



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Αξιολόγηση τεχνικών οδήγησης του ημιελεγχόμενου
ανορθωτή ενός συστήματος επαγωγικής φόρτισης**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Αλέξανδρου Κ. Μοιρόπουλου

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Φεβρουάριος 2017



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Αξιολόγηση τεχνικών οδήγησης του ημιελεγχόμενου
ανορθωτή ενός συστήματος επαγωγικής φόρτισης**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Αλέξανδρου Κ. Μοιρόπουλου

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α. Δ. Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σ. Α. Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Φεβρουάριος 2017

.....
Αλέξανδρος Κ. Μοιρόπουλος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Αλέξανδρος Κ. Μοιρόπουλος, 2016
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All right reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή με 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 το συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Ο σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η ανάπτυξη στρατηγικής ελέγχου του ανορθωτή δευτερεύοντος συστημάτων επαγωγικής φόρτισης με αντιστάθμιση σειράς – σειράς. Οι εξεταζόμενες στρατηγικές στοχεύουν στη δυνατότητα αύξησης της μεταφερόμενης ισχύος μέσω του μετασχηματισμού του φορτίου ο οποίος προκύπτει από την ασύμμετρη φόρτιση του συντονισμένου κυκλώματος με ταυτόχρονη αύξηση της απόδοσης του συστήματος.

Σε αυτό το πλαίσιο, προτείνονται, μελετώνται και αξιολογούνται τρεις τεχνικές οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος, με τις οποίες προκαλείται βραχυκύκλωση του συντονισμένου δευτερεύοντος κυκλώματος κατά διαφορετικά ποσοστά του κύκλου λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, οι τρεις τεχνικές οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή ενός συστήματος επαγωγικής φόρτισης είναι η βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας, η βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας και η βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας.

Η μελέτη πραγματοποιείται μέσω του προγράμματος Matlab – Simulink και υποστηρίζεται από πειραματική επιβεβαίωση με χρήση πρωτότυπου συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος. Η διάταξη αποτελείται από αντιστροφέα υψηλής διακοπτικής συχνότητας, δυο συζευγμένα πηνία σε συνθήκες ασθενούς σύζευξης, πυκνωτές συντονισμού πρωτεύοντος και δευτερεύοντος και ελεγχόμενο ανορθωτή δευτερεύοντος για την τροφοδότηση της μπαταρίας. Οι εξεταζόμενες περιπτώσεις ασύμμετρης φόρτισης συγκρίνονται με ελεγχόμενη διάταξη ανόρθωσης πλήρους γέφυρας, η οποία αντιστοιχεί σε πλήρη φόρτιση του συντονισμένου κυκλώματος. Καταγράφεται αύξηση στη μεταφερόμενη ισχύ με όλες τις περιπτώσεις ασύμμετρης φόρτισης, για μεγάλο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση. Συγκεκριμένα, για μεγάλες τιμές αντίστασης εξόδου η αύξηση της μεταφερόμενης ισχύος συνοδεύεται από αύξηση της απόδοσης, ενώ για μικρές τιμές αντίστασης δε συνοδεύεται από αύξηση της απόδοσης.

Λέξεις Κλειδιά: επαγωγική φόρτιση, ημιελεγχόμενος ανορθωτής, ασύμμετρη φόρτιση, συντονισμένοι μετατροπείς

Abstract

The purpose of this undergraduate thesis is the development of control strategy for the secondary rectifier in wireless charging systems with series – series compensation. Tested strategies aim at increasing the power transferred through the load transformation that results from the asymmetrical loading of the tuned circuit while there is increased system efficiency.

In this regard, three driving techniques of the half-controlled secondary rectifier are proposed and studied, whereby short-circuit of the resonant secondary circuit is caused in different percentages of the operating cycle. Specifically, the three driving techniques of the half-controlled rectifier are the short-circuit of 50%, 2/3 and 2/4 of duty cycle.

The study is carried out by the program Matlab - Simulink and supported by experimental verification using original inductive power transfer system. The device consists of high switching frequency inverter, two coupled coils in weak coupling conditions, resonant primary and secondary capacitors and secondary controlled rectifier to feed the battery. Tested cases of asymmetric load compared with a controlled device full bridge rectifier, which corresponds to full charge of the resonant circuit. An increase in the transferred power to all asymmetric loading conditions is indicated, for a large range of operating frequencies compared with the full wave rectification. Specifically, for large output resistance values the increase of output power is accompanied with increase of efficiency, while for small output resistance values it is not accompanied with increase of efficiency.

Key - Words: wireless charging, half-controlled rectifier, asymmetric loading, resonant converters

Ευχαριστίες

Με την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας ολοκληρώνεται ένα σημαντικό κεφάλαιο της ακαδημαϊκής μου πορείας. Θα ήθελα να ευχαριστήσω τους ανθρώπους που με βοήθησαν στη διαδρομή αυτή.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Στέφανο Μανιά που μου έδωσε την ευκαιρία να γνωρίσω τον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος και τη δυνατότητα να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον και καινοτόμο θέμα σε αυτή την εργασία. Ένα ιδιαίτερο ευχαριστώ οφείλω στη Διδάκτορα Ελένη Γατή για τη διαρκή καθοδήγησή της για την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας και για τις εποικοδομητικές συζητήσεις που οδήγησαν στη διαμόρφωσή της.

Τις θερμές μου ευχαριστίες εκφράζω και στα μέλη της εξεταστικής επιτροπής, Καθηγητές Αντώνιο Κλαδά και Σταύρο Παπαθανασίου για τη συμμετοχή τους στην αξιολόγηση της παρούσας εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για την αγάπη και τη στήριξή τους τόσα χρόνια και τους φίλους μου, οι οποίοι στάθηκαν δίπλα μου σε κάθε βήμα αυτής της προσπάθειας.

Περιεχόμενα

| | |
|---|----|
| 1. Εισαγωγή | 17 |
| 1.1 Ιστορική Αναδρομή | 18 |
| 1.2 Σύγχρονες εφαρμογές επαγωγικής φόρτισης..... | 20 |
| 1.3 Γενική περιγραφή συστημάτων επαγωγικής φόρτισης..... | 22 |
| 1.4 Βαθμίδες εξεταζόμενης διάταξης επαγωγικής φόρτισης..... | 23 |
| 1.4.1 Μονοφασικός Αντιστροφέας σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας | 24 |
| 1.4.2 Ημιελεγχόμενος Ανορθωτής Δευτερεύοντος..... | 26 |
| 1.4.2.1 Έλεγχος μετατοπισμένης φάσης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Phase Shift Control of Semi – Bridgeless) | 26 |
| 1.4.2.2 Ασύμμετρη φόρτιση ενός σειριακού R – L – C κυκλώματος για αύξηση μεταφοράς ισχύος σε επαγωγικούς φορτιστές..... | 35 |
| 2. Θεωρητική Ανάλυση | 41 |
| 2.1 Τεχνικές παλμών οδήγησης ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος | 41 |
| 2.1.1 Πλήρης Ανόρθωση..... | 42 |
| 2.1.2 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας..... | 43 |
| 2.1.3 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 45 |
| 2.1.4 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 49 |
| 2.2 Μαθηματική Ανάλυση (Fourier)..... | 51 |
| 2.2.1 Ανάλυση για πλήρη ανόρθωση | 52 |
| 2.2.2 Ανάλυση για βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας..... | 56 |
| 2.2.3 Ανάλυση για βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 60 |
| 2.2.4 Ανάλυση για βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας λειτουργίας | 63 |
| 2.2.5 Συγκριτικά όλες οι περιπτώσεις με την πλήρη ανόρθωση | 67 |
| 3. Προσομοιώσεις με το πρόγραμμα Matlab/Simulink..... | 69 |
| 3.1 Δομή τεχνικών παλμών οδήγησης ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος και διατάξεις κυκλωμάτων | 69 |
| 3.1.1 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας..... | 69 |
| 3.1.2 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 72 |
| 3.1.3 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 77 |
| 3.2 Κυματομορφές για τις τέσσερις περιπτώσεις..... | 81 |
| 3.2.1 Πλήρης ανόρθωση..... | 81 |
| 3.2.2 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας..... | 83 |
| 3.2.3 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 85 |

| | |
|---|------------|
| 3.2.4 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 87 |
| 3.2.5 Σύγκριση όλων των τεχνικών οδήγησης του ανορθωτή δευτερεύοντος | 89 |
| 3.3 Σχολιασμός – Παρατηρήσεις Αποτελεσμάτων Προσομοιώσεων | 94 |
| 3.4 Έλεγχος τάσης εξόδου – DC Voltage Controller | 98 |
| 3.4.1 Αντίστοιχες ερευνητικές περιοχές για έλεγχο τάσεως και ισχύος εξόδου | 98 |
| 3.4.2 Έλεγχος τάσης εξόδου για μία τεχνική οδήγησης παλμών σε συνδυασμό με την πλήρη ανόρθωση | 101 |
| 3.4.3 Έλεγχος ισχύος εξόδου με συνδυασμό της πλήρους ανόρθωσης και της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας..... | 104 |
| 4. Πειραματική Αξιολόγηση..... | 107 |
| 4.1 Υλοποίηση των τριών τεχνικών οδήγησης του ανορθωτή δευτερεύοντος με τη βοήθεια του μικροπεξεργαστή | 108 |
| 4.1.1 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας..... | 108 |
| 4.1.2 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 108 |
| 4.1.3 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 111 |
| 4.2 Πειραματικές Μετρήσεις | 113 |
| 4.2.1 Πλήρης ανόρθωση..... | 114 |
| 4.2.2 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 115 |
| 4.2.3 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 117 |
| 4.2.4 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 119 |
| 4.3 Συγκριτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων και πειραμάτων | 121 |
| 4.3.1 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας..... | 121 |
| 4.3.2 Βραχυκύκλωση κατά 2/3 του κύκλου λειτουργίας..... | 122 |
| 4.3.3 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 123 |
| 4.4 Πειραματικά με βάση τις προσομοιώσεις..... | 127 |
| 5. Συμπεράσματα και προτάσεις μελλοντικής έρευνας..... | 129 |
| 5.1 Συμπεράσματα..... | 129 |
| 5.2 Πλεονεκτήματα τεχνικών ασύμμετρης φόρτισης..... | 130 |
| 5.3 Μειονεκτήματα τεχνικών ασύμμετρης φόρτισης..... | 131 |
| 5.4 Προτάσεις μελλοντικής χρήσης | 131 |
| 5.5 Προτάσεις μελλοντικής έρευνας | 132 |
| Παράρτημα Α | 135 |
| Κώδικας Matlab για την υλοποίηση των τεχνικών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος..... | 135 |

| | |
|---|------------|
| Παράρτημα Β | 137 |
| Κώδικας μικροεπεξεργαστή Dspic για την υλοποίηση των τεχνικών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος | 137 |
| Παράρτημα Γ..... | 147 |
| Φύλλο Προδιαγραφών MOSFET μοντέλου C2M0080120D | 147 |
| Παράρτημα Δ..... | 157 |
| Φύλλο Προδιαγραφών της διόδου μοντέλου STTH6004W | 157 |
| Παράρτημα Ε | 163 |
| Φυλλάδιο Προδιαγραφών Μετρητικού Ρεύματος LTS 15-NP | 163 |
| Βιβλιογραφία | 167 |

1. Εισαγωγή

Η διαρκώς αυξανόμενη χρήση ηλεκτρονικών και ηλεκτρικών συσκευών οδηγεί στην αυξανόμενη ανάγκη για κατανάλωση ηλεκτρικού ρεύματος. Τις τελευταίες δεκαετίες στόχος ήταν να μειωθεί ο όγκος των ηλεκτρικών συσκευών και μηχανημάτων που χρησιμοποιούνταν για τις καθημερινές ανάγκες μας. Ωστόσο, η επιστήμη έχει φτάσει σε ικανοποιητικά μεγέθη σε διάφορες συσκευές όπως οι τηλεοράσεις και γι' αυτό το λόγο οι ανησυχίες της επιστημονικής κοινότητας κινήθηκαν τα τελευταία χρόνια και σε άλλες ερευνητικές κατευθύνσεις ιδιάζουσας σημασίας. Μία από αυτές ήταν η επαγωγική μεταφορά ισχύος (inductive power transfer - IPT) η οποία οδήγησε στην ανάπτυξη τέτοιων συστημάτων. Αυτά τα συστήματα καθιστούν δυνατή την ευελιξία και εύκολη πρόσβαση στη φόρτιση ηλεκτρικών συσκευών χωρίς τη χρήση καλωδίων που αρκετές φορές περιορίζουν το χρήστη σε σημαντικό βαθμό. Η επαγωγική μεταφορά ισχύος έγινε πιο αναγκαία τα τελευταία χρόνια λόγω σύγχρονων και σύνθετων προβλημάτων που χρήζουν αντιμετώπισης. Συγκεκριμένα, με την επαγωγική μεταφορά ισχύος μπορούν να λυθούν τα εξής προβλήματα:

- Η επαγωγική μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας μπορεί να ωφελήσει απομακρυσμένες και δύσβατες περιοχές. Ειδικά μικρές αγροτικές κοινότητες μπορούν να χρησιμοποιήσουν ενέργεια προερχόμενη από επαγωγική μεταφορά [1], [2].
- Η χρήση επαγωγικής μεταφοράς ισχύος είναι επιπλέον σημαντική εξοικονόμηση οικονομικών πόρων. Με την επαγωγική μεταφορά ισχύος δε χρειάζεται η κατασκευή φυσικών υποδομών όπως τα δίκτυα και οι πύργοι. Συνεπώς, τα τεράστια χρηματικά ποσά για την κατασκευή τους εξοικονομούνται και μπορούν να διατεθούν σε άλλες κοινωνικές παροχές [1], [2].
- Μετά από έντονες βροχοπτώσεις ή φυσικές καταστροφές συχνά παρατηρούνται ζημιές στις φυσικές υποδομές και διακοπή παροχής ηλεκτρικής ενέργειας στους τελικούς καταναλωτές. Αυτά τα προβλήματα είναι δυνατόν να σταματούν να υφίστανται με τη βοήθεια της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος [1].
- Οι απώλειες μεταφοράς και διαμονής έχουν συνδεθεί με τα παραδοσιακά δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας. Με την κατάλληλη ανάπτυξη της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος θα ξεπεραστούν.
- Η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας με τη χρήση μικροκυμάτων είναι πιο φιλική μέθοδος προς το περιβάλλον, διότι δεν περιλαμβάνει καμία εκπομπή αερίων του διοξειδίου του άνθρακα.
- Η χρήση της μπαταρίας για ηλεκτρικές και ηλεκτρονικές συσκευές μπορεί να εξαλειφθεί εντελώς, εφόσον μία συσκευή βρίσκεται διαρκώς σε κατάσταση φόρτισης μέσω της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος [1].
- Στην πλειοψηφία των εφαρμογών είναι επιθυμητό τα ηλεκτρονικά να είναι κλειστά προκειμένου να μην έρχονται σε επαφή με τον αέρα ή το νερό και διαβρώνονται. Αυτή τη δυνατότητα την παρέχει η επαγωγική μεταφορά ισχύος.

Στο κεφάλαιο 1 πραγματοποιείται μία γενική επιθεώρηση του ερευνητικού πλαισίου και σχετικών ερευνητικών εργασιών.

Στο κεφάλαιο 2 γίνεται θεωρητική ανάλυση των τριών τεχνικών παλμών οδήγησης για τον ημιελεγχόμενο ανορθωτή δευτερεύοντος και συγκεκριμένα για τις περιπτώσεις 1) της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας, 2) της βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας και 3) της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας. Επίσης, πραγματοποιείται εκτενής περιγραφή των συγκεκριμένων περιπτώσεων και μαθηματική ανάλυση (Fourier).

Στο κεφάλαιο 3 πραγματοποιείται η εφαρμογή της θεωρητικής ανάλυσης των τεχνικών οδήγησης του ελεγχόμενου ανορθωτή με τη βοήθεια του προγράμματος Matlab – Simulink. Επιπλέον, γίνεται αναφορά των τεχνικών με τις οποίες μπορεί να πραγματοποιηθεί έλεγχος της τάσης εξόδου προκειμένου να σταθεροποιηθεί στο επιθυμητό επίπεδο και αντίστοιχη παρουσίαση μιας σχετικής υλοποίησης στο Matlab – Simulink.

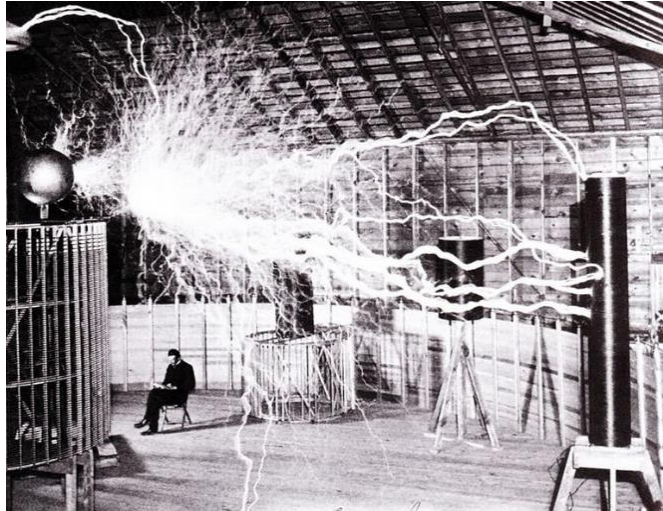
Στο κεφάλαιο 4 πραγματοποιείται η πειραματική αξιολόγηση των τεχνικών οδήγησης του ελεγχόμενου ανορθωτή με τον μικροεπεξεργαστή DSPIC33EP512MU810 και εκτενής παρουσίαση των αποτελεσμάτων και συμπερασμάτων.

Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται τα συνολικά συμπεράσματα των συγκεκριμένων τεχνικών οδήγησης του ελεγχόμενου ανορθωτή, τα μειονεκτήματα και τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν, εφαρμογές στις οποίες μπορούν να υλοποιηθούν οι τεχνικές και προτάσεις για μελλοντική έρευνα.

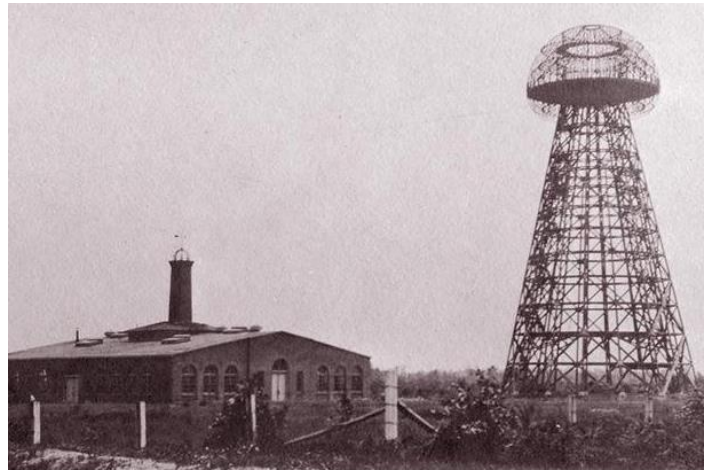
1.1 Ιστορική Αναδρομή

Η αρχική ιδέα προϋπάρχει αρκετά χρόνια πριν και συγκεκριμένα οι ρίζες της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος βρίσκονται στο 19ο αιώνα. Αρχικά, το 1819 ο H. C. Oersted ανακάλυψε ότι το ηλεκτρικό ρεύμα δημιουργεί γύρω του μαγνητικό πεδίο. Η θεμελίωση της συγκεκριμένης ανακάλυψης πραγματοποιήθηκε το 1820 από τον André-Marie Ampere. Το 1831 ο Michael Faraday αναπτύσσει το νόμο της επαγωγής που περιγράφει την ηλεκτροδυναμική δύναμη η οποία προκαλείται σε έναν αγωγό από μία χρονικά μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή. Το 1864 ο James Clerk Maxwell συνθέτει τις εξισώσεις του οι οποίες περιγράφουν τον τρόπο με τον οποίο δημιουργούνται και αλληλοεπιδρούν το ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο.

Με βάση τη θεωρητική προσέγγιση του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου το 1888 ο Heinrich Rudolf Hertz επιβεβαιώνει την ύπαρξη της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Ωστόσο, λίγα χρόνια αργότερα και συγκεκριμένα ο Nikola Tesla (1856 – 1943) παρουσίασε την ιδέα της επαγωγικής φόρτισης (Wireless Charging) το 1891 με το διαβόητο «πηνίο Tesla» [2],[3],[4] το οποίο είναι ένα είδος συντονιζόμενου μετασχηματιστή. Εξέλιξή του ήταν ο λεγόμενος «Μεγεθυντικός Εκπομπός» (“Magnifying Transmitter”) τον οποίο κατασκεύασε ο Tesla με στόχο την επαγωγική μεταφορά ισχύος. Επίσης, το 1901 ο N. Tesla κατασκεύασε τον Πύργο «Wardenclyffe» προκειμένου να καταφέρει τη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας μέσω της Ιονόσφαιρας.



Σχ. 1.1 – Μεγεθυντικός Εκπομπός του N. Tesla για επαγωγική μεταφορά ισχύος [5]



Σχ. 1.2 – Πύργος Wanderclyffe του N. Tesla [6]

Ο Tesla πειραματίστηκε με μία σειρά από διαφορετικές διατάξεις, που μπορεί να αποτελούνται από δύο ή και από τρεις συζεύξεις ηλεκτρικών κυκλωμάτων. Συγκεκριμένα, ο Tesla χρησιμοποίησε αυτές τις σπείρες για τη διεξαγωγή πρωτοπόρων πειραμάτων στον φωτισμό με πηγή το ηλεκτρικό ρεύμα, στο φωσφορισμό, στις ακτινογραφίες με ακτίνες Χ, στην ηλεκτροθεραπεία με εναλλασσόμενο ρεύμα και στην μαζική μεταφορά μεγάλων ποσοτήτων ηλεκτρικής ενέργειας χωρίς καλώδια. Βασισμένοι στη γνώση από τον Tesla και από τις ευνοϊκές συνθήκες ανάπτυξης της επαγωγικής φόρτισης έγιναν τα πρώτα βήματα εμφάνισής της τα τελευταία χρόνια σε διάφορες εφαρμογές. Ωστόσο, μένει να αποδειχθεί εάν ο 21^{ος} αιώνας θα είναι ο αιώνας της ουσιαστικής εφαρμογής της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος όπως ο 20ος αιώνας είναι άρρηκτα συνδεδεμένος με την ανάπτυξη των υπολογιστών και των πληροφοριακών συστημάτων [7] , [8] , [9] , [10] , [11] , [12].

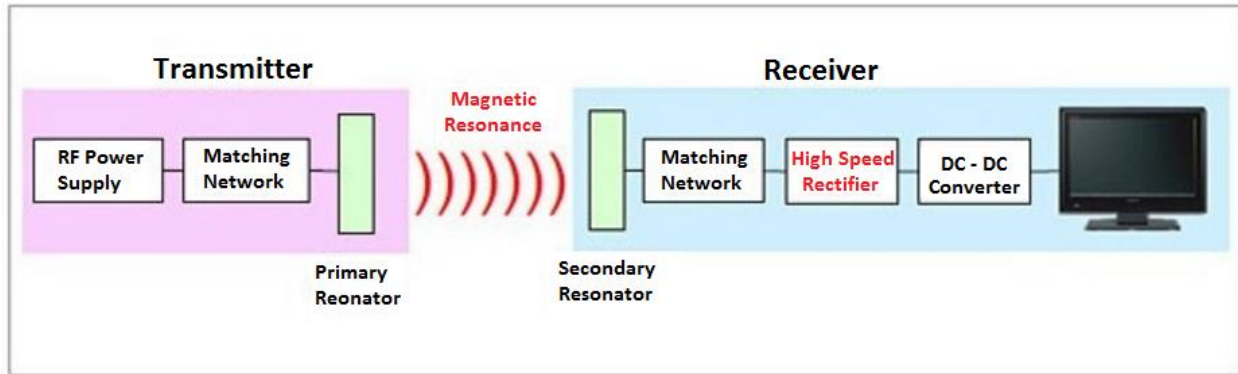
1.2 Σύγχρονες εφαρμογές επαγωγικής φόρτισης

Η ασύρματη φόρτιση είναι από τις ελάχιστες τεχνολογίες που ενώ έχει παρουσιαστεί με πρωτότυπα συστήματα πάνω από μισό αιώνα, δεν έχει αναπτυχθεί ιδιαιτέρως εμπορικά με αποτέλεσμα να υπάρχουν λίγα τεχνολογικά προϊόντα ευρέως κατανάλωσης που κάνουν χρήση της συγκεκριμένης τεχνολογίας. Οι εφαρμογές στις οποίες χρησιμοποιείται είναι κυρίως συστήματα χαμηλής ισχύος, ενώ η χρήση της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος σε συστήματα υψηλής ισχύος είναι περιορισμένη, καθώς τα συγκεκριμένα συστήματα παρουσιάζουν σημαντική διαφοροποίηση στη λειτουργία τους που εξαρτάται από διάφορους παράγοντες όπως η διάταξη και το μέγεθος του διακένου. Αυτοί οι παράγοντες έχουν ως συνέπεια μεγάλες απώλειες ισχύος και επομένως η ισχύς εξόδου και απόδοση να μη βρίσκονται σε ικανοποιητικά επίπεδα.

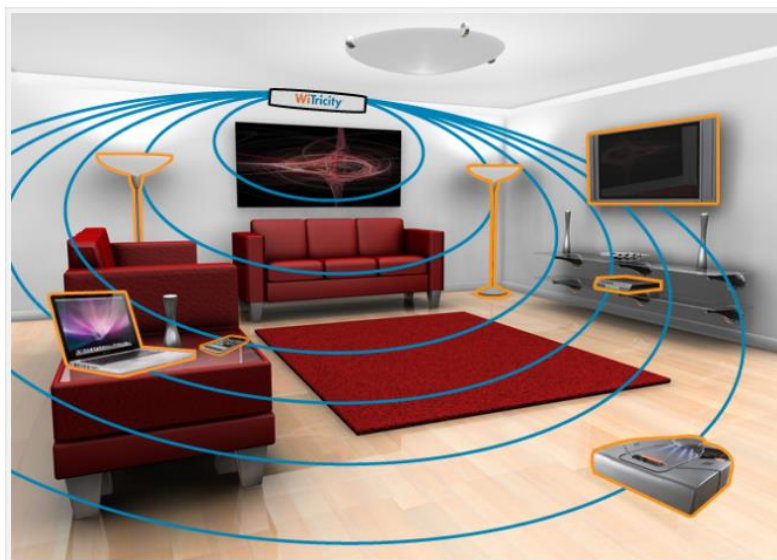
Εφαρμογές επαγωγικής φόρτισης που βρίσκονται σε ισχύ ή πρόκειται να αποτελέσουν μερίδιο της αγοράς μέσα στα επόμενα χρόνια είναι τα πλαίσια (pads) επαγωγικής φόρτισης κινητών τηλεφώνων ή ποντικών για ηλεκτρονικό υπολογιστή, η ασύρματη τροφοδότηση τηλεοράσεων, φορητών υπολογιστών ή γενικά ηλεκτρικών οικιακών συσκευών και τέλος η ασύρματη φόρτιση ηλεκτρικών αυτοκινήτων. Κάποιες αυτοκινητοβιομηχανίες έχουν καταφέρει να τροποποιήσουν συμβατικά αυτοκίνητα από βενζινοκίνητα σε ηλεκτρικά. Μέσα από τέτοιες εφαρμογές αποδεικνύεται ότι η επιτευξιμότητα της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος είναι εμφανής σε συστήματα χαμηλής ισχύος, ενώ τα συστήματα υψηλής κίνησης είναι περισσότερο συνδεδεμένα με τα ηλεκτροκίνητα αυτοκίνητα. Οι εφαρμογές με ασύρματη φόρτιση αποτελούν απόρροια της ευαισθητοποίησης του κοινού για τις κλιματικές αλλαγές και του οικολογικού προσανατολισμού των σύγχρονων κοινωνιών με απώτερο στόχο την στροφή σε πιο φιλικές τεχνολογίες και εφαρμογές προς το περιβάλλον [13], [14], [15], [16], [17].



Σχ. 1.3 – Εγκατάσταση ηλεκτρικού συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος 3.3 kW και 6.6 kW στο μοντέλο Delta E – 4 και ηλεκτρικό σύστημα 7 kW στο μοντέλο Rolls Royce 102EX από την εταιρεία Qualcomm [18]



Σχ. 1.4 – Σύστημα επαγωγικής τροφοδότησης τηλεόρασης της εταιρείας Sony [19]



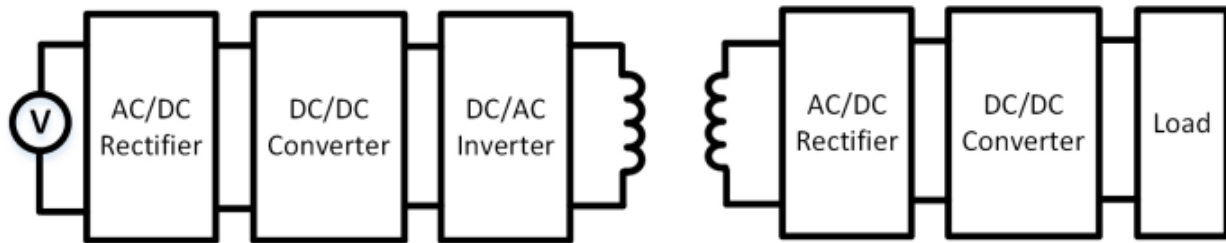
Σχ. 1.5 – Πρόταση για επαγωγική φόρτιση οικιακών συσκευών από την εταιρεία Witricity [5]



Σχ. 1.6 – Φορτιστής κινητών τηλεφώνων της εταιρείας Samsung [20]

1.3 Γενική περιγραφή συστημάτων επαγωγικής φόρτισης

Συνοπτικά, οι βαθμίδες ενός συστήματος επαγωγικής φόρτισης είναι: ένας ανορθωτής (rectifier) της παροχής τάσης του δικτύου, ένας μετατροπέας DC/DC (converter DC/DC) , ένας αντιστροφέας (inverter) υψηλής διακοπτικής συχνότητας, τα πλαίσια των τυλιγμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος που λειτουργούν ως συζευγμένα πηνία, ένας ανορθωτής δευτερεύοντος, ένας μετατροπέας DC/DC δευτερεύοντος που παρέχει την DC τάση εξόδου στο φορτίο (load).



Σχ. 1.7 – Διάγραμμα βαθμίδων συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος [2]

Το σύστημα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος λειτουργεί με τον ακόλουθο τρόπο:

Αρχικά, μία πηγή ισχύος, που είναι το δίκτυο, απαιτείται για να τροφοδοτήσει τον AC/DC ανορθωτή (rectifier). Καθώς η παγκόσμια εμπορική AC του δικτύου λειτουργεί είτε στα 50 Hz είτε στα 60 Hz, που είναι πολύ χαμηλή συχνότητα για να οδηγήσει το σύστημα επαγωγικής φόρτισης, ο επαγωγικός φορτιστής αυξάνει την AC συχνότητα μετατρέποντας αρχικά την AC τάση σε DC τάση. Μετέπειτα, αυξάνεται το επίπεδο της DC τάσης και μετατρέπεται ξανά σε AC. Καθώς η ισχύς υψηλής συχνότητας στο AC διαρρέει το πηνίο πρωτεύοντος (transmitter coil) τότε δημιουργείται μαγνητικό πεδίο γύρω από αυτό. Συνεπώς, η ισχύς μεταφέρεται στο πηνίο δευτερεύοντος (receiver coil) διαμέσου του διακένου αέρος και μετατρέπεται από AC σε DC μέσω του ανορθωτή δευτερεύοντος σε συνδεσμολογία γέφυρας με διόδους. Τέλος, μέσω ενός μετατροπέα DC/DC παρέχεται η DC τάση που απαιτεί το φορτίο.

Η συγκεκριμένη διάταξη επαγωγικής φόρτισης μπορεί να δίνει τη δυνατότητα της ευελιξίας και της απεξάρτησης από μπαταρίες που ξεπερνούν τα 40 δισεκατομμύρια κάθε χρόνο και πολλές από τις οποίες καταλήγουν σε χωματερές προκαλώντας μόλυνση του εδάφους και των υδάτων ή να μη χρησιμοποιούνται καλώδια τα οποία περιορίζουν σημαντικά τη χρήση των ηλεκτρικών συσκευών. Ωστόσο, η διάταξη της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος χρήζει βελτίωσης λόγω αρκετών σημαντικών μειονεκτημάτων. Συγκεκριμένα:

- Κατόπιν μελέτης και παρατήρησης των συστημάτων επαγωγικής μεταφοράς ισχύος (IPT) παρατηρήθηκε πως δεν είναι ο πιο αποδοτικός τρόπος φόρτισης, καθώς επιτυγχάνονται χαμηλές αποδόσεις. Οι χαμηλές αποδόσεις οφείλονται στο μεγάλο διάκενο αέρος μεταξύ των πηνίων με αποτέλεσμα να εμποδίζεται η μετάδοση μεγάλης ισχύος λόγω απωλειών σκέδασης της μαγνητικής ροής. Δηλαδή, τα πηνία πρέπει να είναι πολύ κοντά μεταξύ τους

και να έχουν το κατάλληλο μέγεθος έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες ισχύος οι οποίες είναι σημαντικές.

- Άλλος ένας προβληματισμός είναι η εύρεση τρόπου μείωσης του όγκου της διάταξης επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με ταυτόχρονη μείωση του κόστους κατασκευής της. Δηλαδή, αν επιτευχθεί στην έξοδο του ανορθωτή δευτερεύοντος να υπάρχει η επιθυμητή τάση εξόδου χωρίς να χρειάζεται ένας μετατροπέας DC/DC τότε το φορητό τμήμα της διάταξης θα έχει μειωμένο όγκο.

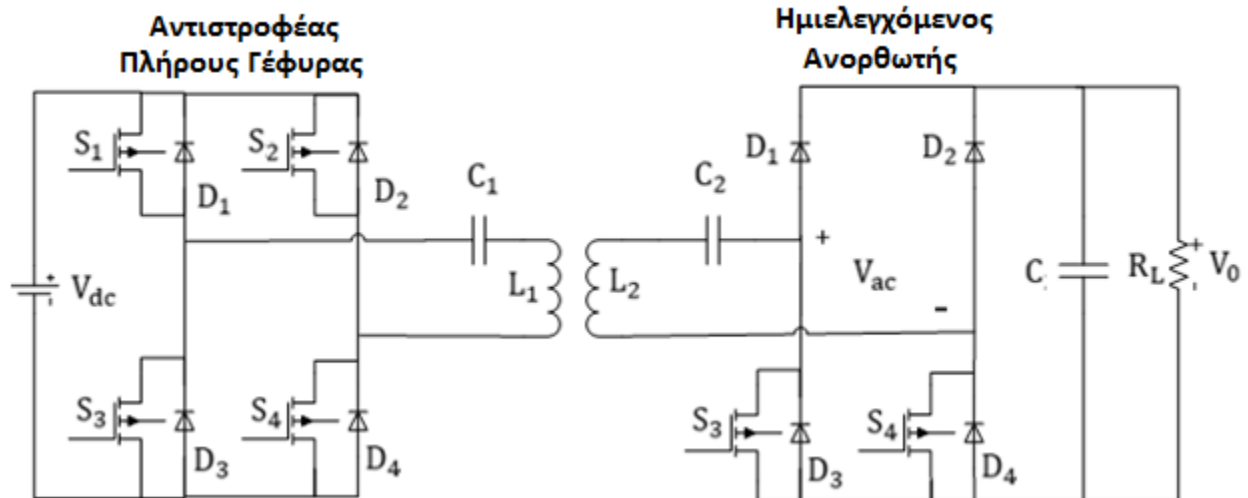
Στα πλαίσια της εύρεσης λύσεων σε αυτούς τους δύο προβληματισμούς, στην παρούσα διπλωματική εργασία σκοπός είναι η αξιολόγηση τεχνικών οδήγησης του ανορθωτή δευτερεύοντος σε συστήματα επαγωγικής φόρτισης. Ωστόσο, είναι απαραίτητο πρώτα να αλλάξει η δομή του ανορθωτή και από ανορθωτή σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας να μετατραπεί σε ημιελεγχόμενο ανορθωτή. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται διάφοροι συνδυασμοί παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος της διάταξης της επαγωγικής φόρτισης προκειμένου να μεταβάλλεται η ισχύς, που δίνεται στη μπαταρία, χωρίς ταυτόχρονα να τροποποιείται η μονοφασική παροχή του δικτύου. Δηλαδή, στόχος είναι η επίτευξη διάταξης επαγωγικής μεταφοράς ισχύος η οποία θα έχει μικρότερες απώλειες ισχύος σε σχέση με τη συμβατική διάταξη με αποτέλεσμα την αύξηση της ισχύος εξόδου και της απόδοσης αψηφώντας περιορισμούς της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος όπως η μη ευθυγράμμιση μεταξύ των συζευγμένων πηνίων, η συχνότητα λειτουργίας κατά την οποία δε λειτουργεί σε συνθήκες συντονισμού και τις υψηλές απώλειες του διακένου.

1.4 Βαθμίδες εξεταζόμενης διάταξης επαγωγικής φόρτισης

Στο παρόν τμήμα πραγματοποιείται μία θεωρητική προσέγγιση στην προτεινόμενη διάταξη επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με ημιελεγχόμενο ανορθωτή δευτερεύοντος για ασύρματη φόρτιση. Συγκεκριμένα, πραγματοποιείται λεπτομερής περιγραφή της λειτουργίας κάθε τμήματος της διάταξης και λόγω του γεγονότος ότι εξετάζονται τεχνικές οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος γίνεται αναφορά σε αντίστοιχες ερευνητικές εργασίες όπου χρησιμοποιούνται άλλες τεχνικές οδήγησης του ανορθωτή ή προτείνονται πρωτότυπες διατάξεις επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

Συγκεκριμένα, τα κύρια τμήματα της εξεταζόμενης διάταξης επαγωγικής φόρτισης είναι:

- Αντιστροφέας πρωτεύοντος σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας (DC/AC)
- Πρωτεύον και δευτερεύον τύλιγμα μετασχηματιστή μεγάλου διακένου
- Ημιελεγχόμενος ανορθωτής δευτερεύοντος (AC/DC)

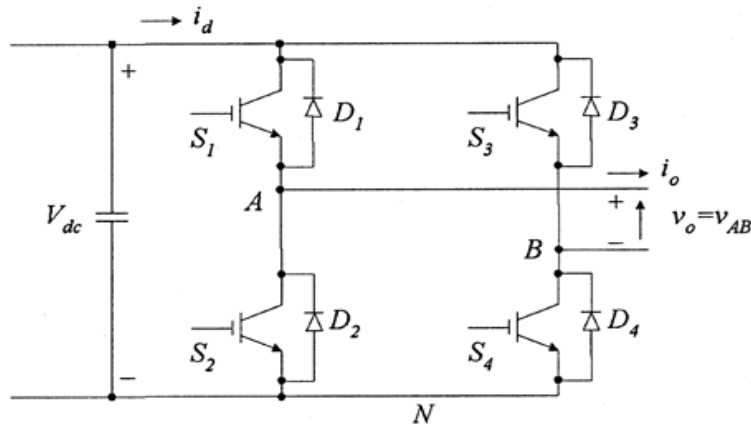


Σχ. 1.8 – Διάταξη Επαγωγικής Φόρτισης

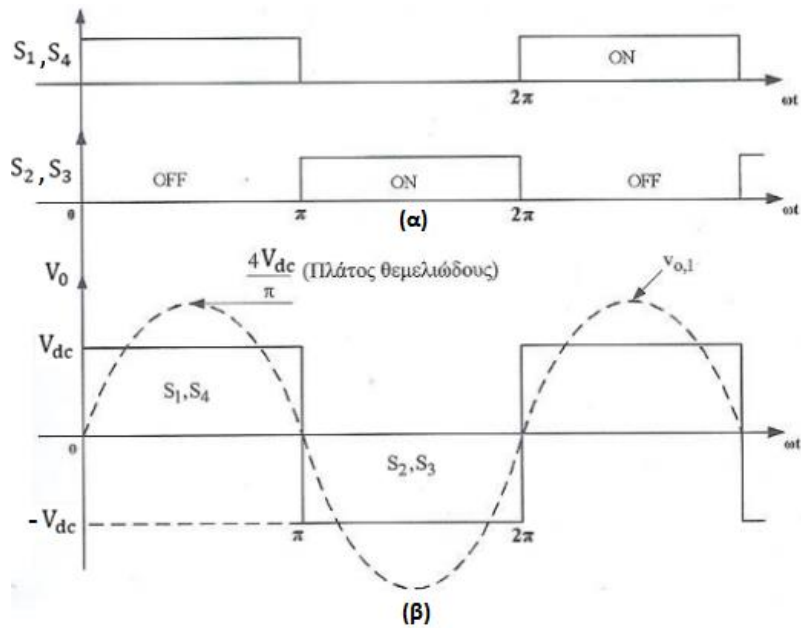
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.8 οι προηγούμενες βαθμίδες από τον αντιστροφέα σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας αντικαταστάθηκαν με μία DC τάση εισόδου στην οποία δίνεται η επιθυμητή τιμή. Άλλα χαρακτηριστικά της προτεινόμενης διάταξης επαγωγικής φόρτισης είναι ότι ο ανορθωτής σε συνδεσμολογία γέφυρας μετατράπηκε σε έναν ημιελεγχόμενο ανορθωτή προκειμένου με τη βοήθεια των παλμών οδήγησης στους ημιαγωγικούς διακόπτες S_3 και S_4 να επιτευχθεί αύξηση της ισχύος εξόδου με ταυτόχρονη αύξηση της απόδοσης χωρίς να υπάρχει μετατροπέας DC/DC πριν το φορτίο (Σχήμα 1.7). Τέλος, σε αυτή την εξεταζόμενη διάταξη χρησιμοποιείται αντιστάθμιση σειράς – σειράς.

1.4.1 Μονοφασικός Αντιστροφέας σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας

Η χρησιμότητα του αντιστροφέα είναι να παίρνει την DC τάση που προκύπτει από τα προηγούμενα στάδια και να τη μετατρέπει σε AC προκειμένου να την παρέχει στο πρωτεύον του μετασχηματιστή. Ωστόσο, στη θεωρητική μελέτη οι προηγούμενες βαθμίδες από τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας αντικαταστάθηκαν με μία DC τάση εισόδου. Στη συγκεκριμένη περίπτωση ο μονοφασικός αντιστροφέας είναι σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας και υλοποιείται με παλμούς οδήγησης των MOSFETs εύρους 180° . Η τοπολογία έχει δοθεί στο Σχήμα 1.9.



Σχ. 1.9 – Αντιστροφέας σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας



Σχ. 1.10 – (α) Παλμοί οδήγησης των S_1, S_4 και S_2, S_3 και (β) Κυματομορφές αντιστροφέα με τάση εξόδου δύο επιπέδων [21]

Όπως διαπιστώνεται από το Σχήμα 1.10 (β), το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου είναι:

$$\hat{V}_{0,1} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sin(\delta/2) \quad (1.1)$$

όπου V_{dc} = DC τάση εισόδου του αντιστροφέα

δ = το εύρος των παλμών της τάσης εξόδου

$\hat{V}_{0,1}$ = το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου

Κατά συνέπεια η μέγιστη τιμή του πλάτους της θεμελιώδους αρμονικής της τάσης εξόδου προκύπτει όταν $\delta = 180^\circ$ και από τη σχέση (1.1) ισχύει:

$$\hat{V}_{0,1} = \frac{4V_{dc}}{\pi} = 1.27V_{dc} \quad (1.2)$$

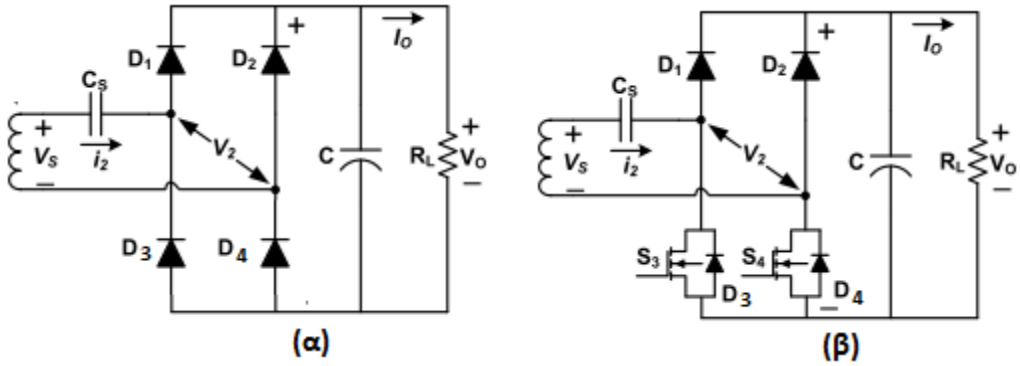
Είναι αναγκαίο να επισημανθεί ότι η δίοδος ελεύθερης διέλευσης, η οποία είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα με ένα ημιαγωγικό διακόπτη, δίνει τη δυνατότητα αμφίπλευρης ροής ρεύματος στον ημιαγωγικό διακόπτη. Συνεπώς, υπάρχει η δυνατότητα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας όχι μόνο από την είσοδο προς την έξοδο αλλά και από την έξοδο προς την είσοδο και κατά συνέπεια να υπάρχει εξοικονόμηση ηλεκτρικής ενέργειας. Επίσης, η δίοδος ελεύθερης διέλευσης δίνει τη δυνατότητα μέσω αυτής να γίνεται η εκφόρτιση των αυτεπαγωγών του φορτίου προκειμένου να μη δημιουργούν υπερτάσεις στα άκρα των ημιαγωγικών διακοπών που θα οδηγούσε στην καταστροφή τους. [21]

1.4.2 Ημιελεγχόμενος Ανορθωτής Δευτερεύοντος

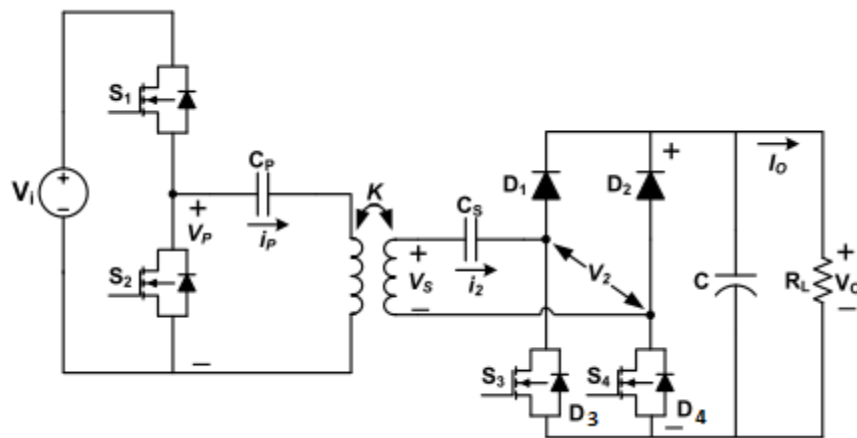
Ο ανορθωτής δευτερεύοντος μπορεί να ελεγχθεί με διάφορους τρόπους προκειμένου να υπάρχει στην έξοδο επιθυμητό επίπεδο τάσης και ισχύος παρακάμπτοντας το στάδιο των DC/DC μετατροπών. Επίσης, υπάρχει η ευχέρεια να δημιουργείται μεγαλύτερο εύρος επιπέδων τάσης και ισχύος παρέχοντας στο χρήστη περισσότερες δυνατότητες για εμπορικές εφαρμογές. Γι' αυτό το λόγο στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία μελετώνται και συγκρίνονται σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση τρεις διαφορετικές τεχνικές οδήγησης παλμών του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος. Ωστόσο, για την καλύτερη και ομαλότερη κατανόηση της υλοποίησης των συγκεκριμένων τεχνικών είναι αναγκαίο να αναφερθούν παρόμοιες ερευνητικές εργασίες στις οποίες επιτυγχάνεται μεταβολή της ισχύος εξόδου και της απόδοσης μέσω της οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος.

1.4.2.1 Έλεγχος μετατοπισμένης φάσης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Phase Shift Control of Semi – Bridgeless)

Για να υλοποιηθεί ο έλεγχος μετατοπισμένης φάσης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή είναι αναγκαίο οι δύο δίοδοι D_3 και D_4 του ανορθωτή πλήρους ανόρθωσης σε συνδεσμολογία γέφυρας (Σχήμα 1.11(α)) να αντικατασταθούν με τα MOSFETs S_3 , S_4 και τις αντιπαράλληλες δίοδους D_3 , D_4 (Σχήμα 1.11(β)) όπου η οδήγησή τους πραγματοποιείται με σήμα μετατοπισμένης φάσης. Η συγκεκριμένη τεχνική οδήγησης παλμών δίνει τη δυνατότητα να επιτευχθεί μεταβολή της ισχύος εξόδου και της απόδοσης χωρίς να μεταβάλλεται η συχνότητα λειτουργίας.



Σχ. 1.11 – (α) Ανορθωτής πλήρους ανόρθωσης σε συνδεσμολογία γέφυρα (β) Ημιελεγχόμενος ανορθωτής



Σχ. 1.12 – Διάταξη επαγωγικής φόρτισης με ημιελεγχόμενο ανορθωτή για την τεχνική του ελέγχου μετατοπισμένης φάσης [22]

Υπάρχουν τέσσερις φάσεις λειτουργίας του ημιελεγχόμενου ανορθωτή.

ΦΑΣΗ I:

Κατά τη διάρκεια της πρώτης φάσης λειτουργίας, η δίοδος D_1 και η δίοδος D_4 είναι σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 1.13 (α)). Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν θετική τιμή.

ΦΑΣΗ II:

Στη δεύτερη φάση λειτουργίας ο διακόπτης S_4 και η δίοδος D_3 είναι σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 1.13 (β)). Είναι λογικό, καθώς σε αυτή την περίπτωση ο διακόπτης S_4 είναι σε λειτουργία αγωγής εφόσον έχει σταλθεί παλμός και η δίοδος D_2 δεν έχει στα άκρα της πτώση τάσης ($\approx 0.7 V$) για να διαρρέεται από ρεύμα. Συνεπώς, η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή είναι βραχυκυκλωμένη και ακολούθως το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν μηδενική τιμή.

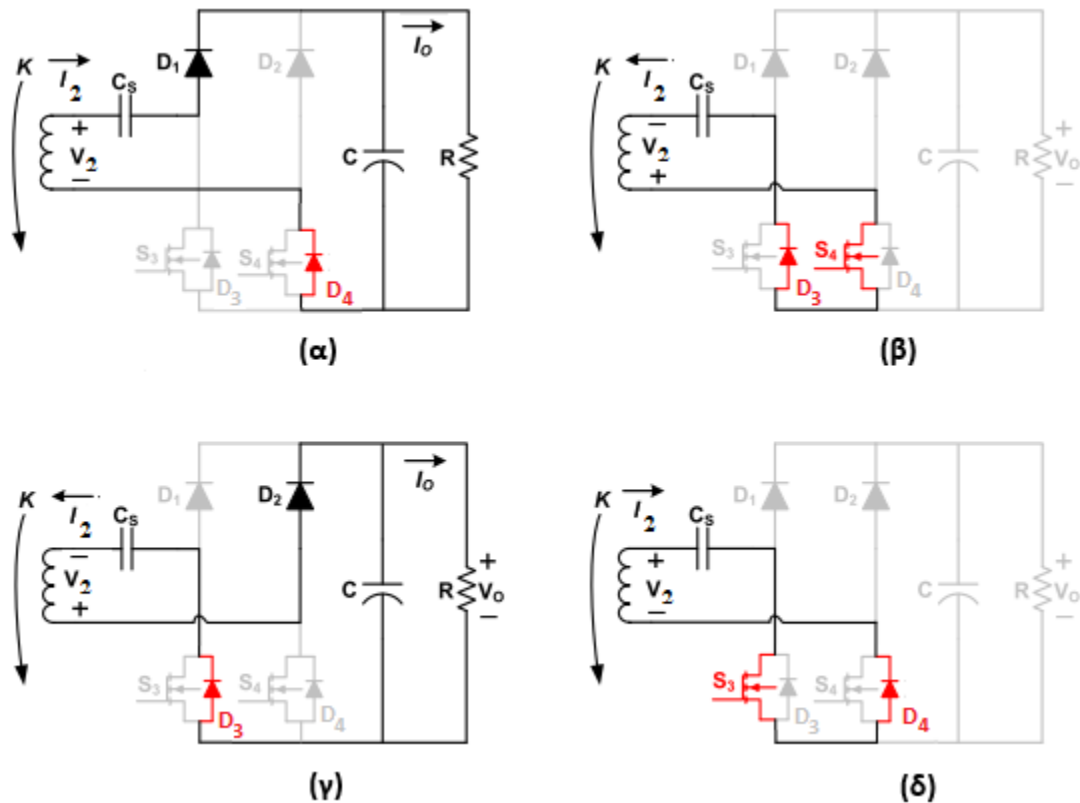
ΦΑΣΗ ΙΙΙ:

Στην τρίτη φάση λειτουργίας η δίοδος D_2 και η αντιπαράλληλη δίοδος του διακόπτη S_3 , δηλαδή η δίοδος D_3 , είναι σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 1.13 (γ)). Το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν και πάλι θετική τιμή.

ΦΑΣΗ ΙV:

Στην τέταρτη και τελευταία φάση λειτουργίας ο διακόπτης S_3 και η αντιπαράλληλη δίοδος του διακόπτη S_4 είναι σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 1.13 (δ)). Το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν μηδενική τιμή, διότι και πάλι η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή είναι βραχυκυκλωμένη.

Στο Σχήμα 1.14 απεικονίζονται οι κυματομορφές ρευμάτων και τάσεων των ημιαγωγικών στοιχείων (δίοδων και MOSFETs), της τάσης εισόδου του ελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος V_2 και του ρεύματος δευτερεύοντος i_2 .



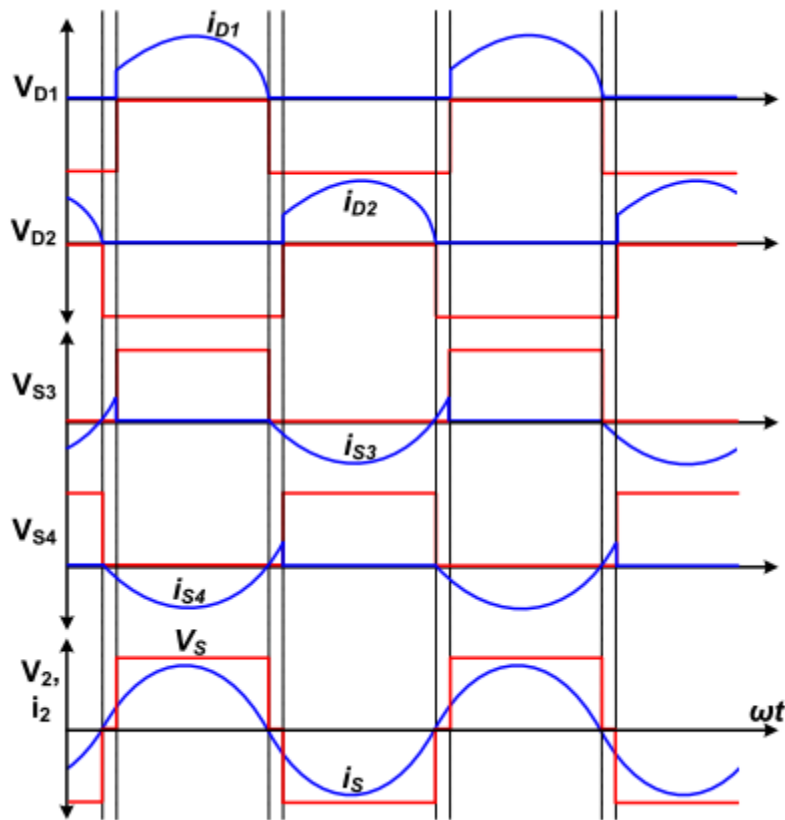
Σχ. 1.13 – Φάσεις λειτουργίας του ελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος [22]

(α) $V_S > 0$, $i_2 > 0$ και $V_0 > 0$, $i_0 > 0$

(β) $V_S < 0$, $i_2 < 0$ και $V_0 = 0$, $i_0 = 0$

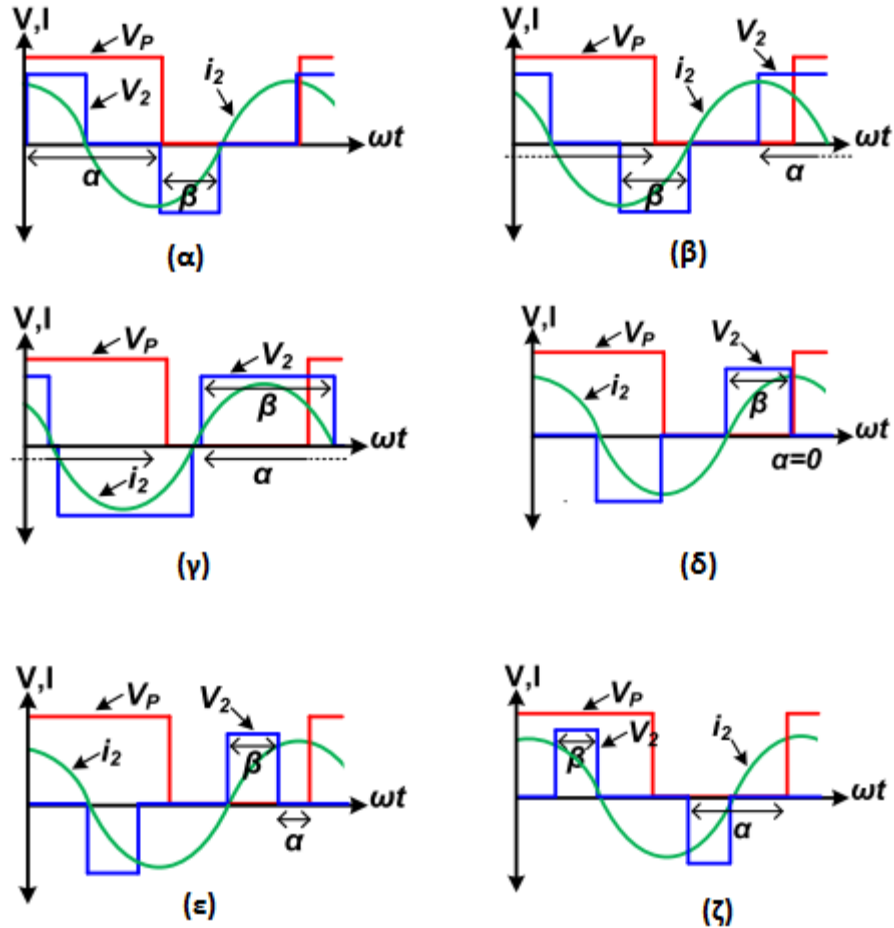
(γ) $V_S < 0$, $i_2 < 0$ και $V_0 > 0$, $i_0 > 0$

(δ) $V_S > 0$, $i_2 > 0$ και $V_0 = 0$, $i_0 = 0$



Σχ. 1.14 – Κυματομορφές τάσεων (κόκκινο χρώμα) και ρευμάτων (μπλε χρώμα) ημιαγωγικών στοιχείων (διόδων D_1 , D_2 και διακοπών S_3 , S_4), τάσεως εισόδου V_2 (κόκκινο χρώμα) και ρεύματος εισόδου i_2 (μπλε χρώμα) ελεγχόμενου ανορθωτή [22]

Ως V_S συμβολίζεται η τάση του δευτερεύοντος, ενώ η τάση του πρωτεύοντος συμβολίζεται ως V_P . Επίσης, ως φασική γωνία α ονομάζεται το χρονικό διάστημα μεταξύ της ανερχόμενης ακμής (rising edge) της τάσης V_2 (τάση εισόδου ελεγχόμενου ανορθωτή) και της πτωτικής ακμής (falling edge) της τάσης V_P (τάση πρωτεύοντος), ενώ ως γωνία β συμβολίζεται το χρονικό διάστημα κατά το οποίο δεν υπάρχει μηδενική τάση εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή V_2 (rectifier conduction angle).



Σχ. 1.15 – Κυματομορφές τάσεως εισόδου ανορθωτή δευτερεύοντος V_2 (μπλε χρώμα) για διαφορετικές γωνίες α και β , τάσεως πρωτεύοντος V_p (κόκκινο χρώμα) και ρεύματος δευτερεύοντος i_2 (πράσινο χρώμα), (α) $\alpha = -\pi$, (β) $-\pi \leq \alpha \leq -\pi/2$ και $\beta < \alpha$, (γ) $-\pi/2 \leq \alpha \leq 0$ και $\beta < \alpha$, (δ) $\alpha = 0$ και $\beta > \alpha$, (ε) $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ και $\beta > \alpha$, (ζ) $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ και $\beta < \alpha$ [22]

Η ισodύναμη αντίσταση φορτίου στο δευτερεύον μπορεί να είναι είτε επαγωγικό είτε χωρητικό φορτίο με αποτέλεσμα η διαφορά φάσης μεταξύ τάσεως δευτερεύοντος V_2 και ρεύματος δευτερεύοντος i_2 να είναι θετική ή αρνητική αντίστοιχα.

Για επαγωγικό φορτίο

Από τα Σχήματα 1.15(α),(β),(γ) και (ζ) παρατηρείται ότι η τάση εισόδου του ανορθωτή δευτερεύοντος V_2 ισούται με:

$$V_2 = \begin{cases} 0, & -\alpha < \omega t < (\pi - \alpha - \beta) \\ -V_0, & (\pi - \alpha - \beta) < \omega t < (\pi - \alpha) \\ 0, & (\pi - \alpha) < \omega t < (2\pi - \alpha - \beta) \\ V_0, & (2\pi - \alpha - \beta) < \omega t < (2\pi - \alpha) \end{cases} \quad (1.3)$$

όπου V_0 = η τάση εξόδου στο φορτίο

α = το χρονικό διάστημα μεταξύ της ανερχόμενης ακμής (rising edge) της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή V_2 και της πτωτικής ακμής (falling edge) της τάσης πρωτεύοντος V_p

β = το χρονικό διάστημα κατά το οποίο δεν υπάρχει μηδενική τάση εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή V_2 (rectifier conduction angle).

Ωστόσο, η τιμή της τάσης V_2 μπορεί να υπολογισθεί λαμβάνοντας υπόψη την πρώτη αρμονική $V_{2,1}$, διότι το ρεύμα δευτερεύοντος είναι ημιτονοειδές και η ανακλώμενη αντίσταση προκύπτει από το λόγο τάσης – ρεύματος ιδίων τάξεων αρμονικών συνιστωσών. Συνεπώς, από τη σχέση (1.3) και τη μαθηματική ανάλυση Fourier ισχύει:

$$V_{2,1} = \frac{4V_0}{\pi} \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{\beta}{2} - \frac{3\pi}{2}\right) \quad (1.4)$$

Το ρεύμα εισόδου του ανορθωτή προκύπτει ομοίως με τον ίδιο τρόπο, σύμφωνα με τα Σχήματα 1.15(α), (β), (γ) και (ζ) και τη μαθηματική ανάλυση Fourier.

$$i_2(\omega t) = I_2 \sin(\omega t + \alpha + \beta - 2\pi) \quad (1.5)$$

Από τις σχέσεις (1.4) και (1.5) προκύπτει η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου $Z_{L,eq}$ σε πεδίο συχνοτήτων.

$$Z_{L,eq} = \frac{4}{\pi^2} R_L (1 - \cos\beta) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) e^{j\left[\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}\right]} \quad (1.6)$$

όπου R_L = η αντίσταση φορτίου

Από τη σχέση (1.6) παίρνοντας το πραγματικό και φανταστικό μέρος της ισοδύναμης αντίστασης φορτίου προκύπτει:

$$\begin{aligned} R_{L,eq} &= \text{Re} \left\{ \frac{4}{\pi^2} R_L (1 - \cos\beta) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) e^{j\left[\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}\right]} \right\} \quad 0 \leq \beta \leq \pi \\ X_{L,eq} &= \text{Im} \left\{ \frac{4}{\pi^2} R_L (1 - \cos\beta) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) e^{j\left[\frac{\pi}{2} - \frac{\beta}{2}\right]} \right\} \quad 0 \leq \beta \leq \pi \end{aligned} \quad (1.7)$$

Η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου $Z_{L,eq}$ είναι επαγωγική και η γωνία $(\pi/2 - \beta/2)$ είναι πάντα θετική.

Για το χωρητικό φορτίο

Στη συγκεκριμένη περίπτωση (Σχήματα 1.15 (δ) και 1.15 (ε)) για την τάση εισόδου του ανορθωτή δευτερεύοντος ισχύει:

$$V_2 = \begin{cases} -V_0, & -\alpha < \omega t < (-\alpha + \beta) \\ 0, & (-\alpha + \beta) < \omega t < (\pi - \alpha) \\ V_0, & (\pi - \alpha) < \omega t < (\pi - \alpha - \beta) \\ 0, & (\pi - \alpha - \beta) < \omega t < (2\pi - \alpha) \end{cases} \quad (1.8)$$

Ωστόσο, η τιμή της τάσης V_2 μπορεί να υπολογισθεί για τον ίδιο λόγο και πάλι λαμβάνοντας υπόψη την πρώτη αρμονική. Συνεπώς, από τη σχέση (1.8) και τη μαθηματική ανάλυση Fourier ισχύει:

$$V_{2,1} = \frac{4V_0}{\pi} \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.9)$$

Το ρεύμα εισόδου του ανορθωτή προκύπτει ομοίως με τον ίδιο τρόπο, σύμφωνα με τα Σχήματα 1.15(δ) και (ε) και τη μαθηματική ανάλυση Fourier.

$$i_2(\omega t) = I_2 \sin(\omega t + \alpha - \beta) \quad (1.10)$$

Από τις σχέσεις (1.9) και (1.10) προκύπτει η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου $Z_{L,eq}$ σε πεδίο συχνοτήτων.

$$Z_{L,eq} = \frac{4}{\pi^2} R_L (1 - \cos\beta) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) e^{j\left[\frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{2}\right]} \quad (1.11)$$

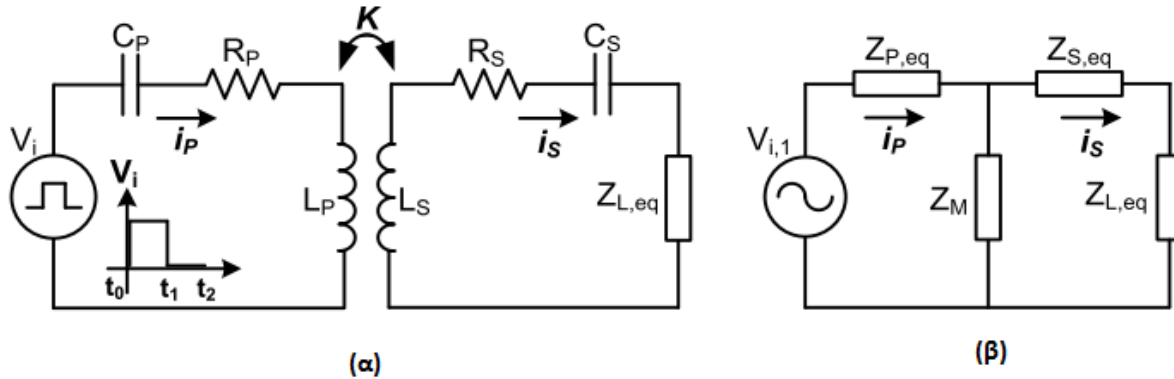
Από τη σχέση (1.11) παίρνοντας το πραγματικό και φανταστικό μέρος της ισοδύναμης αντίστασης προκύπτει:

$$\begin{aligned} R_{L,eq} &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{4}{\pi^2} R_L (1 - \cos\beta) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) e^{j\left[\frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{2}\right]} \right\} & -\pi \leq \beta \leq 0 \\ X_{L,eq} &= \operatorname{Im} \left\{ \frac{4}{\pi^2} R_L (1 - \cos\beta) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) e^{j\left[\frac{\beta}{2} - \frac{\pi}{2}\right]} \right\} & -\pi \leq \beta \leq 0 \end{aligned} \quad (1.12)$$

Η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου $Z_{L,eq}$ είναι χωρητική και η γωνία $(\beta/2 - \pi/2)$ είναι πάντα αρνητική.

Από τις σχέσεις (1.7) και (1.12) είναι φανερό πως η ισοδύναμη αντίσταση $R_{L,eq}$ και η ισοδύναμη αντίδραση $X_{L,eq}$ εξαρτώνται από τη γωνία β .

Από το Σχήμα 1.12 μπορεί να προκύψει το ισοδύναμο κύκλωμα όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.16(α) και εν συνεχεία να απλοποιηθεί ακόμα καλύτερα όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.16(β).



Σχ. 1.16 – (α) Ισοδύναμο κύκλωμα επαγωγικής μεταφοράς ισχύος και (β) Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα επαγωγική μεταφοράς ισχύος

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.16 (α) στο ισοδύναμο κύκλωμα ο αντιστροφείας πρωτεύοντος έχει αντικατασταθεί με μία πηγή τετραγωνικών παλμών, ενώ απεικονίζονται τα πηνία, οι πυκνωτές και οι εσωτερικές αντιστάσεις των στοιχείων της σειράς – σειράς αντιστάθμισης. Στη συνέχεια, στο Σχήμα 1.16(β) απεικονίζεται το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα όπου $Z_{P,eq} = \frac{1}{j\omega C_P} + j\omega L_L + R_P$, $Z_{S,eq} = \frac{1}{j\omega C_S} + j\omega L_L + R_S$ και $Z_M = j\omega L_M$, ενώ έχει ληφθεί υπόψη μόνο η πρώτη αρμονική της τάσεως εξόδου του αντιστροφεία $V_{i,1}$. Επίσης το Σχήμα 1.16(α) με το Σχήμα 1.16(β) συνδέονται και με τις σχέσεις $L_M = K\sqrt{L_P L_S}$ και $L_L = L - L_M = (1 - K)L$.

Αντίστοιχα, σύμφωνα με το Σχήμα 1.16(α) η τετραγωνική τάση εξόδου του αντιστροφεία είναι:

$$V_i(t) = \begin{cases} V_i, & t_0 < \omega t < t_1 \\ 0, & t_1 < \omega t < t_2 \end{cases} \quad (1.13)$$

όπου V_i = το πλάτος της τάσεως εξόδου του αντιστροφεία

Συνεπώς, από τη σχέση (1.13) σύμφωνα με την ανάλυση Fourier για την πρώτη αρμονική προκύπτει:

$$V_i(t) = \frac{2V_i}{\pi} \sin(\omega_{sw} t) \quad (1.14)$$

όπου ω_{sw} = η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφεία

Από τη σχέση (1.14) το πλάτος της πρώτης αρμονικής της τάσεως εξόδου του αντιστροφέα είναι:

$$V_{1,i} = \frac{2V_i}{\pi} \quad (1.15)$$

Στη συγκεκριμένη ερευνητική εργασία από την ανάλυση του RLC κυκλώματος έχουν βρεθεί:

$$\begin{aligned} \omega_R &= \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}} \\ Z_0 &= \sqrt{\frac{L_P}{C_P}} \\ Q &= \frac{R_{L,eq}}{Z_0} \\ \omega_N &= \frac{\omega_{sw}}{\omega_R} \end{aligned} \quad (1.16)$$

όπου ω_R = η συχνότητα συντονισμού του RLC κυκλώματος

εZ_0 = η χαρακτηριστική αντίσταση που επηρεάζει το εύρος λειτουργίας της συχνότητας του συστήματος

Q = ο παράγοντας ποιότητας

ω_N = η κανονικοποιημένη συχνότητα

Σύμφωνα με το Σχήμα 1.16 (β) υπολογίζεται η συνολική αντίσταση εισόδου Z_{in} από την AC πηγή τάσης εισόδου.

$$Z_{in} = j\omega_N K Z_0 + \frac{(j\omega_N K Z_0)^2}{\frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{\omega_N^2}\right) + \frac{X_{L,eq}}{\omega K L_P} + \frac{Q}{jK\omega_N}} + \frac{(1 - [1-K]\omega_N^2) Z_0}{j\omega_N} \quad (1.17)$$

Από τις σχέσεις (1.15) και (1.17) το ρεύμα πρωτεύοντος ισούται με:

$$I_p = \frac{V_{1,i}}{Z_{in}} = \frac{V_{1,i}}{j\omega_N K Z_0 + \frac{(j\omega_N K Z_0)^2}{\frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{\omega_N^2}\right) + \frac{X_{L,eq}}{\omega K L_P} + \frac{Q}{jK\omega_N}} + \frac{(1 - [1-K]\omega_N^2) Z_0}{j\omega_N}} \quad (1.18)$$

Ομοίως, σύμφωνα με το Σχήμα 1.16 (β) υπολογίζεται με τη βοήθεια του διαιρέτη ρεύματος το ρεύμα δευτερεύοντος που ισούται με:

$$I_s = \frac{V_{1,i}}{\frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{\omega_N^2}\right) j\omega_N Z_0 + \frac{1}{K} \left(1 - \frac{1}{\omega_N^2}\right) \frac{Q + jX_{L,eq}}{Z_0} Z_0 - j\omega_N K Z_0} \quad (1.19)$$

Συνεπώς, η ισχύς εισόδου που δίνεται από τη σχέση $P_{in} = I_P^2 R_{in} = I_P^2 (|Z_{in}|^2 / \text{Re}\{Z_{in}\})$ σύμφωνα με τις σχέσεις (1.12), (1.17) και (1.18) είναι φανερό πως εξαρτάται από τη γωνία β (rectifier conduction angle) και το συντελεστή σύζευξης K .

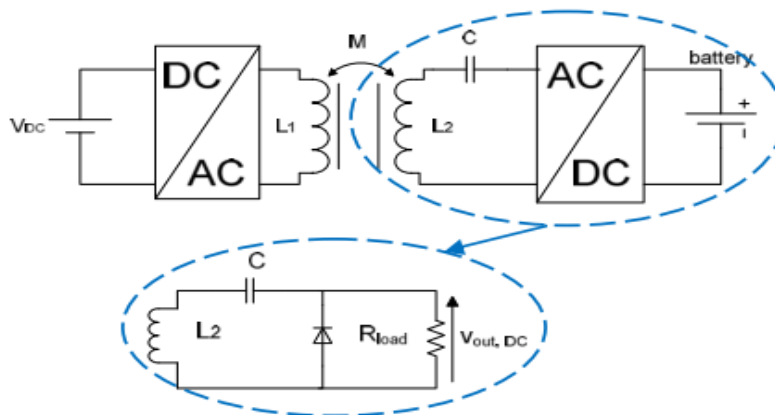
Ομοίως, η ισχύς εξόδου που δίνεται από τη σχέση $P_o = I_S^2 R_{L,eq}$ σύμφωνα με τις σχέσεις (1.12) και (1.19) είναι φανερό πως εξαρτάται πάλι από τη γωνία β (rectifier conduction angle) και το συντελεστή σύζευξης K .

Συνεπώς, η απόδοση του συστήματος $\eta\% = P_o/P_{in}$ εξαρτάται με τη σειρά της από τη γωνία β και το συντελεστή σύζευξης K . [22]

Συνεπώς, με την κατάλληλη μεταβολή του συντελεστή σύζευξης K και της γωνίας β μπορεί να μεγιστοποιηθεί η ισχύς και η απόδοση για τη δεδομένη διάταξη επαγωγικής μεταφοράς ισχύος έχοντας καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με το συμβατική διάταξη επαγωγικής φόρτισης όπου υπάρχει ο ανορθωτής σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας.

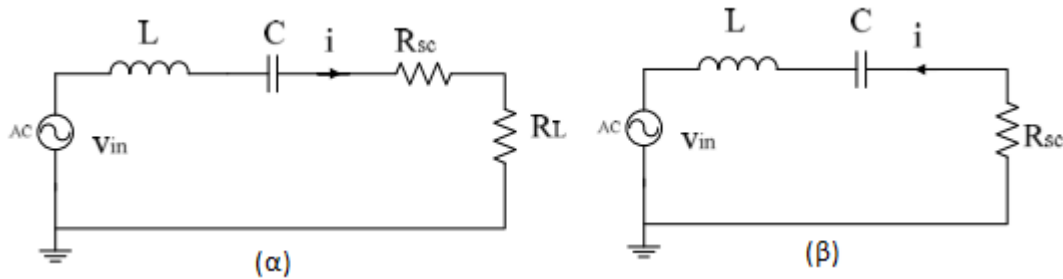
1.4.2.2 Ασύμμετρη φόρτιση ενός σειριακού R – L – C κυκλώματος για αύξηση μεταφοράς ισχύος σε επαγωγικούς φορτιστές

Σε αυτή την περίπτωση ασύμμετρης φόρτισης δεν υπάρχει ημιελεγχόμενος ανορθωτής δευτερεύοντος αλλά μία διαφορετική διάταξη ανόρθωσης. Καταργείται ο ανορθωτής δευτερεύοντος πλήρους γέφυρας δίδων που είναι ο πιο κοινότυπος και συμβατικός τύπος ανορθωτή δευτερεύοντος και χρησιμοποιείται μόνο μία δίοδος παράλληλα με την αντίσταση εξόδου με σκοπό να αυξηθεί και σε αυτή την περίπτωση ασύμμετρης φόρτισης η ισχύς εξόδου. [23], [24]



Σχ. 1.17 – Κύκλωμα επαγωγικής φόρτισης [23]

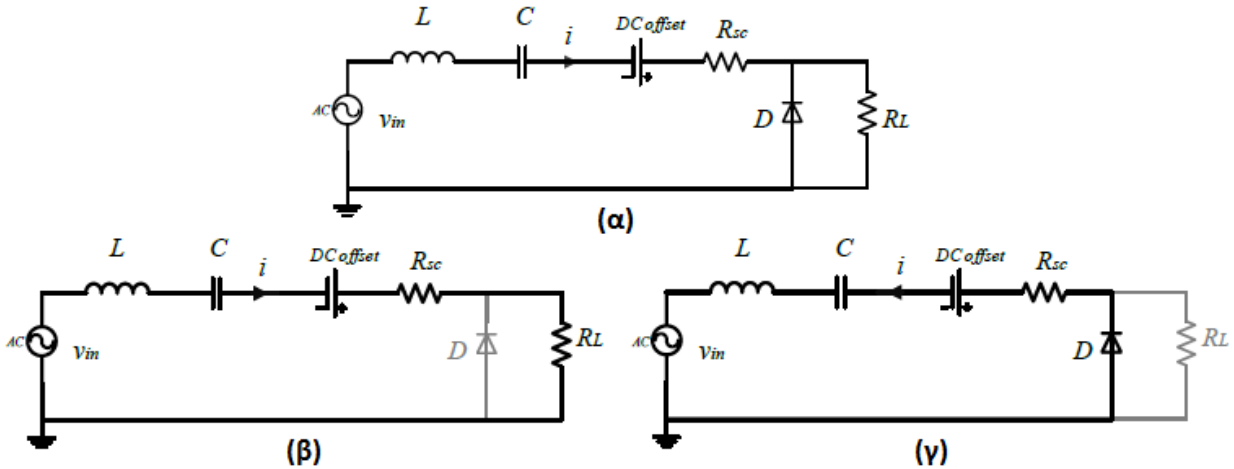
Με βάση το κύκλωμα επαγωγικής φόρτισης του Σχήματος 1.17 υπάρχουν δύο φάσεις λειτουργίας για το κύκλωμα του δευτερεύοντος τυλίγματος. Προκύπτουν δύο ισοδύναμα κυκλώματα για τη θετική και αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας. Συγκεκριμένα, κατά τη θετική ημιπερίοδο λειτουργίας η συνολική αντίσταση είναι ίση με την εσωτερική αντίσταση του $L - C$, που συμβολίζεται με R_{sc} , και την αντίσταση εξόδου R_L (Σχήμα 1.18 (α)), ενώ για αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας η συνολική αντίσταση ισούται μόνο με την εσωτερική αντίσταση R_{sc} (Σχήμα 1.18 (β)).



Σχ. 1.18 - Ισοδύναμο κύκλωμα δευτερεύοντος (α) για θετική ημιπερίοδο λειτουργίας και (β) για αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας [23]

Στη συγκεκριμένη ερευνητική εργασία έγινε η παραδοχή ότι η αποθηκευμένη ενέργεια που εναλλάσσεται μεταξύ πηνίου L και πυκνωτή C πρέπει να είναι η ίδια τόσο κατά τη θετική όσο και κατά την αρνητική ημιπερίοδο, το οποίο συνεπάγεται ότι στη μόνιμη κατάσταση το εναλλασσόμενο ρεύμα της πηγής είναι συμμετρικό και ημιτονοειδές.

Η μη γραμμικότητα του δικτύου έχει ως αποτέλεσμα ένα παραμένον φορτίο στον πυκνωτή C , το οποίο είναι ισοδύναμο με μια DC μετατόπιση της τάσης. Κατά τη θετική ημιπερίοδο λειτουργίας (Σχήμα 1.19 (β)) αυτή η DC μετατόπιση υπερτίθεται στην τάση της πηγής, ενώ κατά την αρνητική ημιπερίοδο αντισίθεται (Σχήμα 1.19 (γ)) με αποτέλεσμα να διατηρείται ένα συμμετρικό ημιτονοειδές ρεύμα χωρίς μετατόπιση καθ' όλη την περίοδο λειτουργίας.



Σχ. 1.19 – (α) Ισοδύναμο κύκλωμα παρουσίασης της DC μετατόπισης της τάσης του πυκνωτή συντονισμού και της συμμετρίας του ρεύματος (β) διαδρομή ρεύματος για τη θετική ημιπερίοδο (γ) διαδρομή ρεύματος για την αρνητική ημιπερίοδο λειτουργίας [23]

Στη σταθερή κατάσταση πρέπει οι μέγιστες τιμές θετικού και αρνητικού ρεύματος να είναι ίσες και για αυτό πρέπει να ισχύει:

$$I_+ = I_- \Rightarrow \frac{V_{in} + V_{offset}}{R_{sc} + R_L} = \frac{V_{in} - V_{offset}}{R_{sc}} \quad (1.20)$$

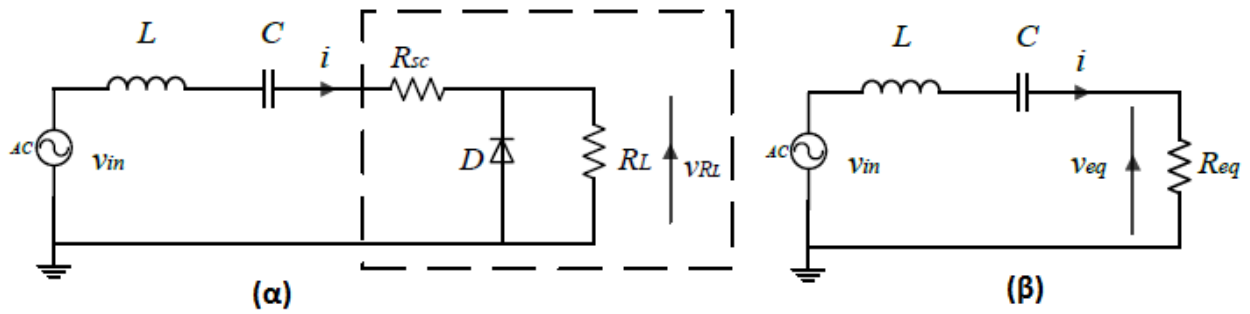
- όπου I_+ : το πλάτος ρεύματος για θετικό κύκλο λειτουργίας
- I_- : το πλάτος ρεύματος για αρνητικό κύκλο λειτουργίας
- V_{in} : το πλάτος της τάσεως εισόδου
- V_{offset} : η DC μετατόπιση της τάσης του πυκνωτή
- R_{sc} : η αντίσταση βραχυκύκλωσης του βρόχου L – C
- R_L : η αντίσταση εξόδου

Συνεπώς, από την (1.20) προκύπτει:

$$V_{offset} = V_{in} \frac{R_L}{2R_{sc} + R_L} \quad (1.21)$$

Ισοδύναμη Αντίσταση

Το ισοδύναμο κύκλωμα της υπό εξέταση τοπολογίας παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.20 (β), όπου το ισοδύναμο φορτίο R_{eq} τραβάει το ίδιο ρεύμα i από την πηγή σε όλη την περίοδο λειτουργίας. Η DC μετατόπιση της τάσης δεν απεικονίζεται σε αυτό το ισοδύναμο κύκλωμα καθότι έχει ήδη ληφθεί υπόψη για την εξασφάλιση της συμμετρίας του ρεύματος.



Σχ. 1.20 – (α) Διάταξη κυκλώματος για την εξαγωγή της ισοδύναμης αντίστασης και (β) Τοπολογία κυκλώματος με την ισοδύναμη αντίσταση [23]

Στη μόνιμη κατάσταση η ισχύς εισόδου είναι ίση με την καταναλισκόμενη ισχύ στις αντιστάσεις του κυκλώματος, και οφείλει να είναι ίση με την καταναλισκόμενη ισχύ στην αντίσταση R_{eq} του ισοδύναμου κυκλώματος.

Για τη μέση ενεργό ισχύ εισόδου \bar{P}_{in} για το δευτερεύον του Σχήματος 1.17 ισχύει:

$$\bar{P}_{in} = \left(\frac{\tilde{I}}{\sqrt{2}} \right)^2 (R_{sc} + R_L) + \left(\frac{\tilde{I}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_{sc} = \frac{\tilde{I}^2}{2} (2R_{sc} + R_L) \quad (1.22)$$

όπου \bar{P}_{in} : η μέση ενεργός τιμή της ισχύος εισόδου

\tilde{I} : η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου

Ομοίως, η μέση ενεργός ισχύς εισόδου \bar{P}_{in} του ισοδύναμου κυκλώματος ισούται με την μέση ενεργό ισχύ εξόδου \bar{P}_{out} και δίνεται από την (1.23).

$$\bar{P}_{in} = \bar{P}_{out} = \tilde{I}^2 R_{eq} \quad (1.23)$$

όπου \bar{P}_{out} : η μέση ενεργός ισχύς εξόδου

Εξισώνοντας την (1.22) με την (1.23) και υποθέτοντας ότι το ρεύμα είναι το ίδιο, η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου R_{eq} μπορεί να βρεθεί από την (1.24).

$$R_{eq} = R_{sc} + (R_L / 2) \quad (1.24)$$

Λόγω της θεώρησης ότι η πηγή εναλλάσσεται στη συχνότητα συντονισμού του L – C βρόχου ισχύουν οι σχέσεις (1.25) και (1.26):

$$V_{eq} = V_{in} \quad (1.25)$$

$$i = \frac{V_{eq}}{R_{eq}} = \frac{V_{in}}{R_{sc} + \frac{R_L}{2}} \quad (1.26)$$

όπου V_{eq} : η τάση της ισοδύναμης αντίστασης φορτίου R_{eq}

Η τάση εξόδου v_{R_L} που εφαρμόζεται στο φορτίο στην αρχική τοπολογία (Σχήμα 1.20 (α)) μπορεί να περιγραφεί για κάθε ημιπερίοδο:

$$V_{R_L} = \begin{cases} iR_L, & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (1.27)$$

όπου V_{R_L} : η τάση εξόδου στο φορτίο της αρχικής τοπολογίας

Σύγκριση ρευμάτων συμμετρικής και ασύμμετρης φόρτισης

Η σχέση του ρεύματος υπό συμμετρική και ασύμμετρη φόρτιση, i_s και i_{as} αντίστοιχα δίνεται από την (1.28).

$$i_{as} = \left(1 + \frac{R_L}{2R_{sc} + R_L}\right) i_s \quad (1.28)$$

όπου i_{as} : ρεύμα ασύμμετρης φόρτισης

i_s : ρεύμα συμμετρικής φόρτισης

Το ρεύμα μόνιμης κατάστασης είναι μεγαλύτερο, και ιδανικά διπλάσιο για $R_{sc} \rightarrow 0$, από αυτό που θα παρείχε η πηγή κατά τη συμμετρική φόρτιση, γεγονός το οποίο έχει ως αποτέλεσμα την αυξημένη ισχύ που απορροφάται από το φορτίο.

Σύμφωνα με τη σχέση (1.27) η μέση ενεργός ισχύς εξόδου κατά την ασύμμετρη φόρτιση, που παρέχεται στο φορτίο στην προτεινόμενη τοπολογία επαγωγικής φόρτισης, ισούται με:

$$\bar{P}_{out} = \bar{P}_{R_L} = \frac{\tilde{V}_{R_L}^2}{2R_L} = 2\tilde{V}_{in}^2 \frac{R_L^2}{(2R_{sc} + R_L)^2} \quad (1.29)$$

όπου \bar{P}_{out} : η μέση ενεργός ισχύς εξόδου της συγκεκριμένης τοπολογίας

Σύγκριση ισχύος συμμετρικής και ασύμμετρης φόρτισης

Στην περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης κατά τη συμμετρική φόρτιση η ισχύς εξόδου ισούται με:

$$\bar{P}_o = \tilde{V}_{in}^2 / R_L \quad (1.30)$$

όπου \bar{P}_o : η μέση ενεργός ισχύς εξόδου κατά την πλήρη ανόρθωση

\tilde{V}_{in} : η ενεργός τιμή της τάσης εισόδου

Από τις σχέσεις (1.29) και (1.30) προκύπτει:

$$\frac{\bar{P}_{out}}{\bar{P}_o} = 2 \frac{R_L^2}{(2R_{sc} + R_L)^2} \quad (1.31)$$

Ωστόσο, αν $R_{sc} \rightarrow 0$ τότε ισχύει $\bar{P}_{out} \rightarrow 2\bar{P}_o$.

Επιπλέον, η απόδοση της διάταξης δίνεται από τη σχέση (1.32):

$$\eta\% = \frac{R_L}{2R_{sc} + R_L} \quad (1.32)$$

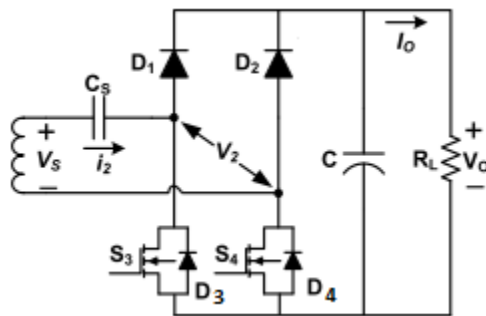
Αν $R_{sc} \rightarrow 0$ τότε ισχύει $\eta\% \rightarrow 100\%$.

2. Θεωρητική Ανάλυση

2.1 Τεχνικές παλμών οδήγησης ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος

Με το πέρασμα του χρόνου θεωρείται ως δεδομένη η τεχνολογία με την οποία υλοποιείται η επαγωγική φόρτιση και αναζητούνται τεχνικές ελέγχου του ανορθωτή δευτερεύοντος, καθώς τα οφέλη είναι πολλαπλά όπως επισημάνθηκαν στο Κεφάλαιο 1. Συγκεκριμένα, όπως αναφέρθηκε ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής παρέχει τη δυνατότητα να μη χρειάζονται DC/DC μετατροπείς προκειμένου να αλλάξει το επίπεδο τάσης εξόδου και συνεπώς και το επίπεδο ισχύος εξόδου. Εκτός από την ευελιξία να δημιουργούνται περισσότερα επιθυμητά επίπεδα τάσης και ισχύος, υπάρχει και η δυνατότητα να δημιουργηθούν μικρότερες σε όγκο φορητές συσκευές εφόσον οι DC/DC μετατροπείς θα ήταν μέρος του φορητού μέρους της διάταξης της επαγωγικής μεταφοράς ισχύος. Ωστόσο, όλες οι προηγούμενες αντίστοιχες ερευνητικές περιοχές είχαν μία «στατική μετατροπή», δηλαδή ένα δεδομένο τρόπο ελέγχου του ανορθωτή δευτερεύοντος. Για παράδειγμα, στην περίπτωση της αντικατάστασης του ελεγχόμενου ανορθωτή με μία δίοδο επιτυγχάνεται να υπάρχει στην έξοδο διπλάσια ισχύς. Συνεπώς, η καινοτομία της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας είναι ότι με το ίδιο κύκλωμα ανορθωτή δευτερεύοντος είναι εφικτό να παράγεται οποιαδήποτε επιθυμητή ισχύς εξόδου διαφοροποιώντας μόνο τους παλμούς οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή.

Αρχικά, το κύκλωμα του ανορθωτή συνεχίζει να είναι πλήρους γέφυρας, αλλά οι δύο δίοδοι αντικαθίστανται με MOSFETs και αντιπαράλληλες διόδους.



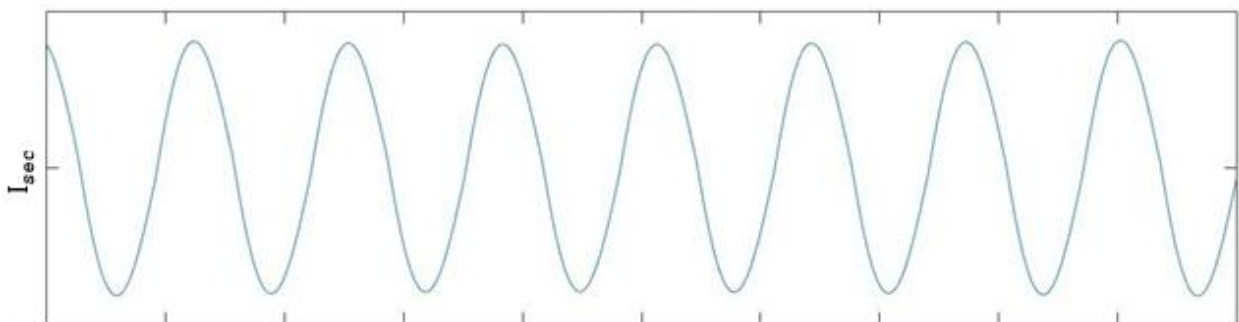
Σχ. 2.1 – Ημιελεγχόμενος Ανορθωτής Δευτερεύοντος

Η λογική της συγκεκριμένης υλοποίησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 2.1) βασίζεται στον έλεγχο του ρεύματος δευτερεύοντος και η ενεργοποίηση των ημιαγωγικών διακοπών S_3 και S_4 γίνεται με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να υπάρχει θετικό ρεύμα εξόδου όποτε είναι επιθυμητό.

Κατά τη διάρκεια του ελέγχου εξετάζεται αν το ρεύμα δευτερεύοντος έχει θετική ή αρνητική τιμή. Αναλόγως ποια τεχνική παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος

επιλεχθεί, υλοποιείται με μέτρηση των αντίστοιχων θετικών, αρνητικών ακμών ή κάθε ακμή (rising, falling ή every edge) του ρεύματος δευτερεύοντος προκειμένου να δοθούν σωστά οι παλμοί οδήγησης στους ημιαγωγικούς διακόπτες S_3 και S_4 και να δημιουργηθεί κάποια από τις τρεις εξεταζόμενες τεχνικές παλμών οδήγησης. Για την ευκολότερη κατανόηση της δομής με την οποία δημιουργούνται οι παλμοί οδήγησης πραγματοποιείται θεωρητική προσέγγιση στις τρεις περιπτώσεις που εξετάστηκαν για τους σκοπούς της συγκεκριμένης διπλωματικής. Ωστόσο, πριν αναφερθούν οι τρεις τεχνικές παλμών οδήγησης του ελεγχόμενου ανορθωτή, είναι αναγκαίο να παρουσιαστεί η περίπτωση πλήρους ανόρθωσης.

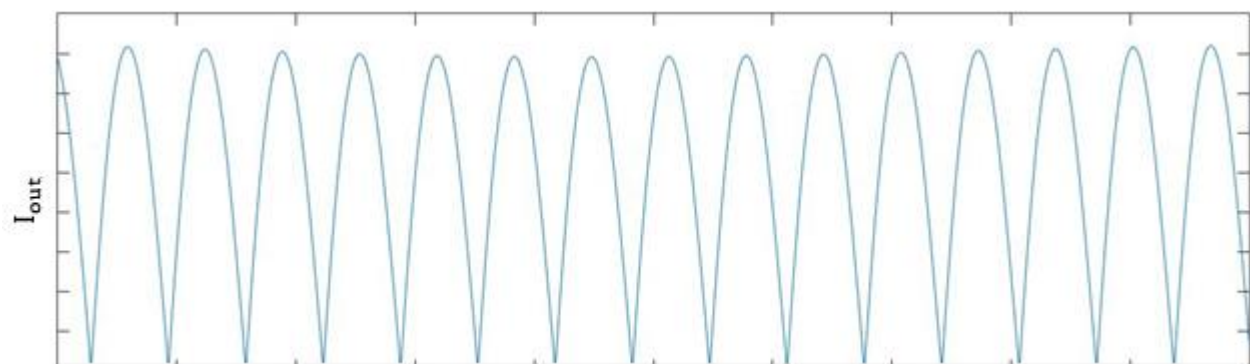
Συγκεκριμένα, η θεωρητική κυματομορφή του ρεύματος δευτερεύοντος έχει ημιτονοειδή μορφή ανεξαρτήτως τεχνικής οδήγησης του ελεγχόμενου ανορθωτή.



Σχ. 2.2 – Θεωρητική κυματομορφή ρεύματος δευτερεύοντος I_{sec}

2.1.1 Πλήρης Ανόρθωση

Η θεωρητική κυματομορφή του ρεύματος εξόδου I_{out} από τον ανορθωτή πλήρους γέφυρας απεικονίζεται στο Σχήμα 2.3.



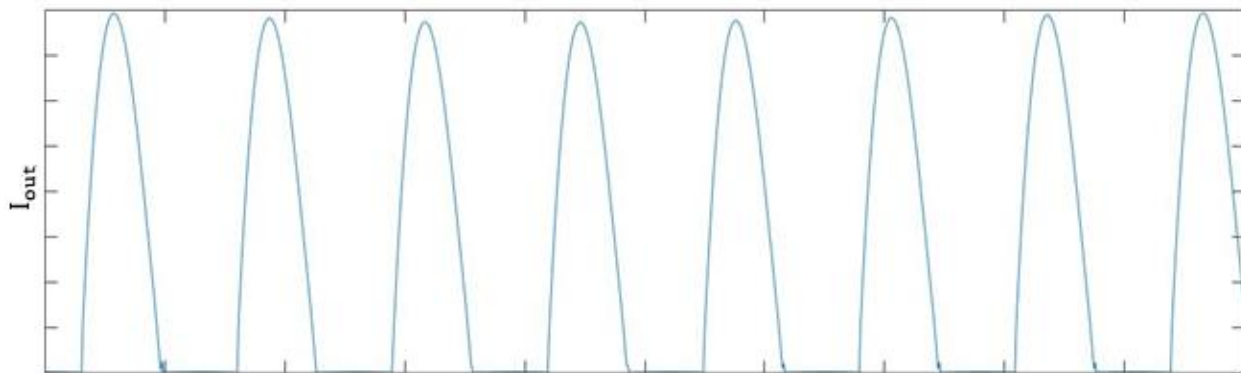
Σχ. 2.3 – Θεωρητική κυματομορφή ρεύματος εξόδου I_{out} του ανορθωτή δευτερεύοντος πλήρους γέφυρας

Η κυματομορφή της τάσης είναι αντίστοιχης μορφής, καθώς στην έξοδο υπάρχει μία ωμική αντίσταση η οποία συνδέεται με τη σχέση τάσης - ρεύματος. Ωστόσο, αν τροποποιηθεί η κυματομορφή του ρεύματος και κατά συνέπεια και της τάσης θα είναι εφικτό να μεταβάλλονται

οι RMS τιμές τους και ακολούθως η ισχύς εξόδου. Δηλαδή, όλο το κύκλωμα της εξεταζόμενης διάταξης επαγωγικής φόρτισης βασίζεται στην ανάγνωση της τιμής του ρεύματος δευτερεύοντος. Ωστόσο, κατόπιν του πυκνωτή εξομάλυνσης C, που βρίσκεται σε παράλληλη συνδεσμολογία με την αντίσταση εξόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.8 θα υπάρχει DC ρεύμα και τάση εξόδου.

2.1.2 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση οι παλμοί οδήγησης δημιουργούνται προκειμένου ο ημιαλεγχόμενος ανορθωτής να βραχυκυκλώνει το 50% του κύκλου λειτουργίας του ρεύματος δευτερεύοντος. Όπως φαίνεται από το τμήμα 2.2, σύμφωνα με την ανάλυση Fourier, το ρεύμα εξόδου της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας έχει μεγαλύτερο πλάτος σε σχέση με την περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης.



Σχ. 2.4 – Θεωρητική κυματομορφή ρεύματος εξόδου I_{out} του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Υπάρχουν δύο περιπτώσεις λειτουργίας του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή με βάση αν είναι επιθυμητό να βραχυκυκλωθούν οι αρνητικές ή οι θετικές τιμές του ρεύματος δευτερεύοντος. Σε κάθε μία από τις δύο περιπτώσεις η βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας έχει δύο φάσεις λειτουργίας.

Βραχυκύκλωση θετικών τιμών ρεύματος δευτερεύοντος

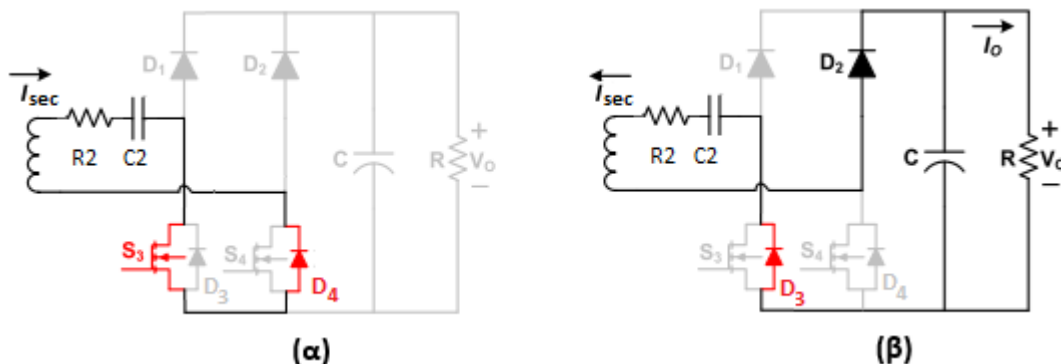
Στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι επιθυμητό να βραχυκυκλώνονται οι θετικές τιμές του ρεύματος δευτερεύοντος I_{sec} , ενώ για αρνητικές τιμές ρεύματος δευτερεύοντος I_{sec} να πραγματοποιείται η ανόρθωση.

ΦΑΣΗ I:

Στην πρώτη φάση λειτουργίας ο διακόπτης S_3 και η διόδος D_4 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.5 (α)) με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνεται η είσοδος του ανορθωτή. Συνεπώς, το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν μηδενική τιμή.

ΦΑΣΗ ΙΙ:

Κατά τη δεύτερη φάση λειτουργίας οι διάοδοι D_2 και D_3 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.5 (β)). Εφόσον πραγματοποιείται η ανόρθωση, το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν θετική τιμή.



Σχ. 2.5 – Φάσεις λειτουργίας ημιελεγχόμενου ανορθωτή για βραχυκύκλωση θετικών τιμών ρεύματος δευτερεύοντος (α) $I_{sec} > 0$ και $I_o = 0$ και (β) $I_{sec} < 0$ και $I_o > 0$

Βραχυκύκλωση αρνητικών τιμών ρεύματος δευτερεύοντος

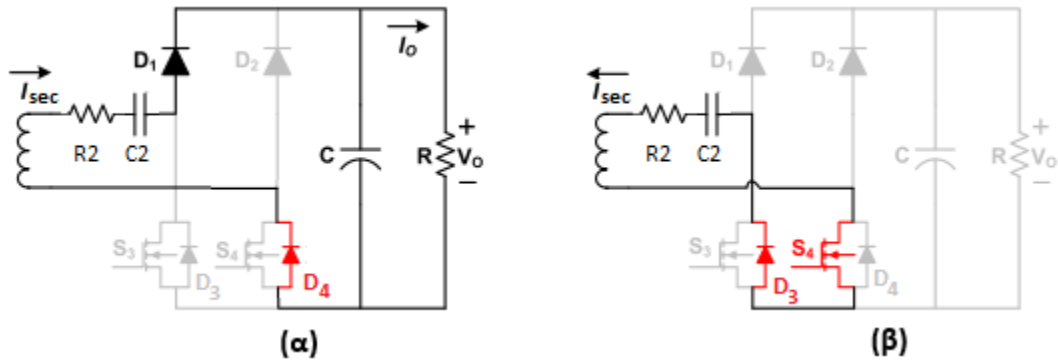
Στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι επιθυμητό να βραχυκυκλώνονται οι αρνητικές τιμές του ρεύματος δευτερεύοντος I_{sec} , ενώ για θετικές τιμές ρεύματος δευτερεύοντος I_{sec} να πραγματοποιείται η ανόρθωση.

ΦΑΣΗ Ι:

Στην πρώτη φάση λειτουργίας οι διάοδοι D_1 και D_4 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.6 (α)). Εφόσον πραγματοποιείται ανόρθωση, το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν θετική τιμή.

ΦΑΣΗ ΙΙ:

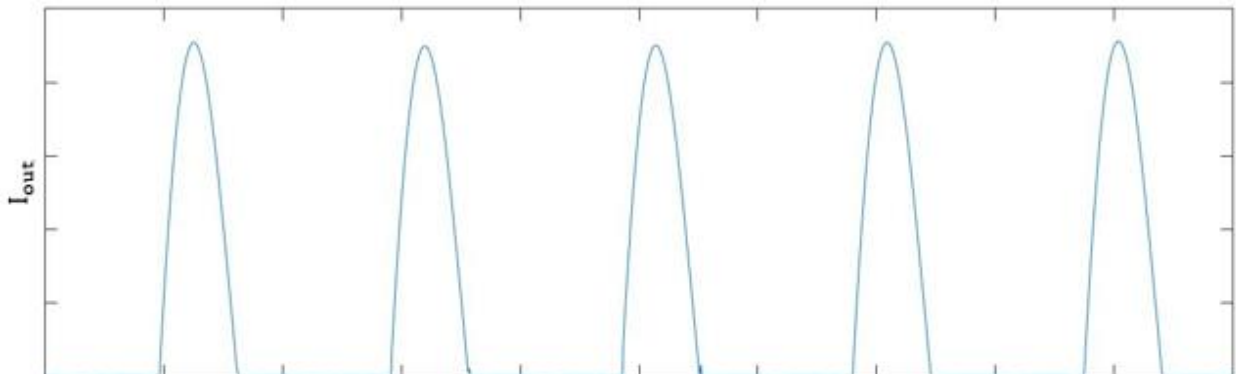
Κατά τη δεύτερη φάση λειτουργίας ο διακόπτης S_4 και η διάοδος D_3 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.6 (β)) με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνεται η είσοδος του ανορθωτή. Συνεπώς, το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν μηδενική τιμή.



Σχ. 2.6 – Φάσεις λειτουργίας ημιελεγχόμενου ανορθωτή για βραχυκύκλωση αρνητικών τιμών ρεύματος δευτερεύοντος (α) $I_{sec} > 0$ και $I_o > 0$ και (β) $I_{sec} < 0$ και $I_o = 0$

2.1.3 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση οι παλμοί οδήγησης δημιουργούνται προκειμένου η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή να βραχυκυκλώνεται κατά τα 2/3 του κύκλου λειτουργίας του. Το ρεύμα εξόδου I_{out} έχει περίοδο $T' = \frac{3}{2}T$, όπου T είναι η περίοδος του ρεύματος δευτερεύοντος.



Σχ. 2.7 – Θεωρητική κυματομορφή ρεύματος εξόδου I_{out} του ημιελεγχόμενου ανορθωτή στη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Οι φάσεις λειτουργίας του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος είναι τέσσερις αναλόγως με το ρεύμα αν είναι θετικό ή αρνητικό και αν ενεργοποιείται κάποιος διακόπτης ή όχι του ημιελεγχόμενου ανορθωτή.

ΦΑΣΗ I:

Στην πρώτη φάση λειτουργίας οι δίοδοι D_1 και D_4 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.8 (α)). Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν θετική τιμή.

ΦΑΣΗ II:

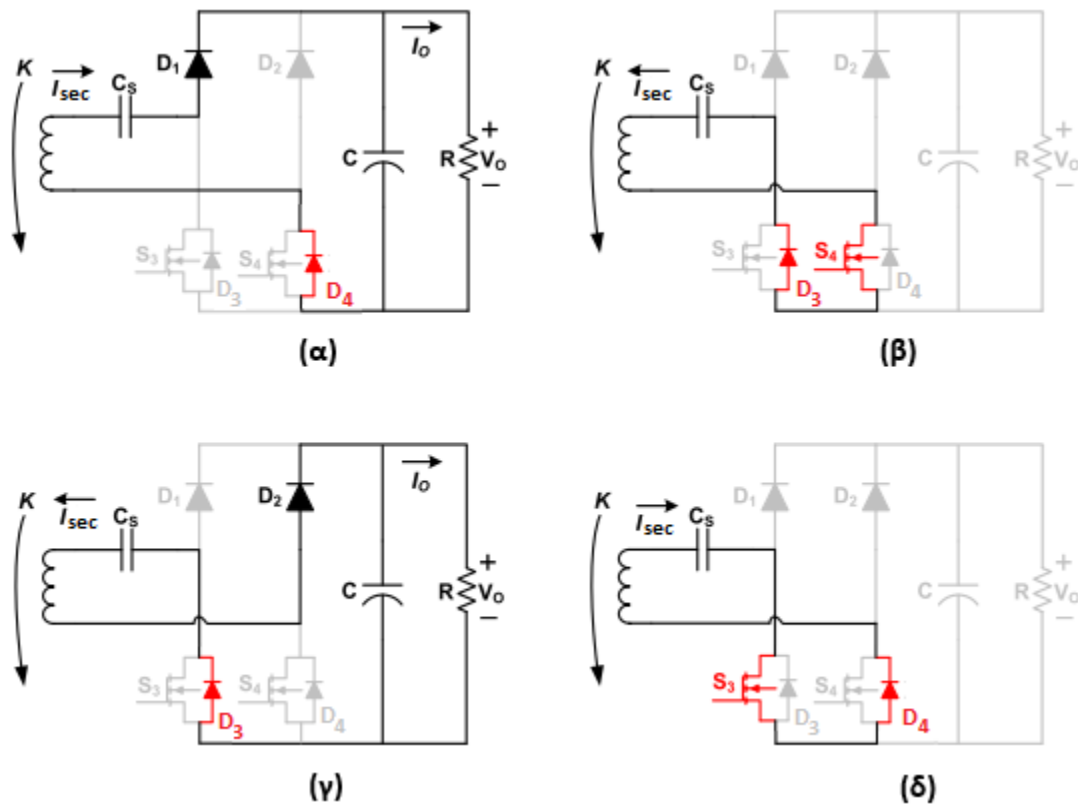
Στη δεύτερη φάση λειτουργίας ο ημιαγωγικός διακόπτης S_4 και η δίοδος D_3 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.8 (β)) με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνεται η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή. Συνεπώς, το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν μηδενική τιμή.

ΦΑΣΗ III:

Στην τρίτη φάση λειτουργίας οι δίοδοι D_2 και D_3 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.8 (γ)). Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν θετική τιμή.

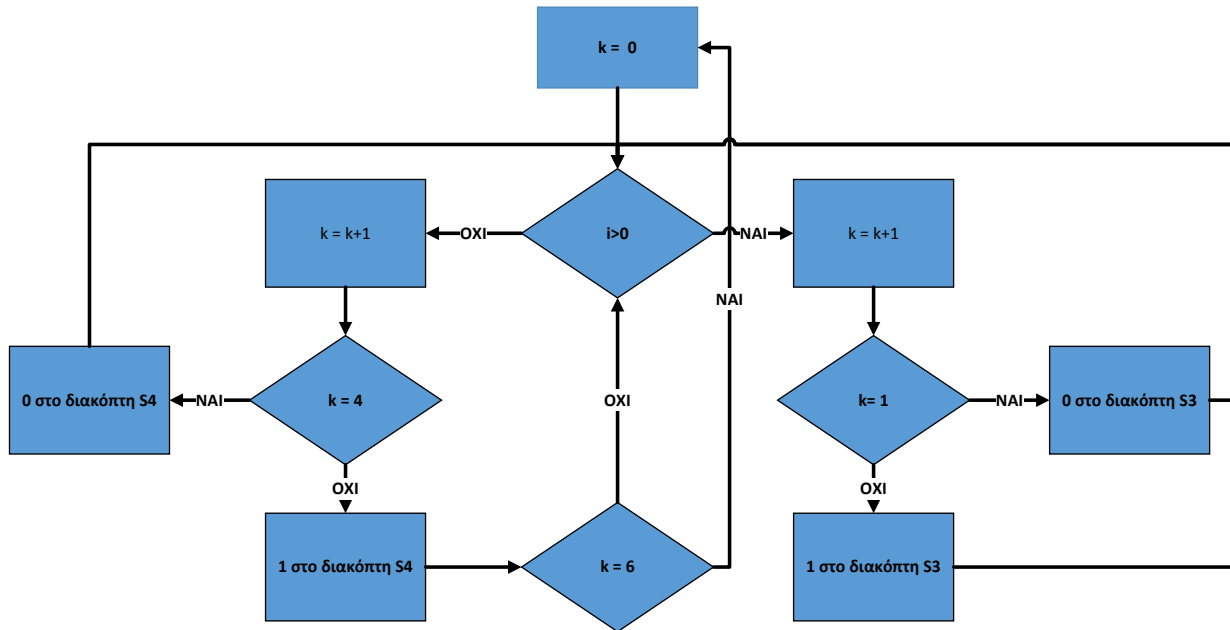
ΦΑΣΗ IV:

Στην τέταρτη και τελευταία φάση λειτουργίας ο ημιαγωγικός διακόπτης S_3 και η δίοδος D_4 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής (Σχήμα 2.8 (δ)) με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνεται και πάλι η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή. Συνεπώς, το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν μηδενική τιμή.

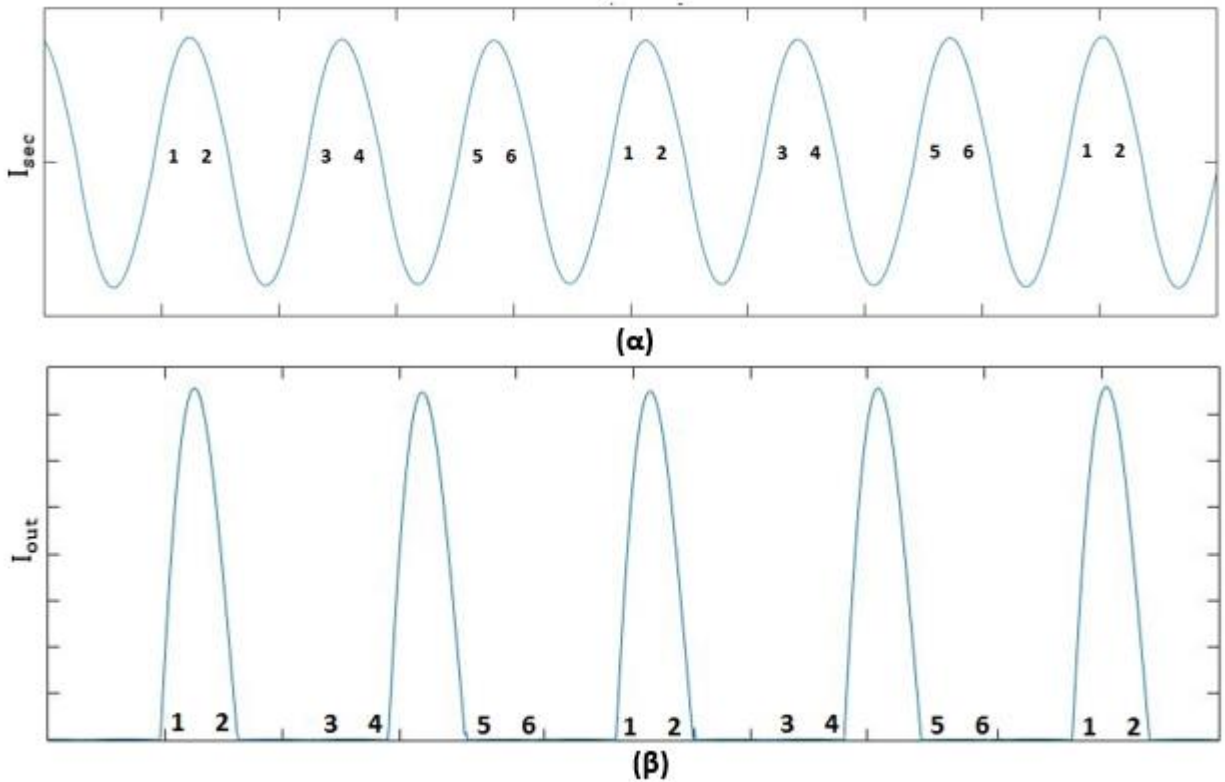


Σχ. 2.8 - Φάσεις λειτουργίας ημιελεγχόμενου ανορθωτή για βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας (α) $I_{sec} > 0$ και $I_o > 0$ και (β) $I_{sec} < 0$ και $I_o = 0$ και (γ) $I_{sec} < 0$ και $I_o > 0$ και (δ) $I_{sec} > 0$ και $I_o = 0$

Οι τέσσερις φάσεις λειτουργίας του ημιελεγχόμενου ανορθωτή πραγματοποιούνται με τη μέτρηση κάθε γεγονότος, δηλαδή τη μέτρηση θετικών και αρνητικών ακμών (rising and falling edges). Η μέτρηση κάθε γεγονότος, δηλαδή η μετάβαση από θετική σε αρνητική τιμή ρεύματος δευτερεύοντος και αντίστροφα, πραγματοποιείται με τη βοήθεια ενός μετρητή. Οι διακόπτες S_3 και S_4 μεταβαίνουν σε κατάσταση αγωγής σύμφωνα με το Σχήμα 2.9 . Συγκεκριμένα, αν ο μετρητής k ισούται με ένα τότε δεν ενεργοποιείται ο διακόπτης S_3 , αλλιώς αν ισούται με τρία ή πέντε ενεργοποιείται βραχυκυκλώνοντας την είσοδο του ημιελεγχόμενου ανορθωτή. Ομοίως, αν ο μετρητής είναι τέσσερα τότε δεν ενεργοποιείται ο διακόπτης S_4 , ενώ διαφορετικά ενεργοποιείται βραχυκυκλώνοντας και πάλι την είσοδο του ημιελεγχόμενου ανορθωτή.



Σχ. 2.9 – Λογικό διάγραμμα βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 2.10 – (α) Θεωρητική κυματομορφή ρεύματος δευτερεύοντος I_{sec} και (β) Θεωρητική κυματομορφή ρεύματος εξόδου I_{out} για τη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Σύμφωνα με τα Σχήματα 2.9 και 2.10 η βραχυκύκλωση των 2/3 του κύκλου λειτουργίας υλοποιείται ακολούθως:

$k = 1 - \Phi \Lambda \Sigma \text{H I:}$

Μόλις αναγνωριστεί η πρώτη θετική ακμή (rising edge) ο μετρητής k γίνεται 1 ($k = 1$) με συνέπεια να μην στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 και να πραγματοποιείται ανόρθωση. Ισχύει η πρώτη φάση λειτουργίας του Σχήματος 2.8 (α) όπου οι δίοδοι D_1 και D_4 βρίσκονται σε αγωγή. Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα δευτερεύοντος παίρνει τη μέγιστη θετική τιμή του (Σχήμα 2.10 (α)) και συνεπώς ομοίως το ρεύμα εξόδου (Σχήμα 2.10 (β)).

$k = 2 - \Phi \Lambda \Sigma \text{H IV:}$

Στη συνέχεια καθώς η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος μειώνεται, πραγματοποιείται η μετάβαση από θετική σε αρνητική τιμή (falling edge) και συνεπώς ο μετρητής k γίνεται 2 ($k = 2$). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (δ)) στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_4 με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνεται ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής και να υπάρχει μηδενικό ρεύμα εξόδου (Σχήμα 2.10 (β)).

k = 3 – ΦΑΣΗ ΙΙΙ:

Το ρεύμα δευτερεύοντος μόλις πάρει ξανά θετική τιμή (rising edge) τότε ο μετρητής k γίνεται 3 ($k = 3$). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (γ)) στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 με αποτέλεσμα να παραμένει βραχυκυκλωμένος ο ημιαλεγχόμενος ανορθωτής και το ρεύμα εξόδου να είναι και πάλι μηδενικό (Σχήμα 2.10 (β)).

k = 4 – ΦΑΣΗ ΙΙ:

Το ρεύμα δευτερεύοντος μόλις πάρει ξανά αρνητική τιμή (falling edge) τότε ο μετρητής k γίνεται 4 ($k = 4$). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (β)) δεν στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_4 , αλλά οι δίοδοι D_2 και D_3 βρίσκονται σε αγωγή. Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα δευτερεύοντος παίρνει τη μέγιστη αρνητική τιμή του (Σχήμα 2.10 (α)) για την οποία το ρεύμα εξόδου παίρνει τη μέγιστη θετική τιμή (Σχήμα 2.10 (β)).

k = 5 – ΦΑΣΗ ΙΙΙ:

Η περίπτωση του $k = 5$ είναι ίδια με την περίπτωση όπου ισχύει $k = 3$.

k = 6 – ΦΑΣΗ ΙΙ:

Η περίπτωση όπου $k = 6$ είναι ίδια με την περίπτωση όπου $k = 4$ με τη μόνη διαφορά ότι στο τέλος αυτού του διαστήματος ο μετρητής k γίνεται μηδέν ($k = 0$) για να ξεκινήσει και εκ νέου η διαδικασία.

2.1.4 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση οι παλμοί οδήγησης δημιουργούνται προκειμένου ο ημιαλεγχόμενος ανορθωτής να βραχυκυκλώνει τα 2/4 του κύκλου λειτουργίας του ρεύματος δευτερεύοντος. Το ρεύμα εξόδου έχει περίοδο $T' = 2T$, όπου T είναι η περίοδος του ρεύματος δευτερεύοντος.

Οι φάσεις λειτουργίας του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος είναι και πάλι τέσσερις όπως στη βραχυκύκλωση των 2/3 του κύκλου λειτουργίας στο Σχήμα 2.8. Η μόνη διαφορά είναι η μέγιστη τιμή του μετρητή και για ποιες τιμές του ενεργοποιούνται οι διακόπτες S_3 και S_4 .

Σύμφωνα με τα Σχήματα 2.11 και 2.12 η βραχυκύκλωση των 2/4 του κύκλου λειτουργίας υλοποιείται ακολούθως:

k = 1 – ΦΑΣΗ Ι:

Μόλις αναγνωριστεί η πρώτη θετική ακμή (rising edge) ο μετρητής k γίνεται 1 ($k = 1$) με συνέπεια να μην στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 και να πραγματοποιείται ανόρθωση. Ισχύει η πρώτη φάση λειτουργίας του Σχήματος 2.8 (α) όπου οι δίοδοι D_1 και D_4 βρίσκονται σε αγωγή. Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα δευτερεύοντος παίρνει τη μέγιστη θετική τιμή του (Σχήμα 2.10 (α)) και συνεπώς ομοίως το ρεύμα εξόδου (Σχήμα 2.10 (β)).

k = 2 – ΦΑΣΗ II:

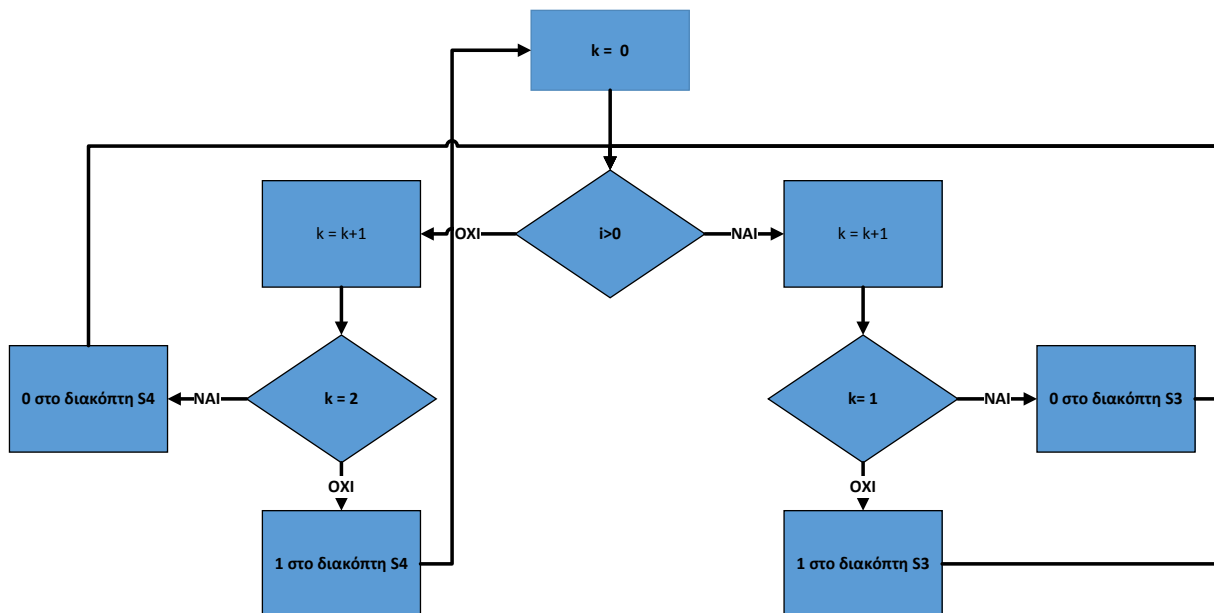
Στη συνέχεια καθώς η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος μειώνεται, πραγματοποιείται η μετάβαση από θετική σε αρνητική τιμή (falling edge) και συνεπώς ο μετρητής k γίνεται 2 ($k = 2$). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (β)) δεν στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_4 , αλλά οι δίοδοι D_2 και D_3 βρίσκονται σε αγωγή. Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα δευτερεύοντος παίρνει τη μέγιστη αρνητική τιμή του (Σχήμα 2.12 (α)) για την οποία το ρεύμα εξόδου παίρνει τη μέγιστη θετική τιμή (Σχήμα 2.12 (β)).

k = 3 – ΦΑΣΗ III:

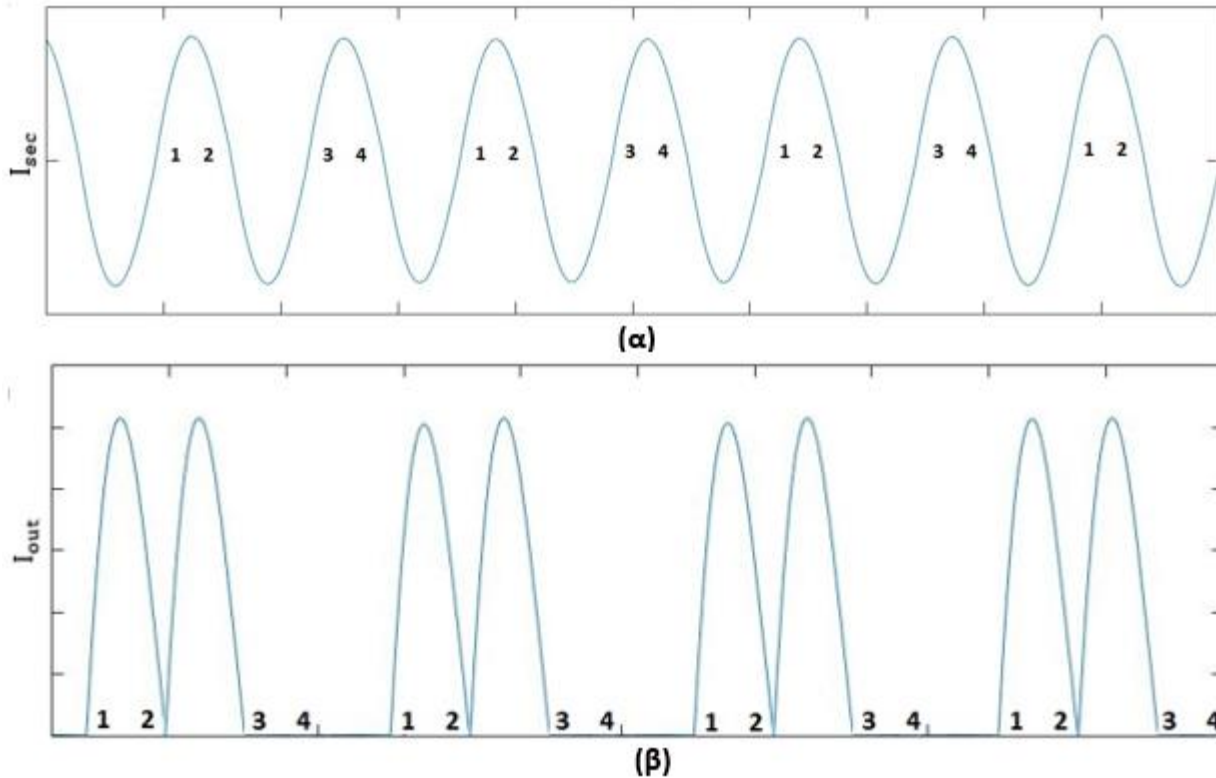
Το ρεύμα δευτερεύοντος μόλις πάρει ξανά θετική τιμή (rising edge) τότε ο μετρητής k γίνεται 3 ($k = 3$). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (γ)) στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 με αποτέλεσμα να παραμένει βραχυκυκλωμένος ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής και το ρεύμα εξόδου να είναι μηδενικό (Σχήμα 2.12(β)).

k = 4 – ΦΑΣΗ IV:

Τέλος, καθώς η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος μειώνεται, πραγματοποιείται η μετάβαση από θετική σε αρνητική τιμή (falling edge) και συνεπώς ο μετρητής k γίνεται 4 ($k = 4$). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (δ)) στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_4 με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνεται ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής και να υπάρχει μηδενικό ρεύμα εξόδου (Σχήμα 2.12 (β)). Μόλις ολοκληρωθεί αυτό το διάστημα τότε ο μετρητής k γίνεται μηδέν ($k = 0$) προκειμένου να ξεκινήσει από την αρχή η διαδικασία.



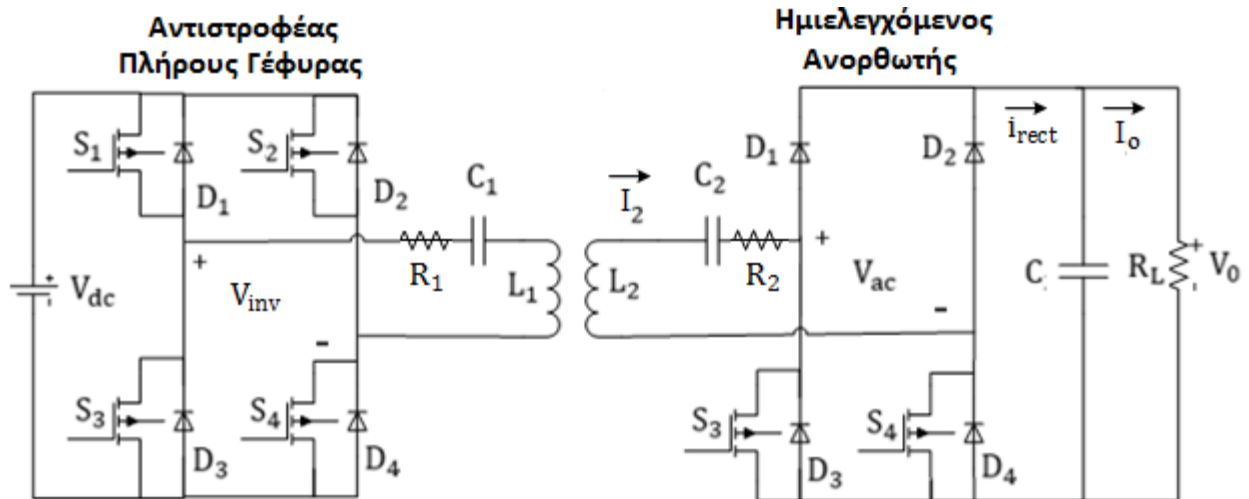
Σχ. 2.11 – Λογικό διάγραμμα βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 2.12 – (α) Θεωρητική κυματομορφή ρεύματος δευτερεύοντος I_{sec} και (β) Θεωρητική κυματομορφή ρεύματος εξόδου I_{out} για τη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

2.2 Μαθηματική Ανάλυση (Fourier)

Σε αυτό το τμήμα παρατίθεται συνοπτικά η ανάλυση εξαγωγής του μετασχηματισμού φορτίου για την πλήρη ανόρθωση με χωρητικό φίλτρο εξόδου και στη συνέχεια η αντίστοιχη ανάλυση για την τοπολογία της ασύμμετρης φόρτισης με χωρητικό φίλτρο εξόδου και στις τρεις περιπτώσεις, δηλαδή της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας, της βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας και τέλος της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας. Τέλος, πραγματοποιείται σύγκριση της ισχύος εξόδου κάθε περίπτωσης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση. Η εξεταζόμενη διάταξη επαγωγικής φόρτισης για τη μαθηματική ανάλυση φαίνεται στο Σχήμα 2.13.



Σχ. 2.13 – Εξεταζόμενη διάταξη επαγωγικής φόρτισης

Το ρεύμα εισόδου είναι ημιτονοειδές, η ανακλώμενη αντίσταση προκύπτει από το λόγο τάσης-ρεύματος ίδιων τάξεων αρμονικών συνιστωσών. Για αυτό το λόγο στην ενεργό τάση \tilde{V}_{ac} λαμβάνεται υπόψη μόνο η πρώτη αρμονική.[25] Συνεπώς:

$$R_{ac} = \frac{\tilde{V}_{ac,1}}{\tilde{I}_2} \quad (1.33)$$

όπου $\tilde{V}_{ac,1}$: η πρώτη αρμονική της ενεργούς τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

\tilde{I}_2 : η ενεργός τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος

R_{ac} : η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου

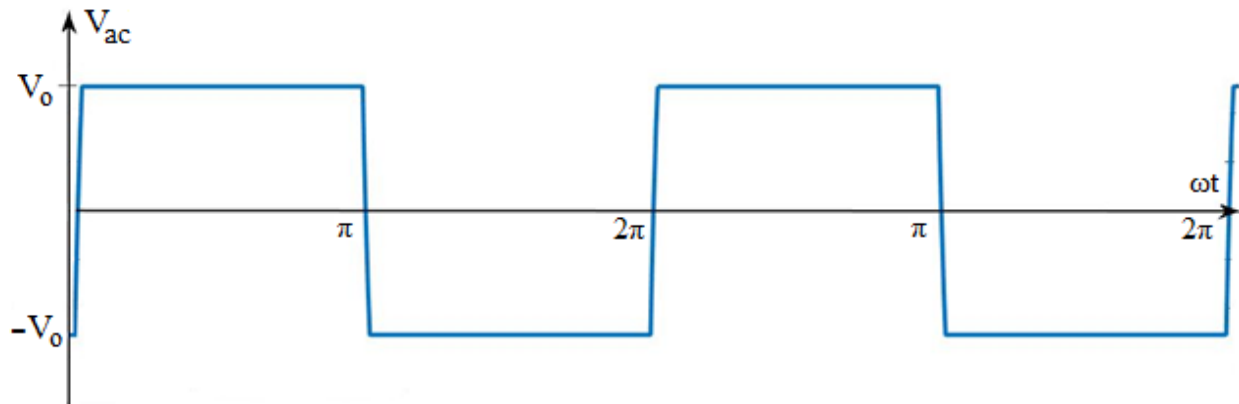
2.2.1 Ανάλυση για πλήρη ανόρθωση

Γίνεται η θεώρηση ότι η τάση εξόδου είναι DC με σταθερή τιμή V_o χωρίς κυμάτωση. Τότε η τάση εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή $V_{ac,fw}$ θα έχει τη μορφή τετραγωνικού παλμού πλάτους V_o :

$$V_{ac,fw} = \begin{cases} V_{o,fw}, & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -V_{o,fw}, & \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases} \quad (1.34)$$

όπου $V_{o,fw}$: η τάση εξόδου V_o στην πλήρη ανόρθωση

$V_{ac,fw}$: η τάση εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή κατά την πλήρη ανόρθωση



Σχ. 2.14 – Κυματομορφή τάσης εισόδου V_{ac} του ημιελεγχόμενου ανορθωτή στην πλήρη ανόρθωση

Το πλάτος της πρώτης αρμονικής του τετραγωνικού παλμού της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή σύμφωνα με την ανάλυση Fourier δίνεται από την (1.35).

$$\hat{V}_{ac, fw, 1} = \frac{4V_{o, fw}}{\pi} \quad (1.35)$$

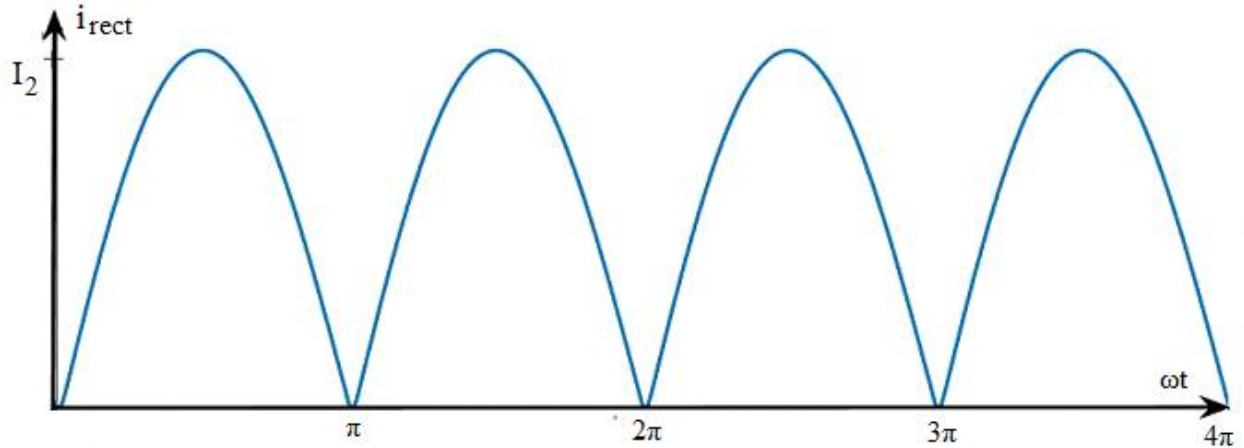
όπου $\hat{V}_{ac, fw, 1}$: το πλάτος της πρώτης αρμονικής της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

Συνεπώς, από την (1.35) ισχύει:

$$\tilde{V}_{ac, fw, 1} = \frac{2\sqrt{2}V_{o, fw}}{\pi} \quad (1.36)$$

όπου $\tilde{V}_{ac, fw, 1}$: η ενεργός της πρώτης αρμονικής της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

Στην περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης το ρεύμα εξόδου του ανορθωτή i_{rect} απεικονίζεται στο Σχήμα 2.15.



Σχ. 2.15 – Κυματομορφή ρεύματος εξόδου i_{rect} του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

Το ρεύμα εξόδου $I_{o,\text{fw}}$ είναι ίσο με τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου του ανορθωτή i_{rect} . Επομένως, από τη μέση τιμή για την κυματομορφή του ρεύματος i_{rect} (Σχήμα 2.15) προκύπτει:

$$I_{o,\text{fw}} = \frac{2}{\pi} \hat{I}_{2,\text{fw}} \Rightarrow \tilde{I}_{2,\text{fw}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{o,\text{fw}} \quad (1.37)$$

όπου $\hat{I}_{2,\text{fw}}$: το πλάτος του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή στην πλήρη ανόρθωση

$\tilde{I}_{2,\text{fw}}$: η ενεργός του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή στην πλήρη ανόρθωση

$I_{o,\text{fw}}$: το ρεύμα εξόδου στην πλήρη ανόρθωση

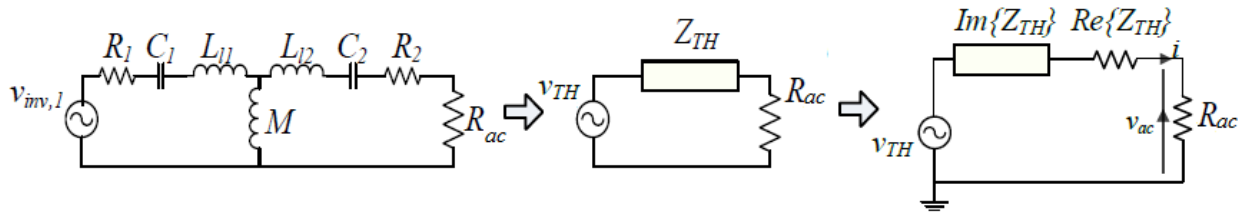
Από τις σχέσεις (1.33), (1.36) και (1.37) προκύπτει:

$$R_{\text{ac},\text{fw}} = \frac{\tilde{V}_{\text{ac},\text{fw},1}}{\tilde{I}_{2,\text{fw}}} = \frac{2\sqrt{2}V_{o,\text{fw}}}{\frac{\pi}{2\sqrt{2}}I_{o,\text{fw}}} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (1.38)$$

όπου $R_{\text{ac},\text{fw}}$: η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου στην πλήρη ανόρθωση

R_L : η αντίσταση εξόδου

Για τη μαθηματική ανάλυση είναι αναγκαία η μετατροπή της διάταξης της επαγωγικής φόρτισης (Σχήμα 2.13) στο ισοδύναμο Thevenin (Σχήμα 2.16).



Σχ. 2.16 – Ισοδύναμο Thevenin του κυκλώματος ενός συστήματος επαγωγικής φόρτισης [23]

Η ενεργός του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή σύμφωνα με το Σχήμα 2.16 είναι ίσο με:

$$\tilde{I}_{2, \text{fw}} = \frac{\tilde{V}_{\text{TH}}}{R_{\text{eq, as}}} = \frac{\tilde{V}_{\text{TH}}}{R_{\text{sc}} + \frac{8}{\pi^2} R_{\text{L}}} \quad (1.39)$$

όπου \tilde{V}_{TH} : η ενεργός τάση Thevenin του

$R_{\text{eq, as}}$: η ισοδύναμη αντίσταση του κυκλώματος της επαγωγικής φόρτισης

R_{sc} : η εσωτερική αντίσταση $\text{Re}\{Z_{\text{TH}}\}$ του ισοδυναμού Thevenin κυκλώματος

R_{L} : η αντίσταση εξόδου

Συνεπώς, το ρεύμα εξόδου $I_{\text{o, fw}}$ από τις σχέσεις (1.37) και (1.39) προκύπτει:

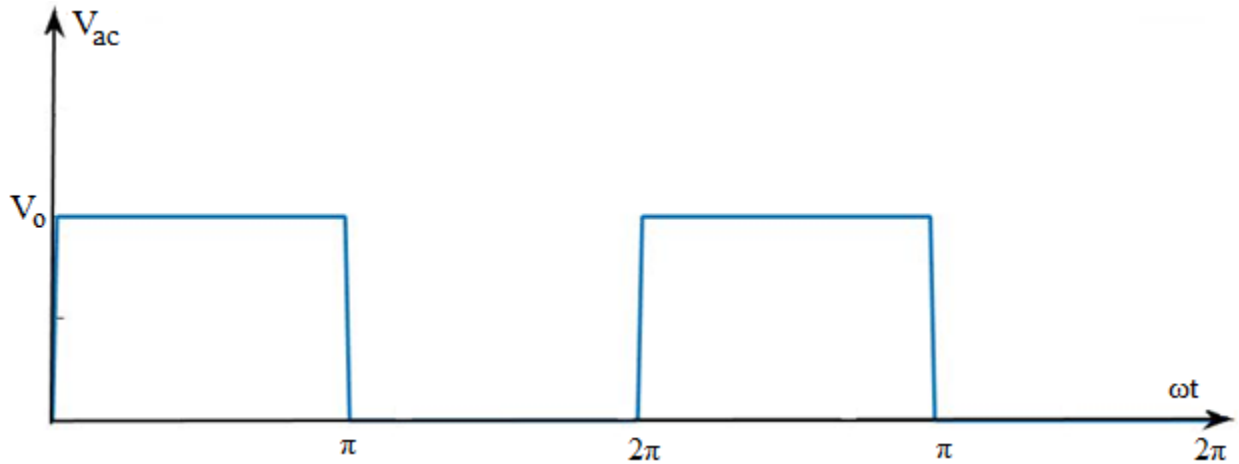
$$I_{\text{o, fw}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \tilde{I}_{2, \text{fw}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{\text{TH}}}{R_{\text{sc}} + \frac{8}{\pi^2} R_{\text{L}}} \right) \quad (1.40)$$

Η ισχύς εξόδου στην πλήρη ανόρθωση $P_{\text{o, fw}}$ χρησιμοποιώντας την (1.40) είναι:

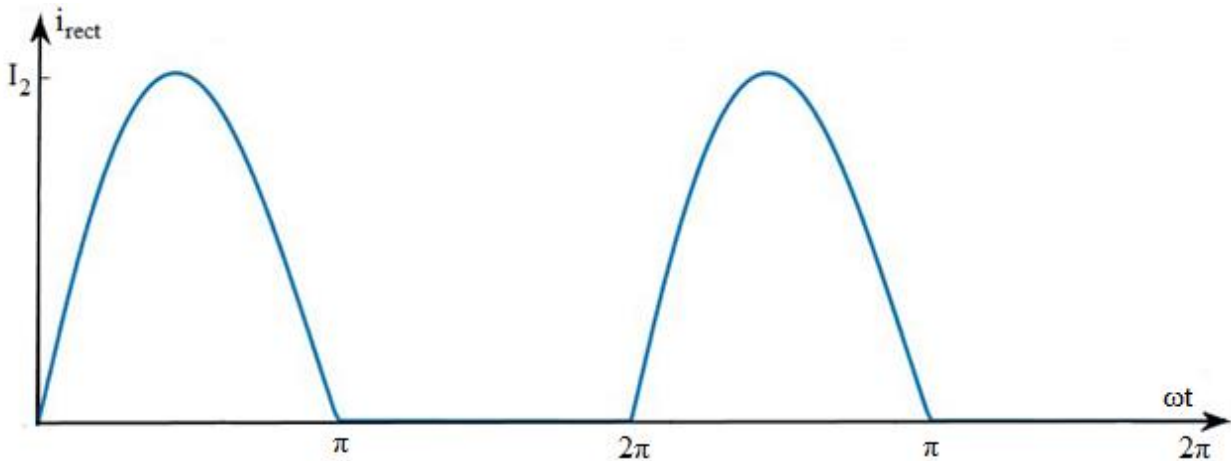
$$P_{\text{o, fw}} = I_{\text{o, fw}}^2 R_{\text{L}} = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{\tilde{V}_{\text{th}}}{R_{\text{sc}} + \frac{8}{\pi^2} R_{\text{L}}} \right)^2 R_{\text{L}} \quad (1.41)$$

2.2.2 Ανάλυση για βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Κατόπιν της θεωρητικής προσέγγισης για την υλοποίηση της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας που πραγματοποιήθηκε στο τμήμα 2.1.2, στο Σχήμα 2.17 φαίνεται η κυματομορφή της τάσης εισόδου του ημieleγχόμενου ανορθωτή V_{ac} και στο Σχήμα 2.18 φαίνεται η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου του ημieleγχόμενου ανορθωτή i_{rect} .



Σχ. 2.17 – Κυματομορφή τάσης εισόδου V_{ac} του ημieleγχόμενου ανορθωτή στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 2.18 - Κυματομορφή ρεύματος εξόδου i_{rect} του ημieleγχόμενου ανορθωτή

Για την ανάλυση Fourier είναι γνωστό ότι ισχύει:

$$f(x) = \sum_{n=0}^{+\infty} (a_n \cos(nx) + b_n \sin(nx)) \quad (1.42)$$

όπου $a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \cos(nx) dx$ και $b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(x) \sin(nx) dx$

Σύμφωνα με το Σχήμα 2.17 ισχύει:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_o \cos(nx) dx = V_o \left[\frac{\sin(nx)}{n\pi} \right]_0^{\pi} = 0 \quad (1.43)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_o \sin(nx) dx = V_o \left[-\frac{\cos(nx)}{n\pi} \right]_0^{\pi} \quad (1.44)$$

Για την πρώτη αρμονική του παλμού ισχύει $n = 1$ και συνεπώς από την (1.44) ο όρος b_n γίνεται:

$$b_n = \frac{2V_o}{\pi} \quad (1.45)$$

Συνεπώς από τις σχέσεις (1.42), (1.43) και (1.45) προκύπτει:

$$f(x) = \frac{2V_o}{\pi} \sin x \quad (1.46)$$

Άρα, το πλάτος της πρώτης αρμονικής του τετραγωνικού παλμού $\hat{V}_{ac,as,1}$ όπως προκύπτει από την (1.46) είναι:

$$\hat{V}_{ac,as,1} = \frac{2V_o}{\pi} \quad (1.47)$$

όπου V_o : η τάση εξόδου κατά την ασύμμετρη φόρτιση για βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

$\hat{V}_{ac,as,1}$: το πλάτος της πρώτης αρμονικής της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου Ανορθωτή

Συνεπώς, από τη σχέση (1.47) προκύπτει:

$$\tilde{V}_{ac,as,1} = \frac{2V_o}{\pi\sqrt{2}} \quad (1.48)$$

όπου $\tilde{V}_{ac,as,1}$: η ενεργός της πρώτης αρμονικής της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

Ομοίως με την πλήρη ανόρθωση έτσι και στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας το ρεύμα εξόδου $I_{o,as}$ είναι ίσο με τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου του ανορθωτή i_{rect} . Επομένως, λόγω του Σχήματος 2.18 ισχύει:

$$I_{o,as} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \hat{I}_{2,as} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{\hat{I}_{2,as}}{\pi} \Rightarrow \tilde{I}_{2,as} = \frac{\pi I_{o,as}}{\sqrt{2}} \quad (1.49)$$

όπου $\hat{I}_{2,as}$: το πλάτος του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

$\tilde{I}_{2,as}$: η ενεργός του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

$I_{o,as}$: το ρεύμα εξόδου στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (1.46) και (1.49) στην (1.33) τότε ισχύει:

$$R_{ac,as} = \frac{\tilde{V}_{ac,as,1}}{\tilde{I}_{2,as}} = \frac{\frac{2V_o}{\pi\sqrt{2}}}{\frac{\pi I_{o,as}}{\sqrt{2}}} = \frac{2}{\pi^2} R_L \quad (1.50)$$

όπου $R_{ac,as}$: η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου στην πλήρη ανόρθωση

R_L : η αντίσταση εξόδου

Η ισοδύναμη αντίσταση του συντονισμένου κυκλώματος $R_{eq,as}$ όπως και στην περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης έτσι και τώρα είναι:

$$R_{eq,as} = R_{sc} + R_{ac,as} = R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L \quad (1.51)$$

Η ενεργός του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή σύμφωνα με το Σχήμα 2.16 είναι ίσο με:

$$\tilde{I}_{2,as} = \frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{eq,as}} = \frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \quad (1.52)$$

όπου \tilde{V}_{TH} : η ενεργός τάση Thevenin του

$R_{eq,as}$: η ισοδύναμη αντίσταση

R_{sc} : η εσωτερική αντίσταση $\text{Re}\{Z_{TH}\}$ του ισοδυναμού Thevenin κυκλώματος

R_L : η αντίσταση εξόδου

Το ρεύμα εξόδου $I_{o,as}$ σύμφωνα με τις σχέσεις (1.49) και (1.52) προκύπτει:

$$I_{o,as} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \tilde{I}_{2,as} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \right) \quad (1.53)$$

Η ισχύς εξόδου $P_{o,as,hw}$ χρησιμοποιώντας τη σχέση (1.36) ισούται με:

$$P_{o,as,hw} = I_{o,as}^2 R_L = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \right)^2 R_L \quad (1.54)$$

Σύγκριση ασύμμετρης φόρτισης (βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας) και πλήρους ανόρθωσης με χωρητικό φίλτρο εξόδου

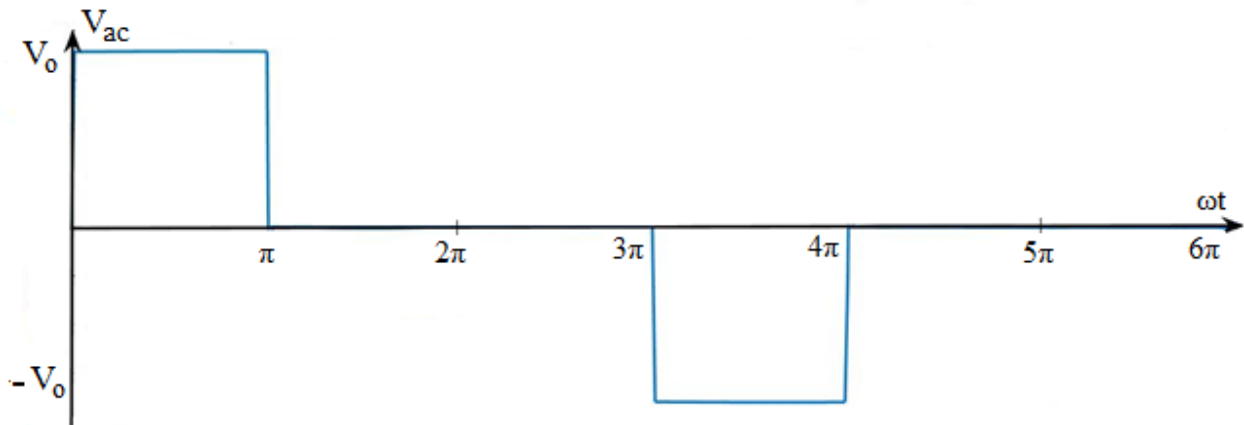
Σύμφωνα με τις σχέσεις (1.41) και (1.54) το κέρδος της ασύμμετρης φόρτισης στην περίπτωση της βραχυκύκλωσης κατά 50% σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση είναι:

$$G = \frac{P_{o,as,hw} - P_{o,fw}}{P_{o,fw}} = \frac{(R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L)^2}{4(R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L)^2} - 1 \quad (1.55)$$

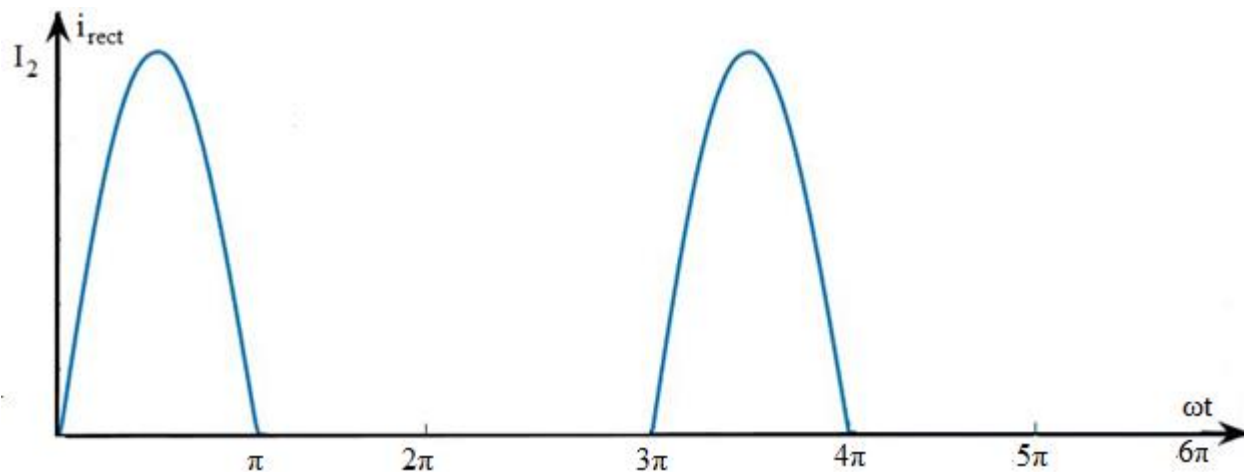
Επομένως για $R_{sc} \rightarrow 0$ ισχύει $P_{o,as,hw} \rightarrow 4P_{o,fw}$ και $G \rightarrow 3$.

2.2.3 Ανάλυση για βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Για τη μαθηματική ανάλυση Fourier της βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας θα χρησιμοποιηθούν πάλι η κυματομορφή της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 2.19) και η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 2.20).



Σχ. 2.19 - Κυματομορφή τάσης εισόδου V_{ac} του ημιελεγχόμενου ανορθωτή στη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 2.20 - Κυματομορφή ρεύματος εξόδου i_{rect} του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

Από τη σχέση (1.42) λόγω του Σχήματος 2.19 υπολογίζονται για $n = 1$ οι όροι a_n και b_n :

$$a_n = \frac{1}{3\pi} \left[\int_0^{\pi} V_o \cos(nx) dx + \int_{3\pi}^{4\pi} -V_o \cos(nx) dx \right] = 0 \quad (1.56)$$

$$b_n = \frac{1}{3\pi} \left[\int_0^{\pi} V_o \sin(nx) dx + \int_{3\pi}^{4\pi} -V_o \sin(nx) dx \right] = \frac{4V_o}{3\pi} \quad (1.57)$$

Συνεπώς, το πλάτος της πρώτης αρμονικής του τετραγωνικού παλμού $\hat{V}_{\text{ac,as,1}}$ όπως προκύπτει από τις σχέσεις (1.56) και (1.57):

$$\hat{V}_{\text{ac,as,1}} = \frac{4V_o}{3\pi} \quad (1.58)$$

όπου V_o : η τάση εξόδου κατά την ασύμμετρη φόρτιση για βραχυκύκλωση $2/3$ του κύκλου λειτουργίας

$\hat{V}_{\text{ac,as,1}}$: το πλάτος της πρώτης αρμονικής της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

Από την (1.58) η ενεργός της πρώτης αρμονικής της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή $\tilde{V}_{\text{ac,as,1}}$ είναι:

$$\tilde{V}_{\text{ac,as,1}} = \frac{4V_o}{3\pi\sqrt{2}} \quad (1.59)$$

Το ρεύμα εξόδου $I_{o,as,2-3}$ είναι ίσο με τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου του ανορθωτή i_{rect} . Επομένως, λόγω του Σχήματος 2.20 και της σχέσης (1.42) ισχύει:

$$I_{o,as,2-3} = \frac{1}{6\pi} \left[\int_0^{\pi} \hat{I}_{2,as,2-3} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{3\pi}^{4\pi} -\hat{I}_{2,as,2-3} \sin(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2\hat{I}_{2,as,2-3}}{3\pi} \Rightarrow \tilde{I}_{2,as,2-3} = \frac{3\pi I_{o,as,2-3}}{2\sqrt{2}} \quad (1.60)$$

όπου $\hat{I}_{2,as,2-3}$: το πλάτος του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή στη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

$\tilde{I}_{2,as,2-3}$: η ενεργός του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή στη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

$I_{o,as,2-3}$: το ρεύμα εξόδου στη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (1.59) και (1.60) στην (1.33) προκύπτει:

$$R_{ac,as} = \frac{\tilde{V}_{ac,as,1}}{\tilde{I}_{2,as,2-3}} = \frac{\frac{4V_o}{3\pi\sqrt{2}}}{\frac{3\pi I_{o,as,2-3}}{2\sqrt{2}}} = \frac{8}{9\pi^2} R_L \quad (1.61)$$

όπου $R_{ac,as}$: η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου στην πλήρη ανόρθωση

R_L : η αντίσταση εξόδου

Η ισοδύναμη αντίσταση του συντονισμένου κυκλώματος $R_{eq,as}$ όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις είναι:

$$R_{eq,as} = R_{sc} + R_{ac,as} = R_{sc} + \frac{8}{9\pi^2} R_L \quad (1.62)$$

Η ενεργός του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή σύμφωνα με το Σχήμα 2.16 είναι ίσο με:

$$\tilde{I}_{2,as,2-3} = \frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{eq,as}} = \frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{8}{9\pi^2} R_L} \quad (1.63)$$

όπου \tilde{V}_{TH} : η ενεργός τάση Thevenin του

$R_{eq,as}$: η ισοδύναμη αντίσταση

R_{sc} : η εσωτερική αντίσταση $\text{Re}\{Z_{TH}\}$ του ισοδυναμού Thevenin κυκλώματος

R_L : η αντίσταση εξόδου

Το ρεύμα εξόδου $I_{o,as,2-3}$ σύμφωνα με τις σχέσεις (1.60) και (1.63) είναι:

$$I_{o,as,2-3} = \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} \tilde{I}_{2,as,2-3} = \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{8}{9\pi^2} R_L} \right) \quad (1.64)$$

Η ισχύς εξόδου $P_{o,as,2-3}$ χρησιμοποιώντας την (1.64) είναι:

$$P_{o,as,2-3} = I_{o,as,2-3}^2 R_L = \frac{8}{9\pi^2} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{8}{9\pi^2} R_L} \right)^2 R_L \quad (1.65)$$

Σύγκριση ασύμμετρης φόρτισης (βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας) και πλήρους ανόρθωσης με χωρητικό φίλτρο εξόδου

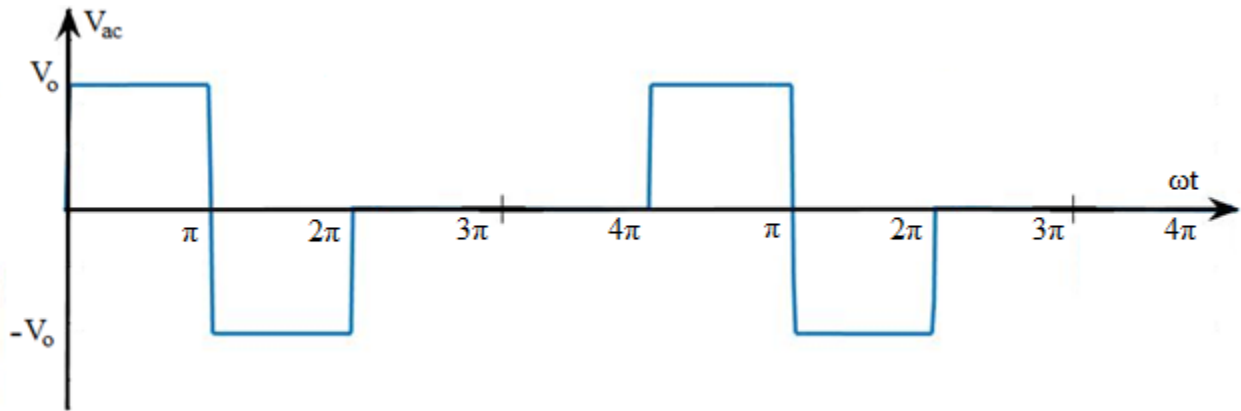
Σύμφωνα με τις σχέσεις (1.41) και (1.65) το κέρδος της ασύμμετρης φόρτισης στην περίπτωση της βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση είναι:

$$G = \frac{P_{o,as,2-3} - P_{o,fw}}{P_{o,fw}} = \frac{(R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L)^2}{9(R_{sc} + \frac{8}{9\pi^2} R_L)^2} - 1 \quad (1.66)$$

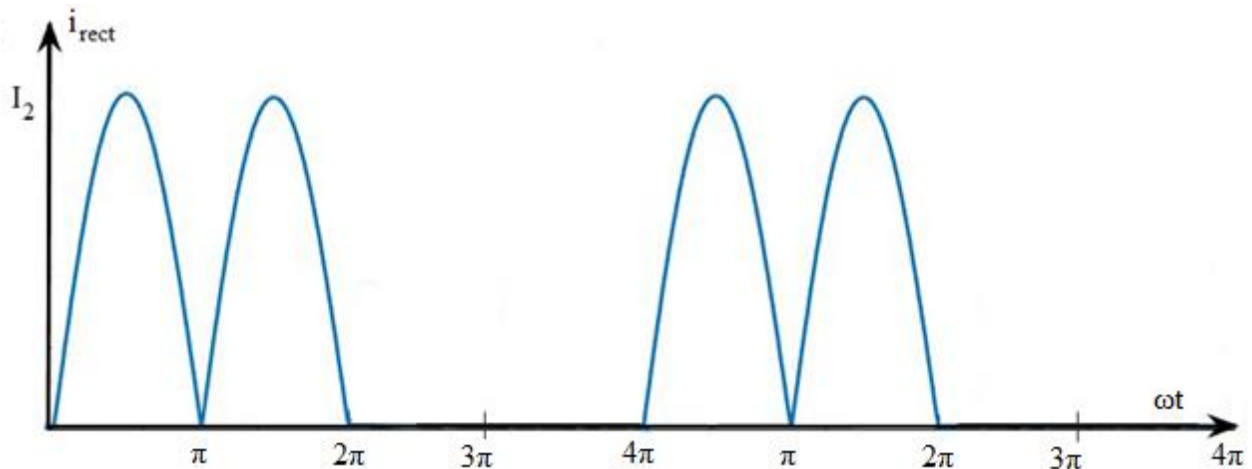
Επομένως για $R_{sc} \rightarrow 0$ ισχύει $P_{o,as,2-3} \rightarrow 9P_{o,fw}$ και $G \rightarrow 8$.

2.2.4 Ανάλυση για βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Για τη μαθηματική ανάλυση Fourier της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας θα χρησιμοποιηθούν πάλι η κυματομορφή της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 2.21) και η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 2.22).



Σχ. 2.3.21 - Κυματομορφή τάσης εισόδου V_{ac} του ημιελεγχόμενου ανορθωτή στη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 2.22 - Κυματομορφή ρεύματος εξόδου i_{rect} του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

Συνεπώς, από το Σχήμα 2.21 λόγω της ανάλυσης Fourier υπολογίζονται οι όροι a_n και b_n .

$$a_n = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} V_0 \cos(nx) dx + \int_{\pi}^{2\pi} -V_0 \cos(nx) dx \right] \quad (1.67)$$

Για την πρώτη αρμονική της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή, δηλαδή για $n = 1$ λόγω της (1.50) προκύπτει:

$$a_1 = 0 \quad (1.68)$$

$$b_n = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} V_0 \sin(nx) dx + \int_{\pi}^{2\pi} -V_0 \sin(nx) dx \right] \quad (1.69)$$

Για την πρώτη αρμονική της τάσης εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή, δηλαδή για $n = 1$ λόγω της (1.69) προκύπτει:

$$b_1 = \frac{4V_o}{2\pi} \quad (1.70)$$

Συνεπώς, το πλάτος της πρώτης αρμονικής του τετραγωνικού παλμού $\hat{V}_{ac,as,1}$ σύμφωνα με τις σχέσεις (1.68) και (1.70) είναι:

$$\hat{V}_{ac,as,1} = \frac{4V_o}{2\pi} \Rightarrow \tilde{V}_{ac,as,1} = \frac{\sqrt{2}V_o}{\pi} \quad (1.71)$$

Το ρεύμα εξόδου $I_{o,as,2-4}$ είναι ίσο με τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου του ανορθωτή i_{rect} . Επομένως, από το Σχήμα 2.22 και τη σχέση (1.25) προκύπτει:

$$I_{o,as,2-4} = \frac{1}{4\pi} \left[\int_0^{\pi} \hat{I}_{2,as,2-4} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} -\hat{I}_{2,as,2-4} \sin(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{\hat{I}_{2,as,2-4}}{\pi} \Rightarrow$$

$$\tilde{I}_{2,as,2-4} = \frac{\pi I_{o,as,2-4}}{\sqrt{2}} \quad (1.72)$$

όπου $\hat{I}_{2,as,2-4}$: το πλάτος του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή στη βραχυκύκλωση 2/4

του κύκλου λειτουργίας

$\tilde{I}_{2,as,2-4}$: η ενεργός του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή στη βραχυκύκλωση 2/4

του κύκλου λειτουργίας

$I_{o,as,2-4}$: το ρεύμα εξόδου στη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (1.71) και (1.72) στην (1.33) προκύπτει:

$$R_{ac,as} = \frac{\tilde{V}_{ac,as,1}}{\tilde{I}_{2,as,2-4}} = \frac{\frac{\sqrt{2}V_{o,as}}{\pi}}{\frac{\pi I_{o,as,2-4}}{\sqrt{2}}} = \frac{2}{\pi^2} R_L \quad (1.73)$$

όπου $R_{ac,as}$: η ισοδύναμη αντίσταση φορτίου στην πλήρη ανόρθωση

R_L : η αντίσταση εξόδου

Η ισοδύναμη αντίσταση του συντονισμένου κυκλώματος $R_{eq,as}$ όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις είναι:

$$R_{eq,as} = R_{sc} + R_{ac,as} = R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L \quad (1.74)$$

Η ενεργός του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή σύμφωνα με το Σχήμα 2.16 είναι ίση με:

$$\tilde{I}_{2,as,2-4} = \frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{eq,as}} = \frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \quad (1.75)$$

όπου \tilde{V}_{TH} : η ενεργός τάση Thevenin του

$R_{eq,as}$: η ισοδύναμη αντίσταση

R_{sc} : η εσωτερική αντίσταση $Re\{Z_{TH}\}$ του ισοδυναμού Thevenin κυκλώματος

R_L : η αντίσταση εξόδου

Το ρεύμα εξόδου $I_{o,as,2-4}$ σύμφωνα με τις σχέσεις (1.72) και (1.75) είναι:

$$I_{o,as,2-4} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \tilde{I}_{2,as,2-4} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \right) \quad (1.76)$$

Η ισχύς εξόδου $P_{o,as,2-4}$ χρησιμοποιώντας την (1.76) είναι:

$$P_{o,as,2-4} = I_{o,as,2-4}^2 R_L = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \right)^2 R_L \quad (1.77)$$

Σύγκριση ασύμμετρης φόρτισης (βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας) και πλήρους ανόρθωσης με χωρητικό φίλτρο εξόδου

Σύμφωνα με τις σχέσεις (1.41) και (1.77) το κέρδος της ασύμμετρης φόρτισης στην περίπτωση της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση είναι:

$$G = \frac{P_{o,as,2-4} - P_{o,fw}}{P_{o,fw}} = \frac{(R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L)^2}{4(R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L)^2} - 1 \quad (1.78)$$

Επομένως για $R_{sc} \rightarrow 0$ ισχύει $P_{o,as,2-4} \rightarrow 4P_{o,fw}$ και $G \rightarrow 3$.

2.2.5 Συγκριτικά όλες οι περιπτώσεις με την πλήρη ανόρθωση

Στον Πίνακα 2.1 παρουσιάζονται συγκεντρωτικά η ισχύς και το κέρδος κάθε τεχνικής παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση.

Πίνακας 2.1- Ισχύς εξόδου και κέρδος όλων των τεχνικών οδήγησης παλμών

| Τεχνική ημιελεγχόμενου ανορθωτή | Ισχύς εξόδου | Κέρδος | Κέρδος για $R_{sc} \rightarrow 0$ |
|--|---|---|-----------------------------------|
| Πλήρη Ανόρθωση | $P_{o, fw} = \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{\tilde{V}_{th}}{R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L} \right)^2 R_L$ | - | - |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | $P_{o, as, hw} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \right)^2 R_L$ | $G = \frac{(R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L)^2}{4(R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L)^2} - 1$ | $G \rightarrow 3$ |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | $P_{o, as, 2-3} = \frac{8}{9\pi^2} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{8}{9\pi^2} R_L} \right)^2 R_L$ | $G = \frac{(R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L)^2}{9(R_{sc} + \frac{8}{9\pi^2} R_L)^2} - 1$ | $G \rightarrow 8$ |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | $P_{o, as, 2-4} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\tilde{V}_{TH}}{R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L} \right)^2 R_L$ | $G = \frac{(R_{sc} + \frac{8}{\pi^2} R_L)^2}{4(R_{sc} + \frac{2}{\pi^2} R_L)^2} - 1$ | $G \rightarrow 3$ |

Όπως φαίνεται από τον Πίνακα 2.1, στη θεωρητική ανάλυση η βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας και η βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας έχουν ίδια συμπεριφορά παρουσιάζοντας ίδια ισχύ εξόδου και ίδιο κέρδος ισχύος. Η βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας παρουσιάζει μεγαλύτερη ισχύ εξόδου και συνεπώς μεγαλύτερο κέρδος ισχύος σε σχέση με τις άλλες δύο τεχνικές οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή.

Ωστόσο, πρέπει να επισημανθεί ότι οι υπολογισμοί για τη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας και για τη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας είναι στην ιδανική περίπτωση που η ημιτονοειδής μορφή του ρεύματος έχει σταθερό πλάτος, ενώ στην πραγματικότητα δεν ισχύει. Συγκεκριμένα, λόγω της γρήγορης εναλλαγής των παλμών στους ημιαγωγικούς διακόπτες του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δεν προλαβαίνει να μπει σε ευστάθεια, το πλάτος του ρεύματος δεν είναι σταθερό και συνεπώς η ισχύς εξόδου και το κέρδος ισχύος διαφοροποιείται λίγο μεταξύ των δύο τεχνικών οδήγησης.

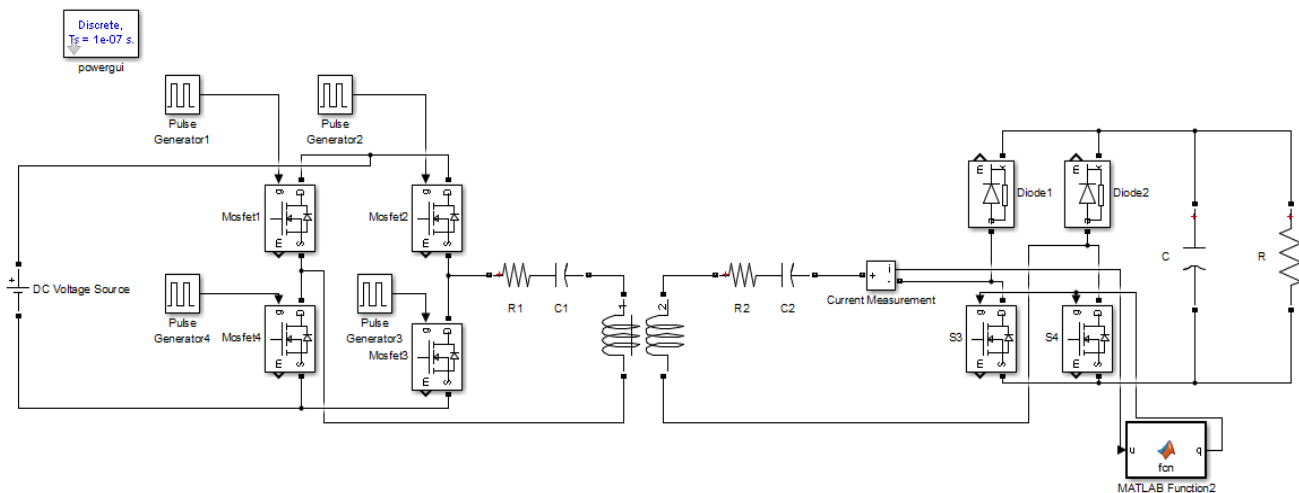
3. Προσομοιώσεις με το πρόγραμμα Matlab/Simulink

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο πραγματοποιούνται η πλήρης ανόρθωση και οι τρεις τεχνικές παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή σε επίπεδο προσομοιώσεων ώστε να συγκριθούν οι θεωρητικοί τύποι με τα πραγματικά αποτελέσματα. Σε κάθε περίπτωση παρουσιάζεται η δομή των διατάξεων, η δομή της δημιουργίας παλμών οδήγησης, καθώς και οι κυματομορφές ρευμάτων, τάσεων για διαφορετικές τιμές αντιστάσεων, σχολιασμός και σύγκριση των αποτελεσμάτων.

3.1 Δομή τεχνικών παλμών οδήγησης ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος και διατάξεις κυκλωμάτων

3.1.1 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση δημιουργούνται οι παλμοί οδήγησης για τον ημιελεγχόμενο ανορθωτή προκειμένου να υλοποιηθεί η βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας. Για να υλοποιηθεί πρέπει να διαβάζεται η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος και αναλόγως την τιμή να μεταβαίνει ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής στη σωστή φάση λειτουργίας όπως παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 2.



Σχ. 3.1 – Κύκλωμα προσομοίωσης της διάταξης επαγωγικής φόρτισης για βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

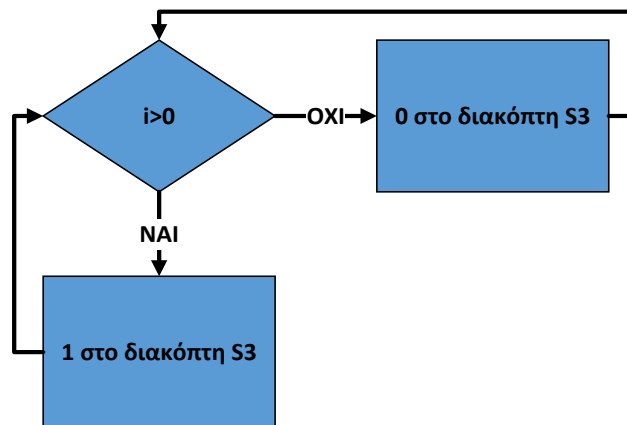
Η μετατροπή της διάταξης σε σχέση με το συμβατικό κύκλωμα επαγωγικής φόρτισης βασίζεται στη δημιουργία παλμών οδήγησης για τους ημιαγωγικούς διακόπτες του ημιελεγχόμενου ανορθωτή με τη βοήθεια του Matlab Function που ελέγχει αν το ρεύμα δευτερεύοντος έχει θετική ή αρνητική τιμή. Η υλοποίηση του ελέγχου της τιμής του ρεύματος δευτερεύοντος πραγματοποιείται με βάση τον κώδικα:

```
function q = fcn(u)
    if (u<0)
        q = 0;
    else
        q=1;
    end
end
```

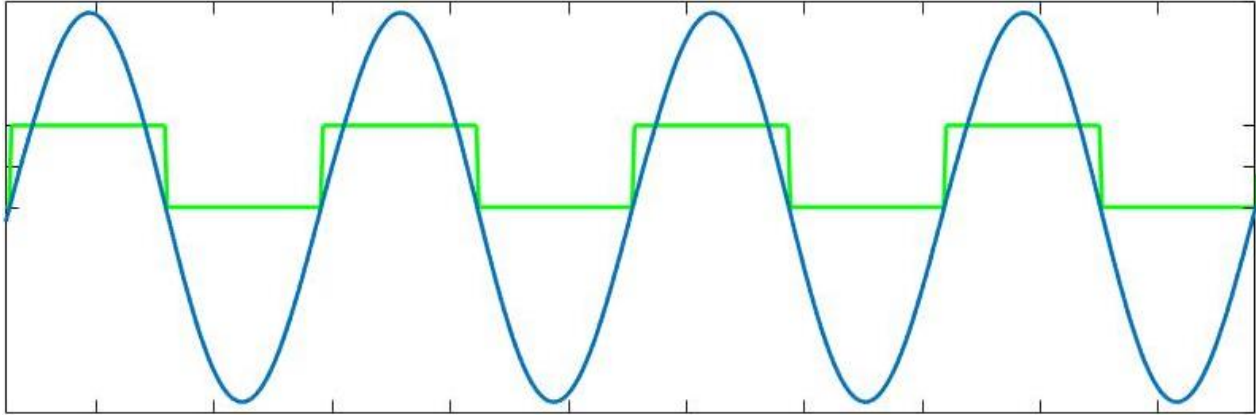
Η υλοποίηση του ελέγχου της τιμής του ρεύματος δευτερεύοντος απεικονίζεται στο Σχήμα 3.2, όπου αν το ρεύμα δευτερεύοντος, που είναι στην ουσία το ρεύμα εισόδου του ανορθωτή, έχει θετική τιμή τότε στέλνεται παλμός οδήγησης στον ημιαγωγικό διακόπτη S_3 και μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής, διαφορετικά αν το ρεύμα δευτερεύοντος έχει αρνητική τιμή τότε ο διακόπτης S_3 δεν ενεργοποιείται. Οι αντίστοιχες κυματομορφές του ρεύματος εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή και των παλμών οδήγησης του διακόπτη S_3 παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.3.

Σύμφωνα με το Σχήμα 3.4 όταν ο διακόπτης S_3 είναι ενεργοποιημένος τότε βραχυκυκλώνεται η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή με συνέπεια να υπάρχει μηδενικό ρεύμα εξόδου, ενώ όταν είναι απενεργοποιημένος υπάρχει θετικό ρεύμα εξόδου.

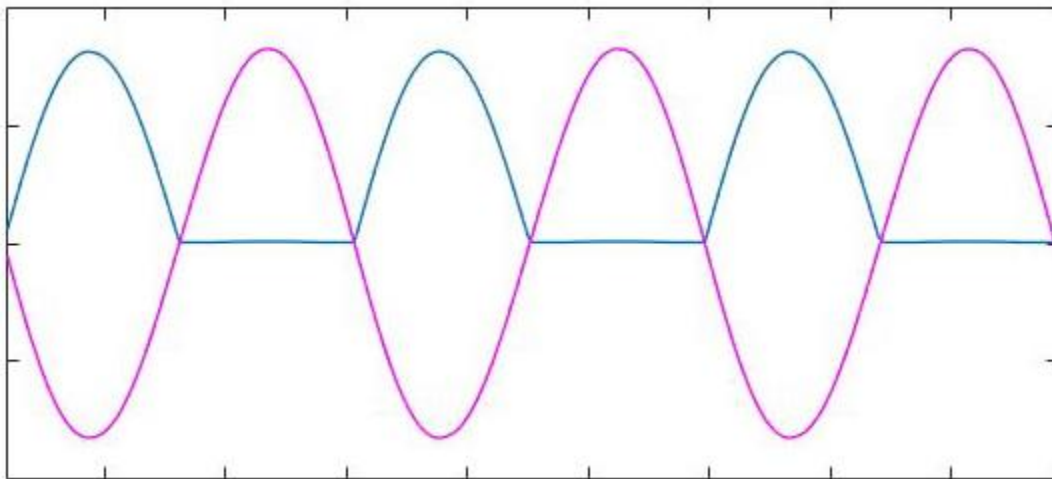
Ωστόσο, στο Σχήμα 3.1 φαίνεται και η σύνδεση με το διακόπτη S_4 για την περίπτωση που είναι επιθυμητή η βραχυκύκλωση του ημιελεγχόμενου ανορθωτή για αρνητικές τιμές ρεύματος δευτερεύοντος. Σε αυτή την περίπτωση ο διακόπτης S_4 θα είναι σε κατάσταση αγωγής, όταν το ρεύμα δευτερεύοντος θα έχει αρνητική τιμή.



Σχ. 3.2 – Λογικό διάγραμμα βραχυκύκλωσης 50% του κύκλου λειτουργίας του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος



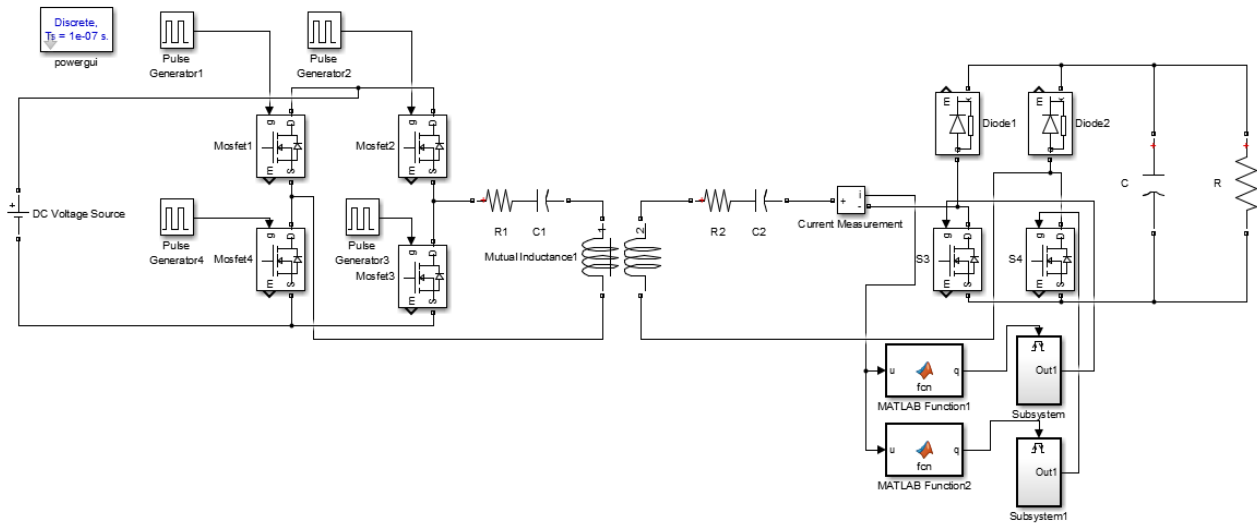
Σχ. 3.3 – Ρεύμα εισόδου ημιελεγχόμενου ανορθωτή (μπλε χρώμα) και παλμοί οδήγησης για το διακόπτη S_3 (πράσινο χρώμα) για βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.4 – Ρεύμα εισόδου ημιελεγχόμενου ανορθωτή (μωβ χρώμα) και ρεύμα εξόδου (μπλε χρώμα) του ημιελεγχόμενου ανορθωτή για βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

3.1.2 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση δημιουργούνται οι παλμοί οδήγησης για τον ημιελεγχόμενο ανορθωτή προκειμένου να υλοποιηθεί η βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας. Για να υλοποιηθεί αυτή η τεχνική οδήγησης, πρέπει πάλι να διαβάζεται η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος και αναλόγως την τιμή να μεταβαίνει ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής στη σωστή φάση λειτουργίας όπως παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 2.

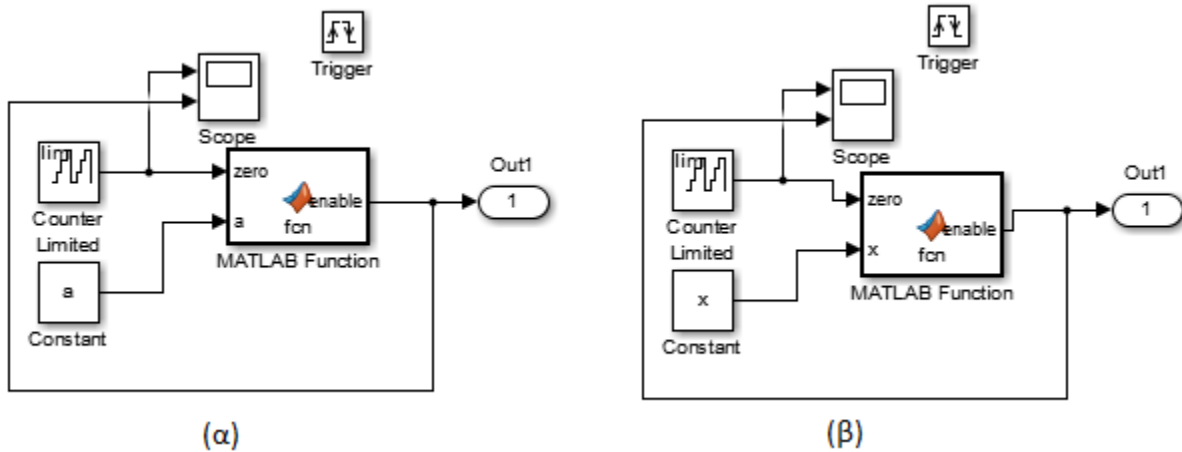


Σχ. 3.5 – Κύκλωμα προσομοίωσης της διάταξης επαγωγικής φόρτισης για βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Ομοίως με τη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας, η αναγνώριση της τιμής του ρεύματος δευτερεύοντος πραγματοποιείται με τη βοήθεια των Matlab Function και η δημιουργία των παλμών οδήγησης για τους διακόπτες S_3 και S_4 με τη βοήθεια των Subsystems. Ο κώδικας που δημιουργεί τους παλμούς οδήγησης μέσω των Matlab Function είναι:

```
function q = fcn(u)
    if(u>=0)
        q = 1;
    else
        q=0;
    end
end
```

Σχετικά με τα δύο Subsystems στο Σχήμα 3.6 (α) παρουσιάζεται η δομή για την υλοποίηση παλμών οδήγησης του διακόπτη S_3 και στο Σχήμα 3.6 (β) παρουσιάζεται η δομή για την υλοποίηση παλμών οδήγησης του διακόπτη S_4 .



Σχ. 3.6 – (α) Δομή υλοποίησης παλμών για ενεργοποίηση του S_3 (Subsystem) και (β) Δομή υλοποίησης παλμών για ενεργοποίηση του S_4 (Subsystem1)

Για τη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας ισχύει $a = 6$ και $x = 5$. Για το κύκλωμα υλοποίησης των παλμών οδήγησης του διακόπτη S_3 (Σχήμα 3.6 (α)) ο μετρητής έχει άνω όριο το $a - 1 = 5$, ενώ για το κύκλωμα υλοποίησης των παλμών οδήγησης του διακόπτη S_4 (Σχήμα 3.6 (β)) ο μετρητής έχει άνω όριο το $x = 5$.

Το κύκλωμα του Σχήματος 3.6 (α) υλοποιείται με τον εξής κώδικα:

```
function enable = fcn(zero,a)
    if zero < 3
        enable = 0;
    elseif zero == 3
        enable=1;
    elseif zero < 5
        enable = 0;
    elseif zero == 5
        enable= 1;
    else
        enable =0;
    end
end
```

Το κύκλωμα του Σχήματος 3.6 (β) υλοποιείται με τον εξής κώδικα:

```
function enable = fcn(zero,x)
    if zero == 0
        enable = 1;
    elseif zero < 2
        enable = 0;
    elseif zero < 3
        enable=1;
    else
        enable = 0;
    end
end
```

Φάσεις λειτουργίας σύμφωνα με την τιμή του μετρητή zero

zero = 1:

Μόλις αναγνωριστεί η πρώτη θετική ακμή (rising edge) ο μετρητής zero γίνεται 1 (zero = 1) με συνέπεια να μη στέλνεται παλμός σε κανένα διακόπτη (Σχήμα 3.8) και να πραγματοποιείται ανόρθωση. Ισχύει η πρώτη φάση λειτουργίας του Σχήματος 2.8 (α) όπου οι δίοδοι D_1 και D_4 βρίσκονται σε αγωγή. Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα δευτερεύοντος παίρνει τη μέγιστη θετική τιμή του και συνεπώς ομοίως το ρεύμα εξόδου (Σχήμα 3.10).

zero = 2:

Στη συνέχεια καθώς η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος μειώνεται, πραγματοποιείται η μετάβαση από θετική σε αρνητική τιμή (falling edge) και συνεπώς ο μετρητής zero γίνεται 2 (zero = 2). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (δ)) στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_4 (Σχήμα 3.8) με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνεται ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής και να υπάρχει μηδενικό ρεύμα εξόδου (Σχήμα 3.10).

zero = 3:

Το ρεύμα δευτερεύοντος μόλις πάρει ξανά θετική τιμή (rising edge) τότε ο μετρητής zero γίνεται 3 (zero = 3). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (γ)) στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 (Σχήμα 3.8) με αποτέλεσμα να παραμένει βραχυκυκλωμένος ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής και το ρεύμα εξόδου να είναι και πάλι μηδενικό (Σχήμα 3.10).

zero = 4:

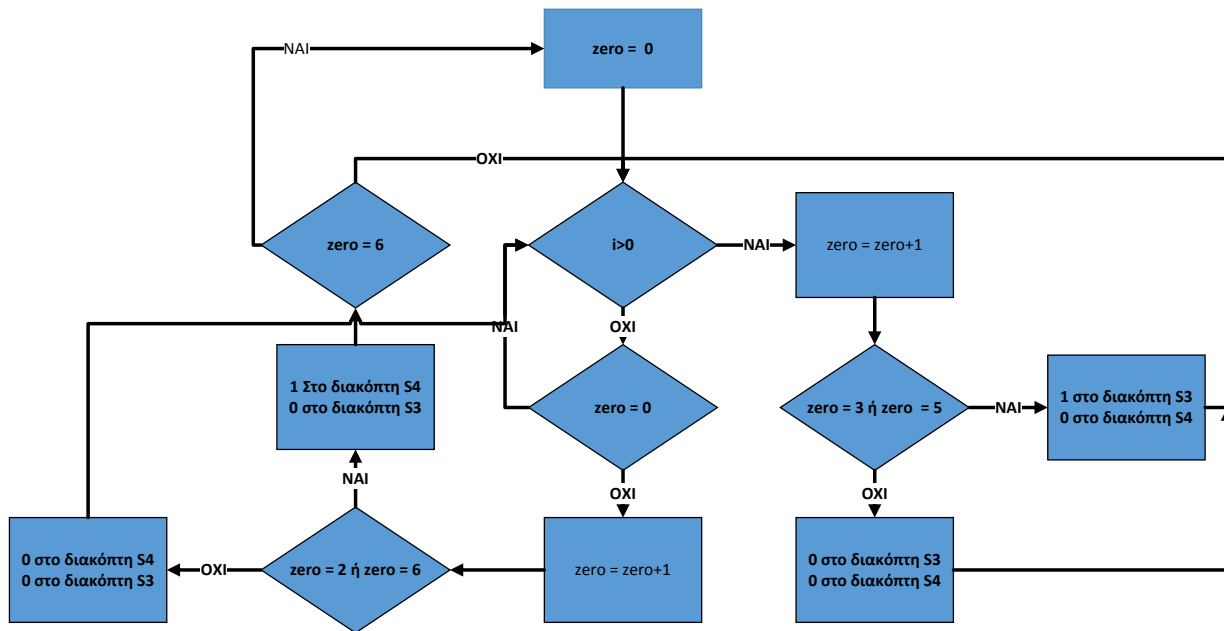
Το ρεύμα δευτερεύοντος μόλις πάρει ξανά αρνητική τιμή (falling edge) τότε ο μετρητής zero γίνεται 4 (zero = 4). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (β)) δεν στέλνεται παλμός σε κανένα διακόπτη, αλλά οι δίοδοι D_2 και D_3 βρίσκονται σε αγωγή. Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα δευτερεύοντος παίρνει τη μέγιστη αρνητική τιμή του (Σχήμα 3.8) για την οποία το ρεύμα εξόδου παίρνει τη μέγιστη θετική τιμή (Σχήμα 3.10).

zero = 5:

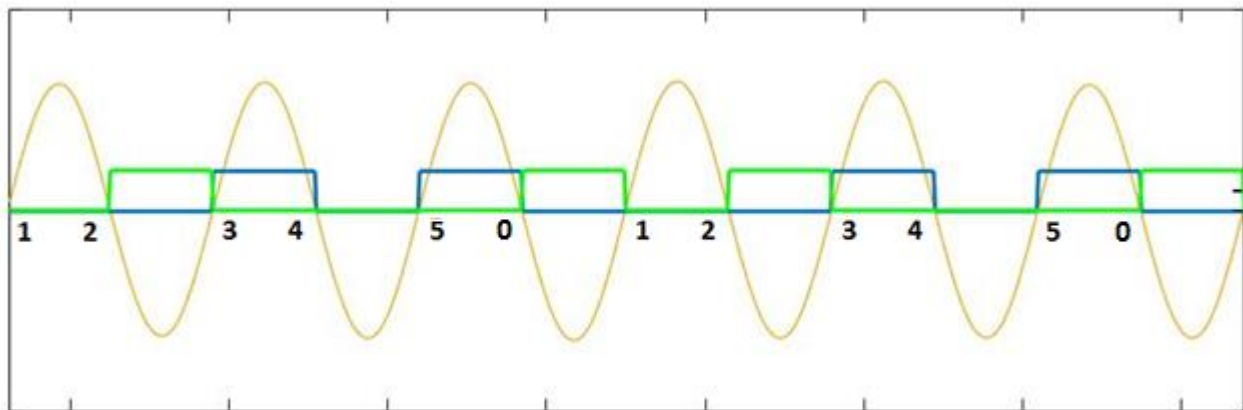
Η περίπτωση του zero = 5 είναι ίδια με την περίπτωση όπου ισχύει zero = 3.

zero = 0:

Η περίπτωση όπου zero = 0 είναι ίδια με την περίπτωση όπου zero = 4. Με το πέρας αυτού του διαστήματος ξεκινάει από την αρχή η διαδικασία.

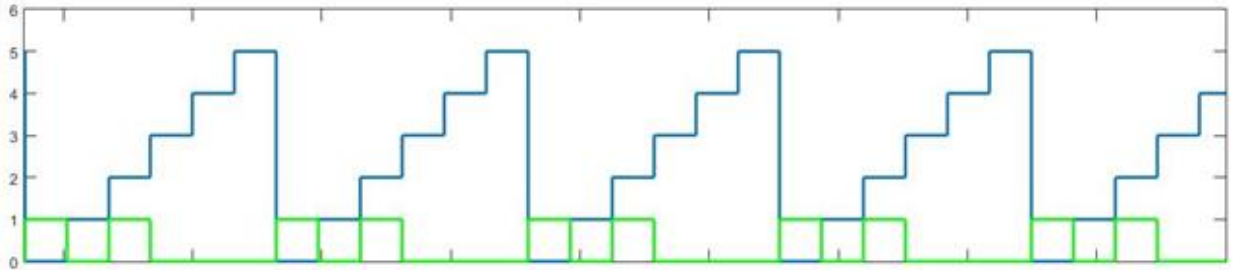


Σχ. 3.7 – Λογικό διάγραμμα βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας



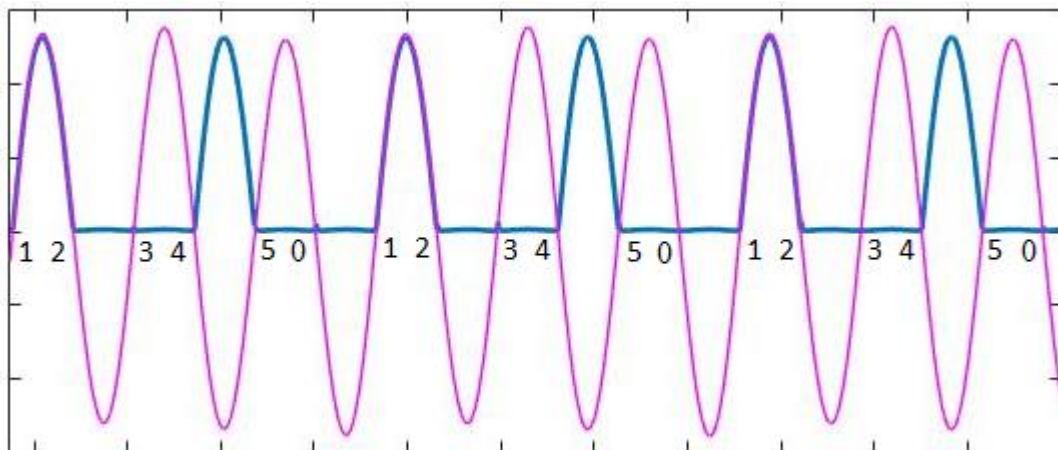
Σχ. 3.8 – Ρεύμα δευτερεύοντος (κίτρινο χρώμα) και παλμοί οδήγησης για το διακόπτη S₃ (μπλε χρώμα) και για το διακόπτη S₄ (πράσινο χρώμα) για βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Στο Σχήμα 3.9 παρουσιάζεται και σχηματικά ο τρόπος υλοποίησης των παλμών οδήγησης στο διακόπτη S_4 . Η μπλε κυματομορφή απεικονίζει το μετρητή zero ο οποίος αυξάνεται με τη μέτρηση κάθε γεγονόςτος (every edge). Ωστόσο, στο έκτος γεγονόςτος ο μετρητής zero μηδενίζεται προκειμένου να αρχίσει η διαδικασία χωρίς καμία καθυστέρηση. Η πράσινη κυματομορφή είναι οι παλμοί οδήγησης του διακόπτη S_4 και όπως εξηγήθηκε προηγουμένως στέλνονται όταν ο μετρητής zero ισούται με 0 ή 2.



Σχ. 3.9 – Παλμοί οδήγησης του διακόπτη S_4 του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (πράσινο χρώμα) και ο μετρητής zero (μπλε χρώμα)

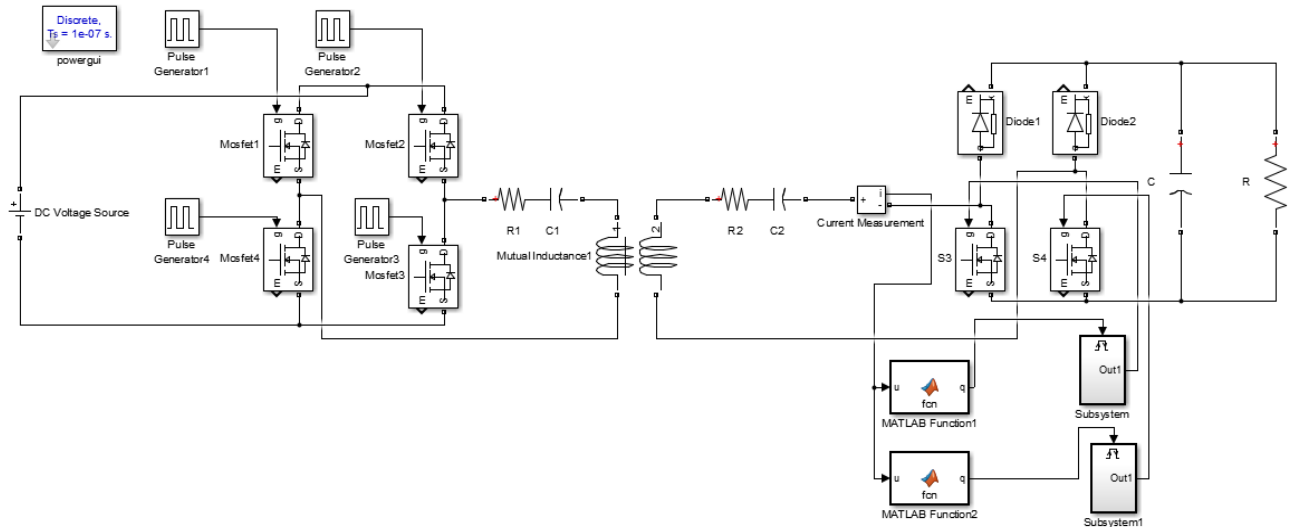
Σε σχέση με τη θεωρητική προσέγγιση (Σχήμα 2.7) παρατηρείται ότι η ημιτονοειδής μορφή του ρεύματος δευτερεύοντος και εξόδου δεν έχουν σταθερό πλάτος (Σχήμα 3.10), διότι η ενεργοποίηση των διακοπών S_3 και S_4 πραγματοποιείται τόσο γρήγορα που δεν προλαβαίνει η διάταξη να μπει σε κατάσταση ευστάθειας.



Σχ. 3.10 – Ρεύμα δευτερεύοντος (μωβ χρώμα) και ρεύμα εξόδου (μπλε χρώμα) του ημιελεγχόμενου ανορθωτή για βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

3.1.3 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση δημιουργούνται οι παλμοί οδήγησης για τον ημieleγχόμενο ανορθωτή προκειμένου να υλοποιηθεί η βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας. Για να υλοποιηθεί πρέπει να διαβάζεται η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος και αναλόγως την τιμή να μεταβαίνει ο ημieleγχόμενος ανορθωτής στη φάση λειτουργίας όπως παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 2.

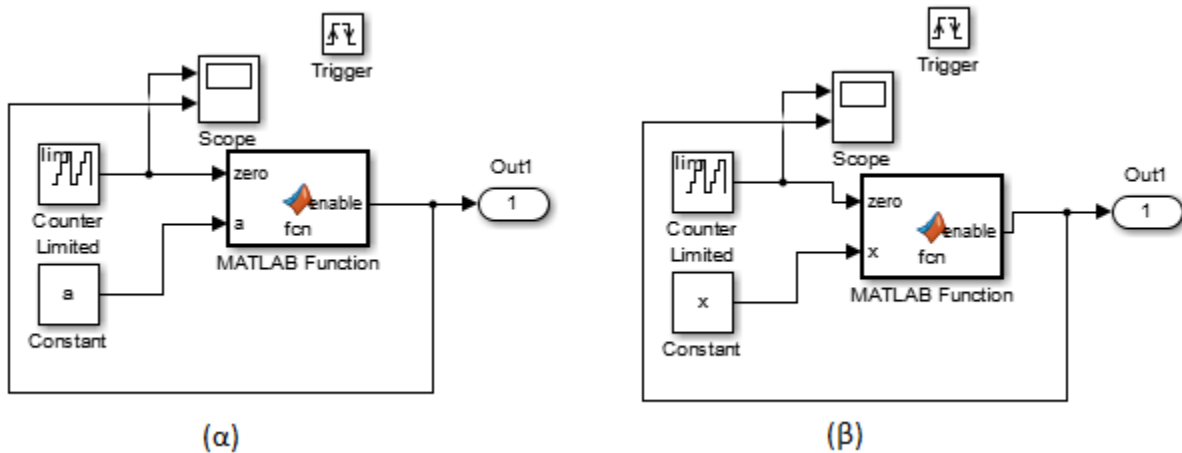


Σχ. 3.11 – Κύκλωμα προσομοίωσης της διάταξης επαγωγικής φόρτισης για βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Όπως στις δύο προηγούμενες περιπτώσεις, τα Matlab Function 1 και 2 έχουν ως λειτουργία να ανιχνεύουν το θετικό και αρνητικό ρεύμα αντίστοιχα. Ύστερα, μετρούνται οι θετικές και αρνητικές ακμές (rising και falling edges) προκειμένου να σταλθούν οι κατάλληλοι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών του ημieleγχόμενου ανορθωτή και να επιτραπεί στη διάταξη να υλοποιεί τη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας. Ομοίως, η αναγνώριση της τιμής του ρεύματος υλοποιείται με τον αντίστοιχο κώδικα:

```
function q = fcn(u)
    if(u<0)
        q = 0;
    else
        q=1;
    end
end
```

Παρομοίως με τη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας, για την υλοποίηση της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας τα δύο Subsystems δημιουργούν τους παλμούς οδήγησης των διακοπών S_3 και S_4 .



Σχ. 3.12 – (α) Δομή υλοποίησης παλμών για ενεργοποίηση του S_3 (Subsystem) και (β) Δομή υλοποίησης παλμών για ενεργοποίηση του S_4 (Subsystem1)

Για τη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας ισχύει $a = 4$ και $x = 4$. Για το κύκλωμα υλοποίησης των παλμών οδήγησης του διακόπτη S_3 (Σχήμα 3.12 (α)) ο μετρητής έχει άνω όριο το $a - 1 = 3$, ενώ για το κύκλωμα υλοποίησης των παλμών οδήγησης του διακόπτη S_4 (Σχήμα 3.12 (β)) ο μετρητής έχει άνω όριο το $x = 4$.

Το κύκλωμα του Σχήματος 3.12 (α) υλοποιείται με τον εξής κώδικα:

```
function enable = fcn(zero,a)
    if zero < 1
        enable = 0;
    elseif zero < 2
        enable=1;
    else
        enable =0;
    end
end
```

Ο αντίστοιχος κώδικας για την υλοποίηση του κυκλώματος του Σχήματος 3.12 (β) είναι:

```
function enable = fcn(zero,x)
    if zero == 2
        enable = 1;
    else
        enable = 0;
    end
end
```

Φάσεις λειτουργίας σύμφωνα με την τιμή του μετρητή zero

zero = 1 :

Μόλις αναγνωριστεί η πρώτη θετική ακμή (rising edge) ο μετρητής zero γίνεται 1 (zero = 1) με συνέπεια να μην στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 , να μην είναι σε κατάσταση αγωγής και να πραγματοποιείται ανόρθωση. Ισχύει η πρώτη φάση λειτουργίας του Σχήματος 2.8 (α) όπου οι δίοδοι D_1 και D_4 βρίσκονται σε αγωγή. Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα δευτερεύοντος παίρνει τη μέγιστη θετική τιμή του και συνεπώς ομοίως το ρεύμα εξόδου (Σχήμα 3.15).

zero = 2 :

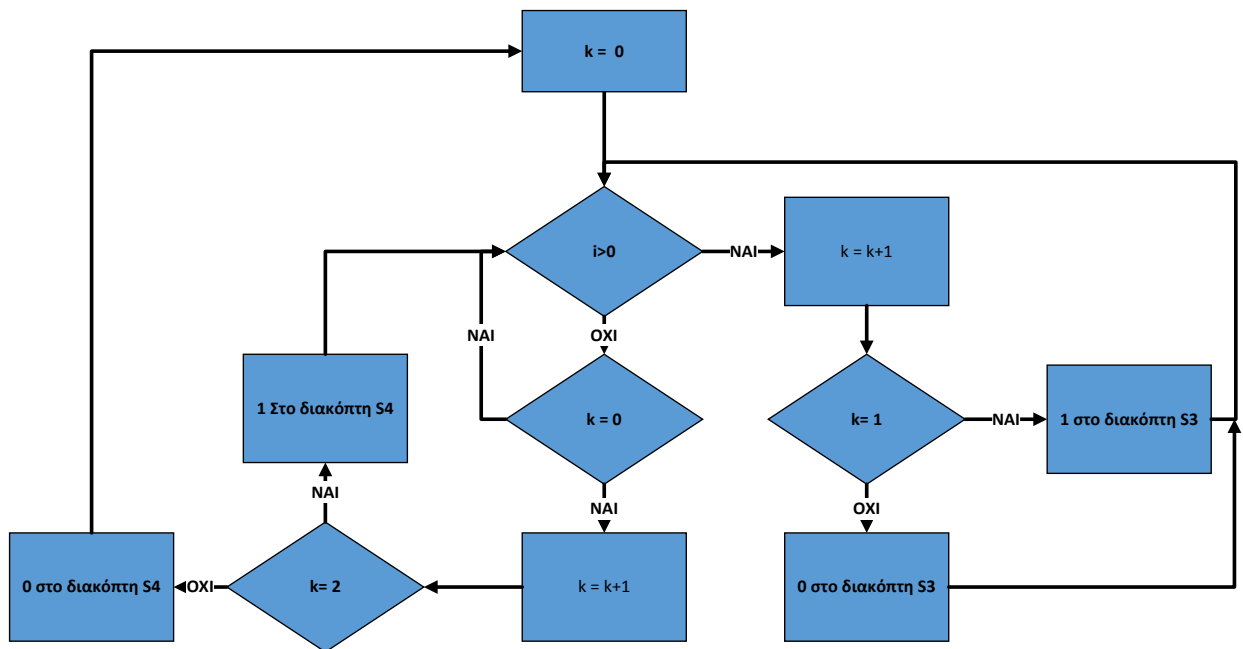
Στη συνέχεια καθώς η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος μειώνεται, πραγματοποιείται η μετάβαση από θετική σε αρνητική τιμή (falling edge) και συνεπώς ο μετρητής zero γίνεται 2 (zero = 2). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (β)) δεν στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_4 , αλλά οι δίοδοι D_2 και D_3 βρίσκονται σε αγωγή. Σε αυτό το διάστημα το ρεύμα δευτερεύοντος παίρνει τη μέγιστη αρνητική τιμή του (Σχήμα 3.14) για την οποία το ρεύμα εξόδου παίρνει τη μέγιστη θετική τιμή (Σχήμα 3.15).

zero = 3:

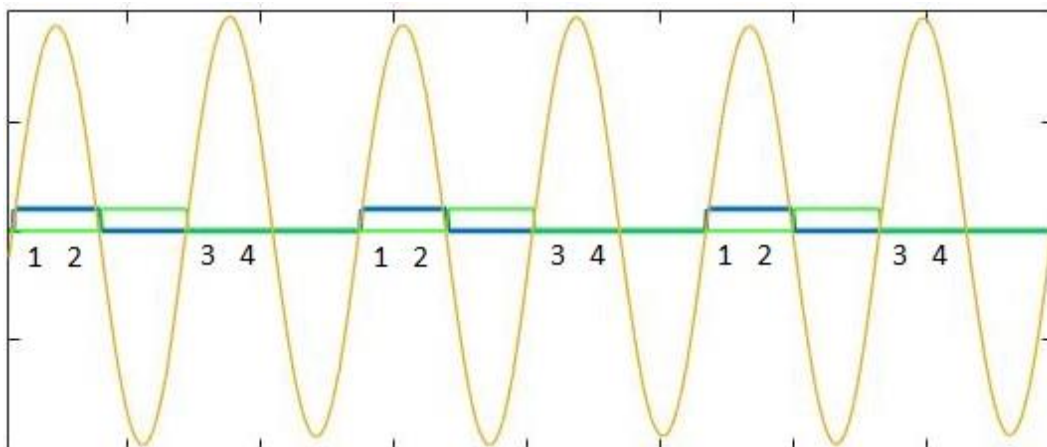
Το ρεύμα δευτερεύοντος μόλις πάρει ξανά θετική τιμή (rising edge) τότε ο μετρητής zero γίνεται 3 (zero = 3). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (γ)) στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 με αποτέλεσμα να είναι σε κατάσταση αγωγής, ο ημιαλεγχόμενος ανορθωτής να παραμένει βραχυκυκλωμένος και το ρεύμα εξόδου να είναι μηδενικό (Σχήμα 3.15).

zero = 4:

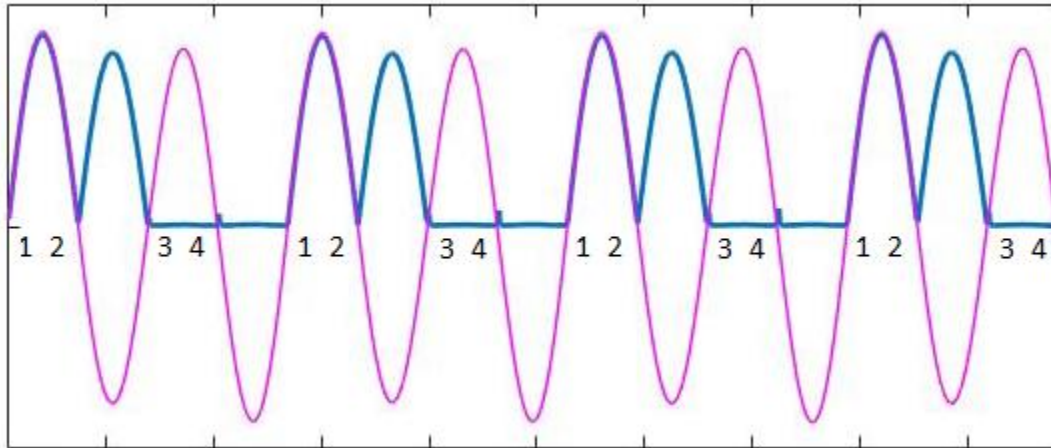
Τέλος, καθώς η τιμή του ρεύματος δευτερεύοντος μειώνεται, πραγματοποιείται η μετάβαση από θετική σε αρνητική τιμή (falling edge) και συνεπώς ο μετρητής zero γίνεται 4 (zero = 4). Σε αυτή τη φάση λειτουργίας (Σχήμα 2.8 (δ)) στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_4 με αποτέλεσμα να βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής, ο ημιαλεγχόμενος ανορθωτής να βραχυκυκλώνεται και να υπάρχει μηδενικό ρεύμα εξόδου (Σχήμα 3.15). Μόλις ολοκληρωθεί αυτό το διάστημα τότε ο μετρητής zero μηδενίζεται και ξεκινάει εκ νέου η διαδικασία.



Σχ. 3.13 – Λογικό διάγραμμα βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.14 – Ρεύμα δευτερεύοντος και παλμοί οδήγησης για βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας



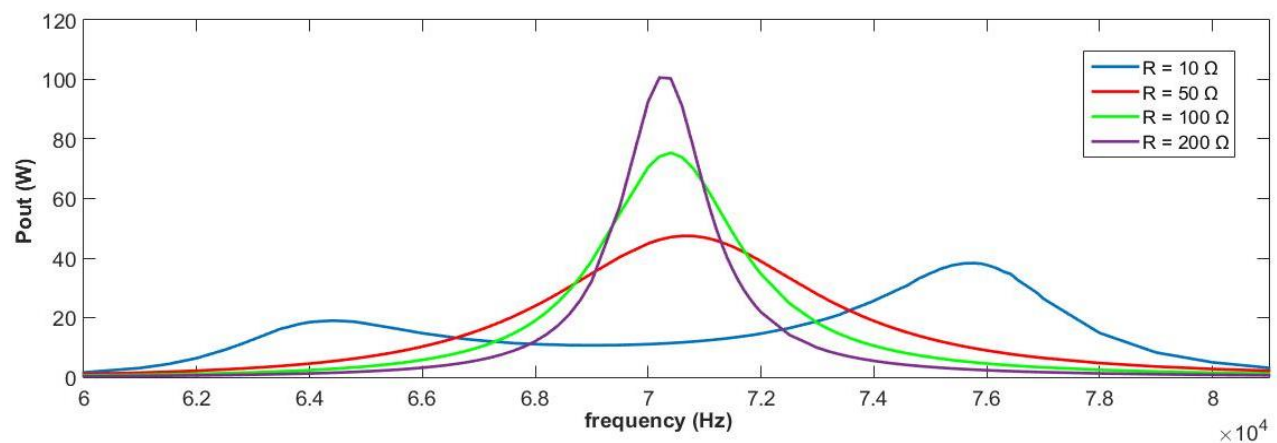
Σχήμα 3.15 – Ρεύμα εισόδου και εξόδου ημιαλεγχόμενου ανορθωτή

3.2 Κυματομορφές για τις τέσσερις περιπτώσεις

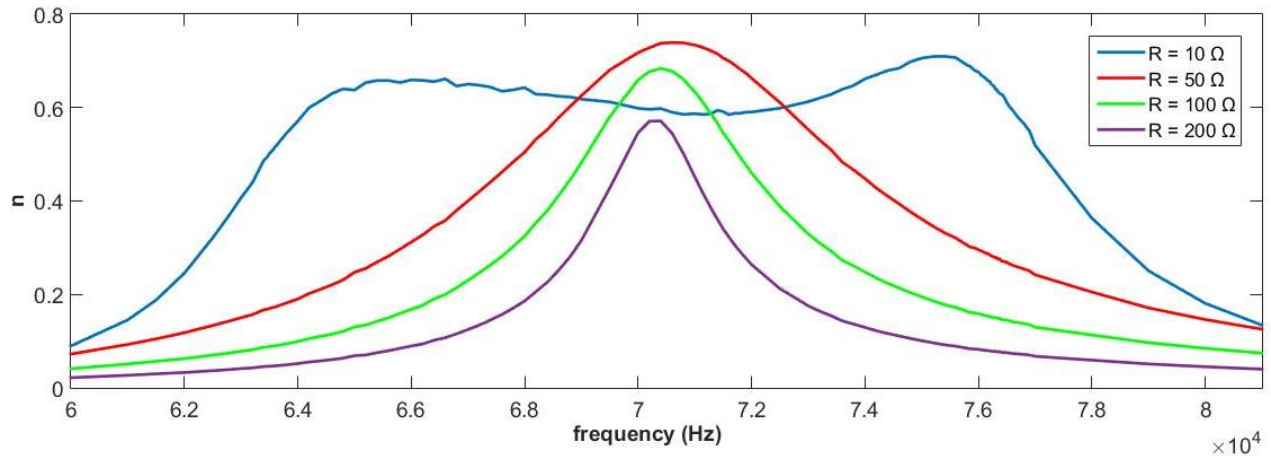
Στο παρόν τμήμα παρουσιάζονται συγκριτικά η ισχύς και η απόδοση για τις τρεις τεχνικές οδήγησης του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή με τα αντίστοιχα μεγέθη της πλήρους ανόρθωσης σε διάφορες συχνότητες και για διάφορες τιμές αντιστάσεων εξόδου. Όλες οι κυματομορφές ισχύος και απόδοσης, που παρουσιάζονται, υλοποιήθηκαν με βάση τις κυκλωματικές διατάξεις του τμήματος 3.1 και με τη βοήθεια του Matlab όπου γράφτηκε ο κώδικας που υπολόγισε όλα τα αναγκαία μεγέθη. Ο κώδικας σύμφωνα με τον οποίο υλοποιήθηκαν όλες οι τεχνικές παλμών οδήγησης βρίσκεται στο Παράρτημα Α.

3.2.1 Πλήρης ανόρθωση

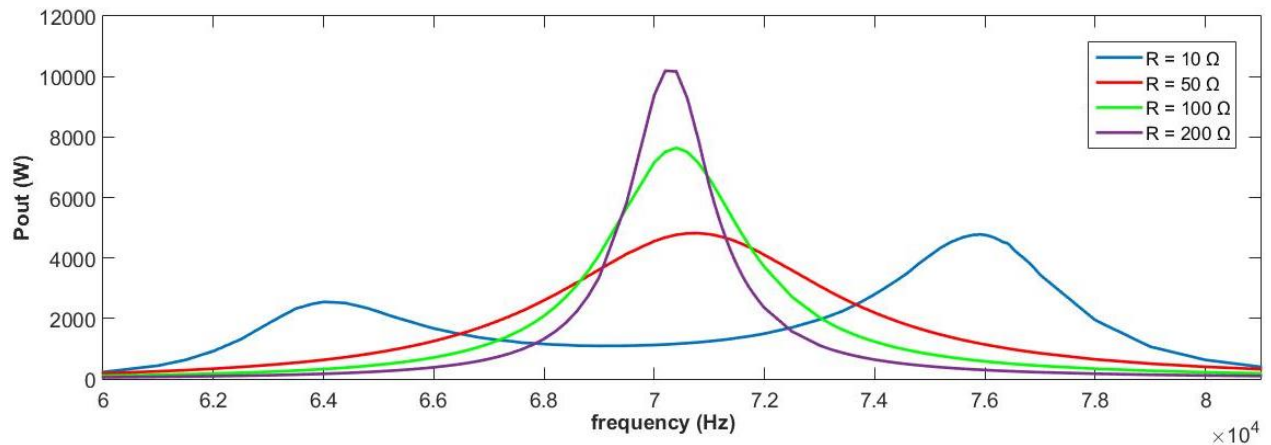
Για την περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης παρουσιάζονται για διαφορετικές τιμές αντίστασης εξόδου οι κυματομορφές της ισχύος (Σχήμα 3.16 και 3.18) και της απόδοσης (Σχήμα 3.17 και 3.19) τόσο για χαμηλή τάση όσο και για υψηλή τάση εισόδου.



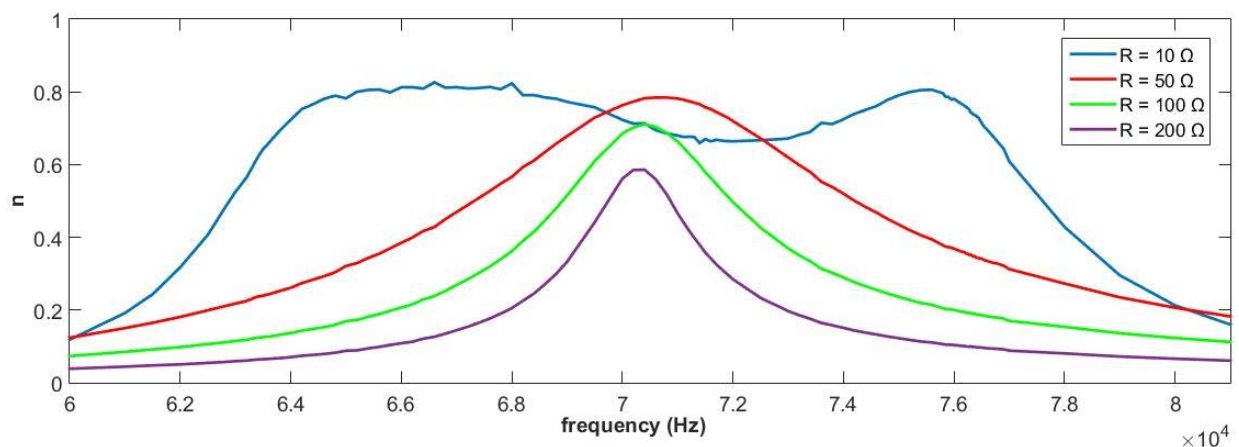
Σχ. 3.16 – Κυματομορφές ισχύος - συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20\text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στην πλήρη ανόρθωση



Σχ. 3.17 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στην πλήρη ανόρθωση



Σχ. 3.18 - Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στην πλήρη ανόρθωση



Σχ. 3.19 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στην πλήρη ανόρθωση

Σχολιασμός Κυματομορφών Ισχύος

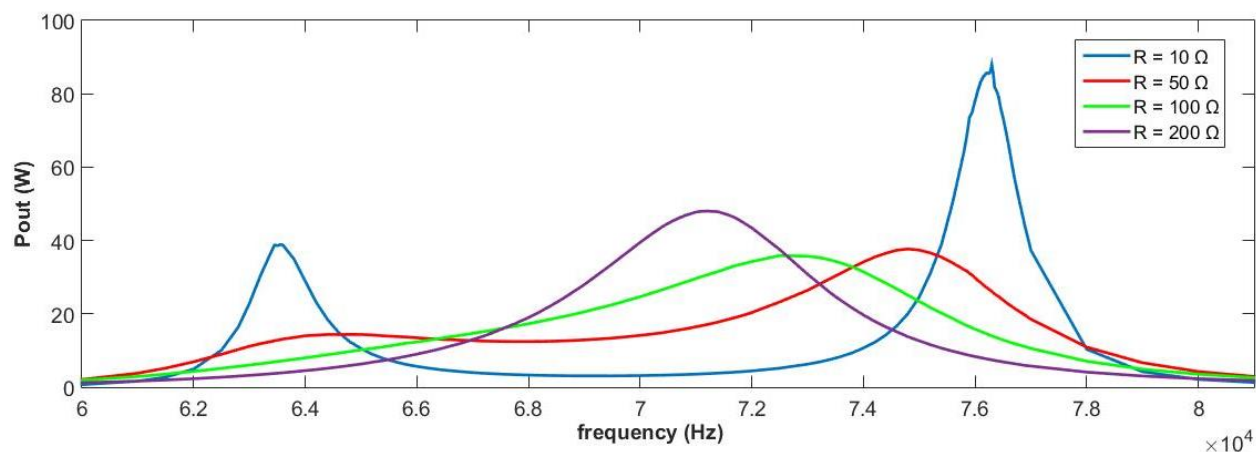
Σύμφωνα με τα Σχήματα 3.16 και 3.18 παρατηρείται ότι όσο μειώνεται η αντίσταση εξόδου τόσο η κυματομορφή της ισχύος «απλώνει» στο εύρος των συχνοτήτων, καθώς για μικρές τιμές αντίστασης εξόδου εμφανίζεται μία κοιλάδα με δύο μέγιστες τιμές ισχύος στα άκρα αυτής. Επίσης, γίνεται αντιληπτό ότι με την αύξηση της τιμής της αντίστασης εξόδου στενεύει η περιοχή γύρω από τη μέγιστη ισχύ.

Σχολιασμός Κυματομορφών Απόδοσης

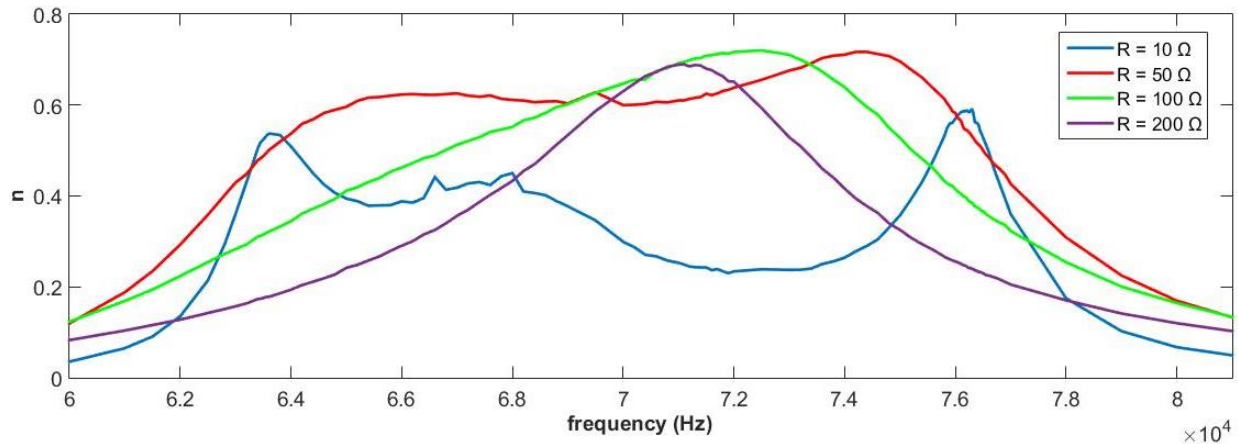
Όμοια συμπεριφορά παρουσιάζουν και οι κυματομορφές της απόδοσης (Σχήματα 3.17 και 3.19). Συνεπώς, όσο αυξάνεται η τιμή της αντίστασης εξόδου η μέγιστη ισχύς και απόδοση συγκεντρώνονται γύρω από τα 70000 Hz, ενώ για μικρές τιμές αντίστασης εξόδου ($R = 10 \Omega$) υπάρχουν δύο «κορυφές» μέγιστης ισχύος και απόδοσης. Τέλος, παρατηρείται ότι όσο αυξάνεται η τιμή της αντίστασης εξόδου μειώνεται η απόδοση με αποτέλεσμα η πλήρης ανόρθωση να είναι πιο αποτελεσματική για μικρές τιμές αντίστασης εξόδου.

3.2.2 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

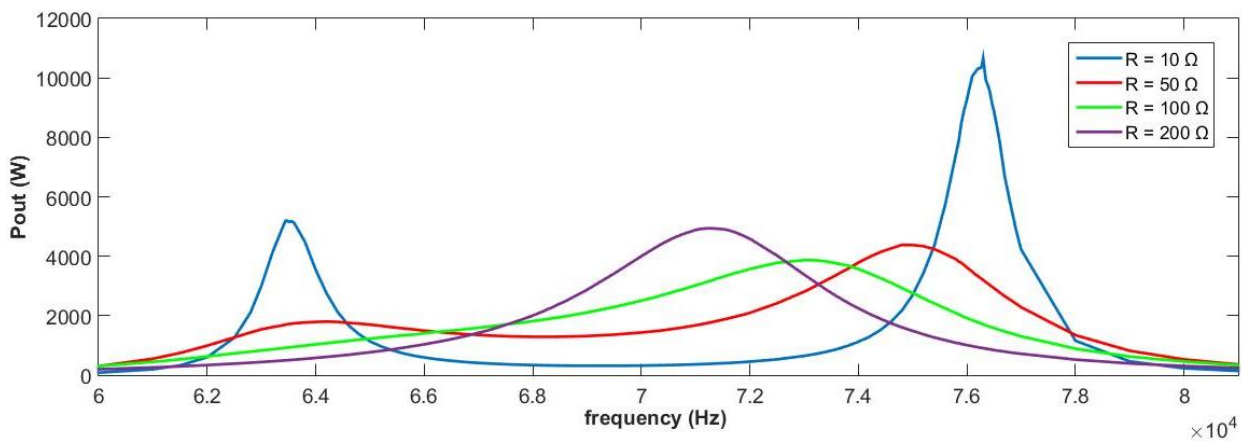
Για την περίπτωση της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας παρουσιάζονται για διαφορετικές τιμές αντίστασης εξόδου οι κυματομορφές της ισχύος (Σχήματα 3.20 και 3.22) και της απόδοσης (Σχήματα 3.21 και 3.23) τόσο για χαμηλή τάση όσο και για υψηλή τάση εισόδου.



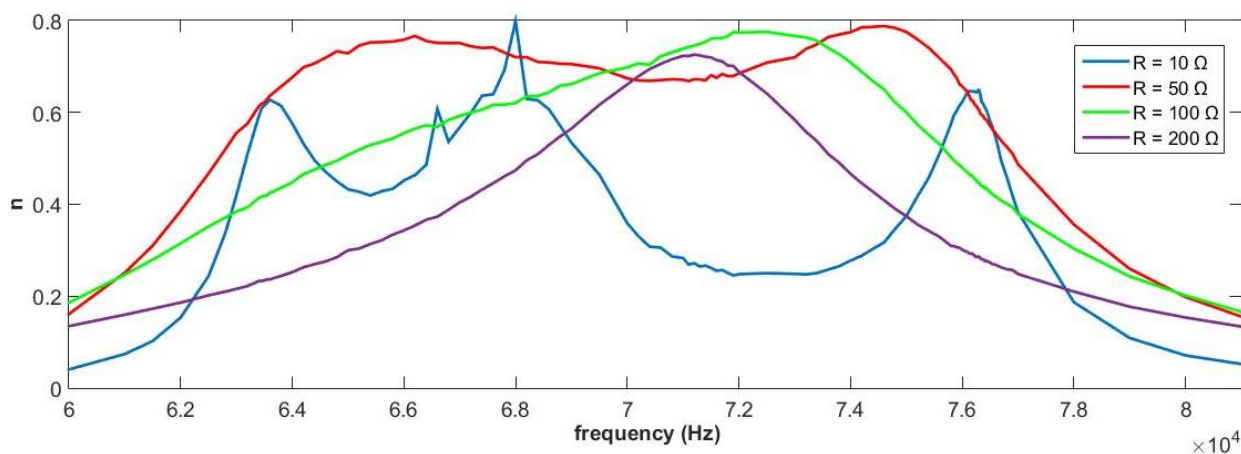
Σχ. 3.20 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.21 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20$ V για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.22 - Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200$ V για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.23 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200$ V για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Σχολιασμός Κυματομορφών Ισχύος

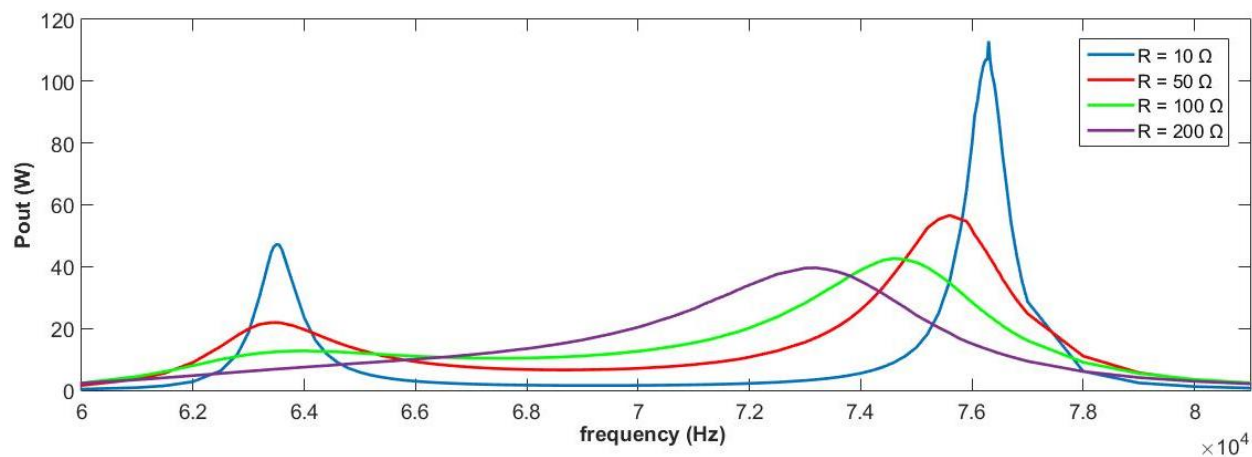
Σύμφωνα με τα Σχήματα 3.20 και 3.22 παρατηρείται ότι όσο μειώνεται η τιμή της αντίστασης εξόδου τόσο πιο έντονη είναι η εμφάνιση μιας κοιλιάδας με δύο κορυφές μέγιστης ισχύος στα άκρα της. Επιπλέον, όταν αυξάνεται η τιμή της αντίστασης εξόδου η περιοχή μέγιστης ισχύος μετατοπίζεται προς τα 70000 Hz.

Σχολιασμός Κυματομορφών Απόδοσης

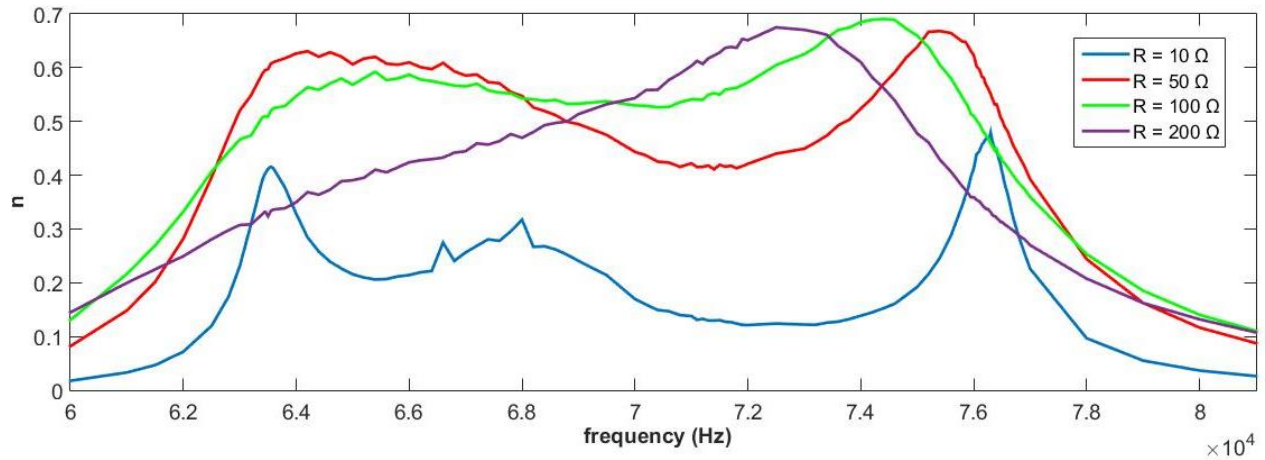
Σε αντίθεση με την πλήρη ανόρθωση, η κυματομορφή της απόδοσης (Σχήματα 3.21 και 3.23) δεν έχει την ίδια συμπεριφορά με εκείνη της ισχύος εξόδου για μικρές τιμές αντίστασης εξόδου, καθώς παρουσιάζει μεγάλη αστάθεια με δύο κοιλιάδες και τρεις κορυφές. Επίσης, με την αύξηση της τιμής της αντίστασης εξόδου εξαλείφονται οι κοιλιάδες και για μεγάλες τιμές αντίστασης παρουσιάζεται μονάχα μία περίπτωση λειτουργίας υπό την οποία υπάρχει μέγιστη ισχύς. Τέλος, είναι αναγκαίο να επισημανθεί ότι για χαμηλή τάση εισόδου οι κυματομορφές της απόδοσης (Σχήμα 3.21) είναι πιο ομαλές σε σχέση με τις κυματομορφές της απόδοσης για υψηλή τάση εισόδου (Σχήμα 3.23) με ταυτόχρονη βελτίωσή της σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων.

3.2.3 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

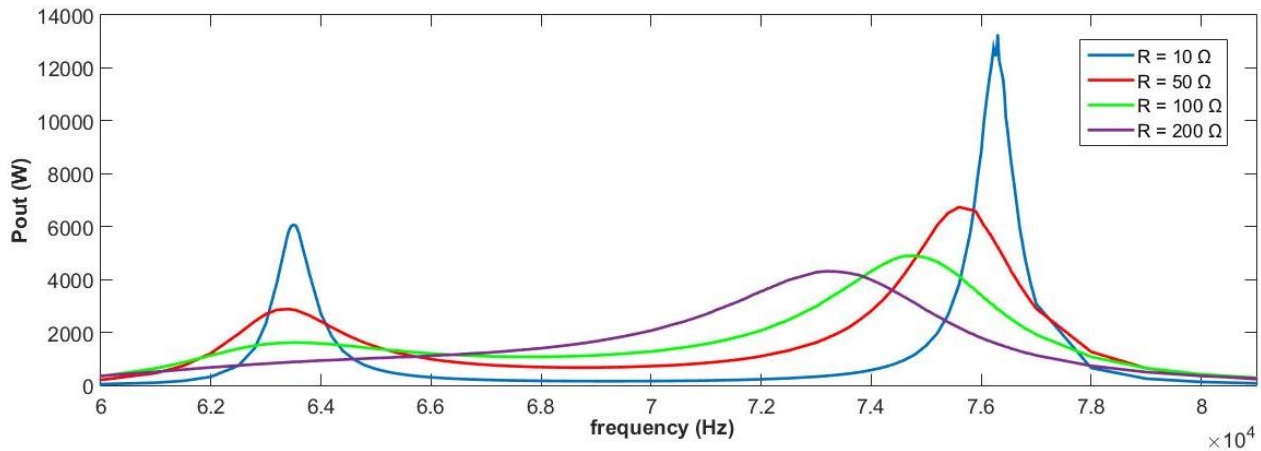
Για την περίπτωση της βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας παρουσιάζονται για διαφορετικές τιμές αντίστασης εξόδου οι κυματομορφές της ισχύος και της απόδοσης τόσο για χαμηλή τάση όσο και για υψηλή τάση εισόδου.



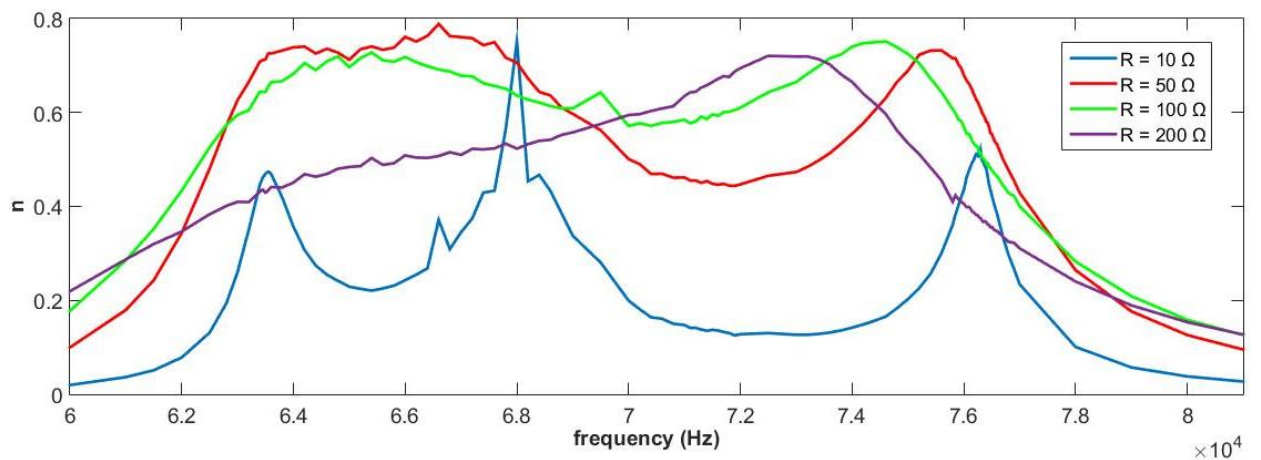
Σχ. 3.24 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.25 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση $2/3$ του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.26 - Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση $2/3$ του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.27 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση $2/3$ του κύκλου λειτουργίας

Σχολιασμός Κυματομορφών Ισχύος

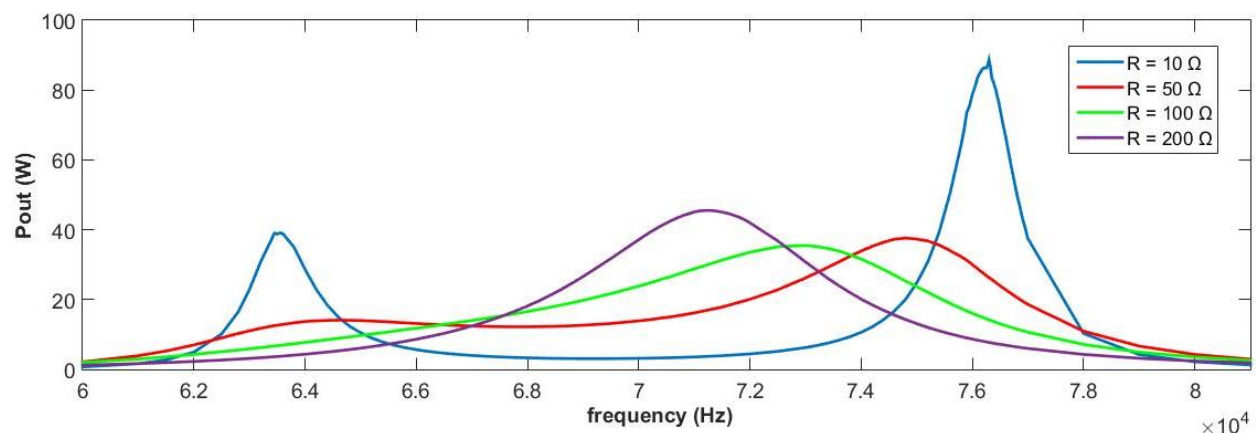
Ομοίως, με την προηγούμενη περίπτωση παρατηρείται στις κυματομορφές ισχύος ότι όσο μειώνεται η τιμή της αντίστασης εξόδου τόσο πιο έντονη είναι η εμφάνιση μιας κοιλιάδας με δύο κορυφές μέγιστης ισχύος στα άκρα της (Σχήμα 3.24 και 3.26). Δηλαδή, οι κυματομορφές έχουν την ίδια τάση με τις αντίστοιχες της βραχυκύκλωσης 50% του κύκλου λειτουργίας.

Σχολιασμός Κυματομορφών Απόδοσης

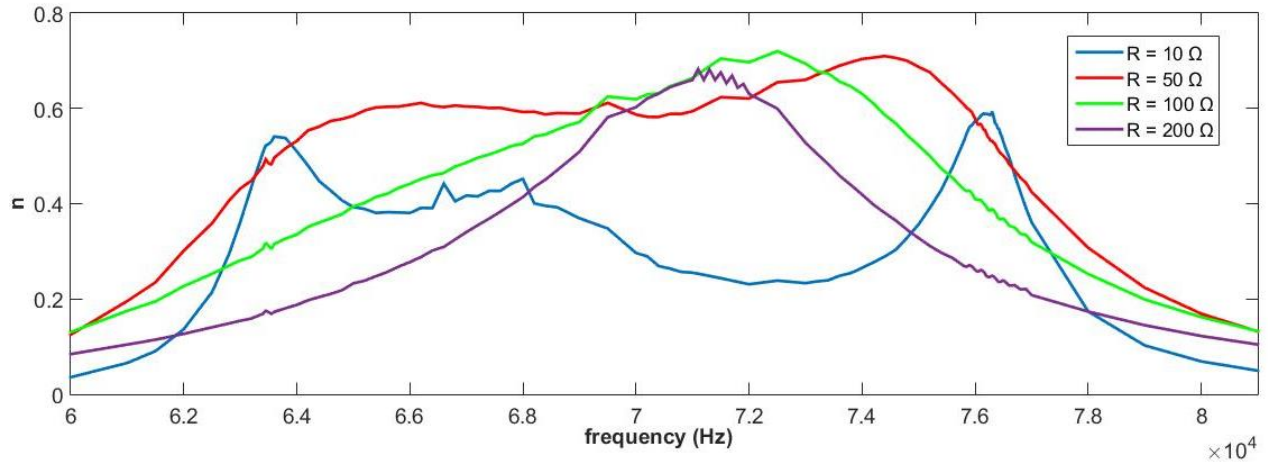
Σε αντίθεση με την πλήρη ανόρθωση, η κυματομορφή της απόδοσης δεν έχει την ίδια συμπεριφορά με εκείνη της ισχύος εξόδου για μικρές τιμές αντίστασης εξόδου, καθώς η κυματομορφή της απόδοσης παρουσιάζει μεγάλη αστάθεια. Αντιθέτως, όσο αυξάνεται η τιμή της τόσο πιο πολύ ομοιογένεια παρουσιάζεται μεταξύ ισχύος και απόδοσης, δηλαδή έχουν την ίδια συμπεριφορά. Επιπλέον, από τα Σχήματα 3.25 και 3.27 είναι εμφανές ότι η απόδοση για μεγάλες τιμές αντιστάσεων εξόδου είναι σημαντικά μεγαλύτερη σε σχέση με τις μικρές τιμές αντιστάσεων σχεδόν σε όλο το εύρος συχνοτήτων.

3.2.4 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

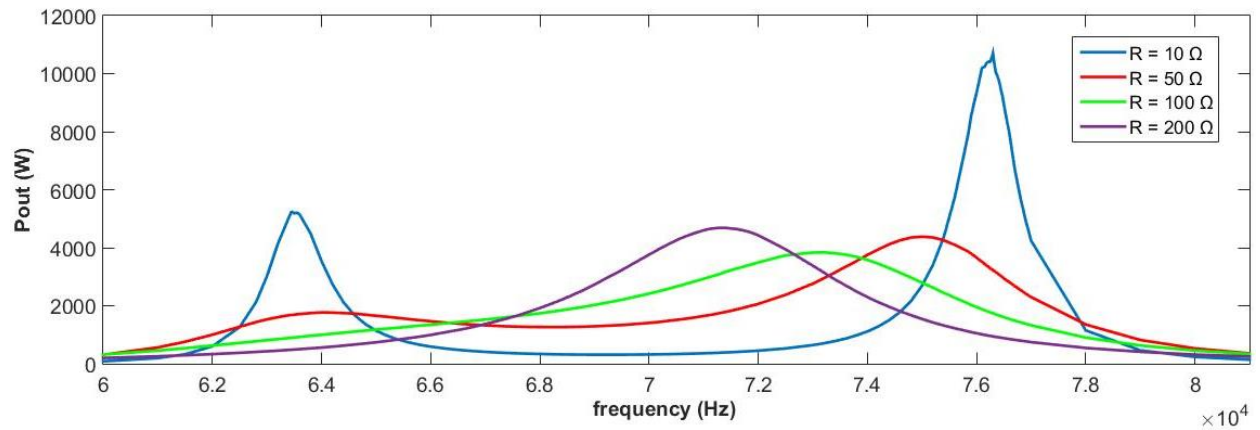
Για την περίπτωση της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας παρουσιάζονται για διαφορετικές τιμές αντίστασης εξόδου οι κυματομορφές της ισχύος και της απόδοσης τόσο για χαμηλή τάση όσο και για υψηλή τάση εισόδου.



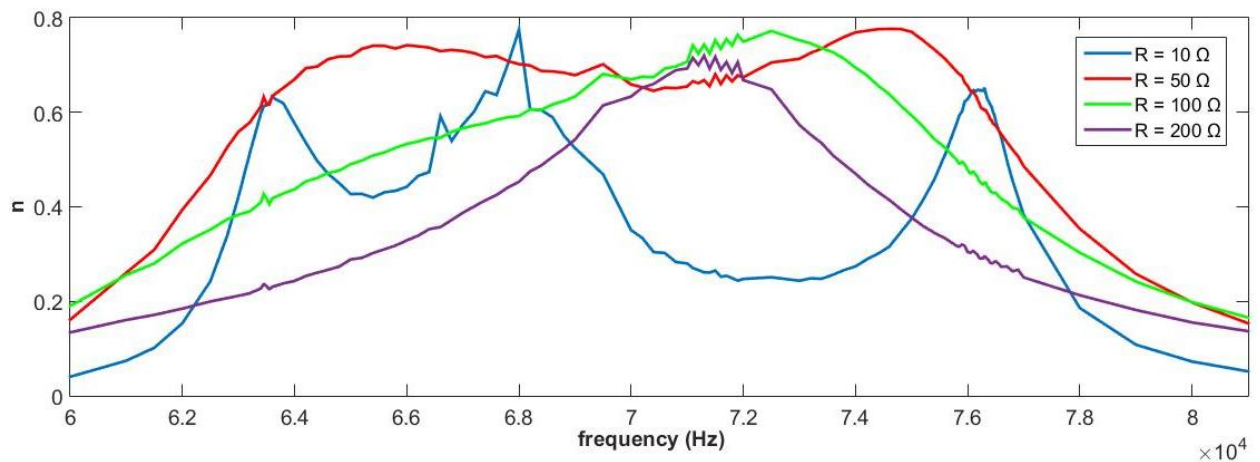
Σχ. 3.28 – Κυματομορφές ισχύος - συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20 \text{ V}$ για τις τέσσερις τιμών αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.29 - Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20\text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 3.30 - Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας



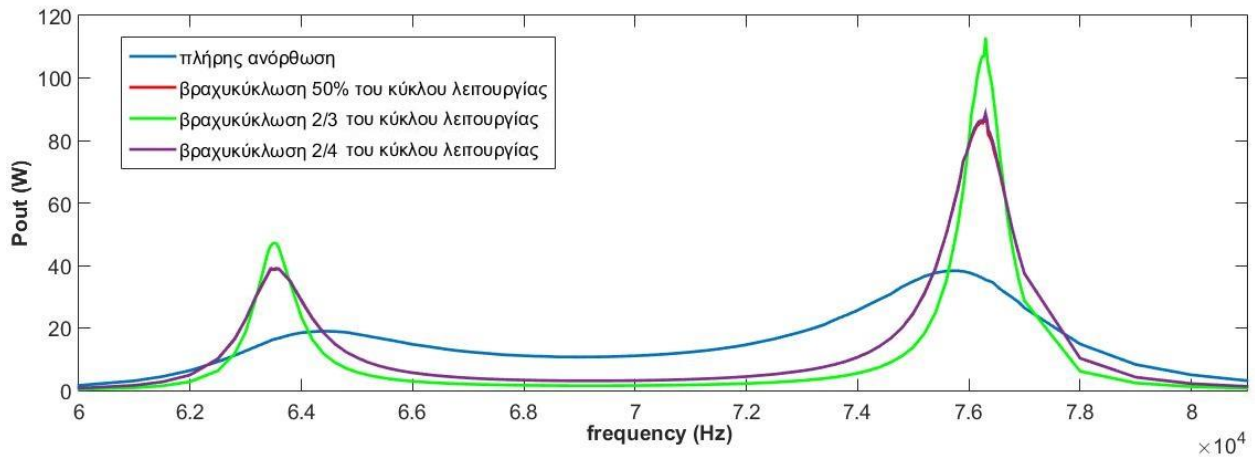
Σχ. 3.31 - Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ για τις τέσσερις τιμές αντιστάσεων στη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Όπως αναλύθηκε και στο Κεφάλαιο 2, η βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας έχει παρόμοια συμπεριφορά με τη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας. Αυτή η διαπίστωση επιβεβαιώνεται και από τις κυματομορφές του συγκεκριμένου τμήματος. Συνεπώς, ισχύουν τα ίδια με την περίπτωση της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας.

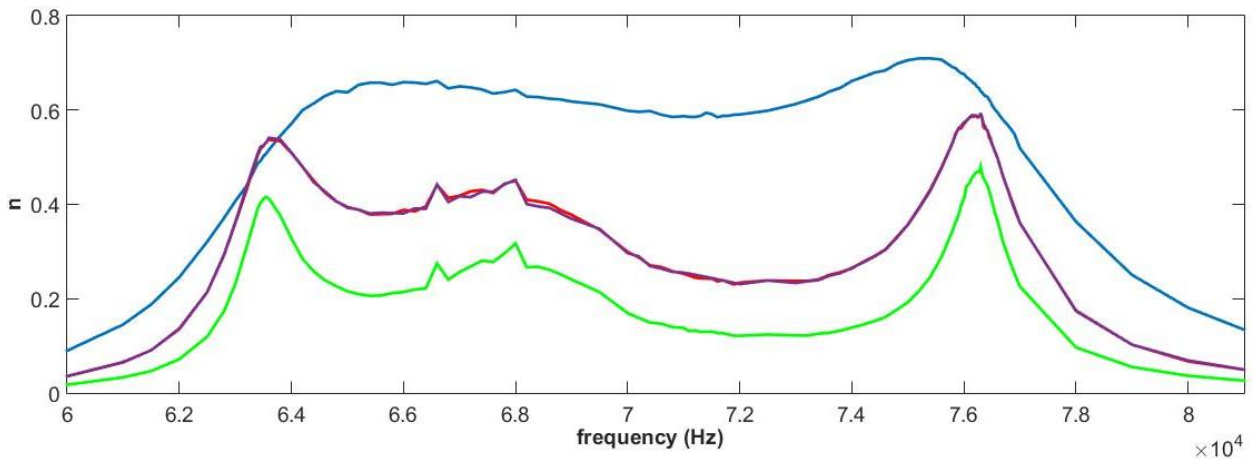
3.2.5 Σύγκριση όλων των τεχνικών οδήγησης του ανορθωτή δευτερεύοντος

Στα Σχήματα 3.32 έως 3.47 απεικονίζονται συγκριτικά η ισχύς εξόδου και η απόδοση για τις τέσσερις τεχνικές οδήγησης του ημieleγχόμενου ανορθωτή. Η σύγκριση πραγματοποιείται για τις DC τάσεις εισόδου $V = 20\text{ V}$ και $V = 200\text{ V}$ επιθυμώντας να απεικονιστούν όλες οι περιπτώσεις τόσο για χαμηλή όσο και υψηλή τάση εισόδου. Ο σχολιασμός των κυματομορφών πραγματοποιείται στο τμήμα 3.3.

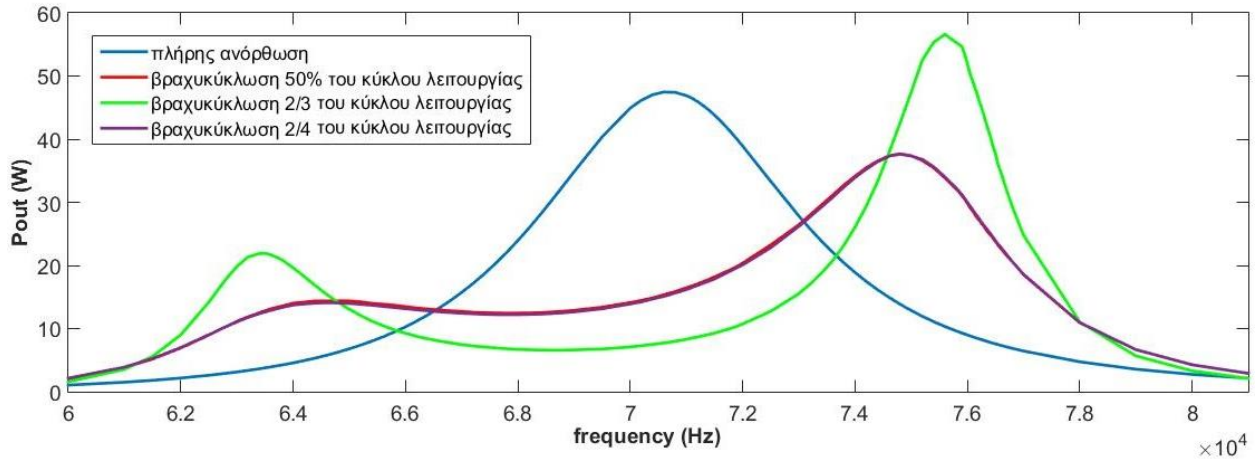
Κυματομορφές ισχύος και απόδοσης για τάση εισόδου $V = 20\text{ V}$



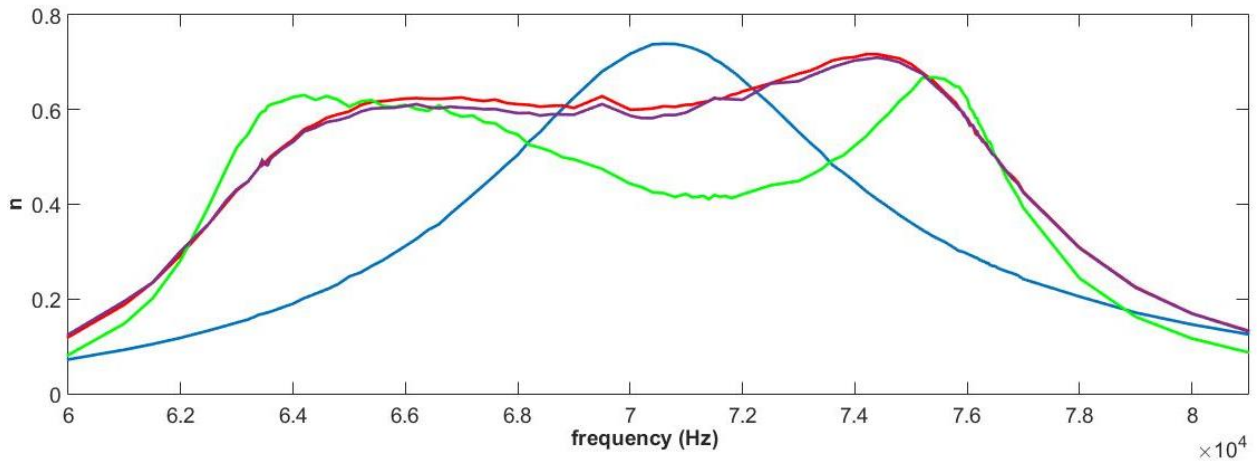
Σχ. 3.32 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 10\ \Omega$



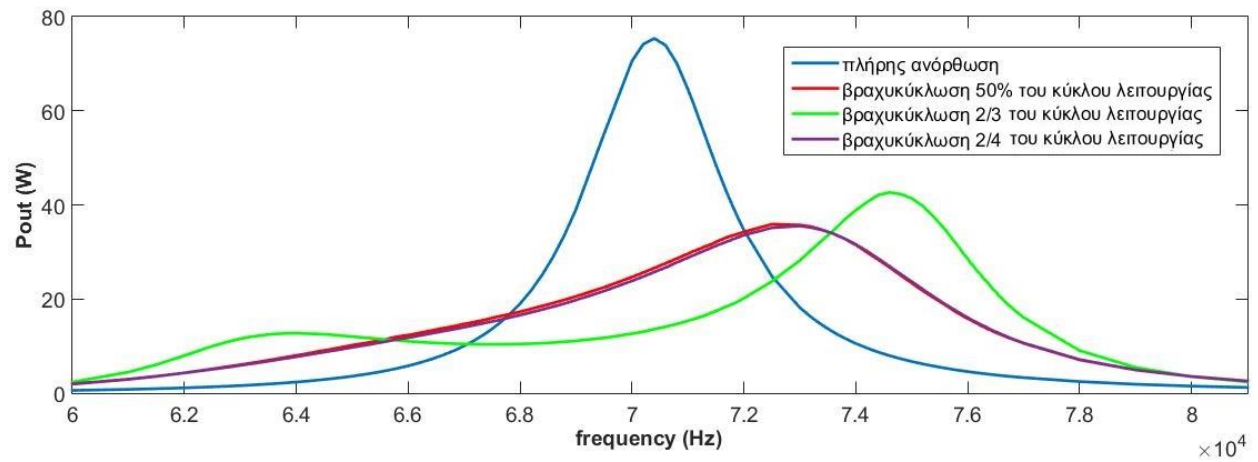
Σχ. 3.33 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 10\ \Omega$



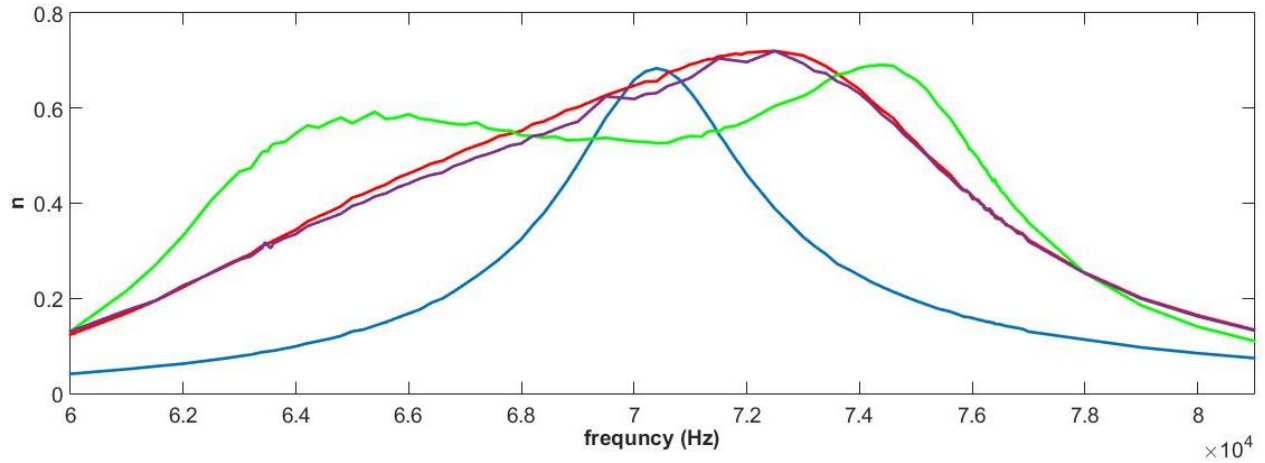
Σχ. 3.34 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20$ V και αντίσταση φορτίου $R = 50$ Ω



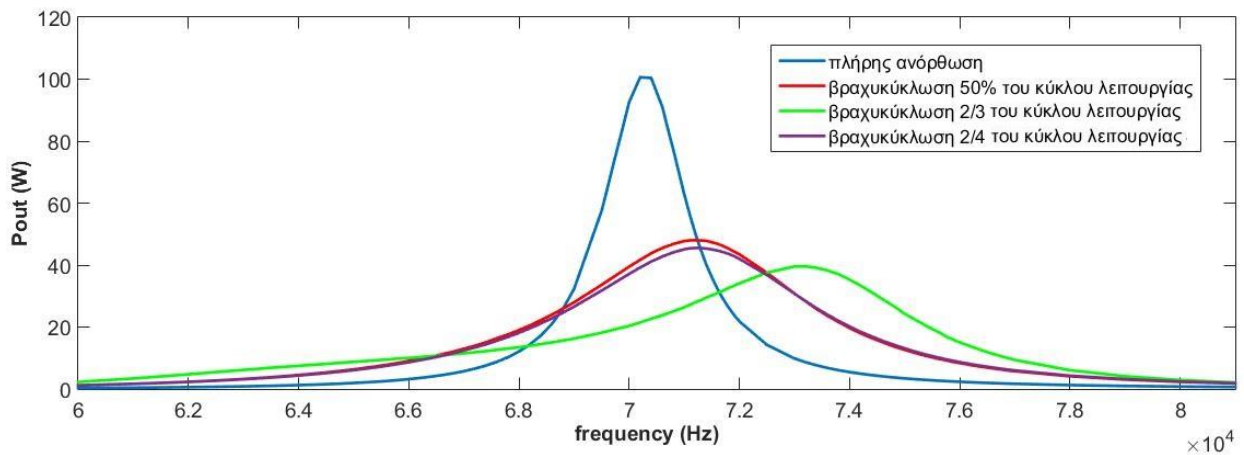
Σχ. 3.35 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20$ V και αντίσταση φορτίου $R = 50$ Ω



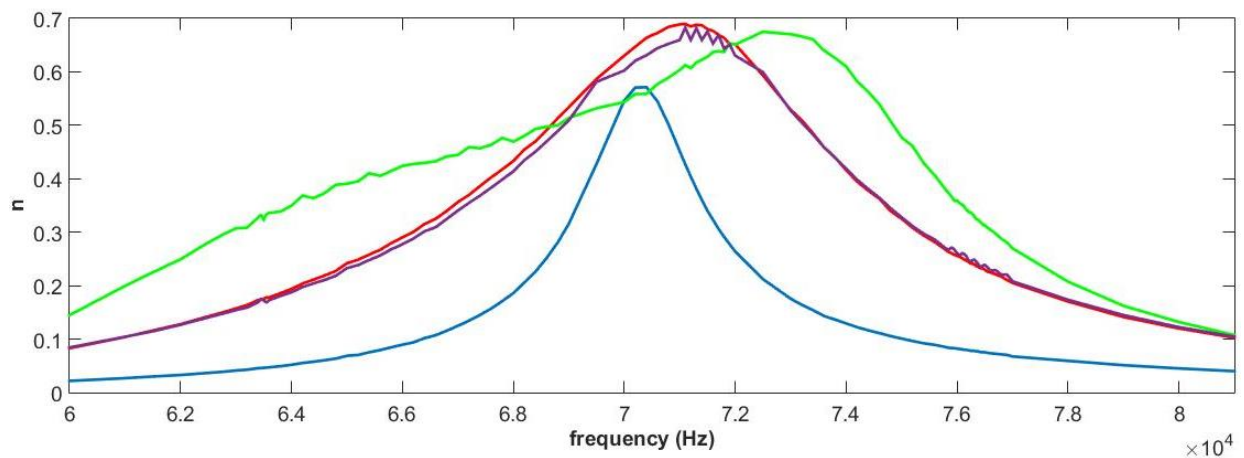
Σχ. 3.36 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20$ V και αντίσταση φορτίου $R = 100$ Ω



Σχ. 3.37 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 100\ \Omega$

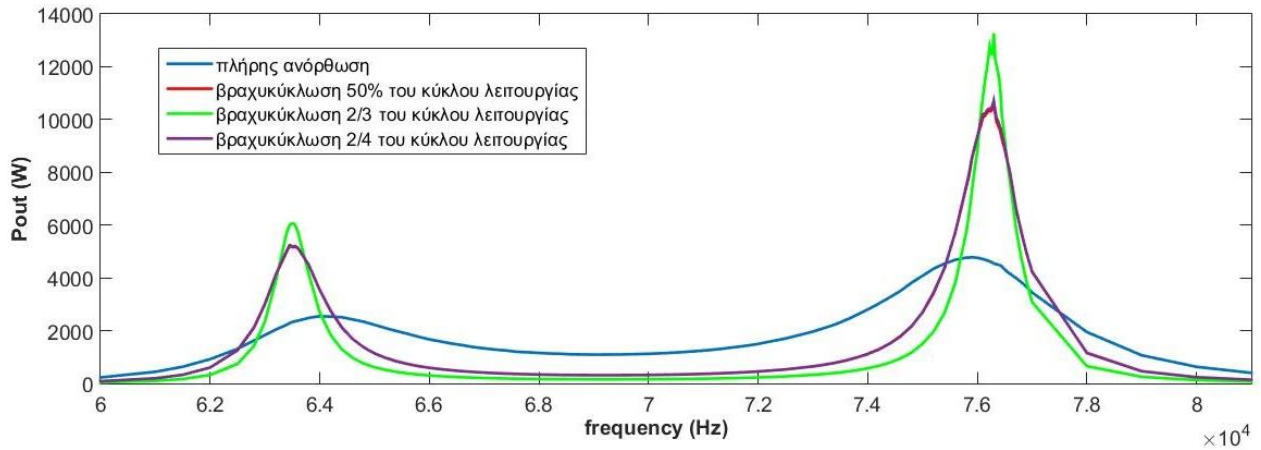


Σχ. 3.38 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 200\ \Omega$

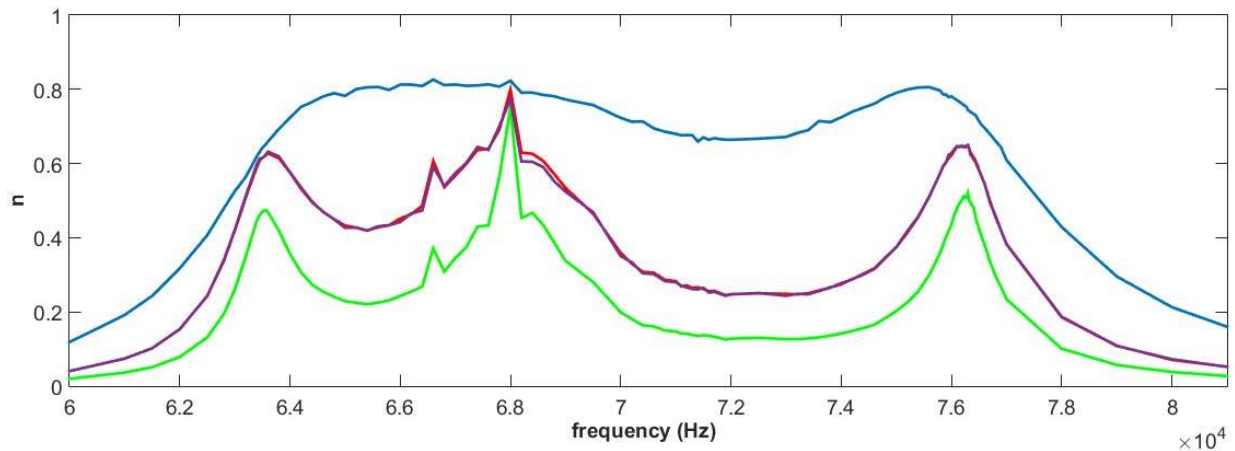


Σχ. 3.39 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 20\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 200\ \Omega$

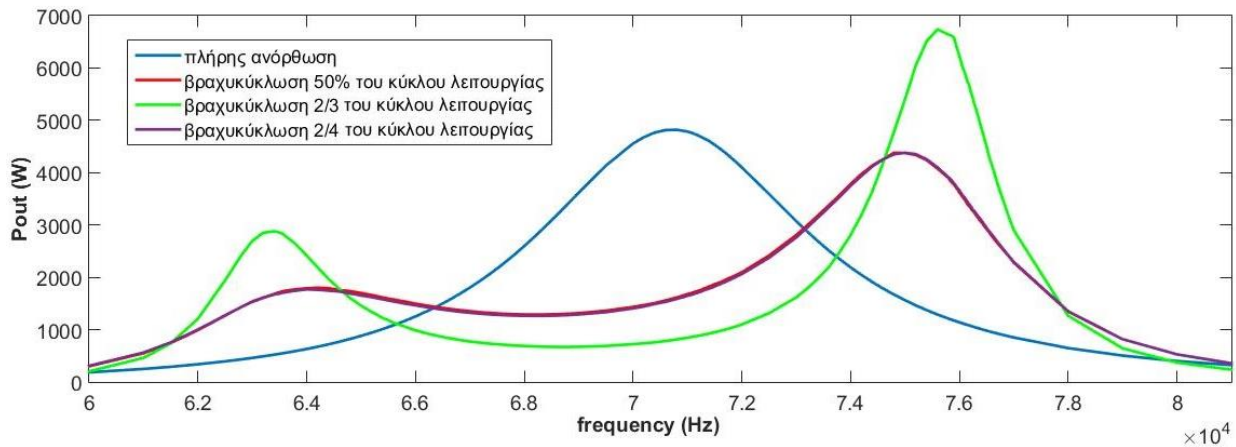
Κυματομορφές ισχύος και απόδοσης για τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$



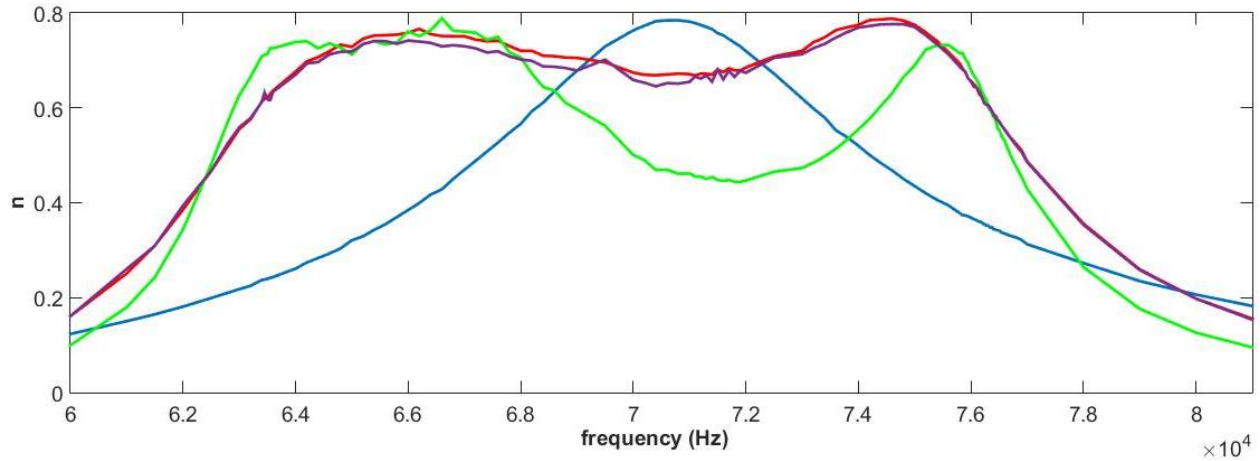
Σχ. 3.40 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 10\ \Omega$



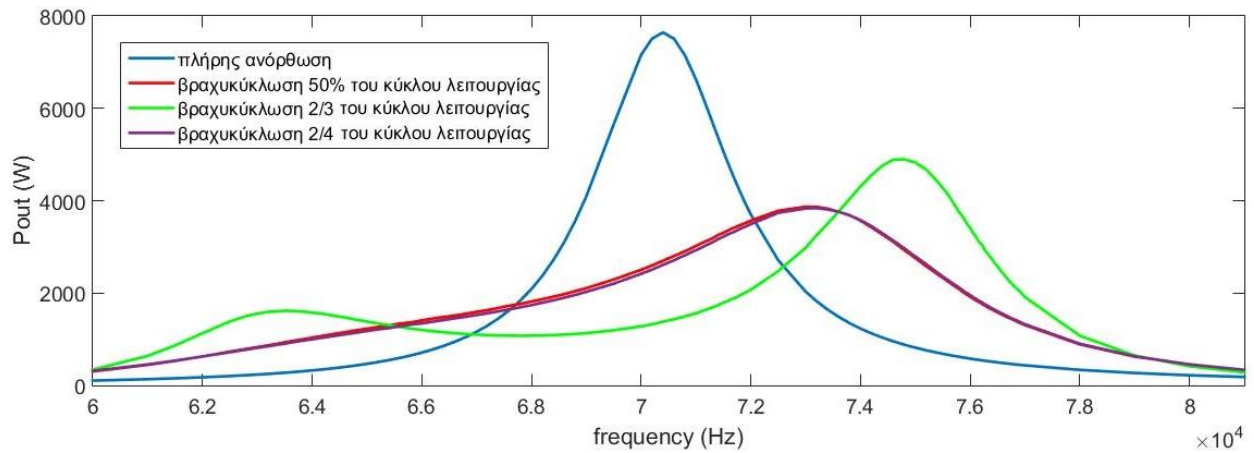
Σχ. 3.41 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 10\ \Omega$



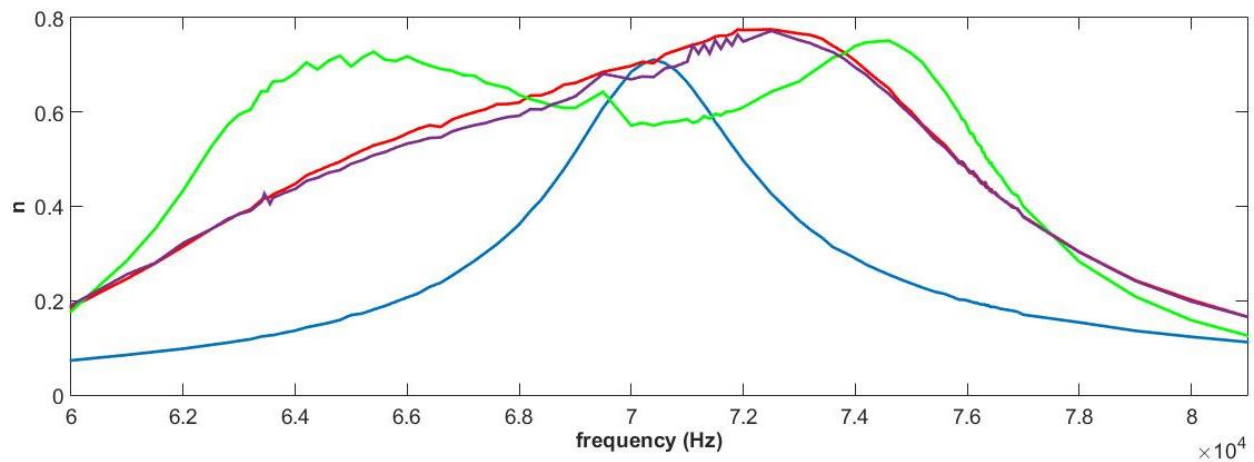
Σχ. 3.42 - Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 50\ \Omega$



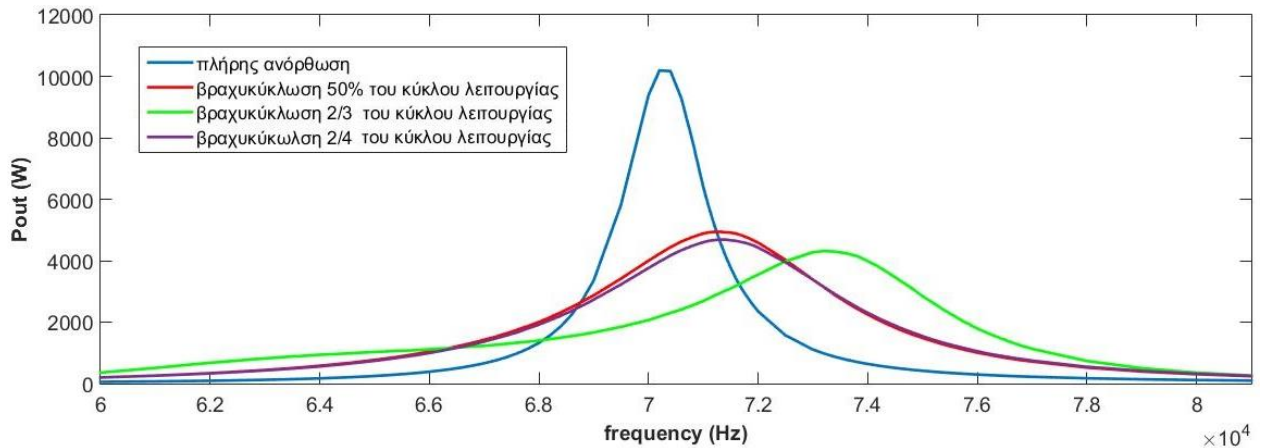
Σχ. 3.43 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 50\ \Omega$



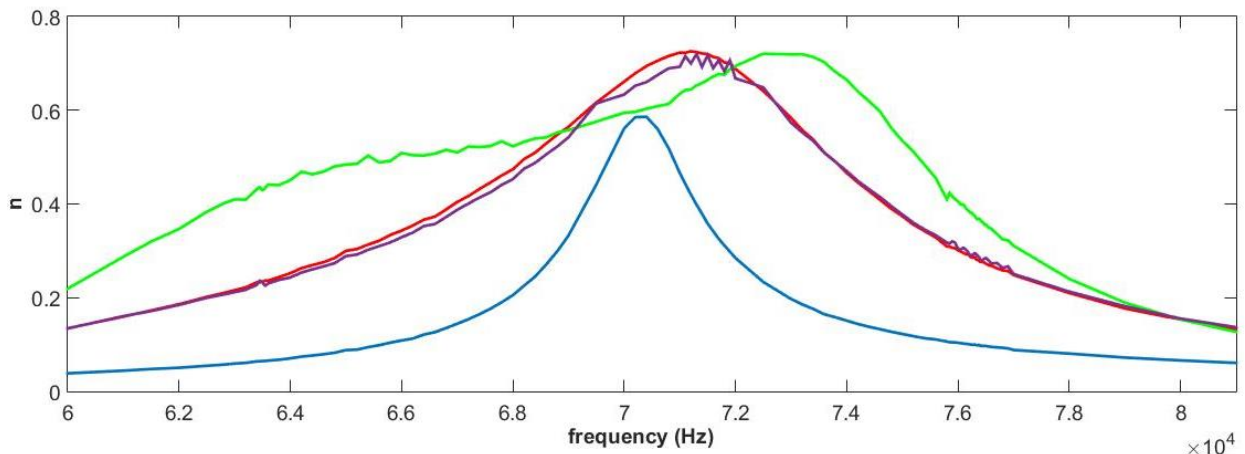
Σχ. 3.44 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 100\ \Omega$



Σχ. 3.45 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 100\ \Omega$



Σχ. 3.46 – Κυματομορφές ισχύος – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 200\ \Omega$



Σχ. 3.47 – Κυματομορφές απόδοσης – συχνότητας για DC τάση εισόδου $V = 200\text{ V}$ και αντίσταση φορτίου $R = 200\ \Omega$

3.3 Σχολιασμός – Παρατηρήσεις Αποτελεσμάτων Προσομοιώσεων

Πριν από το σχολιασμό των αποτελεσμάτων και κυματομορφών είναι αναγκαίο να αναφερθεί ότι χρησιμοποιήθηκε η τεχνική εύρεσης συχνότητας κοντά σε συνθήκες συντονισμού μηδενίζοντας τη διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος δευτερεύοντος [26]. Συνεπώς, για να ισχύει αυτή η συνθήκη σε όλες τις περιπτώσεις βρέθηκαν οι συχνότητες συντονισμού για την αντίστοιχη αντίσταση εξόδου σε κάθε περίπτωση και συγκεκριμένα ισχύει: 1) για $R = 10\ \Omega$ η συχνότητα είναι $f = 76399\text{ Hz}$, 2) για $R = 50\ \Omega$ η συχνότητα είναι $f = 75752\text{ Hz}$, 3) για $R = 100\ \Omega$ είναι $f = 73942\text{ Hz}$ και τέλος 4) για $R = 200\ \Omega$ είναι $f = 71983\text{ Hz}$. Γίνεται αντιληπτό ότι όσο αυξάνεται η αντίσταση εξόδου η συχνότητα συντονισμού μειώνεται. Επειδή στις παραπάνω προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν συγκεκριμένες τιμές, συνεπώς προσεγγίστηκαν αυτές οι συχνότητες, δηλαδή $76399\text{ Hz} \approx 76400\text{ Hz}$, $75752\text{ Hz} \approx 75800\text{ Hz}$, $73942\text{ Hz} \approx 74000\text{ Hz}$ και $71983\text{ Hz} \approx 72000\text{ Hz}$. Αυτές οι παρατηρήσεις συνοψίζονται στους Πίνακες 3.1 και 3.2.

Πίνακας 3.1 – Ισχύς εξόδου και απόδοση τεχνικών για τάση εισόδου $V_{in} = 20\text{ V}$

| R = 10 Ω – $V_{in} = 20\text{ V}$ | | |
|--|---------------|------------|
| Τεχνική | P_{out} (W) | Απόδοση η% |
| Πλήρης Ανόρθωση | 39.02 | 69.92 % |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 71.15 | 52.91 % |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 80.94 | 42.40 % |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 78.66 | 56.98 % |
| R = 50 Ω – $V_{in} = 20\text{ V}$ | | |
| Τεχνική | P_{out} (W) | Απόδοση η% |
| Πλήρης Ανόρθωση | 10.91 | 33.16 % |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 34.33 | 69.56 % |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 65.35 | 74.55 % |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 34.85 | 64.64 % |
| R = 100 Ω – $V_{in} = 20\text{ V}$ | | |
| Τεχνική | P_{out} (W) | Απόδοση η% |
| Πλήρης Ανόρθωση | 10.94 | 25.18 % |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 27.4 | 66.65 % |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 46.47 | 78.94 % |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 31.6 | 63.09 % |
| R = 200 Ω – $V_{in} = 20\text{ V}$ | | |
| Τεχνική | P_{out} (W) | Απόδοση η% |
| Πλήρης Ανόρθωση | 24.22 | 27.78 % |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 36.92 | 68.48 % |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 43.86 | 78.26 % |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 41.99 | 63.98 % |

Πίνακας 3.2 – Ισχύς εξόδου και απόδοση τεχνικών για τάση εισόδου $V_{in} = 200 \text{ V}$

| R = 10 Ω – $V_{in} = 200 \text{ V}$ | | |
|--|-----------------------|------------|
| Τεχνική | $P_{out} \text{ (W)}$ | Απόδοση η% |
| Πλήρης Ανόρθωση | 4917.2 | 80.66 % |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 8455.6 | 58.04 % |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 8094.3 | 42.40 % |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 9343.8 | 62.46 % |
| R = 50 Ω – $V_{in} = 200 \text{ V}$ | | |
| Τεχνική | $P_{out} \text{ (W)}$ | Απόδοση η% |
| Πλήρης Ανόρθωση | 1352.8 | 40.66 % |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 4085.8 | 78.44 % |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 6535 | 74.55 % |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 4182.1 | 72.78 % |
| R = 100 Ω – $V_{in} = 200 \text{ V}$ | | |
| Τεχνική | $P_{out} \text{ (W)}$ | Απόδοση η% |
| Πλήρης Ανόρθωση | 1273.3 | 29.34 % |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 3091.9 | 75.69 % |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 4647.1 | 78.94 % |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 3579.8 | 70.52 % |
| R = 200 Ω – $V_{in} = 200 \text{ V}$ | | |
| Τεχνική | $P_{out} \text{ (W)}$ | Απόδοση η% |
| Πλήρης Ανόρθωση | 2606.2 | 29.90 % |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 3806 | 69.22 % |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 4385.6 | 78.26 % |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 4428.1 | 68.63 % |

Από τις κυματομορφές της ισχύος εξόδου και της απόδοσης του τμήματος 3.2 (Σχήματα 3.32 έως 3.47) και τους συγκριτικούς Πίνακες 3.1 και 3.2 παρατηρείται ότι για αντιστάσεις μικρής τιμής πραγματοποιείται πολύ σημαντική αύξηση της ισχύος εξόδου, αλλά η απόδοση του συστήματος χειροτερεύει με αποτέλεσμα η πλήρης ανόρθωση να είναι η καταλληλότερη τεχνική ανόρθωσης στη συγκεκριμένη περίπτωση (Σχήματα 3.32, 3.33, 3.40 και 3.41). Αντιθέτως, όσο η αντίσταση

αυξάνεται παρατηρείται πως ταυτόχρονα με την αύξηση της ισχύος εξόδου πραγματοποιείται και βελτίωση του συστήματος έχοντας ικανοποιητικές αποδόσεις σε όλες τις τεχνικές επαγωγικής φόρτισης συγκριτικά με την περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης (Σχήματα 3.38, 3.39, 3.46 και 3.47).

Συνεπώς, η πλήρης ανόρθωση προτιμάται για μικρές τιμές αντίστασης φορτίου, ενώ για τις μεγάλες αντιστάσεις προτιμάται οποιαδήποτε τεχνική παλμών οδήγησης του ανορθωτή δευτερεύοντος σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση.

Επίσης, από τις κυματομορφές ισχύος και απόδοσης αντλείται η πληροφορία ότι στην πλήρη ανόρθωση υπάρχουν άλλες συχνότητες για τις οποίες υπάρχει υψηλότερη ισχύς εξόδου και απόδοση σε σχέση με την περίπτωση της συχνότητας υπό την οποία υπάρχει μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εξόδου αντιστροφέα και ρεύματος δευτερεύοντος.

Οι παράγοντες που επηρεάζουν το σημείο λειτουργίας είναι διάφοροι όπως το φορτίο, η σύζευξη μεταξύ των πηνίων και η κατασκευή των υπόλοιπων στοιχείων. Δηλαδή, τα επαγωγικά συστήματα ασύμμετρης φόρτισης δεν παρουσιάζουν μία βέλτιστη συχνότητα λειτουργίας για μία μόνο συνθήκη. Άρα, εκτός από τη βελτίωση της ισχύος και της απόδοσης με όλες τις τεχνικές οδήγησης παλμών του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση μπορεί να κατασκευαστεί η πειραματική διάταξη με τέτοιο τρόπο ώστε αναλόγως την εφαρμογή να επιλέγεται λειτουργία μέγιστης ισχύος ή απόδοσης σε κάθε περίπτωση. Για παράδειγμα, αν σε μία εφαρμογή με τον κατάλληλο σχεδιασμό εξασφαλισθεί για την πλήρη ανόρθωση μέγιστη ισχύς ή απόδοση με ταυτόχρονο μηδενισμό της φάσης του ρεύματος δευτερεύοντος με την τάση πρωτεύοντος, τότε και όλες οι τεχνικές ασύμμετρης φόρτισης θα δώσουν τη μέγιστη ισχύ τους. Στα πλαίσια αυτής της διερεύνησης, φαίνεται ότι με τις τεχνικές παλμών οδήγησης του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή υπάρχει αύξηση ισχύος και απόδοσης σε όλο το εύρος των συχνοτήτων με τη δυνατότητα περαιτέρω ελέγχου προκειμένου να επιλέγεται το βέλτιστο σημείο λειτουργίας κατά περίπτωση.

Επίσης, αν είναι επιθυμητό σε μία εφαρμογή να αλλάζει η τιμή της αντίστασης εξόδου, εφόσον υπάρχει διαφορετική συχνότητα μηδενισμού φάσης του ρεύματος δευτερεύοντος και της τάσης πρωτεύοντος για κάθε τιμή αντίστασης εξόδου, μπορεί να επιτευχθεί με μεταβαλλόμενη συχνότητα με τη βοήθεια ενός συστήματος συγχρονισμού φάσης (Phase Locked Loop – PLL). Αυτό διευκολύνει σε φορτία μεγάλων τιμών, καθώς όπως έγινε αντιληπτό υπάρχει ταυτόχρονα σημαντική αύξηση ισχύος εξόδου και απόδοσης.

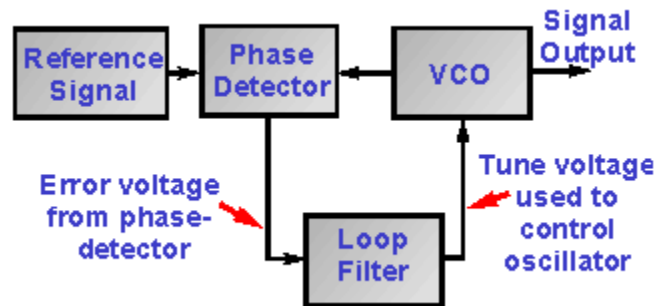
Σύστημα Συγχρονισμού Φάσης (Phase Locked Loop – PLL)

Ένα σύστημα συγχρονισμού φάσης χρησιμοποιείται για να συγχρονίσει τη φάση μίας εξωτερικής συχνότητας που λαμβάνεται ως είσοδος στο PLL με τη συχνότητα που δημιουργείται από την εσωτερική ταλάντωση του κυκλώματος. Αυτός ο συγχρονισμός επιτυγχάνεται μέσω του μηδενισμού της διαφοράς φάσης των δύο σημάτων.

Το PLL έχει τρία βασικά υποκυκλώματα [27]:

- Ανιχνευτής Φάσης (Phase Detector)
- Φίλτρο Βρόχου (Loop Filter)
- Ελεγχόμενο από τάση ταλαντωτή (Voltage Control Oscillator – VCO)

Το βασικό διάγραμμα του συστήματος συγχρονισμού φάσης (PLL) φαίνεται στο Σχήμα 3.48.



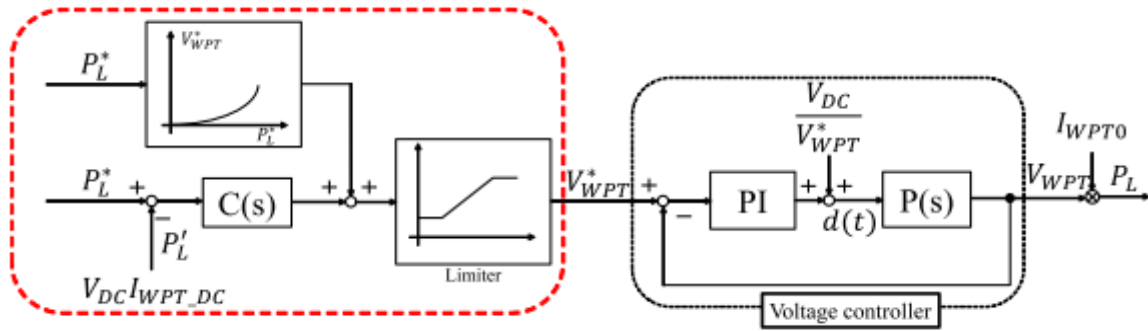
Σχ. 3.48 – Βασικό Διάγραμμα Συστήματος Συγχρονισμού Φάσης (PLL) [28]

3.4 Έλεγχος τάσης εξόδου – DC Voltage Controller

Εκτός από τον υπολογισμό της συχνότητας συντονισμού για το κύκλωμα της επαγωγικής φόρτισης, σημαντικό ερευνητικό κομμάτι είναι η επίτευξη ελέγχου τάσης εξόδου χρησιμοποιώντας στην ίδια διάταξη διάφορες τεχνικές οδήγησης του ημieleγχόμενου ανορθωτή με αποτέλεσμα να σταθεροποιηθεί η τάση εξόδου σε μία επιθυμητή τιμή και συνεπώς και η ισχύ εξόδου. Η σταθεροποίηση της τάσης και της ισχύος σε επιθυμητά επίπεδα επιτρέπει να εξασφαλισθούν τα οφέλη των τεχνικών επαγωγικής φόρτισης σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση, αλλά ταυτόχρονα και η προστασία της μπαταρίας εντός των επιθυμητών ορίων φόρτισής της χωρίς να μειώνεται η διάρκεια ζωής της. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές όπως DC/DC μετατροπείς, PI ελεγκτές και ελεγχόμενοι ανορθωτές.

3.4.1 Αντίστοιχες ερευνητικές περιοχές για έλεγχο τάσεως και ισχύος εξόδου

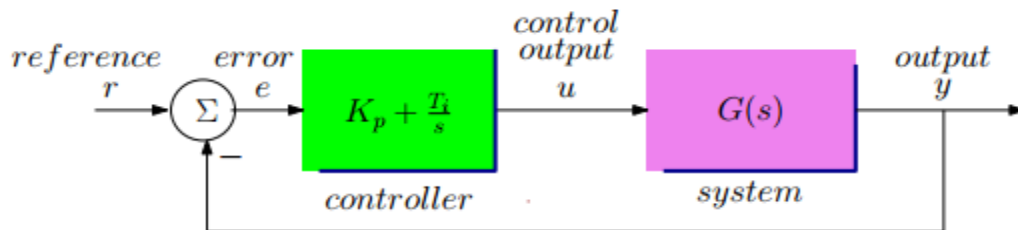
1) Μπορεί να σχεδιασθεί ένας PI ελεγκτής με τη βοήθεια του οποίου ο ανορθωτής δευτερεύοντος να δίνει στο φορτίο τάση έτσι ώστε να υπάρχει μέγιστη ισχύς ή βέλτιστη απόδοση ή να βρισκόμαστε ανάμεσα σε αυτές τις δύο καταστάσεις παρέχοντας μία επιθυμητή ισχύ με ικανοποιητική απόδοση και σαφώς καλύτερη από εκείνη της πλήρους ανόρθωσης. [29]



Σχ. 3.49 – Δομικό διάγραμμα ελέγχου τάσης [29]

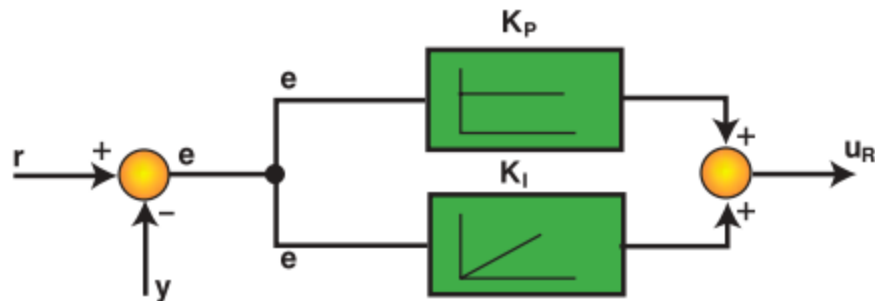
Αναλογικός – Ολοκληρωτικός (PI) Ελεγκτής

Ο αναλογικός – ολοκληρωτικός (PI) ελεγκτής είναι ένας ελεγκτής βρόχου ανάδρασης ο οποίος υπολογίζει το σφάλμα μεταξύ μίας επιθυμητής τιμής και μία μέτρησης και διορθώνει το συγκεκριμένο σφάλμα. Συνδυάζει αθροιστικά τον αναλογικό και τον ολοκληρωτικό έλεγχο. Η συνδεσμολογία του απεικονίζεται στο Σχήμα 3.50.



Σχ. 3.50 – Συνδεσμολογία PI Ελεγκτή [30]

Συγκεκριμένα, η υλοποίηση του PI ελεγκτή (πράσινο κουτί του Σχήματος 3.50) απεικονίζεται στο Σχήμα 3.51.



Σχ. 3.51 – Βασική υλοποίηση του PI Ελεγκτή [31]

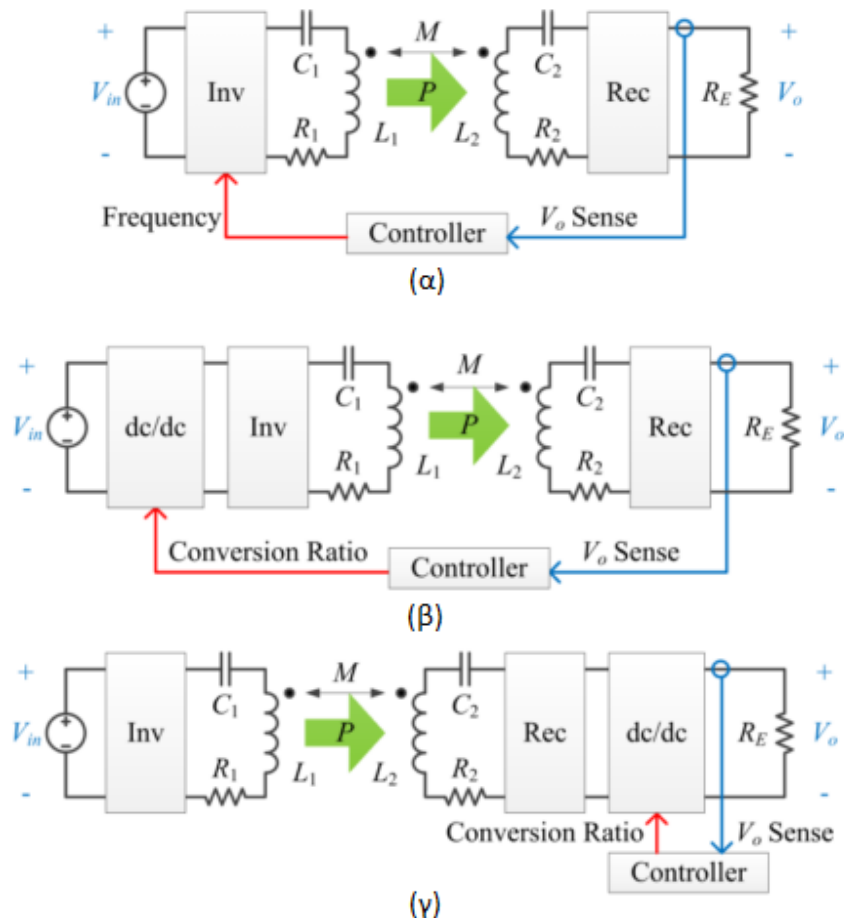
Συνεπώς, η εξίσωση του ελεγκτή του Σχήματος 3.51 διαμορφώνεται ως εξής:

$$u_R(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t) dt$$

Η χρήση του όρου ολοκλήρωσης αποσκοπεί στην εξάλειψη του σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση και μεταβάλλει το DC κέρδος του συστήματος, ενώ ο αναλογικός όρος αυξάνει τη ταχύτητα απόκρισης και βελτιώνει την ευστάθεια του συστήματος.

2) Μία άλλη περίπτωση για να ελεγχθεί η ισχύς εξόδου μπορεί να γίνει με την τεχνική ελέγχου μετατοπισμένης φάσης (phase shift control). Στην ουσία είναι ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής όπου όταν στέλνονται παλμοί διαφορετικού πλάτους στους διακόπτες S_3 και S_4 μπορούν να άγουν για διαφορετική χρονική περίοδο με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται η ισχύς εξόδου. Για το συγκεκριμένη τεχνική σταθεροποίησης ισχύος εξόδου έχει γίνει εκτενής αναφορά στο τμήμα 1.4.2.1. [22] , [32]

3) Μία τρίτη περίπτωση για να ελεγχθεί η τάση εξόδου είναι ο έλεγχος τάσης με μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του μετατροπέα DC/DC τόσο της εισόδου όσο και της εξόδου ή αλλαγή της συχνότητας του αντιστροφέα. [33] , [34]

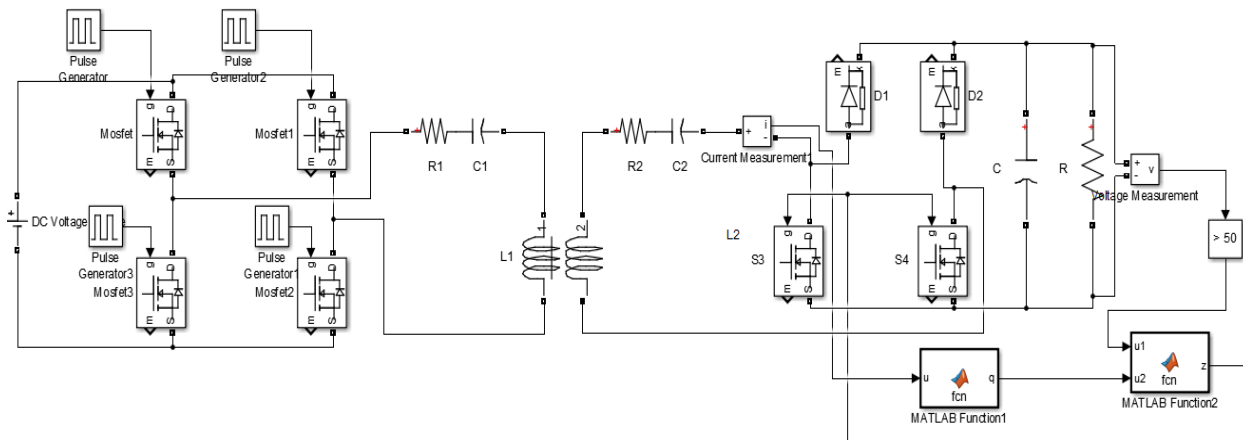


Σχ. 3.52 – Τεχνικές ελέγχου τάσης εξόδου (α) Έλεγχος συχνότητας λειτουργίας του αντιστροφέα (β) Μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του μετατροπέα DC/DC (pre-regulation) και (γ) Μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του μετατροπέα DC/DC (post-regulation) [34]

3.4.2 Έλεγχος τάσης εξόδου για μία τεχνική οδήγησης παλμών σε συνδυασμό με την πλήρη ανόρθωση

Στα ευρύτερα πλαίσια αυτής της ερευνητικής περιοχής μπορεί να υλοποιηθεί ένας απλός έλεγχος τάσεως ή ισχύος εξόδου προκειμένου να σταθεροποιηθεί η ισχύς στο επιθυμητό επίπεδο.

Αρχικά, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο μία τεχνική οδήγησης παλμών και να πραγματοποιείται έλεγχος της τάσης εξόδου και να σταθεροποιηθεί όπου είναι επιθυμητό στο εύρος των δυνατών τάσεων. Στο κύκλωμα του Σχήματος 3.53 χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας σε συνδυασμό με την πλήρη ανόρθωση προκειμένου να σταθεροποιηθεί η τάση εξόδου στα 50 V.

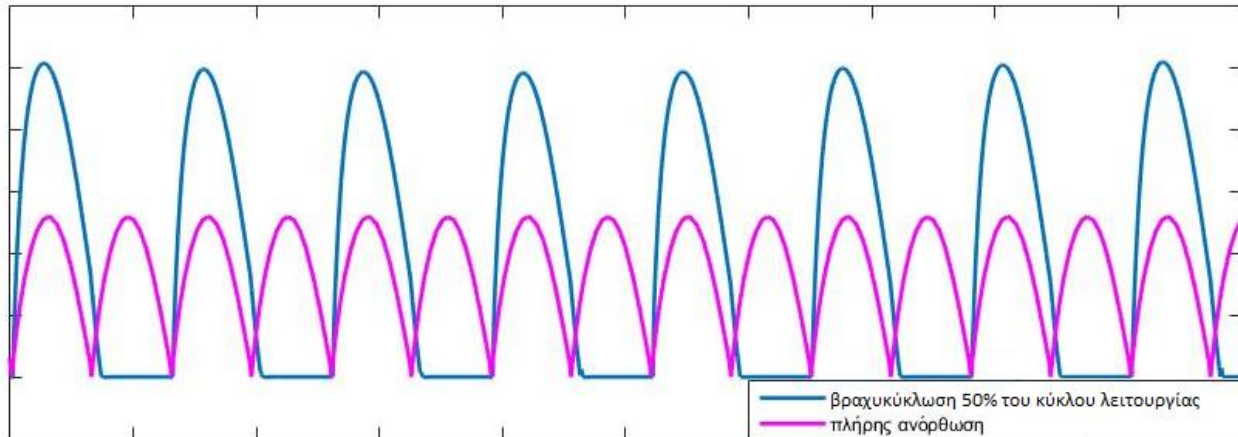


Σχ.3.53 – Κύκλωμα προσομοίωσης της διάταξης επαγωγικής φόρτισης με έλεγχο τάσης εξόδου στα 50 V

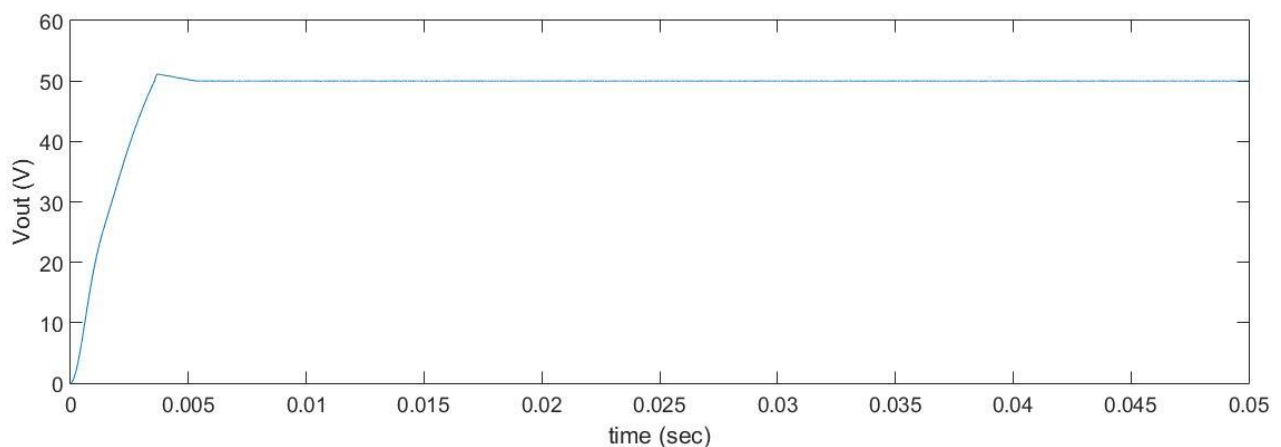
Στο συγκεκριμένο παράδειγμα υπάρχει στο φορτίο ο έλεγχος αν η τάση ξεπερνά τα 50 V. Με DC τάση εισόδου $V_{in} = 30\text{ V}$ το σκεπτικό είναι ότι αν η τάση εξόδου είναι μικρότερη των 50 V τότε θα ενεργοποιείται η περίπτωση της βραχυκύκλωσης κατά 50%, ενώ αν πάει να ξεπεράσει η τάση εξόδου τα 50 V τότε θα ενεργοποιείται η περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης με συνέπεια να σταθεροποιείται η τάση στην επιθυμητή τιμή. Ο κώδικας του Matlab Function 2 για τη σταθεροποίηση της τάσης εξόδου είναι:

```
function z = fcn(u1,u2)
%#codegen
if(u1 == 1)
    z = 0;
else
    z = u2;
end
end
```

Ο έλεγχος της τάσης βασίζεται στο σκεπτικό ότι όταν η τάση εξόδου γίνει 50 V τότε ενεργοποιείται η πλήρης ανόρθωση, η οποία συνεπάγεται μεταφορά μικρότερου μεγέθους ισχύος, καθώς το πλάτος του ρεύματος εξόδου της πλήρους ανόρθωσης είναι μικρότερο σε σχέση με εκείνο της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας. Άρα, σε αυτό το διάστημα εκφορτίζεται ο πυκνωτής και αρχίζει να μειώνεται η τάση εξόδου, ενώ αντίστοιχα όταν πέφτει κάτω από 50 V τότε ενεργοποιείται η βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας που φορτίζει εκ νέου τον πυκνωτή. Στο Σχήμα 3.54 φαίνεται η διαφορά των πλατών του ρεύματος εξόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή μεταξύ της πλήρους ανόρθωσης και της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας. Ωστόσο, στο Σχήμα 3.54 παρατηρείται ότι η ημιπερίοδοι των δύο περιπτώσεων έχουν διαφορετική χρονική διάρκεια. Αυτή η διαφορά οφείλεται στο γεγονός ότι τα ημιαγώγιμα στοιχεία του κυκλώματος προσομοίωσης έχουν τα πραγματικά κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των αντίστοιχων στοιχείων και συνεπώς η βραχυκύκλωση καθυστερεί λίγο να πραγματοποιηθεί. Για αυτή την καθυστέρηση λεπτομερής ανάλυση γίνεται στο Κεφάλαιο 5.

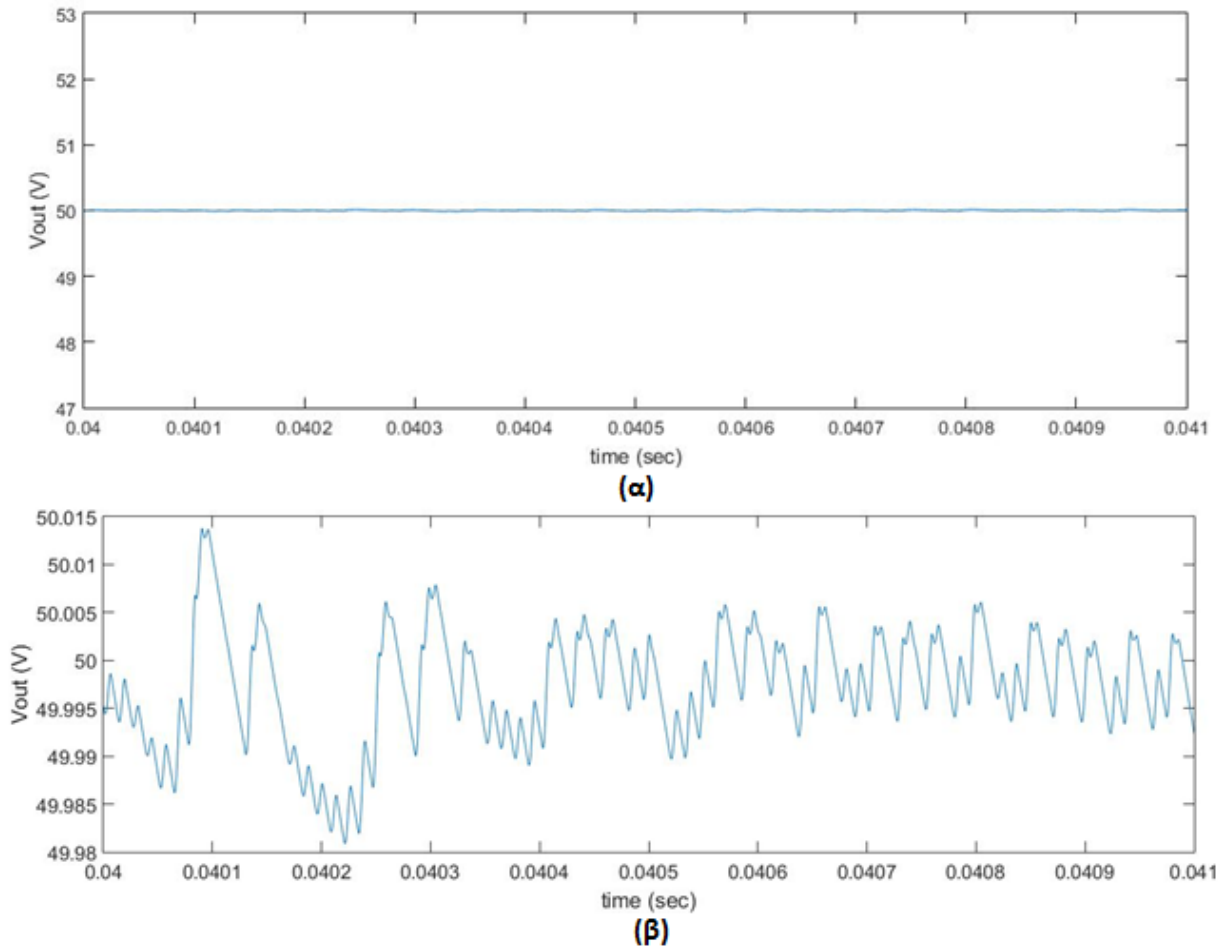


Σχ. 3.54 – Κυματομορφές ρεύματος πλήρους ανόρθωσης (μωβ χρώμα) και ρεύματος βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας (μπλε χρώμα)



Σχ. 3.55 – Κυματομορφή τάσης εξόδου με βάση τον έλεγχο (συγκριτής για τα 50 V)

Ακολουθως στα Σχήματα 3.56 (α) και 3.56 (β) παρουσιάζεται ένα στιγμιότυπο της κυματομορφής της τάσης εξόδου για την καλύτερη κατανόηση πως σταθεροποιείται γύρω από τα 50 V. Σύμφωνα με το Σχήμα 3.56 (β) παρατηρείται ότι μόλις ξεπεραστούν τα 50 V ενεργοποιείται η πλήρης ανόρθωση και λόγω του μικρότερου ρεύματος εξόδου (Σχήμα 3.54) γίνεται εκφόρτιση του πυκνωτή με συνέπεια να πέφτει η τάση εξόδου. Αντίστοιχα μόλις αρχίσει η τάση να πέφτει κάτω από τα 50 V ενεργοποιείται η βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας και υπάρχει αύξηση της τάσης. Για αυτό το λόγο υπάρχουν οι σημαντικές διακυμάνσεις μέχρι να πραγματοποιηθεί η μετάβαση από τη την πλήρη ανόρθωση στη βραχυκύκλωση κατά 50% και αντίστροφα, ενώ υπάρχουν και κάποιες άλλες διακυμάνσεις πολύ μικρότερες λόγω θορύβου.

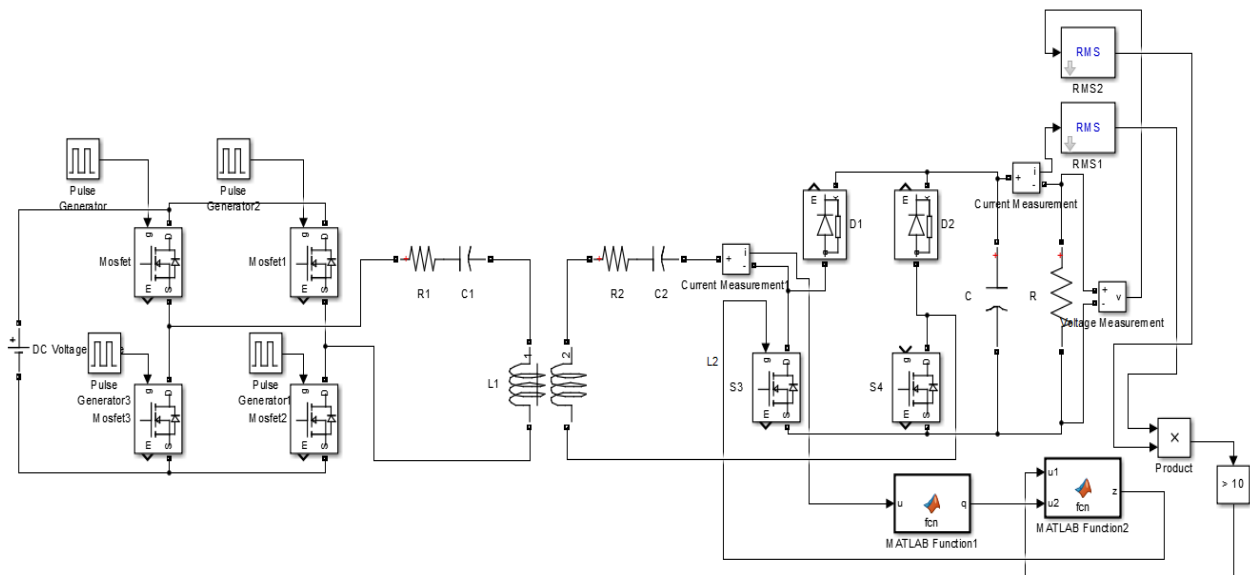


Σχ. 3.56 – (α) Κυματομορφή της τάσης εξόδου (β) Κυματομορφή της τάσης εξόδου με κυμάτωση

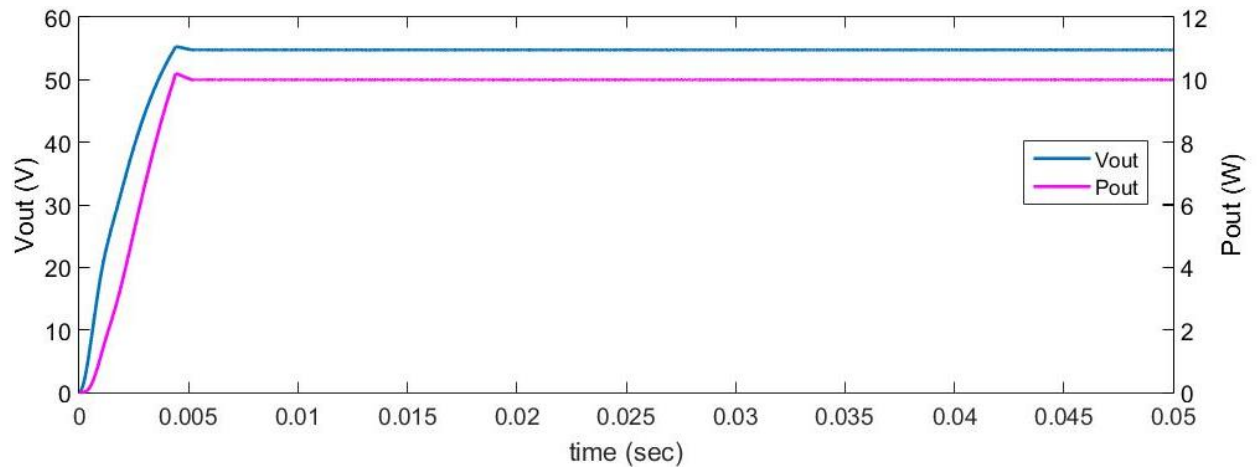
3.4.3 Έλεγχος ισχύος εξόδου με συνδυασμό της πλήρους ανόρθωσης και της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Εκτός από την τάση εξόδου υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου της ισχύος εξόδου η οποία παρέχεται στο φορτίο. Αντίστοιχα στον έλεγχο ισχύος εξόδου, μπορεί να συνδυασθεί η πλήρης ανόρθωση με οποιαδήποτε τεχνική οδήγησης του ανορθωτή και για οποιοδήποτε συνδυασμό τάσεως εισόδου και αντίσταση εξόδου αναλόγως με την εφαρμογή. Ωστόσο, επισημαίνεται ξανά ότι θα πρέπει η αντίσταση εξόδου να έχει μεγάλη τιμή προκειμένου να υπάρχει μεγαλύτερο εύρος τιμών τάσεων εξόδου και να είναι εμφανή τα οφέλη των διάφορων τεχνικών οδήγησης.

Η λογική είναι ακριβώς ίδια με την περίπτωση του ελέγχου της τάσης εξόδου. Σε αυτή την περίπτωση δεν απαιτείται η ισχύς να είναι μεγαλύτερη των 10 W και συνεπώς και η τάση περιορίζεται στο αντίστοιχο επίπεδο που δίνει τη συγκεκριμένη ισχύ. Συνεπώς, η διάταξη της επαγωγικής φόρτισης και οι κυματομορφές τάσεως και ισχύος εξόδου φαίνονται στα Σχήματα 3.57 και 3.58 αντίστοιχα.



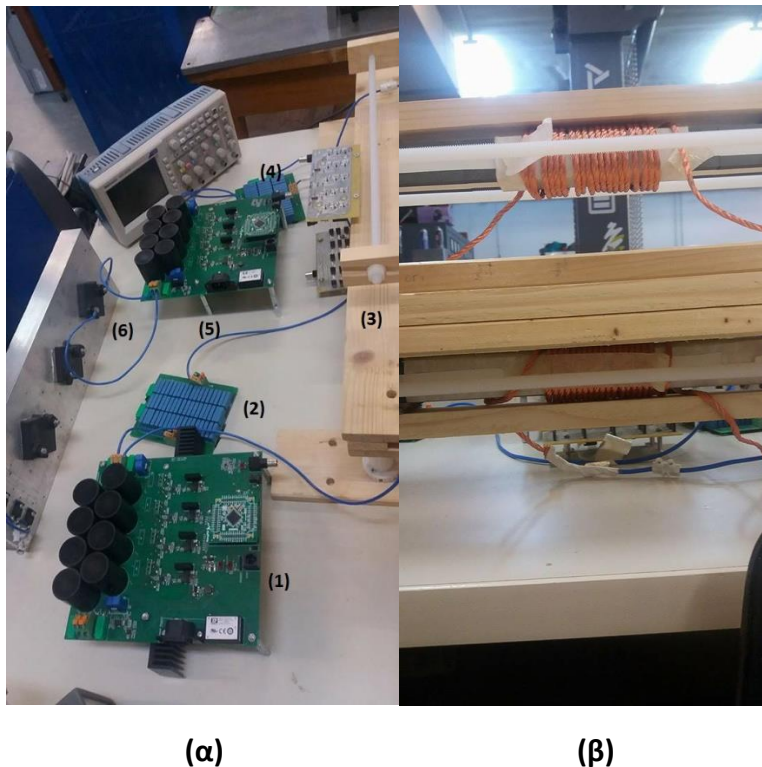
Σχ. 3.57 – Κύκλωμα προσομοίωσης της διάταξης επαγωγικής φόρτισης με έλεγχο ισχύος εξόδου



Σχ. 3.58 – Κυματομορφές τάσης εξόδου (μπλε χρώμα) και ισχύος εξόδου (μωβ χρώμα)

4. Πειραματική Αξιολόγηση

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η πειραματική εφαρμογή για να γίνει σύγκριση με τη θεωρητική προσέγγιση και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Για την ολοκλήρωση της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκε για πειραματική επιβεβαίωση ο μικροεπεξεργαστής DSPIC33EP512MU810 και το προγραμματιστικό περιβάλλον MPLAB X IDE v2.35. Συγκεκριμένα, κατασκευάστηκαν τρεις ξεχωριστοί κώδικες για καθεμία από τις τρεις περιπτώσεις, δηλαδή για 1) τη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας, 2) τη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας και 3) τη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας. Η τελική πειραματική διάταξη όπου πραγματοποιήθηκαν τα πειράματα φαίνεται στο Σχήμα 4.1(α) και στο Σχήμα 4.1(β).



Σχ.4.1 (α) - Πειραματική διάταξη πρωτότυπου συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος, (1) Αντιστροφέας Πρωτεύοντος, (2) Πυκνωτής πρωτεύοντος RLC κυκλώματος, (3) Διάταξη Πηνίων, (4) Πυκνωτής δευτερεύοντος RLC κυκλώματος, (5) Ανορθωτής Δευτερεύοντος, (6) Αντίσταση εξόδου 10 Ω και (β) Πειραματική Διάταξη Πηνίων

4.1 Υλοποίηση των τριών τεχνικών οδήγησης του ανορθωτή δευτερεύοντος με τη βοήθεια του μικροεπεξεργαστή

4.1.1 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Ο αντίστοιχος κώδικας του μικροεπεξεργαστή και επεξήγηση υλοποίησής του βρίσκεται στο Παράρτημα Β. Η υλοποίηση της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας είναι ακριβώς ίδια με εκείνη που έχει αναλυθεί στο Κεφάλαιο 3. Δηλαδή, ισχύει το ίδιο λογικό διάγραμμα του Σχήματος 3.2 και κυματομορφές των παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή και των ρευμάτων εισόδου και εξόδου του όπως φαίνονται στα Σχήματα 3.3 και 3.4 αντίστοιχα.

4.1.2 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2 σε αυτή την περίπτωση υπάρχουν δύο μετρητές k και l που ο πρώτος (μαύρο χρώμα) είναι για τις θετικές ακμές (rising edges), ενώ ο δεύτερος (κόκκινο χρώμα) είναι για τις αρνητικές ακμές (falling edges).

$k = 1$ και $l = 0$:

Μόλις γίνει αντιληπτή η πρώτη θετική ακμή (rising edge) τότε ο μετρητής k γίνεται 1 ($k = 1$). Σε αυτή την περίπτωση δεν στέλνεται κανένας παλμός οδήγησης στους διακόπτες S_3 και S_4 του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 4.2). Οι δίοδοι D_1 και D_2 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής και έτσι πραγματοποιείται η ανόρθωση.

$k = 1$ και $l = 1$:

Μόλις γίνει αντιληπτή η πρώτη αρνητική ακμή (falling edge) τότε ο μετρητής l γίνεται 1 ($l = 1$). Σε αυτή την περίπτωση στέλνεται παλμός οδήγησης στο διακόπτη S_4 του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 4.2). Συνεπώς, η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή βραχυκυκλώνεται και το ρεύμα εξόδου έχει μηδενική τιμή.

$k = 2$ και $l = 1$:

Μόλις γίνει αντιληπτή και πάλι μία θετική ακμή (rising edge) τότε ο μετρητής k γίνεται 2 ($k = 2$). Σε αυτή την περίπτωση στέλνεται κανένας παλμός οδήγησης στο διακόπτη S_3 του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 4.2). Η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή παραμένει βραχυκυκλωμένη και το ρεύμα εξόδου συνεχίζει να έχει μηδενική τιμή.

k = 2 και l = 2:

Στην επόμενη αρνητική ακμή (falling edge) ο μετρητής l γίνεται 2 ($l = 2$). Σε αυτή την περίπτωση δεν στέλνεται παλμός οδήγησης στους διακόπτες S_3 και S_4 με αποτέλεσμα οι δίοδοι D_2 και D_3 να βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής και να πραγματοποιείται κανονικά ανόρθωση.

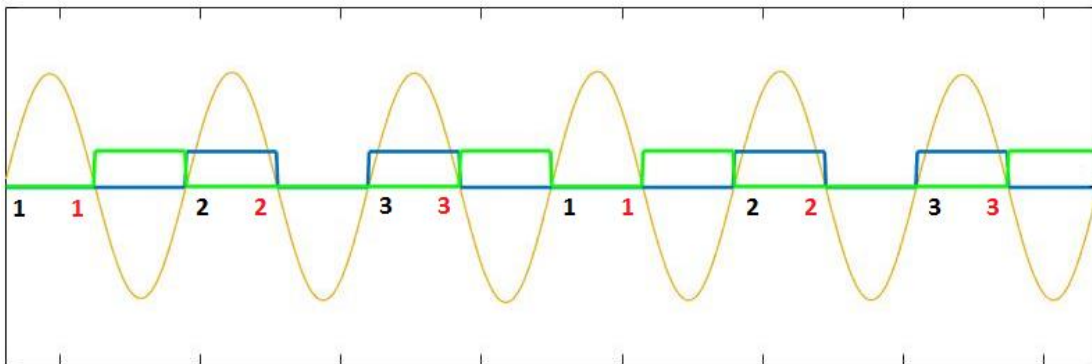
k = 3 και l = 2:

Στη συγκεκριμένη περίπτωση γίνεται αντιληπτή η τρίτη θετική ακμή (rising edge) και πραγματοποιείται η ίδια λειτουργία του ημιελεγχόμενου ανορθωτή με την περίπτωση που ισχύει $k = 2$ και $l = 1$.

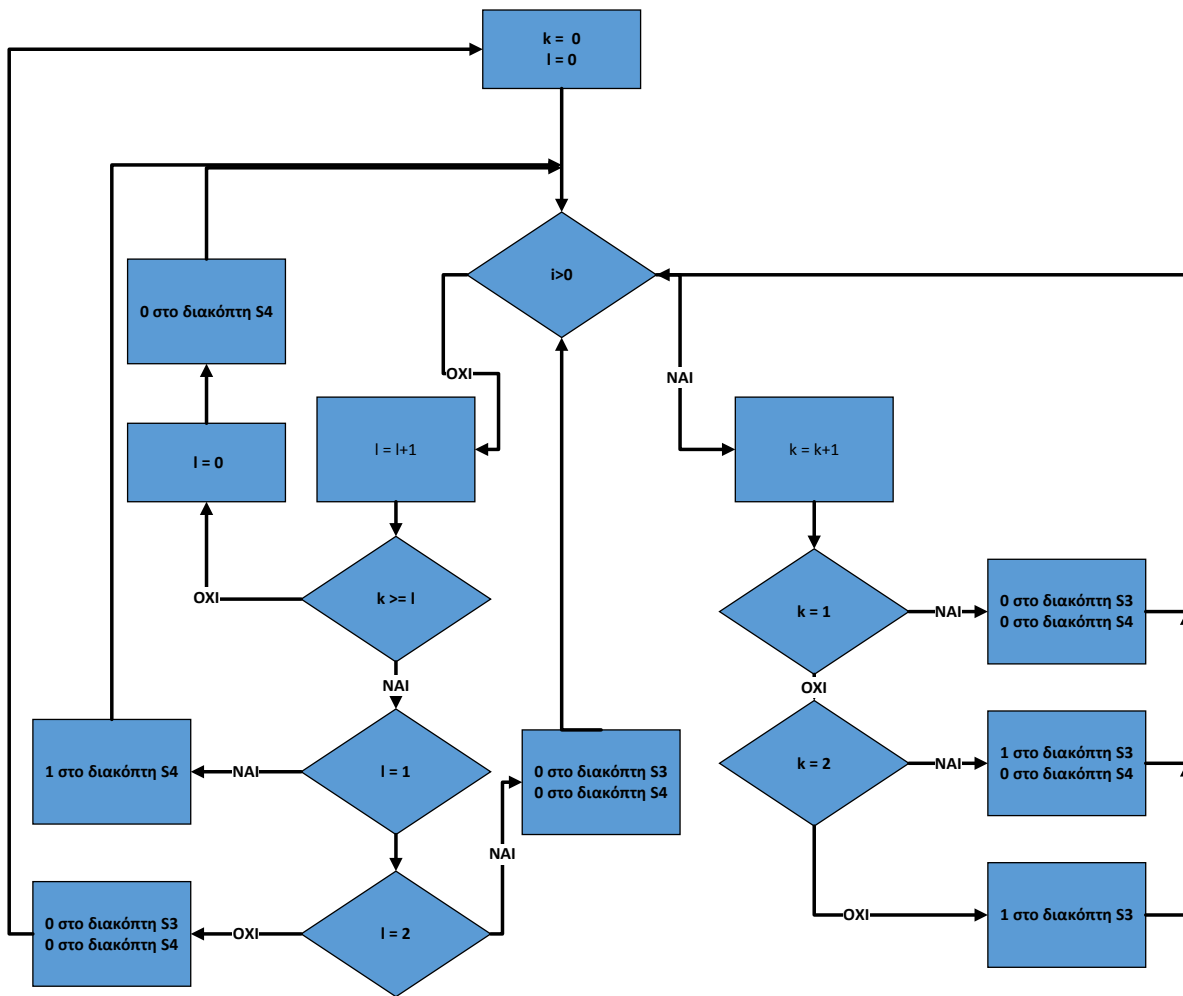
k = 3 και l = 3:

Στη συγκεκριμένη περίπτωση γίνεται αντιληπτή η τρίτη αρνητική ακμή (falling edge) και πραγματοποιείται η ίδια λειτουργία του ημιελεγχόμενου ανορθωτή με την περίπτωση που ισχύει $k = 2$ και $l = 2$. Με το πέρας αυτής της περίπτωσης οι μετρητές μηδενίζονται για να ξεκινήσει από την αρχή η διαδικασία υλοποίησης της βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας.

Στο Παράρτημα Β βρίσκεται ο αντίστοιχος κώδικας για την υλοποίηση της βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας, ενώ στο Σχήμα 4.3 φαίνεται το λογικό διάγραμμά της.



Σχ. 4.2 – Ρεύμα δευτερεύοντος (κίτρινο χρώμα) και παλμοί οδήγησης του S_3 (μπλε χρώμα) και παλμοί οδήγησης του S_4 (πράσινο χρώμα) για τη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 4.3 – Λογικό διάγραμμα βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας

4.1.3 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση όπως και στην προηγούμενη υπάρχουν δύο μετρητές k και l που ο πρώτος (μαύρο χρώμα) είναι πάλι για τις θετικές ακμές (rising edges), ενώ ο δεύτερος (κόκκινο χρώμα) είναι για τις αρνητικές ακμές (falling edges) όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4.

$k = 1$ και $l = 0$:

Μόλις γίνει αντιληπτή η πρώτη θετική ακμή (rising edge) τότε ο μετρητής k γίνεται 1 ($k = 1$). Σε αυτή την περίπτωση στέλνεται παλμός οδήγησης στο διακόπτη S_3 του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 4.4). Συνεπώς, η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή βραχυκυκλώνεται και το ρεύμα εξόδου έχει μηδενική τιμή.

$k = 1$ και $l = 1$:

Μόλις γίνει αντιληπτή η πρώτη αρνητική ακμή (falling edge) τότε ο μετρητής l γίνεται 1 ($l = 1$). Σε αυτή την περίπτωση στέλνεται παλμός οδήγησης στο διακόπτη S_4 του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 4.4). Η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή παραμένει βραχυκυκλωμένη και το ρεύμα εξόδου συνεχίζει να έχει μηδενική τιμή. Συνεπώς, η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή βραχυκυκλώνεται και το ρεύμα εξόδου έχει μηδενική τιμή.

$k = 2$ και $l = 1$:

Μόλις γίνει αντιληπτή και πάλι μία θετική ακμή (rising edge) τότε ο μετρητής k γίνεται 2 ($k = 2$). Σε αυτή την περίπτωση δεν στέλνεται κανένας παλμός οδήγησης στο διακόπτη S_3 και S_4 του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήμα 4.4). Οι δίοδοι D_1 και D_2 βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής και έτσι πραγματοποιείται η ανόρθωση.

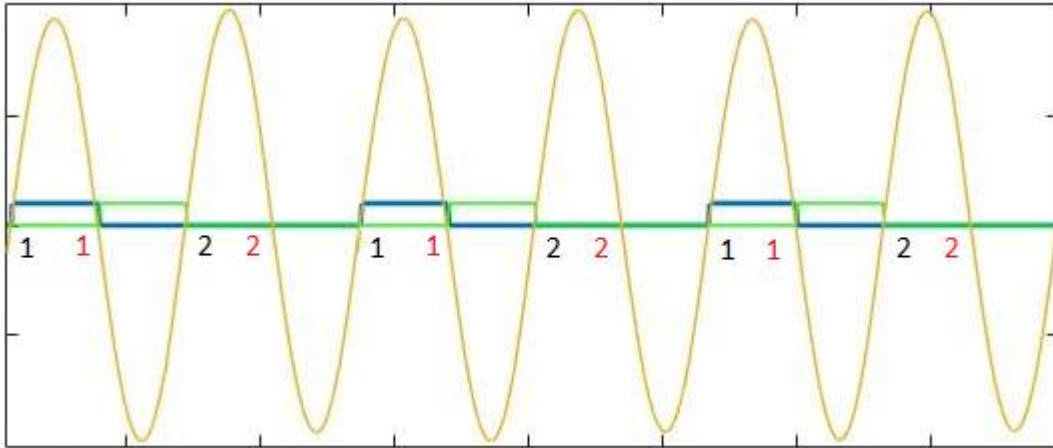
$k = 2$ και $l = 2$:

Στην επόμενη αρνητική ακμή (falling edge) ο μετρητής l γίνεται 2 ($l = 2$). Σε αυτή την περίπτωση στέλνεται παλμός οδήγησης στους διακόπτες S_3 και S_4 (Σχήμα 4.4) με αποτέλεσμα οι δίοδοι D_2 και D_3 να βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής και να πραγματοποιείται κανονικά ανόρθωση.

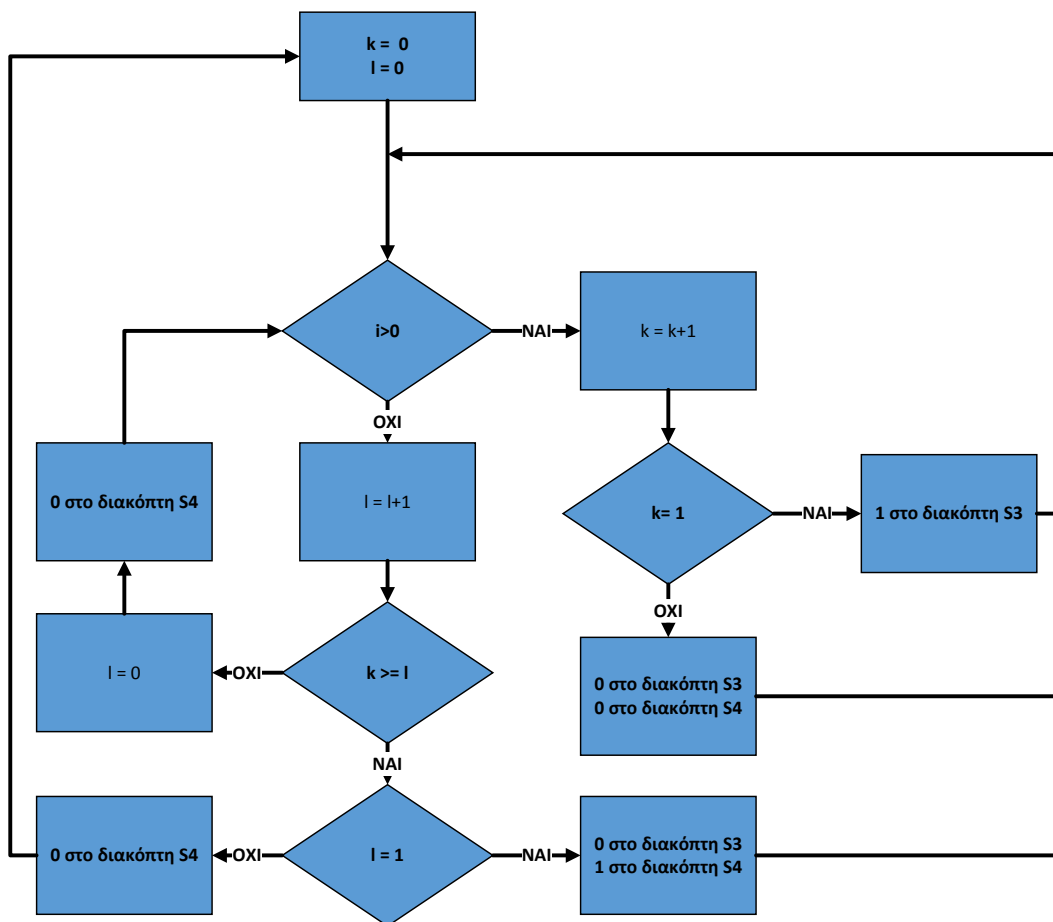
Στο παράρτημα Β βρίσκεται ο αντίστοιχος κώδικας για την υλοποίηση της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας, ενώ στο Σχήμα 4.5 απεικονίζεται το λογικό διάγραμμά της.

Μία σημαντική παρατήρηση είναι ότι η μέτρηση των γεγονότων γίνεται με διαφορετικό τρόπο σε σχέση με τη θεωρητική προσέγγιση του Κεφαλαίου 2. Ο λόγος είναι ότι με τη συγκεκριμένη υλοποίηση εξασφαλίζεται ασφάλεια της πειραματικής διάταξης χωρίς να υπάρχει μόνιμο βραχυκύκλωμα του ημιελεγχόμενου ανορθωτή σε περίπτωση που κοπεί χειροκίνητα η παροχή ισχύος. Συνεπώς, αποφεύγεται η καταστροφή της πειραματικής διάταξης. Συγκεκριμένα, παρατηρήθηκε, κατά τη διάρκεια των πειραματικών μετρήσεων, ότι με τη θεωρητική

προσέγγιση αν γινόταν μέτρηση θετικής ακμής τότε θα ενεργοποιούταν ο S_3 και σε περίπτωση που σταματούσε η παροχή ισχύος στη διάταξη, το σύστημα θα αντιλαμβανόταν αρνητική ακμή και θα ενεργοποιούταν και ο διακόπτης S_4 χωρίς να απενεργοποιηθεί ο διακόπτης S_3 . Επομένως, οι δύο διακόπτες θα ήταν σε κατάσταση αγωγής με συνέπεια να είναι διαρκώς βραχυκυκλωμένη η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή και τελικά να δημιουργηθεί υπέρταση στα άκρα των ημιαγωγικών διακοπών που θα οδηγούσε στην καταστροφή τους.



Σχ. 4.4 – Ρεύμα δευτερεύοντος (κίτρινο χρώμα) και παλμοί οδήγησης του διακόπτη S_3 (μπλε χρώμα) και του διακόπτη S_4 (πράσινο χρώμα) για τη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 4.5 – Λογικό διάγραμμα βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας

4.2 Πειραματικές Μετρήσεις

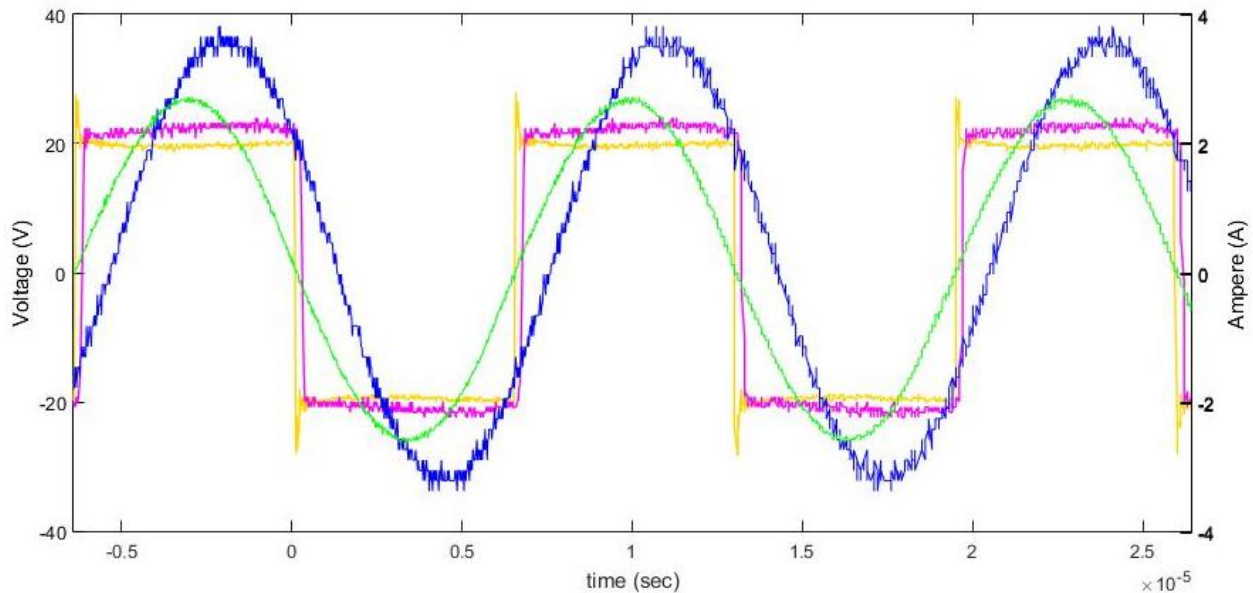
Στο παρόν τμήμα φαίνονται τα αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων και είναι αναγκαίο να αναφερθούν διάφορα ενημερωτικά στοιχεία για την πειραματική διάταξη.

Για την ασφάλεια της πειραματικής διάταξης υπήρχε DC τάση εισόδου $V_{in} = 20\text{ V}$ και αντίσταση εξόδου $R = 10\ \Omega$. Επίσης, σε αντίθεση με τις προσομοιώσεις δεν υπάρχουν ιδανικά στοιχεία και σύμφωνα με τα φυλλάδια προδιαγραφών (datasheets) οι δίοδοι έχουν πτώση τάσης 0.83V , οι αντιπαράλληλες δίοδοι έχουν αντίστοιχα πτώση τάσης 2.2V και για τα MOSFET η αντίσταση R_{on} ισούται με $0.08\ \Omega$. Επιπροσθέτως, υπάρχουν κάποιες πρακτικές καθυστερήσεις όπως η ταχύτητα του μικροεπεξεργαστή και του μετρητικού ρεύματος. Αυτές οι διαφορές από τις ιδανικές συνθήκες των προσομοιώσεων δικαιολογούν τις γραφικές παραστάσεις λόγω των πειραματικών μετρήσεων.

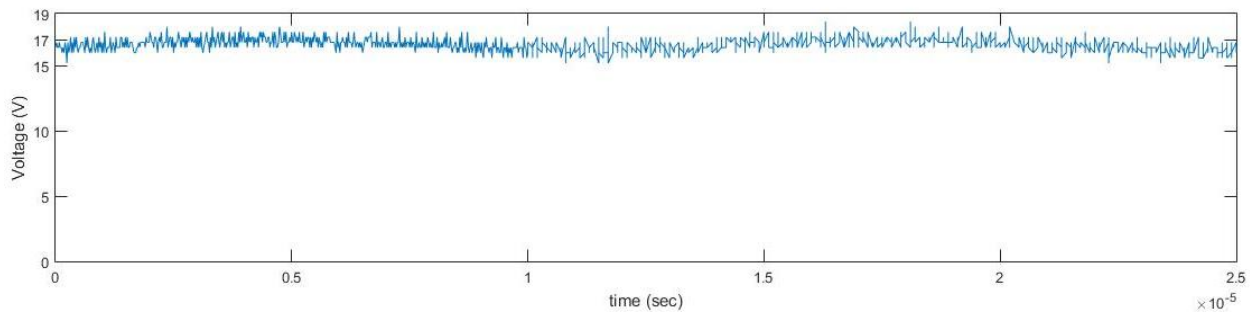
Τα φυλλάδια προδιαγραφών για το MOSFET και τη δίοδο βρίσκονται στα Παραρτήματα Γ και Δ αντίστοιχα.

4.2.1 Πλήρης ανόρθωση

Σε αυτή την περίπτωση στην είσοδο της πειραματικής διάταξης υπάρχει DC τάση εισόδου $V_{in}=20V$ και η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου είναι $I_{in-rms}= 2.03A$ σε συχνότητα $f = 77400 \text{ kHz}$. Στο Σχήμα 4.5 υπάρχουν συνολικά τέσσερις κυματομορφές, η τάση εξόδου του αντιστροφέα, το ρεύμα πρωτεύοντος I_1 , η τάση εισόδου του ανορθωτή και το ρεύμα δευτερεύοντος I_2 . Αντίστοιχα στο σχήμα 4.6 φαίνεται η τάση εξόδου του ανορθωτή.



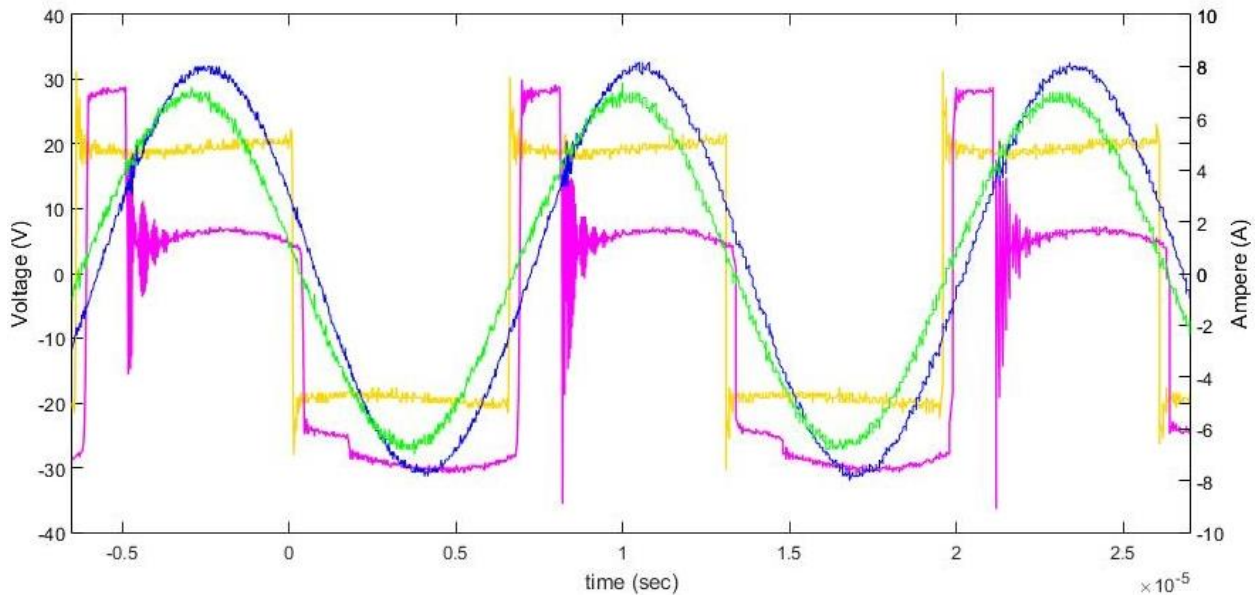
Σχ. 4.5 – Κυματομορφές ρευμάτων πρωτεύοντος (μπλε χρώμα) και δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα), τάσης εξόδου αντιστροφέα (κίτρινο χρώμα) και τάσης εισόδου ανορθωτή (μωβ χρώμα) για πλήρη ανόρθωση



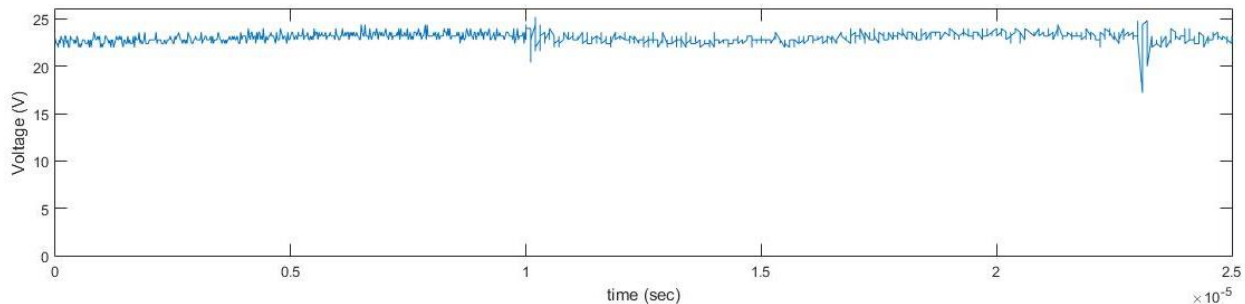
Σχ. 4.6 – Κυματομορφή τάσης εξόδου ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος

4.2.2 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση στην είσοδο της πειραματικής διάταξης υπάρχει DC τάση εισόδου $V_{in}=20V$ και η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου είναι $I_{in-rms}= 5.19A$ σε συχνότητα $f = 77000$ kHz. Ομοίως με την προηγούμενη περίπτωση στα Σχήματα 4.7 και 4.8 ισχύουν οι ίδιες κυματομορφές.

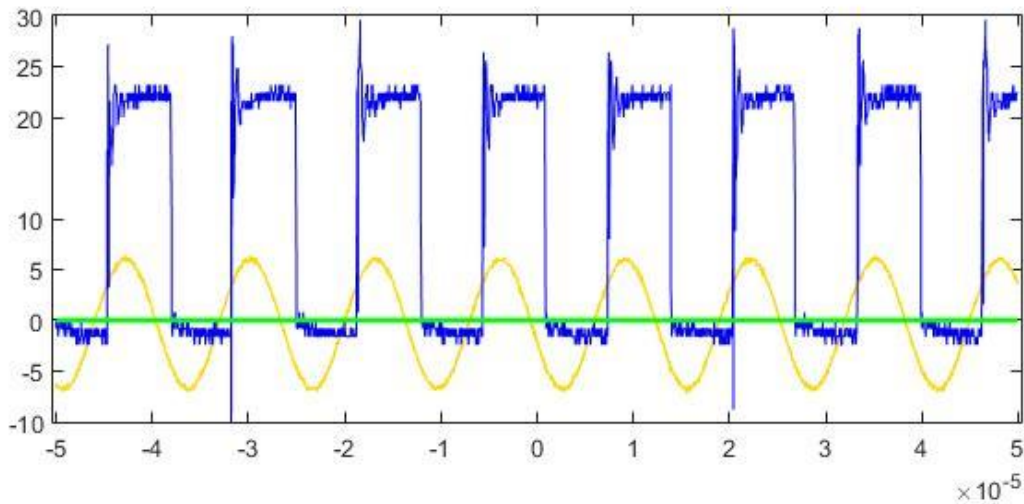


Σχ. 4.7 – Πειραματικά αποτελέσματα ρευμάτων πρωτεύοντος (μπλε χρώμα) και δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα), τάσης εξόδου αντιστροφέα (κίτρινο χρώμα) και τάσης εισόδου ανορθωτή (μωβ χρώμα) για βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 4.8 – Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος

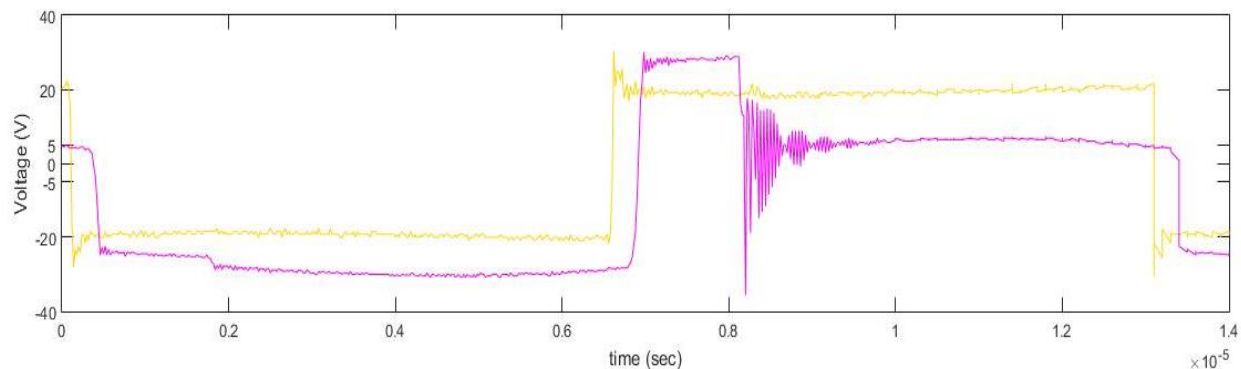
Ωστόσο, πρέπει να γίνει εκτενέστερη παρουσίαση των κυματομορφών του Σχήματος 4.7 και τον τρόπο με τον οποίο δημιουργούνται οι παλμοί με βάση το ρεύμα δευτερεύοντος και ποιες καθυστερήσεις προκύπτουν στις κυματομορφές. Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.9 αν το σύστημα αντιληφθεί θετική τιμή ρεύματος στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 , ενώ στο διακόπτη S_4 δε στέλνεται παλμός οδήγησης, όταν γίνει αντιληπτή αρνητική τιμή ρεύματος και δημιουργείται έτσι η περίπτωση της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας.



Σχ. 4.9 – Πειραματικά αποτελέσματα ρεύματος δευτερεύοντος (κίτρινο χρώμα), παλμών οδήγησης για θετικό ρεύμα δευτερεύοντος (μπλε χρώμα) και παλμών οδήγησης αρνητικό ρεύμα δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα) για τη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

Σύμφωνα με το Σχήμα 4.10 παρατηρείται ότι η τάση δευτερεύοντος (μωβ κυματομορφή) χρήζει ιδιαίτερης προσοχής και ανάλυσης. Συγκεκριμένα, θα έπρεπε να έχει μηδενική τιμή όταν στέλνεται παλμός οδήγησης στο διακόπτη S_3 , καθώς η είσοδος του ημιελεγχόμενου ανορθωτή βραχυκυκλώνεται. Ωστόσο, αυτό δε συμβαίνει. Αντιθέτως, σε ένα διάστημα πραγματοποιείται κανονικά ανόρθωση και στο υπόλοιπο διάστημα, που πραγματοποιείται βραχυκύκλωση, υπάρχει μία πτώση τάσης. Η καθυστέρηση της βραχυκύκλωσης συμβαίνει, διότι προλαβαίνει η διόδος D_1 να μπει σε κατάσταση αγωγής και να μην αφήσει το ρεύμα να διαρρέει το διακόπτη S_3 όπου στέλνεται ο παλμός οδήγησης. Αυτή η καθυστέρηση οφείλεται στην ταχύτητα του μικροεπεξεργαστή DSPIC, του μετρητικού ρεύματος LTS 15-NP καθώς και στους χρόνους $t_{d(on)}$ και t_{rise} οι οποίοι είναι γνωστοί σύμφωνα με το φυλλάδιο προδιαγραφών (datasheet) του MOSFET. Όταν στέλνεται παλμός οδήγησης στο διακόπτη S_3 και η τάση εισόδου του ανορθωτή δεν είναι μηδενική, οφείλεται στο γεγονός ότι το MOSFET και η αντιπαράλληλη διόδος στο MOSFET δεν είναι ιδανικά στοιχεία και έχουν πτώση τάσης, με εκείνη της διόδου σύμφωνα με τα φυλλάδια προδιαγραφών (datasheets) να είναι ιδιαίτερα σημαντική. Τα φυλλάδια προδιαγραφών για το MOSFET και το μετρητικό ρεύματος βρίσκονται στα Παραρτήματα Γ και Ε αντίστοιχα.

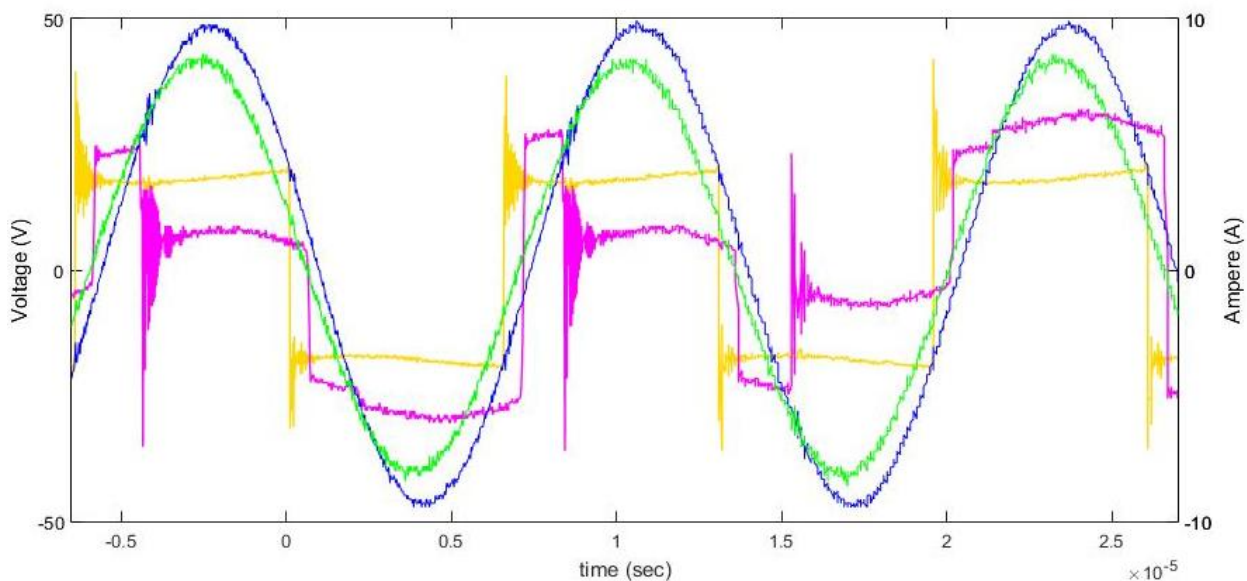
Ενώ, αυτή η καθυστέρηση γίνεται και μακροσκοπικά εμφανής στο Σχήμα 4.9 όπου υπάρχει μία διαφορά φάσης μεταξύ των παλμών οδήγησης και του ρεύματος δευτερεύοντος, καθώς υπάρχει χρονική καθυστέρηση στην αναγνώριση της τιμής του ρεύματος.



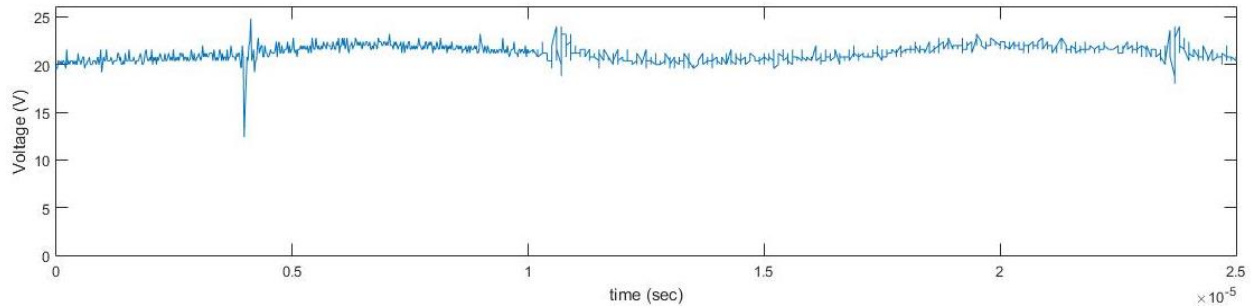
Σχ. 4.10 – Πειραματικά αποτελέσματα τάσης πρωτεύοντος (κίτρινο χρώμα) και τάσης δευτερεύοντος (μωβ χρώμα)

4.2.3 Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση στην είσοδο της πειραματικής διάταξης υπάρχει DC τάση εισόδου $V_{in}=20V$ και η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου είναι $I_{in-rms}= 6.13 A$ σε συχνότητα $f = 77000 kHz$.

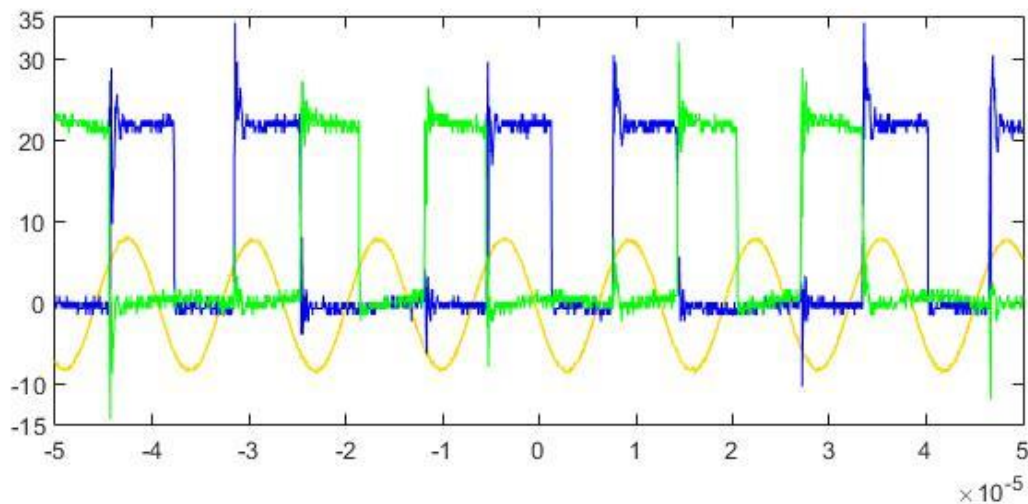


Σχ. 4.11 – Πειραματικά αποτελέσματα ρευμάτων πρωτεύοντος (μπλε χρώμα) και δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα), τάσης εξόδου αντιστροφέα (κίτρινο χρώμα) και τάσης εισόδου ανορθωτή (μωβ χρώμα) για βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 4.12 – Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος

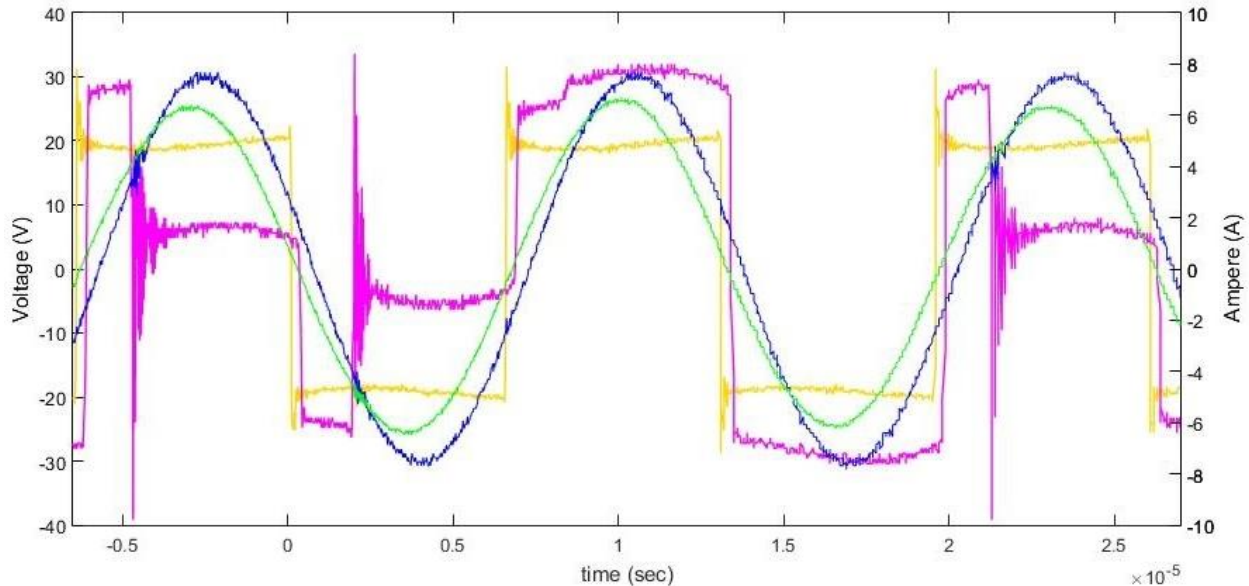
Στο Σχήμα 4.13 φαίνεται πως υλοποιείται η συγκεκριμένη τεχνική με βάση τους παλμούς οδήγησης για τους διακόπτες S_3 και S_4 αντίστοιχα. Η μπλε κυματομορφή είναι οι παλμοί οδήγησης για την ενεργοποίηση του S_3 κατά την οποία βραχυκυκλώνεται ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής για θετικές τιμές ρεύματος, ενώ η πράσινη κυματομορφή είναι οι παλμοί οδήγησης για την ενεργοποίηση του S_4 κατά την οποία βραχυκυκλώνεται ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής για αρνητικές τιμές ρεύματος. Ομοίως με τη βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας υπάρχει διαφορά φάσης μεταξύ των παλμών οδήγησης και του ρεύματος δευτερεύοντος που είναι 1 μsec .



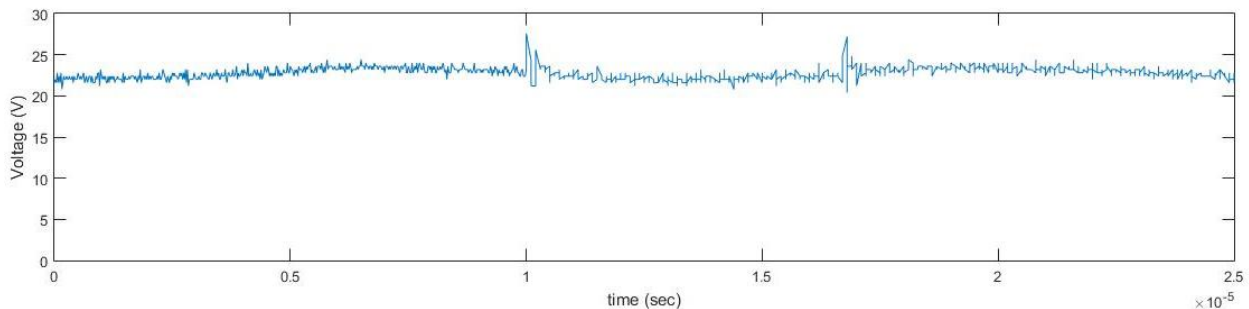
Σχ. 4.13 – Πειραματικά αποτελέσματα ρεύματος δευτερεύοντος (κίτρινο χρώμα), παλμών οδήγησης για θετικό ρεύμα δευτερεύοντος (μπλε χρώμα) και παλμών οδήγησης για αρνητικό ρεύμα δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα) για τη βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

4.2.4 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Σε αυτή την περίπτωση στην είσοδο της πειραματικής διάταξης υπάρχει και πάλι DC τάση εισόδου $V_{in}=20V$ και η ενεργός τιμή του ρεύματος εισόδου είναι $I_{in-rms}=4.96A$ σε συχνότητα $f = 77000$ kHz.

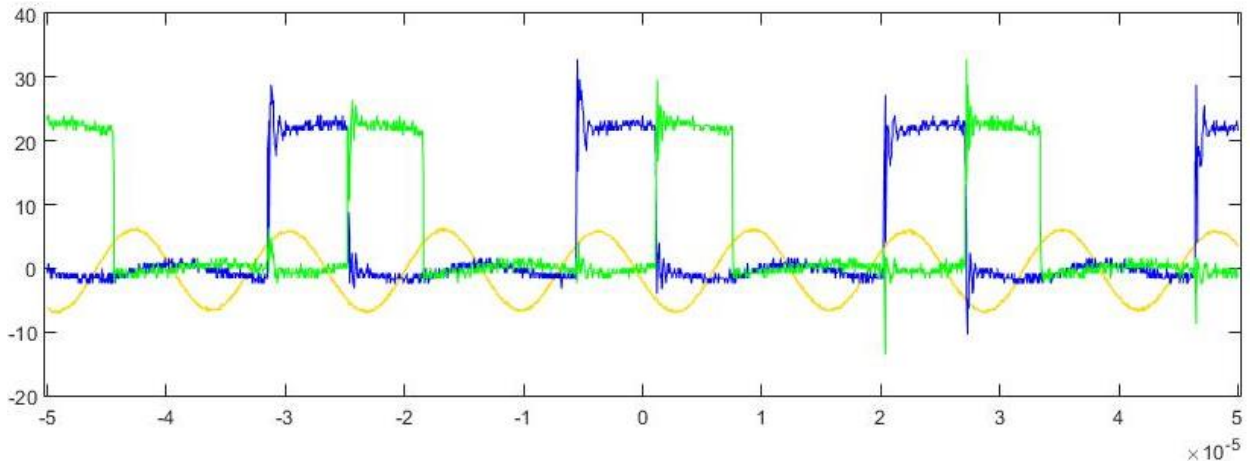


Σχ. 4.14 – Πειραματικά αποτελέσματα ρευμάτων πρωτεύοντος (μπλε χρώμα) και δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα), τάσης εξόδου αντιστροφέα (κίτρινο χρώμα) και τάσης εισόδου ανορθωτή (μωβ χρώμα) για βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας



Σχ. 4.15 – Πειραματικά αποτελέσματα τάσης εξόδου ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος

Σύμφωνα με το Σχήμα 4.16 παρατηρείται πως υλοποιείται η συγκεκριμένη τεχνική με βάση τους παλμούς οδήγησης για τους διακόπτες S_3 και S_4 . Ομοίως με προηγουμένως, η μπλε κυματομορφή είναι οι παλμοί οδήγησης για την ενεργοποίηση του S_3 κατά την οποία βραχυκυκλώνεται ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής για θετικές τιμές ρεύματος δευτερεύοντος, ενώ η πράσινη κυματομορφή είναι οι παλμοί οδήγησης για την ενεργοποίηση του S_4 κατά την οποία βραχυκυκλώνεται ο ημιελεγχόμενος ανορθωτής για αρνητικές τιμές ρεύματος δευτερεύοντος.



Σχ. 4.16 – Πειραματικά αποτελέσματα ρεύματος δευτερεύοντος (κίτρινο χρώμα), παλμών οδήγησης για θετικό ρεύμα δευτερεύοντος (μπλε χρώμα) και παλμών οδήγησης για αρνητικό ρεύμα δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα) για τη βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Συνεπώς, πειραματικά για DC τάση εισόδου $V_{in} = 20\text{ V}$ και αντίσταση εξόδου $R = 10\ \Omega$ φάνηκαν στις τρεις τεχνικές οδήγησης του ημieleγχόμενου ανορθωτή οι κυματομορφές ρευμάτων πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, τάσης εξόδου αντιστροφεία, τάσης εισόδου ανορθωτή, τάσης εξόδου πειραματικής διάταξης, καθώς και οι κυματομορφές των παλμών οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών του ημieleγχόμενου ανορθωτή. Οι αντίστοιχες πειραματικές μετρήσεις συνοψίζονται στον Πίνακα 4.1.

Πίνακας 4.1 – Πειραματικές μετρήσεις τάσεως πρωτεύοντος και δευτερεύοντος, ρεύματος πρωτεύοντος και δευτερεύοντος και τάσεως εξόδου

| Περίπτωση | Τάση Πρωτεύοντος rms (V) | Ρεύμα Πρωτεύοντος rms (A) | Τάση Δευτερεύοντος rms (V) | Ρεύμα Δευτερεύοντος rms (A) | Τάση Εξόδου (V) |
|--|--------------------------|---------------------------|----------------------------|-----------------------------|-----------------|
| Πλήρης Ανόρθωση | 19.7 | 2.44 | 21.4 | 1.89 | 16.6 |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 19.5 | 5.62 | 21.8 | 4.84 | 23 |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 18.2 | 6.80 | 20.2 | 5.85 | 21.2 |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 19.4 | 5.39 | 22.8 | 4.57 | 22.8 |

Με βάση τις πειραματικές μετρήσεις του Πίνακα 4.1, στον Πίνακα 4.2 φαίνονται οι υπολογισμοί της ισχύος εισόδου και εξόδου, της απόδοσης κάθε περίπτωσης και το κέρδος ισχύος συγκριτικά με την περίπτωση της πλήρους ανόρθωσης.

Πίνακας 4.2 – Πειραματικές μετρήσεις ισχύος εισόδου και εξόδου, απόδοσης και κέρδους ισχύος κάθε τεχνικής οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

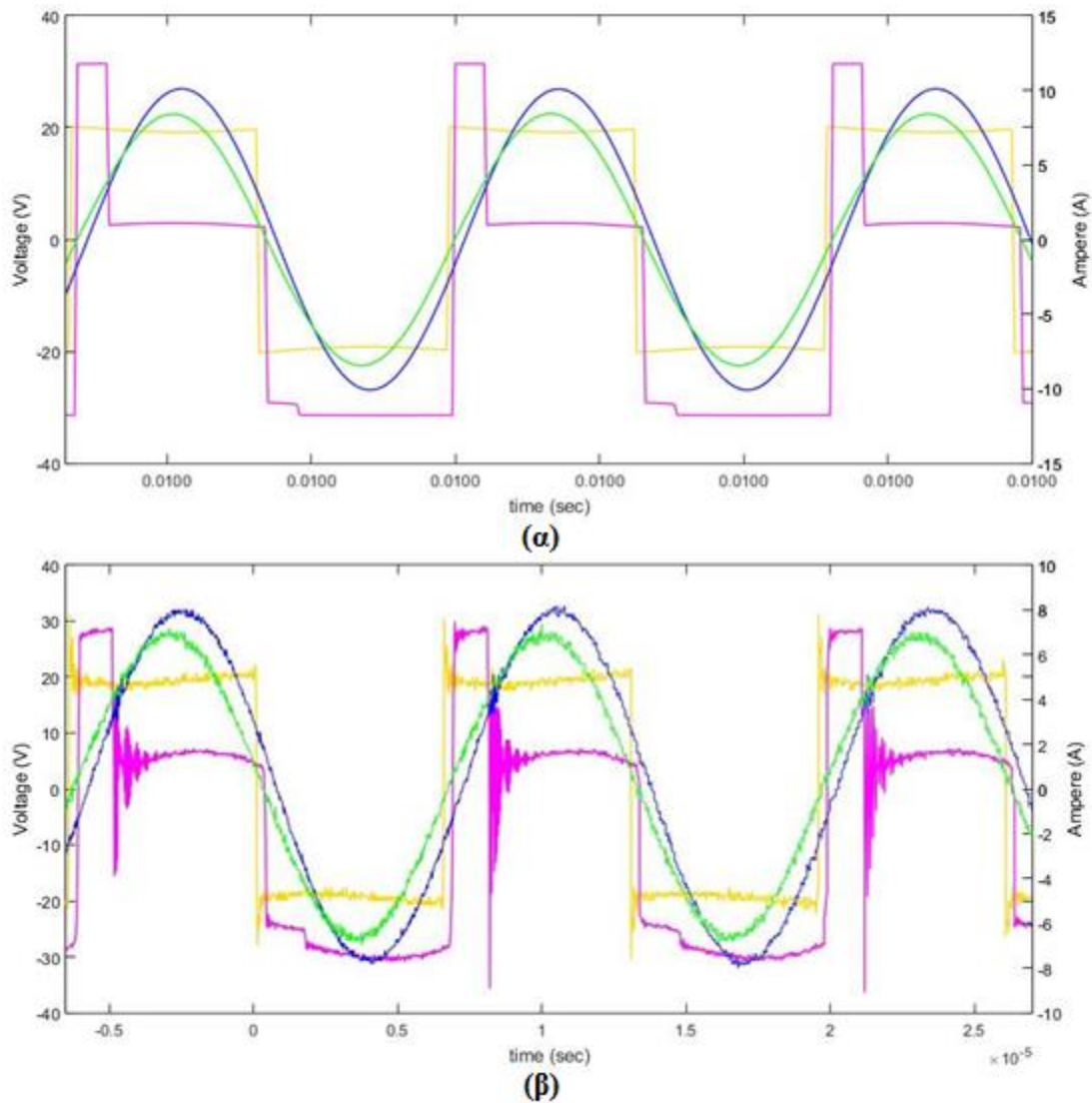
| Περίπτωση | $V_{in}(V)$ | $I_{in}(A)$ | $P_{in}(W)$ | $V_{out}(V)$ | $R_L(\Omega)$ | $P_{out}(W)$ | Απόδοση η% | Κέρδος G |
|---|-------------|-------------|-------------|--------------|---------------|--------------|---------------|-------------|
| Πλήρης Ανόρθωση | 20 | 2.03 | 40.6 | 16.6 | 10 | 27.556 | 67.87% | - |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 20 | 5.19 | 103.8 | 23 | 10 | 52.9 | 50.96% | 0.9197 |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 20 | 6.13 | 122.6 | 21.2 | 10 | 44.944 | 36.66% | 0.6310 |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 20 | 4.96 | 99.2 | 22.8 | 10 | 51.984 | 52.40% | 0.8865 |

4.3 Συγκριτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων και πειραμάτων

Στο Κεφάλαιο 3 οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν με όλα τα πραγματικά στοιχεία σύμφωνα με τις πληροφορίες του κατασκευαστή (datasheets) προκειμένου να υπάρξει άμεση σύγκριση με τις πειραματικές μετρήσεις. Συγκεκριμένα, αν οι δίοδοι και τα MOSFETs του αντιστροφέα σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας και του ημιελεγχόμενου ανορθωτή έχουν τα πραγματικά χαρακτηριστικά των αντίστοιχων πειραματικών στοιχείων τότε παρατηρείται πως οι κυματομορφές ρευμάτων και τάσεων αλλάζουν σε σχέση με τις θεωρητικές - ιδανικές και προσεγγίζουν τις αντίστοιχες πειραματικές. Στα Σχήματα 4.18, 4.19 και 4.20 γίνεται άμεση σύγκριση των κυματομορφών και στις τρεις περιπτώσεις.

4.3.1 Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας

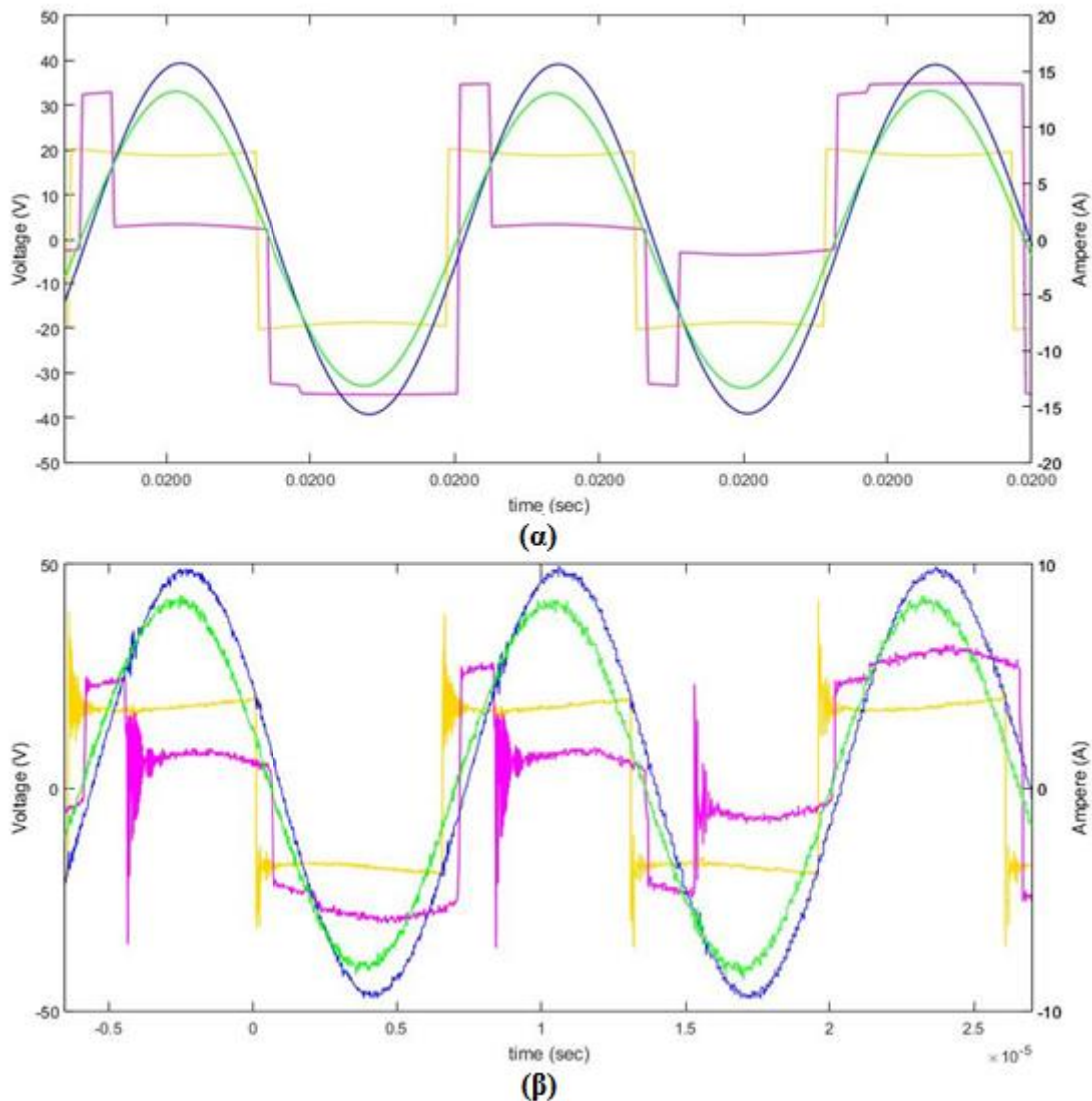
Αν τα στοιχεία, όπως οι δίοδοι και τα MOSFETs, του κυκλώματος προσομοίωσης για την περίπτωση της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας δεν είναι ιδανικά και έχουν τα πραγματικά χαρακτηριστικά των αντίστοιχων πειραματικών στοιχείων τότε παρατηρείται ότι οι κυματομορφές ρευμάτων και τάσεων (Σχήμα 4.17 (α)) προσεγγίζουν σε ικανοποιητικό βαθμό τις κυματομορφές των πειραματικών μετρήσεων (Σχήμα 4.17 (β)).



Σχ. 4.17 – Κυματομορφές ρευμάτων πρωτεύοντος (μπλε χρώμα) και δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα), τάσης εξόδου αντιστροφέα (κίτρινο χρώμα) και τάσης εισόδου ανορθωτή (μωβ χρώμα) λόγω προσομοίωσης για βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας για (α) κύκλωμα προσομοίωσης και (β) για πειραματική διάταξη

4.3.2 Βραχυκύκλωση κατά 2/3 του κύκλου λειτουργίας

Αν τα στοιχεία, όπως οι δίοδοι και τα MOSFETs, του κυκλώματος προσομοίωσης για την περίπτωση της βραχυκύκλωσης 2/3 του κύκλου λειτουργίας δεν είναι ιδανικά και έχουν τα πραγματικά χαρακτηριστικά των αντίστοιχων πειραματικών στοιχείων τότε παρατηρείται ότι οι κυματομορφές ρευμάτων και τάσεων (Σχήμα 5.18 (α)) προσεγγίζουν σε ικανοποιητικό βαθμό τις κυματομορφές των πειραματικών μετρήσεων (Σχήμα 5.18 (β)).

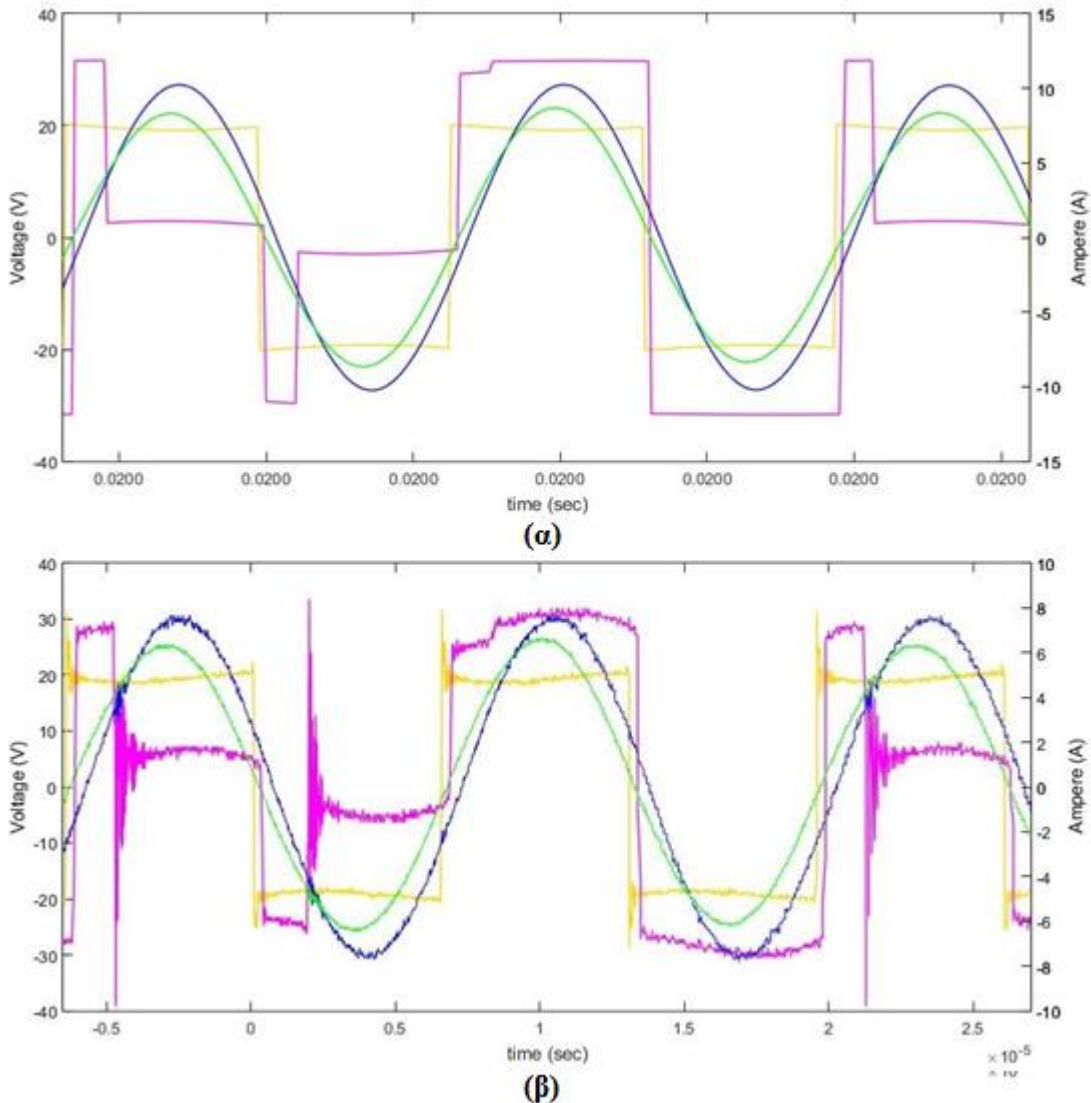


Σχ. 4.18 – Κυματομορφές ρευμάτων πρωτεύοντος (μπλε χρώμα) και δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα), τάσης εξόδου αντιστροφέα (κίτρινο χρώμα) και τάσης εισόδου ανορθωτή (μωβ χρώμα) λόγω προσομοίωσης για βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας για (α) κύκλωμα προσομοίωσης και (β) για πειραματική διάταξη

4.3.3 Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

Ομοίως με τις προηγούμενες περιπτώσεις, αν τα στοιχεία, όπως οι δίοδοι και τα MOSFETs, του κυκλώματος προσομοίωσης για την περίπτωση της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας δεν είναι ιδανικά και έχουν τα πραγματικά χαρακτηριστικά των αντίστοιχων πειραματικών στοιχείων τότε παρατηρείται ότι οι κυματομορφές ρευμάτων και τάσεων (Σχήμα 4.19 (α))

προσεγγίζουν σε ικανοποιητικό βαθμό τις κυματομορφές των πειραματικών μετρήσεων (Σχήμα 4.19 (β)).

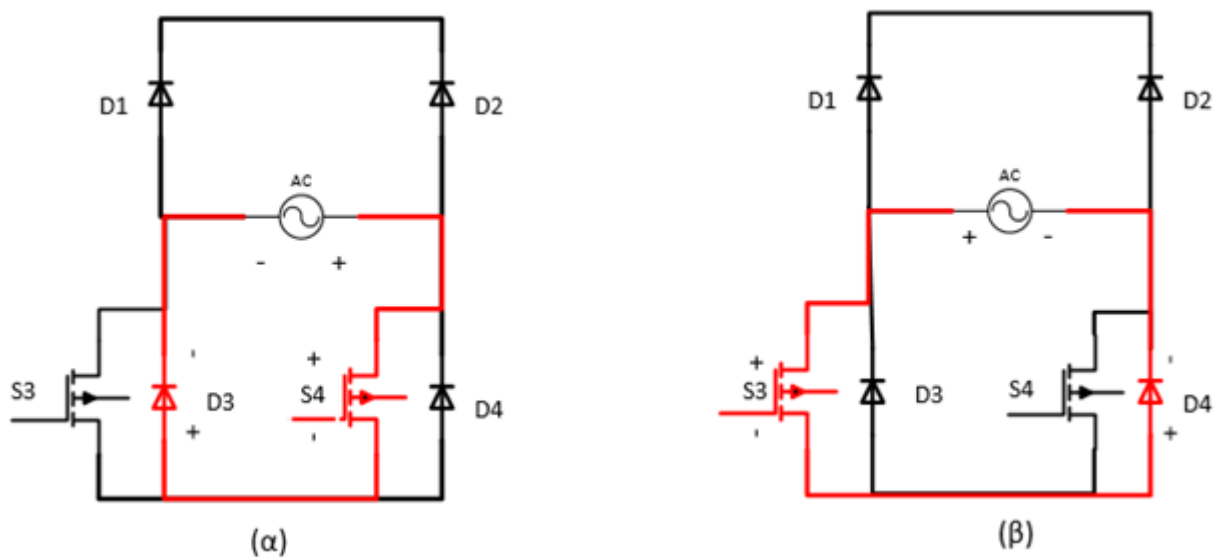


Σχ. 4.19 – Κυματομορφές ρευμάτων πρωτεύοντος (μπλε χρώμα) και δευτερεύοντος (πράσινο χρώμα), τάσης εξόδου αντιστροφέα (κίτρινο χρώμα) και τάσης εισόδου ανορθωτή (μωβ χρώμα) λόγω προσομοίωσης για βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας για (α) κύκλωμα προσομοίωσης και (β) για πειραματική διάταξη

Από τα Σχήματα 4.17, 4.18 και 4.19 παρατηρείται ότι συγκριτικά με τις ιδανικές κυματομορφές των τεχνικών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (Σχήματα 3.3, 3.8 και 3.14) υπάρχουν σημαντικές διαφοροποιήσεις. Αρχικά, όταν βραχυκυκλώνεται η τάση εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή αντί να είναι η τάση μηδενική παρατηρείται πως για ένα μικρό χρονικό διάστημα, το οποίο είναι 1 μsec , υπάρχει σημαντική αύξηση τάσης καθώς πραγματοποιείται κανονικά ανόρθωση. Σε αυτό το χρονικό διάστημα λόγω των καθυστερήσεων

του μικροεπεξεργαστή και του μετρητικού ρεύματος όπως αναφέρθηκαν στο τμήμα 4.2.2 δεν προλαβαίνει να στέλνεται παλμός οδήγησης στον κατάλληλο ημιαγωγικό διακόπτη και συνεπώς μέσω της αγωγής των κατάλληλων διόδων πραγματοποιείται ανόρθωση.

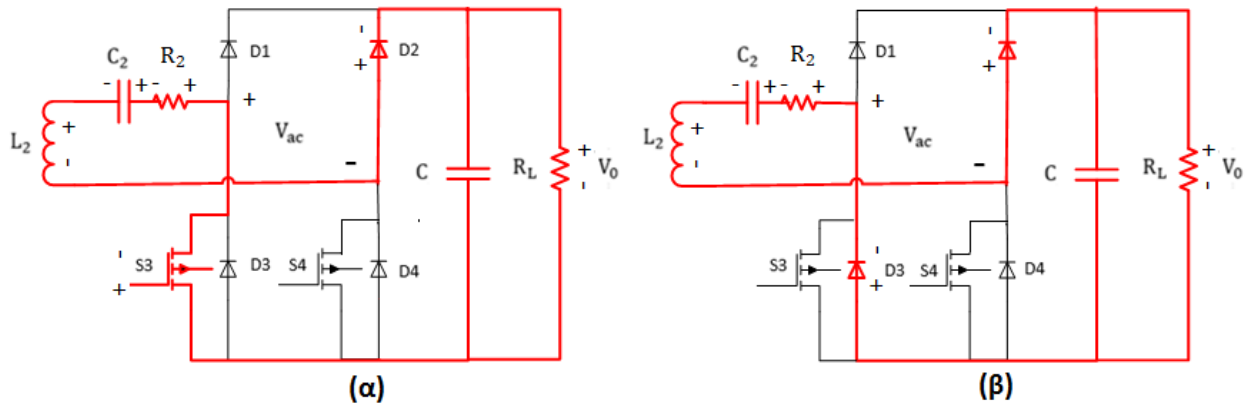
Άλλο ένα κοινό στοιχείο των κυματομορφών από τις προσομοιώσεις και τις πειραματικές μετρήσεις είναι ότι ενώ κανονικά θα έπρεπε να είχαμε μηδενική τάση εισόδου στον ανορθωτή κατά το χρονικό διάστημα της βραχυκύκλωσης, στην πραγματικότητα υπάρχει μία μικρή πτώση τάσης. Όπως φαίνεται από το Σχήμα 4.20, η συγκεκριμένη τάση οφείλεται λόγω της πτώσης τάσης του εκάστοτε ενεργοποιημένου ημιαγωγικού διακόπτη MOSFET και της αντιπαράλληλης διόδου του άλλου MOSFET που δε βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής. Συγκεκριμένα, το Σχήμα 4.20 (α) αφορά τη βραχυκύκλωση των αρνητικών τιμών του ρεύματος δευτερεύοντος όπου ισχύει $V_{ac} = V_{S_4} + V_{D_3}$ και το Σχήμα 4.20 (β) αφορά τη βραχυκύκλωση θετικών τιμών του ρεύματος δευτερεύοντος όπου ισχύει $V_{ac} = V_{S_3} + V_{D_4}$.



Σχ. 4.20 – Βραχυκύκλωση του ημιελεγχόμενου ανορθωτή (α) Διακόπτη S_4 και δίοδος D_3 σε κατάσταση αγωγής και (β) Διακόπτη S_3 και δίοδος D_4 σε κατάσταση αγωγής

Μία άλλη σημαντική παρατήρηση είναι ότι στην περίπτωση που η τάση εισόδου του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δεν είναι βραχυκυκλωμένη και έχει κανονικά τετραγωνική μορφή, το πλάτος στην αρχή της τετραγωνικής τάσης είναι μικρότερο συγκριτικά με το υπόλοιπο διάστημα. Αυτή η μείωση του πλάτους για ένα μικρό χρονικό διάστημα, που είναι πάλι 1 μsec, οφείλεται στην καθυστέρηση της απενεργοποίησης του αντίστοιχου ημιαγωγικού διακόπτη. Για παράδειγμα, για την περίπτωση της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας, από τη στιγμή που γίνεται αντιληπτή αρνητική τιμή ρεύματος μέχρι να απενεργοποιηθεί ο ημιαγωγικός διακόπτης S_3 είναι σε κατάσταση αγωγής. Επομένως, στη συνολική τάση εισόδου του ανορθωτή δεν συνυπολογίζεται η πτώση τάσης της διόδου D_3 που είναι μεγαλύτερη σε σχέση με εκείνη του διακόπτη S_3 (Σχήμα 4.21 (α)), ενώ όταν απενεργοποιηθεί ο ημιαγωγικός διακόπτης S_3 στη

συνολική τάση εισόδου συνυπολογίζεται η πτώση τάσης της διόδου D_3 (Σχήμα 4.21 (β)). Ομοίως συμβαίνει και στις υπόλοιπες τεχνικές οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή.



Σχ. 4.21 – (α) Ανόρθωση με το διακόπτη S_3 σε κατάσταση αγωγής και (β) Ανόρθωση με το διακόπτη S_3 απενεργοποιημένο

Συνεπώς, για το διάστημα στο οποίο είναι ακόμη ο διακόπτης S_3 σε κατάσταση αγωγής η τάση εισόδου του ανορθωτή ισούται με:

$$V_{ac} = V_{R_2} + V_{C_2} + V_{L_2} + V_{D_2} + V_0 + V_{S_3}$$

Αντίστοιχα, όταν απενεργοποιηθεί ο διακόπτης S_3 τότε η τάση εισόδου του ανορθωτή ισούται με:

$$V_{ac} = V_{R_2} + V_{C_2} + V_{L_2} + V_{D_2} + V_0 + V_{D_3}$$

Τέλος, με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρατηρείται ότι οι τάσεις πρωτεύοντος και δευτερεύοντος προσεγγίζουν αρκετά τις τάσεις των πειραματικών μετρήσεων, ενώ στις τιμές των ρευμάτων υπάρχουν αποκλίσεις που οφείλονται στο γεγονός ότι οι εσωτερικές αντιστάσεις δεν είναι ακριβώς ίδιες με εκείνες των πειραμάτων. Κατά συνέπεια, υπάρχουν αποκλίσεις στην τάση εξόδου που σε όλες τις προσομοιώσεις είναι υψηλότερη και συνεπώς οι προσομοιώσεις βγάζουν πιο υψηλές αποδόσεις σε σχέση με τις πειραματικές. Όλες αυτές οι μετρήσεις συνοψίζονται στον Πίνακα 4.3.

Πίνακας 4.3 – Σύγκριση θεωρητικών και πειραματικών τιμών και στις τρεις τεχνικές παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή

| | Προσομοιώσεις | Πειραματικά |
|---------------|--|-------------|
| | Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | |
| V_1 (V) | 19.5 | 19.5 |
| I_1 (A) | 7.175 | 5.62 |
| V_2 (V) | 23.77 | 21.8 |
| I_2 (A) | 5.966 | 4.84 |
| V_{out} (V) | 28.33 | 23 |
| $\eta\%$ | 55.8% | 50.96% |
| | Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | |
| V_1 (V) | 19.23 | 18.2 |
| I_1 (A) | 11.15 | 6.8 |
| V_2 (V) | 23.07 | 20.2 |
| I_2 (A) | 9.258 | 5.85 |
| V_{out} (V) | 31.57 | 21.2 |
| $\eta\%$ | 44.65% | 36.66% |
| | Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | |
| V_1 (V) | 19.5 | 19.4 |
| I_1 (A) | 7.26 | 5.39 |
| V_2 (V) | 23.86 | 22.8 |
| I_2 (A) | 5.984 | 4.57 |
| V_{out} (V) | 28.43 | 22.8 |
| $\eta\%$ | 56% | 52.40% |

4.4 Πειραματικά με βάση τις προσομοιώσεις

Τελικός σκοπός του συγκεκριμένου κεφαλαίου είναι να παρουσιαστούν λεπτομερώς τα αποτελέσματα των πειραματικών μετρήσεων για υψηλές τιμές αντιστάσεων, αλλά λόγω αδυναμίας του συστήματος δεν ήταν εφικτό να πραγματοποιηθούν οι συγκεκριμένες πειραματικές μετρήσεις. Λόγω της θεωρητικής ανάλυσης του Κεφαλαίου 2 αναμένεται ότι υπάρχει σημαντική αύξηση ισχύος εξόδου με ταυτόχρονη βελτίωση της απόδοσης του συστήματος της επαγωγικής φόρτισης για υψηλές τιμές αντίστασης εξόδου. Γι' αυτό το λόγο τα αντίστοιχα πειραματικά αποτελέσματα θα παρουσιαστούν με τη βοήθεια του προγράμματος Matlab – Simulink. Θεωρήθηκε ότι υπάρχει DC τάση εσόδου $V_{in} = 200$ V, αντίσταση εξόδου $R = 200$ Ω , ενώ οι δίοδοι και τα MOSFETs έχουν πάλι τα πραγματικά στοιχεία του κατασκευαστή. Για όλες τις περιπτώσεις η συχνότητα ήταν $f = 71983$ Hz.

Πίνακας 4.4 – Αποτελέσματα για αντίσταση εξόδου $R = 200 \Omega$ και τάση εισόδου $V_{in} = 200 V$

| Περίπτωση | $V_{in}(V)$ | $I_{in}(A)$ | $P_{in}(W)$ | $V_{out}(V)$ | $R_L(\Omega)$ | $P_{out}(W)$ | Απόδοση η% | Κέρδος G |
|---|-------------|-------------|-------------|--------------|---------------|--------------|---------------|-------------|
| Πλήρης Ανόρθωση | 200 | 42.15 | 8430 | 702.7 | 200 | 2469 | 29.29% | - |
| Βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας | 200 | 32.77 | 6555 | 937.8 | 200 | 4398 | 67.09% | 0.7813 |
| Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας | 200 | 29.51 | 5901 | 955.1 | 200 | 4562 | 77.31% | 0.8842 |
| Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας | 200 | 32.35 | 6469 | 944 | 200 | 4457 | 68.9% | 0.8052 |

Συνεπώς, από τον Πίνακα 4.4 είναι κατανοητό πως και με τις τρεις τεχνικές οδήγησης του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή υπάρχει σημαντική βελτίωση της απόδοσης συγκριτικά με την πλήρη ανόρθωση και τελικά το κέρδος ισχύος είναι σημαντικό. Η βραχυκύκλωση κατά 50% και η βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας έχουν παρόμοια συμπεριφορά τόσο στο κέρδος ισχύος όσο και στην απόδοση όπως αποδείχθηκε και θεωρητικά στο Κεφάλαιο 2. Ακόμη, παρατηρείται πως υπάρχει μεγαλύτερη ισχύ εξόδου και στις τρεις περιπτώσεις συγκριτικά με την πλήρη ανόρθωση και τελικά το κέρδος ισχύος είναι σημαντικό. Ωστόσο, η βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας δίνει αυξημένη ισχύ εξόδου συγκριτικά με τις άλλες δύο τεχνικές οδήγησης του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή με σημαντική αύξηση της απόδοσης του συστήματος.

Οι κυματομορφές ισχύος και απόδοσης για τάση εισόδου $V_{in} = 200 V$ και αντίσταση εξόδου $R = 200 \Omega$ για όλες τις τεχνικές οδήγησης του ημιαλεγχόμενου ανορθωτή παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 3.

5. Συμπεράσματα και προτάσεις μελλοντικής έρευνας

5.1 Συμπεράσματα

Κατόπιν της συνολικής μελέτης των τριών τεχνικών παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος, δηλαδή 1) της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας, 2) της βραχυκύκλωσης 2/3 των του κύκλου λειτουργίας και 3) της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας συμπεραίνονται τα εξής:

- Για αντιστάσεις φορτίου μεγάλης τιμής όλες οι τεχνικές παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή είναι προτιμότερες σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση, καθώς δίνουν για την ίδια συχνότητα αρκετά υψηλότερη ισχύ εξόδου με σημαντική βελτίωση της απόδοσης του συστήματος (προσεγγιστικά από $\eta\% \approx 30\% - 40\%$ σε $\eta\% \approx 68\% - 78\%$ αναλόγως ποια τεχνική οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή χρησιμοποιείται).
- Για αντιστάσεις φορτίου μικρής τιμής προτιμάται η πλήρης ανόρθωση του ανορθωτή δευτερεύοντος, διότι παρόλο που υπάρχει σημαντική αύξηση της ισχύος εξόδου το σύστημα δε λειτουργεί αποδοτικά. Τόσο από τις προσομοιώσεις όσο και από τις πειραματικές μετρήσεις γίνεται αντιληπτή η μείωση της απόδοσης για μικρή τιμή φορτίου.
- Η πειραματική αξιολόγηση καθιστά σαφές ότι υπάρχουν καθυστερήσεις απόκρισης των παλμών οδήγησης στον ημιελεγχόμενο ανορθωτή δευτερεύοντος, καθώς ο μικροεπεξεργαστής έχει μία καθυστέρηση λειτουργίας περί τα 750 nsec και το μετρητικό ρεύματος LTS 15-NP έχει άλλα 250 nsec, δηλαδή συνολικά 1000 nsec. Αυτό σημαίνει ότι μέχρι να ανταποκριθεί το σύστημα και να στείλει τους παλμούς οδήγησης στον ανορθωτή δευτερεύοντος προλαβαίνει η δίοδος D_1 να μπει σε αγωγή μέχρι να σταλθεί παλμός στο διακόπτη S_3 και αντίστοιχα συμβαίνει για τη δίοδο D_2 σε σχέση με το διακόπτη S_4 . Συνεπώς, οι πραγματικές κυματομορφές των τριών τεχνικών οδήγησης παλμών διαφοροποιούνται λίγο από τη θεωρητική προσέγγιση.
- Οι τεχνικές της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας και της βραχυκύκλωσης 2/4 του κύκλου λειτουργίας παρουσιάζουν παρόμοια συμπεριφορά, ενώ τα πειραματικά αποτελέσματα διαφοροποιούνται ελάχιστα σε σχέση με τα θεωρητικά λόγω του γεγονότος ότι το σύστημα δε μπαίνει στα κατάσταση ευστάθειας και το πλάτος της ημιτονοειδούς μορφής του ρεύματος εξόδου του ανορθωτή δεν είναι σταθερό.
- Όταν βραχυκυκλώνεται η είσοδος του ανορθωτή, τότε παρουσιάζεται μία πτώση τάσης που οφείλεται στα MOSFETs και στις αντιπαράλληλες διόδους τους όπως έχει αναλυθεί στο Κεφάλαιο 4. Αυτή η πτώση τάσης μπορεί να μειωθεί αν τοποθετηθεί άλλη μία δίοδος παράλληλα στην εκάστοτε αντιπαράλληλη δίοδος. Αυτό θα συμβεί καθώς η πραγματική

δίοδος έχει τυπική πτώση τάσης 0.83 V, δηλαδή πολύ μικρότερη από την αντίστοιχη της αντιπαράλληλης διόδου.

- Για να επιτευχθεί η μέγιστη δυνατή αύξηση ισχύος είναι αναγκαία η κατάλληλη σχεδίαση και κατασκευή του συστήματος με τέτοιο τρόπο ώστε να ελαχιστοποιείται η εσωτερική αντίστασή του.

Ωστόσο, πρέπει να γίνει ξεκάθαρη καταγραφή των πλεονεκτημάτων και των μειονεκτημάτων των τεχνικών παλμών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος. Συγκεκριμένα ισχύουν:

5.2 Πλεονεκτήματα τεχνικών ασύμμετρης φόρτισης

1. Βελτιωμένη απόδοση συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος διατηρώντας όλα τα στοιχεία της διάταξης σταθερά συμπεριλαμβανομένων της τάσης εισόδου και την αντίσταση εξόδου. Συγκεκριμένα, υπάρχει αυξημένη ισχύς με βελτιωμένη απόδοση για μεγάλες τιμές αντιστάσεων και για τη συχνότητα υπό την οποία πραγματοποιείται μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ ρεύματος δευτερεύοντος και τάσης εξόδου του αντιστροφέα.
2. Για μεγάλα φορτία υπάρχει σημαντική αύξηση της ισχύος εξόδου της οποίας η αύξηση αλλάζει από τεχνική σε τεχνική οδήγησης παλμών.
3. Επιτυγχάνεται ανύψωση τάσης σε διάφορα επίπεδα οδηγώντας απλά τα MOSFETs του ανορθωτή δευτερεύοντος αποφεύγοντας την υλοποίηση με άλλα συστήματα όπως DC/DC μετατροπείς μειώνοντας το κόστος κατασκευής και την κατασκευή του φορητού τμήματος μίας διάταξης επαγωγικής φόρτισης. Για παράδειγμα, το κόστος ενός ηλεκτρικού αυτοκινήτου που θα είχε DC/DC μετατροπέα.
4. Εφόσον σε όλες τις περιπτώσεις υπάρχει μεγαλύτερη απόδοση και ισχύ εξόδου (για μεγάλα φορτία και για συχνότητα υπό την οποία πραγματοποιείται μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ ρεύματος δευτερεύοντος και τάσης εξόδου του αντιστροφέα) σε σχέση με την πλήρη ανόρθωση μπορεί να υπάρξει συνδυασμός επιπέδων επιθυμητών τάσεων εξόδου. Επίσης, μέσω ενός PI voltage controller μπορεί να σταθεροποιηθεί η τάση στο επιθυμητό επίπεδο εκτός από την τάση εξόδου που δίνει η κάθε περίπτωση.
5. Ευελιξία στην υλοποίηση των τυλιγμάτων του πρωτεύοντος και δευτερεύοντος πηνίου, καθώς και μεγαλύτερη ευχέρεια στο επιτρεπόμενο διάκενο μεταξύ τους προκειμένου να υπάρχει η επιθυμητή ισχύς εξόδου. Δηλαδή, συνεπάγεται μία ευελιξία στη διαστασιολόγηση των συζευγμένων πηνίων.
6. Ευελιξία στην απόσταση του διακένου μεταξύ των δύο τυλιγμάτων, καθώς είναι εφικτό να επιτευχθεί επαγωγική μεταφορά ισχύος σε μεγαλύτερη απόσταση.
7. Σε σχέση με τις άλλες ερευνητικές εργασίες όπως εκείνη της μετατοπισμένης φάσης όπου στον ανορθωτή δευτερεύοντος στέλνονται παλμοί διαφορετικού εύρους, το πλεονέκτημα των τεχνικών παλμών οδήγησης της παρούσας εργασίας είναι ότι δεν εμφανίζονται σκληρές συνθήκες μεταγωγής (hard switching conditions). Δηλαδή, οι παλμοί στέλνονται μόλις γίνει

αντιληπτή η επιθυμητή μετάβαση από αρνητική σε θετική τιμή ρεύματος ή αντίστροφα με αποτέλεσμα να αποφεύγονται οι διακοπτικές απώλειες (switching losses).

5.3 Μειονεκτήματα τεχνικών ασύμμετρης φόρτισης

1. Δεν υπάρχει αποδοτική λειτουργία του συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος για μικρές αντιστάσεις φορτίου, καθώς η απόδοση μειώνεται.
2. Το σύστημα οδήγησης των παλμών για τον ανορθωτή δευτερεύοντος χρήζει βελτιστοποίησης προκειμένου να βελτιωθεί και άλλο η απόδοση του συστήματος. Συγκεκριμένα, η καθυστέρηση του μικροεπεξεργαστή και τεχνικά χαρακτηριστικά όπως ότι οι δίοδοι για ένα χρονικό διάστημα προλαβαίνουν να μπουν σε αγωγή σε σχέση με τα MOSFETs ή ότι εμφανίζεται μία πτώση τάσης όταν βραχυκυκλώνεται ο ανορθωτής δευτερεύοντος μειώνουν την απόδοση του συστήματος.
3. Στο υπάρχον σύστημα το οποίο εξετάστηκε δεν υπάρχει κάποια τεχνική ελέγχου τάσης εξόδου και ο μοναδικός έλεγχος που πραγματοποιείται είναι η εύρεση της συχνότητας λειτουργίας κατά την οποία υπάρχει μηδενισμός φάσης μεταξύ τάσης εξόδου αντιστροφέα και ρεύματος δευτερεύοντος. Με αυτή τη δομή του ελέγχου δεν υπάρχει η δυνατότητα να λειτουργεί η διάταξη επαγωγικής φόρτισης αναγκαία στη μέγιστη ισχύ και απόδοση. Το μειονέκτημα της μη βέλτιστης λειτουργίας για την κάθε τεχνική ελέγχου μπορεί να αντιμετωπισθεί με έλεγχο συχνότητας κατά την οποία πραγματοποιείται μέγιστη ισχύς και απόδοση ή με μεταβολή του κύκλου λειτουργίας (duty cycle) των παλμών οδήγησης του ανορθωτή δευτερεύοντος προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η τάση εξόδου.

5.4 Προτάσεις μελλοντικής χρήσης

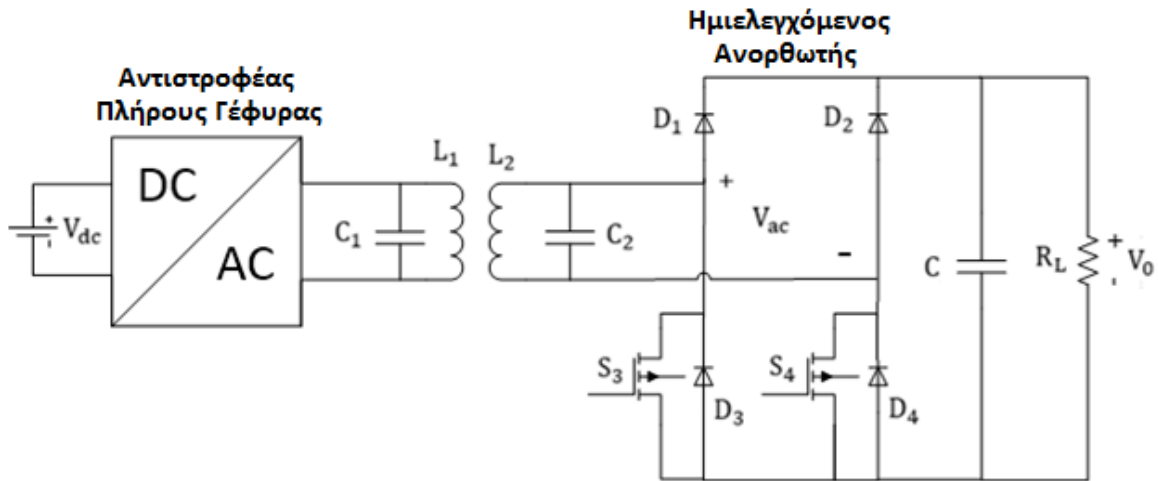
Δεδομένου ότι παρέχεται μεγαλύτερη ισχύς στο φορτίο εξόδου στον ίδιο χρόνο σε σχέση με τη συμβατική επαγωγική μεταφορά ισχύος οι παραπάνω τεχνικές επαγωγικής φόρτισης μπορούν να αξιοποιηθούν σε διάφορες εφαρμογές όπως:

1. Συντομότερη φόρτιση σταθμευμένων ηλεκτρικών αυτοκινήτων σε ειδικούς διαμορφωμένους χώρους – σταθμούς.
2. Επαγωγική φόρτιση σε αυτοκίνητα εν κινήσει σε αυτοκινητόδρομους ή δρόμους χαμηλής ταχύτητας εντός πόλης [35].
3. Φόρτιση αυτοκινήτων σε περιπτώσεις στάθμευσης μικρής διάρκειας για παράδειγμα φόρτιση εν αναμονή στα φανάρια. Ακόμη, θα μπορούσαν να τοποθετηθούν σε πολυσύχναστους δρόμους στο κέντρο των πόλεων πρωτεύοντα πηνία για τη φόρτιση αυτοκινήτων σε περιπτώσεις μποτιλιαρίσματος [36] , [37] , [38].
4. Φόρτιση μέσω μαζικής μεταφοράς, για παράδειγμα λεωφορεία, μετρό, τρένα και τραμ, στις στάσεις κατά την επιβίβαση και αποβίβαση των επιβατών μοντελοποιώντας καλύτερα τα μέσα μαζικής μεταφοράς καθώς η παρεχόμενη ισχύς θα επιτρέπει την κίνησή τους για συγκεκριμένη απόσταση δηλαδή μέχρι την επόμενη στάση [37] , [38] , [39] , [40] , [41].

- Μελλοντικά «ενεργειακά πρατήρια» στα οποία το αυτοκίνητο θα φορτίζει τη μπαταρία του επαγωγικά σε σύντομο χρονικό διάστημα [37].
- Φόρτιση μικρών σκαφών στις μαρίνες ή ακόμη και στα ναυπηγεία.
- Φόρτιση σε αεροδρόμια μικρών ηλεκτρικών αεροπλάνων για σχετικά μικρές αποστάσεις [42].
- Φόρτιση drones που θα μπορούν να πετούν για πάντα. Μία χαρακτηριστική εφαρμογή τους είναι να χρησιμοποιούνται για την κατάσβεση πυρκαγιών σε πυκνόφυτα δάση και με κατάλληλους αισθητήρες να αντιλαμβάνονται την ύπαρξη πυρκαγιάς και να στέλνουν το ανάλογο σήμα στην πυροσβεστική υπηρεσία [43].

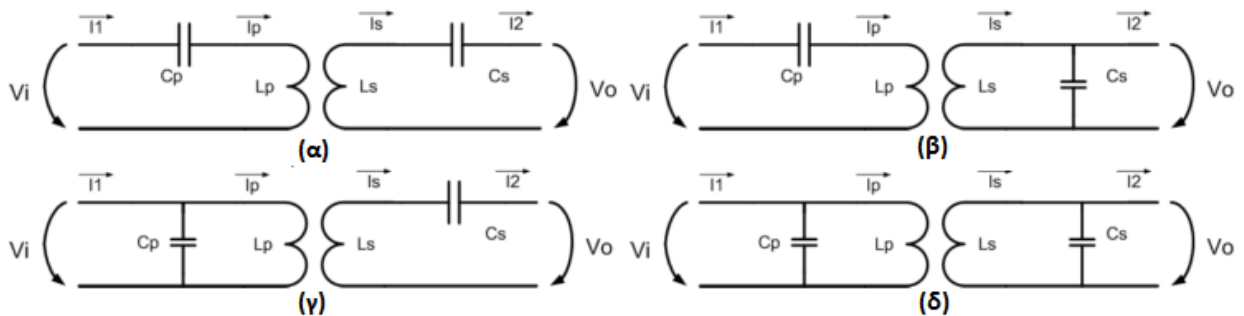
5.5 Προτάσεις μελλοντικής έρευνας

- Αξίζει να εξετασθεί η περίπτωση της αντιστάθμισης παράλληλα - παράλληλα καθώς αλλάζει η ισοδύναμη αντίσταση [41],[44],[45],[46],[47],[48],[49],[50].



Σχ. 5.5.1 – Εξεταζόμενη διάταξη επαγωγικής μεταφοράς ισχύος με αντιστάθμιση παράλληλα –παράλληλα

Μετέπειτα μπορούν να μελετηθούν οι αντισταθμίσεις σειράς – παράλληλα και παράλληλα – σειράς και να γίνει μία σύγκριση των τεσσάρων περιπτώσεων [21] , [51].



Σχ. 5.5.2 – Περιπτώσεις Αντιστάθμισης, (α) Σειράς – Σειράς, (β) Σειράς – Παράλληλα, (γ) Παράλληλα – Σειράς, (δ) Παράλληλα – Παράλληλα [52]

2. Ομαδοποίηση τεχνικών οδήγησης παλμών, καθώς παρατηρούμε ότι η βραχυκύκλωση κατά 50% του κύκλου λειτουργίας με την περίπτωση της βραχυκύκλωσης $2/4$ του κύκλου λειτουργίας παρουσιάζουν παρόμοια αποτελέσματα.
3. Εφαρμογή κάποιας τεχνικής ελέγχου τάσης εξόδου και να αλλάζει η συχνότητα του αντιστροφέα ή να μεταβάλλεται το duty cycle των παλμών των διακοπών S_3 και S_4 προκειμένου να σταθεροποιηθεί η τάση στο επιθυμητό επίπεδο [22] , [32].

Παράρτημα Α

Κώδικας Matlab για την υλοποίηση των τεχνικών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος

Για την πραγματοποίηση των προσομοιώσεων ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε είναι:

```
%_____Parametric wrt FREQUENCY_____
INdata=importdata('freqTable.xlsx'); %import frequency array from excel
FreqArray=INdata.data.Sheet1;
Size_param=size(FreqArray,1); %evaluate size of array
%_____Parametric wrt LOAD_____
Rload = 10; % fixed load
t=1;
for j=1:1:34 %Size_param
    VCO_freq=FreqArray(j); % parameter of freq for simulink
    T=1/VCO_freq;
    SimOut = sim('timewithoutpulses'); %run simulink model
    last=size(PowerIn.time,1);%calculate position of last simulation value
    Iin(j)=PowerIn.signals(1).values(last,1);
    Vin(j)=PowerIn.signals(2).values(last,1);
    Iout(j)=PowerOut.signals(2).values(last,1);
    Vout(j)=PowerOut.signals(1).values(last,1);
    Pin(j) = Iin(j)*Vin(j);
    Pout(j)=Iout(j)*Vout(j);
    n(j)=Pout(j)/Pin(j);
end
```

Διαβάζονται διάφορες συχνότητες από συγκεκριμένο αρχείο και το αντίστοιχο αρχείο Simulink, ενώ για αντίσταση εξόδου στο συγκεκριμένο κώδικα ισχύει $R_{load} = 10 \Omega$. Στα αποτελέσματά φαίνονται και τα αποτελέσματα για τιμές αντιστάσεων 50, 100 και 200 Ω αλλάζοντας απλά στον κώδικα την τιμή του R_{load} για =τιμές τάσεων εισόδου 20V και 200V.

Παράρτημα Β

Κώδικας μικροεπεξεργαστή Dspic για την υλοποίηση των τεχνικών οδήγησης του ημιελεγχόμενου ανορθωτή δευτερεύοντος

Βραχυκύκλωση 50% του κύκλου λειτουργίας

```
#include <stdio.h>
#include <stdbool.h>
#include <p33EP512MU810.h>
#include <stdlib.h>

/*_____Clockconfiguration_____
_*/
_FOSCSEL(IESO_OFF & FNOSC_FRC) //the DSC starts with the user-defined Oscillator at POR
//defined oscillator: FRC fast RC, will switch to FRCPLL after PLL parameters are securely
defined
_FOSC(FCKSM_CSECMD & OSCIOFNC_OFF & POSCMD_XT) // Clock Switching Enabled and Clock
Monitoring Disabled
// FCY is output on OSC2 pin ////undefined at XT mode
// primary Osc enabled --> XT
_FWDT(FWDTEN_OFF) // watchdog timer off

void Config_clock (void)
{
/*-----Clock configuration---Fcy=140MHz-----*/
CLKDIVbits.PLLPRE=0; // N1=PLLPRE+2
CLKDIVbits.PLLPOST=0;// N2=2(PLLPOST+1)
PLLFBD=68; // M=PLLFBD+2
__builtin_write_OSCCONH(0x03); // UNLOCK & WRITE the new OSC (NOSC) located at the high byte of
OSCCON --> POSCPLL = 3
__builtin_write_OSCCONL(OSCCONL | 0b01); // UNLOCK & WRITE request for OSC switch (OSWEN)
located at the low byte of OSCCON
while(OSCCONbits.OSWEN); //wait for OSWEN to accept and initiate the change. OSWEN bit is cleared
(=0) after successful clock transition
while(OSCCONbits.COSC!=0x03); // wait for Current OSC (COSC) to change to new clock value
(OSCCONbits.COSC=newOSC)
while(OSCCONbits.LOCK!=1); // wait for PLL to LOCK (OSCCONbits.LOCK=1 /read only)
}

void Init_IO (void)
{
```

```

/*_____ANALOG_____*/
Configuration_____*/
ANSELA=0; // disable analog mode in all pins of register A
ANSELB=0; // disable analog mode in all pins of register B
ANSELC=0; // disable analog mode in all pins of register C
ANSELD=0; // disable analog mode in all pins of register D
ANSELE=0; // disable analog mode in all pins of register E
ANSELG=0; // to re-enable analog function of pin xn (x=register, n=number of pin): ANSELxbits.ANSxn=1

/*_____ I/O Pins Configuration_____*/
_TRISC4 = 0; // mosfet S3
_TRISD13 = 1; // current phase input
_TRISD2 = 1; // current phase input
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON & ~ (1<<6)); //registers are unlocked for configuring remappable
pins
_IC1R = 77; // current
_IC2R = 66; //current, the same with 77
__builtin_write_OSCCONL(OSCCON | (1<<6)); // registers are relocked for safety
}

void Config_Interrupt (void)
{
/*Interrupts Configuration*/
_GIE = 1; //Enable Global interrupts
_NSTDIS = 0; //Enable Nested interrupts (ISR performed within another of lower priority)
_IC1IP = 7; //Set the IC1 Interrupt Priority Level
_IC1IF = 0; //clear IC1 interrupt flag
_IC1IE = 1; //Enable IC1 Interrupt source
_IC2IP = 6; //Set the IC1 Interrupt Priority Level
_IC2IF = 0; //clear IC1 interrupt flag
_IC2IE = 1; //Enable IC1 Interrupt source
}

void Init_IC(void)
{
/*input capture configuration*/
IC1CON1bits.ICM = 0; //disable IC1 for safety before setting any parameter
IC1CON1bits.ICTSEL = 7; // counter is system clock
IC1CON1bits.ICI = 0; // interrupt on every event
IC1CON1bits.ICM = 3; //enabled every rising
IC2CON1bits.ICM = 0; //disable IC1 for safety before setting any parameter
IC2CON1bits.ICTSEL = 7; // counter is system clock
IC2CON1bits.ICI = 0; // interrupt on every event
IC2CON1bits.ICM = 2; //enabled every falling
}

```

```

}

int main(void)
{
    Config_clock();
    Init_IO();
    Config_Interrupt();
    Init_IC()
    _LATC4 = 0;
    while(1)
    {}
}

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _IC1Interrupt(void)
{
    _LATC4 = 1;
    _IC1IF = 0;
    IC1CON1bits.ICM = 0;
    IC2CON1bits.ICM = 2;
}

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _IC2Interrupt(void)
{
    _LATC4 = 0;
    _IC2IF = 0;
    IC2CON1bits.ICM = 0;
    IC1CON1bits.ICM = 3;
}

```

Αρχικά, πρέπει να αναφερθεί ο ορισμός διακοπή (interrupt), τι είναι και τον τρόπο εκτέλεσής του. Συγκεκριμένα, ως interrupt ορίζεται ένα σήμα το οποίο αν ικανοποιηθεί τότε σταματάει να τρέχει με τη σειρά ο κώδικας τις εντολές και κάνει τη λειτουργία που του ορίζει το interrupt. Μόνο όταν ολοκληρωθεί η διαδικασία του interrupt, τότε συνεχίζει να εκτελείται πάλι το πρόγραμμα κανονικά.

Σύμφωνα με τον μικροεπεξεργαστή ο ακροδέκτης C4 συνδέεται με το MOSFET S_3 όπως έχει παρουσιασθεί και κυκλωματικά στις προσομοιώσεις. Αντίστοιχα από τους ακροδέκτες D13 και D2 διαβάζεται το ρεύμα εισόδου του ανορθωτή.

Η λογική είναι η ίδια με τις προσομοιώσεις. Έχουν οριστεί δύο διακοπές (interrupts) όπου το πρώτο διαβάζει κάθε θετική ακμή (rising edge), ενώ το δεύτερο κάθε αρνητική ακμή (falling edge). Μόλις γίνει αντιληπτή η θετική ακμή (rising edge) τότε ενεργοποιείται το IC1 interrupt όπου μέσω της εντολής `_LATC4 = 1;` Ενεργοποιείται ο διακόπτης S_3 . Αντίστοιχα όταν μία αρνητική ακμή (falling edge) γίνεται αντιληπτή τότε δε στέλνεται παλμός στο διακόπτη S_3 . Συνεπώς υλοποιείται η περίπτωση της βραχυκύκλωσης κατά 50% του κύκλου λειτουργίας.

Ωστόσο, πολλές φορές υπήρχε η πιθανότητα να πραγματοποιούνταν κάποια θετική ακμή (rising edge) και λόγω του θορύβου το ρεύμα να έπαιρνε αρνητικές τιμές και να αντιλαμβανόταν ο κώδικας μία αρνητική ακμή (falling edge) με συνέπεια να μην υπάρχει σωστή οδήγηση του ανορθωτή δευτερεύοντος.

Το συγκεκριμένο πρόβλημα λύθηκε με τον εξής απλό συλλογισμό:

Όταν αντιλαμβάνεται θετική ακμή (rising edge) απενεργοποιείται το IC1 και ενεργοποιείται το IC2. Μέχρι να ενεργοποιηθεί το IC2 είναι απενεργοποιημένο ήδη από την προηγούμενη αρνητική ακμή (falling edge) και συνεπώς δίνεται επιτυχώς παλμός στο διακόπτη S_3 όπως είναι επιθυμητό. Ύστερα, μόλις ανιληφθεί την επιθυμητή αρνητική ακμή (falling edge) το rising είναι ήδη απενεργοποιημένο και συνεπώς δε θα ενεργοποιηθούν οι παλμοί οδήγησης σε περίπτωση θορύβου μέχρι να ενεργοποιηθεί πάλι. Συνεπώς, η ενεργοποίηση και απενεργοποίηση των interrupts γίνεται όταν έχει παρέλθει το πρόβλημα του θορύβου.

Βραχυκύκλωση 2/3 του κύκλου λειτουργίας

```
#include <p33EP512MU810.h>
#include <stdio.h>
#include <stdbool.h>
#include <stdlib.h>

/* _____ Definition of variables _____ */
int k=0,l=0;

/* _____ Clockconfiguration _____
___ */
_FOSCSEL(IESO_OFF & FNOSC_FRC) //the DSC starts with the user-defined Oscillator at POR
//defined oscillator: FRC fast RC, will switch to FRCPLL after PLL parameters are securely
defined
_FOSC(FCKSM_CSECMD & OSCIOFNC_OFF & POSCMD_XT) // Clock Switching Enabled and Clock
Monitoring Disabled
// FCY is output on OSC2 pin ////undefined at XT mode
// primary Osc enabled --> XT
_FWDT(FWDTEN_OFF) // watchdog timer off

void Config_clock (void)
{
/*-----Clock configuration---Fcy=140MHz-----*/
CLKDIVbits.PLLPRE=0; // N1=PLLPRE+2
CLKDIVbits.PLLPOST=0;// N2=2(PLLPOST+1)
PLLFBFBD=68; // M=PLLFBD+2
__builtin_write_OSCCONH(0x03); // UNLOCK & WRITE the new OSC (NOSC) located at the high byte of
OSCCON --> POSCPLL = 3
```



```

    __builtin_write_OSCCONL(OSCCONL | 0b01); // UNLOCK & WRITE request for OSC switch (OSWEN)
    located at the low byte of OSCCON
    while(OSCCONbits.OSWEN); //wait for OSWEN to accept and initiate the change. OSWEN bit is cleared
    (=0) after successful clock transition
    while(OSCCONbits.COSC!=0x03); // wait for Current OSC (COSC) to change to new clock value
    (OSCCONbits.COSC=newOSC)
    while(OSCCONbits.LOCK!=1); // wait for PLL to LOCK (OSCCONbits.LOCK=1 /read only)
}

```

```

void Init_IO (void)

```

```

{
    /*_____ANALOGPINConfiguration_____*/
    ANSELA=0; // disable analog mode in all pins of register A
    ANSELB=0;
    ANSELC=0;
    ANSELD=0;
    ANSELE=0;
    ANSELG=0; // to re-enable analog function of pin xn (x=register, n=number of pin): ANSELxbits.ANSxn=1
    /*_____I/O Pins Configuration_____*/
    _TRISC3 = 0; //mosfet S4
    _TRISC4 = 0; //mosfet S3
    _TRISD13 = 1; // current phase input

    __builtin_write_OSCCONL(OSCCON & ~ (1<<6)); //registers are unlocked for configuring remappable
    pins
    _IC1R = 77; // current
    _IC2R = 77;
    __builtin_write_OSCCONL(OSCCON | (1<<6)); // registers are relocked for safety
}

```

```

void Config_Interrupt (void)

```

```

{
    /*Interrupts Configuration*/
    _GIE = 1; //Enable Global interrupts
    _NSTDIS = 0; //Enable Nested interrupts (ISR performed within another of lower priority)
    _IC1IP = 7; //Set the IC1 Interrupt Priority Level
    _IC1IF = 0; //clear IC1 interrupt flag
    _IC1IE = 1; //Enable IC1 Interrupt source
    _IC2IP = 6; //Set the IC1 Interrupt Priority Level
    _IC2IF = 0; //clear IC1 interrupt flag
    _IC2IE = 1; //Enable IC1 Interrupt source
}

```

```

void Init_IC(void)

```

```

{

```

```

IC1CON1bits.ICM = 0; //disable IC1 for safety before setting any parameter
IC1CON1bits.ICTSEL = 7; // counter is system clock
IC1CON1bits.ICI = 0; // interrupt on every event
IC1CON1bits.ICM = 3; //enabled every rising
IC2CON1bits.ICM = 0; //disable IC2 for safety before setting any parameter
IC2CON1bits.ICTSEL = 7; // counter is system clock
IC2CON1bits.ICI = 0; // interrupt on every event
IC2CON1bits.ICM = 2; //enabled every falling
}

```

```

int main(void)
{
    Config_clock();
    Init_IO();
    Config_Interrupt();
    Init_IC();
    _LATC3 = 0;
    _LATC4 = 0;
    while(1)
    {
    }
}

```

```

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _IC1Interrupt(void)
{
    k++;
    if (k == 1)
    {
        _LATC4 = 0;
        _LATC3 = 0;
    }
    else if(k == 2)
    {
        _LATC3 = 0;
        _LATC4 = 1;
    }
    else if(k == 3)
        _LATC4 = 1;
    _IC1IF = 0;
}

```

```

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _IC2Interrupt(void)
{

```

```

l++;
if(k >= l)
{
    if (l == 1)
    {
        _LATC3 = 1;
    }
    else if(l == 2)
    {
        _LATC3 = 0;
        _LATC4 = 0;
    }
    else if (l==3)
    {
        _LATC4 = 0;
        _LATC3 = 1;
        k=0;
        l=0;
    }
}
else
{
    l=0;
    _LATC3 = 0;
}
_IC2IF = 0;
}

```

Βραχυκύκλωση 2/4 του κύκλου λειτουργίας

```

#include <p33EP512MU810.h>
#include <stdio.h>
#include <stdbool.h>
#include <stdlib.h>

/* _____ Definition of variables _____ */
int k=0,l=0;

/* _____ Clock
configuration _____ */
_FOSCSEL(IESO_OFF & FNOSC_FRC) //the DSC starts with the user-defined Oscillator at POR
//defined oscillator: FRC fast RC, will switch to FRCPLL after PLL parameters are securely
defined
_FOSC(FCKSM_CSECMD & OSCIOFNC_OFF & POSCMD_XT) // Clock Switching Enabled and Clock
Monitoring Disabled

```

```

        // FCY is output on OSC2 pin ////undefined at XT mode
        // primary Osc enabled --> XT
_FWDT(FWDTEN_OFF) // watchdog timer off

void Config_clock (void)
{
    /*-----Clock configuration---Fcy=140MHz-----*/
    CLKDIVbits.PLLPRE=0; // N1=PLLPRE+2
    CLKDIVbits.PLLPOST=0;// N2=2(PLLPOST+1)
    PLLFBD=68; // M=PLLFBD+2
    __builtin_write_OSCCONH(0x03); // UNLOCK & WRITE the new OSC (NOSC) located at the high byte of
    OSCCON --> POSCPLL = 3
    __builtin_write_OSCCONL(OSCCONL | 0b01); // UNLOCK & WRITE request for OSC switch (OSWEN)
    located at the low byte of OSCCON
    while(OSCCONbits.OSWEN); //wait for OSWEN to accept and initiate the change. OSWEN bit is cleared
    (=0) after successful clock transition
    while(OSCCONbits.COSC!=0x03); // wait for Current OSC (COSC) to change to new clock value
    (OSCCONbits.COSC=newOSC)
    while(OSCCONbits.LOCK!=1); // wait for PLL to LOCK (OSCCONbits.LOCK=1 /read only)
}

void Init_IO (void)
{
    /*_____ANALOGPINConfiguration_____*/
    ANSELA=0; // disable analog mode in all pins of register A
    ANSELB=0;
    ANSELC=0;
    ANSELD=0;
    ANSELE=0;
    ANSELG=0; // to re-enable analog function of pin xn (x=register, n=number of pin): ANSELxbits.ANSxn=1

    /*_____I/O Pins Configuration_____*/
    _TRISC3 = 0;// PWM6 high output
    _TRISC4 = 0;
    _TRISD13 = 1; // current phase input

    __builtin_write_OSCCONL(OSCCON & ~ (1<<6)); //registers are unlocked for configuring remappable
    pins
    _IC1R = 77; // current
    _IC2R = 77;
    __builtin_write_OSCCONL(OSCCON | (1<<6)); // registers are relocked for safety
}

void Config_Interrupt (void)
{

```

```

/*Interrupts Configuration*/
_GIE = 1; //Enable Global interrupts
_NSTDIS = 0; //Enable Nested interrupts (ISR performed within another of lower priority)
_IC1IP = 7; //Set the IC1 Interrupt Priority Level
_IC1IF = 0; //clear IC1 interrupt flag
_IC1IE = 1; //Enable IC1 Interrupt source
_IC2IP = 6; //Set the IC1 Interrupt Priority Level
_IC2IF = 0; //clear IC1 interrupt flag
_IC2IE = 1; //Enable IC1 Interrupt source
}

```

```

void Init_IC(void)
{
    IC1CON1bits.ICM = 0; //disable IC1 for safety before setting any parameter
    IC1CON1bits.ICTSEL = 7; // counter is system clock
    IC1CON1bits.ICI = 0; // interrupt on every event
    IC1CON1bits.ICM = 3; //enabled every rising
    IC2CON1bits.ICM = 0; //disable IC2 for safety before setting any parameter
    IC2CON1bits.ICTSEL = 7; // counter is system clock
    IC2CON1bits.ICI = 0; // interrupt on every event
    IC2CON1bits.ICM = 2; //enabled every falling
}

```

```

int main(void)
{
    Config_clock();
    Init_IO();
    Config_Interrupt();
    Init_IC();
    _LATC3 = 0;
    _LATC4 = 0;
    while(1)
    {
    }
}

```

```

void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _IC1Interrupt(void)
{ k++;
  if (k == 1)
  {
    _LATC4 = 1;
  }
  else if(k == 2)
  {

```

```

    _LATC3 = 0;
    _LATC4 = 0;
}
_IC1IF = 0;
}
void __attribute__((__interrupt__,__no_auto_psv)) _IC2Interrupt(void)
{
    l++;
    if(k >= l)
    {
        if (l == 1)
        {
            _LATC4 = 0;
            _LATC3 = 1;
        }
        else if(l == 2)
        {
            _LATC3 = 0;
            k=0;
            l=0;
        }
    }
    else
    {
        l=0;
        _LATC3 = 0;
    }
    _IC2IF = 0;
}

```

Παράρτημα Γ

Φύλλο Προδιαγραφών MOSFET μοντέλου C2M0080120D



C2M0080120D

Silicon Carbide Power MOSFET
C2M™ MOSFET Technology
 N-Channel Enhancement Mode

Features

- High Blocking Voltage with Low On-Resistance
- High Speed Switching with Low Capacitances
- Easy to Parallel and Simple to Drive
- Avalanche Ruggedness
- Halogen Free, RoHS Compliant

Benefits

- Higher System Efficiency
- Reduced Cooling Requirements
- Increased Power Density
- Increased System Switching Frequency

Applications

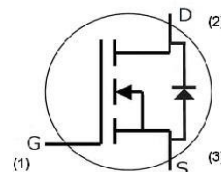
- Solar Inverters
- Switch Mode Power Supplies
- High Voltage DC/DC Converters
- Battery Chargers
- Motor Drives
- Pulsed Power applications

| | |
|--------------------------|--------|
| V_{DS} | 1200 V |
| $I_D @ 25^\circ\text{C}$ | 36 A |
| $R_{DS(on)}$ | 80 mΩ |

Package



TO-247-3



| Part Number | Package |
|-------------|----------|
| C2M0080120D | TO-247-3 |

Maximum Ratings ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

| Symbol | Parameter | Value | Unit | Test Conditions | Note |
|----------------|--|-------------|------------------|---|---------|
| V_{DSmax} | Drain - Source Voltage | 1200 | V | $V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 100\ \mu\text{A}$ | |
| V_{GSmax} | Gate - Source Voltage | -10/+25 | V | Absolute maximum values | |
| V_{GSop} | Gate - Source Voltage | -5/+20 | V | Recommended operational values | |
| I_D | Continuous Drain Current | 36 | A | $V_{GS} = 20\text{ V}, T_c = 25^\circ\text{C}$ | Fig. 19 |
| | | 24 | | $V_{GS} = 20\text{ V}, T_c = 100^\circ\text{C}$ | |
| $I_{D(pulse)}$ | Pulsed Drain Current | 80 | A | Pulse width t_p limited by T_{jmax} | Fig. 22 |
| P_D | Power Dissipation | 192 | W | $T_c = 25^\circ\text{C}, T_J = 150^\circ\text{C}$ | Fig. 20 |
| T_J, T_{stg} | Operating Junction and Storage Temperature | -55 to +150 | $^\circ\text{C}$ | | |
| T_L | Solder Temperature | 260 | $^\circ\text{C}$ | 1.6mm (0.063") from case for 10s | |
| M_d | Mounting Torque | 1 | Nm | M3 or 6-32 screw | |
| | | 8.8 | | | |



Electrical Characteristics (T_c = 25°C unless otherwise specified)

| Symbol | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Unit | Test Conditions | Note |
|----------------------|----------------------------------|------|------|------|------|--|--------------|
| V _{(BR)DSS} | Drain-Source Breakdown Voltage | 1200 | | | V | V _{GS} = 0 V, I _D = 100 μA | |
| V _{GS(th)} | Gate Threshold Voltage | 2.0 | 2.6 | 4 | V | V _{DS} = V _{GS} , I _D = 5 mA | Fig. 11 |
| | | | 2.1 | | V | V _{DS} = V _{GS} , I _D = 5 mA, T _J = 150°C | |
| I _{DSS} | Zero Gate Voltage Drain Current | | 1 | 100 | μA | V _{DS} = 1200 V, V _{GS} = 0 V | |
| I _{GSS} | Gate-Source Leakage Current | | | 250 | nA | V _{GS} = 20 V, V _{DS} = 0 V | |
| R _{DS(on)} | Drain-Source On-State Resistance | | 80 | 98 | mΩ | V _{GS} = 20 V, I _D = 20 A | Fig. 4, 5, 6 |
| | | | 128 | | | V _{GS} = 20 V, I _D = 20A, T _J = 150°C | |
| g _{fs} | Transconductance | | 8.1 | | S | V _{DS} = 20 V, I _{DS} = 20 A | Fig. 7 |
| | | | 7.8 | | | V _{DS} = 20 V, I _{DS} = 20 A, T _J = 150°C | |
| C _{iss} | Input Capacitance | | 950 | | pF | V _{GS} = 0 V | Fig. 17, 18 |
| C _{oss} | Output Capacitance | | 80 | | | V _{DS} = 1000 V | |
| C _{rss} | Reverse Transfer Capacitance | | 7.6 | | | f = 1 MHz | |
| E _{oss} | C _{oss} Stored Energy | | 45 | | μJ | V _{AC} = 25 mV | Fig. 16 |
| E _{AS} | Avalanche Energy, Single Pluse | | 1 | | J | I _D = 20A, V _{DD} = 50V | Fig. 29 |
| E _{ON} | Turn-On Switching Energy | | 265 | | μJ | V _{DS} = 800 V, V _{GS} = -5/20 V, I _D = 20A, R _{G(ext)} = 2.5Ω, L = 142 μH | Fig. 25 |
| E _{OFF} | Turn Off Switching Energy | | 135 | | | | |
| t _{d(on)} | Turn-On Delay Time | | 11 | | ns | V _{DD} = 800 V, V _{GS} = -5/20 V I _D = 20 A, R _{G(ext)} = 2.5 Ω, R _L = 40 Ω, Timing relative to V _{DS} Per IEC60747-8-4 pg 83 | Fig. 27 |
| t _r | Rise Time | | 20 | | | | |
| t _{d(off)} | Turn-Off Delay Time | | 23 | | | | |
| t _f | Fall Time | | 19 | | | | |
| R _{G(int)} | Internal Gate Resistance | | 4.6 | | Ω | f = 1 MHz, V _{AC} = 25 mV | |
| Q _{gs} | Gate to Source Charge | | 15 | | nC | V _{DS} = 800 V, V _{GS} = -5/20 V I _D = 20 A Per IEC60747-8-4 pg 21 | Fig. 12 |
| Q _{gd} | Gate to Drain Charge | | 23 | | | | |
| Q _g | Total Gate Charge | | 62 | | | | |

Reverse Diode Characteristics

| Symbol | Parameter | Typ. | Max. | Unit | Test Conditions | Note |
|------------------|----------------------------------|------|------|------|--|---------------|
| V _{SD} | Diode Forward Voltage | 3.3 | | V | V _{GS} = -5 V, I _{SD} = 10 A | Fig. 8, 9, 10 |
| | | 3.1 | | V | V _{GS} = -5 V, I _{SD} = 10 A, T _J = 150 °C | |
| I _S | Continuous Diode Forward Current | | 36 | A | T _C = 25°C | Note 1 |
| t _{rr} | Reverse Recover time | 32 | | ns | V _{GS} = -5 V, I _{SD} = 20 A, V _R = 800 V dif/dt = 2400 A/μs | Note 1 |
| Q _{rr} | Reverse Recovery Charge | 192 | | nC | | |
| I _{rrm} | Peak Reverse Recovery Current | 10 | | A | | |

Note (1): When using SiC Body Diode the maximum recommended V_{GS} = -5V

Thermal Characteristics

| Symbol | Parameter | Typ. | Max. | Unit | Test Conditions | Note |
|------------------|---|------|------|------|-----------------|---------|
| R _{θJC} | Thermal Resistance from Junction to Case | 0.60 | 0.65 | °C/W | | Fig. 21 |
| R _{θJA} | Thermal Resistance From Junction to Ambient | | 40 | | | |



Typical Performance

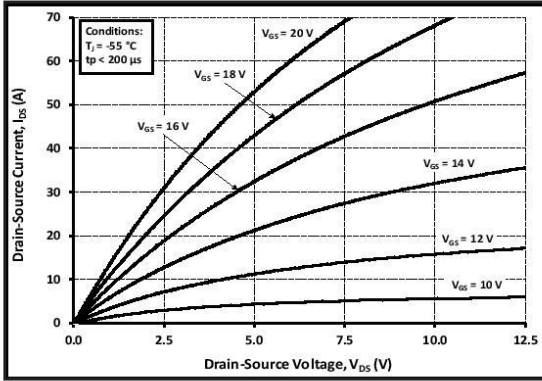


Figure 1. Output Characteristics $T_J = -55\text{ }^\circ\text{C}$

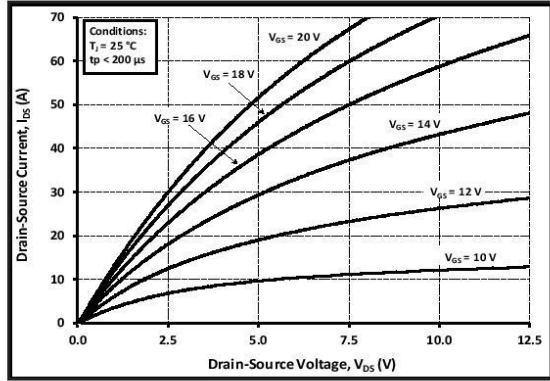


Figure 2. Output Characteristics $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

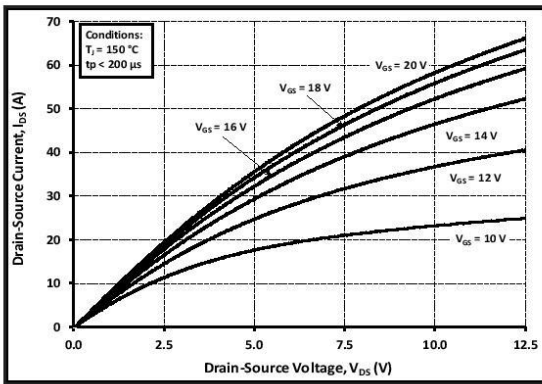


Figure 3. Output Characteristics $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$

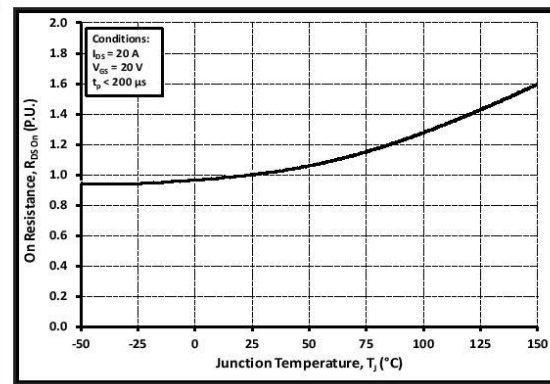


Figure 4. Normalized On-Resistance vs. Temperature

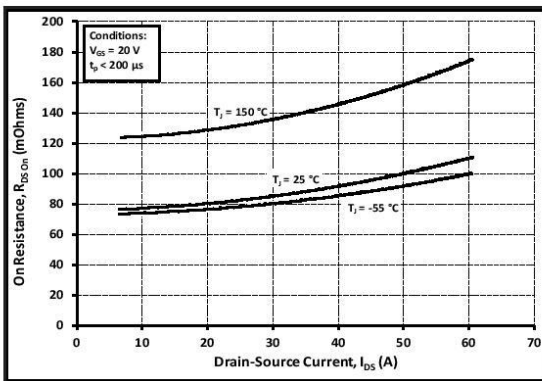


Figure 5. On-Resistance vs. Drain Current For Various Temperatures

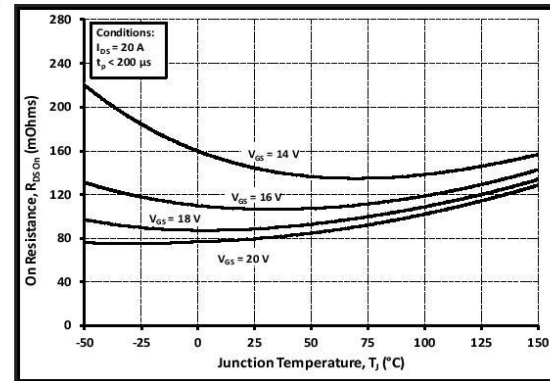


Figure 6. On-Resistance vs. Temperature For Various Gate Voltage

Typical Performance

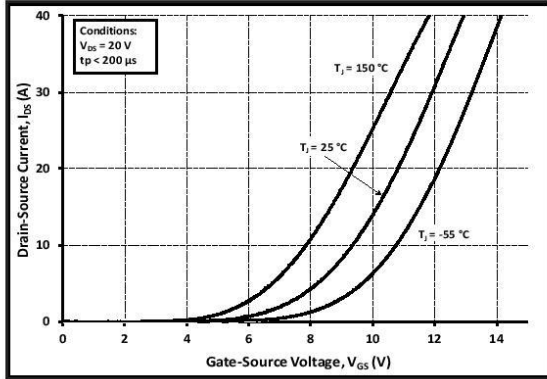


Figure 7. Transfer Characteristic for Various Junction Temperatures

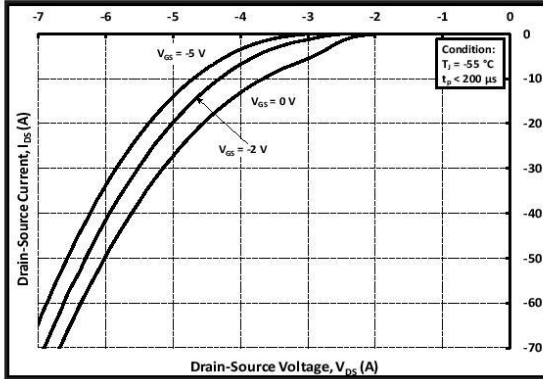


Figure 8. Body Diode Characteristic at -55 °C

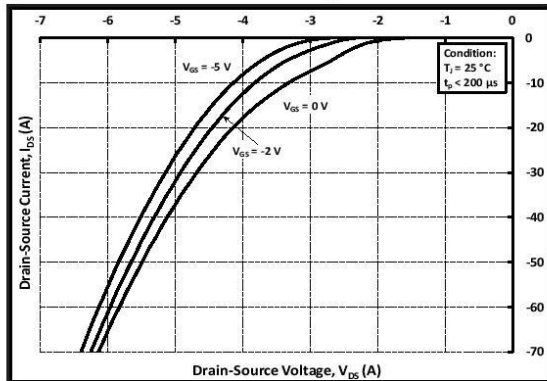


Figure 9. Body Diode Characteristic at 25 °C

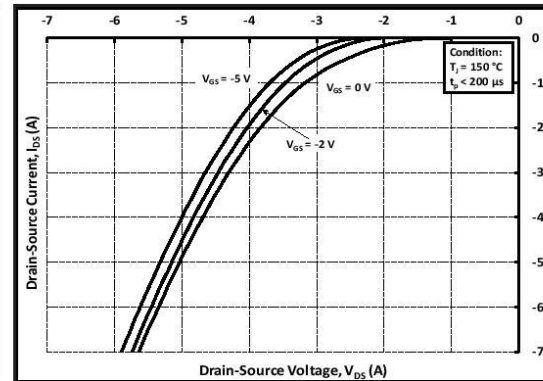


Figure 10. Body Diode Characteristic at 150 °C

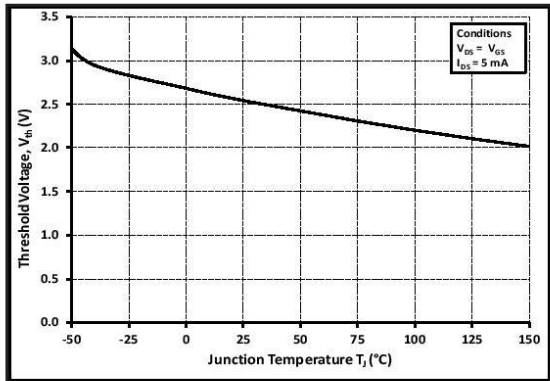


Figure 11. Threshold Voltage vs. Temperature

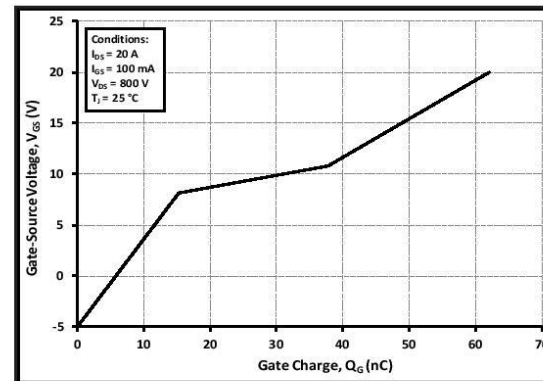


Figure 12. Gate Charge Characteristics



Typical Performance

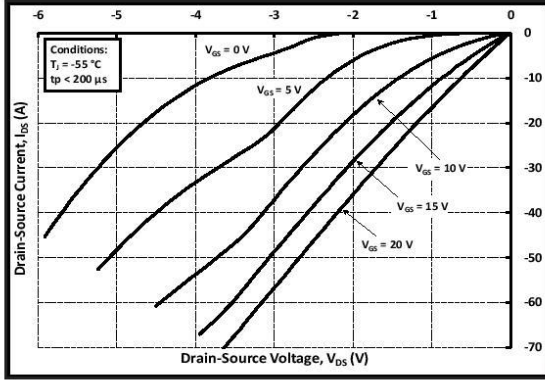


Figure 13. 3rd Quadrant Characteristic at -55 °C

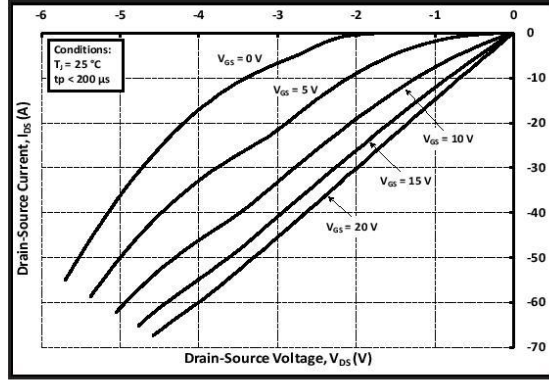


Figure 14. 3rd Quadrant Characteristic at 25 °C

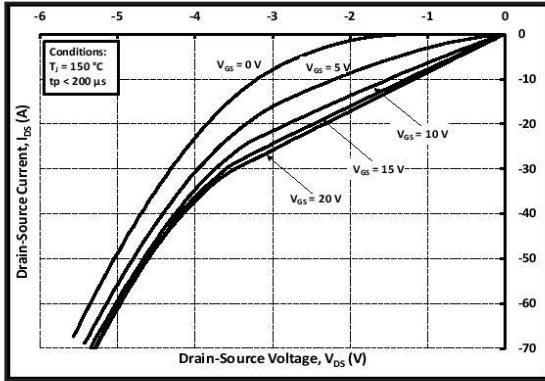


Figure 15. 3rd Quadrant Characteristic at 150 °C

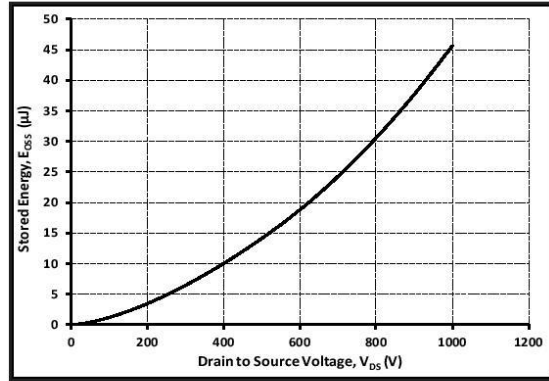


Figure 16. Output Capacitor Stored Energy

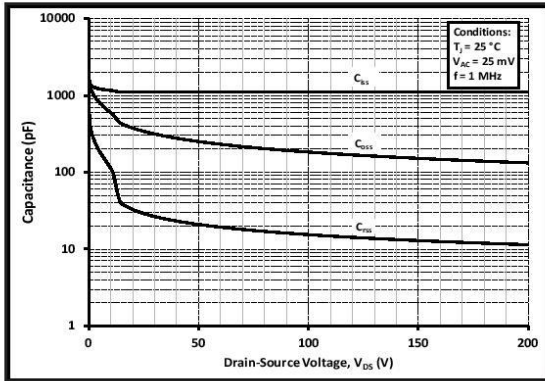


Figure 17. Capacitances vs. Drain-Source Voltage (0 - 200V)

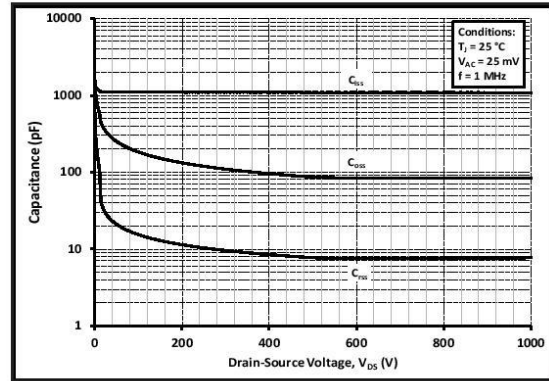


Figure 18. Capacitances vs. Drain-Source Voltage (0 - 1000V)



Typical Performance

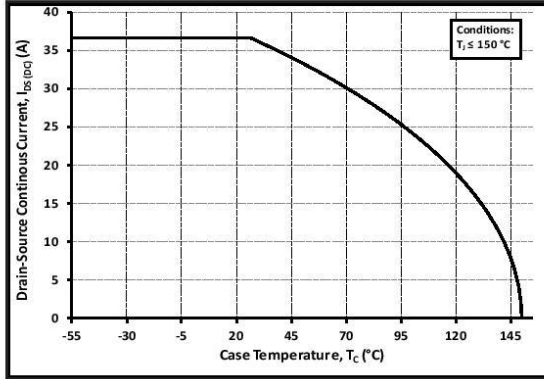


Figure 19. Continuous Drain Current Derating vs. Case Temperature

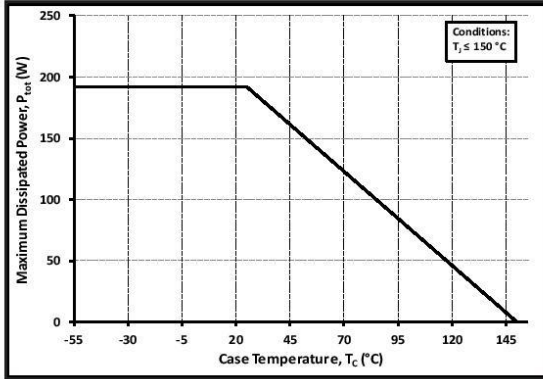


Figure 20. Maximum Power Dissipation Derating vs. Case Temperature

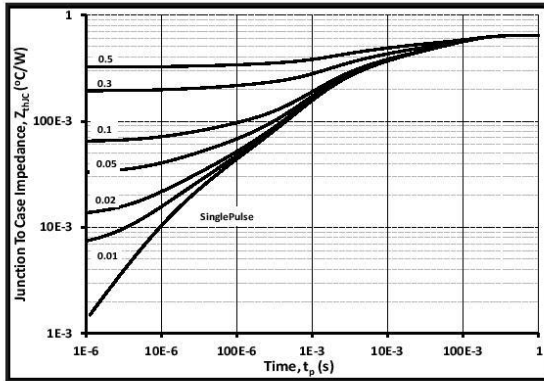


Figure 21. Transient Thermal Impedance (Junction - Case)

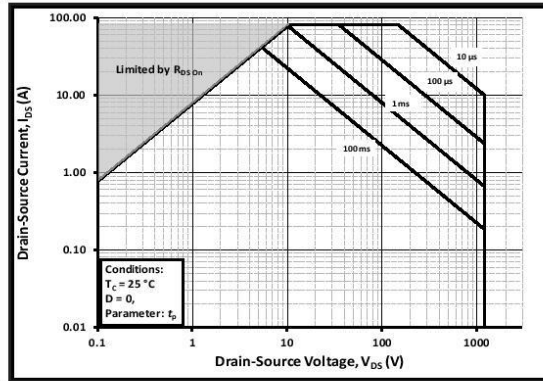


Figure 22. Safe Operating Area

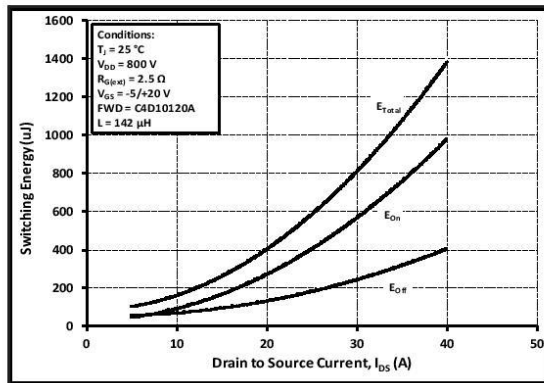


Figure 23. Clamped Inductive Switching Energy vs. Drain Current ($V_{DD} = 800V$)

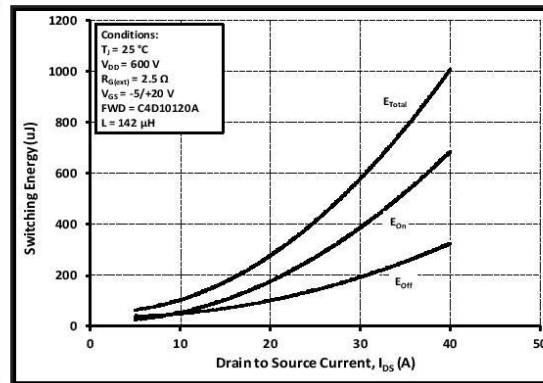


Figure 24. Clamped Inductive Switching Energy vs. Drain Current ($V_{DD} = 600V$)



Typical Performance

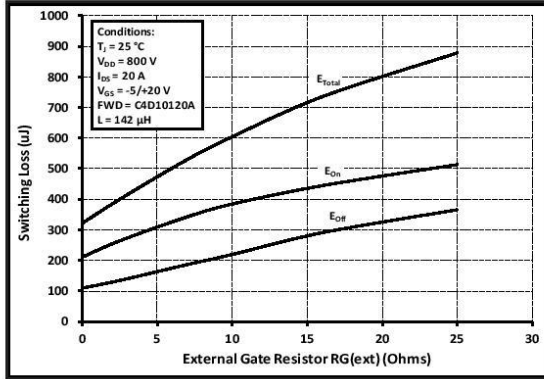


Figure 25. Clamped Inductive Switching Energy vs. $R_{G(ext)}$

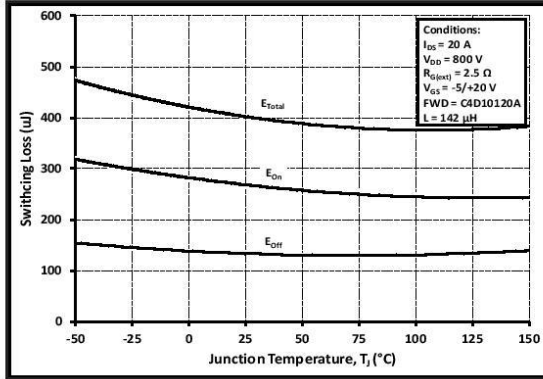


Figure 26. Clamped Inductive Switching Energy vs. Temperature

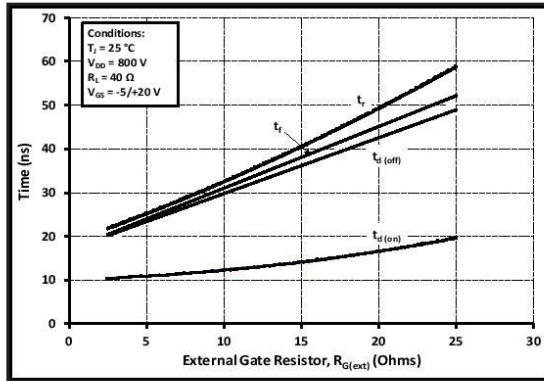


Figure 27. Switching Times vs. $R_{G(ext)}$

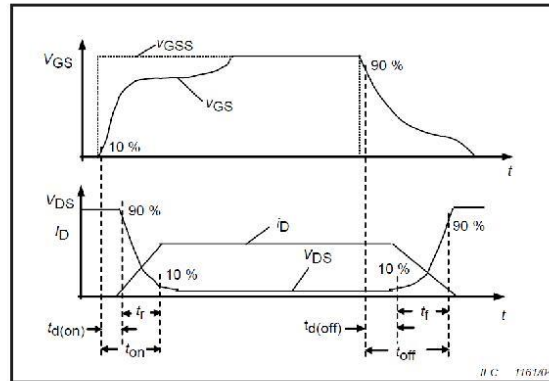


Figure 28. Switching Times Definition

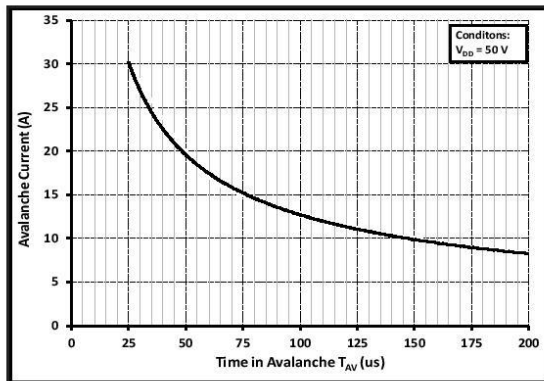


Figure 29. Single Avalanche SOA curve

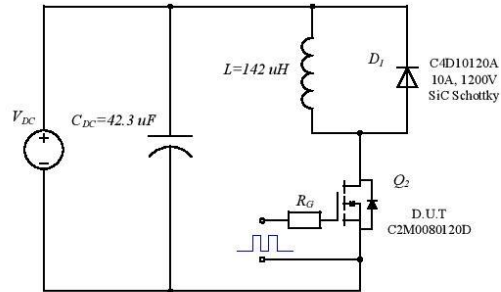


Figure 30. Clamped Inductive Switching Waveform Test Circuit

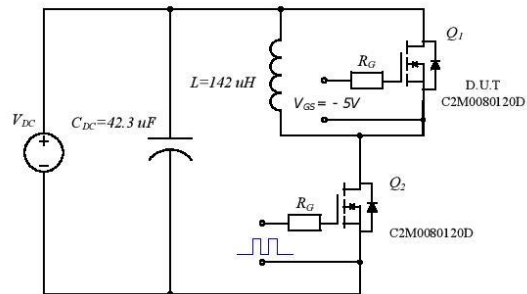


Figure 31. Body Diode Recovery Test Circuit

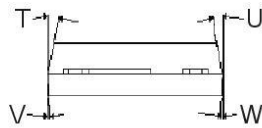
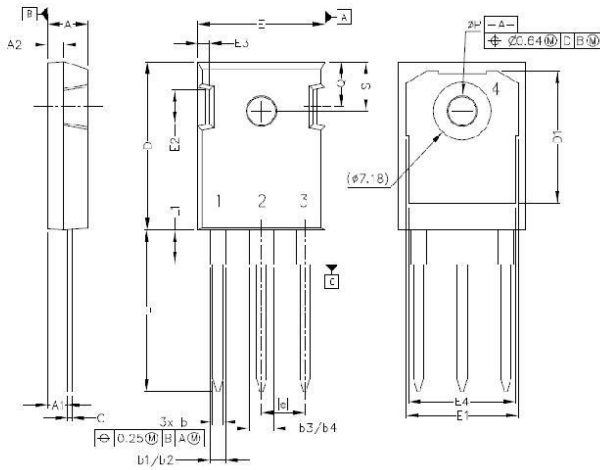
ESD Ratings

| ESD Test | Total Devices Sampled | Resulting Classification |
|----------|--------------------------|--------------------------|
| ESD-HBM | All Devices Passed 1000V | 2 (>2000V) |
| ESD-MM | All Devices Passed 400V | C (>400V) |
| ESD-CDM | All Devices Passed 1000V | IV (>1000V) |



Package Dimensions

Package TO-247-3

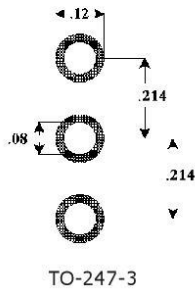


Pinout Information:

- Pin 1 = Gate
- Pin 2, 4 = Drain
- Pin 3 = Source

| POS | Inches | | Millimeters | |
|-----|----------|------|-------------|-------|
| | Min | Max | Min | Max |
| A | .190 | .205 | 4.83 | 5.21 |
| A1 | .090 | .100 | 2.29 | 2.54 |
| A2 | .075 | .085 | 1.91 | 2.16 |
| b | .042 | .052 | 1.07 | 1.33 |
| b1 | .075 | .095 | 1.91 | 2.41 |
| b2 | .075 | .085 | 1.91 | 2.16 |
| b3 | .113 | .133 | 2.87 | 3.38 |
| b4 | .113 | .123 | 2.87 | 3.13 |
| c | .022 | .027 | 0.55 | 0.68 |
| D | .819 | .831 | 20.80 | 21.10 |
| D1 | .640 | .695 | 16.25 | 17.65 |
| D2 | .037 | .049 | 0.95 | 1.25 |
| E | .620 | .635 | 15.75 | 16.13 |
| E1 | .516 | .557 | 13.10 | 14.15 |
| E2 | .145 | .201 | 3.68 | 5.10 |
| E3 | .039 | .075 | 1.00 | 1.90 |
| E4 | .487 | .529 | 12.38 | 13.43 |
| e | .214 BSC | | 5.44 BSC | |
| N | 3 | | 3 | |
| L | .780 | .800 | 19.81 | 20.32 |
| L1 | .161 | .173 | 4.10 | 4.40 |
| ØP | .138 | .144 | 3.51 | 3.65 |
| Q | .216 | .236 | 5.49 | 6.00 |
| S | .238 | .248 | 6.04 | 6.30 |
| T | 9° | 11° | 9° | 11° |
| U | 9° | 11° | 9° | 11° |
| V | 2° | 8° | 2° | 8° |
| W | 2° | 8° | 2° | 8° |

Recommended Solder Pad Layout



| Part Number | Package | Marking |
|-------------|----------|------------|
| C2M0080120D | TO-247-3 | C2M0080120 |



Notes

- **RoHS Compliance**
The levels of RoHS restricted materials in this product are below the maximum concentration values (also referred to as the threshold limits) permitted for such substances, or are used in an exempted application, in accordance with EU Directive 2011/65/EC (RoHS2), as implemented January 2, 2013. RoHS Declarations for this product can be obtained from your Cree representative or from the Product Documentation sections of www.cree.com.
- **REACH Compliance**
REACH substances of high concern (SVHCs) information is available for this product. Since the European Chemical Agency (ECHA) has published notice of their intent to frequently revise the SVHC listing for the foreseeable future, please contact a Cree representative to insure you get the most up-to-date REACH SVHC Declaration. REACH banned substance information (REACH Article 67) is also available upon request.
- This product has not been designed or tested for use in, and is not intended for use in, applications implanted into the human body nor in applications in which failure of the product could lead to death, personal injury or property damage, including but not limited to equipment used in the operation of nuclear facilities, life-support machines, cardiac defibrillators or similar emergency medical equipment, aircraft navigation or communication or control systems, air traffic control systems.

Related Links

- **C2M PSPICE Models:** <http://wolfspeed.com/power/tools-and-support>
- **SIC MOSFET Isolated Gate Driver reference design:** <http://wolfspeed.com/power/tools-and-support>
- **SIC MOSFET Evaluation Board:** <http://wolfspeed.com/power/tools-and-support>

Copyright © 2015 Cree, Inc. All rights reserved.
The information in this document is subject to change without notice.
Cree, the Cree logo, and Zero Recovery are registered trademarks of Cree, Inc.

Cree, Inc.
4600 Silicon Drive
Durham, NC 27703
USA Tel: +1 919 313.5300
Fax: +1 919 313.5451
www.cree.com/power

Παράρτημα Δ

Φύλλο Προδιαγραφών της διόδου μοντέλου STTH6004W



STTH6004W

Ultrafast high voltage rectifier

Table 1: Main product characteristics

| | |
|----------------|--------|
| $I_{F(AV)}$ | 60 A |
| V_{RRM} | 400 V |
| T_j (max) | 175 °C |
| V_F (typ) | 0.83 V |
| t_{rr} (max) | 50 ns |

Features and benefits

- Ultrafast switching
- Low reverse current
- Low thermal resistance
- Reduces switching & conduction losses

Description

The STTH6004W uses ST 400V technology and is specially suited for use in switching power supplies, welding equipment and industrial applications, as an output rectification diode.

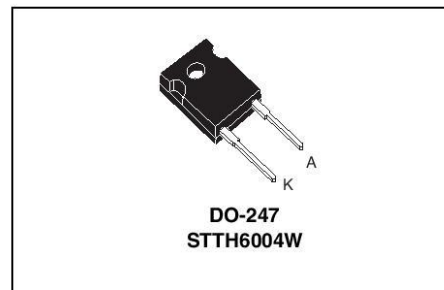


Table 2: Order codes

| Part number | Marking |
|-------------|-----------|
| STTH6004W | STTH6004W |

Table 3: Absolute ratings (limiting values)

| Symbol | Parameter | Value | Unit |
|--------------|--|-------------------------------------|------|
| V_{RRM} | Repetitive peak reverse voltage | 400 | V |
| $I_{F(RMS)}$ | RMS forward current | 90 | A |
| $I_{F(AV)}$ | Average forward current | $T_c = 125\text{ °C } \delta = 0.5$ | A |
| I_{FSM} | Surge non repetitive forward current | $t_p = 10\text{ ms sinusoidal}$ | A |
| T_{stg} | Storage temperature range | -65 to + 175 | °C |
| T_j | Maximum operating junction temperature | 175 | °C |

STTH6004W

Table 4: Thermal Resistance

| Symbol | Parameter | Value (max). | Unit |
|---------------|------------------|--------------|------|
| $R_{th(j-c)}$ | Junction to case | 0.70 | °C/W |

Table 5: Static electrical characteristics

| Symbol | Parameter | Test conditions | | Min. | Typ | Max. | Unit |
|------------|-------------------------|-----------------------|---------------------|------|------|------|---------------|
| I_R^* | Reverse leakage current | $T_j = 25\text{ °C}$ | $V_R = V_{RRM}$ | | | 50 | μA |
| | | $T_j = 150\text{ °C}$ | | | 100 | 1000 | |
| V_F^{**} | Forward voltage drop | $T_j = 25\text{ °C}$ | $I_F = 60\text{ A}$ | | | 1.2 | V |
| | | $T_j = 150\text{ °C}$ | | | 0.83 | 1.0 | |

Pulse test: $t_p = 5\text{ ms}$, $\delta < 2\%$

$t_p = 380\text{ }\mu\text{s}$, $\delta < 2\%$

To evaluate the conduction losses use the following equation: $P = 0.8 \times I_{F(AV)} + 0.0033 I_F^2 (RMS)$

Table 6: Dynamic characteristics

| Symbol | Parameter | Test conditions | | Min | Typ | Max | Unit |
|--------------|--------------------------|-----------------------|--|-----|-----|-----|------|
| t_{rr} | Reverse recovery time | $T_j = 25\text{ °C}$ | $I_F = 1\text{ A}$ $di_F/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 30\text{ V}$ | | 66 | 90 | ns |
| | | | $I_F = 1\text{ A}$ $di_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 30\text{ V}$ | | 36 | 50 | |
| I_{RM} | Reverse recovery current | $T_j = 125\text{ °C}$ | $I_F = 60\text{ A}$ $V_R = 200\text{ V}$ $di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ | | | 15 | A |
| S_{factor} | Softness factor | $T_j = 125\text{ °C}$ | $I_F = 60\text{ A}$ $V_R = 200\text{ V}$ $di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ | | 0.4 | | |
| t_{fr} | Forward recovery time | $T_j = 25\text{ °C}$ | $I_F = 60\text{ A}$ $di_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{FR} = 1.1 \times V_{Fmax}$ | | | 600 | ns |
| V_{FP} | Forward recovery voltage | $T_j = 25\text{ °C}$ | $I_F = 60\text{ A}$ $di_F/dt = 200\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{FR} = 1.1 \times V_{Fmax}$ | | 3.2 | | V |

Figure 1: Conduction losses versus average forward current

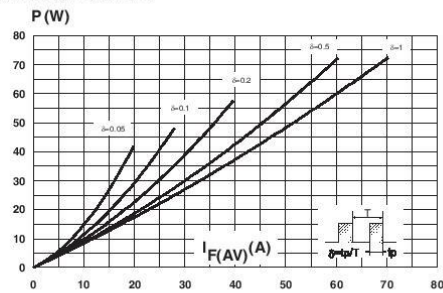


Figure 2: Forward voltage drop versus forward current

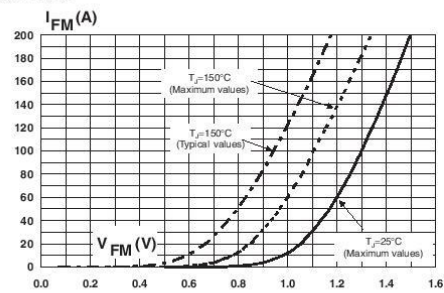


Figure 3: Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration

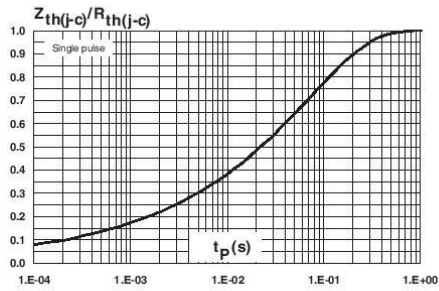


Figure 4: Peak reverse recovery current versus di_F/dt (typical values)

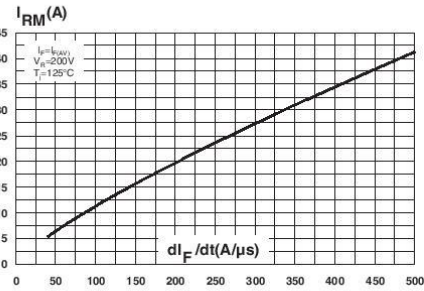


Figure 5: Reverse recovery time versus di_F/dt (typical values)

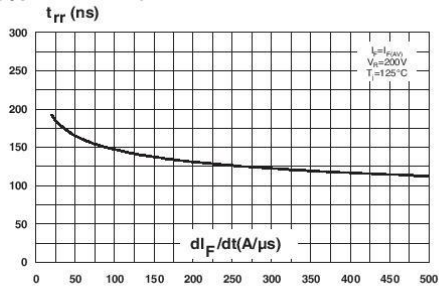


Figure 6: Reverse recovery charges versus di_F/dt (typical values)

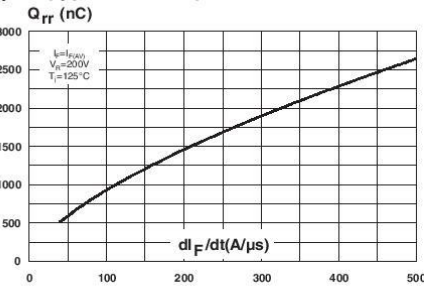


Figure 7: Reverse recovery softness factor versus di_F/dt (typical values)

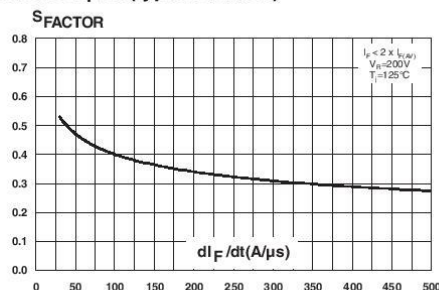


Figure 8: Relative variations of dynamic parameters versus junction temperature

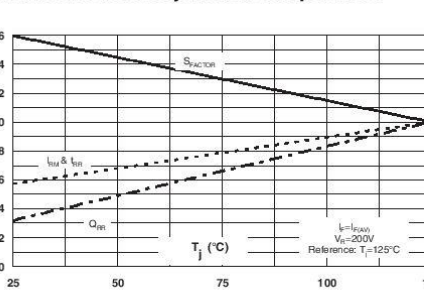


Figure 9: Transient peak forward voltage versus di_F/dt (typical values)

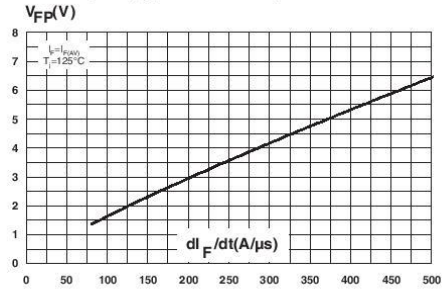


Figure 10: Forward recovery time versus di_F/dt (typical values)

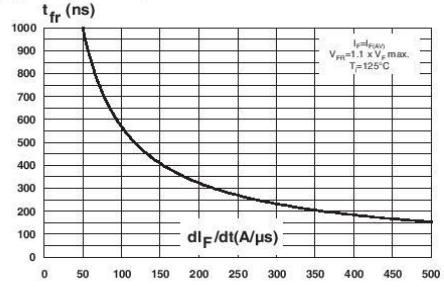


Figure 11: Junction capacitance versus reverse voltage applied (typical values)

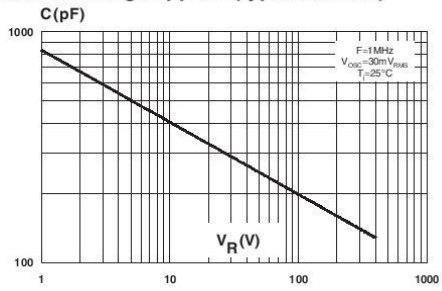
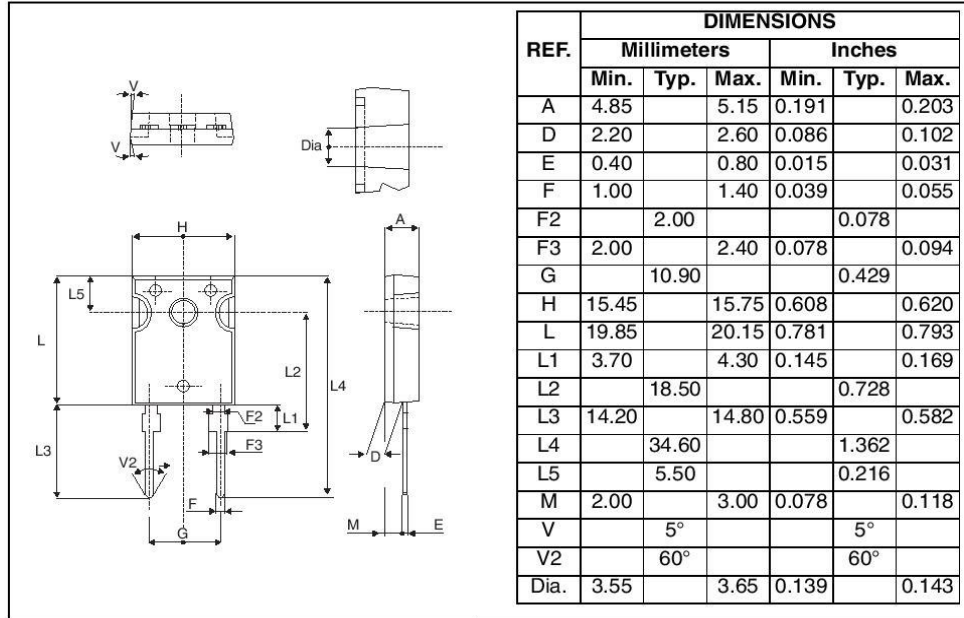


Figure 12: DO-247 Package mechanical data



In order to meet environmental requirements, ST offers these devices in ECOPACK® packages. These packages have a Lead-free second level interconnect. The category of second level interconnect is marked on the package and on the inner box label, in compliance with JEDEC Standard JESD97. The maximum ratings related to soldering conditions are also marked on the inner box label. ECOPACK is an ST trademark. ECOPACK specifications are available at: www.st.com.

Table 7: Ordering information

| Ordering type | Marking | Package | Weight | Base qty | Delivery mode |
|---------------|-----------|---------|--------|----------|---------------|
| STTH6004W | STTH6004W | DO-247 | 4.40 g | 30 | Tube |

- Epoxy meets UL94, V0
- Cooling method: by conduction (C)
- Recommended torque value: 0.8 Nm.
- Maximum torque value: 1.0 Nm.

Table 8: Revision history

| Date | Revision | Description of Changes |
|-------------|----------|------------------------|
| 18-Oct-2005 | 1 | First issue |

Παράρτημα Ε

Φυλλάδιο Προδιαγραφών Μετρητικού Ρεύματος LTS 15-NP



Current Transducer LTS 15-NP

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed, mixed with galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



16058

$I_{PN} = \pm 15 \text{ At}$

Electrical data

| | | | |
|------------|---|-------------------------------|--|
| I_{PN} | Primary nominal current rms | 15 | At |
| I_{PM} | Primary current, measuring range | 0 .. ± 48 | At |
| I_p | Overload capability | 250 | At |
| V_{OUT} | Output voltage (Analog) @ I_p | 2.5 ± (0.625 I_p / I_{PN}) | V |
| | $I_p = 0$ | 2.5 ¹⁾ | V |
| G | Sensitivity | 41.6 | mV/A |
| N_S | Number of secondary turns (± 0.1 %) | 2000 | |
| R_L | Load resistance | ≥ 2 | kΩ |
| R_{IM} | Internal measuring resistance (± 0.5 %) | 83.33 | Ω |
| TCR_{IM} | Temperature coefficient of R_{IM} | < 50 | ppm/K |
| V_C | Supply voltage (± 5 %) | 5 | V |
| I_C | Current consumption @ $V_C = 5 \text{ V}$ | Typ | 28 $I_S^{2)}$ + (V_{OUT} / R_L) mA |

Accuracy - Dynamic performance data

| | | | |
|--------------------------|--|------------------|------------------------|
| X | Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ | ± 0.2 | % |
| | Accuracy with R_{IM} @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ | ± 0.7 | % |
| ϵ_L | Linearity error | < 0.1 | % |
| TCV_{OUT} | Temperature coefficient of V_{OUT} @ $I_p = 0$ | Typ | Max |
| | - 10°C .. + 85°C | 65 | 120 ppm/K |
| | - 40°C .. - 10°C | 65 | 170 ppm/K |
| TCG | Temperature coefficient of G | - 40°C .. + 85°C | 50 ³⁾ ppm/K |
| V_{OM} | Magnetic offset voltage @ $I_p = 0$, after an overload of 3 x I_{PN} | | ± 0.5 mV |
| | 5 x I_{PN} | | ± 2.0 mV |
| | 10 x I_{PN} | | ± 2.0 mV |
| t_{rb} | Reaction time @ 10 % of I_{PN} | < 100 | ns |
| t_r | Response time to 90 % of I_{PN} step | < 400 | ns |
| di/dt | di/dt accurately followed | > 35 | A/μs |
| BW | Frequency bandwidth (0 .. - 0.5 dB) (- 0.5 .. 1 dB) | DC .. 100 | kHz |
| | | DC .. 200 | kHz |

General data

| | | | |
|----------|-------------------------------|-------------------|----|
| T_A | Ambient operating temperature | - 40 .. + 85 | °C |
| T_S | Ambient storage temperature | - 40 .. + 100 | °C |
| m | Mass | 10 | g |
| | Standards | EN 50178: 1997 | |
| | | IEC 60950-1: 2001 | |

Notes: ¹⁾ Absolute value @ $T_A = 25^\circ\text{C}$, 2.475 < V_{OUT} < 2.525

²⁾ $I_S = I_p / N_S$

³⁾ Only due to TCR_{IM} .

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Compact design for PCB mounting
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

Current Transducer LTS 15-NP

Isolation characteristics

| | | | |
|-------------|---|--------------|----|
| V_d | Rms voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min | 3 | kV |
| \hat{V}_w | Impulse withstand voltage 1.2/50 μ s | > 8 | kV |
| V_e | Rms voltage for partial discharge extinction @ 10pC | Min > 1.5 | kV |
| dCp | Creepage distance ¹⁾ | 15.5 | mm |
| dCI | Clearance distance ²⁾ | 6.35 | mm |
| CTI | Comparative Tracking Index (group IIIa) | 175 | |

Notes: ¹⁾ On housing

²⁾ On PCB with soldering pattern UTEC93-703.

Applications examples

According to EN 50178 and IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

| | EN 50178 | IEC 61010-1 |
|-----------------------|--------------------------|-----------------|
| dCp, dCI, \hat{V}_w | Rated insulation voltage | Nominal voltage |
| Single insulation | 600 V | 600 V |
| Reinforced insulation | 300 V | 300 V |

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

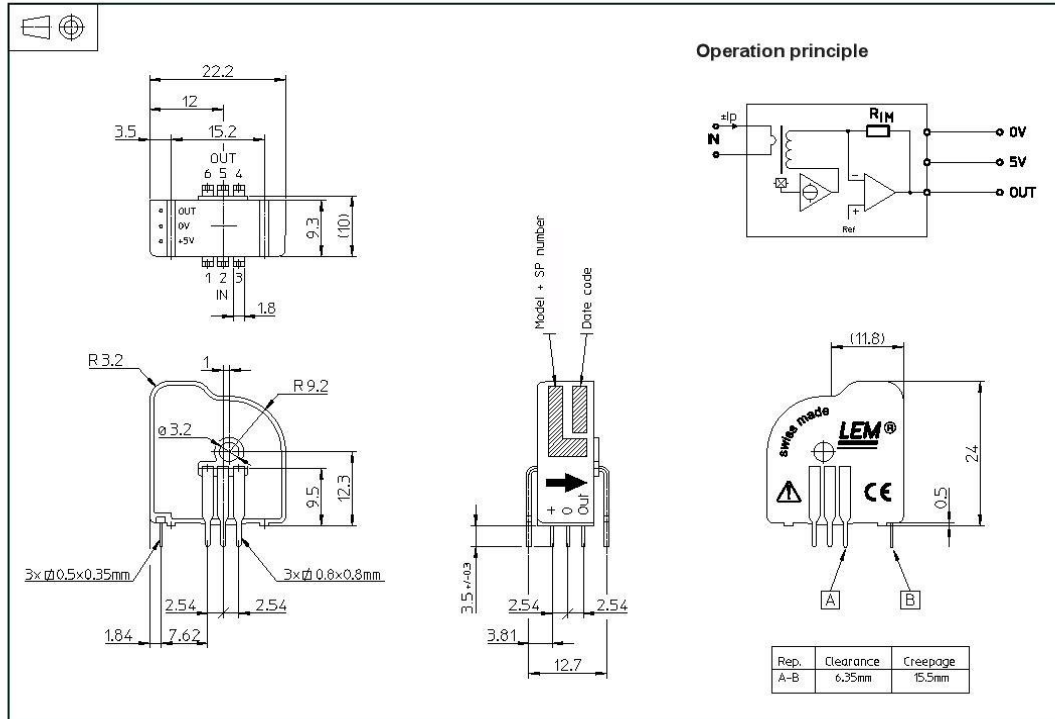
Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.

Dimensions LTS 15-NP (in mm)



| Number of primary turns | Primary nominal current rms I_{PM} [A] | Nominal output voltage V_{OUT} [V] | Primary resistance R_p [m Ω] | Primary insertion inductance L_p [μ H] | Recommended connections |
|-------------------------|--|--------------------------------------|--|---|-------------------------|
| 1 | ± 15 | 2.5 ± 0.625 | 0.18 | 0.013 | |
| 2 | ± 7.5 | 2.5 ± 0.625 | 0.81 | 0.05 | |
| 3 | ± 5 | 2.5 ± 0.625 | 1.62 | 0.12 | |

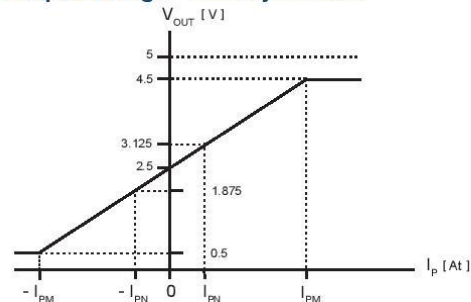
Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 6 pins 0.8 x 0.8 mm
Recommended PCB hole 1.3 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins 0.5 x 0.35 mm
Recommended PCB hole 0.8 mm
- Additional primary through-hole $\varnothing 3.2$ mm

Remarks

- V_{OUT} swings above 2.5 V when I_p flows from terminals 1, 2, 3 to terminals 6, 5, 4 (with the arrow).
- Temperature of the primary jumper should not exceed 100°C.

Output Voltage - Primary Current



Βιβλιογραφία

- [1] <http://www.radio-electronics.com/info/power-management/wireless-inductive-battery-charging/basics-tutorial.php>.
- [2] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, “Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, no. c, pp. 1–1, 2015.
- [3] J. L.-W. Li, “Wireless power transmission: State-of-the-arts in technologies and potential applications,” in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*, 2011, pp. 86–89.
- [4] Σπύρρης Εμ., Τζάνης Ιωάν., Διπλωματική Εργασία “Μελέτη και Κατασκευή Πηνίου Tesla”, 2012.
- [5] <http://www.industrytap.com/witricity-charges-forward-with-wireless-electricity/574>.
- [6] Priyabrata Sahoo, “A Seminar Report on Wireless Electricity (WiTricity).” Department of Electrical Engineering, Indira Gandhi Institute of Technology, Sarang, 2011.
- [7] W. Khan-ngern and H. Zenkner, “Wireless power charging on electric vehicles,” in *2014 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, 2014, pp. 1–4.
- [8] N. H. Kutkut and K. W. Klontz, “Design considerations for power converters supplying the SAE J-1773 electric vehicle inductive coupler,” in *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, 1997, vol. 2, pp. 841–847.
- [9] J. Liu, X. Wang, and Y. Yu, “Efficiency analysis of contactless excitation power transmission realized by loosely coupled magnetic tank transformer,” in *Proceedings of 2013 2nd International Conference on Measurement, Information and Control*, 2013, pp. 163–168.
- [10] M. Miyamae, T. Ito, K. Matsuse, and M. Tsukahara, “Characteristics of a High Frequency Quasi- Resonant Inverter for Induction Heating Using power MOSFET,” in *15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012*, 2012, pp. 1–5.
- [11] M. K. Naik, M. Bertoluzzo, and G. Buja, “Design of a contactless battery charging system,” in *2013 Africon*, 2013, pp. 1–6.
- [12] J. F. Sanz, J. L. Villa, J. Sallan, J. M. Perie, and L. G. Duarte, “UNPLUGGED project: Development of a 50 kW inductive electric vehicle battery charge system,” in *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, 2013, pp. 1–7.
- [13] B. Schmuelling, S. G. Cimen, T. Vosshagen, and F. Turki, “Layout and operation of a non-contact charging system for electric vehicles,” in *2012 15th International Power*

- Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012, p. LS4d.4-1-LS4d.4-7.*
- [14] B. Schmuelling, R. Grochla, and F. Turki, "A SEPIC fed inductive charging device for electric vehicles," in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2013, no. May, pp. 906–910.
- [15] K. Sugimori and H. Nishimura, "A novel contact-less battery charger for electric vehicles," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, 1998, vol. 1, pp. 559–564.
- [16] G. Covic, "Inductive Power Transfer (IPT) Powering our future What is Inductive Power Transfer ?"
- [17] <http://www.ece.rutgers.edu/files/capstone/capstone2014/Wireless-Charger/Wireless-Power-Final-Report.pdf>.
- [18] <https://www.qualcomm.com/products/halo/features>.
- [19] <http://www.techradar.com/news/television/sony-makes-wireless-tv-charging-breakthrough-640184>.
- [20] <http://www.cio.com/article/2973960/consumer-technology/samsungs-new-wireless-charge-pad-powers-up-your-phone-faster-if.html>.
- [21] Μανιάς, Σ.Ν., ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ. Εκδόσεις Συμείων, Αθήνα 2014.
- [22] K. Colak, E. Asa, M. Bojarski, D. Czarkowski, and O. C. Onar, "A Novel Phase-Shift Control of Semibridgeless Active Rectifier for Wireless Power Transfer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 11, pp. 6288–6297, Nov. 2015.
- [23] E. Gati and S. Manias, "Asymmetric loading of a series resonant R-L-C circuit for power transfer increase in inductive chargers," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 4570–4575.
- [24] E. Gati, G. Kampitsis, and S. Manias, "Output power increase of a series-series compensated inductive power transfer system via asymmetric loading," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, 2015, pp. 1–9.
- [25] R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 174–182, Apr. 1988.
- [26] Γατή, Ελ. Γ., Διδακτορική Διατριβή "Μελέτη, Κατασκευή και Έλεγχος Συστημάτων Επαγωγικής Μεταφοράς Ισχύος", Ιούλιος 2016.
- [27] Γατή, Ελ. Γ., Διπλωματική Εργασία "Επαγωγικός Φορτιστής Ηλεκτρικού Οχήματος", Ιούλιος 2012.
- [28] <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/pll-synthesizers/phase-locked-loop-tutorial.php>.

- [29] T. Hiramatsu, X. Huang, M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, "Wireless charging power control for HESS through receiver side voltage control," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 1614–1619.
- [30] Παπαλάμπρου Γ. , Σημειώσεις Μαθήματος "Εισαγωγή στον Αυτόματο Έλεγχο" (2012-2013).
- [31] Λιγνός Ιωάν., Μπουσλής Π., Πολίτης Γ., Χαμηλοθώρης Γ., "Αυτοματισμοί και Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου", Αθήνα 2012.
- [32] T. Diekhans and R. W. De Doncker, "A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 652–659.
- [33] O. Jimenez, O. Lucia, I. Urriza, L. a Barragan, and D. Navarro, "Power Measurement for Resonant Power Converters Applied to Induction Heating Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6779–6788, Dec. 2014.
- [34] H. Li, J. Li, K. Wang, W. Chen, and X. Yang, "A Maximum Efficiency Point Tracking Control Scheme for Wireless Power Transfer Systems Using Magnetic Resonant Coupling," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3998–4008, Jul. 2015.
- [35] <http://www.gizmag.com/uk-electric-highways-trial/38897/>.
- [36] <https://www.scania.com/group/en/scania-tests-fast-wireless-charging-in-urban-traffic-2/>.
- [37] Y. Hori, "Looking at cars 100 years in the future," in *2013 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*, 2013, no. Li, pp. 31–35.
- [38] Y. Hori, "Future vehicle society based on electric motor, capacitor and wireless power supply," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, 2010, pp. 2930–2934.
- [39] Chris Mi, "Development of an Extremely Efficient Wireless EV Charger", https://peec.stanford.edu/sites/default/files/10-24-14_mi_0.pdf , IEEE Workshop 2015.
- [40] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho, and C. T. Rim, "Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3666–3679, Dec. 2011.
- [41] S. Lukic and Z. Pantic, "Cutting the Cord: Static and Dynamic Inductive Wireless Charging of Electric Vehicles," *IEEE Electrifi. Mag.*, vol. 1, no. 1, pp. 57–64, Sep. 2013.
- [42] <https://powerbyproxi.com/wireless-power/>.
- [43] <http://www.qiwireless.com/drone-battery-fly-forever/>.
- [44] J. G. Hayes, M. G. Egan, J. M. D. Murphy, S. E. Schulz, and J. T. Hall, "Wide-load-range resonant converter supplying the SAE J-1773 electric vehicle inductive charging

- interface," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 4, pp. 884–895, 1999.
- [45] J. G. Hayes, J. T. Hall, M. C. Egan, and J. M. D. Murphy, "Full-bridge, series-resonant converter supplying the SAE J-1773 electric vehicle inductive charging interface," in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 2, pp. 1913–1918.
- [46] R. Laouamer, M. Brunello, J. P. Ferrieux, O. Normand, and N. Buchheit, "A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling," in *Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No.97CH36066)*, 1997, vol. 2, pp. 792–797.
- [47] Chwei-Sen Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Load models and their application in the design of loosely coupled inductive power transfer systems," in *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, 2000, vol. 2, pp. 1053–1058.
- [48] G. A. Covic and J. T. Boys, "Inductive Power Transfer," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1276–1289, Jun. 2013.
- [49] S. L. Ho, J. Wang, W. N. Fu, and M. Sun, "A Comparative Study Between Novel Witricity and Traditional Inductive Magnetic Coupling in Wireless Charging," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 5, pp. 1522–1525, May 2011.
- [50] A. Khaligh and S. Dusmez, "Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 8, pp. 3475–3489, Oct. 2012.
- [51] B. Peschiera and S. S. Williamson, "Review and comparison of inductive charging power electronic converter topologies for electric and plug-in hybrid electric vehicles," in *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2013, pp. 1–6.
- [52] A. Neves, D. M. Sousa, A. Roque, and J. M. Terras, "Analysis of an inductive charging system for a commercial electric vehicle," in *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011, pp. 1–10.