται το πηνίο σε ένα δεδομένο κύκλο είναι ανεξάρτητη από την κατάσταση του πηνίου στον προηγούμενο κύκλο και η τιμή κορυφής του ρεύματος στο πηνίο ελέγχει την τιμή της τάσης αυτόματα. Αυτή η ιδιότητα του DCM μπορεί να χαρακτηριστεί αυτό-διόρθωση συντελεστή ισχύος, αφού δεν απαιτείται έλεγχος από την πλευρά της εισόδου.

Αυτό είναι ένα βασικό πλεονέκτημα που προκύπτει κατά τη λειτουργία DCM, όμως έτσι δεν μπορεί να αποθηκευτεί ενέργεια αφού το ρεύμα στο πηνίο μηδενίζει πριν την έναρξη του επόμενου κύκλου. Άρα λοιπόν είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός αρκετά μεγάλου πυκνωτή. Επίσης το ρεύμα στην είσοδο κατά τη λειτουργία DCM είναι τριγωνικό και ασυνεχές οπότε απαιτείται ένα φίλτρο στην είσοδο για την διαμόρφωση του ρεύματος.

2.2.1 Χαρακτηριστικά τάσης ρεύματος εισόδου των μετατροπέων τάσης

Για να εξετάσουμε ποια τοπολογία προσφέρεται για PFC θα πρέπει να δούμε τα χαρακτηριστικά τάσης/ρεύματος στην είσοδο του μετατροπέα. Θα εξεταστούν τρεις μετατροπείς οι boost, buck και buck-boost σε λειτουργία DCM. Θα γίνουν ορισμένες παραδοχές για την διευκόλυνση της ανάλυσης. Οι παραδοχές είναι:

- Το ρεύμα εισόδου θα είναι το μέσο ρεύμα

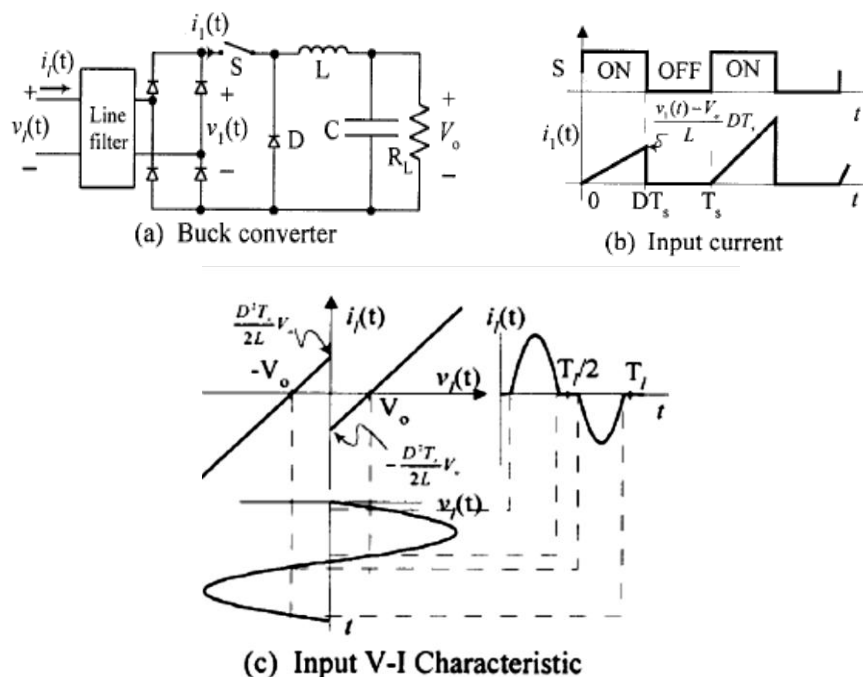
- Δεδομένου ότι η διακοπτική συχνότητα είναι πολύ μεγαλύτερη της συχνότητας
- γραμμής της εισόδου θα υποθεθεί ότι η τιμή της τάσης είναι σταθερή σε έναν κύκλο
- Στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (steady state) η τάση εξόδου είναι περίπου σταθερή και η μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης* (Duty Cycle : D) ελάχιστη, οπότε το D θεωρείται σταθερό μέγεθος.

*Το Duty Cycle ορίζεται ως ο λόγος του χρόνου κατά τον οποίο το διακοπτικό στοιχείο άγει (t_{ON}) ως προς την συνολική περίοδο της συχνότητας μεταγωγής (T) :

$$D = t_{ON}/T$$

2.2.2 Buck Converter

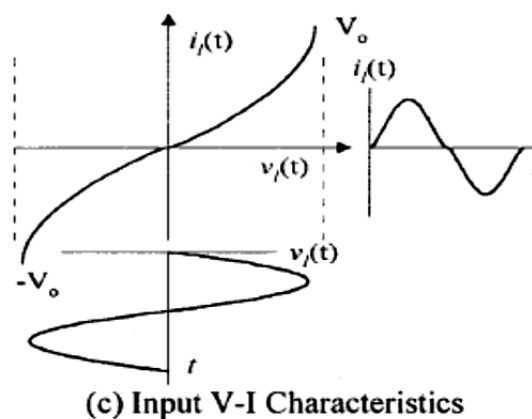
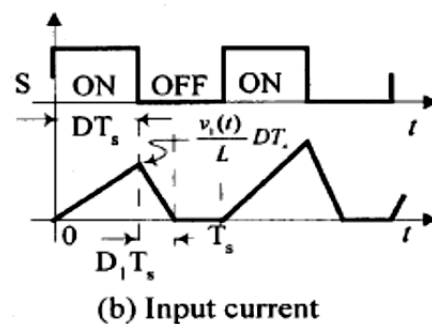
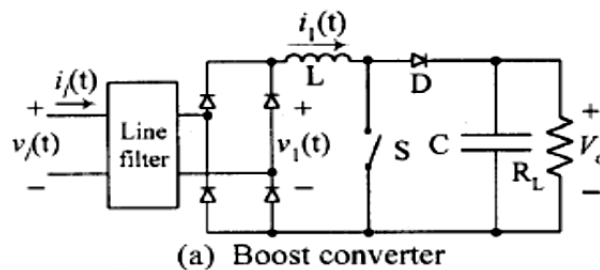
Η τοπολογία του μετατροπέα Buck καθώς και η μορφή του ρεύματος στην είσοδο και τα V-I χαρακτηριστικά του φαίνονται στο σχήμα 2.5 και φαίνεται ότι το γράφημα V-I είναι μία ευθεία γραμμή. Όταν η ανορθωμένη τάση $V_i(t)$ είναι μικρότερη από την V_o , θα προκύψει αρνητικό ρεύμα στην είσοδο, αλλά αυτό αποτρέπεται αφού η γέφυρα θα σταματήσει το αρνητικό ρεύμα. Το αποτέλεσμα είναι το ρεύμα εισόδου να είναι μηδέν κοντά στο σημείο που όπου η τάση εισόδου περνάει το μηδέν, όπως φαίνεται και στο γράφημα. Τελικά το ρεύμα εισόδου παραμορφώνεται επειδή ο μετατροπέας μπορεί να δουλέψει μόνο υπό την συνθήκη ότι η τάση στην είσοδο πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την τάση στην έξοδο. Άρα λοιπόν ο μετατροπέας buck δεν είναι καλός για την περίπτωση που δουλεύει σε DCM για διόρθωση συντελεστή ισχύος.



Σχήμα 2.5: Χαρακτηριστικά Buck converter

2.2.3 Boost converter

Η τοπολογία του μετατροπέα boost καθώς και η μορφή του ρεύματος εισόδου και η V-I χαρακτηριστική του φαίνονται στο σχήμα 2.6. Βλέπουμε ότι όσο η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου η σχέση μεταξύ τάσης-ρεύματος είναι σχεδόν γραμμική. Όταν ο μετατροπέας boost συνδεθεί με το δίκτυο θα απορροφήσει ρεύμα το οποίο θα έχει ημιτονοειδή μορφή. Στην πραγματικότητα το μόνο στοιχείο στο κύκλωμα του boost που προκαλεί μη-γραμμικότητα είναι η δίοδος. Με βάση αυτά τα δεδομένα ο boost είναι πολύ καλύτερος για PFC αλλά λειτουργεί μόνο όταν η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη της τάσης εισόδου. Αν πρέπει να παραχθεί τάση εξόδου μικρότερη της τάσης εισόδου θα πρέπει να τοποθετηθεί ένας buck μετατροπέας μετά την έξοδο του boost.

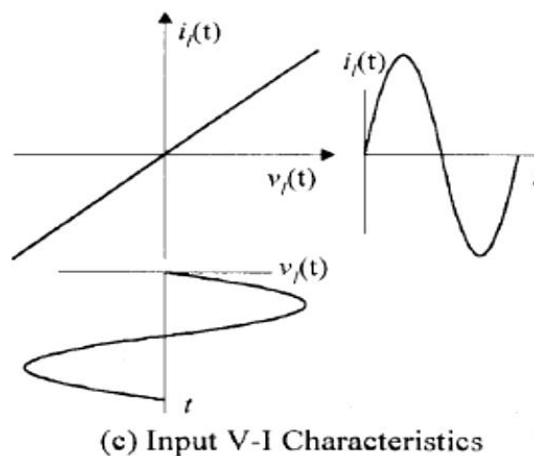
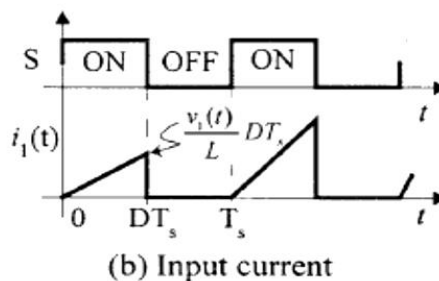
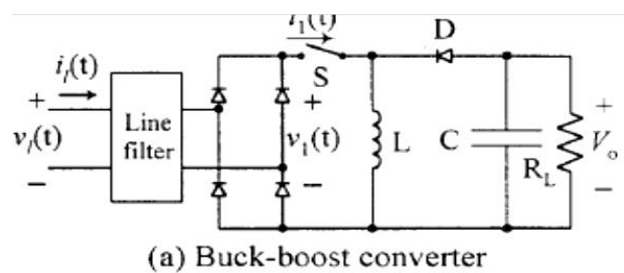


Σχήμα 2.6: Χαρακτηριστικά boost converter

2.2.4 Buck-boost converter

Η τοπολογία του μετατροπέα buck-boost καθώς και η κυματομορφή του ρεύματος στην είσοδο και η χαρακτηριστική V-I φαίνονται στο σχήμα 2.7. Από το σχήμα μπορούμε να δούμε ότι η σχέση τάσης-ρεύματος στην είσοδο είναι γραμμική παρά την παρουσία της διόδου. Ο λόγος είναι ότι το ρεύμα εισόδου δεν έχει σχέση με την περίοδο εκφόρτισης της διόδου. Επιπροσθέτως η έξοδος του buck-boost μπορεί να είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη της τάσης εξόδου, γεγονός που καθιστά τον συγκεκριμένο μετατροπέα πολύ καλή επιλογή για PFC. Όμως η συγκεκριμένη τοπολογία έχει δύο βασικά μειονεκτήματα, η πολικότητα της εξόδου αναστρέφεται οπότε η είσοδος και η έξοδος δεν έχουν κοινή επιστροφή (ground) και το ότι χρειάζεται οδήγηση με γαλβανική απομόνωση (floating) για τον διακόπτη ισχύος.

Για αυτούς τους δύο λόγους, αυτή η επιλογή χρησιμοποιείται πολύ σπάνια



Σχήμα 2.7: Χαρακτηριστικά Buck-boost converter

3^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

ΗΜΙΑΓΩΓΟΙ ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ

3.1 Εισαγωγή

Η ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος, οφείλεται κατά κύριο λόγο στην ραγδαία ανάπτυξη των ημιαγωγών από άποψη ταχύτητας μεταγωγής (switching speed) αλλά και από άποψη αντοχής σε όλο και μεγαλύτερες τιμές ισχύος. Είναι γεγονός ότι η πρόοδος στα ηλεκτρονικά ισχύος είναι άρρηκτα δεμένη με την ανάπτυξη των διακοπών και κυρίως των MOSFET το 1960-1970. Έκτοτε σημειώθηκε μεγάλη πρόοδος στα χαρακτηριστικά των διαθέσιμων διακοπών και οι εταιρίες που παρήγαγαν και προμήθευαν τέτοιους ημιαγωγούς ωθήθηκαν στην περαιτέρω ανάπτυξη τους.

Αργότερα, οι ημιαγωγοί ισχύος είχαν μία ακόμα σημαντική εξέλιξη όταν εισήχθη στην αγορά μία νέα τεχνολογία που συνδύαζε τα πλεονεκτήματα του BJT με την ευκολία χρήσης του MOSFET. Αυτή η τεχνολογία ήταν το IGBT το οποίο κατάφερε να υπερκεράσει την απόδοση του MOSFET κυρίως όσον αφορά την αντοχή σε υψηλή τάση και ρεύμα και να μπορέσει να το αντικαταστήσει σε πολλές εφαρμογές.

Τα δύο χαρακτηριστικά στα οποία βασίστηκε η ανάπτυξη των ημιαγωγών ισχύος είναι η ταχύτητα μεταγωγής και η αντοχή σε όλο και μεγαλύτερη τάση και ρεύμα, με το δεύτερο να αναλύεται σε μεγαλύτερη αντοχή σε τάση στην κατάσταση μη-αγωγής (voltage blocking) και στην ικανότητα μεταφοράς μεγαλύτερης τιμής ρεύματος στην κατάσταση αγωγής.

Τα καινούρια υλικά που δοκιμάζονται καθώς και η βελτίωση των πρακτικών στην επεξεργασία των συγκεκριμένων υλικών οδηγεί σε μία μεγάλη γκάμα επιλογών διαθέσιμων στον μηχανικό. Έτσι λοιπόν απαιτείται αρκετή κατανόηση των πλεονεκτημάτων και των μειονεκτημάτων της κάθε επιλογής προκειμένου να αξιοποιηθεί η διαθέσιμη τεχνολογία για μία δεδομένη εφαρμογή, καθώς πρέπει να συνυπολογιστούν αρκετοί παράγοντες, όπως μεταξύ άλλων, κόστος, διαθέσιμος χώρος για ψύξη, αντοχή και αξιοπιστία. Συνεπώς στην

επιλογή των ημιαγωγών πρέπει να γίνονται συμβιβασμοί προκειμένου να επιτευχθεί το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα.

3.2 Ο διακόπτης στα ηλεκτρονικά ισχύος.

Όπως είδαμε πιο πάνω η ανάγκη για την ανάπτυξη των διακοπών ισχύος προέκυψε από τις όλο και μεγαλύτερες απαιτήσεις στην αγορά για πιο αποδοτική μετατροπή ενέργειας και απόδοση της από την πηγή στο φορτίο.

Η χρήση διακοπών δεν είναι ο μοναδικός τρόπος να επιτευχθεί μετατροπή ισχύος. Υπάρχουν αρκετοί τρόποι διαθέσιμοι με γραμμικούς μετατροπείς (linear regulators) ή ενισχυτές ισχύος (power amplifiers). Στην περίπτωση των γραμμικών μετατροπέων όμως ένα μεγάλο μέρος της διαθέσιμης ενέργειας χάνεται κυρίως σε θερμότητα κατά την μετατροπή. Αντίστοιχα, αν για την μετατροπή χρησιμοποιηθούν διακόπτες οι απώλειες είναι πολύ λιγότερες και αυτό είναι το χαρακτηριστικό που οδήγησε στην ευρεία χρήση των διακοπών στα τροφοδοτικά. Ο βαθμός απόδοσης που επιτυγχάνουν οι διακόπτες είναι αρκετά υψηλός, γεγονός το οποίο βοηθά στην γενικότερη καλύτερη συμπεριφορά του κυκλώματος. Για παράδειγμα αν έχουμε μεγάλη απώλεια ενέργειας κατά την μετατροπή τότε δημιουργούνται και άλλες παρενέργειες:

- Μεγάλη κατανάλωση ισχύος σημαίνει αρκετά μεγάλο κόστος.
- Προβλήματα στη σχεδίαση γιατί θα πρέπει να συμπεριληφθούν και ψυκτρες οι οποίες προσθέτουν κόστος και περιορισμό χώρου.
- Περιορισμένη αξιοπιστία των ημιαγωγών και της συσκευής γενικότερα.

Βέβαια και οι διακόπτες δεν είναι τόσο ιδεατοί όσο παρουσιάζονται. Ο ιδανικός διακόπτης θεωρείται ότι έχει τα κάτωθι χαρακτηριστικά:

- Απεριόριστο ρεύμα διέλευσης στην κατάσταση αγωγής
- Απεριόριστη τιμή τάσης στην κατάσταση μη-αγωγής
- Μηδενική πτώση τάσεως στην κατάσταση αγωγής
- Μηδενικό ρεύμα διαρροής στην κατάσταση μη-αγωγής
- Πολύ γρήγορη μεταγωγή από την αγωγή στην μη-αγωγή, έτσι ώστε αυτός ο χρόνος να θεωρείται μηδέν.

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι ο ιδανικός διακόπτης έχει απεριόριστη ταχύτητα, απεριόριστη αντοχή σε τάση και ρεύμα διέλευσης και μηδενική αντίσταση. Στην

πραγματικότητα κανένα από τα παραπάνω ιδεατά χαρακτηριστικά δεν υπάρχουν σε έναν διακόπτη, αφού και αντίσταση παρουσιάζει και περιορισμένη αντοχή σε τάση και ρεύμα αλλά και οι χρόνοι μεταγωγής δεν είναι μηδενικοί. Το συμπέρασμα είναι ότι και ο διακόπτης παρουσιάζει απώλειες κατά την λειτουργία του αλλά μπορεί να πλησιάσει αρκετά στο ιδεατό αν γίνει προσεκτική επιλογή ανάλογα με την εφαρμογή του.

3.3 Εφαρμογές σε κυκλώματα ισχύος.

Οι ημιαγωγοί βρίσκονται στην καρδιά κάθε κυκλώματος ισχύος. Πρέπει να έχουν υψηλές τιμές χαρακτηριστικών τάσης και ρεύματος, ακαριαίο «άναμμα» και «σβήσιμο», πολύ μικρή πτώση τάσης όταν διαρρέονται από μέγιστο ρεύμα (φάση ON), καθόλου διαρροή όταν είναι σε φάση OFF. Αυτά είναι μεταξύ άλλων, κάποια από τα βασικά χαρακτηριστικά που υπαγορεύουν τι είδους διακόπτης θα χρησιμοποιηθεί στο κύκλωμα., ανάλογα με την εφαρμογή.

Δύο παραδείγματα διακοπών ανάλογα με την εφαρμογή είναι τα παρακάτω:

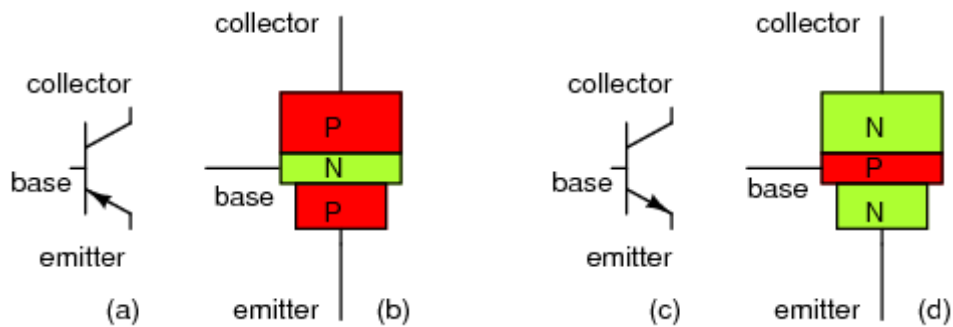
Διακόπτες υψηλής τάσεως και ρεύματος χρησιμοποιούνται στην οδήγηση μεγάλων κινητήρων, αντιστροφών και ενεργών φίλτρων

Αντίθετα, χαμηλή τάση και υψηλή συχνότητα απαιτείται σε εφαρμογές διακοπτικών τροφοδοτικών και συστημάτων ελέγχου κίνησης.

Παραδοσιακά, για αυτές τις εφαρμογές χρησιμοποιούνταν διπολικά τρανζίστορ (BJT). Όμως η τεχνολογία των IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) και MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) προόδευσε πάρα πολύ, έτσι ώστε αντικατέστησαν επάξια τα BJT σε πολλές εφαρμογές.

3.4 Bipolar Junction Transistor – BJT

Το BJT (σχήμα 3.1) αποτελείται από τρεις διαδοχικές στρώσεις ημιαγωγικού υλικού p-n-p ή n-p-n. Έχει τρεις ακροδέκτες, τον εκπομπό E (emitter), την βάση B(base) και τον συλλέκτη C(collector).



Σχήμα 3.1: p-n-p & n-p-n BJT

Το BJT λειτουργεί ως διακόπτης που ελέγχεται από ρεύμα, το ρεύμα της βάσης είναι η είσοδος και το ρεύμα του συλλέκτη είναι η έξοδος.

Επειδή ακριβώς ελέγχεται από ρεύμα έχει αρκετά χαμηλή τάση κορεσμού, κάτι το οποίο είναι επιθυμητό. Επιπροσθέτως μπορεί να χειριστεί υψηλές τάσεις και ρεύματα χωρίς ιδιαίτερα προβλήματα.

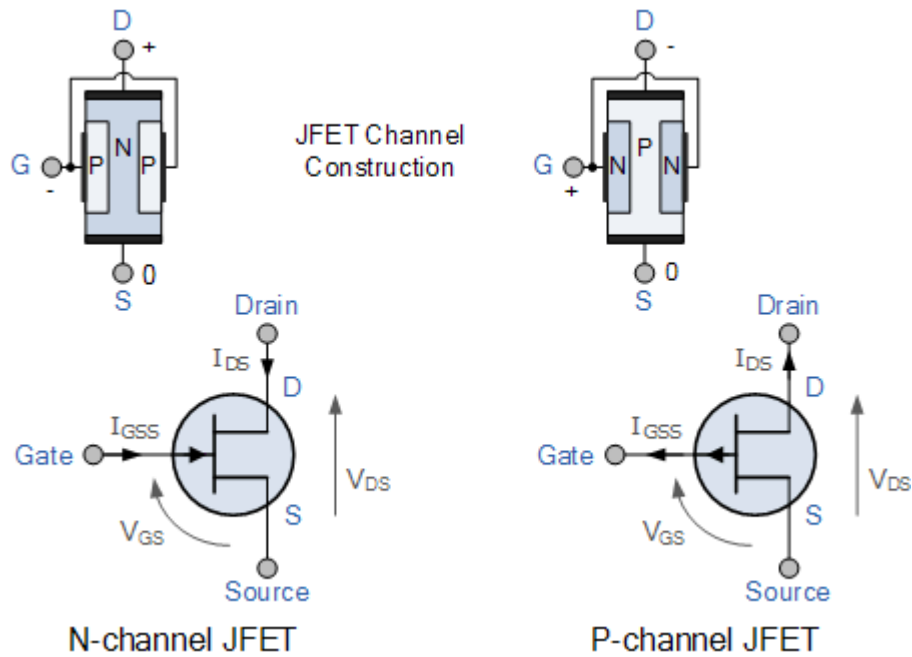
Βέβαια υπάρχουν και μειονεκτήματα, όπως το χαμηλό κέρδος στις υψηλές συχνότητες κάτι το οποίο το καθιστά ανεπαρκές για τέτοιες εφαρμογές. Επίσης δεν έχει ιδιαίτερη αντοχή σε ρεύμα, αφού η υψηλότερη τιμή ρεύματος που αντέχει, είναι περίπου διπλάσια από την μέγιστη τιμή συνεχούς ρεύματος.

Άλλο αρνητικό χαρακτηριστικό είναι η ταχύτητα μεταγωγής (switching speed) η οποία συγκριτικά με τους «αντικαταστάτες» του είναι αρκετά μικρή. Το BJT απαιτεί μεγάλο ρεύμα πόλωσης, σε αρκετές περιπτώσεις ίσο με το 1/5 ή το 1/10 του ρεύματος του συλλέκτη και ακόμα περισσότερο για το σβήσιμο. Εύκολα λοιπόν συμπεραίνει κανείς ότι το κύκλωμα οδήγησης είναι αρκετά πολύπλοκο και μεγάλο σε κόστος.

3.5 JFET

Το αρχικό μοντέλο του FET (Field Effect Transistor) – σχήμα 3.2 - στηρίχθηκε σε μία μοντελοποίηση η οποία αποτελούνταν από δύο μεταλλικές επαφές εκατέρωθεν του ημιαγωγού και μία μεταλλική πλάκα επάνω στον ημιαγωγό. Η θεωρία έλεγε ότι ρυθμίζοντας το ηλεκτρικό πεδίο στην επιφάνεια του ημιαγωγού μέσω της τάσης που εφαρμόζεται στην μεταλλική πλάκα μπορεί να ελεγχθεί η ροή του ρεύματος μεταξύ των δύο αγωγών.

Υπάρχουν δύο τύποι από FET's : N-Channel & P-Channel. Και οι δύο τύποι ελέγχουν το ρεύμα μεταξύ drain και source, μέσω της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη (Gate).



Σχήμα 3.2: N-channel & P-channel JFET

Το αντίστοιχο φαινόμενο συμβαίνει όταν το JFET είναι τύπου “N”. Τα N-channel έχουν μικρότερη αντίσταση από τα P-channel οπότε είναι και πιο αποδοτικά σαν ημιαγωγικοί διακόπτες.

Επιγραμματικά η λειτουργία τους έχει ως εξής: Το μέγεθος του ρεύματος το οποίο διαρρέει την υποδοχή (drain) και την πηγή (source), ελέγχεται από την τάση στην πύλη. Στα N-channel η τάση είναι αρνητική και στα P-channel είναι θετική. Η εφαρμογή της τάσης μεγαλώνει ή μικραίνει το διάκενο μεταξύ των μεταλλικών πλακών όπως στο σχήμα και έτσι ρυθμίζεται η ροή του ρεύματος.

Μερικά χαρακτηριστικά του JFET:

- Πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου (τυπικά 100MΩ)
- Δεν επηρεάζεται από ακτινοβολία τουλάχιστον στον βαθμό που επηρεάζεται το BJT
- Παράγει λιγότερο θόρυβο, άρα μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην είσοδο ενισχυτών.
- Συγκριτικά με το BJT είναι πιο σταθερό στις αλλαγές της θερμοκρασίας.

3.6 Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET

Το MOSFET εμφανίστηκε αρκετά πιο μετά από το BJT αλλά εμφάνισε ορισμένα πλεονεκτήματα αμέσως. Αρχικά, πρόκειται για διακόπτη ελεγχόμενο από τάση και όχι από

ρεύμα, οπότε αποφεύγεται ένα κομμάτι σχεδίασης, δύσκολο σχετικά, που έχει να κάνει με την οδήγηση του BJT. Και αυτό, όπως το BJT, έχει τρεις ακροδέκτες: Gate, Source και Drain.

Από άποψη λειτουργικών χαρακτηριστικών το MOSFET είναι πολύ καλύτερο. Έχει πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου και χαμηλή απαίτηση ρεύματος στην είσοδο, οπότε λιγότερο κόστος και πολυπλοκότητα στην οδήγηση του. Εάν υπάρχει απαίτηση για περισσότερο ρεύμα παραλληλίζονται εύκολα και η ασφαλής περιοχή λειτουργίας του είναι μεγαλύτερη.

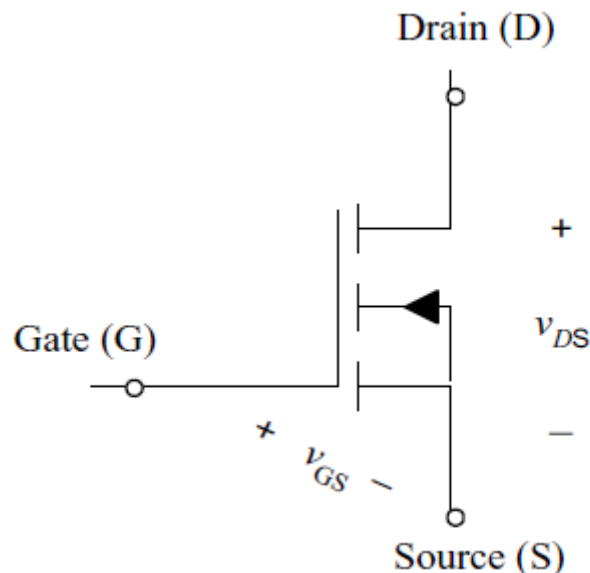
Σαν σοβαρό μειονέκτημα θα μπορούσε να αναφερθεί το χαμηλό κέρδος στα ψηλά ρεύματα.

Το αρχικό μοντέλο δεν διαφέρει από το JFET, ανήκουν άλλωστε στην ίδια οικογένεια ημιαγωγών.

Υπάρχουν δύο τύποι MOSFET, τα αραιώσεως (depletion) τα οποία συμπεριφέρονται αρκετά σαν JFET αφού βρίσκονται σε φάση αγωγής όταν είναι σε ηρεμία και τα πυκνώσεως (enhancement) τα οποία χωρίς πόλωση δεν άγουν, οπότε με την αύξηση της τάσης στο gate αυξάνει και το ρεύμα.

Συνεπώς τα MOSFET είναι διακόπτες ελεγχόμενοι από το ηλεκτρικό πεδίο που δημιουργείται στην επιφάνεια του ημιαγωγού, ως αποτέλεσμα της εφαρμογής της τάσης στην πύλη. Άρα λοιπόν το κύκλωμα οδήγησης είναι απλό και δεν προσθέτει ιδιαίτερο κόστος.

Στα ηλεκτρονικά ισχύος το MOSFET χρησιμοποιείται σαν διακόπτης.



Σχήμα 3.3: N-Channel MOSFET

Στο σχήμα 3.3 βλέπουμε ένα N-channel enhancement MOSFET. Αν η τάση μεταξύ gate-source είναι 0 τότε ο διακόπτης είναι ανοικτός και δεν διαρρέεται από ρεύμα. Όταν βρίσκεται σε κατάσταση μη αγωγής τότε υπάρχει μόνο ένα μικρό ρεύμα διαρροής.

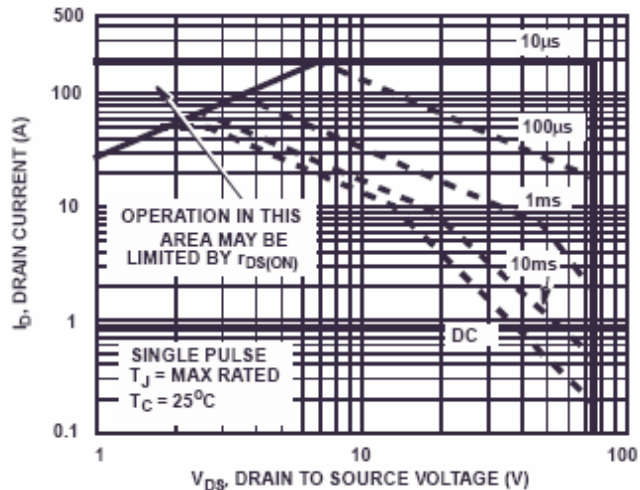
Η τάση που εφαρμόζεται στα G-S δεν μπορεί να υπερβεί την μέγιστη τάση που ορίζει ο κατασκευαστής, με υπολογισμένο κάποιο πλαίσιο ανοχής για την αποφυγή σφαλμάτων κατά την λειτουργία. Ο κατασκευαστής επίσης ορίζει το μέγιστο ρεύμα συνεχούς διέλευσης και το μέγιστο στιγμιαίο ρεύμα. Το τελευταίο είναι απαραίτητο ειδικά στις σχεδιάσεις οδήγησης κινητήρων.

Το MOSFET μπαίνει σε κατάσταση αγωγής όταν η τάση V_{gs} γίνει μεγαλύτερη από κάποιο δεδομένο όριο V_{th} (th:threshold) το οποίο ορίζει ο κατασκευαστής.

Όταν το MOSFET είναι σε κατάσταση αγωγής εμφανίζει αντίσταση στον αγώγιμο δρόμο μεταξύ D-S η οποία είναι γνωστή ως R_{dsON} και αυξάνει με την θερμοκρασία, μειώνεται με την αύξηση του V_{gs} και αυξάνει ελαφρά με την διέλευση ρεύματος. Με αυτό το δεδομένο είναι πιο ασφαλής πρακτική να οδηγείται ένα MOSFET με τάση αρκετά μεγαλύτερη του V_{th} . Το μέγιστο όριο της V_{gs} τάσης αναφέρεται στο φύλλο προδιαγραφών και αν ξεπεραστεί το MOSFET καταστρέφεται. Συνεπώς η οδήγηση πρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο καθαρή από θόρυβο και ταλαντώσεις.

Συνοψίζοντας τα κύρια στοιχεία επιλογής ενός MOSFET είναι:

- Αντοχή σε τάση (V_{ds})
- R_{dsON}
- V_{gs}
- Με ακροδέκτες για την συγκόλληση του μέσω οπών (Through hole) ή επιφανειακής στήριξης (SMD)
- Θερμική διαχείριση
- Μέγιστο ρεύμα διέλευσης (συνεχές και στιγμιαίο)
- Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας (Safe operating area: SOA) (σχήμα 3.4)



Σχήμα 3.4: Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας MOSFET (SOA)

Η SOA είναι ένα γράφημα που συνδυάζει τάσεις και ρεύματα που μπορούν να διατηρηθούν για συγκεκριμένο χρόνο.

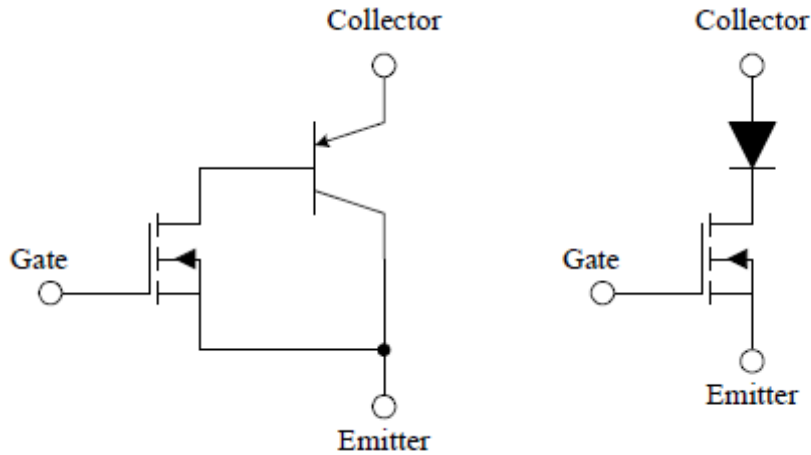
Επειδή οι ημιαγωγοί ισχύος έχουν πολύ ευρεία εφαρμογή, η επιλογή του καλύτερου τύπου για μία δεδομένη εφαρμογή θα γίνει λαμβάνοντας υπό όψη διάφορους παράγοντες, όπως: η ενίσχυση, η ταχύτητα μεταγωγής και η τάξη ισχύος. Τέτοιου είδους εφαρμογές συναντιούνται ευρέως στη βιομηχανία, στις ηλεκτρονικές συσκευές ευρείας κατανάλωσης και τις συγκοινωνίες, όπου απαιτείται.

Στη βιομηχανία, οι δύο κύριες χρήσεις των ημιαγωγών ισχύος είναι ο έλεγχος κινητήρων (motor drives) και τα τροφοδοτικά. Στον έλεγχο κινητήρων χρησιμοποιούνται σε όλα τα πιθανά μεγέθη κινητήρων. Συνήθως λόγω της υψηλής απαίτησης σε ρεύμα χρησιμοποιούνται τα IGBT. Για τροφοδοτικά υψηλής ισχύος σε εφαρμογές όπως μηχανές συγκόλλησης και επαγωγικές συσκευές θέρμανσης, πάλι τα IGBT κυριαρχούν.

3.7 IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor

Εμφανίστηκε το 1980 και παρουσίασε εξαιρετικά χαρακτηριστικά. Παρόμοιο με το MOSFET έχει και αυτό 3 ακροδέκτες και λειτουργεί ως διακόπτης ισχύος. Χωρίς την ύπαρξη του IGBT πολλές εφαρμογές της βιομηχανίας θα ήταν οικονομικά ασύμφορες. Πριν την εμφάνιση του το MOSFET και το BJT χρησιμοποιούνταν κυρίως σε εφαρμογές μέσης και χαμηλής ισχύος. Τα δεδομένα μειονεκτήματα του BJT και λιγότερο του MOSFET οδήγησαν σε μία υβριδική λύση, δηλαδή έναν διακόπτη που να συνδυάζει τα εξαιρετικά

χαρακτηριστικά αγωγής του BJT και την ευκολία οδήγησης του MOSFET σε υψηλότερες τάσεις λειτουργίας, εκεί που η R_{dsON} του MOSFET κάνει την χρήση του απαγορευτική.



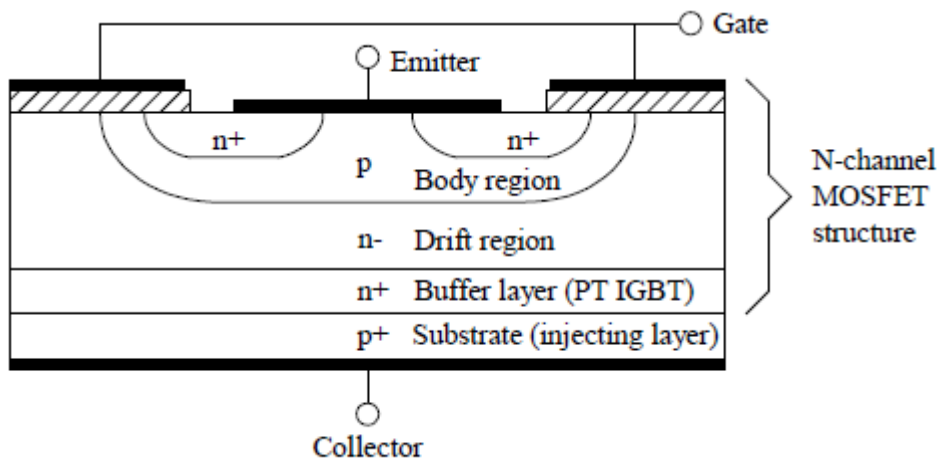
Σχήμα 3.5: IGBT ισοδύναμα κυκλώματα

Από τα ισοδύναμα κυκλώματα του IGBT στο σχήμα 3.5 και μόνο μπορούμε να δούμε την υβριδική φύση του διακόπτη: MOSFET στην είσοδο, BJT στον αγώγιμο δρόμο εξόδων.

Η λειτουργία του IGBT είναι παρεμφερής με αυτή του MOSFET. Θετική τάση εφαρμόζεται στα άκρα πύλης-εκπομπού και μόλις ξεπεραστεί το όριο V_{th} τότε το IGBT μπαίνει σε κατάσταση αγωγής.

Η ευκολία οδήγησης και οι χαμηλές απώλειες αγωγής, ειδικά όπου απαιτείται υψηλή τάση και ρεύμα, έκαναν το IGBT πρώτη επιλογή για τους σχεδιαστές. Βέβαια υπάρχουν και μειονεκτήματα: Η ταχύτητα μεταγωγής είναι μικρότερη του MOSFET ειδικά στο «σβήσιμο».

Κατασκευαστικά ένα N-channel IGBT είναι όπως το N-channel MOSFET τοποθετημένο πάνω σε ένα υπόστρωμα ημιαγωγού τύπου “P”, όπως μπορούμε να δούμε στο σχήμα 3.6.



Σχήμα 3.6: IGBT εσωτερική δομή

Υπάρχουν 2 τύποι IGBT διαθέσιμοι στην αγορά, τα NPT (Non Punch through) και τα PT (Punch through). Η εφαρμογή είναι αυτή που υπογορεύει τι τύπος θα χρησιμοποιηθεί. Κατασκευαστικά διαφέρουν κυρίως στο ότι το PT έχει μία στρώση N παραπάνω από τα NPT.

Στα χαρακτηριστικά τους τώρα το για δεδομένη ταχύτητα μεταγωγής τα NPT έχουν μεγαλύτερο $V_{ce(on)}$ από τα PT. Αυτή η διαφορά μεγεθύνεται περαιτέρω από το γεγονός ότι στα NPT το $V_{ce(on)}$ αυξάνει με την θερμοκρασία ενώ στα PT μειώνεται με την θερμοκρασία. Για κάθε IGBT, ανεξαρτήτως του τύπου, οι διακοπτικές απώλειες εξισορροπούνται σε σχέση με το $V_{ce(on)}$. IGBT με υψηλή ταχύτητα έχουν μεγαλύτερο $V_{ce(on)}$ και αυτά με χαμηλότερη ταχύτητα έχουν μικρότερο $V_{ce(on)}$. Τα NPT είναι πιο στιβαρά εξαιτίας της μεγαλύτερης βάσης και του χαμηλότερου κέρδους του PNP bipolar transistor και αυτό είναι το μεγαλύτερο πλεονέκτημα που αποκομίζεται από τη μείωση της διακοπτικής ταχύτητας στην τεχνολογία NPT. Σε γενικές γραμμές είναι πιο δύσκολο να κατασκευαστεί PT IGBT με V_{ces} μεγαλύτερο από 600 Volt, ενώ είναι αρκετά κοινό για τα NPT.

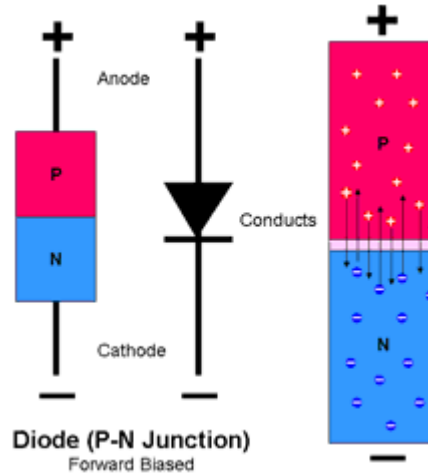
Και για τους δύο τύπους οι απώλειες και η ταχύτητα μεταγωγής στην κατάσταση αγωγής είναι πρακτικά ανεπηρέαστες από τη θερμοκρασία. Για τα NPT η ταχύτητα μεταγωγής στην κατάσταση μη-αγωγής δεν αλλάζει σε όλο το φάσμα της θερμοκρασίας λειτουργίας και το ίδιο ισχύει και για τις απώλειες. Για τα PT η ταχύτητα σβησίματος πέφτει και οι απώλειες αυξάνονται με την θερμοκρασία. Παρά όλα αυτά, παραμένουν αρκετά χαμηλές.

Στον πίνακα που ακολουθεί βλέπουμε ένα συγκριτικό των τριών κατηγοριών ημιαγωγών που εξετάστηκαν.

Πίνακας 3.1: Σύνοψη χαρακτηριστικών λειτουργίας BJT – MOSFET – IGBT Δίοδοι

| Χαρακτηριστικό | BJT | MOSFET | IGBT |
|---------------------|--------------------|-----------------|--------|
| Οδήγηση | Ρεύμα | Τάση | Τάση |
| Κύκλωμα Οδήγησης | Πολύπλοκο | Απλό | Απλό |
| Εμπέδηση εισόδου | Χαμηλή | Υψηλή | Υψηλή |
| Ταχύτητα Switching | Χαμηλή (μS) | Υψηλή (nS) | Μέση |
| Συχνότητα | Χαμηλή (<100kHz) | Γρήγορη (<1MHz) | Μέση |
| Safe operating area | Μικρή | Μεγάλη | Μεγάλη |

Από τους ημιαγωγούς που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα ισχύος, η δίοδος είναι η απλούστερη μορφή. Με αναφορά στο σχήμα 3.7, είναι ένας ημιαγωγός με δύο ακροδέκτες, την άνοδο (Anode) και την κάθοδο (Cathode).

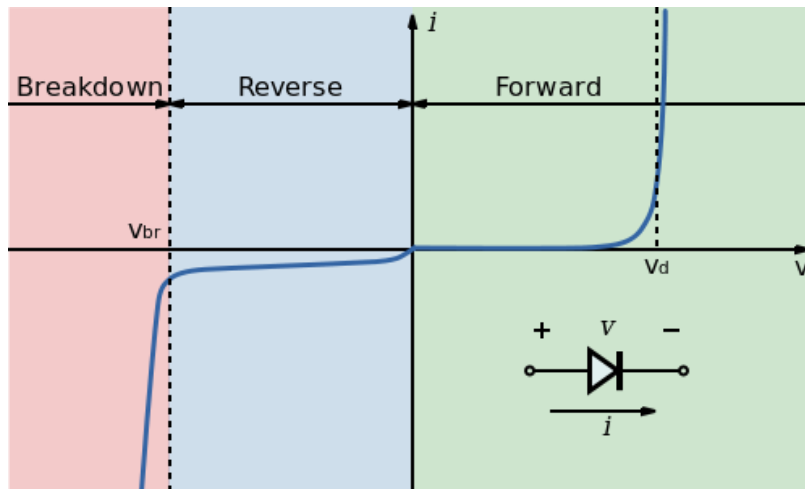


Σχήμα 3.7: Δίοδος – εσωτερική δομή

Όταν η άνοδος εκτεθεί σε δυναμικό μεγαλύτερο της καθόδου, η δίοδος είναι ορθά πολωμένη (forward biased) και το ρεύμα θα διαρρέει την δίοδο με φορά από την άνοδο προς την κάθοδο. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα μία μικρή πτώση τάσης (<1V).

Αντίθετα, όταν η δίοδος πολωθεί ανάστροφα (reversed biased) η δίοδος δεν άγει αλλά εμφανίζεται ένα μικρό ρεύμα διαρροής, το οποίο συνήθως αγνοείται. Στα ηλεκτρονικά ισχύος η δίοδος θεωρείται ένας ιδανικός «στατικός» διακόπτης. Στην πράξη βέβαια η συμπεριφορά της διόδου δεν είναι απόλυτα ιδανική.

Από τα DC χαρακτηριστικά της ορθής και ανάστροφης πόλωσης του σχήματος 3.8 παρατηρούμε ότι όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη το ρεύμα αυξάνει ακαριαία με την αύξηση της τάσης. Στην ανάστροφη πόλωση το ρεύμα είναι αρκετά μικρό μέχρι η τάση πόλωσης να ξεπεράσει μία συγκεκριμένη τιμή, γνωστή ως τάση διάσπασης (breakdown voltage, V_b). Μετά από αυτό το όριο το ρεύμα αυξάνει ακαριαία και μπορεί να περιοριστεί μόνο με κάποια εξωτερική αντίσταση. Αυτό το φαινόμενο είναι γνωστό ως “avalanche”.



Σχήμα 3.8: Χαρακτηριστικά ορθής και ανάστροφης πόλωσης διόδου

3.8 Τύποι διόδων

Οι κύριες κατηγορίες διόδων, που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι οι παρακάτω:

- i. **Δίοδοι μικρού σήματος (Small signal diodes):** Δίοδοι που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ως διακόπτες, περιοριστές και στην διαμόρφωση κυματομορφών
Οι κύριες εφαρμογές τους στα τροφοδοτικά είναι για να δημιουργούν τάσεις αναφοράς (voltage reference).
- ii. **Δίοδοι ανόρθωσης πυριτίου (Silicon Rectifier Diodes):** Δίοδοι με υψηλή αντοχή σε ρεύμα, τυπικά μπορούν να μεταφέρουν αρκετές εκατοντάδες Ampere. Έχουν πολύ μικρή αντίσταση στην ορθή πόλωση ενώ εμφανίζουν μεγάλη αντίσταση στην ανάστροφη πόλωση. Οι κύριες χρήσεις τους είναι σε τροφοδοτικές διατάξεις, UPS κλπ.
- iii. **Δίοδοι υψηλής ταχύτητας (Fast Recovery diodes):** Αυτή η κατηγορία είναι ευρέως χρησιμοποιούμενη στα κυκλώματα ισχύος γιατί έχει εξαιρετική ταχύτητα μεταγωγής κάτι που είναι επιθυμητό ειδικά όταν πρέπει να διαχειριστεί μεγάλο ρεύμα. Το φαινόμενο της δημιουργίας μεγάλων ταλαντώσεων την στιγμή της αποκοπής της διόδου αποφεύγεται με την χρήση τέτοιων διόδων.
- iv. **Δίοδοι Schottky :** Ειδική κατηγορία διόδων γνωστές για τα εξαιρετικά χαρακτηριστικά που παρουσιάζουν όσον αφορά την πτώση τάσης στην ορθή πόλωση και την ταχύτητα μετάβασης από την κατάσταση μη-αγωγής στην κατάσταση

αγωγής. Τα τέσσερα χαρακτηριστικά που καθιστούν την Schottky ιδιαίτερη σε σχέση με τις υπόλοιπες είναι:

- Η μικρή πτώση τάσης στην ορθή πόλωση
- Το μεγάλο σε σχέση με τις κοινές διόδους ρεύμα διαρροής
- Η ανάστροφη τιμή τάσης blocking
- Η περιορισμένη μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας

Στον πίνακα 3.2 βλέπουμε ενδεικτικά μεγέθη των διαφόρων διόδων που κυκλοφορούν στην αγορά και τυπικές εφαρμογές τους.

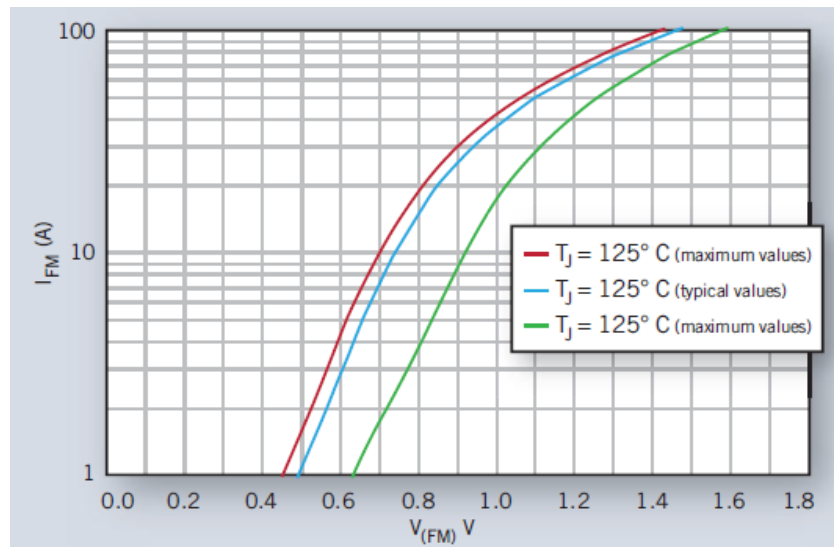
Πίνακας 3.2: Σύνοψη χαρακτηριστικών λειτουργίας διόδων

| Type | Maximum Breakdown Voltage | Maximum Current Rating | Forward Voltage Drop | Switching Speed | Applications |
|-------------------------------|----------------------------------|------------------------|----------------------|-----------------|---------------------------------|
| High Voltage Rectifier Diodes | 30kV | ~500mA | ~10V | ~100nS | HV circuits |
| General Purpose diodes | ~5kV | ~10kA | 0.7 - 2.5 V | ~25μS | 50 Hz Rectifiers |
| Fast Recovery | ~3kV | ~2kA | 0.7 - 1.5 V | <5uS | SMPS, Inverters, Resonant ckts. |
| Schottky Diodes | ~100V | ~300A | 0.2 - 0.9 V | ~30nS | LV HF Rectification |
| Power Zener Diodes | Operates in break down ~300 V | ~75 W | - | - | References, Voltage Clamps |

3.8.1 Δίοδοι Schottky

Οι Schottky είναι διόδου πυριτίου που χρησιμοποιούνται ευρέως στα κυκλώματα ισχύος λόγω της χαμηλής πτώσης τάσεως στην ορθή πόλωση, η οποία έχει ως συνέπεια, χαμηλότερες απώλειες από τις απλές διόδους. Αυτή η αύξηση της απόδοσης οδηγεί σε χαμηλότερες εκπομπές θερμότητας, που επιτρέπουν τη χρήση μικρότερου μεγέθους ψηκτρών και συνολικά μικραίνει το μέγεθος της διάταξης.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9 η Schottky έχει το τυπικό χαρακτηριστικό των διόδων σε ορθή πόλωση αλλά απαιτεί χαμηλότερο δυναμικό για να μπει σε κατάσταση αγωγής.



Σχήμα 3.9: Χαρακτηριστικά πόλωσης διόδου Schottky σε διάφορες θερμοκρασίες

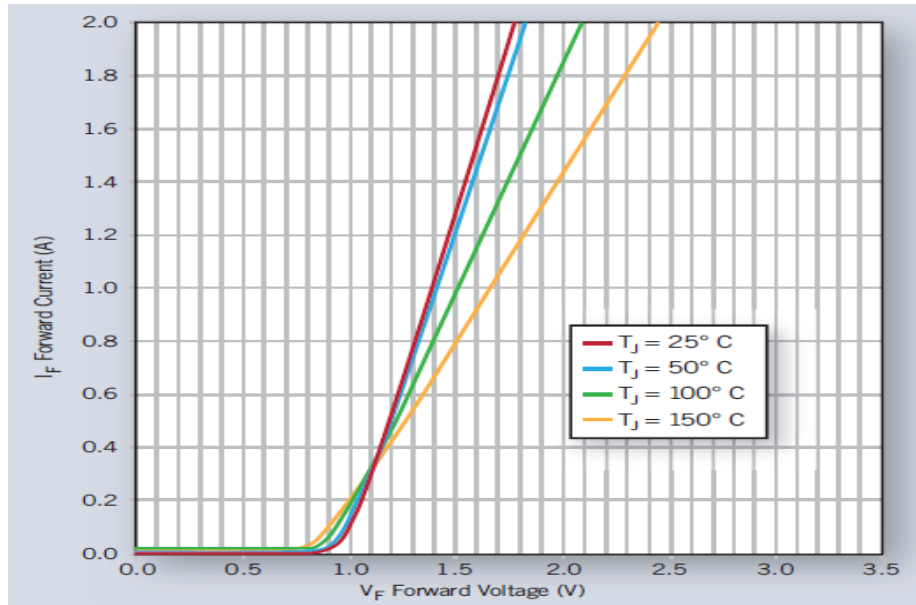
Μία συμβατική διάδος μπορεί να έχει πτώση τάσης από 0.6-1.7V ενώ η Schottky κυμαίνεται από 0.15-0.45V. Η χαμηλότερη πτώση τάσης επιτρέπει μεγαλύτερη διακοπτική ταχύτητα και μεγαλύτερη απόδοση στο σύστημα.

Σημαντική διαφορά μεταξύ της Schottky και των κοινών διόδων είναι ο χρόνος για τον οποίο η διάδος περνάει από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση μη-αγωγής και αντίστροφα (reverse recovery). Για τις κοινές διόδους αυτός ο χρόνος μπορεί να είναι μερικές εκατοντάδες nS και στις fast-recovery είναι ακόμα μικρότερος. Στις Schottky από κατασκευή, αυτός ο χρόνος είναι σχεδόν μηδενικός. Στις τροφοδοτικές διατάξεις αυτή η ιδιότητα είναι εξαιρετικά χρήσιμη γιατί το κύκλωμα μπορεί να δουλέψει σε υψηλή συχνότητα και έτσι να χρησιμοποιηθούν μικρότερου μεγέθους πηνία και πυκνωτές.

Περιορισμός των Schottky είναι η σχετικά χαμηλή ανάστροφη τάση και το ανάστροφο ρεύμα διαρροής το οποίο αυξάνει με την θερμοκρασία και μπορεί να δημιουργήσει θερμική αστάθεια.

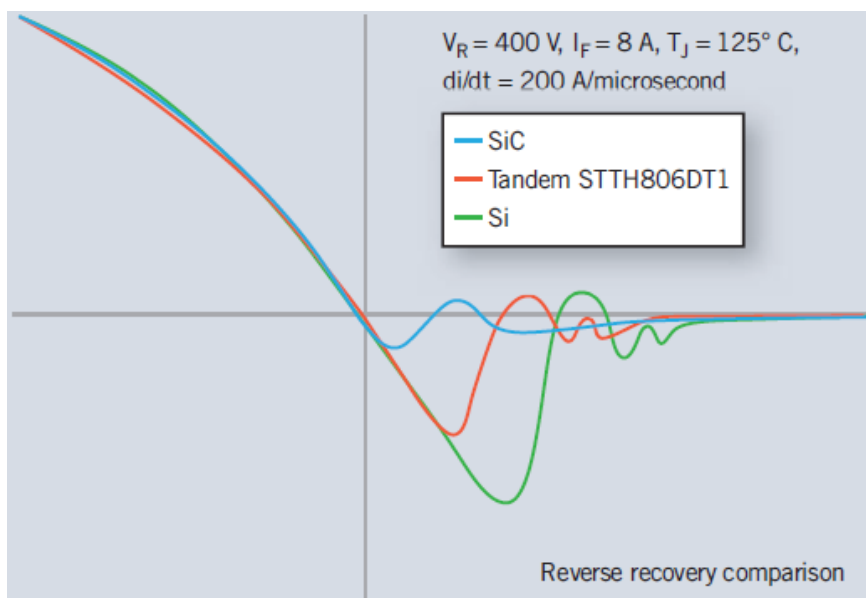
3.8.2 SiC Schottky diodes

Σε αυτό το σημείο αξίζει να γίνει αναφορά σε μία ειδική υποκατηγορία των Schottky τις Silicon Carbide Schottky. Μία SiC έχει περίπου 40 φορές χαμηλότερο ανάστροφο ρεύμα διαρροής συγκρινόμενη με μία κοινή Schottky. Επίσης έχει πολύ υψηλή θερμική αγωγιμότητα οπότε η θερμοκρασία έχει μικρή επίρεια στα διακοπτικά και θερμικά της χαρακτηριστικά. Το σχήμα 3.10 δείχνει τα I-V χαρακτηριστικά μίας τέτοιας διόδου.



Σχήμα 3.10: Χαρακτηριστικά V-I SiC διόδου

Στις εφαρμογές PFC, την στιγμή που παύει να άγει η δίοδος και άγει το MOSFET, το ρεύμα αναστροφής στη δίοδο προκαλεί απώλειες στη ίδια την δίοδο και επίσης επηρεάζει τις απώλειες κατά την εκκίνηση του MOSFET. Οι κοινές Schottky χάνουν περίπου 1% απόδοση μόνο από το γεγονός ότι δεν σβήνουν ακαριαία. Περιορίζοντας αυτές τις απώλειες, μπορεί να χρησιμοποιηθούν δίοδοι με χαμηλότερο ρεύμα χωρίς να θυσιάσει ισχύς. Στο σχήμα 3.11 βλέπουμε ένα συγκριτικό μίας κοινής Schottky, μίας fast recovery και μίας SiC.



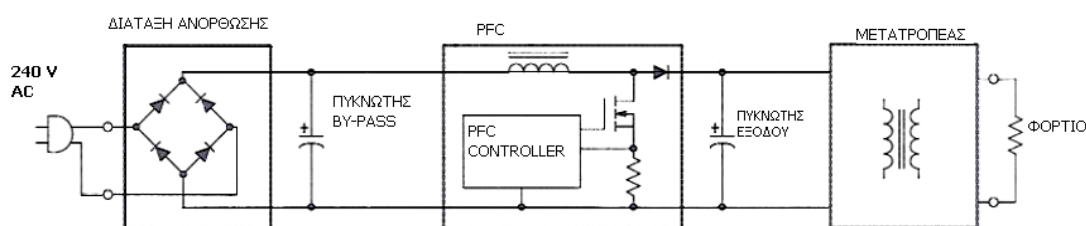
Σχήμα 3.11: Συγκριτικό SiC – Schottky – κοινής διόδου

4^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ ΤΗ ΧΡΗΣΗ ΑΝΟΡΘΩΤΗ ΤΑΣΗΣ – ΘΕΩΡΙΑ ”

4.1 Εισαγωγή

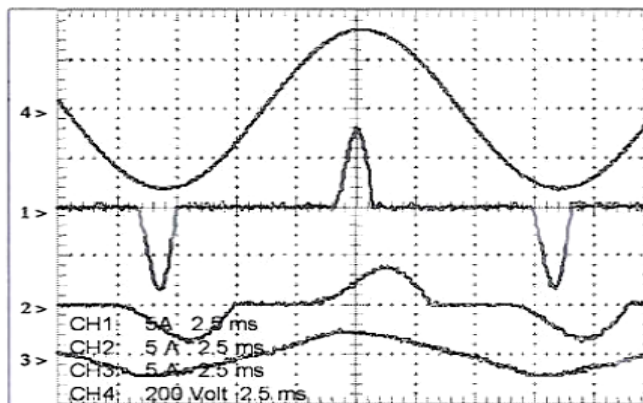
Η πιο διαδεδομένη τοπολογία PFC είναι αυτή που φαίνεται στο σχήμα 4.1. Ουσιαστικά αποτελείται από έναν μετατροπέα ανύψωσης τάσης, ο οποίος τοποθετείται ανάμεσα στην διάταξη ανόρθωσης και τον πυκνωτή αποθήκευσης. Ο μετατροπέας ελέγχεται από ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα (Integrated Circuit: IC) με τα συνοδευτικά του κυκλώματα, με τελικό στόχο τη διαμόρφωση του ρεύματος να προσομοιάζει την κυματομορφή της τάσης.



Σχήμα 4.1: block διάγραμμα κυκλώματος PFC με τη χρήση μετατροπέα boost

Στο σχήμα 4.2, βλέπουμε 4 διαφορετικές περιπτώσεις κυματομορφών ρεύματος εισόδου και είναι εμφανής η διαφορά ανάμεσα στο παθητικό και το ενεργητικό PFC.

- 1: ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ ΧΩΡΙΣ PFC
- 2: ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ ΜΕ ΠΑΘΗΤΙΚΟ PFC
- 3: ΡΕΥΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ ΜΕ ΕΝΕΡΓΗΤΙΚΟ PFC
- 4: ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ

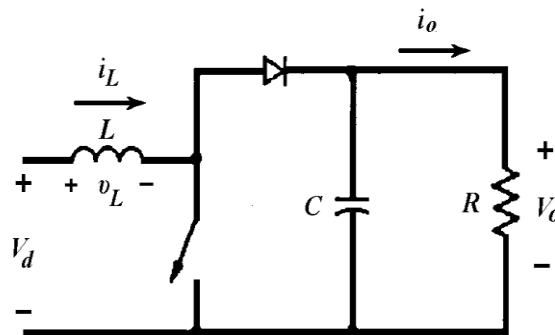


Σχήμα 4.2: Ρεύμα εισόδου με παθητικό/ενεργητικό/χωρίς PFC

Όπως σημειώθηκε παραπάνω το κύκλωμα ανύψωσης τάσης είναι αρκετά διαδεδομένο στα ενεργά PFC κυκλώματα. Θα ήταν αρκετά χρήσιμο να παρατεθεί εδώ, πιο αναλυτικά, ο τρόπος λειτουργίας του ανυψωτή τάσης.

4.2 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης (boost)

Στο σχήμα 4.3 παρουσιάζεται ένας dc-dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης. Η κύρια εφαρμογή του είναι στα dc διακοπτικά τροφοδοτικά και στη πέδηση dc κινητήρων με ανάκτηση ισχύος. Η τάση εξόδου είναι πάντα μεγαλύτερη ή ίση της τάσης εισόδου. Κατά τη διάρκεια αποκοπής του διακόπτη η έξοδος λαμβάνει ενέργεια από το πηνίο όπως επίσης και από την πηγή εισόδου. Ο πυκνωτής εξόδου θεωρείται ότι έχει πολύ μεγάλη τιμή έτσι ώστε η τάση στα άκρα του να θεωρείται σταθερή.



Σχήμα 4.3: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

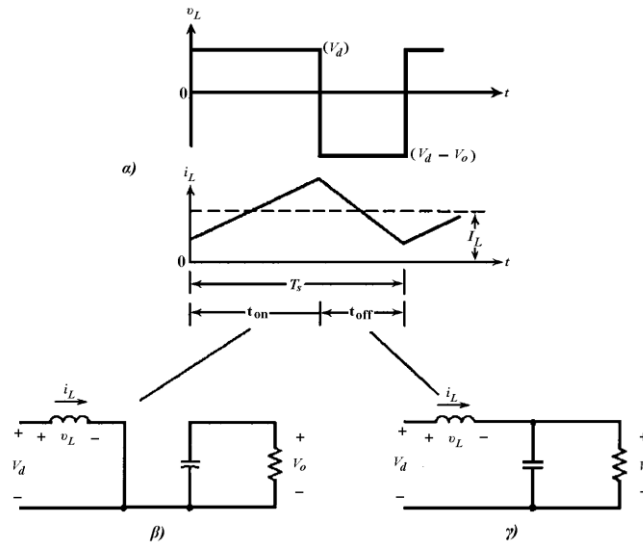
4.2.1 Λειτουργία με συνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου

Στο σχήμα 4.4 παρουσιάζονται τα ισοδύναμα κυκλώματα και οι βασικές κυματομορφές για την κατάσταση λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου. Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου κατά τη διάρκεια μίας διακοπτικής περιόδου ισούται με μηδέν, οπότε:

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

ή

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



Σχήμα 4.4: α) Βασικές κυματομορφές για την κατάσταση λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου.

β) Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής.

γ) Ισοδύναμο κύκλωμα όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αποκοπής.

Θεωρώντας ότι το κύκλωμα δεν παρουσιάζει απώλειες: $P_d = P_o$

$$V_o I_o = V_d I_d$$

ή

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = 1 - D \quad (2)$$

4.2.2 Όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς ρεύματος εξόδου

Στο σχήμα 4.5 φαίνονται οι κυματομορφές των v_L και i_L στο όριο λειτουργίας συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής. Στο όριο μεταξύ των δύο λειτουργιών, εξορισμού, το ρεύμα του πηνίου i_L μηδενίζεται στο τέλος της περιόδου κατά την οποία ο διακόπτης είναι ανοιχτός.

Στο όριο αυτό, η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου ισούται με

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

Από την εξίσωση (1), έχουμε:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D) \quad (3)$$

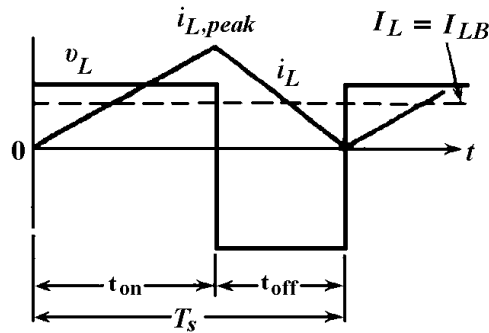
Σε ένα μετατροπέα ανύψωσης τάσης το ρεύμα στο πηνίο είναι το ίδιο με το ρεύμα εισόδου ($i_d = i_L$). Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις (2) και (3), υπολογίζουμε ότι το μέσο ρεύμα εξόδου στο όριο λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου είναι

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2 \quad (4)$$

Από τις εξισώσεις (3) και (4) φαίνεται ότι γίνονται μέγιστες για $D = 0.5$ και $D = 1/3$ αντιστοίχως, θεωρώντας όλα τα υπόλοιπα μεγέθη σταθερά. Επομένως, οι μέγιστες τιμές τους είναι

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{8L} \quad (5)$$

$$I_{oB,max} = \frac{2}{27} \frac{T_s V_o}{L} \quad (6)$$



Σχήμα 4.5: Κυματομορφές των v_L και i_L στο όριο λειτουργίας συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής.

Λύνοντας ως προς τα πλάτη τους οι εξισώσεις (5) και (6) μπορούν να εκφραστούν και ως

$$I_{LB} = 4D(1-D)I_{LB,max} \quad (7)$$

$$I_{oB} = \frac{27}{4} D(1-D)^2 I_{oB,max} \quad (8)$$

Αν το ρεύμα φορτίου I_o , για ένα δεδομένο λόγο χρησιμοποίησης D , μειωθεί κάτω από την τιμή I_{oB} τότε ο μετατροπέας εισέρχεται σε κατάσταση λειτουργίας με ασυνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου.

4.2.3 Λειτουργία με ασυνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου

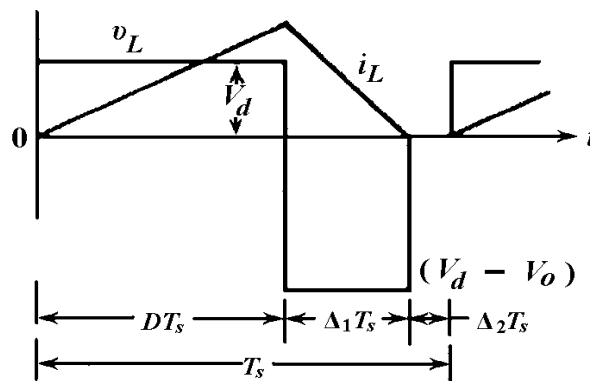
Στο σχήμα 4.6 φαίνονται οι βασικές κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης της τάσης σε κατάσταση λειτουργίας με ασυνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου.

Το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο διάστημα μίας περιόδου ισούται με μηδέν, δηλαδή

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

ή

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (9)$$



Σχήμα 4.6: Κυματομορφές του μετατροπέα ανύψωσης με ασυνεχή αγωγή ρεύματος εξόδου.

Θεωρώντας ότι η ισχύς εισόδου είναι ίση με την ισχύ εξόδου προκύπτει

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (10)$$

Το μέσο ρεύμα εισόδου είναι ίσο με το ρεύμα του πηνίου. Από το σχήμα 4.6 προκύπτει

$$I_d = I_L = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (11)$$

Από τις εξισώσεις (10) και (11) προκύπτει

$$I_o = \frac{T_s V_d}{2L} D \Delta_1 \quad (12)$$

Στην πράξη η τάση εξόδου V_o διατηρείται σταθερή και μεταβάλλεται ο λόγος χρησιμοποίησης D αντισταθμίζοντας τις μεταβολές της τάσης εισόδου. Από τις εξισώσεις (6), (9) και (12) προκύπτει

$$D = \left[\frac{4 V_o}{27 V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB,max}} \right]^{1/2} \quad (13)$$

4.2.4 Έλεγχος μέγιστων ρευμάτων

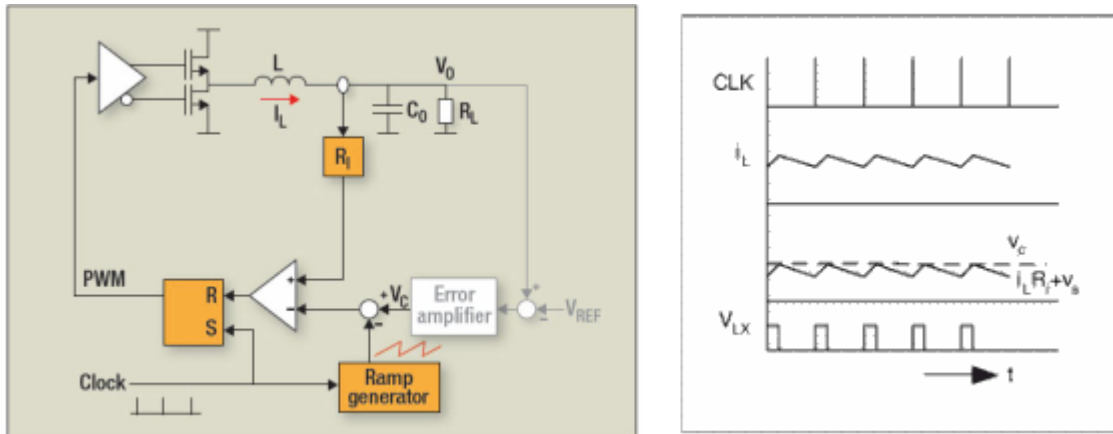
Ο έλεγχος μέγιστων ρευμάτων είναι ένας τρόπος για την υλοποίηση της διαμόρφωσης του ρεύματος ώστε να προσομοιάζει την κυματομορφή της τάσης. Αυτή η μέθοδος έχει μερικά βασικά μειονεκτήματα και ο τρόπος αντιμετώπισης τους κάνει την διάταξη πολύπλοκη και δύσκολα υλοποιήσιμη.

Ο έλεγχος μέγιστων ρευμάτων βασίζεται στην λογική της συγκρίσεως του ανερχόμενου τμήματος της κυματομορφής του ρεύματος του πηνίου, με ένα προγραμματισμένο επίπεδο ρεύματος, σε έναν συγκριτή. Ο συγκριτής κόβει τον διακόπτη όταν το στιγμιαίο ρεύμα φτάσει ένα προκαθορισμένο επίπεδο. Στην περίπτωση που η τάση εισόδου είναι μικρή τότε το ανερχόμενο τμήμα του ρεύματος του πηνίου είναι μικρό σε σχέση με το προγραμματισμένο σήμα που χρησιμοποιείται στον συγκριτή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την μεγάλη ευαισθησία στον θόρυβο, ο οποίος είναι ικανός να προκαλέσει αστάθεια.

Ο έλεγχος μέγιστων ρευμάτων είναι ενδογενώς ασταθής όταν το $D > 0.5$, γεγονός το οποίο ελέγχεται συνήθως με μία αντιστάθμιση στην είσοδο του συγκριτή, με κλίση ίδια με το κατερχόμενο τμήμα της κυματομορφής του ρεύματος στο πηνίο. Αν σκεφτούμε όμως ότι το κατερχόμενο τμήμα του ρεύματος του πηνίου είναι $(V_{in} - V_o)/L$, εύκολα συμπεραίνουμε ότι η

κλίση αλλάζει με την τάση εισόδου. Μία λοιπόν σταθερή αντιστάθμιση στην είσοδο του συγκριτή την περισσότερη ώρα θα υπέρ- αντισταθμίζει μειώνοντας την απόδοση και προκαλώντας παραμόρφωση.

Για τους λόγους που αναφέραμε λοιπόν, η μέθοδος του έλεγχου μέγιστων ρευμάτων έχει σοβαρά μειονεκτήματα τα οποία την καθιστούν δύσκολη στην υλοποίηση και συνήθως επιλέγεται η μέθοδος του ελέγχου μέσου ρεύματος.



Σχήμα 4.7: Τεχνική έλεγχου μέγιστου ρεύματος και κυματομορφές

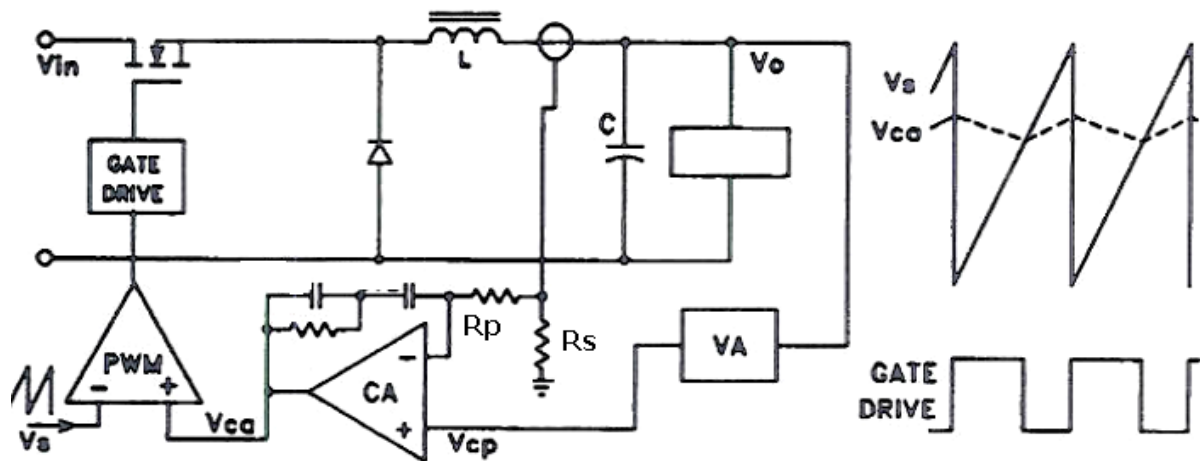
4.2.5 Μέθοδος έλεγχου του μέσου ρεύματος

Με αναφορά στο σχήμα 4.7, η τεχνική του ελέγχου μέσου ρεύματος ξεπερνά αυτά τα προβλήματα χρησιμοποιώντας έναν υψηλού κέρδους ενισχυτή του σφάλματος του ρεύματος, μέσα στο βρόγχο του ρεύματος. Η τάση στα άκρα της αντίστασης R_p αντιπροσωπεύει το επιθυμητό επίπεδο ρεύματος, ενώ η τάση στα άκρα της R_s αντιπροσωπεύει το πραγματικό ρεύμα στο πηνίο. Η διαφορά τους, το σφάλμα του ρεύματος, ενισχύεται και συγκρίνεται με το σήμα έλεγχου στον συγκριτή.

Το κέρδος λοιπόν από αυτήν την προσέγγιση είναι:

- Το μέσο ρεύμα ακολουθεί το προγραμματισμένο σήμα με αρκετή ακρίβεια, με αποτέλεσμα να επιτυγχάνει χαμηλά επίπεδα παραμορφώσεως.
- Δεν απαιτείται αντιστάθμιση όπως στην προηγούμενη περίπτωση αλλά υπάρχει όριο στο κέρδος για να αποφεύγεται η αστάθεια
- Εξαιρετική αναισθησία στον θόρυβο

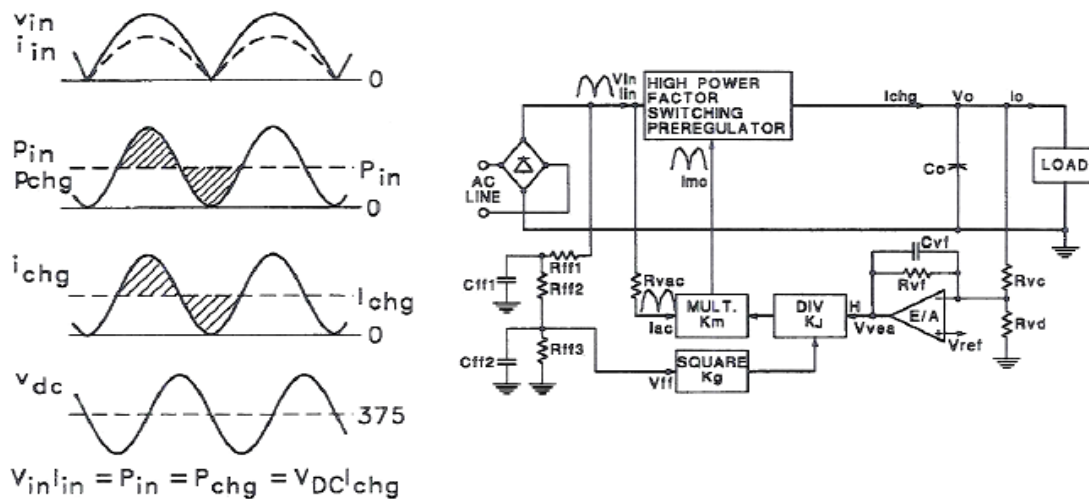
- Ο έλεγχος μέσου ρεύματος είναι μία πρακτική που μπορεί να ελέγξει το ρεύμα σε οποιοδήποτε σημείο του κυκλώματος, οπότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε άλλες τοπολογίες, εκτός του ανορθωτή τάσης.



Σχήμα 4.8: Τεχνική ελέγχου μέσου ρεύματος και κυματομορφές

4.3 Ενεργό PFC με τοπολογία ανορθωτή τάσης και πρακτική ελέγχου μέσου ρεύματος.

Τώρα που αναφερθήκαμε και στα χαρακτηριστικά του ανορθωτή τάσης και στην μέθοδο του έλεγχου μέσου ρεύματος μπορούμε να δούμε πως εφαρμόζονται στην διόρθωση του συντελεστή ισχύος. Στο σχήμα 4.8 φαίνεται ένα διάγραμμα με τα κυριότερα μέρη της τοπολογίας, η οποία δεν διαφέρει ιδιαίτερα από έναν μετατροπέα DC-DC ανύψωσης τάσης. Υπάρχει η γνωστή διάταξη εισόδου με την γέφυρα ανόρθωσης αλλά ο πυκνωτής αποθήκευσης έχει μεταφερθεί στην έξοδο του μετατροπέα και χρησιμοποιείται ως πυκνωτής εξόδου.



Σχήμα 4.9: Κυματομορφές και διάγραμμα κυκλώματος ενεργού PFC

Στο ίδιο σχήμα φαίνονται και οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στο PFC και στο δεύτερο οι αντίστοιχες κυματομορφές στον πυκνωτή εξόδου. Ο πυκνωτής εξόδου αποθηκεύει ενέργεια όταν η τάση εισόδου είναι υψηλή και ελευθερώνει ενέργεια όταν η τάση εισόδου είναι χαμηλή, με σκοπό να διατηρήσει τη ροή ενέργειας στα επιθυμητά επίπεδα. Από αυτές τις δύο κυματομορφές προκύπτουν κάποια συμπεράσματα. Το ρεύμα εισόδου, μέσω του κυκλώματος PFC προγραμματίζεται να είναι μισό ημίτονο σαν μορφή και ακολουθεί την μορφή της τάσης. Η ροή της ισχύος προς τον πυκνωτή δεν είναι σταθερή, είναι ημιτονοειδούς μορφής και έχει συχνότητα διπλάσια της συχνότητας της γραμμής, δεδομένου ότι η ισχύς είναι το στιγμιαίο γινόμενο της τάσης επί το ρεύμα.

Ας δούμε τώρα τα κυριότερα μέρη του κυκλώματος ελέγχου του PFC, με βάση το προηγούμενο σχήμα. Ο πολλαπλασιαστής (multiplier: mult), ουσιαστικά δημιουργεί το σήμα προγραμματισμού πολλαπλασιάζοντας την ανορθωμένη τάση εισόδου με την έξοδο από τον ενισχυτή σφάλματος του ρεύματος, στον οποίο αναφερθήκαμε παραπάνω. Η τάση εξόδου ελέγχεται μεταβάλλοντας την μέση τιμή του σήματος προγραμματισμού του ρεύματος. Η έξοδος του πολλαπλασιαστή είναι ένα σήμα που έχει τη μορφή και τη μέση τιμή της τάσης και ουσιαστικά είναι το σήμα που διαμορφώνει τη μορφή του ρεύματος εξομοιώνοντας το με την μορφή της τάσης.

Η μέση τιμή της τάσης εισόδου (V_{ff} – Voltage Feed Forward), είναι ένα σήμα το οποίο υψώνεται στο τετράγωνο από το κύκλωμα που ονομάζεται Squarer και μετά διαιρείται με την έξοδο του ενισχυτή σφάλματος της τάσης εξόδου. Ο στόχος του συγκεκριμένου κυκλώματος είναι να κρατήσει το κέρδος του βρόγχου της τάσεως σταθερό, καθώς αν δεν υπήρχε αυτό το κέρδος θα άλλαζε με το τετράγωνο της μέσης τιμής της τάσης εισόδου. Ειδικά λοιπόν στην

περίπτωση που το εύρος της τάσης εισόδου είναι μεγάλο, το κέρδος του βρόγχου της τάσης εισόδου πρέπει να κρατηθεί σταθερό και για έναν ακόμα λόγο. Αν το εύρος ζώνης του βρόγχου τάσης είναι μεγάλο θα διαμορφώσει το ρεύμα εισόδου για να κρατήσει την τάση εξόδου σταθερή, με αποτέλεσμα να παραμορφώσει πολύ το ρεύμα. Έτσι είναι αντιληπτό ότι το εύρος ζώνης του βρόγχου της τάσης πρέπει να είναι μικρότερο από την συχνότητα της γραμμής εισόδου. Αλλά ταυτόχρονα το εύρος ζώνης του βρόγχου τάσης πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερο έτσι ώστε να υπάρχει γρήγορη αντίδραση στις μεταβολές του φορτίου. Τα κυκλώματα Squarer & Divider κρατούν το κέρδος του βρόγχου σταθερό, έτσι ώστε το εύρος ζώνης του βρόγχου τάσης να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στην συχνότητα της γραμμής και ταυτόχρονα ο βρόγχος να είναι αρκετά γρήγορος ώστε να μπορεί να αποκριθεί στις απότομες μεταβολές φορτίου ή στις μεταβολές της τάσης εισόδου.

Υπάρχουν δύο διαδικασίες διαμόρφωσης στα κυκλώματα PFC. Η πρώτη προέρχεται από την γέφυρα διόδων στην είσοδο για την ανόρθωση και η δεύτερη από το κύκλωμα ελέγχου του βρόγχου τάσης, δηλαδή Multiplier- Divider – Squarer. Και οι δύο διαδικασίες εισάγουν αρμονικές και άλλους τύπους θορύβου στο κύκλωμα. Παρά όλα αυτά οι δύο διαδικασίες «απλοποιούνται» μεταξύ τους, η διαμόρφωση του ενός κυκλώματος λειτουργεί ως από-διαμόρφωση για το άλλο κύκλωμα και το αποτέλεσμα είναι αρκετά απλό.

Ένα σημείο που πρέπει να προσεχθεί ιδιαίτερα είναι ότι η κυμάτωση στο σήμα VFF πρέπει να είναι ελάχιστη καθώς ουσιαστικά είναι η αποτύπωση της μορφής της τάσης εισόδου και με βάση αυτό το σήμα διαμορφώνεται το ρεύμα. Όσο το δυνατόν πιο καθαρό είναι το VFF τόσο καλύτερο αποτέλεσμα θα έχει η διαμόρφωση του ρεύματος. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται ένα φίλτρο για να ελαχιστοποιηθεί η κυμάτωση, όμως πρέπει η ταχύτητα απόκρισης του φίλτρου να είναι γρήγορη για να μπορεί το κύκλωμα να αποκριθεί επιτυχώς σε κάποια αλλαγή της τάσης εισόδου. Συνήθως χρησιμοποιείται φίλτρο δύο πόλων το οποίο έχει σημαντικά πλεονεκτήματα όπως το ότι έχει πιο γρήγορη απόκριση από το φίλτρο ενός πόλου για το ίδιο ποσό απόσβεσης της κυμάτωσης.

Το σημαντικότερο ίσως πλεονέκτημα του φίλτρου δύο πόλων είναι ότι είναι διπλάσια του φίλτρου μονού πόλου και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την μετατόπιση κατά 180 μοίρες της δεύτερης αρμονικής όπου και βρίσκονται οι κυματώσεις της τάσης. Ένα φίλτρο δύο πόλων λοιπόν δεν αποτελεί παράγοντα μετατόπισης γιατί είναι στην ίδια φάση με το ρεύμα εισόδου.

Μία ακόμη μορφή παραμόρφωσης που παρατηρείται στα PFC κυκλώματα είναι η παραμόρφωση ακμής (Cusp distortion). Παρατηρείται όταν η τάση στην είσοδο περνάει από τα 0 Volt. Σε αυτό το σημείο το ποσό ρεύματος που απαιτείται από το σήμα προγραμματισμού ξεπερνάει την μέγιστη ταχύτητα μεταβολής του ρεύματος. Όταν η τάση

εισόδου είναι κοντά στο μηδέν, και ο διακόπτης είναι κλειστός, υπάρχει χαμηλή τάση στο πηνίο και το ρεύμα δεν μπορεί να ανέβει πολύ γρήγορα. Κατά συνέπεια το ρεύμα της εισόδου θα «καθυστερεί» λίγο σε σχέση με το επιθυμητό για μία μικρή περίοδο. Ο χρόνος που απαιτείται για να επανέλθει το ρεύμα στα επιθυμητά επίπεδα. Σε γενικές γραμμές, όσο πιο μικρή είναι η τιμή του πηνίου, τόσο πιο γρήγορα θα επανέλθει το ρεύμα στην επιθυμητή μορφή. Βέβαια μία μικρή τιμή στο πηνίο προκαλεί μεγαλύτερο ρεύμα κυμάτωσης και γενικά πρέπει να υπάρξει ένας συμβιβασμός. Γενικά η παραμόρφωση ακμής είναι μικρή και παρουσιάζεται στις υψηλές αρμονικές ενώ αντιμετωπίζεται αρκετά καλά αν επιλεγεί μία υψηλή συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος PFC.

5^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΙ”

5.1 Προδιαγραφές

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει η ανάλυση ενός κυκλώματος μετατροπέα ανύψωσης τάσης με έλεγχο του ρεύματος εισόδου και η επιλογή των κατάλληλων υλικών που απαιτούνται για την κατασκευή του. Πρώτα θα μελετήσουμε το κύκλωμα ισχύος και στη συνέχεια το κύκλωμα ελέγχου.

Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης έχει ισχύ εξόδου $P_o = 60W$. Η ονομαστική τάση εισόδου του κυμαίνεται από $V_{in} = 24Vac \pm 10\%$, με εύρος συχνότητας εισόδου $f_{in} = 46 - 55Hz$. Η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα είναι $f_{sw} = 100kHz$. Ο μετατροπέας παράγει μια τάση στην έξοδο του $V_o = 40Vdc \pm 10\%$ με ποσοστό κυμάτωσης $V_{o_{ripple}} = 10\%$. Η θερμοκρασία λειτουργίας του μετατροπέα είναι $\theta = 0^\circ C - 50^\circ C$.

5.2 Ανάλυση κυκλώματος ισχύος

Η προσεκτική σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος είναι ιδιαίτερα σημαντική διότι από αυτή καθορίζεται η αποδοτικότητα και αξιοπιστία του μετατροπέα, όπως επίσης και η γενική απόδοση του συστήματος.

5.2.1 Ισχύς Εισόδου

Για να υπολογίσουμε την ισχύ που καταναλώνεται στην είσοδο του μετατροπέα, θα θεωρήσουμε ότι η απόδοση του n είναι 95%. Άρα έχουμε:

$$n = \frac{P_{o_{max}}}{P_{in}} \Rightarrow P_{in} = \frac{P_{o_{max}}}{n} \Rightarrow P_{in} = \frac{60}{0.95} \Rightarrow P_{in} = 63.16W$$

Εφόσον γνωρίζουμε την ισχύ εισόδου, μπορούμε να υπολογίσουμε τη μέγιστη τιμή του ρεύματος εισόδου που θα προκύπτει κατά την ελάχιστη τιμή της τάσης εισόδου

$$I_{line(pk)} = \sqrt{2} * \frac{Pin}{Vin} \Rightarrow I_{line(pk)} = \sqrt{2} \frac{63.16}{21.6} \Rightarrow I_{line(pk)} = 4.13A$$

5.2.2 Υπολογισμός Πηνίου Ισχύος

Το μέγιστο ρεύμα κυμάτωσης γραμμής σε έναν μετατροπέα ανύψωσης τάσης εμφανίζεται όταν ο λόγος χρησιμοποίησης είναι 50%, όπου επίσης η αναλογία ανύψωσης είναι $M=V_o/V_{in}=2$.

Η μέγιστη τιμή για το ρεύμα κυμάτωσης του πηνίου (ΔI) γενικά δεν εμφανίζεται σε αυτό το σημείο δεδομένου ότι η τιμή κορυφής του καθορίζεται από την μέγιστη τιμή του προγραμματισμένου ημιτόνου. Η τιμή αυτή είναι σημαντική για τον υπολογισμό της απαιτούμενης μείωσης από το φίλτρο εισόδου.

Η peak to peak τιμή του ρεύματος κυμάτωσης του πηνίου είναι επιλεγμένη να είναι περίπου το 20% του μεγίστου ρεύματος γραμμής. Αυτή είναι μια κάπως αυθαίρετη απόφαση δεδομένου ότι αυτή δεν είναι συνήθως η μέγιστη τιμή του ρεύματος κυμάτωσης υψηλής συχνότητας. Μια μεγαλύτερη τιμή του ρεύματος κυμάτωσης θα βάλει τον μετατροπέα σε ασυνεχή τρόπο λειτουργίας για ένα μεγαλύτερο τμήμα της περιόδου του ανορθωμένου ρεύματος γραμμής και το φίλτρο εισαγωγής θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο για να μειώσει περισσότερο ρεύμα κυμάτωσης υψηλής συχνότητας.

Η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου L εξαρτάται από την τιμή του ρεύματος κορυφής στην κορυφή του μισού κύματος ημιτόνου (στην πιο χαμηλή τάση εισόδου), τον λόγο χρησιμοποίησης D για αυτή την τάση και την διακοπτική συχνότητα f_{sw} .

Οι δύο απαραίτητες εξισώσεις για τον υπολογισμό της δίνονται παρακάτω:

$$D = \frac{V_o - Vin_{min}}{V_o} \Rightarrow D = \frac{40 - \sqrt{2} * 21.6}{40} \Rightarrow D = 0.2363$$

$$L = \frac{D * Vin_{min}}{f_{sw} * \Delta I} \Rightarrow L = \frac{0.2363 * 30.55}{10^5 * 20\% * 4.13} \Rightarrow L = 87.288 * 10^{-6} H$$

Στρογγυλοποιούμε προς τα άνω και έχουμε :

$$\boxed{L = 90\mu H}$$

Δεδομένου ότι τα χαρακτηριστικά του πηνίου που πρέπει να χρησιμοποιήσουμε είναι πολύ συγκεκριμένα, είμαστε υποχρεωμένοι να το κατασκευάσουμε μόνοι μας. Ακολουθεί η μελέτη που πραγματοποιήσαμε για το σκοπό αυτό.

Καθότι ήταν διαθέσιμα στο εργαστήριο και τα χαρακτηριστικά τους ανταποκρίνονται στις ανάγκες μας, επιλέγεται ο πυρήνας EFD30 και ο φερίτης 3F3 της Ferroxcube. Τα τεχνικά χαρακτηριστικά του πυρήνα βρίσκονται στο παράρτημα.

5.2.3 Μελέτη κατασκευής Πηνίου Ισχύος

Το εναλλασσόμενο ρεύμα όταν ρέει σε ένα αγωγό δημιουργεί μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο, με αποτέλεσμα την συγκέντρωσή του ρεύματος στην επιφάνεια του αγωγού. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό με τον όρο επιδερμικό φαινόμενο. Αποτέλεσμα του φαινομένου αυτού είναι η αύξηση της αντίστασης του αγωγού και συνεπώς την αύξηση των θερμικών απωλειών. Επομένως η αύξηση του διαμέτρου του σύρματος δεν προσφέρει κανένα πλεονέκτημα. Στις περιπτώσεις αυτές χρησιμοποιείται ή φύλλο χαλκού ή πολλαπλά μονωμένα σύρματα μεταξύ τους.

Το επιδερμικό βάθος, δ , ορίζεται ως η απόσταση από την επιφάνεια του αγωγού μέχρι εκεί που η πυκνότητα του ρεύματος (και το σημείο, όπου τερματίζεται η ροή του ρεύματος) είναι $1/e$ φορές της πυκνότητας του ρεύματος επιφανείας.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_o \mu_r f}} \quad (\text{meters})$$

η ειδική αντίσταση του χαλκού στους $100^\circ C$ είναι $\rho = 2,3 \cdot 10^{-8} \Omega/m$ και $\mu_r = 1$, επομένως

$$\delta = \frac{7,6}{\sqrt{f}} \text{ cm} \Rightarrow \delta = \frac{7,6}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} \Rightarrow \delta = 240 \mu\text{m}$$

Η αυτεπαγωγή L ενός πηνίου δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$L = N \cdot \frac{\Phi}{I}$$

επίσης, η μαγνητική ροή Φ ισούται με :

$$\Phi = B \cdot A_e$$

Όπου B είναι η πυκνότητα του μαγνητικού πεδίου (μαγνητική επαγωγή) σε Tesla και A_e το εμβαδόν διατομής του πυρήνα του πηνίου σε m^2 .

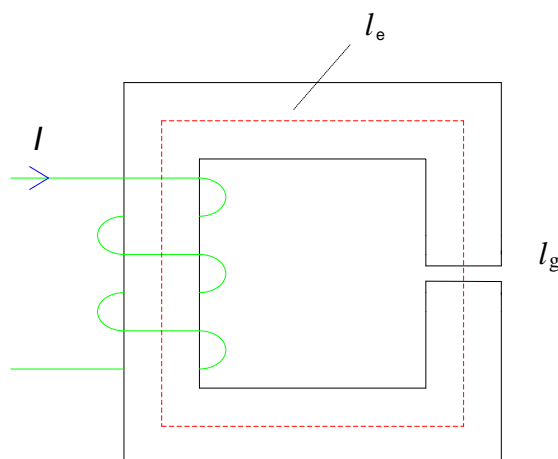
Στην παραπάνω σχέση έχει θεωρηθεί ότι το διάνυσμα της πυκνότητας του μαγνητικού πεδίου B και το διάνυσμα το κάθετο στην επιφάνεια των σπειρών του πηνίου είναι παράλληλα μεταξύ τους.

Επομένως, συνδυάζοντας τις δύο παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι ο αριθμός των σπειρών σε ένα πηνίο θα ισούται με :

$$N_L = \frac{L \cdot \hat{I}}{B \cdot A_e} \Rightarrow N_L = \frac{90 \cdot 10^{-6} \cdot 4,13}{0,4 \cdot 69 \cdot 10^{-6}} \Rightarrow N_L = 13,46$$

Ο αριθμός αυτός είναι θεωρητικός και τον χρησιμοποιήσαμε μόνο σαν ενδεικτικό για τον αριθμό των σπειρών που θα πρέπει να έχει το πηνίο μας. Για καθαρά πρακτικούς κατασκευαστικούς λόγους, που αναλύονται παρακάτω, τελικά στο πηνίο μας περιελίξαμε $N_L=20$ σπείρες.

Για την αποφυγή του κορεσμού του πυρήνα και την σταθερότητα της τιμής της αυτεπαγωγής εισάγεται ένα διάκενο στην μαγνητική διαδρομή, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, με αποτέλεσμα την αλλαγή της καμπύλης μαγνήτισης του πυρήνα.



Σχήμα 5.1: Σχεδιάγραμμα του πυρήνα του μετασχηματιστή.

Η αυτεπαγωγή L ενός πηνίου δίνεται, όπως είδαμε και παραπάνω, από την σχέση:

$$L = N \cdot \frac{\Phi}{I}$$

επίσης, η μαγνητική ροή Φ ενός πυρήνα με διάκενο δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_g} \Rightarrow \Phi = \frac{N \cdot I}{R_{tot}}$$

όπου, Θ είναι το διάρρευμα του πηνίου (δηλαδή το γινόμενο του ρεύματος με τον αριθμό των σπειρών) και R_{tot} είναι η μαγνητική αντίσταση του πυρήνα.

Η μαγνητική αντίσταση R_{tot} ενός πυρήνα, δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\left. \begin{array}{l} R_g = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{l_g}{A_g} \\ R_m = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \frac{l_e}{A_e} \end{array} \right\} \Rightarrow R_{tot} = \frac{1}{\mu_0 \cdot A_e} \left(l_g + \frac{l_e}{\mu_r} \right), \quad A_g \cong A_e$$

Όπου:

μ_0 είναι η μαγνητική διαπερατότητα του κενού

μ_r είναι η σχετική μαγνητική διαπερατότητα του φερίτη

A_e είναι το εμβαδόν διατομής του πυρήνα σε m^2

A_g είναι το εμβαδόν διατομής στο διάκενο του πυρήνα σε m^2

l_e είναι το μήκος της μέσης σπείρας του πηνίου σε m

l_g είναι το μήκος του διακένου του πυρήνα σε m

Συνδυάζοντας τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι η αυτεπαγωγή L ενός πηνίου με διάκενο ισούται με:

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 \cdot A_e}{l_g \cdot \mu_r + l_e}$$

Η σχετική μαγνητική διαπερατότητα του φερίτη μ_r , εξαρτάται από την θερμοκρασία T , την συχνότητα f και την πυκνότητα της μαγνητικής ροής B (άρα και από το ρεύμα I που

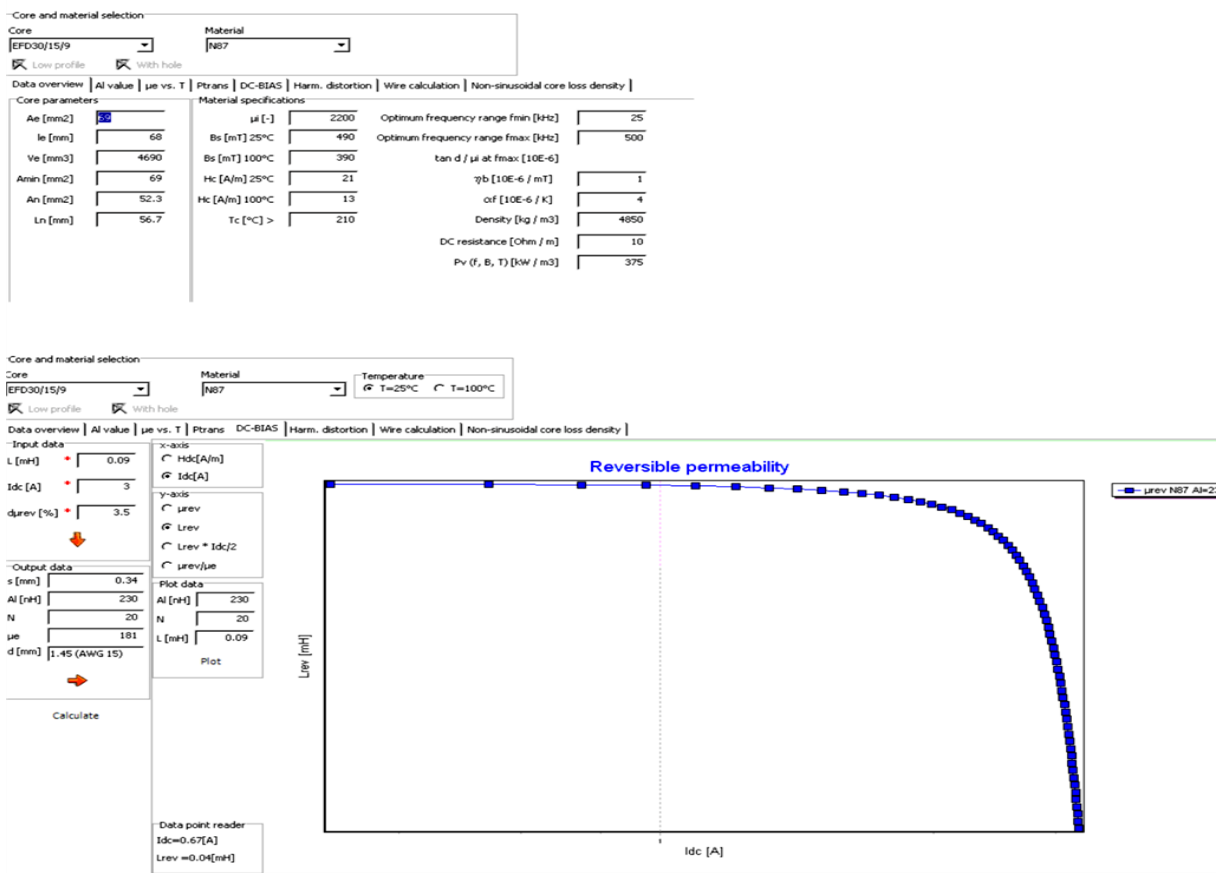
διαρρέει το πηνίο). Όπως γίνεται αντιληπτό η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου δεν θα είναι απόλυτα σταθερή για όλο το εύρος των κανονικών συνθηκών λειτουργίας του κυκλώματος μας. Επίσης για την επιλογή του μήκους του διάκενου του πυρήνα l_g μας περιορίζαν οι διαθέσιμες τυποποιημένες διαστάσεις μίκας. Για αυτό το λόγο με τη βοήθεια του προγράμματος Magnetic Design Tool της εταιρίας EPCOS και θεωρώντας ως σημείο αναφοράς τις εξής συνθήκες : $T=50^\circ \text{ C}$, $f=100\text{kHz}$, $I=3\text{A}$ (περίπου το 70% του μέγιστου ρεύματος πηνίου), δοκιμάσαμε διάφορους συνδυασμούς χαρακτηριστικών και καταλήξαμε στους εξής: $l_g=0,34 \text{ mm}$ και $N_L=20$

Στο τύλιγμα του πηνίου, το μήκος του αγωγού θα είναι

$$l_L = N_L \cdot l_e \Rightarrow l_L = 20 \cdot 68 \Rightarrow l_L = 1360\text{mm}$$

Η ενεργή τιμή του ρεύματος στο πηνίο είναι:

$$I_{rms} = P_o/V_{acmin} = 60/21.6 = 2.77\text{A}$$



Σχήμα 5.2: Υπολογισμός χαρακτηριστικών πηνίου με το EPCOS, Magnetic Design Tool

5.2.4 Υπολογισμός Πυκνωτή Εξόδου

Οι παράγοντες που επηρεάζουν την επιλογή του πυκνωτή εξόδου είναι το ρεύμα κυμάτωσης στην διακοπτική συχνότητα (ΔI_{fsw}), το ρεύμα κυμάτωσης στην δεύτερη αρμονική της συχνότητας ρεύματος γραμμής (ΔI_{fls}), η DC τάση εξόδου (V_o), η τάση κυμάτωσης εξόδου (ΔV_o) και ο χρόνος συγκράτησης (Δt), δηλαδή ο χρόνος για τον οποίο μπορεί να διατηρηθεί η τάση εξόδου εντός των προβλεπόμενων από τις προδιαγραφές ορίων, από την στιγμή που η τάση εισόδου μηδενιστεί. Το συνολικό ρεύμα που διέρχεται από τον πυκνωτή εξόδου είναι η RMS τιμή του ρεύματος κυμάτωσης στην συχνότητα μετατροπής και του ρεύματος κυμάτωσης στην δεύτερη αρμονική.

Οι μεγάλοι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές όποιοι επιλέγονται συνήθως για τον πυκνωτή εξόδου έχουν μια *ισοδύναμη αντίσταση σειράς* (ESR) που αλλάζει με την συχνότητα και είναι γενικά υψηλή στις χαμηλές συχνότητες. Το ποσό του ρεύματος που ο πυκνωτής μπορεί να χειριστεί καθορίζεται γενικά από την άνοδο της θερμοκρασίας. Δεν είναι συνήθως απαραίτητο να υπολογιστεί με ακρίβεια η άνοδος της θερμοκρασίας αρκεί να υπολογιστεί αθροιστικά η άνοδος της λόγω των δύο ρευμάτων που αναφέρονται παραπάνω. Το φύλλο στοιχείων του πυκνωτή που τελικά θα επιλεγεί παράσχει τις απαραίτητες πληροφορίες για την ESR και την άνοδο της θερμοκρασίας.

Ο απαιτούμενος χρόνος συγκράτησης της τάσης εξόδου (Δt), ο χρόνος δηλαδή για τον οποίο ο πυκνωτής διατηρεί την έξοδο εντός των επιτρεπτών ορίων όταν η V_{in} γίνει μηδέν, υπερισχύει συνήθως οποιουδήποτε άλλου παράγοντα στην επιλογή πυκνωτών εξόδου. Στο κύκλωμα μας έχουμε επιλέξει $\Delta t = 5.5 \text{ msec}$.

Η εξίσωση που θα χρησιμοποιήσουμε για να υπολογίσουμε την χωρητικότητα του πυκνωτή εξόδου (C_o) είναι :

$$C_o = \frac{2 * P_{out} * \Delta t}{V_o^2 - V_{o_{min}}^2} \Rightarrow C_o = \frac{2 * 60 * 5.5 * 10^{-3}}{40^2 - 36^2} \Rightarrow C_o \cong 2mF$$

Η πλησιέστερη τυποποιημένη τιμή και αυτή η οποία θα χρησιμοποιήσουμε είναι :

$$\boxed{C_o = 1.8mF}$$

Βάσει των προδιαγραφών που έχουμε ορίσει θα υπολογίσουμε την μέγιστη συνολική τιμή της ισοδύναμης αντίστασης σειράς που θα πρέπει να έχει ο πυκνωτής που θα

χρησιμοποιήσουμε , έτσι ώστε το ποσοστό κυμάτωσης στην έξοδο του μετατροπέα να είναι μικρότερο από 10% :

$$\Delta V_o = 10\% * V_o$$

Έχουμε:

$$\Delta I_{tot} = \Delta I + \frac{P_{in}}{V_o} \Rightarrow 0.827 = + \frac{63.5}{40} \Rightarrow \Delta I_{tot} = 2.4A$$

και

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{tot}} \Rightarrow ESR_{max} = \frac{4}{2.4} \Rightarrow \boxed{ESR_{max} = 1.66\Omega}$$

Άρα η ESR του πυκνωτή θα πρέπει να είναι μικρότερη από 1.66Ω

Στην έξοδο του μετατροπέα επιλέγονται τέσσερις πυκνωτές, της σειράς PJ της εταιρίας *Nichicon*, συνδεδεμένοι παράλληλα μεταξύ τους. Η τάση λειτουργίας τους είναι $V = 50 V$ και η χωρητικότητα του κάθε πυκνωτή είναι $C = 470\mu F$. Τα τεχνικά χαρακτηριστικά του πυκνωτή εξόδου βρίσκονται στο παράρτημα

Η ισοδύναμη αντίσταση σειράς του κάθε πυκνωτή για την μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας του ($105^\circ C$) είναι :

$$ESR = 0.12\Omega$$

Επομένως, η συνολική ισοδύναμη αντίσταση σειράς, θα είναι :

$$ESR = \frac{0.12}{4} \Rightarrow \boxed{ESR_{tot} = 0.03\Omega}$$

Η μέγιστη ενεργή τιμή του ρεύματος κυμάτωσης για τον κάθε πυκνωτή, για την μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας του ($105^\circ C$) είναι:

$$I_{ripple,RMS} = 1190.mA$$

Επομένως, η συνολική ενεργή τιμή του ρεύματος κυμάτωσης θα είναι :

$$I_{ripple,RMS} = 1190mA * 4 \Rightarrow I_{ripple,RMS} = 4.76A$$

Παρατηρούμε ότι $ESR_{max} > ESR_{tot}$ και $\Delta I_{tot} > I_{ripple,RMS}$ ακόμα και για τις ακραίες θερμοκρασίες λειτουργίας των πυκνωτών οπότε η επιλογή τους καλύπτει τις απαιτήσεις του κυκλώματος μας .

Στην συνέχεια, από την παρακάτω σχέση μπορούμε να υπολογίσουμε την κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα.

$$\Delta V_o = ESR_{tot} * \Delta I_{tot} \Rightarrow \Delta V_o = 0.03 * 2.4 \Rightarrow \Delta V_o = 0.072mV$$

5.2.5 Διακόπτης και Δίοδος Ισχύος

Ο διακόπτης Q πρέπει να έχει τις προδιαγραφές που να διασφαλίζουν την αξιόπιστη λειτουργία του κυκλώματος. Το μέγιστο ρεύμα λειτουργίας του πρέπει να είναι τουλάχιστον ίσο με το μέγιστο ρεύμα κορυφής που διέρχεται μέσα από το πηνίο L και η τάση διάσπασης του τουλάχιστον ίση με την τάση εξόδου V_o .

Ένα πολύ σημαντικό μέρος των απωλειών στο διακόπτη οφείλεται στο ρεύμα που διέρχεται από τη δίοδο κατά την turn-off κατάσταση. Η μέγιστη απώλεια ισχύος στο διακόπτη είναι υψηλή δεδομένου ότι από αυτόν διέρχεται το ρεύμα πλήρους φορτίου συν το ανάστροφο ρεύμα αποκατάστασης της διόδου, στην τάση εξόδου, από τη στιγμή που ξεκινάει να άγει ο διακόπτης έως ότου σταματήσει να άγει η δίοδος. Για το κύκλωμα μας ο διακόπτης που επιλέχτηκε είναι αρκετά μεγάλου μεγέθους για να μπορεί να ανταπεξέλθει στις υψηλές μέγιστες απώλειες ισχύος.

Το MOSFET που επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε στην κατασκευή του κυκλώματος μας είναι το IRF540 της εταιρίας International Rectifier και τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στο παράρτημα.

Οι δίοδοι ανόρθωσης κατατάσσονται και ως προς την ταχύτητα αποκοπής τους. Ο παράγοντας αυτός έχει ιδιαίτερη σημασία, τόσο στην λειτουργία των διόδων σε ανορθωτικές διατάξεις υψηλότερης συχνότητας εκείνης του δικτύου, όσο και στην επιλογή των διόδων ελεύθερης ροής.

Η διόδος D πρέπει να είναι αρκετά γρήγορη ώστε να παραμείνουν χαμηλές οι απώλειες ισχύος τόσο κατά την περίοδο που άγει ο διακόπτης, όσο και οι απώλειες της ίδιας της διόδου.

Η διόδος που χρησιμοποιήσαμε στο κύκλωμα μας είναι η MUR1510 της εταιρίας ON Semiconductors και τα χαρακτηριστικά της επίσης φαίνονται στο παράρτημα. Ακολουθούν οι υπολογισμοί των απωλειών του MOSFET και της διόδου.

5.2.6 Απώλειες MOSFET – Διόδου

Οι απώλειες που συνεισφέρει το MOSFET χωρίζονται σε διακοπτικές και αγωγής. Οι απώλειες αγωγής δίνονται από την σχέση:

$$P_{con(Q)} = R_{ds(on)} \times (I_o^2 \times d) / (1-d)^2 = (0.044 \times 1.5^2 \times 0.23) / (1-0.23)^2 = 0.3W$$

Οι διακοπτικές απώλειες δίνονται από την σχέση:

$$P_{sw(Q)} = \frac{1}{2} \times V_{in} \times (I_o / (1-d)) \times (T_f + T_r) \times F_{sw} = 0.5 \times 31.1 \times 1.97 \times 7m = 200mW$$

Συνολικές απώλειες:

$$P_{con(Q)} + P_{sw(Q)} = 500mW$$

Η θερμοκρασία που θα αναπτυχθεί στον ημιαγωγό είναι το γινόμενο των απωλειών με την θερμική αντίσταση του MOSFET ($R_{th(j-a)}$), το οποίο δίνεται στο φύλλο προδιαγραφών του κατασκευαστή, που παρατίθεται στο Παράρτημα 1. Η τιμή του $R_{th(j-a)}$ για το IRF540 είναι 62oC/W.

$$\text{Άρα λοιπόν το } \Delta\theta = 500mW \times 62^{\circ}C/W = 31^{\circ}C$$

Αν θέσουμε θερμοκρασία περιβάλλοντος, 25°C, η συνολική θερμοκρασία που θα αναπτυχθεί στο MOSFET είναι $\theta_j = 31^{\circ}C + 25^{\circ}C = 56^{\circ}C$.

Σε ένα προσεκτικό σχεδιασμό του PCB οι απώλειες του MOSFET δεν δικαιολογούν την παρουσία ψύκτρας.

Για την διόδο οι απώλειες αγωγής είναι:

$$P_{con(d)} = V_d \times I_o = 1.05 \times 1.5 = 1.6 W$$

Και οι διακοπτικές:

$$P_{sw(d)} = I_o \times V_{out} \times T_{rr} = 1.5 \times 40 \times 35n = 2.1\mu W$$

$$\text{Συνολικές απώλειες : } P_{con(d)} + P_{sw(d)} = 1.6 W$$

όπως και παραπάνω αναζητούμε την θερμική αντίσταση της διόδου στο φύλλο προδιαγραφών της διόδου, που παρατίθεται στο Παράρτημα 1, και βλέπουμε οτι είναι $73^\circ C/W$.

$$\text{Άρα το } \Delta\theta = 1.6 W \times 73^\circ C/W = 116.8^\circ C$$

Στο φύλλο προδιαγραφών αναφέρεται ως μέγιστη τιμή αντοχής της διόδου σε θερμοκρασία οι $175^\circ C$ οπότε η διόδος δεν θα καταστραφεί. Όμως με την συνεχή έκθεση σε υψηλή θερμοκρασία μειώνεται η διάρκεια ζωής και αλλοιώνονται τα χαρακτηριστικά της, οπότε καλό θα ήταν να χρησιμοποιηθεί μία ψύκτρα.

Για να υπολογίσουμε την θερμοκρασία που θα αναπτυχθεί στη διόδο, με την παρουσία ψύκτρας χρειαζόμαστε στοιχεία και απο το φύλλο προδιαγραφών του κατασκευαστή της διόδου και απο τις προδιαγραφές της ψύκτρας.

Η διόδος έχει συγκεκριμένο πακέτο διαστάσεων άρα λοιπόν θα πρέπει να αναζητήσουμε ψύκτρα κατασκευασμένη για TO-220, που είναι το πακέτο της διόδου. Επιλέξαμε την ψύκτρα της Fischer SK14525STC.

Η διαφορά θερμοκρασίας $\Delta\theta$ σε αυτήν την περίπτωση είναι:

$$\Delta\theta = P_{dis} \times (R_{th(j-c)} + R_{c-h} + R_{h-a})$$

όπου:

P_{dis} είναι οι συνολικές απώλειες της διόδου

$R_{th(j-c)}$ είναι η θερμική αντίσταση της διόδου ως προς το εξωτερικό περίβλημα της

R_{c-h} είναι η θερμική αντίσταση της πάστας που χρησιμοποιείται για καλύτερη θερμική αγωγή με τυπική τιμή $0.2-0.4^\circ C/W$.

R_{h-a} είναι η θερμική αντίσταση της ψύκτρας ως προς το εξωτερικό περιβάλλον και δίνεται απο τον κατασκευαστή της ψύκτρας. Στην προκειμένη περίπτωση είναι $13.5K/W$ που ουσιαστικά είναι $13.5^\circ C/W$ αφού αναφερόμαστε σε $\Delta\theta$.

$$\text{Συνεπώς } \Delta\theta = 1.6W \times (1.5^\circ C/W + 0.2^\circ C/W + 13.5^\circ C/W) = 24.32^\circ C$$

Με θερμοκρασία περιβάλλοντος 25°C η συνολική θερμοκρασία της διόδου θα είναι 25°C + 24.32°C = 49.32°C.

Με αυτήν την ψύκτρα η διάδος θα δουλεύει σε πολύ καλή θερμοκρασία χωρίς να επιβαρύνεται θερμικά.

5.2.7 Αντίσταση Παρακολούθησης Ρεύματος

Η μέθοδος που θα χρησιμοποιήσουμε για την παρακολούθηση του ρεύματος του πηνίου, στο κύκλωμα μας είναι μια αντίσταση (R_s) στον αρνητικό κλάδο της γέφυρας ανόρθωσης. Εναλλακτικά θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε μετασχηματιστές ρεύματος, όμως αυτή είναι μια πιο δαπανηρή λύση που προορίζεται κυρίως για εφαρμογές μεγαλύτερης ισχύος όπου η απώλεια ισχύος στον αντιστάτη μπορεί να γίνει αρκετά μεγάλη λόγω των υψηλότερων ρευμάτων.

Το συνολικό μέγιστο ρεύμα που θα διέρχεται από την αντίσταση R_s θα είναι :

$$I_{pk_{max}} = I_{pk_{max}} + \Delta I / 2 \Rightarrow I_{pk_{max}} = 4.13 + 0.82 / 2 \Rightarrow \boxed{I_{pk_{max}} = 4.55 A}$$

Κανονικά θα έπρεπε να χρησιμοποιήσουμε μια αντίσταση περίπου 0.025 Ω ώστε να έχουμε μέγιστη απώλεια ισχύος κάτω από 0.5 W, όμως η εύρεση της δεν ήταν δυνατή και στο κύκλωμα μας χρησιμοποιήσαμε την μικρότερη διαθέσιμη που βρήκαμε μετά από έρευνα αγοράς, με τιμή :

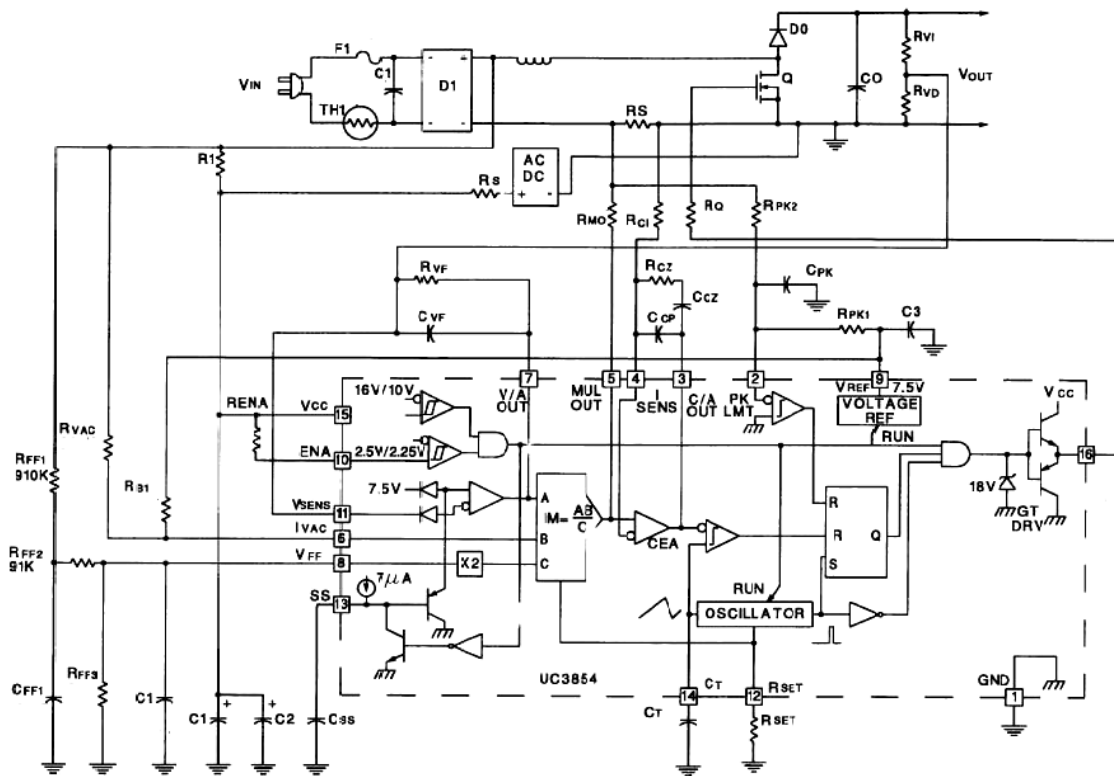
$$\boxed{R_s = 0.1 \Omega}$$

Οπότε και οι απώλειες της διαμορφώνονται ως εξής :

$$P_{RS_{max}} = I_{pk_{max}}^2 * R_s \Rightarrow P_{RS_{max}} = 4.55^2 * 0.1 \Rightarrow \boxed{P_{RS_{max}} \cong 2W}$$

5.3 Ανάλυση κυκλώματος έλεγχου

Ο έλεγχος του κυκλώματος PFC είναι χωρισμένος σε δύο μέρη, το κύκλωμα αναφοράς για τον βρόχο ρεύματος και τους υπόλοιπους βρόχους ελέγχου. Το κύκλωμα υλοποίησης φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.3: Κύκλωμα PFC βασισμένο στο UC3854

5.3.1 Περιορισμός μέγιστων ρευμάτων

Ο περιορισμός μέγιστων ρευμάτων στο UC3854A απενεργοποιεί τον διακόπτη όταν το στιγμιαίο ρεύμα που το διαρρέει υπερβαίνει τη μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή και ενεργοποιείται όταν η τάση στο pin 2 πέφτει κάτω από το μηδέν. Η οριακή τιμή του ρεύματος ορίζεται από έναν απλό διαιρέτη τάσης, από την τάση αναφοράς στην αντίσταση παρακολούθησης ρεύματος.

Η εξίσωση για το διαιρέτη τάσης δίνεται παρακάτω:

$$R_{pk2} = \frac{V_{rs} * R_{pk1}}{V_{ref}}$$

όπου R_{pk1} και R_{pk2} είναι οι αντιστάσεις του διαιρέτη τάσης, η V_{ref} είναι 7,5V στο UC3854A, και V_{rs} είναι η πτώση τάσης στην αντίσταση R_s για την τιμή του ρεύματος που ενεργοποιεί τον περιορισμό. Το ρεύμα που διέρχεται από την R_{pk2} πρέπει να είναι περίπου 1 mA. Ένας μικρός πυκνωτής, C_{pk} , έχει προστεθεί για να δώσει πρόσθετη προστασία από θόρυβο όταν το κύκλωμα λειτουργεί στη χαμηλή τάση γραμμής και αυτό αυξάνει ελαφρώς την τιμή περιορισμού.

Θέτουμε $R_{pk1}=10K\Omega$ και $I_{pkovld}= 5A$, οπότε:

$$V_{rsovld} = I_{pkovld} * R_s \Rightarrow V_{rsovld} = 5 * 0,1 \Rightarrow V_{rsovld} = 0.5V$$

και

$$R_{pk2} = \frac{0,5 * 0,1}{7,5} \Rightarrow R_{pk2} = 666,66\Omega$$

Χρησιμοποιήσαμε:

$$R_{pk2} = 680\Omega$$

5.3.2 Ρύθμιση Πολλαπλασιαστή

Ο πολλαπλασιαστής είναι η καρδιά ενός PFC ελεγκτή. Εάν όλα τα άλλα έχουν σχεδιαστεί και λειτουργήσουν σωστά αλλά ο πολλαπλασιαστής έχει ρυθμιστεί λανθασμένα, το σύστημα δεν θα επιτύχει σωστή διόρθωση Σ.Ι. Αυτό φαίνεται εύκολα εάν αναλογιστούμε ότι η έξοδος του πολλαπλασιαστή είναι η αναφορά για τον βρόχο του ρεύματος. Ο βρόχος του ρεύματος προσπαθεί να αναγκάσει το ρεύμα του πηνίου να ακολουθήσει την έξοδο πολλαπλασιαστή. Εάν το σήμα του πολλαπλασιαστή αλλοιώνεται από θόρυβο ή άλλες πηγές σφάλματος, ο βρόχος του ρεύματος θα αναγκάσει το ρεύμα γραμμής να ακολουθήσει το αλλοιωμένο σήμα.

Αντίθετα από την συνήθη πρακτική σχεδιασμού όπου αρχίζουμε από την έξοδο και καταλήγουμε στην είσοδο, ο σχεδιασμός του πολλαπλασιαστή πρέπει να αρχίσει από την είσοδο. Υπάρχουν τρεις εισοδοί στα κυκλώματα του πολλαπλασιαστή: το ρεύμα προγραμματισμού I_{ac} (pin 6), η τάση ανατροφοδότησης V_{ff} από την είσοδο (pin 8) και το σήμα από τον ενισχυτή σφάλματος τάσης, για την τάση εξόδου, V_{vea} (pin 7), τις οποίες θα εξετάσουμε στην συνέχεια ξεχωριστά. Το ρεύμα εξόδου του πολλαπλασιαστή είναι το I_{mo} (pin 5) και σχετίζεται με τις τρεις εισόδους, με την βοήθεια της ακόλουθης εξίσωσης:

$$I_{mo} = \frac{K_m * I_{ac} * (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2}$$

όπου K_m είναι μία σταθερά για τον πολλαπλασιαστή και είναι ίση με 1, I_{ac} το ρεύμα προγραμματισμού από την ανορθωμένη τάση εισόδου, V_{nea} η έξοδος από τον ενισχυτή σφάλματος τάσης και V_{ff} η τάση ανατροφοδότησης.

5.3.3 Τάση Ανατροφοδότησης

Η τάση V_{ff} είναι η είσοδος στο κύκλωμα τετραγωνισμού, το οποίο στον ελεγκτή UC3854 γενικά λειτουργεί μεταξύ 1,4 έως 4,5 V. Το UC3854 έχει εσωτερικό περιοριστή που συγκρατεί την V_{ff} στα 4,5 V ακόμα κι αν η είσοδος ξεπεράσει αυτή την τιμή. Ο διαιρέτης τάσης για την είσοδο V_{ff} έχει τρεις αντιστάσεις (R_{ff1} , R_{ff2} και R_{ff3} - δείτε το σχήμα 5.2) και δύο πυκνωτές (C_{ff1} και C_{ff2}) ώστε ταυτόχρονα να φιλτράρει και να παρέχει δύο εξόδους. Οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές του διαιρέτη σχηματίζουν ένα Low Pass φίλτρο δεύτερης τάξης έτσι η DC τάση εξόδου είναι ανάλογη προς τη μέση τιμή του ανορθωμένου ημιτόνου εισόδου. Η μέση τιμή είναι 90% της RMS τιμής ενός ανορθωμένου ημιτόνου. Εάν η RMS τιμή της τάσης εισόδου εναλλασσόμενου ρεύματος είναι 24,6Vac, τότε η μέση τιμή του ανορθωμένου ημιτόνου θα είναι 23,8Vdc και η μέγιστη τιμή 34,8Vdc.

Ο διαιρέτης τάσης πρέπει να καλύπτει δύο προϋποθέσεις. Πρώτον, για την μέγιστη τάση γραμμής εισόδου, η V_{ff} δεν πρέπει να γίνεται μεγαλύτερη από 4,5V. Σε αυτήν την τάση η είσοδος V_{ff} περιορίζεται, οπότε η λειτουργία ανατροφοδότησης χάνεται. Δεύτερων ο διαιρέτης τάσης πρέπει να ρυθμιστεί έτσι ώστε η V_{ff} να είναι ίση με 1.414 βολτ όταν η V_{in} έχει την χαμηλότερη τιμή της και ο άνω κόμβος του διαιρέτη τάσης, V_{ffc} , πρέπει να είναι περίπου στα 7,5V.

Υπάρχει ένας εσωτερικός περιοριστής ρεύματος που κρατά την έξοδο του πολλαπλασιαστή σταθερή εάν η είσοδος V_{ff} πηγαίνει κάτω από τα 1.414 V. Η είσοδος V_{ff} πρέπει να είναι ρυθμισμένη έτσι ώστε πάντα η V_{ff} είναι ίση με 1.414 V για την ελάχιστη τάση εισόδου. Αυτό μπορεί να αναγκάσει την V_{ff} να ψαλιδίσει το επάνω μέρος του εύρους της τάσης εισόδου, εάν το εύρος της AC τάσης γραμμής εισόδου είναι πολύ μεγάλο. Παρά όλα αυτά είναι προτιμότερο το ψαλίδισμα στην μέγιστη τάση γραμμής από το να αποκοπεί η έξοδος του πολλαπλασιαστή για την ελάχιστη τάση γραμμής. Στην πρώτη περίπτωση το κέρδος του ενισχυτή τάσης θα αλλάξει αλλά η επίδραση στο γενικό σύστημα θα είναι μικρή ενώ η αποκοπή του πολλαπλασιαστή θα προκαλέσει μεγάλη παραμόρφωση στην κυματομορφή του ρεύματος εισόδου. Στο κύκλωμα μας αυτό δεν μας ανησυχεί ιδιαίτερα αφού το εύρος της τάσης εισόδου είναι πολύ μικρό ($24V \pm 10\%$). Βάσει των παραπάνω θα υπολογίσουμε τις τιμές των αντιστάσεων του διαιρέτη.

Ορίζουμε $V_{ffmin}=1,3V$ και $R_{ff3}=330\Omega$, επίσης από τον κατασκευαστή συνίσταται (βλ. Παράρτημα σελ. *** APP.NOTE U-134 σελ.3-286) το άθροισμα των τριών αντιστάσεων να ισούται με $1M\Omega$, οπότε:

$$R_{ff2} = \frac{7,5*10^6}{V_{in\ min\ av}} - R_{ff3} = \frac{7,5*10^6}{V_{in\ min} * 0,9} - R_{ff3} \Rightarrow R_{ff2} = 385,5K\Omega$$

Η πλησιέστερη τυποποιημένη τιμή αντίστασης που βρήκαμε είναι η

$$R_{ff2} = 390K\Omega$$

$$R_{ff1} = 10^6 - R_{ff2} - R_{ff3} \Rightarrow R_{ff1} = 609,7K\Omega$$

και

η αντίσταση που χρησιμοποιήσαμε είναι :

$$R_{ff1} = 600K\Omega$$

5.3.4 Ρεύμα Εισόδου Πολλαπλασιαστή

Το ρεύμα λειτουργίας για τον πολλαπλασιαστή προέρχεται από η τάση εισόδου μέσω της R_{vac} . Ο πολλαπλασιαστής έχει την καλύτερη γραμμικότητα σε σχετικά υψηλά ρεύματα, αλλά το συνιστώμενο μέγιστο ρεύμα είναι $0.6mA$, εμείς θέτουμε το όριο στα $0,250mA$. Στην μέγιστη τάση γραμμής που για το κύκλωμα μας είναι $V_{pkmax}=34,78Vdc$ η τάση στο pin 6 του UC3854A είναι $6.0Vdc$, οπότε:

$$R_{vac} = \frac{V_{pkmax}}{250*10^{-6}} \Rightarrow R_{vac} = 149.34K\Omega$$

Επιλέγουμε

$$R_{vac} = 150K\Omega$$

Το ρεύμα εξόδου του πολλαπλασιαστή, I_{mo} , πρέπει να είναι αθροισμένο με ένα ρεύμα ανάλογο προς το ρεύμα του πηνίου ώστε να κλείσει το κύκλωμα ανατροφοδότησης τάσης. Για αυτό τον σκοπό χρησιμοποιούμε την αντίσταση R_{mo} , μέσω της οποίας συνδέουμε την έξοδο του πολλαπλασιαστή με την αντίσταση παρακολούθησης ρεύματος. Έτσι το pin εξόδου

του πολλαπλασιαστή γίνεται ο κόμβος αθροίσματος. Η πτώση τάσης στην R_{mo} πρέπει να είναι ίση με την πτώση τάσης στην R_s για το μέγιστο ρεύμα κατά την χαμηλότερη τάση γραμμής.

$$R_{mo} = \frac{V_{rs(pk)} * 1.12}{2 * I_{ac(min)}} \Rightarrow R_{mo} = 1,11K\Omega$$

Επιλέγουμε:

$$R_{mo} = 1,2K\Omega$$

5.3.5 Συχνότητα Ταλαντωτή

Το ρεύμα φόρτισης του ταλαντωτή είναι το I_{set} και καθορίζεται από την τιμή της R_{set} , ενώ η συχνότητα του ταλαντωτή f_s ρυθμίζεται από τον πυκνωτή συγχρονισμού C_t και το ρεύμα φόρτισης. Επιλέγουμε πυκνωτή συγχρονισμού ίσο με $C_t=2,2pF$ και η R_{set} προκύπτει από την σχέση :

$$R_{set} = \frac{1,25}{C_t * f_s} \Rightarrow R_{set} = \frac{1,25}{2,2 * 10^{-9} * 10^5} \Rightarrow R_{set} = 5,681K\Omega$$

Στο κύκλωμα μας χρησιμοποιήσαμε

$$R_{set} = 5,6K\Omega$$

5.3.6 Αντιστάθμιση Ενισχυτή Σφάλματος Ρεύματος

Ο βρόχος ρεύματος πρέπει να είναι αντισταθμισμένος προκειμένου να επιτευχθεί σταθερή λειτουργία. Ο έλεγχος του μετατροπέα ανύψωσης τάσης στο ρεύμα εισόδου παρουσιάζει ένα πόλο σε υψηλές συχνότητες που οφείλεται στη σύνθετη αντίσταση του πηνίου ισχύος και την αντίσταση παρακολούθησης ρεύματος (R_s) που σχηματίζουν ένα Low Pass φίλτρο. Η εξίσωση ελέγχου για την λειτουργία μεταφοράς του ρεύματος εισόδου είναι:

$$\frac{V_{rs}}{V_{cea}} = \frac{V_{out} * R_s}{V_s * sL}$$

Όπου V_{rs} είναι η τάση στην αντίσταση παρακολούθησης ρεύματος και V_{cea} είναι η έξοδος του ενισχυτή σφάλματος ρεύματος. Το V_{out} είναι η DC τάση εξόδου, V_s είναι η από κορυφή-σε-κορυφή ενίσχυση του ταλαντωτή, sL είναι η σύνθετη αντίσταση του πηνίου ισχύος (επίσης $j\omega L$), και R_s είναι η αντίσταση παρακολούθησης ρεύματος.

Η αντιστάθμιση του ενισχυτή σφάλματος ρεύματος παρέχει ομαλό κέρδος κοντά στη συχνότητα μετατροπής και χρησιμοποιεί το φυσικό φίλτρο του κυκλώματος ισχύος ώστε να δώσει τη σωστή αποζημίωση για το συνολικό βρόχο. Ένα μηδέν στη χαμηλή συχνότητα στην απόκριση του ενισχυτή δίνει το υψηλό κέρδος που κάνει την μέθοδο ελέγχου μέσου ρεύματος να λειτουργεί. Το κέρδος του ενισχυτή σφάλματος κοντά στη συχνότητα μετατροπής καθορίζεται από το ταίριασμα της κλίσης του ρεύματος πηνίου όταν ο διακόπτης είναι κλειστός με την κλίση που παράγεται από τον ταλαντωτή. Αυτά τα δύο σήματα είναι

οι είσοδοι του συγκριτή PWM στο UC3854A.

Η κλίση του ρεύματος πηνίου έχει την μονάδα των Amps ανά δευτερόλεπτο και παίρνει την μέγιστη τιμή όταν η τάση εισόδου είναι μηδέν. Δηλαδή, όταν η διαφορά τάσης μεταξύ της εισόδου και της εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης είναι μέγιστη.

Σε αυτό το σημείο ($V_{in}=0$) το ρεύμα πηνίου δίνεται από την αναλογία της τάσης εξόδου του μετατροπέων και της αυτεπαγωγής (V_o/L). Αυτό το ρεύμα διαρρέει την αντίσταση παρακολούθησης ρεύματος R_s και παράγει μια τάση με την κλίση $V_o R_s / L$. Αυτή η κλίση πολλαπλασιασμένη με το κέρδος του ενισχυτή σφάλματος ρεύματος στη συχνότητα μετατροπής, πρέπει να είναι ίση με ενισχυτή σφάλματος (επίσης σε Volt ανά δευτερόλεπτο) για κατάλληλη αντιστάθμιση του βρόχου ρεύματος. Εάν το κέρδος είναι πάρα πολύ υψηλό η κλίση του ρεύματος πηνίου θα είναι μεγαλύτερη από την κλίση του ενισχυτή σφάλματος και ο βρόχος μπορεί να γίνει ασταθής.

Η αστάθεια θα εμφανιστεί κοντά στην κορυφή της κυματομορφής εισόδου και θα εξαφανιστεί όσο η τάση εισόδου μειώνεται. Η συχνότητα μετάβασης βρόχου f_{ci} μπορεί να βρεθεί από την παραπάνω εξίσωση εάν το κέρδος του ενισχυτή σφάλματος ρεύματος πολλαπλασιαστεί με αυτήν και τεθεί ίσος με τη μονάδα. Οπότε η εξίσωση γίνεται:

$$f_{ci} = \frac{V_{out} * R_s * R_{cz}}{V_s * 2\pi L * R_{ci}}$$

Όπου το f_{ci} είναι η συχνότητα μετάβασης βρόχου και R_{cz}/R_{ci} είναι το κέρδος του ενισχυτή σφάλματος ρεύματος. Αυτή η διαδικασία θα δώσει την καλύτερη δυνατή απόκριση για τον βρόχο ρεύματος.

Στο κύκλωμα μας η τάση εξόδου είναι 40Vdc και το πηνίο ισχύος είναι 0,09mH έτσι η κλίση του ρεύματος πηνίου είναι 36mA ανά μsec.

Η αντίσταση παρακολούθησης ρεύματος είναι 0,1Ω η είσοδος στον ενισχυτή σφάλματος ρεύματος είναι 3,6mV ανά μsec. Η έξοδος του ταλαντωτή του UC3854A έχει μια από κορυφή σε κορυφή τιμή 5.2V και η συχνότητα μετατροπής είναι 100KHz έτσι η κλίση είναι 0,52 βολτ ανά μsec. Ο ενισχυτή σφάλματος ρεύματος πρέπει να έχει ένα κέρδος 5,2 στη συχνότητα μετατροπής για να είναι οι κλίσεις ίσες. Με την εισαγωγή της αντίστασης **$R_{ci}=1,2K\Omega$** η αντίσταση ανατροφοδότησης πρέπει να είναι **$R_{cz}=15K\Omega$** για να δώσει στον ενισχυτή ένα κέρδος 5,2. Η συχνότητα μετάβασης βρόχου είναι **$f_{ci}=15,3KHz$** .

Η τοποθέτηση του μηδενός στην αντιστάθμιση του ενισχυτή σφάλματος ρεύματος πρέπει να βρίσκεται στην συχνότητα μετάβασης βρόχου ή κάτω από αυτή. Εάν είναι στη συχνότητα μετάβασης βρόχου το περιθώριο φάσης θα είναι 45 βαθμοί. Εάν το μηδέν είναι χαμηλότερα το περιθώριο φάσης θα είναι μεγαλύτερο. Ένα περιθώριο φάσης 45 μοιρών είναι πολύ σταθερό και έχει την καλή ανοχή για τις αποκλίσεις των εξαρτημάτων. Το μηδέν πρέπει να τοποθετηθεί στη συχνότητα μετάβασης βρόχου ώστε η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή σε αυτή την συχνότητα να είναι ίση με την R_{cz} . Η εξίσωση είναι:

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi * R_{cz} * f_{ci}} \Rightarrow C_{cz} = \frac{1}{2\pi * 15 * 10^3 * 15,3 * 10^3} \Rightarrow C_{cz} = 648 pF$$

Επιλέγουμε

$$C_{cz} = 680 pF$$

Κανονικά ένας πόλος προστίθεται στον ενισχυτή σφάλματος ρεύματος κοντά στη συχνότητα μετάβασης που μειώνει την ευαισθησία στον θόρυβο. Εάν ο πόλος είναι επάνω από το μισό της συχνότητας μετάβασης δεν έχει επιπτώσεις στην ανταπόκριση συχνότητας της ανάδραση του βρόχου ελέγχου. Στο κύκλωμα μας χρησιμοποιήσαμε έναν πυκνωτή **$C_{cp}=62pF$** που δίνει έναν πόλο στα 128KHz. Αυτή είναι επάνω από τη συχνότητα μετάβασης και μεγαλύτερος πυκνωτής θα μπορούσε να έχει χρησιμοποιηθεί αλλά τα 62pF είναι επαρκή σε αυτήν την περίπτωση.

5.3.7 Αντιστάθμιση Ενισχυτή Σφάλματος Τάσης

Ο βρόχος ελέγχου τάσης πρέπει να αντισταθμιστεί για σταθερότητα αλλά επειδή το εύρος του βρόχου τάσης είναι τόσο μικρό σε σχέση με την συχνότητα μετατροπής, οι απαιτήσεις για τον βρόχο ελέγχου τάσης καθορίζονται κυρίως από την ανάγκη να κρατηθεί η παραμόρφωση εισόδου χαμηλά παρά από τη σταθερότητα. Το εύρος βρόχου πρέπει να είναι αρκετά χαμηλό ώστε να μειώνεται η δεύτερη αρμονική της συχνότητας γραμμής στον πυκνωτή εξόδου για να κρατηθεί η διαμόρφωση του ρεύματος εισόδου, από αυτή, μικρή. Ο ενισχυτής σφάλματος τάσης πρέπει επίσης να έχει αρκετή μετατόπιση φάσης έτσι ώστε όποια διαμόρφωση παραμένει να είναι σε φάση με τη γραμμή εισόδου για να κρατηθεί ο συντελεστής ισχύος υψηλός.

Το πρώτο βήμα στο σχεδιασμό της αντιστάθμισης του ενισχυτή σφάλματος τάσης είναι να καθοριστεί το ποσό της τάσης κυμάτωσης που θα είναι παρούσα στον πυκνωτή εξόδου. Η τιμή κορυφής της δεύτερης αρμονικής της τάσης δίνεται από την σχέση :

$$V_{opk} = \frac{P_{in}}{2\pi f_r * C_o * V_o} \Rightarrow V_{opk} = \frac{63,16}{2\pi * 92 * 2,2 * 40} \Rightarrow \boxed{V_{opk} = 1,36V}$$

Όπου V_{opk} είναι η τιμή κορυφής της τάσης κυμάτωσης εξόδου (η από κορυφή σε κορυφή τιμή θα είναι δύο φορές αυτή), f_r είναι η συχνότητα κυμάτωσης που είναι η δεύτερη αρμονική της συχνότητας γραμμής εισόδου, C_o είναι ο πυκνωτής εξόδου και V_o είναι η τάση εξόδου.

Έπειτα πρέπει να αποφασιστεί το ποσό της παραμόρφωσης που θα συνεισφέρει η κυμάτωση εξόδου στην είσοδο. Αυτό βασίζεται στις προδιαγραφές του μετατροπέα. Για το κύκλωμα μας έχουμε θέσει όριο 3% THD από το οποίο το 0,75% THD οφείλεται σε αυτή την συνιστώσα. Αυτό σημαίνει ότι η τάση κυμάτωσης στην έξοδο του ενισχυτή σφάλματος τάσης πρέπει να περιοριστεί στο **1,5%** (το υπόλοιπο 0,75% οφείλεται σε διάφορες άλλες μη γραμμικότητες). Ο ενισχυτής σφάλματος τάσης έχει ενεργό εύρος εξόδου (ΔV_{vea}) 1,0 έως 5,0 Volt έτσι η μέγιστη τάση κυμάτωσης στην έξοδο του δίνεται από την σχέση:

$$V_{vea(pk)} = \% Ripple * \Delta V_{vea} \Rightarrow V_{vea(pk)} = 1,5\% * 4 \Rightarrow \boxed{V_{vea(pk)} = 60mV}$$

Το κέρδος του ενισχυτή σφάλματος τάσης, G_{va} , στην δεύτερη αρμονική συχνότητα κυμάτωσης είναι η αναλογία των δύο τιμών που δίνονται παραπάνω. Η μέγιστη τάση κυματισμού που επιτρέπεται στην έξοδο του ενισχυτή σφάλματος τάσης διαιρείται με τη μέγιστη τάση κυματισμού στην έξοδο του πυκνωτή. Δηλαδή:

$$G_{va} = \frac{V_{vea(pk)}}{V_{opk}} \Rightarrow G_{va} = \frac{60 * 10^{-3}}{1,36} \Rightarrow \boxed{G_{va} = 43,93 * 10^{-3}}$$

Το επόμενο βήμα είναι η επιλογή της αντίστασης R_{vi} . Η τιμή της πρέπει να είναι αρκετά χαμηλή έτσι ώστε τα ρεύματα ενίσχυσης του τελεστικού ενισχυτή δεν θα έχουν μεγάλη επίδραση στην έξοδο και αρκετά υψηλή ώστε η απώλεια ισχύος να είναι μικρή. Στο μετατροπέα μας επιλέχθηκε αντίσταση $R_{vi}=510K\Omega$.

Ο πυκνωτής ανατροφοδότησης C_{vf} ρυθμίζει το κέρδος στην δεύτερη αρμονική συχνότητα και επιλέγεται ώστε να δώσει στον ενισχυτή σφάλματος τάσης το σωστό κέρδος, στην συχνότητα αυτή. Η εξίσωση για να τον υπολογίσουμε είναι:

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi f_r * R_{vi} * G_{va}} \Rightarrow C_{vf} = \frac{1}{2\pi * 92 * 510 * 10^3 * 43,93 * 10^{-3}} \Rightarrow$$

$$C_{vf} = 77,2 * 10^{-9} F$$

Επιλέξαμε

$$\boxed{C_{vf} = 68 pF}$$

Η τάση εξόδου ορίζεται από το διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι αντιστάσεις R_{vi} και R_{vd} . Η τιμή της R_{vi} έχει ήδη καθοριστεί, έτσι η R_{vd} βρίσκεται από την επιθυμητή τάση εξόδου και την τάση αναφοράς V_{ref} που είναι $3V_{dc}$:

$$R_{vd} = \frac{V_{ref} * R_{vi}}{V_o - V_{ref}} \Rightarrow R_{vd} = \frac{3 * 510 * 10^3}{40 - 3} \Rightarrow R_{vd} = 41,35 K\Omega$$

Χρησιμοποιήσαμε

$$R_{vd} = 43K\Omega$$

Κάνουμε μια επαλήθευση για την τάση εξόδου που θα πάρουμε, με τις παραπάνω τιμές:

$$V_{ocheck} = \frac{V_{ref} * R_{vi}}{R_{vd} + V_{ref}} \Rightarrow V_{ocheck} = \frac{3 * 510 * 10^3}{43 * 10^3 + 3} \Rightarrow V_{ocheck} = 38,58V$$

Η παραπάνω τιμή είναι αποδεκτή.

Η συχνότητα του πόλου στον ενισχυτή σφάλματος τάσης μπορεί να βρεθεί αν θέσουμε το κέρδος στην εξίσωση βρόχου ίση με το ένα και επιλύσουμε ως προς τη συχνότητα. Το κέρδος του βρόχου τάσης είναι το γινόμενο του κέρδους του ενισχυτή σφάλματος και του κέρδους του κυκλώματος ισχύος, τα οποία μπορούν να εκφραστούν με όρους της ισχύος εισόδου. Οι όροι του πολλαπλασιαστή, του διαιρέτη και του τετραγωνιστή μπορούν να περιληφθούν στο κέρδος του κυκλώματος ισχύος και σκοπός τους είναι να μετασηματιστεί η έξοδος του ενισχυτή σφάλματος τάσης σε ένα σήμα ελέγχου ισχύος, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα.

Αυτό μας επιτρέπει να εκφράσουμε τη λειτουργία μεταφοράς από το κυκλώματος ισχύος με όρους ισχύος. Η εξίσωση είναι:

$$G_{bst} = \frac{P_{in} * X_{co}}{\Delta V_{vea} * V_o}$$

Όπου G_{bst} είναι το κέρδος του κυκλώματος ισχύος συμπεριλαμβανομένου του πολλαπλασιαστή, του διαιρέτη και του τετραγωνιστή, P_{in} είναι ο μέσος όρος της ισχύος εισόδου, X_{co} είναι η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή εξόδου, ΔV_{vea} είναι το εύρος του ενισχυτή σφάλματος τάσης (4V στο UC3854A) και V_o είναι η τάση εξόδου.

Το κέρδος του ενισχυτή σφάλματος επάνω από τον πόλο δίνεται από τη σχέση:

$$G_{va} = \frac{X_{cf}}{R_{vi}}$$

Όπου G_{va} είναι το κέρδος του ενισχυτή σφάλματος τάσης, X_{cf} είναι η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή ανατροφοδότησης και R_{vi} είναι η αντίσταση εισόδου.

Το κέρδος του συνολικού βρόχου τάσης είναι το γινόμενο των G_{bst} και G_{va} και δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$G_v = \frac{P_{in} * X_{co} * X_{cf}}{\Delta V_{vea} * V_o * R_{vi}}$$

Όπως βλέπουμε υπάρχουν δύο όροι που είναι εξαρτώμενοι από την συχνότητα, οι X_{co} και X_{cf} . Αυτή η λειτουργία έχει μία κλίση δεύτερης τάξης οπότε πρέπει να εκφραστεί ως προς το τετράγωνο της συχνότητας. Για να λύσουμε για μοναδιαίο κέρδος συχνότητας, θέτουμε G_v ίσο με το ένα και επιλύουμε ως προς f_{vi} . Το X_{co} αντικαθίσταται με $1/(2\pi f C_o)$ και το X_{cf} αντικαθίσταται με $1/(2\pi f C_{vf})$. Η εξίσωση γίνεται:

$$f_{vi}^2 = \frac{P_{in}}{\Delta V_{vea} * V_o * R_{vi} * C_o * C_{vf} * (2\pi)^2} \Rightarrow$$

$$\boxed{f_{vi} = 12\text{Hz}}$$

Η τιμή της R_{vf} μπορεί τώρα να βρεθεί θέτοντας την ίση με τη σύνθετη αντίσταση του C_{vf} στην f_{vi} . Η εξίσωση είναι:

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi f_{vi} * C_{vf}} \Rightarrow R_{vf} = \frac{1}{2\pi * 12 * 68 * 10^{-9}} \Rightarrow R_{vf} = 194,9\text{K}\Omega$$

Στο κύκλωμα μας χρησιμοποιήσαμε

$$\boxed{R_{vf} = 180\text{K}\Omega}$$

5.3.8 Φίλτρο Διαιρέτη Τάσης Ανατροφοδότησης

Το ποσοστό της τάσης κυμάτωσης της δεύτερης αρμονικής στην είσοδο ανατροφοδότησης του πολλαπλασιαστή έχει ως αποτέλεσμα να παρουσιάζεται κατά το ίδιο ποσοστό ρεύμα κυμάτωσης στην τρίτη αρμονική, στην γραμμή εναλλασσόμενου ρεύματος. Οι πυκνωτές στην ανατροφοδότηση του διαιρέτη τάσης (C_{ff1} και C_{ff2}) μειώνουν την τάση κυμάτωσης από την ανορθωμένη τάση εισόδου. Η κυμάτωση στην δεύτερη αρμονική 66,2% της εναλλασσόμενης τάσης εισόδου. Το ποσό μείωσης που απαιτείται, ή το "κέρδος" του

φίλτρου, είναι το ποσό της παραμόρφωσης στην τρίτη αρμονική διαιρεμένο κατά 66,2% που είναι η είσοδος στον διαιρέτη. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω η συνεισφορά του Vff στην συνολική αρμονική παραμόρφωση πρέπει να είναι 1,5%. Οπότε:

$$G_{ff} = \frac{\%THD}{66,2\%} \Rightarrow G_{ff} = \frac{1,5\%}{66,2\%} \Rightarrow \boxed{G_{ff} = 0,0227}$$

Σύμφωνα με τον κατασκευαστή (T.I.) είναι προτιμότερο να χρησιμοποιήσουμε ένα φίλτρο δεύτερης τάξης επειδή αυτό δίνει πολύ γρηγορότερη αντίδραση η στις αλλαγές της RMS τάσης γραμμής. συγκεκριμένα, είναι περίπου έξι φορές γρηγορότερο. Οι δύο πόλοι του φίλτρου τοποθετούνται στην ίδια συχνότητα για μεγαλύτερο εύρος. Το συνολικό κέρδος του φίλτρου είναι το γινόμενο των κερδών των δύο τμημάτων του φίλτρου, έτσι το κέρδος του κάθε τμήματος είναι η τετραγωνική ρίζα του συνολικού κέρδους. Τα δύο τμήματα του φίλτρου δεν αλληλεπιδρούν ιδιαίτερα επειδή οι σύνθετες αντιστάσεις τους είναι διαφορετικές, έτσι μπορούν να αντιμετωπιστούν ξεχωριστά. Στο κύκλωμα μας το κέρδος κάθε τμήματος του φίλτρου, στην δεύτερη αρμονική της συχνότητας είναι 0.0227 ή 0.15 για κάθε τμήμα. Αυτή η ίδια σχέση ισχύει για τη συχνότητα αποκοπής, που απαιτείται για να βρούμε τις τιμές των πυκνωτών. Αυτοί είναι απλοί πραγματικοί πόλοι έτσι:

$$f_p = \sqrt{G_{ff}} * f_r \Rightarrow f_p = \sqrt{0,0227} * 110 \Rightarrow \boxed{f_p = 13,85Hz}$$

Η συχνότητα αποκοπής χρησιμοποιείται για να υπολογίσουμε τις τιμές των πυκνωτών του φίλτρου αφού η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή θα είναι ίση με τη σύνθετη αντίσταση του φορτίου στη συχνότητα αποκοπής. Οι δύο εξισώσεις που δίνονται παρακάτω χρησιμοποιούνται για να υπολογιστούν οι τιμές των δύο πυκνωτών:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi * f_p * R_{ff2}} \Rightarrow C_{ff1} = \frac{1}{2\pi * 13,85 * 390 * 10^3} \Rightarrow C_{ff1} = 29,47 * 10^{-9} F$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi * f_p * R_{ff3}} \Rightarrow C_{ff2} = \frac{1}{2\pi * 13,85 * 68 * 10^3} \Rightarrow C_{ff2} = 38,3 * 10^{-6} F$$

Στο κύκλωμα μας χρησιμοποιήσαμε **C_{ff1}=33pF** και **C_{ff2}=39μF**

Αυτό ολοκληρώνει την σχεδίαση των σημαντικότερων κυκλωμάτων ενός ενεργού διορθωτή συντελεστή ισχύος.

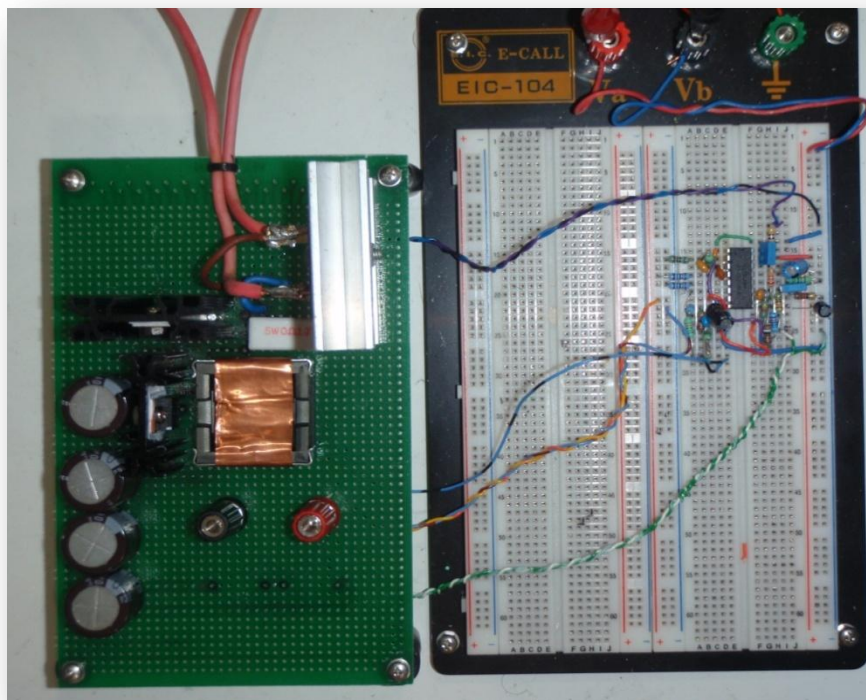
6^ο ΚΕΦΑΛΑΙΟ

“ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ, ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ & ΓΡΑΦΗΜΑΤΑ”

6.1 Κατασκευή κυκλώματος

Για το κύκλωμα ισχύος χρησιμοποιήσαμε διάτρητη πλακέτα, πάνω στην οποία προσαρμόσαμε όλα τα εξαρτήματα, προσπαθώντας να πετύχουμε την καλύτερη δυνατή διάταξη. Στην συνέχεια τα κολλήσαμε με κασσιτεροκόλληση και σχηματίσαμε τους αγωγίσιμους δρόμους στην κάτω πλευρά της πλακέτας.

Για το κύκλωμα ελέγχου χρησιμοποιήσαμε διάτρητη πλακέτα δοκιμών (breadboard), πάνω στην οποία ‘χτίσαμε’ σταδιακά το κύκλωμα. Ο λόγος που μας οδήγησε σε αυτή την επιλογή, ήταν η ανάγκη για εύκολη προσθαφαίρεση εξαρτημάτων, κατά την διάρκεια των δοκιμών.



Εικόνα 6.1: Υλοποίηση κυκλώματος

6.2 Μετρήσεις

Για να επιβεβαιώσουμε την ορθή λειτουργία του κυκλώματος μας και την διαφοροποίηση που επιφέρει στην κυματομορφή του ρεύματος εισόδου και το αρμονικό περιεχόμενο αυτής (άρα και στον συντελεστή ισχύος λόγω THD), πραγματοποιήσαμε μετρήσεις με βάση τον πίνακα 6.1, μελετώντας την κυματομορφή του ρεύματος εισόδου και τις αρμονικές συνιστώσες του σε κάθε περίπτωση. Καταρτίσαμε τον πίνακα 6.1 επιλέγοντας τις ακραίες τιμές της τάσης εισόδου και του ρεύματος εισόδου, βάση των προδιαγραφών κατασκευής του κυκλώματος μας, όπως αυτές αναφέρονται στην παράγραφο 5.1.

Πίνακας 6.1: Τιμές μετρήσεων δοκιμής

| α/α | Τάση εισόδου | Ρεύμα εισόδου | PFC ενεργό |
|-----|--------------|---------------|------------|
| 1. | 22V | 0,1A | OXI |
| 2. | 22V | 0,1A | NAI |
| 3. | 22V | 4A | OXI |
| 4. | 22V | 4A | NAI |
| 5. | 24V | 0,1A | OXI |
| 6. | 24V | 0,1A | NAI |
| 7. | 24V | 4A | OXI |
| 8. | 24V | 4A | NAI |
| 9. | 26V | 0,1A | OXI |
| 10. | 26V | 0,1A | NAI |
| 11. | 26V | 4A | OXI |
| 12. | 26V | 4A | NAI |

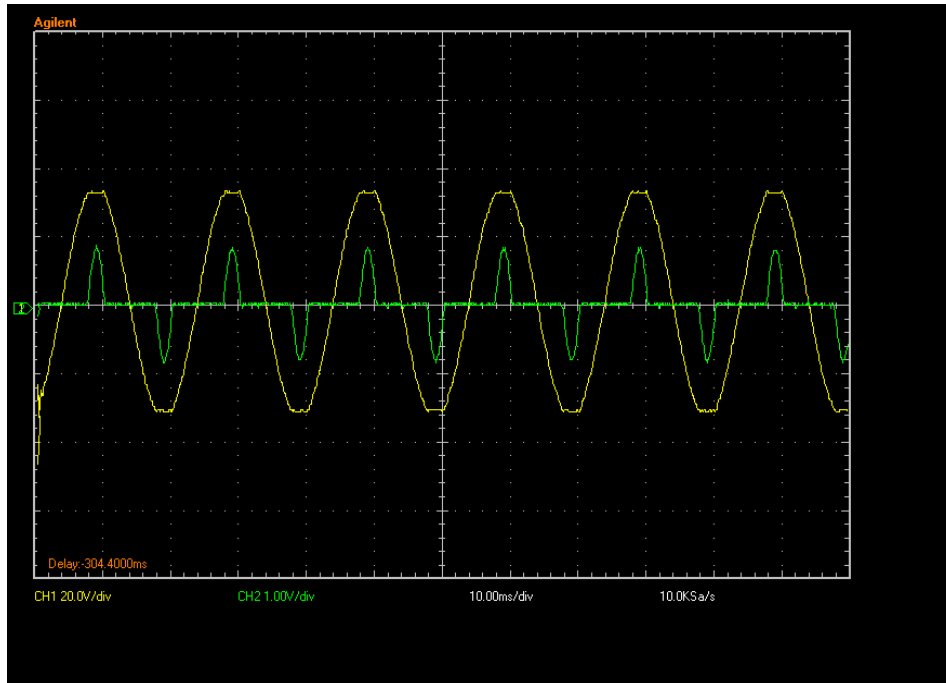
Για τις μετρήσεις, χρησιμοποιήσαμε ηλεκτρονικό παλμογράφο (Agilent, DSO3102A), μέσω του οποίου έγιναν και οι αποτυπώσεις των γραφημάτων που ακολουθούν. Για να μεταβάλουμε την τάση εισόδου χρησιμοποιήσαμε μεταβλητό αυτομετασχηματιστή (variac), ενώ ρυθμίσαμε έμμεσα το ρεύμα εισόδου, αυξομειώνοντας το φορτίο στην έξοδο, χρησιμοποιώντας μία μεταβλητή αντίσταση ισχύος.

Για κάθε ζευγάρι τιμών (V-I) αποτυπώσαμε το γράφημα που δείχνει τις κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος(α) και στην συνέχεια άλλο ένα, που επιπλέον δείχνει γραφικά την ανάλυση Fourier για την κυματομορφή του ρεύματος(β), με το κύκλωμα ελέγχου του PFC απενεργοποιημένο. Στην συνέχεια επαναλάβαμε την διαδικασία, αφού πρώτα είχαμε ενεργοποιήσει το κύκλωμα ελέγχου του PFC.

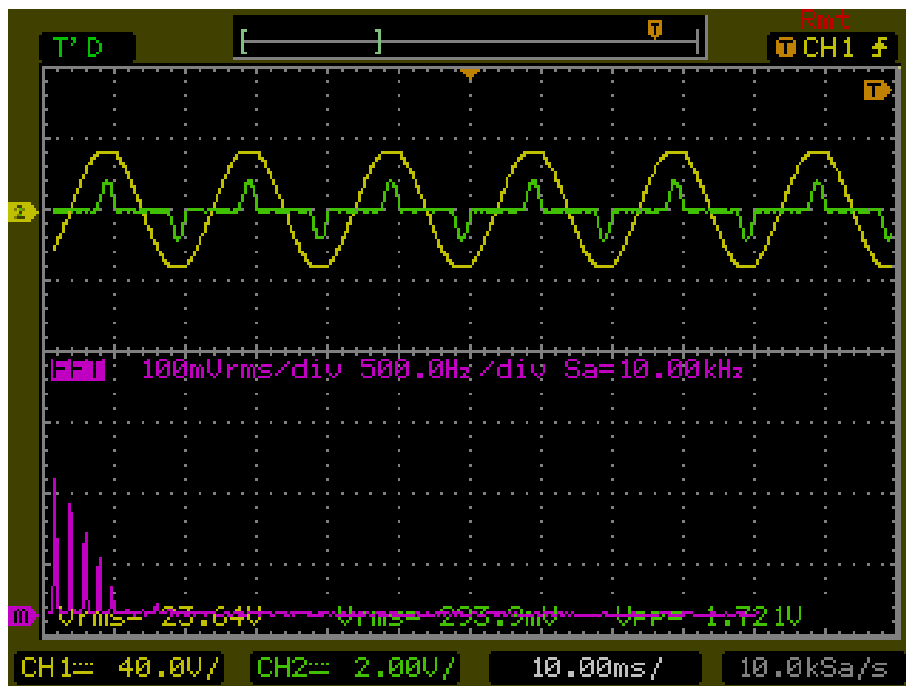
Είναι εμφανής σε όλα τα γραφήματα η μεταβολή της κυματομορφής του ρεύματος, η οποία για ανενεργό PFC είναι μη γραμμική (όπως ήταν αναμενόμενο), ενώ για ενεργό PFC

ακολουθεί την κυματομορφή της τάσης. Αντίστοιχα το αρμονικό περιεχόμενο, σχεδόν μηδενίζεται για ενεργό PFC, πράγμα που σημαίνει ότι επιτυγχάνεται διόρθωση του συντελεστή ισχύος, που σχετίζεται με υψηλό THD.

Στα γραφήματα 6.1.α και 6.1.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 22V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN} =0,1A$

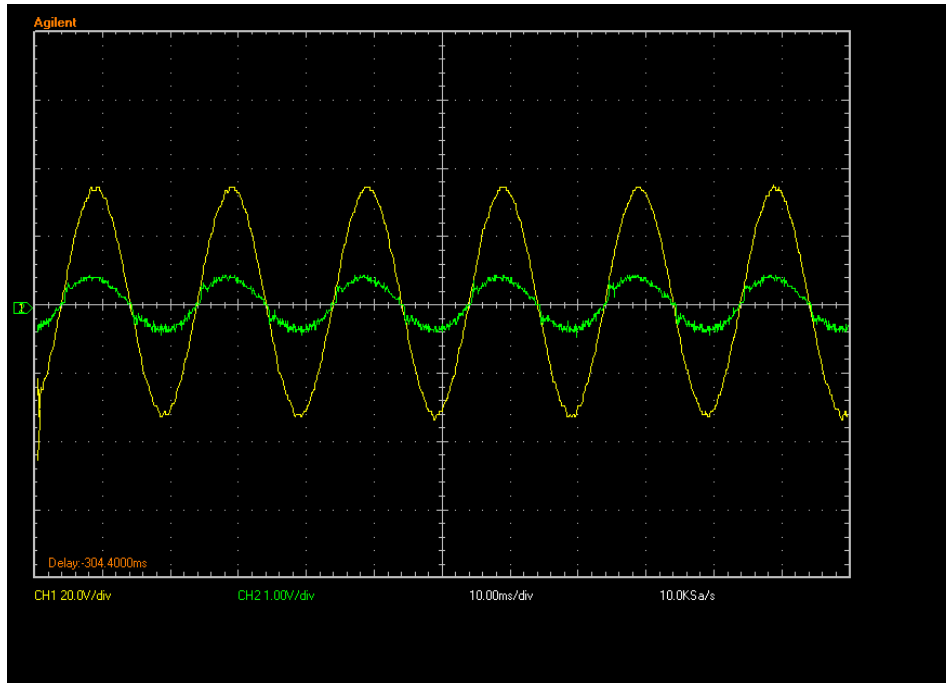


Γράφημα 6.1.α: Κυματομορφές τάσης εισόδου χωρίς PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο) , $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο)

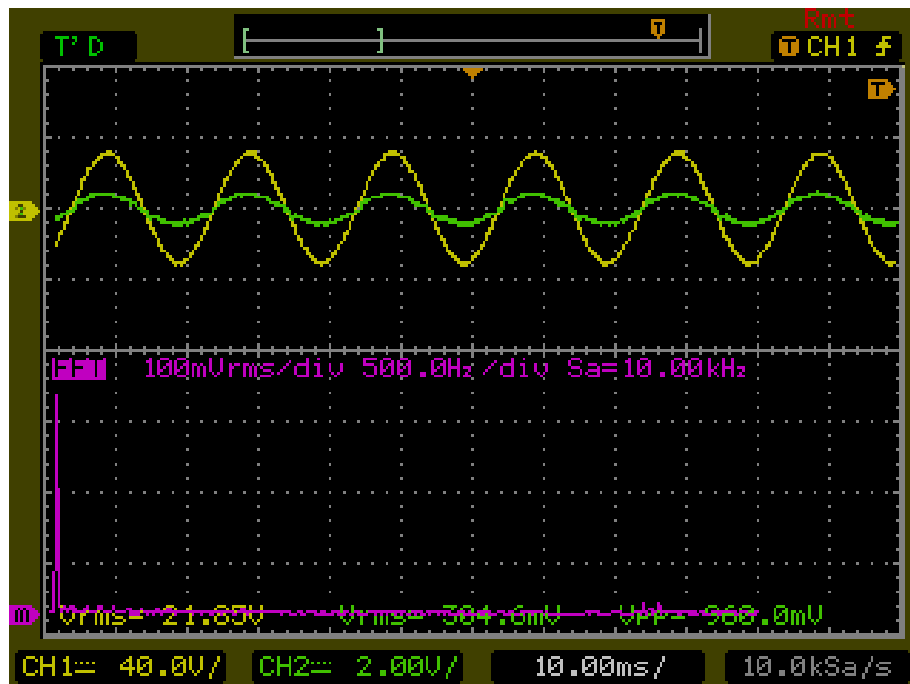


Γράφημα 6.1.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο) , $I_{IN} =0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.2.α και 6.2.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 22V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN} =0,1A$

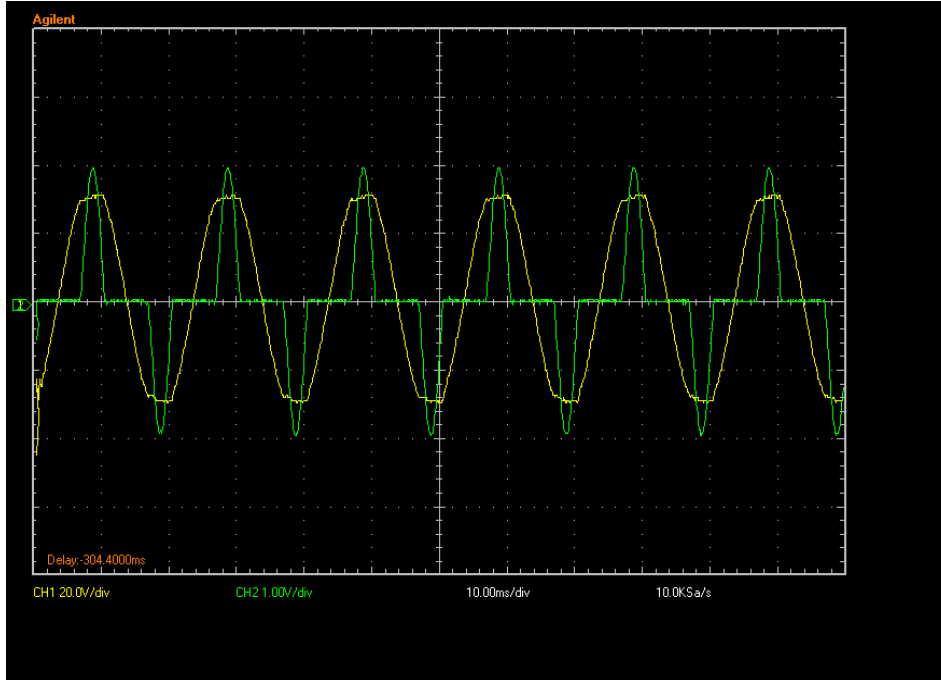


Γράφημα 6.2.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο) , $I_{IN} =0,1A$ (πράσινο)

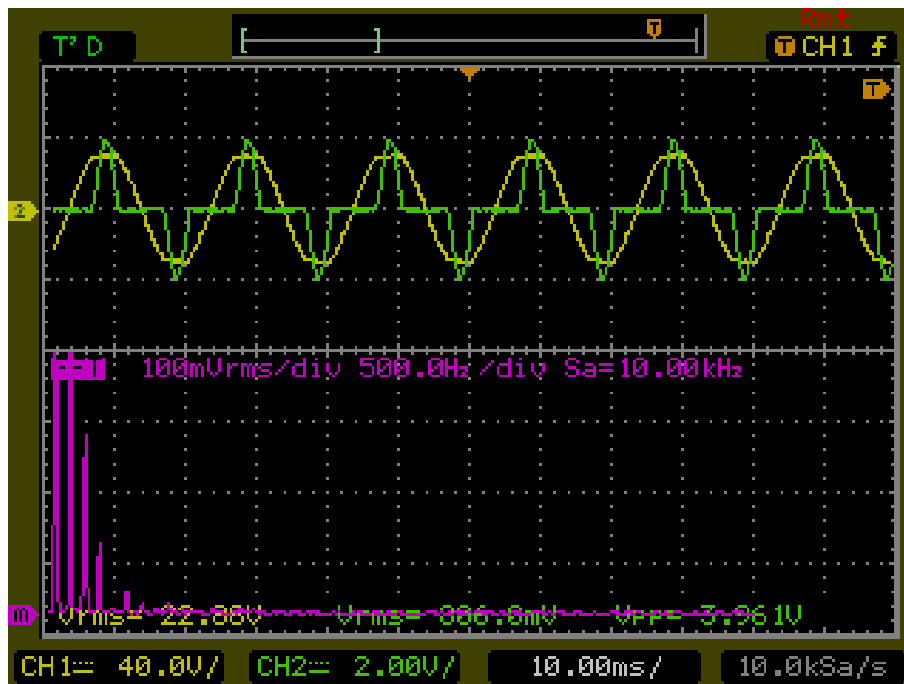


Γράφημα 6.2.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN} =0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.3.α και 6.3.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 22V$, ρεύμα εισόδου $I_o =4A$

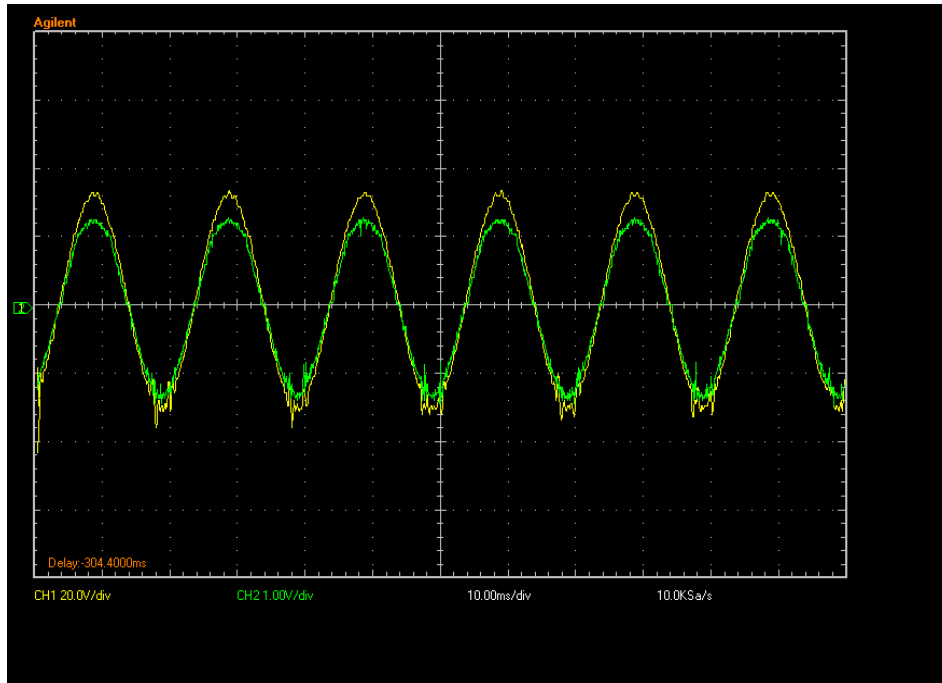


Γράφημα 6.3.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN} =4A$ (πράσινο)



Γράφημα 6.3.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN} =4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.4.α και 6.4.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 22V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN}=4A$

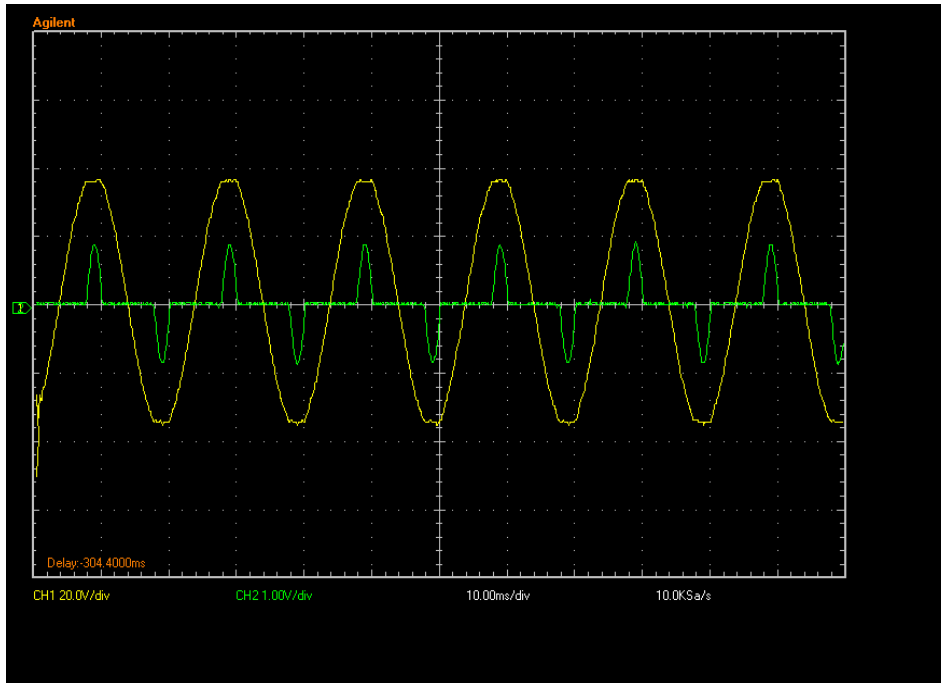


Γράφημα 6.4.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN}= 4A$ (πράσινο)

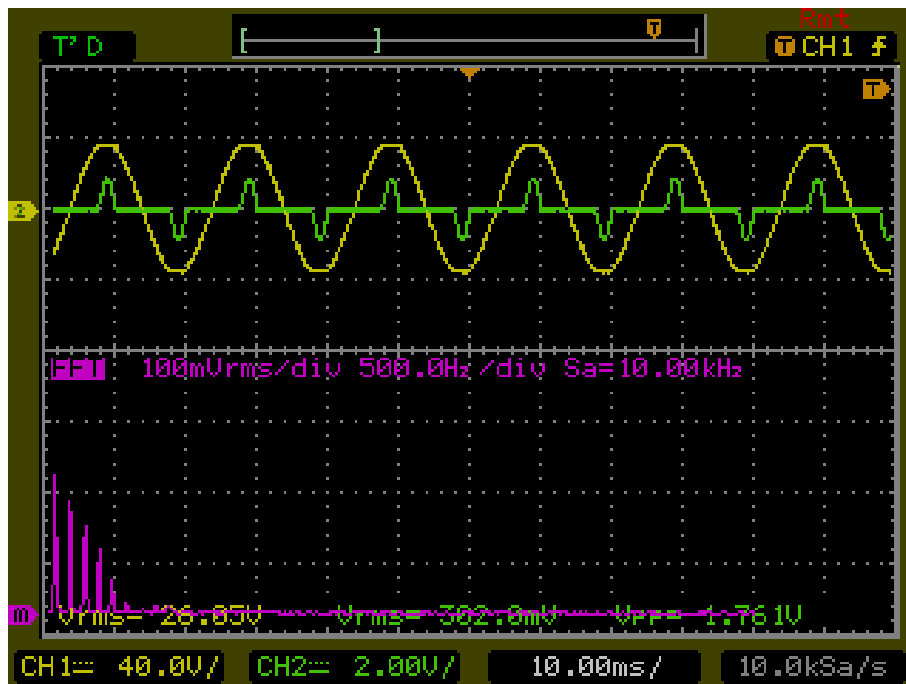


Γράφημα 6.4.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 22V$ (κίτρινο), $I_{IN}= 4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.5.α και 6.5.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 24V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN}=0,1A$

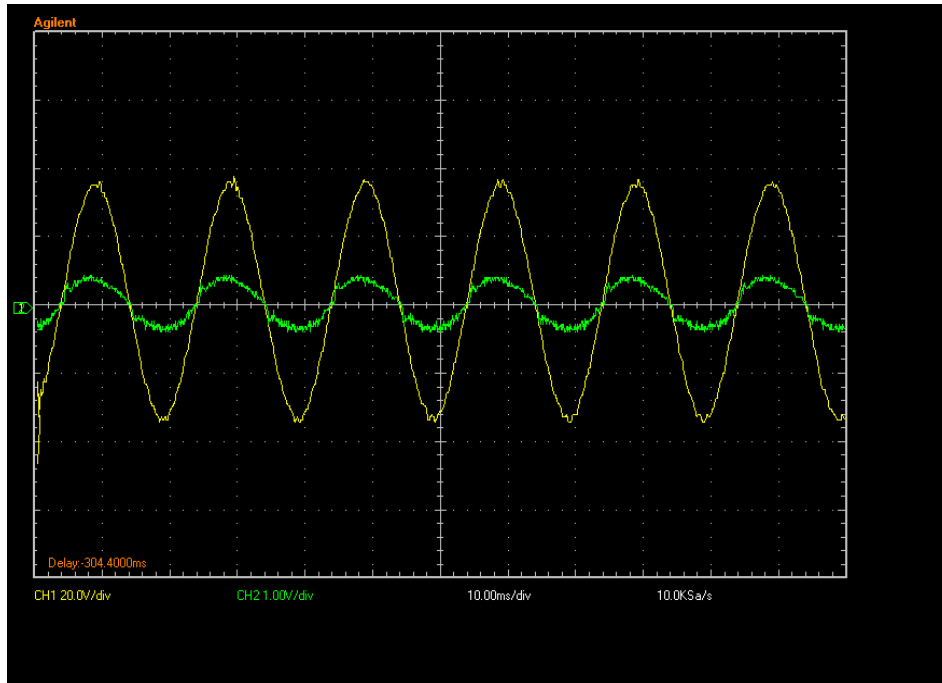


Γράφημα 6.5.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο)

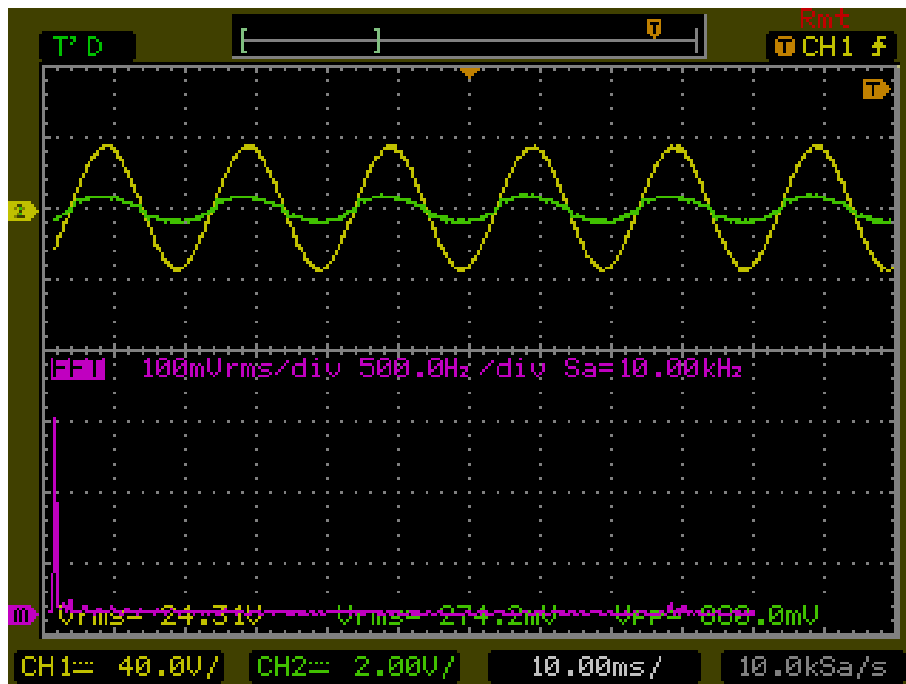


Γράφημα 6.5.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.6.α και 6.6.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 24V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN}=0,1A$

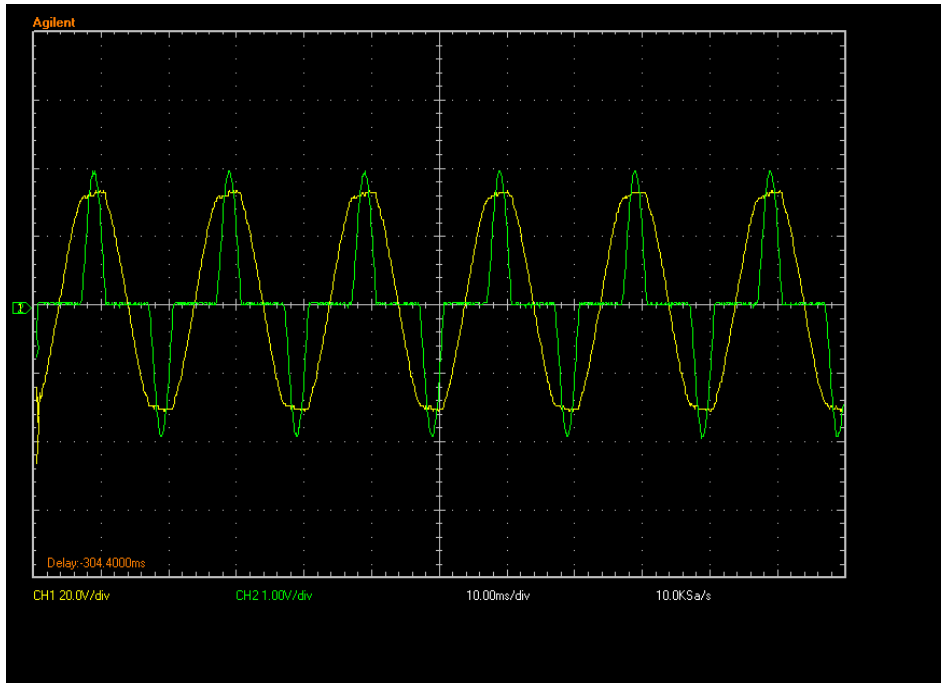


Γράφημα 6.6.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο)

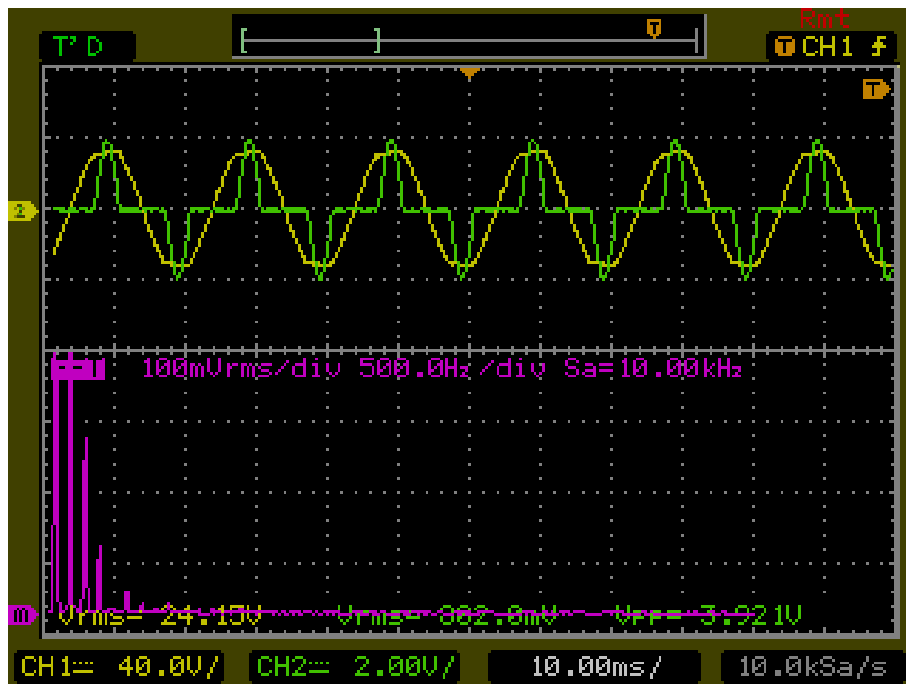


Γράφημα 6.6.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.7.α και 6.7.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 24V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN}= 4A$

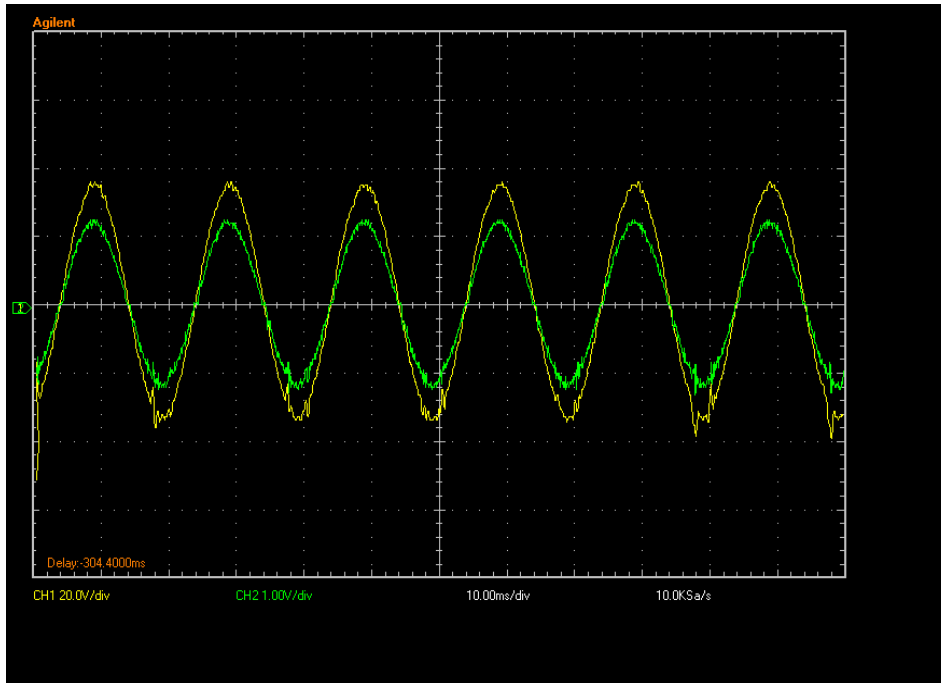


Γράφημα 6.7.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}= 4A$ (πράσινο)

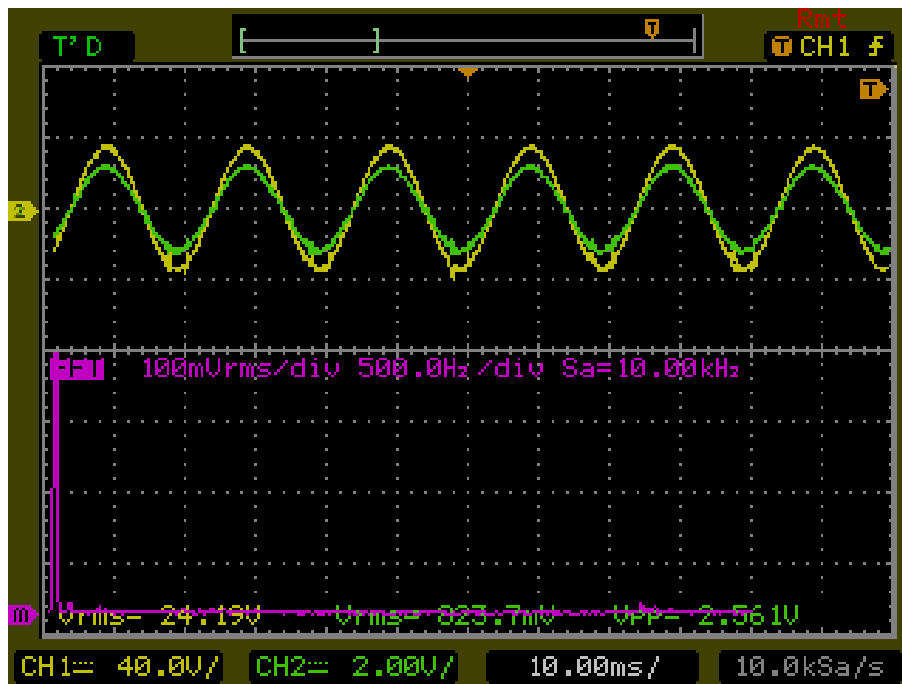


Γράφημα 6.7.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 24V$ (κίτρινο), $I_{IN}= 4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.8.α και 6.8.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN} = 24V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN} = 4A$

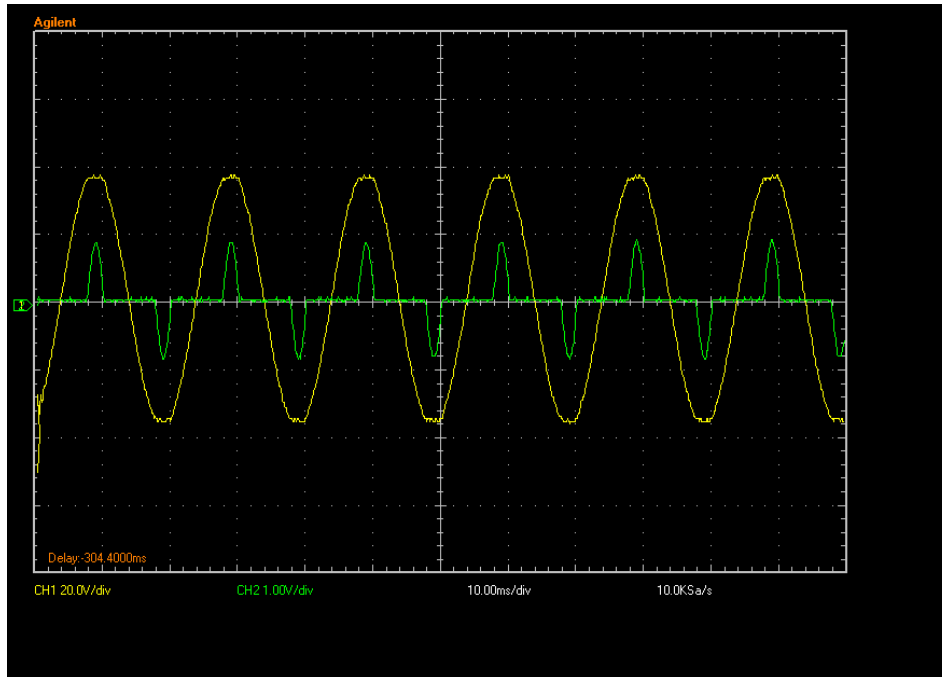


Γράφημα 6.8.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN} = 24V$ (κίτρινο), $I_{IN} = 4A$ (πράσινο)

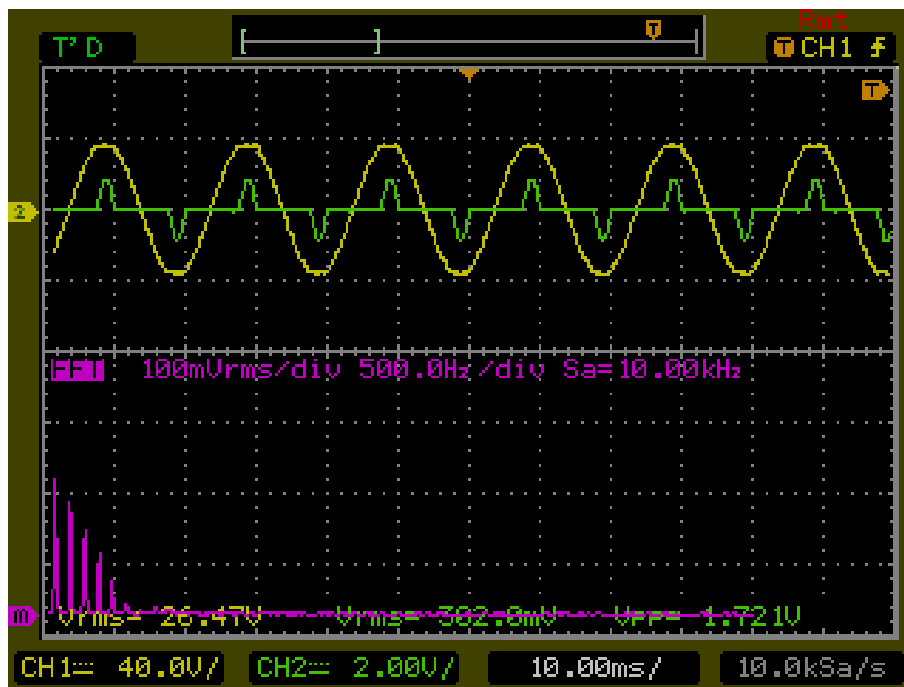


Γράφημα 6.8.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN} = 24V$ (κίτρινο), $I_{IN} = 4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.9.α και 6.9.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου , της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 26V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN}=0,1A$

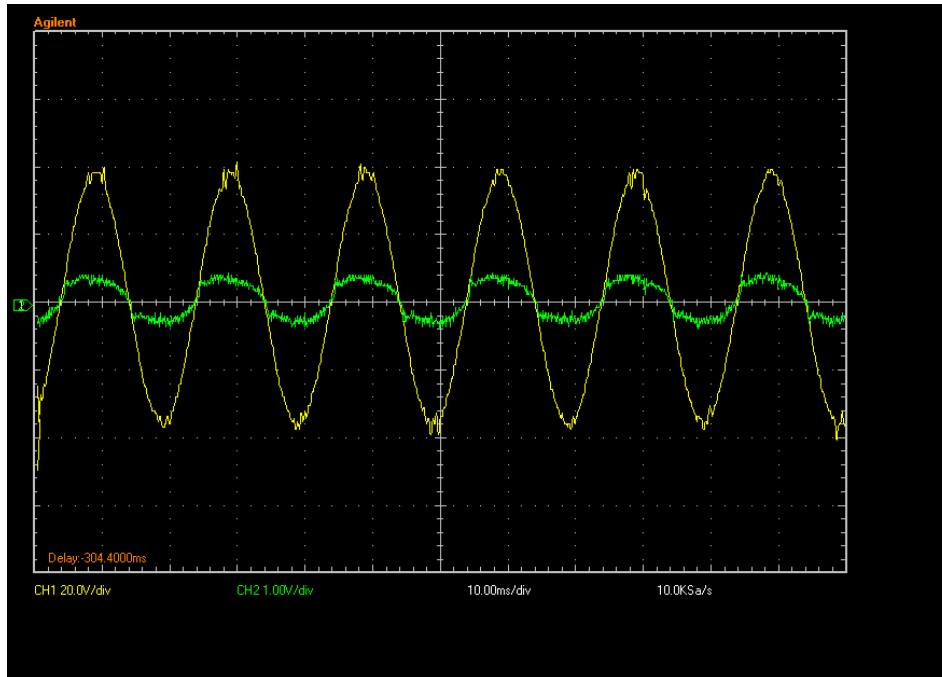


Γράφημα 6.9.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο)

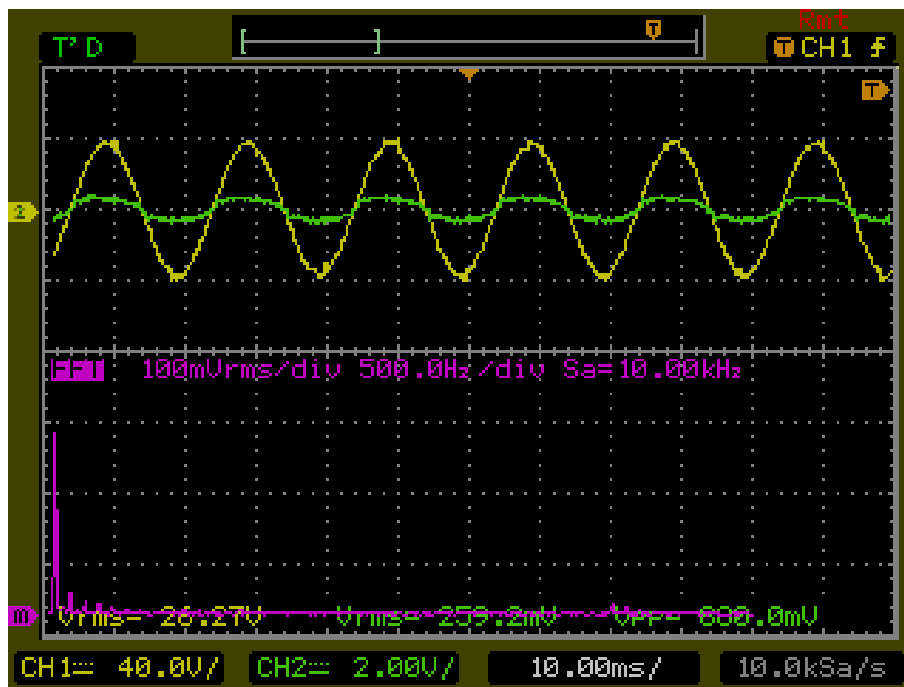


Γράφημα 6.9.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.10.α και 6.10.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου, της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}=26V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN}=0,1A$



Γράφημα 6.10.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}=26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο)

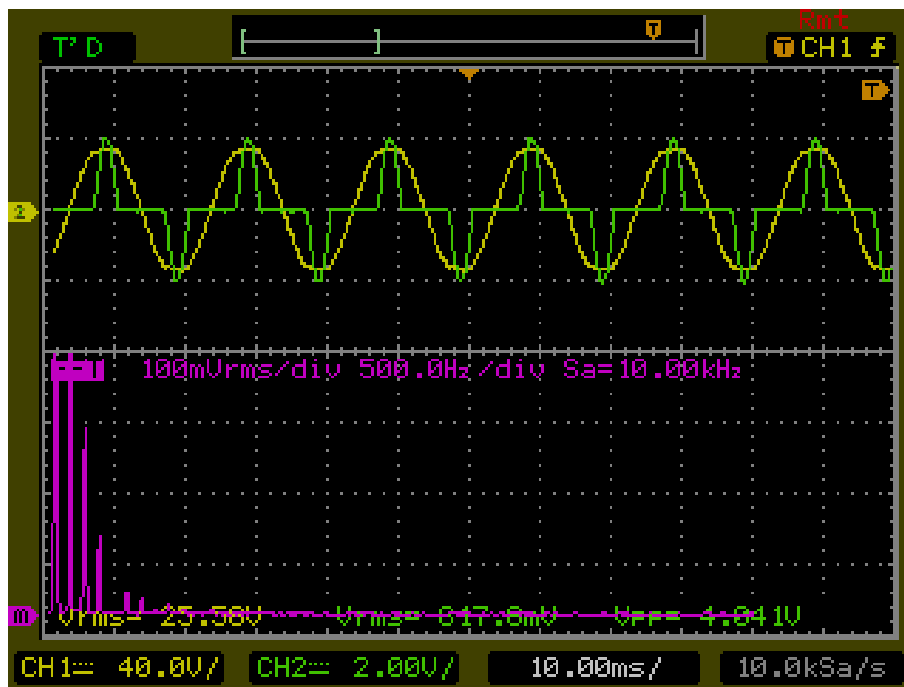


Γράφημα 6.10.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN}=26V$ (κίτρινο), $I_{IN}=0,1A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.11.α και 6.11.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου, της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN}= 26V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN}= 4A$

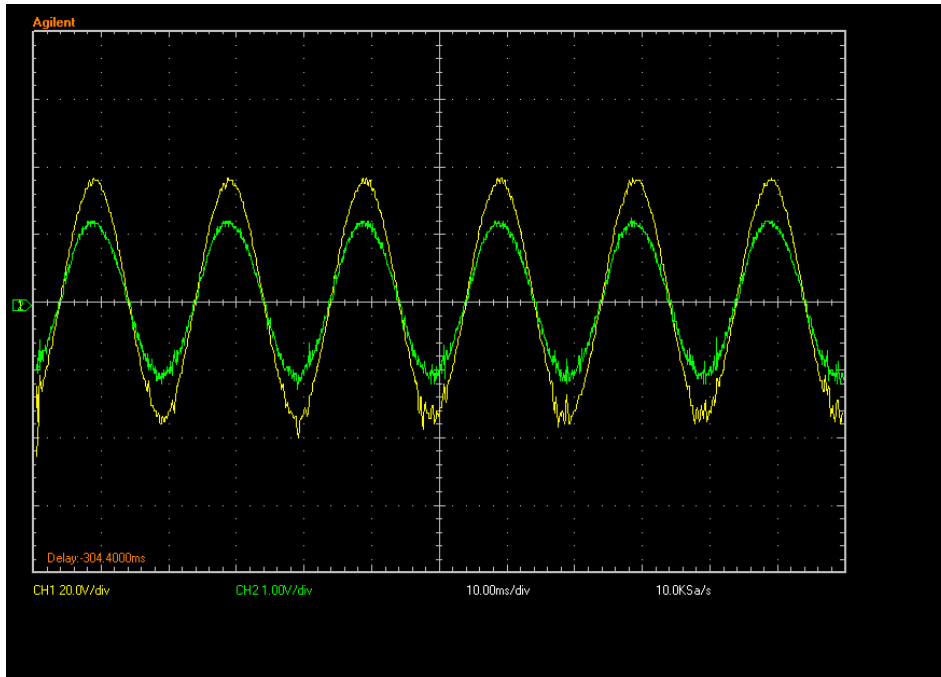


Γράφημα 6.11.α: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}= 4A$ (πράσινο)

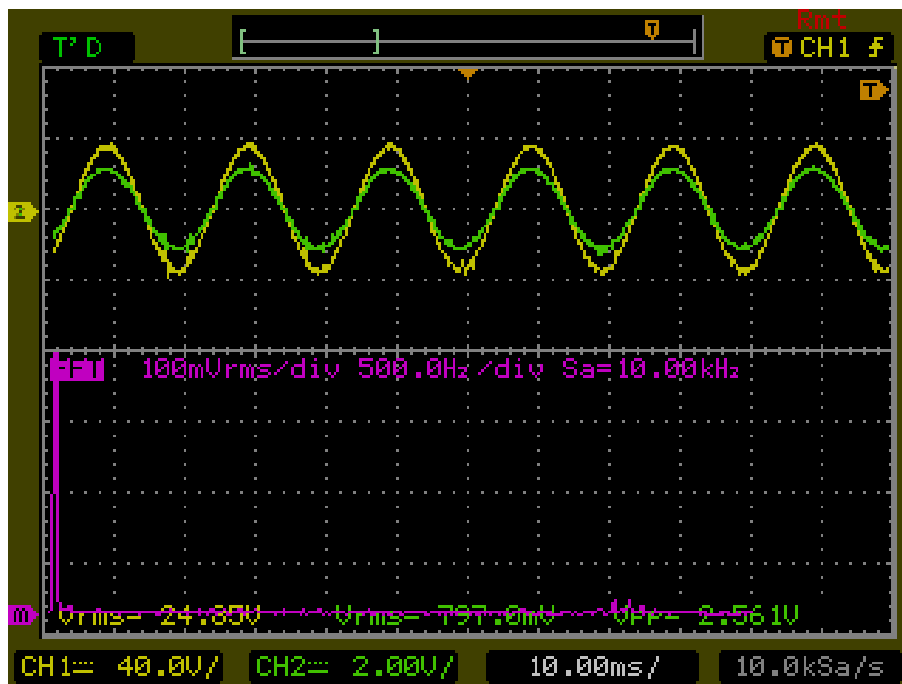


Γράφημα 6.11.β: Κυματομορφές χωρίς PFC, $U_{IN}= 26V$ (κίτρινο), $I_{IN}= 4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

Στα γραφήματα 6.12.α και 6.12.β παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος εισόδου, της τάσης εισόδου και η ανάλυση Fourier για το ρεύμα εισόδου, χωρίς διόρθωση συντελεστή ισχύος για: τάση εισόδου $U_{IN} = 26V$, ρεύμα εισόδου $I_{IN} = 4A$



Γράφημα 6.12.α: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN} = 26V$ (κίτρινο), $I_{IN} = 4A$ (πράσινο)



Γράφημα 6.12.β: Κυματομορφές με PFC, $U_{IN} = 26V$ (κίτρινο), $I_{IN} = 4A$ (πράσινο) και ανάλυση Fourier I_{IN} (μωβ)

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins. “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, 2η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 1996.
- [2] Π.Β. Μαλατέστας. “Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου”, τόμος Β, Εκδόσεις Τζιόλα, 1996.
- [3] Σ.Ν. Μανιάς. “Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1997.
- [4] Σ.Ν. Μανιάς. “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, 5η Έκδοση, Εκδόσεις Συμεων, 2000.
- [5] Π.Β. Μαλατέστας, Σ.Ν. Μανιάς “Συστήματα Οδήγησης Ηλεκτρικών Κινητήρων”, Εκδόσεις Συμεων, 1997.
- [6] R.D. Middlebrook. “Modeling Current-Programmed Buck And Boost Regulators, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol 4, No. 1, January 1989.
- [7] Γ. Ιωαννίδης. “Σημειώσεις Ηλεκτροτεχνικών Εφαρμογών”, Αγάλεω 2005.
- [8] Philip C. Todd “UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design”, Unitrode Application Note, U-134, 1999
- [9] L. H. Dixon, “High Power Factor Preregulator for Off -Line Supplies,” Unitrode Power Supply Design, Seminar Manual SEM600, 1988
- [10] James P. Noon, “Designing High-Power Factor Off-Line Power Supplies”, Texas Instruments Application Note, 2003
- [11] E. F. Fuchs, et al., "Sensitivity of Electrical Appliances to Harmonics and Fractional
- [12] Harmonics of the Power System's Voltage," Parts I and II, IEEE “Trans. on Power Delivery, vol. PWRD-2, no. 2”, pp. 437-453, April 1987.
- [13] Reid L. Sprite, *Member, IEEE*, “Power Semiconductors: The BJT, MOSFET, and IGBT”
- [14] Huai Wei, IEEE member, University Of Central Florida, “Comparison Of Basic Converter Topologies For Power Factor Correction”
- [15] Muhammad Harunur Rashid, “Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications”
- [16] On Semiconductor – Pfc Handbook, “Choosing The Right Power Factor Controller Solution”, Feb 2004
- [17] Fairchild Semiconductors: “Power Factor Correction (PFC) Basics”, Application Note 42047, 2004

[18] “Properly Sizing MOSFETs for PWM Controllers”, APPLICATION NOTE ANP20,
2006 Sipex Corporation

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ 1

Στις παρακάτω σελίδες του παραρτήματος εμφανίζονται όλα τα τεχνικά χαρακτηριστικά των υλικών και των εξαρτημάτων που επιλέχθηκαν για την κατασκευή του κυκλώματος.

High Power Factor Preregulator

FEATURES

- Control Boost PWM to 0.99 Power Factor
- Limit Line Current Distortion To <5%
- World-Wide Operation Without Switches
- Feed-Forward Line Regulation
- Average Current-Mode Control
- Low Noise Sensitivity
- Low Start-Up Supply Current
- Fixed-Frequency PWM Drive
- Low-Offset Analog Multiplier/Divider
- 1A Totem-Pole Gate Driver
- Precision Voltage Reference

DESCRIPTION

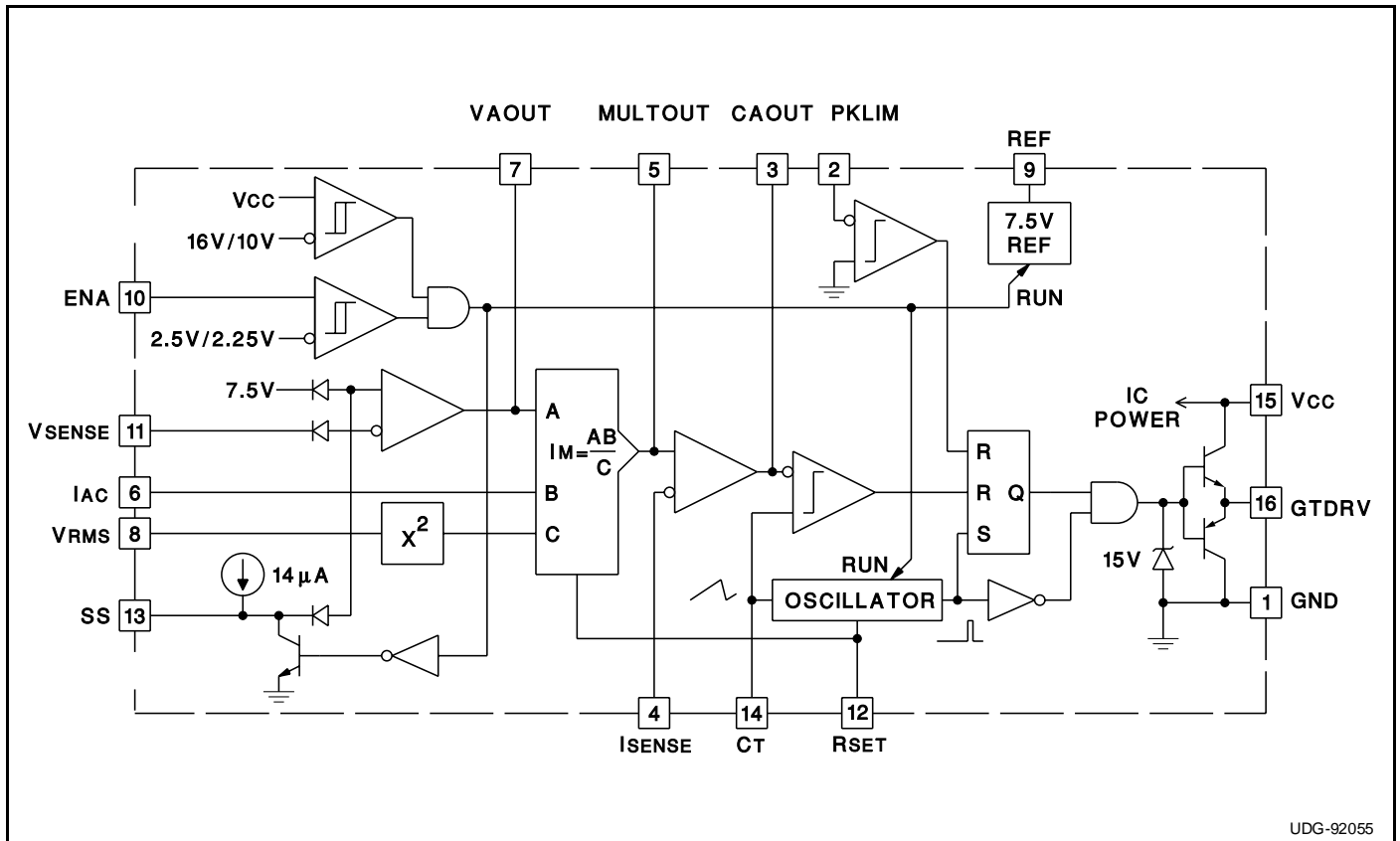
The UC1854 provides active power factor correction for power systems that otherwise would draw non-sinusoidal current from sinusoidal power lines. This device implements all the control functions necessary to build a power supply capable of optimally using available power-line current while minimizing line-current distortion. To do this, the UC1854 contains a voltage amplifier, an analog multiplier/divider, a current amplifier, and a fixed-frequency PWM. In addition, the UC1854 contains a power MOSFET compatible gate driver, 7.5V reference, line anticipator, load-enable comparator, low-supply detector, and over-current comparator.

The UC1854 uses average current-mode control to accomplish fixed-frequency current control with stability and low distortion. Unlike peak current-mode, average current control accurately maintains sinusoidal line current without slope compensation and with minimal response to noise transients.

The UC1854's high reference voltage and high oscillator amplitude minimize noise sensitivity while fast PWM elements permit chopping frequencies above 200kHz. The UC1854 can be used in single and three phase systems with line voltages that vary from 75 to 275 volts and line frequencies across the 50Hz to 400Hz range. To reduce the burden on the circuitry that supplies power to this device, the UC1854 features low starting supply current.

These devices are available packaged in 16-pin plastic and ceramic dual in-line packages, and a variety of surface-mount packages.

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | |
|--|-----------------|
| Supply Voltage Vcc | 35V |
| GT Drv Current, Continuous | 0.5A |
| GT Drv Current, 50% Duty Cycle | 1.5A |
| Input Voltage, VSENSE, VRMS | 11V |
| Input Voltage, ISENSE, Mult Out | 11V |
| Input Voltage, PKLMT | 5V |
| Input Current, RSET, IAC, PKLMT, ENA | 10mA |
| Power Dissipation | 1W |
| Storage Temperature | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds) | +300°C |

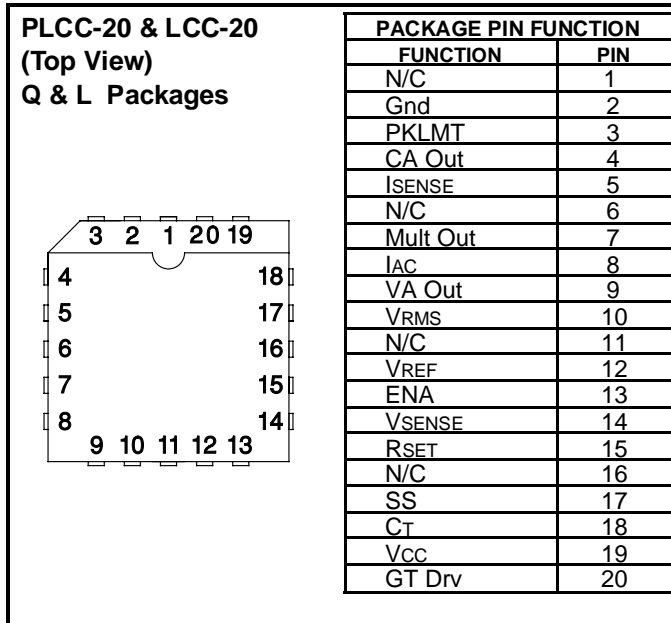
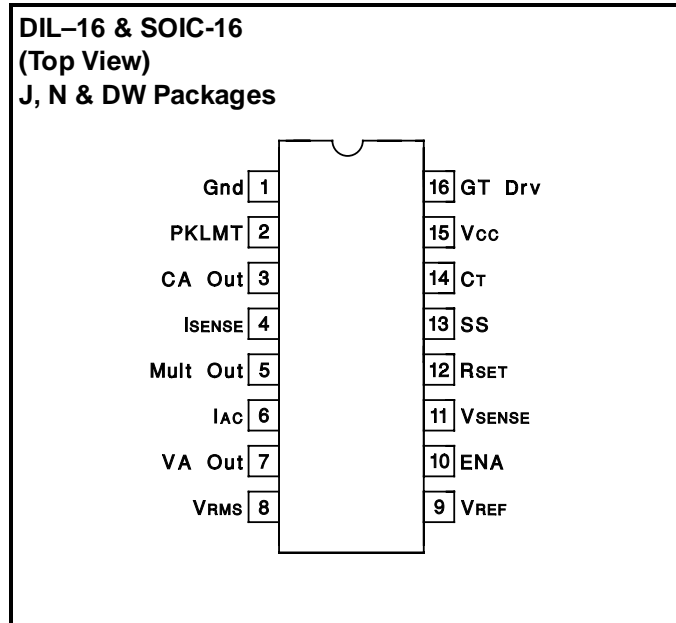
Note 1: All voltages with respect to Gnd (Pin 1).

Note 2: All currents are positive into the specified terminal.

Note 3: ENA input is internally clamped to approximately 14V.

Note 4: Consult Unitorde Integrated Circuits databook for information regarding thermal specifications and limita-

CONNECTION DIAGRAMS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise stated, Vcc=18V, RSET=15k to ground, CT=1.5nF to ground, PKLMT=1V, ENA=7.5V, VRMS=1.5V, IAC=100μA, ISENSE=0V, CA Out=3.5V, VA Out=5V, VSENSE=7.5V, no load on SS, CA Out, VA Out, REF, GT Drv, -55°C<TA<125°C for the UC1854, -40°C<TA<85°C for the UC2854, and 0°C<TA<70°C for the UC3854, and TA=TJ.

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-----------------------------------|-----------------|------|------------|------|-------|
| OVERALL | | | | | |
| Supply Current, Off | ENA=0V | | 1.5 | 2.0 | mA |
| Supply Current, On | | | 10 | 16 | mA |
| Vcc Turn-On Threshold | | 14.5 | 16 | 17.5 | V |
| Vcc Turn-Off Threshold | | 9 | 10 | 11 | V |
| ENA Threshold, Rising | | 2.4 | 2.55 | 2.7 | V |
| ENA Threshold Hysteresis | | 0.2 | 0.25 | 0.3 | V |
| ENA Input Current | ENA=0V | -5.0 | -0.2 | 5.0 | μA |
| VRMS Input Current | VRMS=5V | -1.0 | -.01 | 1.0 | μA |
| VOLTAGE AMPLIFIER | | | | | |
| Voltage Amp Offset Voltage | VA Out=5V | -8 | | 8 | mV |
| VSENSE Bias Current | | -500 | -25 | 500 | nA |
| Voltage Amp Gain | | 70 | 100 | | dB |
| Voltage Amp Output Swing | | | 0.5 to 5.8 | | V |
| Voltage Amp Short Circuit Current | VA Out=0V | -36 | -20 | -5 | mA |
| SS Current | SS=2.5V | -20 | -14 | -6 | μA |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise stated, VCC=18V, RSET=15k to ground, CT=1.5nF to ground, PKLMT=1V, ENA=7.5V, VRMS=1.5V, IAC=100μA, ISENSE=0V, CA Out=3.5V, VA Out=5V, VSENSE=7.5V, no load on SS, CA Out, VA Out, REF, GT Drv, -55°C<TA<125°C for the UC1854, -40°C<TA<85°C for the UC2854, and 0°C<TA<70°C for the UC3854, and TA=TJ.

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-----------------------------------|---|-------------|-----------|------|-------|
| CURRENT AMPLIFIER | | | | | |
| Current Amp Offset Voltage | | -4 | | 4 | mV |
| ISENSE Bias Current | | -500 | -120 | 500 | nA |
| Input Range, ISENSE, Mult Out | | -0.3 to 2.5 | | | V |
| Current Amp Gain | | 80 | 110 | | dB |
| Current Amp Output Swing | | | 0.5 to 16 | | V |
| Current Amp Short Circuit Current | CA Out=0V | -36 | -20 | -5 | mA |
| Current Amp Gain-BW Product | TA=25°C (Note 6) | 400 | 800 | | kHz |
| REFERENCE | | | | | |
| Reference Output Voltage | IREF=0mA, TA=25°C | 7.4 | 7.5 | 7.6 | V |
| | IREF=0mA, Over Temp. | 7.35 | 7.5 | 7.65 | V |
| VREF Load Regulation | -10mA<IREF<0mA | -15 | 5 | 15 | mV |
| VREF Line Regulation | 15V<VCC<35V | -10 | 2 | 10 | mV |
| VREF Short Circuit Current | REF=0V | -50 | -28 | -12 | mA |
| MULTIPLIER | | | | | |
| Mult Out Current IAC Limited | IAC=100μA, RSET=10k, VRMS=1.25V | -220 | -200 | -180 | μA |
| Mult Out Current Zero | IAC=0μA, RSET=15k | -2.0 | -0.2 | 2.0 | μA |
| Mult Out Current RSET Limited | IAC=450μA, RSET=15k, VRMS=1V, VA Out = 6V | -280 | -255 | -220 | μA |
| Mult Out Current | IAC=50μA, VRMS=2V, VA=4V | -50 | -42 | -33 | μA |
| | IAC=100μA, VRMS=2V, VA=2V | -38 | -27 | -12 | μA |
| | IAC=200μA, VRMS=2V, VA=4V | -165 | -150 | -105 | μA |
| | IAC=300μA, VRMS=1V, VA=2V | -250 | -225 | -150 | μA |
| | IAC=100μA, VRMS=1V, VA=2V | -95 | -80 | -60 | μA |
| Multiplier Gain Constant | (Note 5) | | -1.0 | | V |
| OSCILLATOR | | | | | |
| Oscillator Frequency | RSET=15k | 46 | 55 | 62 | kHz |
| | RSET=8.2k | 86 | 102 | 118 | kHz |
| CT Ramp Peak-to-Valley Amplitude | | 4.9 | 5.4 | 5.9 | V |
| CT Ramp Valley Voltage | | 0.8 | 1.1 | 1.3 | V |
| GATE DRIVER | | | | | |
| Maximum GT Drv Output Voltage | 0mA load on GT Drv, 18V<VCC<35V | 13 | 14.5 | 18 | V |
| GT Drv Output Voltage High | -200mA load on GT Drv, VCC=15V | 12 | 12.8 | | V |
| GT Drv Output Voltage Low, Off | VCC=0V, 50mA load on GT Drv | | 0.9 | 1.5 | V |
| GT Drv Output Voltage Low | 200mA load on GT Drv | | 1.0 | 2.2 | V |
| | 10mA load on GT Drv | | 0.1 | 0.4 | V |
| Peak GT Drv Current | 10nF from GT Drv to Gnd | | 1.0 | | A |
| GT Drv Rise/Fall Time | 1nF from GT Drv to Gnd | | 35 | | ns |
| GT Drv Maximum Duty Cycle | VCA Out=7V | | 95 | | % |
| CURRENT LIMIT | | | | | |
| PKLMT Offset Voltage | | -10 | | 10 | mV |
| PKLMT Input Current | PKLMT=-0.1V | -200 | -100 | | μA |
| PKLMT to GT Drv Delay | PKLMT falling from 50mV to -50mV | | 175 | | ns |

Note 5: Multiplier Gain Constant (k) is defined by:
$$I_{Mult\ Out} = \frac{k \times IAC \times (VA\ Out - 1)}{VRMS^2}$$

Note 6: Guaranteed by design. Not 100% tested in production.

PIN DESCRIPTIONS (Pin Numbers Refer to DIL Packages)

Gnd (Pin 1) (ground): All voltages are measured with respect to Gnd. VCC and REF should be bypassed directly to Gnd with an 0.1 μ F or larger ceramic capacitor. The timing capacitor discharge current also returns to this pin, so the lead from the oscillator timing capacitor to Gnd should also be as short and as direct as possible.

PKLMT (Pin 2) (peak limit): The threshold for PKLMT is 0.0V. Connect this input to the negative voltage on the current sense resistor as shown in Figure 1. Use a resistor to REF to offset the negative current sense signal up to Gnd.

CA Out (Pin 3) (current amplifier output): This is the output of a wide-bandwidth op amp that senses line current and commands the pulse width modulator (PWM) to force the correct current. This output can swing close to Gnd, allowing the PWM to force zero duty cycle when necessary. The current amplifier will remain active even if the IC is disabled. The current amplifier output stage is an NPN emitter follower pull-up and an 8k resistor to ground.

ISENSE (Pin 4) (current sense minus): This is the inverting input to the current amplifier. This input and the non-inverting input Mult Out remain functional down to and below Gnd. Care should be taken to avoid taking these inputs below -0.5V, because they are protected with diodes to Gnd.

Mult Out (Pin 5) (multiplier output and current sense plus): The output of the analog multiplier and the non-inverting input of the current amplifier are connected together at Mult Out. The cautions about taking ISENSE below -0.5V also apply to Mult Out. As the multiplier output is a current, this is a high impedance input similar to ISENSE, so the current amplifier can be configured as a differential amplifier to reject Gnd noise. Figure 1 shows an example of using the current amplifier differentially.

IAC (Pin 6) (input AC current): This input to the analog multiplier is a current. The multiplier is tailored for very low distortion from this current input (IAC) to Mult Out, so this is the only multiplier input that should be used for sensing instantaneous line voltage. The nominal voltage on IAC is 6V, so in addition to a resistor from IAC to rectified 60Hz, connect a resistor from IAC to REF. If the resistor to REF is one fourth of the value of the resistor to the rectifier, then the 6V offset will be cancelled, and the line current will have minimal cross-over distortion.

VA Out (Pin 7) (voltage amplifier output): This is the output of the op amp that regulates output voltage. Like the current amplifier, the voltage amplifier will stay active even if the IC is disabled with either ENA or VCC. This means that large feedback capacitors across the amplifier will stay charged through momentary disable cycles. Voltage amplifier output levels below 1V will inhibit multiplier output. The voltage amplifier output is internally limited to approximately 5.8V to prevent overshoot. The voltage amplifier output stage is an NPN emitter follower pull-up and an 8k resistor to ground.

VRMS (Pin 8) (RMS line voltage): The output of a boost PWM is proportional to the input voltage, so when the line voltage into a low-bandwidth boost PWM voltage regulator changes, the output will change immediately and slowly recover to the regulated level. For these devices, the VRMS input compensates for line voltage changes if it is connected to a voltage proportional to the RMS input line voltage. For best control, the VRMS voltage should stay between 1.5V and 3.5V.

REF (Pin 9) (voltage reference output): REF is the output of an accurate 7.5V voltage reference. This output is capable of delivering 10mA to peripheral circuitry and is internally short circuit current limited. REF is disabled and will remain at 0V when VCC is low or when ENA is low. Bypass REF to Gnd with an 0.1 μ F or larger ceramic capacitor for best stability.

ENA (Pin 10) (enable): ENA is a logic input that will enable the PWM output, voltage reference, and oscillator. ENA also will release the soft start clamp, allowing SS to rise. When unused, connect ENA to a +5V supply or pull ENA high with a 22k resistor. The ENA pin is not intended to be used as a high speed shutdown to the PWM output.

VSENSE (Pin 11) (voltage amplifier inverting input): This is normally connected to a feedback network and to the boost converter output through a divider network.

RSET (Pin 12) (oscillator charging current and multiplier limit set): A resistor from RSET to ground will program oscillator charging current and maximum multiplier output. Multiplier output current will not exceed 3.75V divided by the resistor from RSET to ground.

SS (Pin 13) (soft start): SS will remain at Gnd as long as the IC is disabled or VCC is too low. SS will pull up to over 8V by an internal 14 μ A current source when both VCC becomes valid and the IC is enabled. SS will act as the reference input to the voltage amplifier if SS is below REF. With a large capacitor from SS to Gnd, the reference to the voltage regulating amplifier will rise slowly, and increase the PWM duty cycle slowly. In the event of a disable command or a supply dropout, SS will quickly discharge to ground and disable the PWM.

CT (Pin 14) (oscillator timing capacitor): A capacitor from CT to Gnd will set the PWM oscillator frequency according to this relationship:

$$F = \frac{1.25}{R_{SET} \times C_T}$$

VCC (Pin 15) (positive supply voltage): Connect VCC to a stable source of at least 20mA above 17V for normal operation. Also bypass VCC directly to Gnd to absorb supply current spikes required to charge external MOSFET gate capacitances. To prevent inadequate GT Drv signals, these devices will be inhibited unless VCC exceeds the upper under-voltage lockout threshold and remains above the lower threshold.

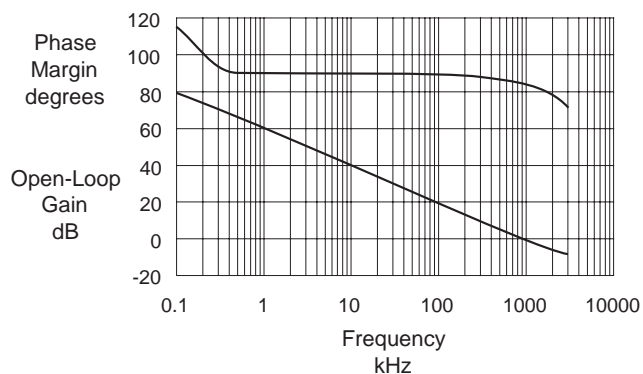
PIN DESCRIPTIONS (cont.)

GT Drv (Pin 16) (gate drive): The output of the PWM is a totem pole MOSFET gate driver on GT Drv. This output is internally clamped to 15V so that the IC can be operated with VCC as high as 35V. Use a series gate resistor of at least 5 ohms to prevent interaction between the gate im-

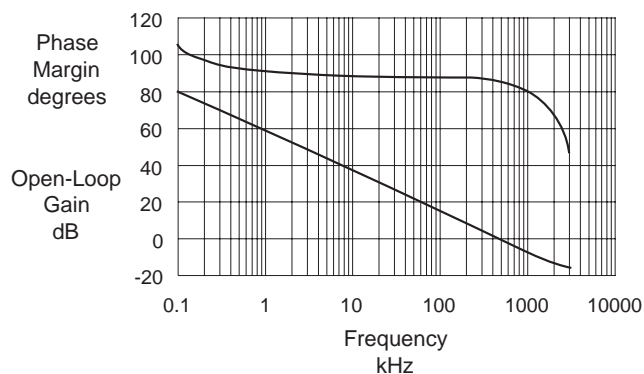
pedance and the GT Drv output driver that might cause the GT Drv output to overshoot excessively. Some overshoot of the GT Drv output is always expected when driving a capacitive load.

TYPICAL CHARACTERISTICS at TA = TJ = 25°C

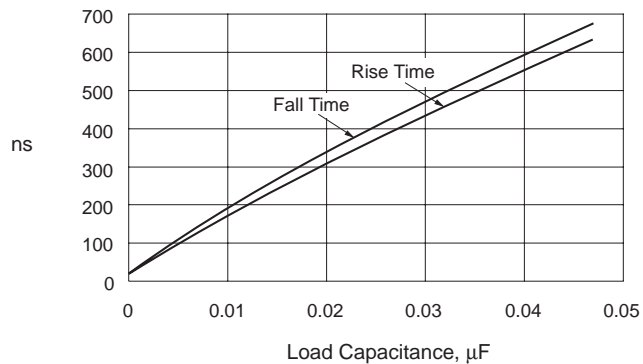
Current Amplifier Gain and Phase vs Frequency



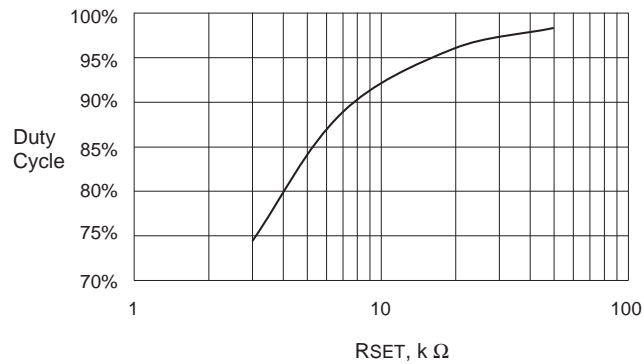
Voltage Amplifier Gain and Phase vs Frequency



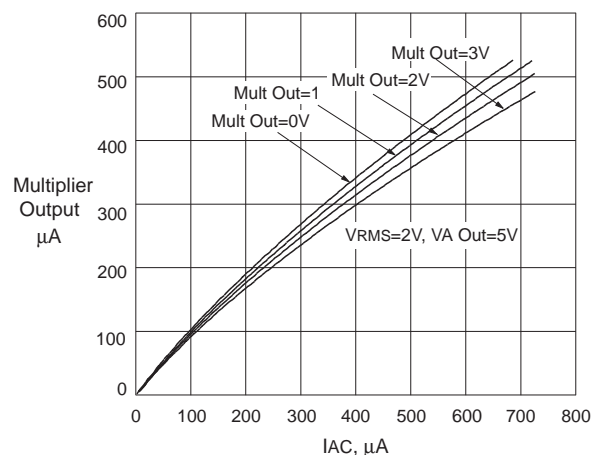
Gate Drive Rise and Fall Time



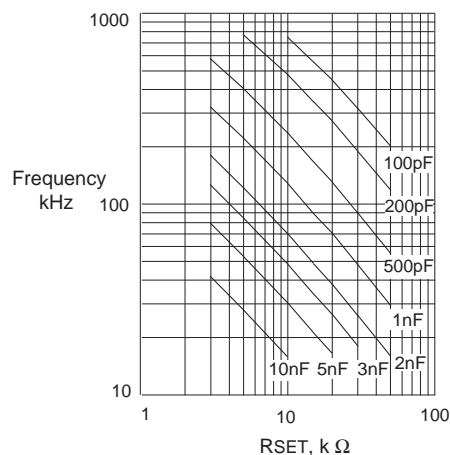
Gate Drive Maximum Duty Cycle



Multiplier Output vs Voltage on Mult

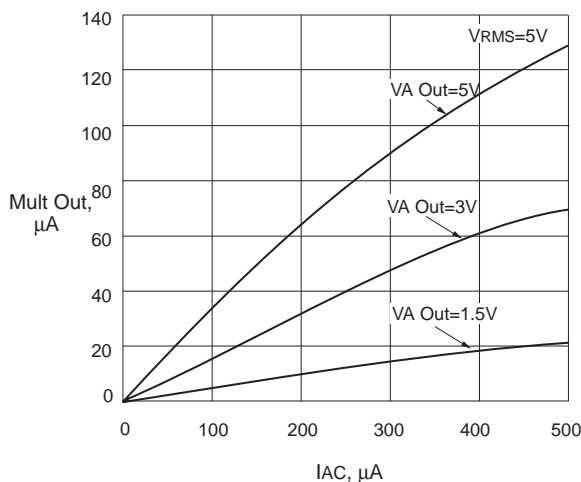
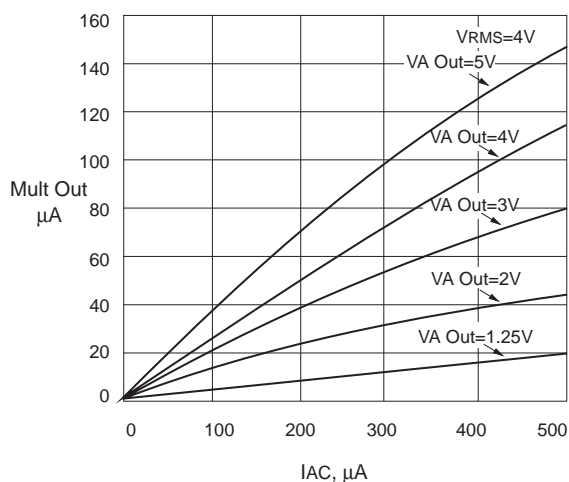
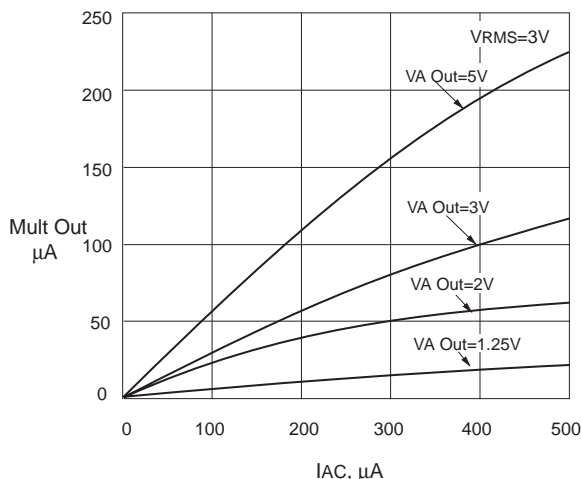
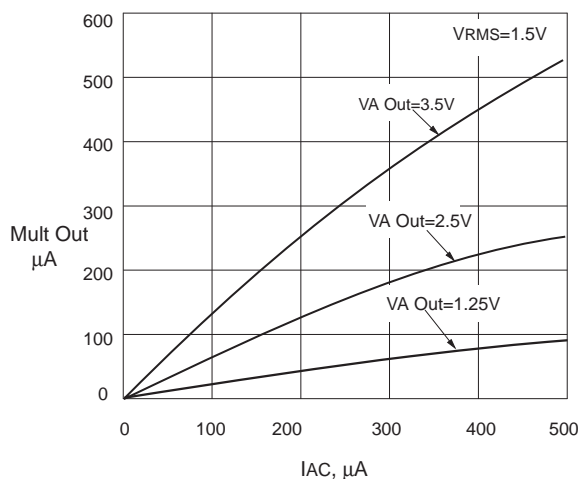


Oscillator Frequency vs RSET and CT



TYPICAL CHARACTERISTICS at TA = TJ = 25°C (cont.)

Multiplier Output vs Multiplier Inputs with Mult Out=0V



APPLICATIONS INFORMATION

A 250W PREREGULATOR

The circuit of Figure 1 shows a typical application of the UC3854 as a preregulator with high power factor and efficiency. The assembly consists of two distinct parts, the control circuit centering on the UC3854 and the power section.

The power section is a "boost" converter, with the inductor operating in the continuous mode. In this mode, the duty cycle is dependent on the ratio between input and output voltages; also, the input current has low switching frequency ripple, which means that the line noise is low. Furthermore, the output voltage must be higher than the peak value of the highest expected AC line voltage, and all components must be rated accordingly.

In the control section, the UC3854 provides PWM pulses (GT Drv, Pin 16) to the power MOSFET gate. The duty

cycle of this output is simultaneously controlled by four separate inputs to the chip:

| INPUT | PIN # | FUNCTION |
|-----------------|-------|-----------------------|
| VSENSE | 11 | Output DC Voltage |
| IAC | 6 | Line Voltage Waveform |
| ISENSE/Mult Out | 4/5 | Line Current |
| VRMS | 8 | RMS Line Voltage |

Additional controls of an auxiliary nature are provided. They are intended to protect the switching power MOSFETS from certain transient conditions, as follows:

| INPUT | PIN # | FUNCTION |
|-------|-------|-----------------------|
| ENA | 10 | Start-Up Delay |
| SS | 13 | Soft Start |
| PKLIM | 2 | Maximum Current Limit |

APPLICATIONS INFORMATION (cont.)

PROTECTION INPUTS

ENA (Enable): The ENA input must reach 2.5 volts before the REF and GT Drv outputs are enabled. This provides a means to shut down the gate in case of trouble, or to add a time delay at power up. A hysteresis gap of 200mV is provided at this terminal to prevent erratic operation. Undervoltage protection is provided directly at pin 15, where the on/off thresholds are 16V and 10V. If the ENA input is unused, it should be pulled up to VCC through a current limiting resistor of 100k.

SS (Soft start): The voltage at pin 13 (SS) can reduce the reference voltage used by the error amplifier to regulate the output DC voltage. With pin 13 open, the reference voltage is typically 7.5V. An internal current source delivers approximately -14μA from pin 13. Thus a capacitor connected between that pin and ground will charge linearly from zero to 7.5V in 0.54C seconds, with C expressed in microfarads.

PKLIM (Peak current limit): Use pin 2 to establish the highest value of current to be controlled by the power MOSFET. With the resistor divider values shown in Figure 1, the 0.0V threshold at pin 2 is reached when the voltage drop across the 0.25 ohm current sense resistor is $7.5V \times 2k/10k = 1.5V$, corresponding to 6A. A bypass capacitor from pin 2 to ground is recommended to filter out very high frequency noise.

CONTROL INPUTS

VSENSE (Output DC voltage sense): The threshold voltage for the VSENSE input is 7.5V and the input bias current is typically 50nA. The values shown in Figure 1 are for an output voltage of 400V DC. In this circuit, the voltage amplifier operates with a constant low frequency gain for minimum output excursions. The 47nF feedback capacitor places a 15Hz pole in the voltage loop that prevents 120Hz ripple from propagating to the input current.

IAC (Line waveform): In order to force the line current waveshape to follow the line voltage, a sample of the power line voltage in waveform is introduced at pin 6. This signal is multiplied by the output of the voltage amplifier in the internal multiplier to generate a reference signal for the current control loop.

This input is not a voltage, but a current (hence IAC). It is set up by the 220k and 910k resistive divider (see Figure 1). The voltage at pin 6 is internally held at 6V, and the two resistors are chosen so that the current flowing into pin 6 varies from zero (at each zero crossing) to about 400μA at the peak of the waveshape. The following formulas were used to calculate these resistors:

$$R_{AC} = \frac{V_{pk}}{I_{ACpk}} = \frac{260VAC \times \sqrt{2}}{400\mu A} = 910k$$

$$R_{REF} = \frac{R_{AC}}{4} = 220k$$

(where Vpk is the peak line voltage)

ISENSE/Mult Out (Line current): The voltage drop across the 0.25 ohm current-sense resistor is applied to pins 4 and 5 as shown. The current-sense amplifier also operates with high low-frequency gain, but unlike the voltage amplifier, it is set up to give the current-control loop a very wide bandwidth. This enables the line current to follow the line voltage as closely as possible. In the present example, this amplifier has a zero at about 500Hz, and a gain of about 18dB thereafter.

V RMS (RMS line voltage): An important feature of the UC3854 preregulator is that it can operate with a three-to-one range of input line voltages, covering everything from low line in the US (85VAC) to high line in Europe (255VAC). This is done using line feedforward, which keeps the input power constant with varying input voltage (assuming constant load power). To do this, the multiplier divides the line current by the square of the RMS value of the line voltage. The voltage applied to pin 8, proportional to the average of the rectified line voltage (and proportional to the RMS value), is squared in the UC3854, and then used as a divisor by the multiplier block. The multiplier output, at pin 5, is a current that increases with the current at pin 6 and the voltage at pins 7, and decreases with the square of the voltage at pin 8.

PWM FREQUENCY: The PWM oscillator frequency in Figure 1 is 100kHz. This value is determined by CT at pin 14 and RSET at pin 12. RSET should be chosen first because it affects the maximum value of IMULT according to the equation:

$$I_{MULTMAX} = \frac{-3.75V}{R_{SET}}$$

This effectively sets a maximum PWM-controlled current. With RSET=15k,

$$I_{MULTMAX} = \frac{-3.75V}{15k} = -250\mu A$$

Also note that the multiplier output current will never exceed twice IAC.

With the 4k resistor from Mult Out to the 0.25 ohm current sense resistor, the maximum current in the current sense resistor will be

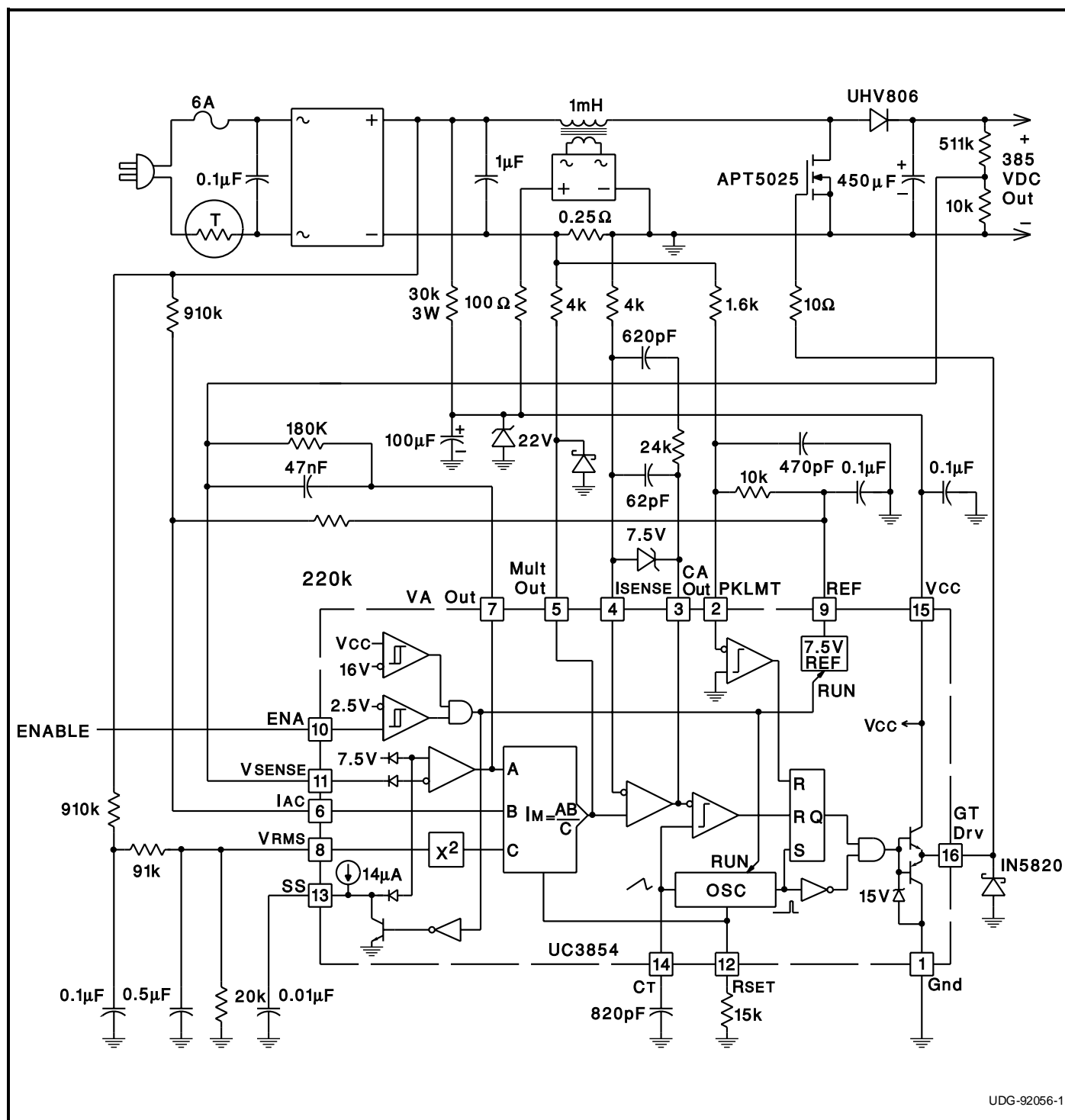
$$I_{MAX} = \frac{-I_{MULTMAX} \times 4k}{0.25\Omega} = -4A$$

Having thus selected RSET, the current sense resistor, and the resistor from Mult Out to the current sense resistor, calculate CT for the desired PWM oscillator frequency from the equation

$$C_T = \frac{1.25}{F \times R_{SET}}$$

FIGURE 1 - Typical Application

This diagram depicts a complete 250 Watt Preregulator. At full load, this preregulator will exhibit a power factor of 0.99 at any power line voltage between 80 and 260 VRMS. This same circuit can be used at higher power levels with minor modifications to the power stage. See Design Note 39B and Application Note U-134 for further details.



UDG-92056-1

NOTE: Boost inductor can be fabricated with ARNOLD MPP toroidal core part number A-438381-2, using a 55 turn primary and a 13 turn secondary.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

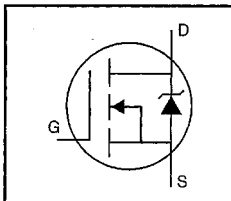
CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 100V$$

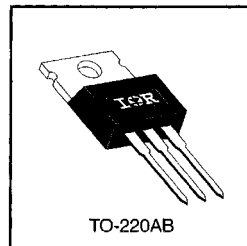
$$R_{DS(on)} = 0.077\Omega$$

$$I_D = 28A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

DATA SHEETS


Absolute Maximum Ratings

| | Parameter | Max. | Units |
|---------------------------|--|-----------------------|-------|
| $I_D @ T_C = 25^\circ C$ | Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$ | 28 | A |
| $I_D @ T_C = 100^\circ C$ | Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$ | 20 | |
| I_{DM} | Pulsed Drain Current ① | 110 | |
| $P_D @ T_C = 25^\circ C$ | Power Dissipation | 150 | W |
| | Linear Derating Factor | 1.0 | W/°C |
| V_{GS} | Gate-to-Source Voltage | ± 20 | V |
| E_{AS} | Single Pulse Avalanche Energy ② | 230 | mJ |
| I_{AR} | Avalanche Current ① | 28 | A |
| E_{AR} | Repetitive Avalanche Energy ① | 15 | mJ |
| dv/dt | Peak Diode Recovery dv/dt ③ | 5.5 | V/ns |
| T_J | Operating Junction and Storage Temperature Range | -55 to +175 | °C |
| T_{STG} | Soldering Temperature, for 10 seconds | 300 (1.6mm from case) | |
| | Mounting Torque, 6-32 or M3 screw | 10 lbf•in (1.1 N•m) | |


Thermal Resistance

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units |
|-----------------|-------------------------------------|------|------|------|-------|
| $R_{\theta JC}$ | Junction-to-Case | — | — | 1.0 | °C/W |
| $R_{\theta CS}$ | Case-to-Sink, Flat, Greased Surface | — | 0.50 | — | |
| $R_{\theta JA}$ | Junction-to-Ambient | — | — | 62 | |

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|---------------------------------|--------------------------------------|------|------|-------|---------------------------|--|
| $V_{(BR)DSS}$ | Drain-to-Source Breakdown Voltage | 100 | — | — | V | $V_{GS}=0\text{V}$, $I_D=250\mu\text{A}$ |
| $\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$ | Breakdown Voltage Temp. Coefficient | — | 0.13 | — | $\text{V}/^\circ\text{C}$ | Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$ |
| $R_{DS(on)}$ | Static Drain-to-Source On-Resistance | — | — | 0.077 | Ω | $V_{GS}=10\text{V}$, $I_D=17\text{A}$ ④ |
| $V_{GS(th)}$ | Gate Threshold Voltage | 2.0 | — | 4.0 | V | $V_{DS}=V_{GS}$, $I_D=250\mu\text{A}$ |
| g_{fs} | Forward Transconductance | 8.7 | — | — | S | $V_{DS}=50\text{V}$, $I_D=17\text{A}$ ④ |
| I_{DSS} | Drain-to-Source Leakage Current | — | — | 25 | μA | $V_{DS}=100\text{V}$, $V_{GS}=0\text{V}$ |
| | | — | — | 250 | | $V_{DS}=80\text{V}$, $V_{GS}=0\text{V}$, $T_J=150^\circ\text{C}$ |
| I_{GSS} | Gate-to-Source Forward Leakage | — | — | 100 | nA | $V_{GS}=20\text{V}$ |
| | Gate-to-Source Reverse Leakage | — | — | -100 | | $V_{GS}=-20\text{V}$ |
| Q_g | Total Gate Charge | — | — | 72 | nC | $I_D=17\text{A}$ |
| Q_{gs} | Gate-to-Source Charge | — | — | 11 | | $V_{DS}=80\text{V}$ |
| Q_{gd} | Gate-to-Drain ("Miller") Charge | — | — | 32 | | $V_{GS}=10\text{V}$ See Fig. 6 and 13 ④ |
| $t_{d(on)}$ | Turn-On Delay Time | — | 11 | — | ns | $V_{DD}=50\text{V}$ |
| t_r | Rise Time | — | 44 | — | | $I_D=17\text{A}$ |
| $t_{d(off)}$ | Turn-Off Delay Time | — | 53 | — | | $R_G=9.1\Omega$ |
| t_f | Fall Time | — | 43 | — | | $R_D=2.9\Omega$ See Figure 10 ④ |
| L_D | Internal Drain Inductance | — | 4.5 | — | nH | Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact  |
| L_S | Internal Source Inductance | — | 7.5 | — | | |
| C_{ISS} | Input Capacitance | — | 1700 | — | pF | $V_{GS}=0\text{V}$ |
| C_{OSS} | Output Capacitance | — | 560 | — | | $V_{DS}=25\text{V}$ |
| C_{RSS} | Reverse Transfer Capacitance | — | 120 | — | | $f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5 |

Source-Drain Ratings and Characteristics

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|----------|--|---|------|------|---------------|---|
| I_S | Continuous Source Current (Body Diode) | — | — | 28 | A | MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.  |
| I_{SM} | Pulsed Source Current (Body Diode) ① | — | — | 110 | | |
| V_{SD} | Diode Forward Voltage | — | — | 2.5 | V | $T_J=25^\circ\text{C}$, $I_S=28\text{A}$, $V_{GS}=0\text{V}$ ④ |
| t_{rr} | Reverse Recovery Time | — | 180 | 360 | ns | $T_J=25^\circ\text{C}$, $I_F=17\text{A}$ |
| Q_{rr} | Reverse Recovery Charge | — | 1.3 | 2.8 | μC | $di/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$ ④ |
| t_{on} | Forward Turn-On Time | Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D) | | | | |

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=25\text{V}$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=440\mu\text{H}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=28\text{A}$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 28\text{A}$, $di/dt\leq 170\text{A}/\mu\text{s}$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.

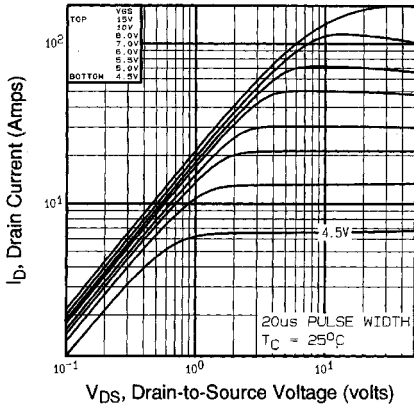


Fig 1. Typical Output Characteristics,
 $T_C=25^\circ\text{C}$

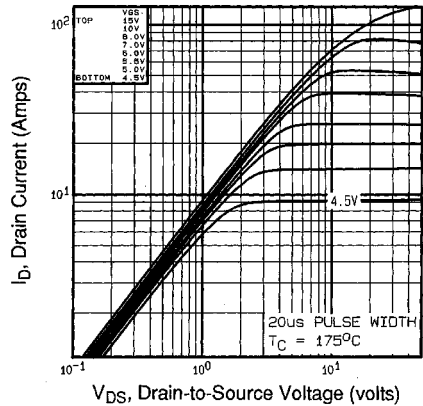


Fig 2. Typical Output Characteristics,
 $T_C=175^\circ\text{C}$

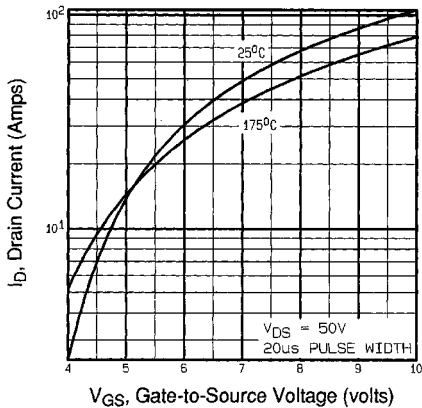


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

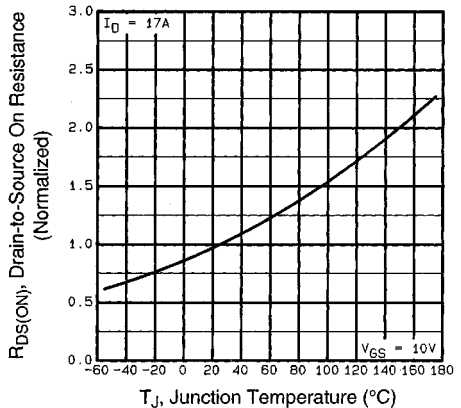


Fig 4. Normalized On-Resistance
Vs. Temperature

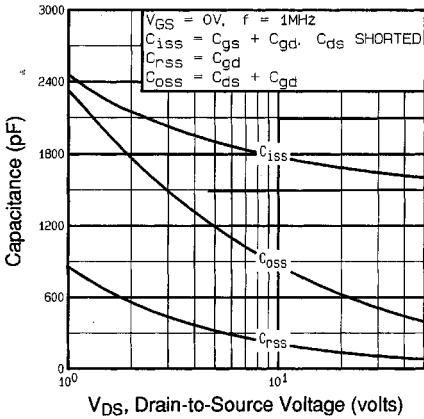


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

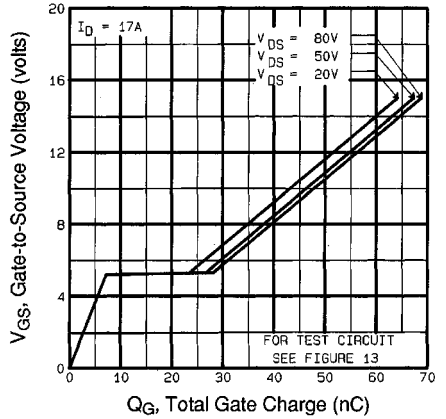


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

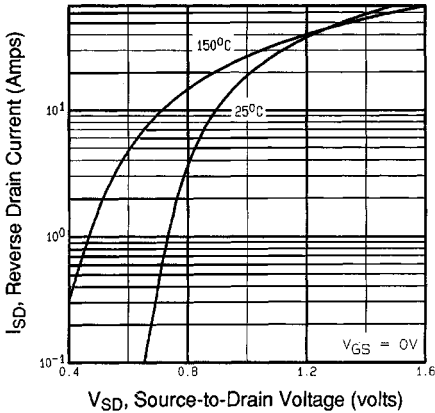


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

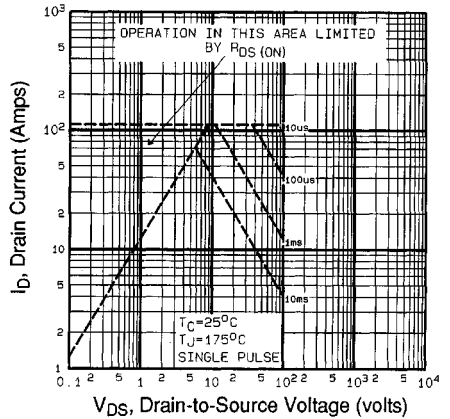


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

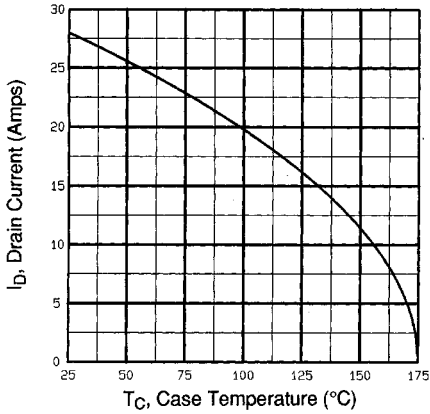


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

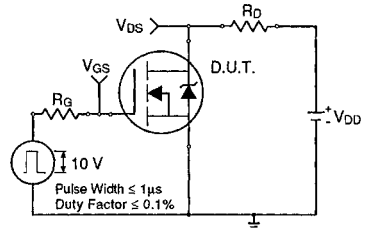


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

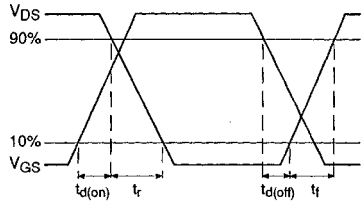


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

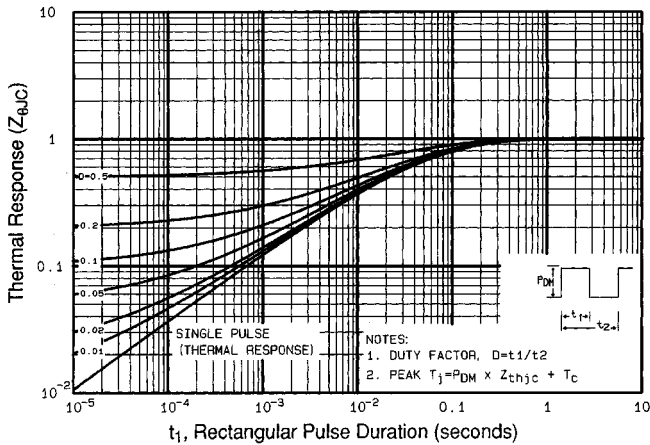


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

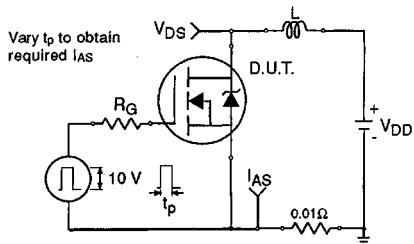


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

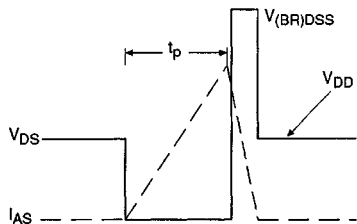


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

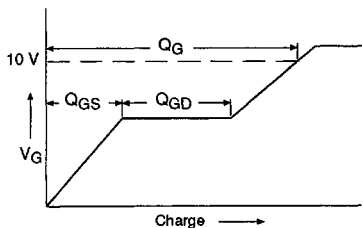


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

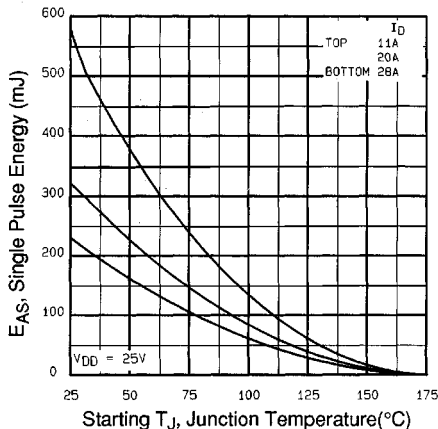


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

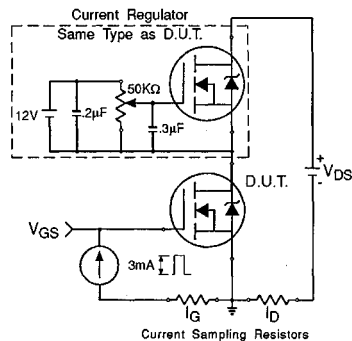


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

DATA SHEET

3F3 Material specification

Supersedes data of February 2002

2004 Sep 01

3F3 SPECIFICATIONS

A medium frequency power material for use in power and general purpose transformers at frequencies of 0.2 - 0.5 MHz.

| SYMBOL | CONDITIONS | VALUE | UNIT |
|---------|----------------------------------|-----------------|-------------------|
| μ_i | 25 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT | 2000 $\pm 20\%$ | |
| μ_h | 100 °C; 25 kHz; 200 mT | ≈ 4000 | |
| B | 25 °C; 10 kHz; 1200 A/m | ≈ 440 | mT |
| | 100 °C; 10 kHz; 1200 A/m | ≈ 370 | |
| P_V | 100 °C; 100 kHz; 100 mT | ≤ 80 | kW/m ³ |
| | 100 °C; 400 kHz; 50 mT | ≤ 150 | |
| ρ | DC; 25 °C | ≈ 2 | Ωm |
| T_C | | ≥ 200 | °C |
| density | | ≈ 4750 | kg/m ³ |

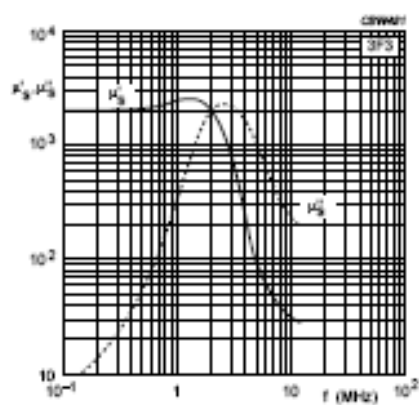


Fig. 1 Complex permeability as a function of frequency.

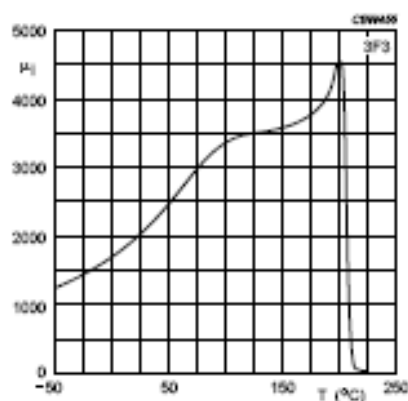


Fig. 2 initial permeability as a function of temperature.

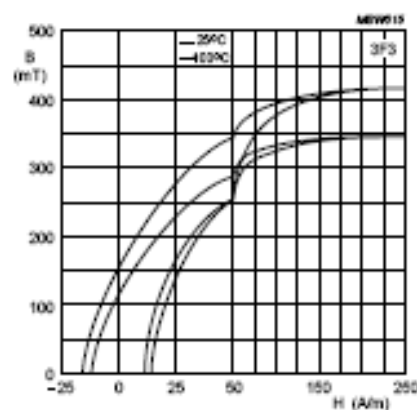
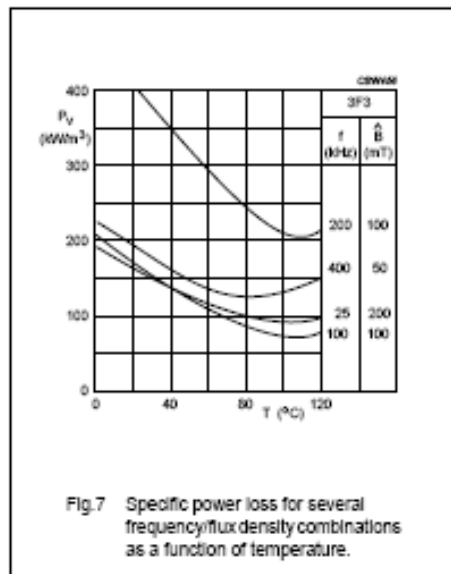
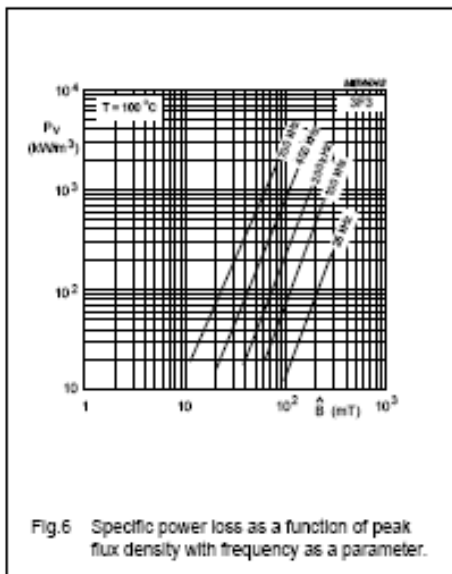
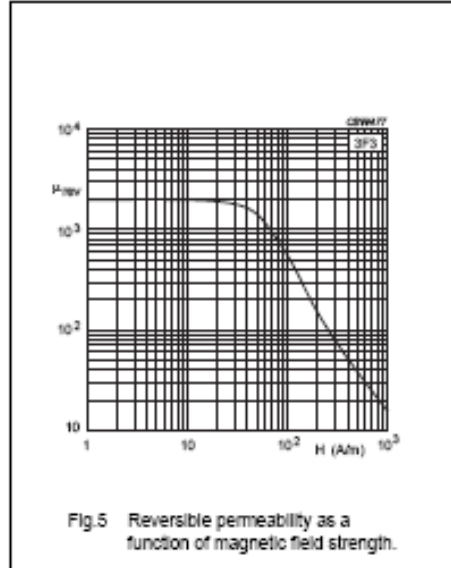
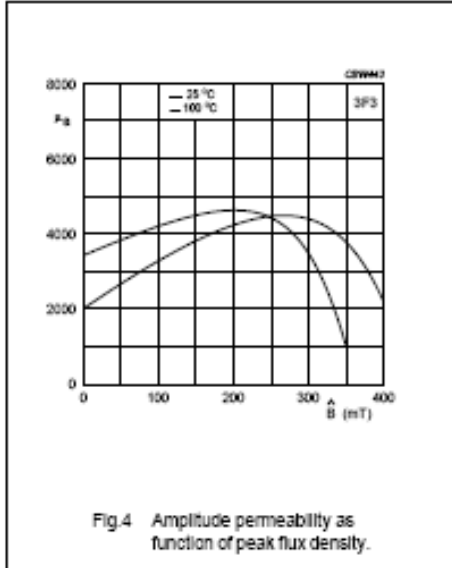


Fig. 3 Typical B-H loops.






DATA SHEET STATUS DEFINITIONS

| DATA SHEET STATUS | PRODUCT STATUS | DEFINITIONS |
|---------------------------|----------------|--|
| Preliminary specification | Development | This data sheet contains preliminary data. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product. |
| Product specification | Production | This data sheet contains final specifications. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product. |

DISCLAIMER

Life support applications — These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Ferroxcube customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Ferroxcube for any damages resulting from such application.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

| STATUS | INDICATION | DEFINITION |
|-----------|---|--|
| Prototype |  | These are products that have been made as development samples for the purposes of technical evaluation only. The data for these types is provisional and is subject to change. |
| Design-In |  | These products are recommended for new designs. |
| Preferred | | These products are recommended for use in current designs and are available via our sales channels. |
| Support |  | These products are not recommended for new designs and may not be available through all of our sales channels. Customers are advised to check for availability. |

DATA SHEET

EFD30/15/9
EFD cores and accessories

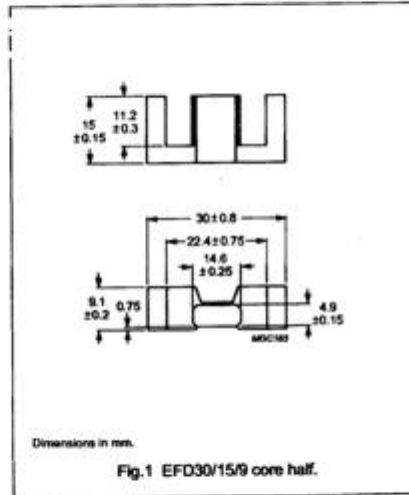
Supersedes data of February 2002

2004 Sep 01

CORES

Effective core parameters

| SYMBOL | PARAMETER | VALUE | UNIT |
|---------------|-------------------|-------|------------------|
| $\Sigma(l/A)$ | core factor (C1) | 0.98 | mm ⁻¹ |
| V_e | effective volume | 4700 | mm ³ |
| l_e | effective length | 68.0 | mm |
| A_e | effective area | 69.0 | mm ² |
| A_{min} | minimum area | 66.0 | mm ² |
| m | mass of core half | ~ 12 | g |



Core halves

A_e measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for A_e measurements 70 ± 20 N.

| GRADE | A_e (nH) | μ_e | AIR GAP (μ m) | TYPE NUMBER |
|-------|---------------|---------|-----------------------|----------------------|
| 3C90 | 160 ± 3% | ~ 125 | ~ 690 | EFD30/15/9-3C90-A160 |
| | 250 ± 3% | ~ 196 | ~ 390 | EFD30/15/9-3C90-A250 |
| | 315 ± 5% | ~ 247 | ~ 290 | EFD30/15/9-3C90-A315 |
| | 400 ± 8% | ~ 314 | ~ 210 | EFD30/15/9-3C90-A400 |
| | 630 ± 10% | ~ 494 | ~ 120 | EFD30/15/9-3C90-A630 |
| | 2100 ± 25% | ~ 1720 | ~ 0 | EFD30/15/9-3C90 |
| 3C94 | 160 ± 3% | ~ 125 | ~ 690 | EFD30/15/9-3C94-A160 |
| | 250 ± 3% | ~ 196 | ~ 390 | EFD30/15/9-3C94-A250 |
| | 315 ± 5% | ~ 247 | ~ 290 | EFD30/15/9-3C94-A315 |
| | 400 ± 8% | ~ 314 | ~ 210 | EFD30/15/9-3C94-A400 |
| | 630 ± 10% | ~ 494 | ~ 120 | EFD30/15/9-3C94-A630 |
| | 2100 ± 25% | ~ 1720 | ~ 0 | EFD30/15/9-3C94 |
| 3C96 | 1900 ± 25% | ~ 1560 | ~ 0 | EFD30/15/9-3C96 |

| GRADE | A_L (nH) | μ_e | AIR GAP (μm) | TYPE NUMBER |
|-------|----------------|----------------|------------------------------|---------------------|
| 3F3 | 160 \pm 3% | \approx 125 | \approx 690 | EFD30/15/9-3F3-A160 |
| | 250 \pm 3% | \approx 196 | \approx 390 | EFD30/15/9-3F3-A250 |
| | 315 \pm 5% | \approx 247 | \approx 290 | EFD30/15/9-3F3-A315 |
| | 400 \pm 8% | \approx 314 | \approx 210 | EFD30/15/9-3F3-A400 |
| | 630 \pm 10% | \approx 494 | \approx 120 | EFD30/15/9-3F3-A630 |
| | 1900 \pm 25% | \approx 1560 | \approx 0 | EFD30/15/9-3F3 |
| 3F35 | 1450 \pm 25% | \approx 1170 | \approx 0 | EFD30/15/9-3F35 |
| 3F4 | 160 \pm 3% | \approx 125 | \approx 620 | EFD30/15/9-3F4-A160 |
| | 250 \pm 3% | \approx 196 | \approx 320 | EFD30/15/9-3F4-A250 |
| | 315 \pm 5% | \approx 247 | \approx 230 | EFD30/15/9-3F4-A315 |
| | 400 \pm 8% | \approx 314 | \approx 160 | EFD30/15/9-3F4-A400 |
| | 630 \pm 10% | \approx 494 | \approx 65 | EFD30/15/9-3F4-A630 |
| | 1000 \pm 25% | \approx 780 | \approx 0 | EFD30/15/9-3F4 |
| 3F45 | 1000 \pm 25% | \approx 780 | \approx 0 | EFD30/15/9-3F45 |

Properties of core sets under power conditions

| GRADE | B (mT) at H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C | CORE LOSS (W) at | | | |
|-------|--|--|---|---|--|
| | | f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C | f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C | f = 400 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C |
| 3C90 | \geq 330 | \leq 0.50 | \leq 0.54 | - | - |
| 3C94 | \geq 330 | - | \leq 0.43 | \leq 2.6 | - |
| 3C96 | \geq 340 | - | \leq 0.32 | \leq 2.0 | \leq 0.82 |
| 3F35 | \geq 300 | - | - | - | \leq 0.4 |
| 3F3 | \geq 315 | - | \leq 0.54 | - | \leq 0.91 |
| 3F4 | \geq 300 | - | - | - | - |

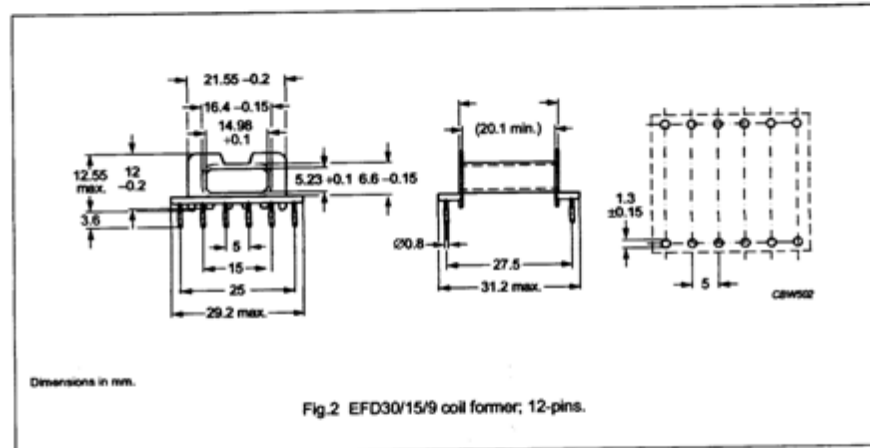
Properties of core sets under power conditions (continued)

| GRADE | B (mT) at H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C | CORE LOSS (W) at | | | | |
|-------|--|--|---|--|--|--|
| | | f = 500 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C | f = 500 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C | f = 1 MHz; B = 30 mT; T = 100 °C | f = 1 MHz; B = 50 mT; T = 100 °C | f = 3 MHz; B = 10 mT; T = 100 °C |
| 3C90 | \geq 330 | - | - | - | - | |
| 3C94 | \geq 330 | - | - | - | - | |
| 3C96 | \geq 340 | \leq 1.7 | - | - | - | |
| 3F35 | \geq 300 | \leq 0.6 | \leq 4.5 | - | - | |
| 3F3 | \geq 315 | - | - | - | - | |
| 3F4 | \geq 300 | - | - | \leq 1.4 | - | |
| 3F45 | \geq 300 | - | - | \leq 0.94 | \leq 2.3 | \leq 1.6 |

COIL FORMERS

General data

| PARAMETER | SPECIFICATION |
|-------------------------------|--|
| Coil former material | phenolformaldehyde (PF), glass-reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E167521 (M) |
| Pin material | copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated, see note 1 |
| Maximum operating temperature | 180 °C, "IEC 60085", class H |
| Resistance to soldering heat | "IEC 60068-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s |
| Solderability | "IEC 60068-2-20", Part 2, Test Ta, method 1: 235 °C, 2 s |



Winding data for EFD30/15/9 coil former with 12-pins

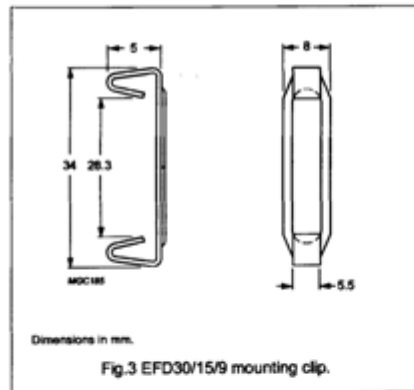
| NUMBER OF SECTIONS | WINDING AREA (mm ²) | MINIMUM WINDING WIDTH (mm) | AVERAGE LENGTH OF TURN (mm) | TYPE NUMBER |
|--------------------|---------------------------------|----------------------------|-----------------------------|------------------------------|
| 1 | 52.3 | 20.1 | 52.9 | CSH-EFD30-1S-12P; see note 1 |

Note

- Also available with post-inserted lead-free pins.

MOUNTING PARTS**General data**

| ITEM | REMARKS | FIGURE | TYPE NUMBER |
|------|--|--------|-------------|
| Clip | stainless steel (CrNi); clamping force ≈35 N | 3 | CLI-EFD30 |






DATA SHEET STATUS DEFINITIONS

| DATA SHEET STATUS | PRODUCT STATUS | DEFINITIONS |
|---------------------------|----------------|--|
| Preliminary specification | Development | This data sheet contains preliminary data. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product. |
| Product specification | Production | This data sheet contains final specifications. Ferroxcube reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design and supply the best possible product. |

DISCLAIMER

Life support applications — These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Ferroxcube customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Ferroxcube for any damages resulting from such application.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

| STATUS | INDICATION | DEFINITION |
|-----------|---|--|
| Prototype |  | These are products that have been made as development samples for the purposes of technical evaluation only. The data for these types is provisional and is subject to change. |
| Design-in |  | These products are recommended for new designs. |
| Preferred | | These products are recommended for use in current designs and are available via our sales channels. |
| Support |  | These products are not recommended for new designs and may not be available through all of our sales channels. Customers are advised to check for availability. |

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560, MURF1560

Preferred Devices

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

These state-of-the-art devices are a series designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

Features

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- High Voltage Capability to 600 V
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Pb-Free Packages are Available*

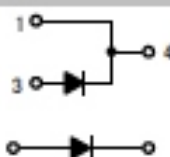
Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds



ON Semiconductor®

ULTRAFAST RECTIFIERS 15 AMPERES, 100–600 VOLTS

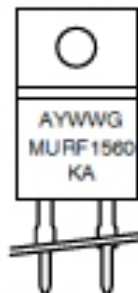
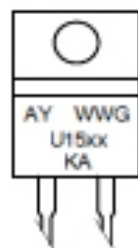


TO-220AC
CASE 221B
STYLE 1



TO-220 FULLPAK
CASE 221E
STYLE 1

MARKING DIAGRAMS



- A = Assembly Location
- Y = Year
- WW = Work Week
- G = Pb-Free Package
- U15xx = Device Code
xx = 10, 15, 20, 40 or 60
- KA = Diode Polarity

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 7 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560, MURF1560

MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | MUR | | | | | Unit |
|---|---------------------------------|--------------------------------|------|------|--------------------------------|------|------------------|
| | | 1510 | 1515 | 1520 | 1540 | 1560 | |
| Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage | V_{RRM} V_{PRM} V_R | 100 | 150 | 200 | 400 | 600 | V |
| Average Rectified Forward Current (Rated V_R) | $I_{F(AV)}$ | 15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$ | | | 15 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$ | | A |
| Peak Rectified Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz) | I_{FRM} | 30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$ | | | 30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$ | | A |
| Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz) | I_{FSM} | 200 | | | 150 | | A |
| Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range | T_J, T_{stg} | -65 to +175 | | | | | $^\circ\text{C}$ |

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

THERMAL CHARACTERISTICS

| Parameter | Symbol | Value | Unit |
|---|------------------------------------|------------|--------------------|
| MUR1510 Series: Thermal Resistance Junction-to-Case Junction-to-Ambient | $R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$ | 1.5 73 | $^\circ\text{C/W}$ |
| MURF1560: Thermal Resistance Junction-to-Case Junction-to-Ambient | $R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$ | 4.25 75 | $^\circ\text{C/W}$ |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

| Characteristic | Symbol | 1510 | 1515 | 1520 | 1540 | 1560 | Unit |
|---|----------|------|--------------|------|--------------|--------------|---------------|
| Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ($I_F = 15\text{ A}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 15\text{ A}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$) | V_F | | 0.85 1.05 | | 1.12 1.25 | 1.20 1.50 | V |
| Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated DC Voltage, $T_C = 150^\circ\text{C}$) (Rated DC Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$) | I_R | | 500 10 | | 500 10 | 1000 10 | μA |
| Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0\text{ A}$, $di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$) | t_{rr} | | 35 | | | 60 | ns |

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560, MURF1560

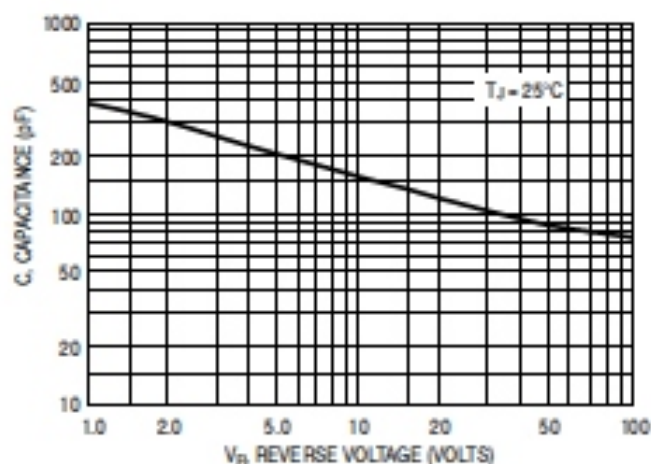


Figure 19. Typical Capacitance

ORDERING INFORMATION

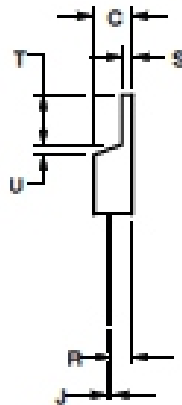
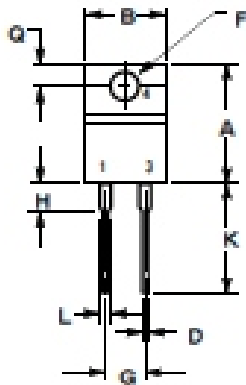
| Device | Package | Shipping [†] |
|-----------|-----------------------|-----------------------|
| MUR1510 | TO-220AC | 50 Units / Rail |
| MUR1510G | TO-220AC (Pb-Free) | |
| MUR1515 | TO-220AC | |
| MUR1515G | TO-220AC (Pb-Free) | |
| MUR1520 | TO-220AC | |
| MUR1520G | TO-220AC (Pb-Free) | |
| MUR1540 | TO-220AC | |
| MUR1540G | TO-220AC (Pb-Free) | |
| MUR1560 | TO-220AC | |
| MUR1560G | TO-220AC (Pb-Free) | |
| MURF1560G | TO-220FP (Pb-Free) | |

[†] For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560, MURF1560

PACKAGE DIMENSIONS

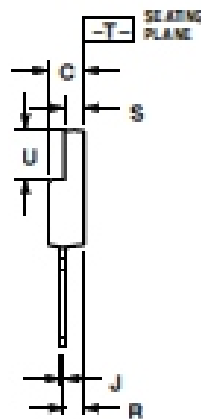
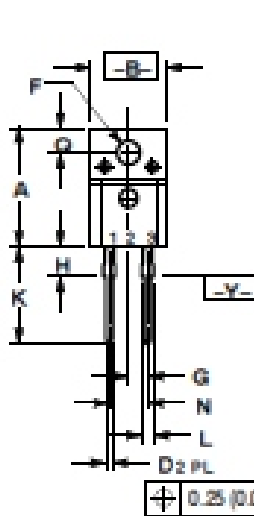
TO-220 TWO-LEAD CASE 221B-04 ISSUE E



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1992.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|--------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.295 | 0.297 | 7.51 | 7.55 |
| B | 0.380 | 0.405 | 9.65 | 10.28 |
| C | 0.190 | 0.190 | 4.83 | 4.83 |
| D | 0.025 | 0.025 | 0.64 | 0.64 |
| E | 0.140 | 0.151 | 3.51 | 3.83 |
| F | 0.190 | 0.210 | 4.83 | 5.30 |
| G | 0.190 | 0.190 | 4.83 | 4.83 |
| H | 0.190 | 0.190 | 4.83 | 4.83 |
| I | 0.190 | 0.190 | 4.83 | 4.83 |
| J | 0.025 | 0.025 | 0.64 | 0.64 |
| K | 0.025 | 0.025 | 0.64 | 0.64 |
| L | 0.025 | 0.025 | 0.64 | 0.64 |
| M | 0.190 | 0.190 | 4.83 | 4.83 |
| N | 0.025 | 0.110 | 0.64 | 2.79 |
| O | 0.025 | 0.110 | 0.64 | 2.79 |
| P | 0.025 | 0.110 | 0.64 | 2.79 |
| Q | 0.025 | 0.110 | 0.64 | 2.79 |
| R | 0.025 | 0.025 | 0.64 | 0.64 |
| S | 0.025 | 0.025 | 0.64 | 0.64 |
| T | 0.025 | 0.025 | 0.64 | 0.64 |
| U | 0.025 | 0.025 | 0.64 | 0.64 |

TO-220 FULLPAK, 2-LEAD CASE 221E-01 ISSUE A



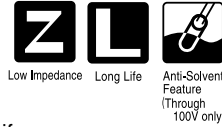
- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1992.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|-----------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.017 | 0.021 | 0.43 | 0.53 |
| B | 0.092 | 0.408 | 2.34 | 10.36 |
| C | 0.177 | 0.193 | 4.50 | 4.90 |
| D | 0.024 | 0.029 | 0.61 | 0.74 |
| E | 0.121 | 0.129 | 3.08 | 3.28 |
| F | 0.0005 MC | | | |
| G | 0.0005 MC | | | |
| H | 0.117 | 0.123 | 2.96 | 3.13 |
| I | 0.118 | 0.125 | 2.99 | 3.18 |
| J | 0.099 | 0.367 | 2.51 | 9.33 |
| K | 0.045 | 0.050 | 1.14 | 1.27 |
| L | 0.0005 MC | | | |
| M | 0.122 | 0.128 | 3.10 | 3.25 |
| N | 0.121 | 0.117 | 3.05 | 2.96 |
| O | 0.092 | 0.108 | 2.34 | 2.74 |
| P | 0.025 | 0.021 | 0.64 | 0.53 |

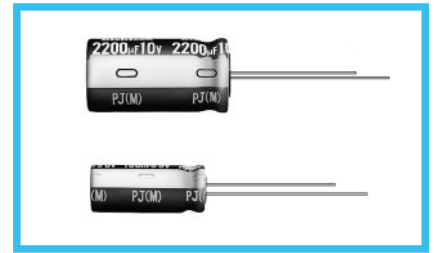
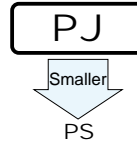
- STYLE:
1. CATHODE
2. ANA
3. ANODE

ALUMINUM ELECTROLYTIC CAPACITORS

PJ series Low Impedance, For Switching Power Supplies



- Low impedance and high reliability withstanding 5000 hours load life at +105°C (3000 / 2000 hours for smaller case sizes as specified below).
- Capacitance ranges available based on the numerical values in E12 series under JIS.
- Ideally suited for use of switching power supplies.
- Compliant to the RoHS directive (2002/95/EC).

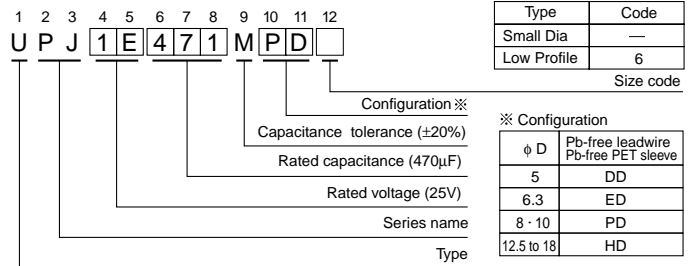
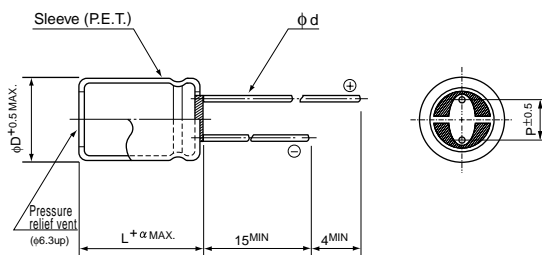


Specifications

| Item | Performance Characteristics | | | | | | | | | | | |
|-------------------------------|--|---|----------|------|---------|-----------|--|-----------|------------|-----------|-------------|-------|
| Category Temperature Range | -55 to +105°C (6.3 to 100V), -40 to +105°C (160 to 400V), -25 to +105°C (450V) | | | | | | | | | | | |
| Rated Voltage Range | 6.3 to 450V | | | | | | | | | | | |
| Rated Capacitance Range | 0.47 to 15000µF | | | | | | | | | | | |
| Capacitance Tolerance | ±20% at 120Hz, 20°C | | | | | | | | | | | |
| Leakage Current | Rated Voltage (V) | 6.3 to 100 | | | | | 160 to 450 | | | | | |
| | Leakage current | After 1 minute's application of rated voltage, leakage current is not more than 0.03CV or 4 (µA), whichever is greater. | | | | | CV ≤ 1000 : I = 0.1CV+40 (µA) max. (1 minute's) CV > 1000 : I = 0.04CV+100 (µA) max. (1 minute's) | | | | | |
| Tangent of loss angle (tan δ) | Rated Voltage (V) | 6.3 | 10 | 16 | 25 | 35 | 50 | 63 to 100 | 160 to 350 | 400 · 450 | 120Hz, 20°C | |
| | tan δ (MAX.) | 0.22 | 0.19 | 0.16 | 0.14 | 0.12 | 0.10 | 0.08 | 0.20 | 0.25 | | |
| | For capacitance of more than 1000µF, add 0.02 for every increase of 1000µF. | | | | | | | | | | | |
| Stability at Low Temperature | Impedance ratio (MAX.) | Rated voltage (V) | 6.3 · 10 | 16 | 25 · 35 | 50 to 100 | 160 · 200 | 250 | 315 · 350 | 400 | 450 | 120Hz |
| | | Z-25°C / Z+20°C | — | — | — | — | — | — | — | — | 15 | |
| | | Z-40°C / Z+20°C | — | — | — | — | 4 | 6 | 8 | 10 | — | |
| | | Z-55°C / Z+20°C | 4 | 3 | 3 | 2 | — | — | — | — | | |
| Endurance | The specifications listed at right shall be met when the capacitors are restored to 20°C after D.C. bias plus rated ripple current is applied for 5000 hours (2000 hours for φD=5 and 6.3, 3000 hours for φD=8) at 105°C, the peak voltage shall not exceed the rated voltage. | | | | | | | | | | | |
| | Capacitance change | Within ±20% of the initial capacitance value | | | | | | | | | | |
| | tan δ | 200% or less than the initial specified value | | | | | | | | | | |
| Shelf Life | After storing the capacitors under no load at 105°C for 1000 hours and then performing voltage treatment based on JIS C 5101-4 clause 4.1 at 20°C, they shall meet the specified values for the endurance characteristics listed above. | | | | | | | | | | | |
| | Capacitance change | Within ±20% of the initial capacitance value | | | | | | | | | | |
| | tan δ | 150% or less than the initial specified value | | | | | | | | | | |
| Marking | Printed with white color letter on dark brown sleeve. | | | | | | | | | | | |

Radial Lead Type

Type numbering system (Example : 25V 470µF)



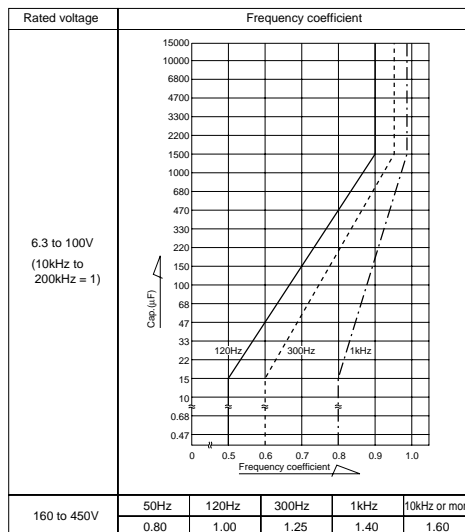
| α | (φD < 10) 1.0 |
|---|---------------|
| | (φD ≥ 10) 1.5 |

- Frequency coefficient of rated ripple current

| | (mm) | | | | | | |
|----|------|-----|-----|-----|-------------------|-----|-----|
| φD | 5 | 6.3 | 8 | 10 | 12.5 | 16 | 18 |
| P | 2.0 | 2.5 | 3.5 | 5.0 | 5.0 | 7.5 | 7.5 |
| φd | 0.5 | 0.5 | 0.6 | 0.6 | 0.6 ⁹⁾ | 0.8 | 0.8 |

※ In case L > 25 for the φ12.5 dia. unit, lead dia. φ d=0.8mm.

- Please refer to page 20 about the end seal configuration.



Please refer to page 20, 21, 22 about the formed or taped product spec.
Please refer to page 4 for the minimum order quantity.

- Dimension table in next pages.



■ Dimensions

| Cap. (μF) | V (Code) Size code Code | 6.3 (0J) | | 10 (1A) | | 16 (1C) | | 25 (1E) | | 35 (1V) | |
|-----------|-------------------------------|----------|-------------|-----------|-------------|-----------|-------------|-----------|-------------|-----------|---------------------|
| | | — | 6 | — | 6 | — | 6 | — | 6 | — | 6 |
| 22 | 220 | | | | | | | | | | 5 × 11 |
| 27 | 270 | | | | | | | | | | 5 × 11 |
| 33 | 330 | | | | | | | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 |
| 39 | 390 | | | | | | | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 |
| 47 | 470 | | | | | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 |
| 56 | 560 | | | | | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 |
| 68 | 680 | | | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 |
| 82 | 820 | | | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 |
| 100 | 101 | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 11.5 |
| 120 | 121 | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 15 10 × 12.5 |
| 150 | 151 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 11.5 | | 8 × 15 10 × 12.5 |
| 180 | 181 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 10 × 15 |
| 220 | 221 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 11.5 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 10 × 15 |
| 270 | 271 | | 6.3 × 15 | | 6.3 × 15 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 12.5 × 15 |
| 330 | 331 | | 6.3 × 15 | | 8 × 11.5 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 12.5 × 15 |
| 390 | 391 | | 8 × 11.5 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 25 12.5 × 15 |
| 470 | 471 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 16 × 15 |
| 560 | 561 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 25 | 12.5 × 15 | 12.5 × 20 16 × 15 |
| 680 | 681 | | 8 × 20 | 10 × 15 | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 18 × 15 |
| 820 | 821 | | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 25 | 12.5 × 15 | 12.5 × 20 | 16 × 15 | 12.5 × 25 18 × 15 |
| 1000 | 102 | | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 31.5 16 × 20 |
| 1200 | 122 | | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 25 | 12.5 × 15 | 12.5 × 20 | 16 × 15 | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 35.5 16 × 25 |
| 1500 | 152 | | 10 × 25 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 31.5 | 16 × 20 | 12.5 × 40 18 × 20 |
| 1800 | 182 | | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 20 | 16 × 15 | 12.5 × 31.5 | 16 × 20 | 12.5 × 35.5 | 16 × 25 | 16 × 31.5 18 × 25 |
| 2200 | 222 | | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 31.5 | 16 × 20 | 12.5 × 40 | 18 × 20 | 16 × 35.5 18 × 31.5 |
| 2700 | 272 | | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 31.5 | 16 × 20 | 12.5 × 35.5 | 16 × 25 | 16 × 31.5 | 18 × 25 | 16 × 40 18 × 35.5 |
| 3300 | 332 | | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 35.5 | 16 × 20 | 12.5 × 40 | 18 × 20 | 16 × 35.5 | 18 × 31.5 | 18 × 40 |
| 3900 | 392 | | 12.5 × 31.5 | 16 × 20 | 12.5 × 40 | 18 × 20 | 16 × 31.5 | 18 × 25 | 16 × 40 | 18 × 35.5 | |
| 4700 | 472 | | 12.5 × 35.5 | 18 × 20 | 16 × 31.5 | 18 × 25 | 16 × 35.5 | 18 × 31.5 | 18 × 40 | | |
| 5600 | 562 | | 12.5 × 40 | 18 × 20 | 16 × 35.5 | 18 × 25 | 16 × 40 | 18 × 35.5 | | | |
| 6800 | 682 | | 16 × 31.5 | 18 × 25 | 16 × 35.5 | 18 × 31.5 | 18 × 35.5 | | | | |
| 8200 | 822 | | 16 × 35.5 | 18 × 31.5 | 16 × 40 | 18 × 35.5 | 18 × 40 | | | | |
| 10000 | 103 | | 16 × 40 | 18 × 31.5 | 18 × 40 | | | | | | |
| 12000 | 123 | | 18 × 35.5 | | | | | | | | |
| 15000 | 153 | | 18 × 40 | | | | | | | | φD × L (mm) |

| Cap. (μF) | V (Code) Size code Code | 50 (1H) | | 63 (1J) | | 80 (1K) | | 100 (2A) | |
|-----------|-------------------------------|---------|-------------|-----------|-------------|-----------|-------------|-----------|---------------------|
| | | — | 6 | — | 6 | — | 6 | — | 6 |
| 0.47 | R47 | | 5 × 11 | | | | | | 5 × 11 |
| 0.68 | R68 | | 5 × 11 | | | | | | 5 × 11 |
| 1 | 010 | | 5 × 11 | | | | | | 5 × 11 |
| 1.5 | 1R5 | | 5 × 11 | | | | | | 5 × 11 |
| 2.2 | 2R2 | | 5 × 11 | | | | | | 5 × 11 |
| 3.3 | 3R3 | | 5 × 11 | | | | | | 5 × 11 |
| 4.7 | 4R7 | | 5 × 11 | | | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 |
| 6.8 | 6R8 | | 5 × 11 | | | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 |
| 10 | 100 | | 5 × 11 | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 |
| 12 | 120 | | 5 × 11 | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 |
| 15 | 150 | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 |
| 18 | 180 | | 5 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 |
| 22 | 220 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 11.5 |
| 27 | 270 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 15 10 × 12.5 |
| 33 | 330 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 11.5 | | 8 × 15 10 × 12.5 |
| 39 | 390 | | 6.3 × 11 | | 6.3 × 15 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 10 × 15 |
| 47 | 470 | | 6.3 × 15 | | 8 × 11.5 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 10 × 20 12.5 × 15 |
| 56 | 560 | | 6.3 × 15 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 12.5 × 15 |
| 68 | 680 | | 8 × 11.5 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 25 12.5 × 15 |
| 82 | 820 | | 8 × 15 | 10 × 12.5 | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 16 × 15 |
| 100 | 101 | | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 25 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 16 × 15 |
| 120 | 121 | | 8 × 20 | 10 × 15 | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 16 × 15 |
| 150 | 151 | | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 25 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 18 × 15 |
| 180 | 181 | | 10 × 20 | 12.5 × 15 | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 | 16 × 15 | 12.5 × 31.5 16 × 20 |
| 220 | 221 | | 10 × 25 | 12.5 × 15 | 12.5 × 20 | 16 × 15 | 12.5 × 31.5 | 18 × 15 | 12.5 × 35.5 16 × 25 |
| 270 | 271 | | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 31.5 | 16 × 20 | 12.5 × 40 18 × 20 |
| 330 | 331 | | 10 × 31.5 | 16 × 15 | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 35.5 | 16 × 25 | 16 × 31.5 18 × 25 |
| 390 | 391 | | 12.5 × 25 | 16 × 15 | 12.5 × 31.5 | 16 × 20 | 12.5 × 40 | 18 × 20 | 16 × 35.5 18 × 31.5 |
| 470 | 471 | | 12.5 × 25 | 18 × 15 | 12.5 × 35.5 | 16 × 25 | 16 × 31.5 | 18 × 25 | 16 × 40 18 × 35.5 |
| 560 | 561 | | 12.5 × 31.5 | 16 × 20 | 12.5 × 40 | 18 × 20 | 16 × 35.5 | 18 × 31.5 | 18 × 35.5 |
| 680 | 681 | | 12.5 × 35.5 | 16 × 20 | 16 × 31.5 | 18 × 25 | 16 × 40 | 18 × 31.5 | 18 × 40 |
| 820 | 821 | | 12.5 × 40 | 18 × 20 | 16 × 35.5 | 18 × 31.5 | 18 × 35.5 | | |
| 1000 | 102 | | 16 × 31.5 | 18 × 25 | 16 × 40 | 18 × 35.5 | 18 × 40 | | |
| 1200 | 122 | | 16 × 35.5 | 18 × 31.5 | 18 × 40 | | | | |
| 1500 | 152 | | 16 × 40 | 18 × 31.5 | | | | | |
| 1800 | 182 | | 18 × 35.5 | | | | | | |
| 2200 | 222 | | 18 × 40 | | | | | | φD × L (mm) |

※ In case of low profile type, [6] will be put at 12th digit of type numbering system.

Dimension table for 160 to 450V products are shown in 183 page.

Standard Ratings

| Cap. (μF) | V (Code) | Size code | 6.3 (0J) | | | | | | | | | | |
|-----------|----------|-------------|----------|-----------------------------|--------------------|----------------|----------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|----------------------------|---------------|
| | | | Item | — | | | | | 6 | | | | |
| | | | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | |
| | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz |
| 100 | 101 | 5 × 11 | 1.40 | 3.50 | 150 | 99 | | | | | | | |
| 120 | 121 | 5 × 11 | 1.10 | 2.80 | 175 | 115 | | | | | | | |
| 150 | 151 | 6.3 × 11 | 0.78 | 2.10 | 225 | 155 | | | | | | | |
| 180 | 181 | 6.3 × 11 | 0.60 | 1.50 | 250 | 175 | | | | | | | |
| 220 | 221 | 6.3 × 11 | 0.48 | 1.20 | 285 | 205 | | | | | | | |
| 270 | 271 | 6.3 × 15 | 0.39 | 1.00 | 370 | 275 | | | | | | | |
| 330 | 331 | 6.3 × 15 | 0.32 | 0.80 | 405 | 310 | | | | | | | |
| 390 | 391 | 8 × 11.5 | 0.27 | 0.68 | 445 | 345 | | | | | | | |
| 470 | 471 | 8 × 15 | 0.22 | 0.55 | 550 | 435 | 10 × 12.5 | 0.23 | 0.58 | 575 | 455 | | |
| 560 | 561 | 8 × 15 | 0.19 | 0.48 | 595 | 480 | 10 × 12.5 | 0.21 | 0.53 | 600 | 485 | | |
| 680 | 681 | 8 × 20 | 0.16 | 0.40 | 730 | 605 | 10 × 15 | 0.18 | 0.45 | 700 | 580 | | |
| 820 | 821 | 8 × 20 | 0.13 | 0.33 | 795 | 670 | 10 × 15 | 0.15 | 0.38 | 750 | 635 | | |
| 1000 | 102 | 10 × 20 | 0.12 | 0.30 | 950 | 820 | 12.5 × 15 | 0.13 | 0.33 | 890 | 765 | | |
| 1200 | 122 | 10 × 20 | 0.10 | 0.25 | 1020 | 895 | 12.5 × 15 | 0.12 | 0.30 | 950 | 835 | | |
| 1500 | 152 | 10 × 25 | 0.084 | 0.21 | 1220 | 1090 | 12.5 × 15 | 0.10 | 0.25 | 1020 | 915 | | |
| 1800 | 182 | 10 × 31.5 | 0.078 | 0.20 | 1370 | 1230 | 16 × 15 | 0.084 | 0.21 | 1270 | 1140 | | |
| 2200 | 222 | 10 × 31.5 | 0.066 | 0.17 | 1470 | 1320 | 16 × 15 | 0.078 | 0.20 | 1340 | 1200 | | |
| 2700 | 272 | 12.5 × 25 | 0.051 | 0.14 | 1590 | 1430 | 18 × 15 | 0.072 | 0.18 | 1500 | 1350 | | |
| 3300 | 332 | 12.5 × 25 | 0.045 | 0.11 | 1710 | 1530 | 18 × 15 | 0.065 | 0.16 | 1600 | 1440 | | |
| 3900 | 392 | 12.5 × 31.5 | 0.037 | 0.093 | 1910 | 1710 | 16 × 20 | 0.056 | 0.14 | 1720 | 1540 | | |
| 4700 | 472 | 12.5 × 35.5 | 0.034 | 0.085 | 2100 | 1890 | 18 × 20 | 0.050 | 0.13 | 1920 | 1720 | | |
| 5600 | 562 | 12.5 × 40 | 0.031 | 0.078 | 2270 | 2040 | 18 × 20 | 0.047 | 0.12 | 1980 | 1780 | | |
| 6800 | 682 | 16 × 31.5 | 0.029 | 0.073 | 2370 | 2130 | 18 × 25 | 0.039 | 0.098 | 2210 | 1980 | | |
| 8200 | 822 | 16 × 35.5 | 0.027 | 0.068 | 2550 | 2290 | 18 × 31.5 | 0.031 | 0.078 | 2390 | 2150 | | |
| 10000 | 103 | 16 × 40 | 0.025 | 0.063 | 2750 | 2470 | 18 × 31.5 | 0.028 | 0.070 | 2490 | 2240 | | |
| 12000 | 123 | 18 × 35.5 | 0.023 | 0.058 | 2820 | 2530 | | | | | | | |
| 15000 | 153 | 18 × 40 | 0.022 | 0.055 | 2960 | 2660 | | | | | | | |

| Cap. (μF) | V (Code) | Size code | 10 (1A) | | | | | | | | | | |
|-----------|----------|-------------|---------|-----------------------------|--------------------|----------------|----------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|----------------------------|---------------|
| | | | Item | — | | | | | 6 | | | | |
| | | | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | |
| | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz |
| 68 | 680 | 5 × 11 | 1.30 | 3.30 | 155 | 97 | | | | | | | |
| 82 | 820 | 5 × 11 | 1.10 | 2.80 | 175 | 110 | | | | | | | |
| 100 | 101 | 6.3 × 11 | 0.84 | 2.10 | 210 | 135 | | | | | | | |
| 120 | 121 | 6.3 × 11 | 0.72 | 1.80 | 235 | 160 | | | | | | | |
| 150 | 151 | 6.3 × 11 | 0.55 | 1.40 | 265 | 185 | | | | | | | |
| 180 | 181 | 6.3 × 11 | 0.46 | 1.20 | 290 | 205 | | | | | | | |
| 220 | 221 | 6.3 × 15 | 0.38 | 0.95 | 370 | 270 | | | | | | | |
| 270 | 271 | 6.3 × 15 | 0.31 | 0.78 | 405 | 300 | | | | | | | |
| 330 | 331 | 8 × 11.5 | 0.26 | 0.65 | 460 | 350 | | | | | | | |
| 390 | 391 | 8 × 15 | 0.22 | 0.55 | 550 | 430 | 10 × 12.5 | 0.24 | 0.60 | 555 | 430 | | |
| 470 | 471 | 8 × 15 | 0.19 | 0.48 | 595 | 475 | 10 × 12.5 | 0.21 | 0.53 | 600 | 475 | | |
| 560 | 561 | 8 × 20 | 0.16 | 0.40 | 730 | 590 | 10 × 15 | 0.18 | 0.45 | 700 | 565 | | |
| 680 | 681 | 8 × 20 | 0.13 | 0.33 | 795 | 660 | 10 × 15 | 0.14 | 0.35 | 770 | 635 | | |
| 820 | 821 | 10 × 20 | 0.11 | 0.28 | 985 | 835 | 12.5 × 15 | 0.13 | 0.33 | 920 | 780 | | |
| 1000 | 102 | 10 × 20 | 0.096 | 0.24 | 1060 | 915 | 12.5 × 15 | 0.10 | 0.25 | 1040 | 895 | | |
| 1200 | 122 | 10 × 25 | 0.078 | 0.20 | 1280 | 1120 | 12.5 × 15 | 0.096 | 0.24 | 1060 | 930 | | |
| 1500 | 152 | 10 × 31.5 | 0.072 | 0.18 | 1440 | 1290 | 16 × 15 | 0.078 | 0.20 | 1330 | 1190 | | |
| 1800 | 182 | 12.5 × 20 | 0.057 | 0.14 | 1470 | 1320 | 16 × 15 | 0.072 | 0.18 | 1420 | 1270 | | |
| 2200 | 222 | 12.5 × 25 | 0.045 | 0.11 | 1710 | 1530 | 18 × 15 | 0.060 | 0.15 | 1600 | 1440 | | |
| 2700 | 272 | 12.5 × 31.5 | 0.036 | 0.090 | 1940 | 1740 | 16 × 20 | 0.051 | 0.13 | 1740 | 1560 | | |
| 3300 | 332 | 12.5 × 35.5 | 0.032 | 0.080 | 2180 | 1960 | 16 × 20 | 0.045 | 0.11 | 1850 | 1660 | | |
| 3900 | 392 | 12.5 × 40 | 0.030 | 0.075 | 2360 | 2120 | 18 × 20 | 0.041 | 0.10 | 2050 | 1840 | | |
| 4700 | 472 | 16 × 31.5 | 0.028 | 0.070 | 2420 | 2170 | 18 × 25 | 0.035 | 0.088 | 2250 | 2020 | | |
| 5600 | 562 | 16 × 35.5 | 0.026 | 0.065 | 2610 | 2340 | 18 × 25 | 0.033 | 0.083 | 2340 | 2100 | | |
| 6800 | 682 | 16 × 35.5 | 0.024 | 0.060 | 2680 | 2410 | 18 × 31.5 | 0.027 | 0.068 | 2540 | 2280 | | |
| 8200 | 822 | 16 × 40 | 0.023 | 0.058 | 2820 | 2530 | 18 × 35.5 | 0.025 | 0.063 | 2690 | 2420 | | |
| 10000 | 103 | 18 × 40 | 0.021 | 0.053 | 3040 | 2730 | | | | | | | |

※ In case of low profile type, [6] will be put at 12th digit of type numbering system.



Standard Ratings

| Cap. (μF) | | V (Code) | Size code | 16 (1C) | | | | | | | | | | |
|-----------|-----|-------------|-----------|---------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|
| | | | | Item | — | | | | | | 6 | | | |
| | | | | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | |
| | | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz |
| 47 | 470 | 5 × 11 | 1.30 | 3.30 | 155 | 92 | | | | | | | | |
| 56 | 560 | 5 × 11 | 1.10 | 2.80 | 175 | 105 | | | | | | | | |
| 68 | 680 | 6.3 × 11 | 0.78 | 2.00 | 220 | 135 | | | | | | | | |
| 82 | 820 | 6.3 × 11 | 0.66 | 1.70 | 240 | 155 | | | | | | | | |
| 100 | 101 | 6.3 × 11 | 0.55 | 1.40 | 265 | 175 | | | | | | | | |
| 120 | 121 | 6.3 × 11 | 0.45 | 1.10 | 290 | 195 | | | | | | | | |
| 150 | 151 | 6.3 × 15 | 0.37 | 0.93 | 375 | 260 | | | | | | | | |
| 180 | 181 | 6.3 × 15 | 0.31 | 0.78 | 405 | 285 | | | | | | | | |
| 220 | 221 | 8 × 11.5 | 0.26 | 0.65 | 460 | 335 | | | | | | | | |
| 270 | 271 | 8 × 15 | 0.22 | 0.55 | 550 | 410 | 10 × 12.5 | 0.22 | 0.55 | 575 | 430 | | | |
| 330 | 331 | 8 × 15 | 0.18 | 0.45 | 595 | 455 | 10 × 12.5 | 0.18 | 0.45 | 625 | 480 | | | |
| 390 | 391 | 8 × 20 | 0.16 | 0.40 | 730 | 570 | 10 × 15 | 0.16 | 0.40 | 730 | 570 | | | |
| 470 | 471 | 8 × 20 | 0.14 | 0.35 | 770 | 615 | 10 × 15 | 0.14 | 0.35 | 770 | 615 | | | |
| 560 | 561 | 10 × 20 | 0.12 | 0.30 | 950 | 770 | 12.5 × 15 | 0.13 | 0.33 | 920 | 745 | | | |
| 680 | 681 | 10 × 20 | 0.10 | 0.25 | 1020 | 845 | 12.5 × 15 | 0.11 | 0.28 | 985 | 815 | | | |
| 820 | 821 | 10 × 25 | 0.084 | 0.21 | 1220 | 1030 | 12.5 × 15 | 0.096 | 0.24 | 1060 | 895 | | | |
| 1000 | 102 | 10 × 31.5 | 0.072 | 0.18 | 1410 | 1210 | 16 × 15 | 0.084 | 0.21 | 1270 | 1090 | | | |
| 1200 | 122 | 12.5 × 20 | 0.060 | 0.15 | 1430 | 1250 | 16 × 15 | 0.072 | 0.18 | 1390 | 1220 | | | |
| 1500 | 152 | 12.5 × 25 | 0.048 | 0.12 | 1660 | 1490 | 18 × 15 | 0.066 | 0.17 | 1560 | 1400 | | | |
| 1800 | 182 | 12.5 × 31.5 | 0.039 | 0.10 | 1880 | 1690 | 16 × 20 | 0.054 | 0.14 | 1700 | 1530 | | | |
| 2200 | 222 | 12.5 × 31.5 | 0.034 | 0.085 | 2010 | 1800 | 16 × 20 | 0.048 | 0.12 | 1800 | 1620 | | | |
| 2700 | 272 | 12.5 × 35.5 | 0.031 | 0.078 | 2220 | 1990 | 16 × 25 | 0.040 | 0.10 | 2010 | 1800 | | | |
| 3300 | 332 | 12.5 × 40 | 0.028 | 0.070 | 2410 | 2160 | 18 × 20 | 0.039 | 0.10 | 2090 | 1880 | | | |
| 3900 | 392 | 16 × 31.5 | 0.027 | 0.068 | 2470 | 2220 | 18 × 25 | 0.034 | 0.085 | 2290 | 2060 | | | |
| 4700 | 472 | 16 × 35.5 | 0.025 | 0.063 | 2680 | 2410 | 18 × 31.5 | 0.028 | 0.070 | 2490 | 2240 | | | |
| 5600 | 562 | 16 × 40 | 0.024 | 0.060 | 2820 | 2530 | 18 × 35.5 | 0.027 | 0.068 | 2620 | 2350 | | | |
| 6800 | 682 | 18 × 35.5 | 0.022 | 0.055 | 2900 | 2610 | | | | | | | | |
| 8200 | 822 | 18 × 40 | 0.021 | 0.053 | 3040 | 2730 | | | | | | | | |

| Cap. (μF) | | V (Code) | Size code | 25 (1E) | | | | | | | | | | |
|-----------|-----|-------------|-----------|---------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|
| | | | | Item | — | | | | | | 6 | | | |
| | | | | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | |
| | | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz |
| 33 | 330 | 5 × 11 | 1.30 | 3.30 | 155 | 88 | | | | | | | | |
| 39 | 390 | 5 × 11 | 1.10 | 2.80 | 175 | 100 | | | | | | | | |
| 47 | 470 | 6.3 × 11 | 0.84 | 2.10 | 210 | 125 | | | | | | | | |
| 56 | 560 | 6.3 × 11 | 0.72 | 1.80 | 235 | 140 | | | | | | | | |
| 68 | 680 | 6.3 × 11 | 0.57 | 1.40 | 260 | 160 | | | | | | | | |
| 82 | 820 | 6.3 × 11 | 0.47 | 1.20 | 285 | 180 | | | | | | | | |
| 100 | 101 | 6.3 × 15 | 0.39 | 0.98 | 370 | 245 | | | | | | | | |
| 120 | 121 | 6.3 × 15 | 0.32 | 0.80 | 405 | 275 | | | | | | | | |
| 150 | 151 | 8 × 11.5 | 0.26 | 0.65 | 460 | 320 | | | | | | | | |
| 180 | 181 | 8 × 15 | 0.22 | 0.55 | 550 | 390 | 10 × 12.5 | 0.24 | 0.60 | 555 | 395 | | | |
| 220 | 221 | 8 × 15 | 0.18 | 0.45 | 625 | 455 | 10 × 12.5 | 0.21 | 0.53 | 600 | 435 | | | |
| 270 | 271 | 8 × 20 | 0.15 | 0.38 | 750 | 560 | 10 × 15 | 0.18 | 0.45 | 700 | 525 | | | |
| 330 | 331 | 8 × 20 | 0.13 | 0.33 | 795 | 610 | 10 × 15 | 0.15 | 0.38 | 750 | 575 | | | |
| 390 | 391 | 10 × 20 | 0.11 | 0.28 | 985 | 770 | 12.5 × 15 | 0.13 | 0.33 | 920 | 720 | | | |
| 470 | 471 | 10 × 20 | 0.10 | 0.25 | 1020 | 810 | 12.5 × 15 | 0.11 | 0.28 | 985 | 785 | | | |
| 560 | 561 | 10 × 25 | 0.084 | 0.21 | 1220 | 990 | 12.5 × 15 | 0.10 | 0.25 | 1060 | 860 | | | |
| 680 | 681 | 10 × 31.5 | 0.072 | 0.18 | 1420 | 1180 | 16 × 15 | 0.084 | 0.21 | 1270 | 1050 | | | |
| 820 | 821 | 12.5 × 20 | 0.059 | 0.15 | 1430 | 1210 | 16 × 15 | 0.079 | 0.20 | 1340 | 1130 | | | |
| 1000 | 102 | 12.5 × 25 | 0.048 | 0.12 | 1660 | 1430 | 18 × 15 | 0.066 | 0.17 | 1520 | 1310 | | | |
| 1200 | 122 | 12.5 × 25 | 0.043 | 0.11 | 1760 | 1550 | 18 × 15 | 0.061 | 0.15 | 1600 | 1400 | | | |
| 1500 | 152 | 12.5 × 31.5 | 0.035 | 0.088 | 1980 | 1780 | 16 × 20 | 0.050 | 0.13 | 1770 | 1590 | | | |
| 1800 | 182 | 12.5 × 35.5 | 0.032 | 0.080 | 2180 | 1960 | 16 × 25 | 0.041 | 0.10 | 1980 | 1780 | | | |
| 2200 | 222 | 12.5 × 40 | 0.029 | 0.073 | 2360 | 2120 | 18 × 20 | 0.040 | 0.10 | 2050 | 1840 | | | |
| 2700 | 272 | 16 × 31.5 | 0.027 | 0.068 | 2470 | 2220 | 18 × 25 | 0.034 | 0.085 | 2290 | 2060 | | | |
| 3300 | 332 | 16 × 35.5 | 0.025 | 0.063 | 2680 | 2410 | 18 × 31.5 | 0.029 | 0.073 | 2490 | 2240 | | | |
| 3900 | 392 | 16 × 40 | 0.023 | 0.058 | 2820 | 2530 | 18 × 35.5 | 0.026 | 0.065 | 2690 | 2420 | | | |
| 4700 | 472 | 18 × 40 | 0.022 | 0.055 | 2960 | 2660 | | | | | | | | |

※ In case of low profile type, [6] will be put at 12th digit of type numbering system.

Standard Ratings

| Cap. (μF) | V (Code) | Size code | Item | 35 (1V) | | | | | | | | | |
|-----------|----------|-------------|-------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|
| | | | | — | | | | | | 6 | | | |
| | | | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mA rms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mA rms) | |
| | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz |
| 22 | 220 | 5 × 11 | 1.30 | 3.30 | 160 | 85 | | | | | | | |
| 27 | 270 | 5 × 11 | 1.00 | 2.50 | 180 | 99 | | | | | | | |
| 33 | 330 | 6.3 × 11 | 0.78 | 2.00 | 225 | 125 | | | | | | | |
| 39 | 390 | 6.3 × 11 | 0.66 | 1.70 | 245 | 140 | | | | | | | |
| 47 | 470 | 6.3 × 11 | 0.54 | 1.40 | 270 | 160 | | | | | | | |
| 56 | 560 | 6.3 × 11 | 0.45 | 1.10 | 295 | 180 | | | | | | | |
| 68 | 680 | 6.3 × 15 | 0.37 | 0.93 | 370 | 230 | | | | | | | |
| 82 | 820 | 6.3 × 15 | 0.31 | 0.78 | 415 | 265 | | | | | | | |
| 100 | 101 | 8 × 11.5 | 0.26 | 0.65 | 460 | 305 | | | | | | | |
| 120 | 121 | 8 × 15 | 0.22 | 0.55 | 550 | 370 | 10 × 12.5 | 0.24 | 0.60 | 555 | 375 | | |
| 150 | 151 | 8 × 15 | 0.18 | 0.45 | 595 | 415 | 10 × 12.5 | 0.20 | 0.50 | 625 | 435 | | |
| 180 | 181 | 8 × 20 | 0.16 | 0.40 | 730 | 520 | 10 × 15 | 0.18 | 0.45 | 700 | 500 | | |
| 220 | 221 | 8 × 20 | 0.13 | 0.33 | 795 | 580 | 10 × 15 | 0.14 | 0.35 | 770 | 560 | | |
| 270 | 271 | 10 × 20 | 0.11 | 0.28 | 985 | 735 | 12.5 × 15 | 0.13 | 0.33 | 920 | 690 | | |
| 330 | 331 | 10 × 20 | 0.096 | 0.24 | 1060 | 810 | 12.5 × 15 | 0.10 | 0.25 | 1020 | 780 | | |
| 390 | 391 | 10 × 25 | 0.084 | 0.21 | 1220 | 955 | 12.5 × 15 | 0.096 | 0.24 | 1060 | 825 | | |
| 470 | 471 | 10 × 31.5 | 0.072 | 0.18 | 1420 | 1130 | 16 × 15 | 0.084 | 0.21 | 1270 | 1010 | | |
| 560 | 561 | 12.5 × 20 | 0.059 | 0.15 | 1430 | 1160 | 16 × 15 | 0.075 | 0.19 | 1360 | 1100 | | |
| 680 | 681 | 12.5 × 25 | 0.048 | 0.12 | 1660 | 1370 | 18 × 15 | 0.066 | 0.17 | 1540 | 1270 | | |
| 820 | 821 | 12.5 × 25 | 0.042 | 0.11 | 1760 | 1490 | 18 × 15 | 0.060 | 0.15 | 1620 | 1370 | | |
| 1000 | 102 | 12.5 × 31.5 | 0.035 | 0.088 | 1980 | 1710 | 16 × 20 | 0.050 | 0.13 | 1770 | 1530 | | |
| 1200 | 122 | 12.5 × 35.5 | 0.031 | 0.078 | 2180 | 1920 | 16 × 25 | 0.041 | 0.10 | 1980 | 1740 | | |
| 1500 | 152 | 12.5 × 40 | 0.029 | 0.073 | 2360 | 2120 | 18 × 20 | 0.040 | 0.10 | 2050 | 1840 | | |
| 1800 | 182 | 16 × 31.5 | 0.027 | 0.068 | 2470 | 2220 | 18 × 25 | 0.034 | 0.085 | 2290 | 2060 | | |
| 2200 | 222 | 16 × 35.5 | 0.024 | 0.060 | 2680 | 2410 | 18 × 31.5 | 0.028 | 0.070 | 2490 | 2240 | | |
| 2700 | 272 | 16 × 40 | 0.022 | 0.055 | 2900 | 2610 | 18 × 35.5 | 0.026 | 0.065 | 2690 | 2420 | | |
| 3300 | 332 | 18 × 40 | 0.021 | 0.053 | 3040 | 2730 | | | | | | | |

| Cap. (μF) | V (Code) | Size code | Item | 50 (1H) | | | | | | | | | |
|-----------|----------|-------------|-------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|
| | | | | — | | | | | | 6 | | | |
| | | | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mA rms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mA rms) | |
| | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz |
| 0.47 | R47 | 5 × 11 | 31.0 | 80.0 | 22 | 11 | | | | | | | |
| 0.68 | R68 | 5 × 11 | 21.0 | 55.0 | 28 | 14 | | | | | | | |
| 1 | 010 | 5 × 11 | 14.0 | 38.0 | 36 | 18 | | | | | | | |
| 1.5 | 1R5 | 5 × 11 | 9.80 | 28.0 | 45 | 22 | | | | | | | |
| 2.2 | 2R2 | 5 × 11 | 6.50 | 18.0 | 54 | 27 | | | | | | | |
| 3.3 | 3R3 | 5 × 11 | 4.60 | 12.0 | 66 | 33 | | | | | | | |
| 4.7 | 4R7 | 5 × 11 | 3.10 | 7.80 | 81 | 40 | | | | | | | |
| 6.8 | 6R8 | 5 × 11 | 2.50 | 6.30 | 91 | 45 | | | | | | | |
| 10 | 100 | 5 × 11 | 2.00 | 5.00 | 115 | 57 | | | | | | | |
| 12 | 120 | 5 × 11 | 1.70 | 4.30 | 125 | 62 | | | | | | | |
| 15 | 150 | 5 × 11 | 1.30 | 3.30 | 145 | 72 | | | | | | | |
| 18 | 180 | 5 × 11 | 1.10 | 2.80 | 155 | 79 | | | | | | | |
| 22 | 220 | 6.3 × 11 | 0.91 | 2.30 | 195 | 100 | | | | | | | |
| 27 | 270 | 6.3 × 11 | 0.74 | 1.90 | 215 | 115 | | | | | | | |
| 33 | 330 | 6.3 × 11 | 0.60 | 1.50 | 240 | 135 | | | | | | | |
| 39 | 390 | 6.3 × 11 | 0.50 | 1.30 | 260 | 150 | | | | | | | |
| 47 | 470 | 6.3 × 15 | 0.42 | 1.10 | 330 | 195 | | | | | | | |
| 56 | 560 | 6.3 × 15 | 0.35 | 0.88 | 360 | 220 | | | | | | | |
| 68 | 680 | 8 × 11.5 | 0.28 | 0.70 | 410 | 255 | | | | | | | |
| 82 | 820 | 8 × 15 | 0.22 | 0.55 | 500 | 320 | 10 × 12.5 | 0.23 | 0.58 | 510 | 330 | | |
| 100 | 101 | 8 × 20 | 0.18 | 0.45 | 620 | 410 | 10 × 15 | 0.21 | 0.53 | 580 | 385 | | |
| 120 | 121 | 8 × 20 | 0.16 | 0.40 | 670 | 455 | 10 × 15 | 0.17 | 0.43 | 640 | 435 | | |
| 150 | 151 | 10 × 20 | 0.13 | 0.33 | 820 | 570 | 12.5 × 15 | 0.14 | 0.35 | 785 | 545 | | |
| 180 | 181 | 10 × 20 | 0.11 | 0.28 | 890 | 635 | 12.5 × 15 | 0.12 | 0.31 | 845 | 605 | | |
| 220 | 221 | 10 × 25 | 0.098 | 0.25 | 1040 | 760 | 12.5 × 15 | 0.10 | 0.25 | 920 | 670 | | |
| 270 | 271 | 10 × 31.5 | 0.085 | 0.21 | 1200 | 900 | 16 × 15 | 0.091 | 0.23 | 1120 | 840 | | |
| 330 | 331 | 10 × 31.5 | 0.072 | 0.18 | 1300 | 995 | 16 × 15 | 0.078 | 0.20 | 1210 | 925 | | |
| 390 | 391 | 12.5 × 25 | 0.053 | 0.13 | 1440 | 1120 | 16 × 15 | 0.072 | 0.18 | 1270 | 990 | | |
| 470 | 471 | 12.5 × 25 | 0.048 | 0.12 | 1500 | 1190 | 18 × 15 | 0.060 | 0.15 | 1470 | 1170 | | |
| 560 | 561 | 12.5 × 31.5 | 0.040 | 0.10 | 1680 | 1360 | 16 × 20 | 0.053 | 0.13 | 1550 | 1260 | | |
| 680 | 681 | 12.5 × 35.5 | 0.036 | 0.090 | 1850 | 1530 | 16 × 20 | 0.048 | 0.12 | 1630 | 1350 | | |
| 820 | 821 | 12.5 × 40 | 0.033 | 0.083 | 2010 | 1700 | 18 × 20 | 0.043 | 0.11 | 1810 | 1530 | | |
| 1000 | 102 | 16 × 31.5 | 0.030 | 0.075 | 2120 | 1830 | 18 × 25 | 0.036 | 0.090 | 2000 | 1730 | | |
| 1200 | 122 | 16 × 35.5 | 0.028 | 0.070 | 2260 | 1990 | 18 × 31.5 | 0.031 | 0.078 | 2140 | 1880 | | |
| 1500 | 152 | 16 × 40 | 0.026 | 0.065 | 2410 | 2170 | 18 × 31.5 | 0.029 | 0.073 | 2220 | 1990 | | |
| 1800 | 182 | 18 × 35.5 | 0.025 | 0.063 | 2460 | 2210 | | | | | | | |
| 2200 | 222 | 18 × 40 | 0.024 | 0.060 | 2560 | 2300 | | | | | | | |

※ In case of low profile type, [6] will be put at 12th digit of type numbering system.

Standard Ratings

| Cap. (μF) | V (Code) | Size code | 63 (1J) | | | | | | | | | | |
|-----------|----------|-------------|---------|-----------------------------|--------------------|----------------|----------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|----------------------------|---------------|
| | | | Item | — | | | | | | 6 | | | |
| | | | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | |
| | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz |
| 10 | 100 | 5 × 11 | 1.60 | 4.00 | 135 | 67 | | | | | | | |
| 12 | 120 | 5 × 11 | 1.40 | 3.50 | 145 | 72 | | | | | | | |
| 15 | 150 | 6.3 × 11 | 1.10 | 2.80 | 185 | 92 | | | | | | | |
| 18 | 180 | 6.3 × 11 | 0.95 | 2.40 | 195 | 100 | | | | | | | |
| 22 | 220 | 6.3 × 11 | 0.78 | 2.00 | 215 | 110 | | | | | | | |
| 27 | 270 | 6.3 × 11 | 0.64 | 1.60 | 240 | 130 | | | | | | | |
| 33 | 330 | 6.3 × 15 | 0.52 | 1.30 | 305 | 170 | | | | | | | |
| 39 | 390 | 6.3 × 15 | 0.45 | 1.10 | 330 | 190 | | | | | | | |
| 47 | 470 | 8 × 11.5 | 0.37 | 0.93 | 365 | 215 | | | | | | | |
| 56 | 560 | 8 × 15 | 0.31 | 0.78 | 450 | 275 | 10 × 12.5 | 0.34 | 0.85 | 450 | 275 | | |
| 68 | 680 | 8 × 15 | 0.26 | 0.65 | 500 | 315 | 10 × 12.5 | 0.28 | 0.70 | 495 | 310 | | |
| 82 | 820 | 8 × 20 | 0.22 | 0.55 | 600 | 385 | 10 × 15 | 0.24 | 0.60 | 580 | 375 | | |
| 100 | 101 | 10 × 20 | 0.18 | 0.45 | 750 | 495 | 12.5 × 15 | 0.20 | 0.50 | 695 | 460 | | |
| 120 | 121 | 10 × 20 | 0.15 | 0.38 | 820 | 555 | 12.5 × 15 | 0.18 | 0.45 | 750 | 510 | | |
| 150 | 151 | 10 × 25 | 0.13 | 0.33 | 950 | 665 | 12.5 × 15 | 0.14 | 0.35 | 845 | 590 | | |
| 180 | 181 | 10 × 31.5 | 0.11 | 0.28 | 1110 | 790 | 16 × 15 | 0.12 | 0.30 | 1050 | 750 | | |
| 220 | 221 | 12.5 × 20 | 0.094 | 0.24 | 1140 | 835 | 16 × 15 | 0.10 | 0.25 | 1120 | 820 | | |
| 270 | 271 | 12.5 × 25 | 0.081 | 0.20 | 1340 | 1000 | 18 × 15 | 0.088 | 0.22 | 1290 | 965 | | |
| 330 | 331 | 12.5 × 25 | 0.072 | 0.18 | 1420 | 1090 | 18 × 15 | 0.078 | 0.20 | 1410 | 1080 | | |
| 390 | 391 | 12.5 × 31.5 | 0.059 | 0.15 | 1620 | 1260 | 16 × 20 | 0.070 | 0.18 | 1500 | 1170 | | |
| 470 | 471 | 12.5 × 35.5 | 0.052 | 0.13 | 1780 | 1420 | 16 × 25 | 0.063 | 0.16 | 1700 | 1350 | | |
| 560 | 561 | 12.5 × 40 | 0.047 | 0.12 | 1950 | 1580 | 18 × 20 | 0.058 | 0.15 | 1730 | 1400 | | |
| 680 | 681 | 16 × 31.5 | 0.043 | 0.11 | 2050 | 1700 | 18 × 25 | 0.051 | 0.13 | 1940 | 1610 | | |
| 820 | 821 | 16 × 35.5 | 0.040 | 0.10 | 2220 | 1880 | 18 × 31.5 | 0.043 | 0.12 | 2110 | 1780 | | |
| 1000 | 102 | 16 × 40 | 0.037 | 0.093 | 2370 | 2050 | 18 × 35.5 | 0.040 | 0.10 | 2280 | 1970 | | |
| 1200 | 122 | 18 × 40 | 0.034 | 0.085 | 2510 | 2210 | | | | | | | |

| Cap. (μF) | V (Code) | Size code | 80 (1K) | | | | | | | | | | |
|-----------|----------|-------------|---------|-----------------------------|--------------------|----------------|----------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|----------------------------|---------------|
| | | | Item | — | | | | | | 6 | | | |
| | | | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | |
| | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz |
| 4.7 | 4R7 | 5 × 11 | 4.20 | 11.00 | 53 | 26 | | | | | | | |
| 6.8 | 6R8 | 5 × 11 | 2.60 | 7.00 | 68 | 34 | | | | | | | |
| 10 | 100 | 6.3 × 11 | 1.70 | 4.60 | 87 | 43 | | | | | | | |
| 12 | 120 | 6.3 × 11 | 1.40 | 3.80 | 96 | 48 | | | | | | | |
| 15 | 150 | 6.3 × 11 | 1.20 | 3.20 | 104 | 52 | | | | | | | |
| 18 | 180 | 6.3 × 11 | 1.00 | 2.70 | 114 | 58 | | | | | | | |
| 22 | 220 | 6.3 × 15 | 0.77 | 2.10 | 135 | 71 | | | | | | | |
| 27 | 270 | 6.3 × 15 | 0.63 | 1.70 | 149 | 80 | | | | | | | |
| 33 | 330 | 8 × 11.5 | 0.53 | 1.40 | 234 | 132 | | | | | | | |
| 39 | 390 | 8 × 15 | 0.46 | 1.20 | 272 | 156 | 10 × 12.5 | 0.49 | 1.30 | 271 | 155 | | |
| 47 | 470 | 8 × 15 | 0.39 | 1.10 | 295 | 175 | 10 × 12.5 | 0.42 | 1.10 | 293 | 174 | | |
| 56 | 560 | 8 × 20 | 0.34 | 0.92 | 347 | 208 | 10 × 15 | 0.36 | 0.97 | 337 | 202 | | |
| 68 | 680 | 10 × 20 | 0.28 | 0.76 | 426 | 264 | 12.5 × 15 | 0.31 | 0.84 | 402 | 249 | | |
| 82 | 820 | 10 × 20 | 0.25 | 0.68 | 447 | 284 | 12.5 × 15 | 0.27 | 0.73 | 430 | 273 | | |
| 100 | 101 | 10 × 25 | 0.21 | 0.57 | 526 | 347 | 12.5 × 15 | 0.23 | 0.62 | 466 | 308 | | |
| 120 | 121 | 10 × 31.5 | 0.18 | 0.49 | 606 | 406 | 16 × 15 | 0.20 | 0.54 | 663 | 444 | | |
| 150 | 151 | 10 × 31.5 | 0.15 | 0.41 | 663 | 459 | 16 × 15 | 0.18 | 0.47 | 699 | 484 | | |
| 180 | 181 | 12.5 × 25 | 0.13 | 0.35 | 734 | 520 | 16 × 15 | 0.15 | 0.41 | 766 | 543 | | |
| 220 | 221 | 12.5 × 31.5 | 0.12 | 0.32 | 816 | 595 | 18 × 15 | 0.13 | 0.35 | 881 | 643 | | |
| 270 | 271 | 12.5 × 31.5 | 0.10 | 0.27 | 894 | 667 | 16 × 20 | 0.11 | 0.30 | 995 | 742 | | |
| 330 | 331 | 12.5 × 35.5 | 0.088 | 0.24 | 1000 | 767 | 16 × 25 | 0.099 | 0.27 | 1140 | 874 | | |
| 390 | 391 | 12.5 × 40 | 0.078 | 0.21 | 1060 | 822 | 18 × 20 | 0.089 | 0.24 | 1170 | 908 | | |
| 470 | 471 | 16 × 31.5 | 0.069 | 0.19 | 1450 | 1150 | 18 × 25 | 0.080 | 0.22 | 1330 | 1060 | | |
| 560 | 561 | 16 × 35.5 | 0.062 | 0.17 | 1600 | 1300 | 18 × 31.5 | 0.072 | 0.19 | 1490 | 1210 | | |
| 680 | 681 | 16 × 40 | 0.055 | 0.15 | 1770 | 1470 | 18 × 31.5 | 0.065 | 0.18 | 1560 | 1300 | | |
| 820 | 821 | 18 × 35.5 | 0.049 | 0.13 | 1890 | 1590 | | | | | | | |
| 1000 | 102 | 18 × 40 | 0.044 | 0.12 | 2080 | 1790 | | | | | | | |

※ In case of low profile type, [6] will be put at 12th digit of type numbering system.

Standard Ratings

| Cap. (μF) | V (Code) | Size code | 100 (2A) | | | | | | | | | | | |
|-----------|----------|-------------|----------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|-----------------------------|--------------------|----------------|-------------------------|---------------|--|
| | | | Item | Case size φD × L (mm) | — | | | | 6 | | | | | |
| | | | | | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | | Case size φD × L (mm) | Impedance (Ω) MAX. | | Rated ripple (mArms) | | |
| | | | | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | | 20°C / 100kHz | -10°C / 100kHz | 105°C / 10kHz to 200kHz | 105°C / 120Hz | |
| 0.47 | R47 | 5 × 11 | 43.0 | 116.0 | 17 | 8 | | | | | | | | |
| 0.68 | R68 | 5 × 11 | 23.0 | 62.0 | 23 | 11 | | | | | | | | |
| 1 | 010 | 5 × 11 | 17.0 | 46.0 | 27 | 13 | | | | | | | | |
| 1.5 | 1R5 | 5 × 11 | 10.0 | 27.0 | 35 | 17 | | | | | | | | |
| 2.2 | 2R2 | 5 × 11 | 6.60 | 18.0 | 43 | 21 | | | | | | | | |
| 3.3 | 3R3 | 5 × 11 | 4.10 | 11.0 | 54 | 27 | | | | | | | | |
| 4.7 | 4R7 | 6.3 × 11 | 2.80 | 7.60 | 68 | 34 | | | | | | | | |
| 6.8 | 6R8 | 6.3 × 11 | 1.90 | 5.10 | 83 | 41 | | | | | | | | |
| 10 | 100 | 6.3 × 11 | 1.20 | 3.20 | 104 | 52 | | | | | | | | |
| 12 | 120 | 6.3 × 11 | 1.00 | 2.70 | 114 | 57 | | | | | | | | |
| 15 | 150 | 6.3 × 15 | 0.81 | 2.20 | 131 | 65 | | | | | | | | |
| 18 | 180 | 6.3 × 15 | 0.67 | 1.80 | 155 | 80 | | | | | | | | |
| 22 | 220 | 8 × 11.5 | 0.55 | 1.50 | 230 | 122 | | | | | | | | |
| 27 | 270 | 8 × 15 | 0.47 | 1.30 | 269 | 146 | 10 × 12.5 | 0.50 | 1.40 | 268 | 145 | | | |
| 33 | 330 | 8 × 15 | 0.38 | 1.00 | 299 | 169 | 10 × 12.5 | 0.42 | 1.10 | 293 | 166 | | | |
| 39 | 390 | 8 × 20 | 0.33 | 0.89 | 352 | 202 | 10 × 15 | 0.36 | 0.97 | 337 | 193 | | | |
| 47 | 470 | 10 × 20 | 0.28 | 0.76 | 423 | 252 | 12.5 × 15 | 0.31 | 0.84 | 402 | 239 | | | |
| 56 | 560 | 10 × 20 | 0.24 | 0.65 | 456 | 274 | 12.5 × 15 | 0.27 | 0.73 | 430 | 258 | | | |
| 68 | 680 | 10 × 25 | 0.21 | 0.57 | 526 | 326 | 12.5 × 15 | 0.23 | 0.62 | 466 | 289 | | | |
| 82 | 820 | 10 × 31.5 | 0.18 | 0.49 | 606 | 386 | 16 × 15 | 0.19 | 0.51 | 681 | 433 | | | |
| 100 | 101 | 10 × 31.5 | 0.15 | 0.41 | 663 | 438 | 16 × 15 | 0.17 | 0.46 | 719 | 475 | | | |
| 120 | 121 | 12.5 × 25 | 0.13 | 0.35 | 774 | 519 | 16 × 15 | 0.14 | 0.38 | 793 | 531 | | | |
| 150 | 151 | 12.5 × 25 | 0.11 | 0.30 | 798 | 553 | 18 × 15 | 0.12 | 0.32 | 917 | 635 | | | |
| 180 | 181 | 12.5 × 31.5 | 0.098 | 0.26 | 904 | 641 | 16 × 20 | 0.11 | 0.30 | 995 | 706 | | | |
| 220 | 221 | 12.5 × 35.5 | 0.087 | 0.23 | 1000 | 730 | 16 × 25 | 0.093 | 0.25 | 1170 | 854 | | | |
| 270 | 271 | 12.5 × 40 | 0.072 | 0.19 | 1130 | 843 | 18 × 20 | 0.080 | 0.22 | 1230 | 918 | | | |
| 330 | 331 | 16 × 31.5 | 0.062 | 0.17 | 1520 | 1160 | 18 × 25 | 0.070 | 0.19 | 1420 | 1080 | | | |
| 390 | 391 | 16 × 35.5 | 0.053 | 0.14 | 1730 | 1340 | 18 × 31.5 | 0.062 | 0.17 | 1600 | 1240 | | | |
| 470 | 471 | 16 × 40 | 0.047 | 0.13 | 1920 | 1530 | 18 × 35.5 | 0.056 | 0.15 | 1770 | 1410 | | | |
| 560 | 561 | 18 × 35.5 | 0.041 | 0.11 | 2070 | 1680 | | | | | | | | |
| 680 | 681 | 18 × 40 | 0.036 | 0.097 | 2300 | 1910 | | | | | | | | |

※ In case of low profile type, [6] will be put at 12th digit of type numbering system.

| Cap. (μF) | V Code | 160 | | 200 | | 250 | | 315 | | 350 | | 400 | | 450 | |
|-----------|--------|-----------|-----|-----------|-----|-----------|-----|-----------|-----|-----------|-----|-----------|-----|-----------|-----|
| | | 2C | | 2D | | 2E | | 2F | | 2V | | 2G | | 2W | |
| 1 | 010 | 8 × 11.5 | 19 | 8 × 11.5 | 19 | 8 × 11.5 | 19 | 8 × 11.5 | 19 | 10 × 12.5 | 21 | 10 × 12.5 | 17 | 10 × 15 | 17 |
| 2.2 | 2R2 | 8 × 11.5 | 30 | 8 × 11.5 | 30 | 10 × 12.5 | 32 | 10 × 12.5 | 32 | 10 × 15 | 34 | 10 × 15 | 28 | 10 × 20 | 28 |
| 3.3 | 3R3 | 10 × 12.5 | 50 | 10 × 12.5 | 50 | 10 × 15 | 52 | 10 × 15 | 52 | 10 × 20 | 54 | 10 × 20 | 47 | 12.5 × 20 | 48 |
| 4.7 | 4R7 | 10 × 12.5 | 57 | 10 × 15 | 60 | 10 × 15 | 60 | 10 × 20 | 65 | 10 × 20 | 65 | 12.5 × 20 | 55 | 12.5 × 25 | 55 |
| 10 | 100 | 10 × 15 | 90 | 10 × 20 | 95 | 12.5 × 20 | 98 | 12.5 × 20 | 98 | 12.5 × 25 | 100 | 12.5 × 25 | 85 | 16 × 25 | 90 |
| 22 | 220 | 12.5 × 20 | 140 | 12.5 × 25 | 145 | 16 × 25 | 150 | 16 × 25 | 150 | 16 × 25 | 150 | 16 × 31.5 | 130 | 16 × 35.5 | 135 |
| 33 | 330 | 12.5 × 25 | 175 | 16 × 25 | 180 | 16 × 25 | 180 | 16 × 31.5 | 185 | 16 × 35.5 | 190 | 18 × 35.5 | 170 | 18 × 40 | 170 |
| 47 | 470 | 16 × 25 | 220 | 16 × 25 | 220 | 16 × 31.5 | 225 | 18 × 35.5 | 235 | 18 × 40 | 240 | | | | |
| 100 | 101 | 16 × 35.5 | 330 | 18 × 40 | 345 | 18 × 40 | 345 | | | | | | | Case size | ※ 1 |

※ 1 Rated ripple current (mArms) at 105°C 120Hz