



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

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗ DC/DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ ΑΠΛΗΣ ΕΝΕΡΓΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ Α. ΚΟΝΤΟΣ

Επιβλέπων : Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής

Αθήνα, Δεκέμβριος 2022



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

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗ DC/DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ ΑΠΛΗΣ ΕΝΕΡΓΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ Α. ΚΟΝΤΟΣ

Επιβλέπων : Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 22^η Δεκεμβρίου 2022.

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής

Αθήνα, Δεκέμβριος 2022

.....
Δημήτριος Α. Κοντός

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

Copyright © Δημήτριος Κοντός, 2022.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η διπλωματική αυτή εργασία πραγματεύεται τους μετατροπείς συντονισμού απλής ενεργής γέφυρας (SAB), εστιάζοντας στην ανάλυση και σχεδίασή τους και αναφέροντας ιδιότητες, πλεονεκτήματα και εφαρμογές τους. Αρχικά, γίνεται αναφορά στην ευρύτερη κατηγορία των μετασχηματιστών στερεάς κατάστασης (SSTs) και δίνονται οι ορισμοί, υποθέσεις και παραδοχές που θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια της εργασίας. Εν συνεχεία αναλύεται η δομή του SAB μετατροπέα συντονισμού στα διάφορα διακριτά στάδια του συνολικού κυκλώματός του, με εστίαση στην προσεγγιστική ανάλυση θεμελιώδους αρμονικής (FHA) των σημαντικότερων δικτύων συντονισμού. Έπειτα, στον κύριο όγκο της παρούσας μελέτης εξετάζονται διεξοδικά οι βασικότεροι μετατροπείς SAB, ο LC-σειράς και ο LLC, όπου γίνεται ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (TDA) ανά λειτουργική περιοχή διαφορετικών συχνοτήτων και φορτίων του ενδιάμεσου σταδίου τους και μελετάται η η μεταγωγή των ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων της ενεργής γέφυρας εισόδου στις αντίστοιχες περιοχές. Ύστερα, η εργασία ασχολείται με τον σχεδιασμό του LLC μετατροπέα ανά στάδιο και επικεντρώνεται στην μελέτη απωλειών των ημιαγωγικών διακοπών (MOSFET, IGBT, και SiC-MOSFET) της ενεργής γέφυρας εισόδου. Τέλος, παρατίθενται τα συμπεράσματα εφ' όλης της διπλωματικής μαζί με τη χρησιμότητα και εφαρμογές των πορισμάτων και αποτελεσμάτων της, καθώς και τις μελλοντικές μελέτες που μπορούν να γίνουν βασιζόμενες σε αυτή.

Λέξεις Κλειδιά: DC/DC μετατροπέας, μετασχηματιστής στερεάς κατάστασης, μετασχηματιστής στερεάς κατάστασης και ομαλής μεταγωγής, μετατροπέας απλής ενεργής γέφυρας, μετατροπέας συντονισμού, υψίσυχνος μετασχηματιστής, μαγνητική ολοκλήρωση, προσέγγιση θεμελιώδους αρμονικής, συχνότητα συντονισμού, LC-σειράς, ανάλυση στο πεδίο του χρόνου, λειτουργία συνεχούς αγωγής, λειτουργία ασυνεχούς αγωγής, λειτουργία στον συντονισμό, LLC-μετατροπέας, διακοπτικές απώλειες, ομαλή μεταγωγή, μεταγωγή μηδενικής τάσης, μεταγωγή μηδενικού ρεύματος, απώλειες αγωγής.

Abstract

The present thesis focuses on DC/DC single active bridge (SAB) resonant converters, which with the inclusion of a high frequency transformer (HFT) are also called solid-state soft-switching transformers (S4Ts), a subcategory of SSTs. Its introduction begins with a short presentation of SSTs, followed by an apposition of the various definitions and assumptions used in the rest of the report. In the next chapter, a thorough examination of the comprising stages of a SAB-resonant converter is done, focusing on the first-harmonic approximation (FHA) analysis of the most typical resonant-tanks, which gives a qualitative insight on the workings of the corresponding converters and is crucial for the realization of their control system. The core of this thesis consists of the full time-domain analysis (TDA) of the most popular SAB-resonant converters, the LC-series and LLC-converters, providing an in-depth understanding of their operation in various load and frequency-dependent operating regions. In parallel with the aforementioned TDA, the soft-switching capabilities of the input active bridge are examined in every operating region previously analyzed in the time-domain. Additionally, a chapter centered on the design of the LLC-converter follows, that in-part presents the design-steps and techniques related to the selection of its proper component values, but mostly focuses on a study concerning the comparison of power losses of various input bridge switching elements (power semiconductors) in different load conditions and in 2 different circuits. Apart from being essential for choosing the best switching element, the last study's results are particularly interesting for further research on the topic. Lastly, conclusions from the whole thesis are drawn and useful results are highlighted along with its applications. More specifically, this thesis serves as an aid for any reader who needs a deeper understanding of the operation of SAB-resonant converters (especially the LC-series and LLC converters), as well as a reference for future projects about them. Indicative future theses that can use the results and conclusions of the current one can be: design methods, control methods, practical (hands-on) realization of the circuit and control system of LC-series or LLC resonant-converters and similar theoretical studies to the present one but for double active bridge (DAB) resonant-converters (LC-series, LLC, CLLC and others) or SAB-resonant converters with different resonant tanks from the ones studied here.

Keywords: DC/DC converter, solid-state transformer, SST, solid-state soft-switching transformer, S4T, single active bridge, SAB, resonant converter, high-frequency link, HFL, high-frequency transformer, HFT, magnetic integration, LC-tank, resonant tank, first-harmonic approximation, FHA, resonant frequency, LC-series, time-domain analysis, TDA, continuous conduction mode, CCM, discontinuous conduction mode, DCM, resonant operation, LLC, LLC-tank, LLC-converter, switching losses, soft-switching, hard-switching, zero-voltage switching, ZVS, zero-current switching, ZCS, conduction losses.

Ευχαριστίες

Καταρχάς θα ήθελα να ευχαριστήσω εκ βάθους ψυχής τον Άγιο Τριαδικό Θεό, που με αξίωσε τόσο να περάσω, όσο και να επιτύχω στην δύσκολη και συνάμμα συναρπαστική αυτή σχολή, καθώς και για την βοήθεια και ενίσχυση που μου παρέιχε μέχρι την περάτωση της διπλωματικής αυτής εργασίας.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στην οικογένειά μου και τους φίλους μου, που με στήριξαν ποικιλοτρόπως κατά τη διάρκεια των σπουδών μου και της πορείας της παρούσας εργασίας.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες αρμόζουν στον επιβλέποντα καθηγητή κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο και τον υπεύθυνο διδάκτορα Θεόφιλο Παπαδόπουλο για την βοήθεια, υποστήριξη και καθοδήγησή τους κατά την συγγραφή της διπλωματικής μου εργασίας.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή.....	1
1.1	Μετασχηματιστές Στερεάς Κατάστασης (SSTs)	2
1.2	Ορισμοί – Υποθέσεις – Παραδοχές.....	5
2	Σύνθεση – Ανατομία Μετατροπών Συντονισμού SAB	10
2.1	Ενεργή Γέφυρα Εισόδου	10
2.2	Ενδιάμεσο Στάδιο – Ζεύξη Υψηλών Συχνοτήτων (HFL).....	12
2.2.1	LC-Δίκτυο Σειράς.....	13
2.2.2	LC-Δίκτυο Παραλληλίας.....	15
2.2.3	LC-Δίκτυο Σειράς-Παράλληλα	16
2.2.4	CL-Δίκτυο Σειράς-Παράλληλα	18
2.2.5	LLC-Δίκτυο	20
2.2.6	Μετασχηματιστής Υψηλών Συχνοτήτων (HFT).....	21
2.3	Ανορθωτική Γέφυρα & Φίλτρο Εξόδου	22
2.3.1	Ανορθωτής Οδηγούμενος από Ρεύμα.....	22
2.3.2	Ανορθωτής Οδηγούμενος από Τάση.....	24
3	Ο Μετατροπέας LC-Σειράς	27
3.1	Ανάλυση στο Πεδίο του Χρόνου (TDA) με Δ.Ε.....	27
3.2	Επαγωγική Λειτουργία (CCM, $f_s > f_0$)	28
3.2.1	Ενδιάμεσο Στάδιο HFL	29
3.2.2	Μεταγωγή Διακοπτικών Στοιχείων.....	33
3.3	Λειτουργία στον Συντονισμό ($f_s = f_0$)	37
3.3.1	Ενδιάμεσο Στάδιο HFL	37
3.3.2	Μεταγωγή Διακοπτικών Στοιχείων.....	40
3.4	Χωρητική Λειτουργία (CCM, $f_0/2 \leq f_s < f_0$)	42
3.4.1	Ενδιάμεσο Στάδιο HFL	43
3.4.2	Μεταγωγή Διακοπτικών Στοιχείων.....	47
3.5	Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής (DCM).....	50
3.5.1	Ενδιάμεσο Στάδιο HFL	51
3.5.2	Μεταγωγή Διακοπτικών Στοιχείων.....	55
3.6	Όριο Περιοχών Λειτουργίας DCM – CCM	56
4	Ο Μετατροπέας LLC	58
4.1	Πλεονεκτήματα – Εφαρμογές.....	58
4.2	Λειτουργικές Καταστάσεις (TDA με Δ.Ε.)	60
4.2.1	Λειτουργία Μετάδοσης Ισχύος.....	61
4.2.2	Λειτουργία Αποκοπής Φορτίου (Freewheeling Operation)	63

4.3	Περιοχές Λειτουργίας Συχνότητας – Φορτίου.....	64
4.3.1	Λειτουργία Συχνοτήτων Άνω του Συντονισμού ($f_s > f_r$)	65
4.3.2	Λειτουργία στη Συχνότητα Συντονισμού ($f_s = f_r$).....	74
4.3.3	Λειτουργία Συχνοτήτων Κάτω του Συντονισμού, Περιοχή Α ($f_r/2 < f_s < f_r$, CCM ρεύματος ανορθωτή i_o)	79
4.3.4	Λειτουργία Συχνοτήτων Κάτω του Συντονισμού, Περιοχή Β ($f_r/2 < f_s < f_r$, DCM ρεύματος ανορθωτή i_o)	87
4.3.5	Λειτουργία Συχνοτήτων Κάτω του Συντονισμού, Περιοχή Γ – Σύνορο με Περιοχές Α & Β	100
5	Σχεδίαση Μετατροπέα LLC	104
5.1	Σχεδιαστικές Επιλογές Γέφυρας Εισόδου	104
5.1.1	Απώλειες Διακοπτικών Στοιχείων	105
5.1.2	Πείραμα Α – Λειτουργία Μετατροπέα LLC στον Συντονισμό	112
5.1.3	Πείραμα Β – Διάταξη Μεγιστοποίησης Διακοπτικών Απωλειών Ίσου Φορτίου.....	117
5.1.4	Σύγκριση Πειραμάτων Α & Β – Συμπεράσματα – Επιλογή Στοιχείου	121
5.2	Επιλογές Στοιχείων LLC-Δικτύου στο HFL.....	123
5.3	Σχεδίαση Ανορθωτικής Γέφυρας & Φίλτρου Εξόδου.....	126
6	Συμπεράσματα – Χρησιμότητα – Μελλοντικές Μελέτες	130
	Βιβλιογραφία	132

1 Εισαγωγή

Η άνθιση της τεχνολογίας ηλεκτρονικών ισχύος των τελευταίων δεκαετιών έχει φέρει πολλαπλές καινοτομίες στον χώρο της ηλεκτρικής ενέργειας. Οι περισσότερες εξ'αυτών οφείλονται στην δυνατότητα ευέλικτης και αποδοτικής μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος από AC σε DC και αντίστροφα από DC σε AC, καθώς και από DC σε DC και AC σε AC, ενώ η μόνη παραδοσιακή διάταξη αποδοτικής μετατροπής ενέργειας είναι ο μετασχηματιστής για AC/AC μετατροπή. Η τεχνολογική αυτή πρόοδος των ηλεκτρονικών ισχύος δεν θα μπορούσε να συντελεστεί χωρίς την ανάπτυξη των γνωστών ημιαγωγικών διατάξεων του τελευταίου αιώνα, του τρανζίστορ και της διόδου, καθώς και της επακόλουθης κλιμάκωσής τους για εφαρμογές ισχύος. Στις διόδους ισχύος βασίστηκε ο ανορθωτής (AC/DC μετατροπέας), ο οποίος επέτρεψε σε συσκευές συνεχούς ρεύματος (DC) να τροφοδοτούνται από το δίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) του παρόχου ηλεκτρικής ενέργειας. Αντιστοίχως, ο αντιστροφέας (DC/AC μετατροπέας) που βασίστηκε σε τρανζίστορ ισχύος παρέχει τη δυνατότητα από μία πηγή συνεχούς τάσης (πχ μπαταρία) να τροφοδοτεί φορτία εναλλασσόμενου ρεύματος (πχ ηλεκτρικές μηχανές AC σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης). Επιπλέον, οι διάφοροι AC/AC μετατροπείς μπορούν εκτός από το πλάτος (όπως οι μετασχηματιστές) να αλλάξουν και τη συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης, επιτρέποντας τη διασύνδεση δικτύων ηλεκτρικής ενέργειας διαφορετικών συχνοτήτων. Ωστόσο, στην παρούσα εργασία θα επικεντρωθούμε στους DC/DC μετατροπείς, οι οποίοι τα πρώτα χρόνια της ανάπτυξής τους περιλάμβαναν τρανζίστορ σε λειτουργία ενισχυτή (όπως στην μικροηλεκτρονική) για την αλλαγή επιπέδου συνεχούς τάσης και είχαν χαμηλή απόδοση και υψηλές απώλειες. Τα επόμενα χρόνια ανάπτυξής τους όμως έως σήμερα, τα τρανζίστορ ισχύος δουλεύουν ως διακόπτες με 2 ακραίες καταστάσεις (όπως στα ψηφιακά κυκλώματα), ON-βραχυκύκλωμα και OFF-ανοικτοκύκλωμα, ώστε να μειωθούν οι απώλειες των μετατροπών DC/DC που με την χρήση πλέον των τρανζίστορ-διακοπών, διόδων, πηνίων και πυκνωτών (πχ buck, boost μετατροπείς) επιτυγχάνουν την αλλαγή επιπέδου συνεχούς τάσης.

Οι DC/DC μετατροπείς που χρησιμοποιούν τρανζίστορ ισχύος ως ημιαγωγικούς διακόπτες χωρίζονται με τη σειρά τους σε πολλαπλές κατηγορίες βάσει των εξής διαφορετικών κριτηρίων:

- Βάσει της μεθόδου ελέγχου της τάσης και της μεταδιδόμενης ισχύος τους χωρίζονται σε 2 βασικές κατηγορίες:
 - 1) DC/DC μετατροπείς που χρησιμοποιούν PWM (διαμόρφωση εύρους παλμών) παλμοδότηση των διακοπών με αυξημένες απώλειες μεταγωγής τους και
 - 2) DC/DC μετατροπείς συντονισμού (resonant converters), που μαζί με κάποιου είδους LC-ταλαντωτή χρησιμοποιούν κατά βάση έλεγχο μεταβλητής συχνότητας (VFC) για μείωση διακοπτικών απωλειών και της επακόλουθης ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI), ωστόσο λόγω της άεργης ισχύος που εισάγει ο LC-συνδυασμός έχουν μεγαλύτερα ρεύματα και αυξημένες απώλειες αγωγής.
- Με κριτήριο την χρήση ή όχι μετασχηματιστή εντός τους κυκλώματός τους χωρίζονται πάλι σε 2 κατηγορίες:
 - 1) DC/DC μετατροπείς χωρίς γαλβανική απομόνωση, που είναι και οι πιο απλοί και συνήθως χρησιμοποιούν μόνο 1 διακοπτικό στοιχείο, όπως οι κλασσικοί buck, boost, buck-boost και
 - 2) DC/DC μετατροπείς με γαλβανική απομόνωση, που παρέχεται από τον ενσωματωμένο μετασχηματιστή και ο οποίος αν είναι επιθυμητό μπορεί να μετασχηματίσει και το επίπεδο τάσης μεταξύ εισόδου-εξόδου. Γαλβανική απομόνωση συναντάται σε πολλές εφαρμογές με μία βασική εξ'αυτών τα παλμοτροφοδοτικά.
- Έπειτα, βάσει του πλήθους και της διάταξης των διακοπτικών τους στοιχείων χωρίζονται σε 3 κατηγορίες:

- 1) αυτούς με 1 ημιαγωγικό διακόπτη, όπως οι κλασσικοί buck, boost, buck-boost και τα πιο απλά παλμοτροφοδοτικά,
 - 2) τους μετατροπείς ημιγέφυρας (HB), η οποία διαθέτει 2 διακόπτες και παράγει τάση 2 επιπέδων με dc-συνιστώσα ή με το μισό πλάτος της πηγής συνεχούς τάσης και
 - 3) τους μετατροπείς πλήρους γέφυρας ή ενεργής γέφυρας (AB, FB), η οποία διαθέτει 4 διακόπτες και παράγει τάση 2 ή 3 επιπέδων χωρίς dc-συνιστώσα και με το πλήρες πλάτος της πηγής συνεχούς τάσης.
- Τέλος, οι DC/DC μετατροπείς με γέφυρες διακοπών, ημιγέφυρες ή πλήρεις, κατηγοριοποιούνται με κριτήριο την μονόδρομη ή αμφίδρομη ροή ισχύος σε:
 - 1) μετατροπείς απλής γέφυρας (SAB ή SHB), με σύνολο 2 ημιαγωγικούς διακόπτες για την ημιγέφυρα, 4 για την πλήρη γέφυρα και δυνατότητα μονόδρομης ροής ισχύος από την είσοδο στην έξοδο,
 - 2) μετατροπείς διπλής γέφυρας (DAB ή DHB), με σύνολο 4 διακόπτικα στοιχεία για την ημιγέφυρα, 8 για την πλήρη γέφυρα και δυνατότητα αμφίδρομης ροής ισχύος μεταξύ των πηγών των 2 του άκρων.

Από όλες τις παραπάνω κατηγορίες, στην παρούσα εργασία θα ασχοληθούμε αποκλειστικά με DC/DC μετατροπείς ενεργής – πλήρους γέφυρας (SAB ή DAB). Ειδικότερα, στο επόμενο κεφάλαιο θα εξετάσουμε τους μετασχηματιστές στερεάς κατάστασης (SSTs), οι οποίοι εκτός από DC/DC μετατροπείς SAB ή DAB είναι και μετατροπείς γαλβανικής απομόνωσης, περιλαμβάνοντας και ενσωματωμένο στο κύκλωμα μετασχηματιστή. Ωστόσο, στις επόμενες ενότητες θα αναλύσουμε DC/DC μετατροπείς ενεργής γέφυρας οι οποίοι δεν θα περιλαμβάνουν απαραίτητα μετασχηματιστή (η ανάλυση διαφοροποιείται ελάχιστα), αλλά θα είναι όλοι τους SAB μετατροπείς συντονισμού.

Η τρέχουσα εισαγωγική ενότητα περιλαμβάνει 2 κεφάλαια, όπου το πρώτο πραγματεύεται τους μετασχηματιστές στερεάς κατάστασης – SSTs, σχολιάζοντας τη δομή, ιδιότητες, πλεονεκτήματα και εφαρμογές τους. Στο δεύτερο κεφάλαιο θα προβούμε στους απαραίτητους ορισμούς και υποθέσεις – παραδοχές που θα χρησιμοποιηθούν σε όλη την υπόλοιπη εργασία, ώστε να υπάρχει συνέπεια και για τη διευκόλυνση του αναγνώστη.

1.1 Μετασχηματιστές Στερεάς Κατάστασης (SSTs)

Ο μετασχηματιστής στερεάς κατάστασης (SST) είναι μία διάταξη η οποία στον πυρήνα της περιλαμβάνει έναν DC/DC μετατροπέα με γέφυρες διακοπικών στοιχείων, ημιγέφυρες ή πλήρεις (θα επικεντρωθούμε στις πλήρεις), SAB ή DAB, ο οποίος μεταξύ της ενεργής διακοπτικής γέφυρας εισόδου του και της γέφυρας εξόδου του (ενεργή με ημιαγωγικούς διακόπτες για DAB, ανορθωτική – παθητική με διόδους για SAB) περιλαμβάνει μία ζεύξη υψηλών συχνοτήτων AC (high frequency link - HFL), λόγω των υψίσυχνων εναλλασσόμενων κυματομορφών τάσης που παράγουν οι 2 γέφυρες. Εκεί στο HFL τοποθετείται ένας μετασχηματιστής υψηλών συχνοτήτων (high frequency transformer – HFT, σε συχνότητες των 10άδων kHz), ο οποίος είναι μειωμένου όγκου και βάρους σε σχέση με τον παραδοσιακό μετασχηματιστή ισχύος χαμηλών συχνοτήτων (LFT, σε συχνότητες 50/60Hz), ανεβάζοντας τη συνολική πυκνότητα ισχύος του SST [1] (εκτενέστερος σχολιασμός του HFT παρατίθεται στο υποκεφάλαιο 2.2.6). Η ύπαρξη του HFT μαζί με τη γαλβανική απομόνωση και τον μετασχηματισμό επιπέδου τάσεως που παρέχει είναι ο λόγος που η διάταξή μας καλείται επίσης μετασχηματιστής, αλλά στερεάς κατάστασης για να ξεκαθαριστεί η διαφοροποίηση της δομής του, που θα περιλαμβάνει ημιαγωγικούς διακόπτες, διόδους και παθητικά στοιχεία πέρα από έναν πολύ μικρότερο του LFT μετασχηματιστή.

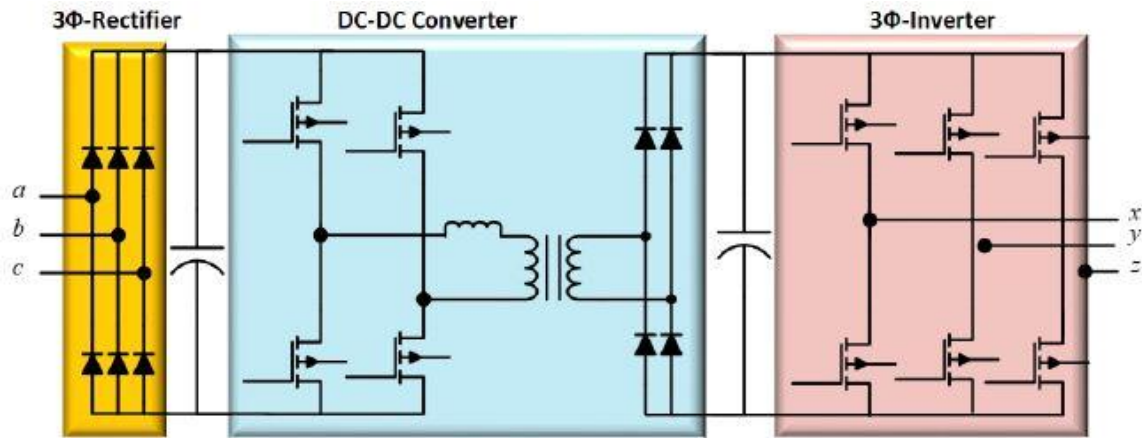
Τα βασικότερα πλεονεκτήματα του SST έναντι του κλασσικού μετασχηματιστή ισχύος χαμηλών συχνοτήτων (LFT) είναι (από πηγές [2] και [3]):

- ο μικρότερος όγκος και βάρος του HFT και της υπόλοιπης διάταξης του SST και η συνεπαγόμενη αύξηση πυκνότητας ισχύος,

- ο μετασχηματισμός DC/DC που παρέχει το βασικό «κύτταρο» του SST, τον οποίο δεν μπορεί να πραγματοποιήσει ο LFT λόγω έλλειψης χρονομεταβλητών σημάτων,
- ο μετασχηματισμός, με τη χρήση κατάλληλων σταδίων εισόδου και εξόδου, εκτός από DC/DC του SST και AC/AC, DC/AC, AC/DC, ιδιότητα που στερείται ο LFT,
- η ευέλικτη και ακριβής ρύθμιση τάσεως, μαζί με ρύθμιση ροής ισχύος και συντελεστή ισχύος (πάντα μέσω των κατάλληλων τοπολογιών) ευελιξίες μη-υφιστάμενες στον LFT,
- η παροχή ηλεκτρονικού περιορισμού ρευμάτων και προστασίας από υπερρεύματα και
- η δυνατότητα εναλλαγής αμφίδρομης ροής ισχύος σε αυστηρά μονόδρομη (υπάρχει η δυνατότητα ο DAB να γίνει SAB και αντίστροφα με το ίδιο κύκλωμα), δυνατότητα που δεν έχει ο LFT.

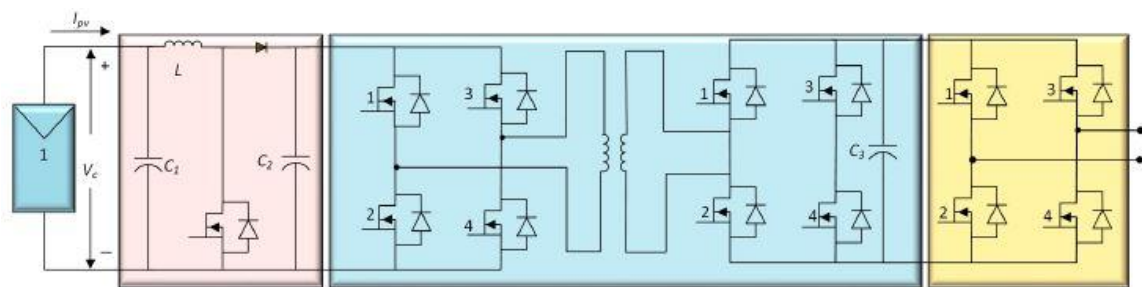
Εστιάζοντας στο 2^ο προαναφερθέν πλεονέκτημα, το βασικό «κύτταρο» του SST είναι ένας DC/DC μετατροπέας, ο οποίος όμως με τη βοήθεια του HFT μπορεί εκτός από τις μικρότερες μεταβολές της συνεχούς τάσης που εγγυώνται οι πιο απλοί μετατροπείς να μετασχηματίζει τελείως το επίπεδο της τάσης ακόμα και αν το ανα μονάδα κέρδος του είναι μοναδιαίο, όπου συνήθως οι διάφοροι DC/DC μετατροπείς λειτουργούν αποδοτικότερα. Επίσης, το 3^ο πλεονέκτημα που αναφέρθηκε προηγουμένως υποστηρίζει την δυνατότητα μετατροπής από και προς οποιουδήποτε συνδυασμού DC και AC του SST. Αυτό πραγματοποιείται μέσω της προσθήκης κατάλληλων σταδίων στην είσοδο και στην έξοδο του βασικού DC/DC «κυττάρου» του SST. Συγκεκριμένα, με την προσθήκη ανορθωτή (AC/DC μετατροπέας) στην είσοδο του βασικού DC/DC SST, έχουμε συνολικά έναν AC/DC SST, δηλαδή έναν ισοδύναμο ανορθωτή με όλες τις πρόσθετες ιδιότητες ενός SST. Αντίστοιχα, προσθέτοντας στην έξοδο του DC/DC SST έναν αντιστροφέα (DC/AC μετατροπέας), παίρνουμε έναν DC/AC SST, δηλαδή έναν ισοδύναμο αντιστροφέα με τις επιπλέον ιδιότητες ενός SST. Τέλος, συνδυάζοντας τα παραπάνω και προσθέτοντας στην είσοδο του DC/DC SST έναν ανορθωτή και στην έξοδό του έναν αντιστροφέα, έχουμε το συνολικό κύκλωμα ενός AC/AC SST, δηλαδή ενός μετασχηματιστή όμοιο εν πολλοίς με τον κλασικό LFT, ωστόσο με τα πλεονεκτήματα του SST που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Στο υπόλοιπο κεφάλαιο θα μιλήσουμε για ορισμένες εκ των εφαρμογών του SST. Βασικές εφαρμογές βρίσκει στις ΑΠΕ και συγκεκριμένα στην αιολική και ηλιακή ενέργεια. Στην αιολική ενέργεια, ο SST μπορεί να χρησιμεύσει ως διασύνδεση της ανεμογεννήτριας με το κύριο AC-δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, υλοποιώντας ένα σύστημα μετατροπής αιολικής ενέργειας (WECS) [3]. Ωστόσο, θα χρειαστεί να μετατραπεί σε AC/AC SST με την προσθήκη ανορθωτή στην είσοδο και αντιστροφέα στην έξοδο του DC/DC πυρήνα, όπως φαίνεται παρακάτω στο σχ.1.1, καθώς η ανεμογεννήτρια παράγει εναλλασσόμενη τάση με διαφορετική συχνότητα και πλάτος από του AC-δικτύου. Συνεπαγόμενα με τη χρήση του SST σε WECS πλεονεκτήματα είναι η μείωση διακύμανσης και η ακριβής ρύθμιση της τάσης, καθώς και η αντιστάθμιση αέργου ισχύος [3].



Σχ.1.1. SST SAB 3 σταδίων για σύστημα μετατροπής αιολικής ενέργειας (WECS) [3].

Στην ηλιακή ενέργεια, ο SST βρίσκει εφαρμογή στην διασύνδεση ενός πεδίου φωτοβολταϊκών πάνελ με το κύριο AC-δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Η χρήση του αυτή έρχεται να αντικαταστήσει τα υπάρχοντα συστήματα διασύνδεσης φωτοβολταϊκών με το δίκτυο, που είτε περιλάμβαναν σύνδεση πολλών φ/β εν σειρά για παραγωγή τάσης κατάλληλου επιπέδου και μέσω αντιστροφέα διασύνδεση στο AC-δίκτυο, είτε σύνδεση σε αντιστροφέα και μετά μέσω LFT διασύνδεση στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας [3]. Χρησιμοποιώντας τον SST στη διασύνδεση φωτοβολταϊκών με το AC-δίκτυο γλυτώνουμε αφενός την σύνδεση πολλών φ/β εν σειρά και αφετέρου τον ογκώδη LFT, με όλα τα παρεπόμενά τους μειονεκτήματα. Το σύστημα διασύνδεσης φ/β στο δίκτυο με χρήση SST, περιλαμβάνει πριν από τον DC/DC SST έναν DC/DC μετατροπέα boost, ο οποίος είναι σε ρόλο ιχνηλάτη σημείου μέγιστης ισχύος των φωτοβολταϊκών (MPPT) [3], φαίνεται στο σχ.1.2 και μεταβάλλοντας το κέρδος τάσης του ανιχνεύει το σημείο της I-V χαρακτηριστικής των φ/β με μέγιστο γινόμενο τάσης-ρεύματος, άρα και ισχύος. Να σημειωθεί ότι αν ο DC/DC μετατροπέας MPPT είναι ενιαίος για όλη την διάταξη των φ/β πάνελ ανιχνεύει το MPP όλης της διάταξης αλλά όχι του κάθε φ/β, ενώ αν σε καθένα φ/β ή σε μικρές ομάδες τους τοποθετηθεί ένας MPPT θα ανιχνεύει το MPP αυτών και μόνο [3], ανεβάζοντας την ισχύ που παράγει η όλη διάταξη. Τέλος, για την διασύνδεση στο AC-δίκτυο χρειάζεται ένας συνολικός DC/AC μετατροπέας, οπότε στην έξοδο του συνδυασμού MPPT-SST θα συνδεθεί ένας αντιστροφέας, όπως φαίνεται στο σχ.1.2.



Σχ.1.2. SST DAB 3 σταδίων με DC/DC μετατροπέα boost για MPPT σε σύστημα ηλιακό φωτοβολταϊκό σύστημα [3].

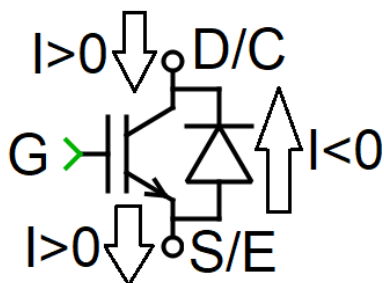
Άλλες εφαρμογές των SSTs περιλαμβάνουν τα μικροδίκτυα και τα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης. Αν ανατρέξουμε πίσω στον χρόνο, τα AC-δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας αντικατέστησαν τα DC λόγω της εφεύρεσης του μετασχηματιστή, καθώς ήταν τότε η μόνη αποδοτική διάταξη μετατροπής ηλεκτρικής ενέργειας. Έπειτα, με την ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος και ειδικότερα των SSTs ως DC/DC μετασχηματιστών, καθιστάται δυνατή η επαναφορά των DC-δικτύων ηλεκτρικής ενέργειας [3], τα οποία πλεονεκτούν στην μηδενική μεταφερόμενη άεργη ισχύ εντός τους. Ωστόσο, δεν δύναται στην παρούσα φάση να αντικατασταθούν τα AC-δίκτυα με DC, αλλά γίνεται να υλοποιηθούν τοπικά μικροδίκτυα

DC [3] με DC/DC SSTs ως μετασχηματιστές. Αναφορικά με εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης, οι SSTs μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα ηλεκτρικά τρένα, τα οποία διαθέτουν έναν ενσωματωμένο βαρύ και ογκώδη LFT στο σύστημα κίνησής τους, που μπορεί να αντικατασταθεί από τον μεγαλύτερης πυκνότητας ισχύος SST, κατεβάζοντας τον λόγο βάρους – ισχύος του οχήματος [3]. Η συγκεκριμένη αυτή εφαρμογή όμως αναμένεται να αναπτυχθεί περισσότερο στο μέλλον, όντας περιορισμένη προς το παρόν λόγω μειονεκτημάτων και άλλων δυσκολιών [3].

Κλείνοντας, τονίζεται ότι όλες οι προαναφερθείσες εφαρμογές και πλεονεκτήματα των SST ισχύουν και για τους μετατροπείς συντονισμού της δομής SST (δηλαδή με γέφυρες εισόδου και εξόδου, SAB ή DAB, με HFL και HFT) με τους οποίους θα ασχοληθούμε σε όλες τις επόμενες ενότητες. Ο SST αυτός συντονισμού ελέγχεται κατά βάση με VFC αντί για PWM έλεγχο του κλασσικού SST και έχει μειωμένες διακοπτικές απώλειες, οι οποίες εξαρτώνται ευθέως από τη διακοπτική συχνότητα και ήταν ο κύριος λόγος που ο SST χωρίς συντονισμό δεν μπορεί να ανέβει στις υψηλές συχνότητες των μετατροπών συντονισμού. Λόγω αυτής της ομαλής μεταγωγής (soft-switching) αποκαλείται και S4T, δηλαδή μετασχηματιστής στερεάς κατάστασης και ομαλής μεταγωγής (S4T=SSSST, soft-switching solid-state transformer). Επιπλέον, λόγω των ημιτονοειδών ρευμάτων και τάσεων στο HFL του S4T περιορίζονται οι αιχμές ρεύματος και τάσης (όχι μεγάλα di/dt και dv/dt) κατά τη μεταγωγή των διακοπών και διόδων, συνεπώς πέφτει και η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (EMI) του κυκλώματος στο περιβάλλον του [4]. Οι υψηλότερες συχνότητες που μπορεί να ανέβει ο S4T έχουν ως αποτέλεσμα την μείωση του όγκου και βάρους του HFT και των πηνίων και πυκνωτών τόσο στο κύκλωμα συντονισμού, όσο και στο φίλτρο εξόδου της SAB εκδοχής, ανεβάζοντας την πυκνότητα ισχύος του μετατροπέα. Επιπρόσθετα, σε ίδιες συχνότητες με τους κλασσικούς SSTs, με μειωμένες απώλειες όχι μόνο ανεβαίνει ο βαθμός απόδοσης του S4T, αλλά δεν απαιτείται το ίδιο καλή ψύξη, μειώνοντας όγκο ή/και κόστος. Τέλος, διευκρινίζεται πως οι μετέπειτα αναλύσεις των μετατροπών συντονισμού θα γίνονται κατά κύριο λόγο χωρίς τον HFT για απλούστευση και χωρίς να επηρεάζονται τα θεωρητικά αποτελέσματα (εκτός του λόγου ελιγμάτων του HFT που θα θεωρείται 1).

1.2 Ορισμοί – Υποθέσεις – Παραδοχές

Ευρισκόμενοι ακόμα στην εισαγωγική ενότητα και πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση των μετατροπών συντονισμού SAB, πρέπει πρώτα να εξηγηθούν οι ορισμοί, υποθέσεις και παραδοχές που θα κάνουμε στην υπόλοιπη αναφορά, ώστε να μην συγχύζεται ο αναγνώστης. Πρώτα θα ασχοληθούμε με τον ορισμό φοράς των ρευμάτων εντός των εν λόγω μετατροπών και συγκεκριμένα θα ξεκινήσουμε από τις φορές ρευμάτων των ημιαγωγικών διακοπών στην είσοδο, οι οποίες φαίνονται στο παρακάτω σχήμα:



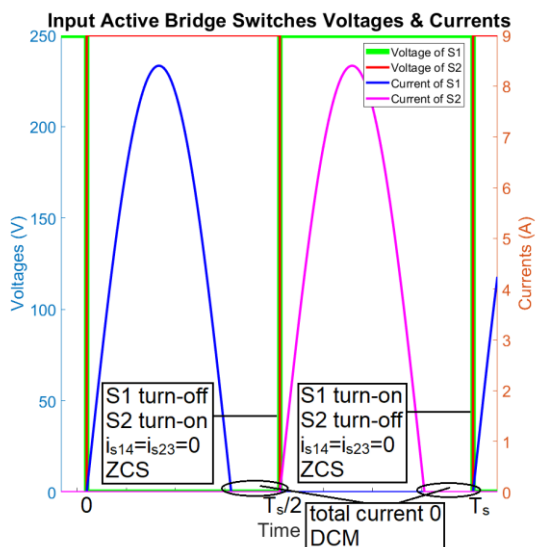
Σχ.1.3. Θετική και αρνητική φορά ρεύματος σε ημιαγωγικό διακόπτη με αντιπαράλληλη δίοδο. Μαζί με τη φορά του ρεύματος υποδεικνύονται και οι ακροδέκτες του στοιχείου.

Όπως βλέπουμε στο σχ.1.3, θετικό ρεύμα διακοπτικού στοιχείου ορίζεται αυτό που εισέρχεται στην υποδοχή/συλλέκτη (drain/collector, D/C) του και εξέρχεται από την πηγή/εκπομπό του (source/emitter, S/E, ονόματα ακροδεκτών αλλάζουν με το είδος του στοιχείου). Αρνητικό ρεύμα διακοπτικού στοιχείου ορίζεται είτε αυτό που ακολουθεί την αντίθετη πορεία εντός του στοιχείου (εφόσον υπάρχει η δυνατότητα αυτή), δηλαδή από πηγή/εκπομπό σε υποδοχή συλλέκτη, είτε αυτό που ρέει μέσω της αντιπαράλληλης δίοδο

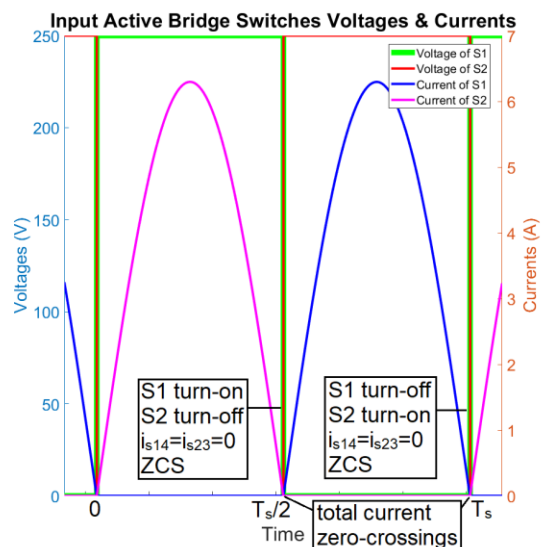
του, με την οποία είναι εφοδιασμένα όλα τα στοιχεία των μετατροπών μας. Να σημειωθεί ότι το αρνητικό ρεύμα μέσω της αντιπαράλληλης διόδου μπορεί να ρέει ακόμα και όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι ανοικτός-OFF, ιδιότητα που θα χρησιμοποιηθεί στους μετέπειτα ορισμούς της ομαλής μεταγωγής των διακοπών.

Τα υπόλοιπα ρεύματα ορίζονται με φορά την φορά ροής της ισχύος στον μονόδρομο (μονόδρομη ροή ισχύος) μετατροπείς SAB, δηλαδή η θετική φορά είναι από την είσοδο προς την έξοδο. Με άλλα λόγια, το ρεύμα που εισέρχεται σε ένα στάδιο του μετατροπέα μας από το προηγούμενο ή/και εξέρχεται στο επόμενο ορίζεται θετικό, ενώ το ρεύμα που εξέρχεται από ένα στάδιο του μετατροπέα μας στο προηγούμενο ή/και εισέρχεται από το επόμενο ορίζεται αρνητικό.

Μία από τις ιδιότητες των μετατροπών συντονισμού είναι και ο περιορισμός των απωλειών των ημιαγωγικών διακοπών που τους απαρτίζουν κατά την μεταγωγή των τελευταίων. Για να μηδενίζονται οι απώλειες αυτές (ενέργειας ή ισχύος) αρκεί το ρεύμα ή η τάση των διακοπών κατά τη μεταγωγή να είναι μηδενικά και θα έχουμε ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου μηδενικού ρεύματος – ZCS (zero current switching) ή μηδενικής τάσης – ZVS (zero voltage switching) αντίστοιχα. Ο τύπος ZCS ορίζεται στη συνέχεια και με τη βοήθεια των παρακάτω γραφικών των ρευμάτων και τάσεων 2 συμπληρωματικών διακοπών S1 και S2, οι οποίοι ποτέ δεν θα άγουν ταυτόχρονα (κλάδος ημιγέφυρας) και εκ των οποίων ένας πάντα θα άγει το συνολικό ρεύμα του μετατροπέα (μέσω του στοιχείου ή μέσω της αντιπαράλληλης διόδου του):



Σχ. 1.4. ZCS στους 2 συμπληρωματικούς διακόπτες για την περίπτωση ασυνεχούς αγωγής.



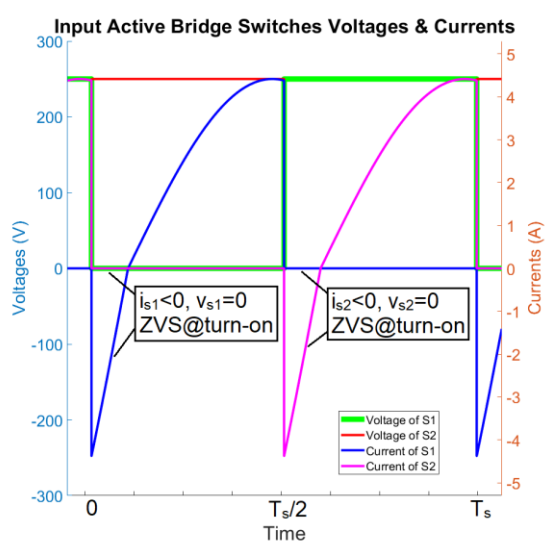
Σχ. 1.5. ZCS στους 2 συμπληρωματικούς διακόπτες για την περίπτωση διέλευσης του συνολικού ρεύματος από το 0.

Τα διακοπτικά στοιχεία θα έχουν ομαλή μεταγωγή μηδενικού ρεύματος ή ZCS όταν το συνολικό ρεύμα της ενεργής γέφυρας, το οποίο ρέει ανά πάσα στιγμή σε έναν εκ των 2 συμπληρωματικών διακοπών, είναι μηδενικό τη στιγμή της μεταγωγής. Το συνολικό αυτό ρεύμα και ο μηδενισμός του καθορίζονται από τη λειτουργική κατάσταση του μετατροπέα και ρέει από όποια διαδρομή στην ενεργή γέφυρα διακοπών βρεί διαθέσιμη. Υπάρχουν 2 περιπτώσεις ZCS που θα συναντήσουμε στην παρούσα εργασία:

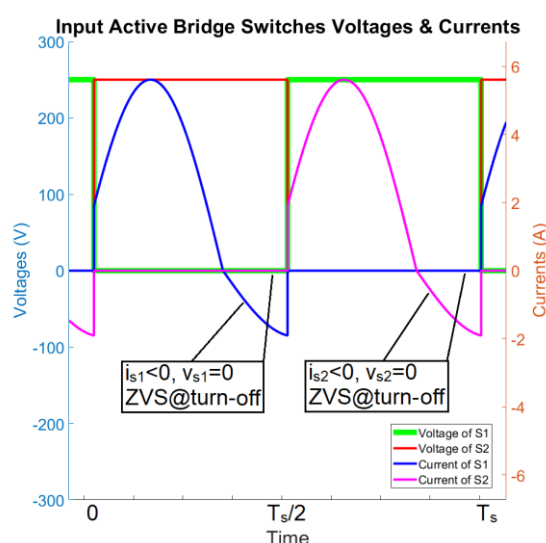
- 1) ZCS λόγω ασυνεχούς αγωγής του συνολικού ρεύματος (DCM), δηλαδή για ένα χρονικό διάστημα δεν ρέει καθόλου ρεύμα στους 2 συμπληρωματικούς διακόπτες S1, S2 μέχρι και την στιγμή της μεταγωγής τους, οπότε αυτή γίνεται υπό μηδενικό ρεύμα όπως υποδεικνύεται στο σχ.1.4 και
- 2) ZCS κατά τη διέλευση του συνολικού ρεύματος από το 0 (total current zero-crossing) τη στιγμή της μεταγωγής των διακοπών χωρίς να υπάρχει ασυνέχεια αγωγής του,

οπότε πάλι οι μεταβάσεις των διακοπών γίνονται με μηδενικό ρεύμα, όπως αναδεικνύει το σχ.1.5.

Η ομαλή μεταγωγή μηδενικής τάσης ή ZVS ορίζεται όταν η τάση του διακοπτικού στοιχείου είναι «κλειδωμένη» στην αμελητέα τάση αγωγής της αντιπαράλληλης του διόδου (diode-clamped voltage). Το «κλειδώμα» αυτό της τάσης στο 0 προϋποθέτει πάντα αρνητικό ρεύμα (βλ. σχ.1.3) και συμβαίνει γιατί η ροή του ρεύματος από την αντιπαράλληλη διόδο του διακόπτη δεν επηρεάζεται από την κατάσταση αγωγής του (όπως προαναφέραμε). Για την βοήθεια κατανόησης του μηχανισμού ZVS στη συνέχεια, θα ορίσουμε και τον νεκρό χρόνο των διακοπών S1 και S2, ένα διάστημα όπου και τα 2 ταυτόχρονα είναι OFF (για νεκρό χρόνο βλ. κεφάλαιο 2.1). Ακολουθούν γραφικές των ρευμάτων και τάσεων των S1, S2 για την κατάδειξη της ZVS:



Σχ.1.6. ZVS κατά την έναυση των διακοπών αν αυτή γίνει για αρνητικό τους ρεύμα.



Σχ.1.7. ZVS κατά την σβέση των διακοπών αν αυτή γίνει για αρνητικό τους ρεύμα.

Σύμφωνα και με τα παραπάνω γραφήματα, υπάρχουν 2 περιπτώσεις ZVS που θα συναντήσουμε στην παρούσα εργασία:

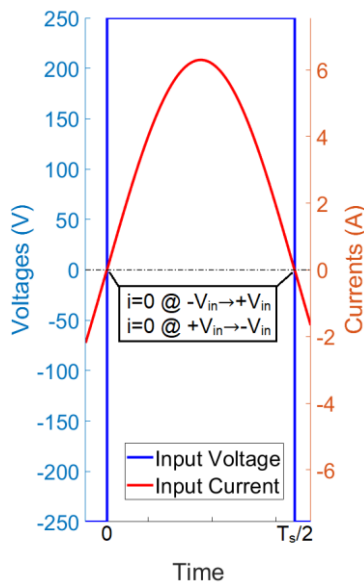
- 1) ZVS κατά την έναυση των διακοπών (ZVS@turn-on) στο σχ.1.6, όπου αφού έχει απενεργοποιηθεί – τεθεί OFF ο ένας διακόπτης και το θετικό του ρεύμα περνάει στην αντιπαράλληλη διόδο του άλλου διακόπτη ως αρνητικό, μετά το πέρας του νεκρού χρόνου ενεργοποιούμε – θέτουμε ON τον άλλον αυτόν διακόπτη και η τάση του πριν και μετά την μεταγωγή αυτή παραμένει στο 0 λόγω της αμελητέας τάσης αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου και
- 2) ZVS κατά την σβέση των διακοπών (ZVS@turn-off) στο σχ.1.7, όπου πριν απενεργοποιηθεί – τεθεί OFF ο ένας διακόπτης, το ρεύμα του έχει αλλάξει πρόσημο όντας αρνητικό και απενεργοποιώντας τον, το αρνητικό ρεύμα είτε έρρεε ανάποδα μέσω αυτού είτε μέσω της αντιπαράλληλης διόδου του όταν ήταν ενεργοποιημένος-ON, συντελεί στην διατήρηση μηδενικής τάσης πριν και μετά τη σβέση του.

Ένας ακόμα σημαντικός ορισμός που πρέπει να γίνει αφορά την διάκριση μεταξύ επαγωγικής, ωμικής και χωρητικής λειτουργίας του μετατροπέα μας στην είσοδο του δικτύου συντονισμού του. Προτού προχωρήσουμε όμως, θα κάνουμε την παραδοχή ότι η τάση εξόδου της γέφυρας των ημιαγωγικών διακοπών (που είναι η τάση εισόδου του δικτύου συντονισμού) είναι αμιγώς εναλλασσόμενο σήμα χωρίς dc-συσιστώσα. Ο πλέον συνηθισμένος ορισμός της επαγωγικής, ωμικής και χωρητικής λειτουργίας έχει να γίνεται η διάκρισή τους στη βάση της διαφοράς φάσης των θεμελιωδών αρμονικών τάσης και ρεύματος εισόδου του δικτύου συντονισμού. Ειδικότερα, αν η θεμελιώδης του ρεύματος εισόδου καθυστερεί της θεμελιώδους της τάσεως εισόδου έχουμε ισοδύναμο

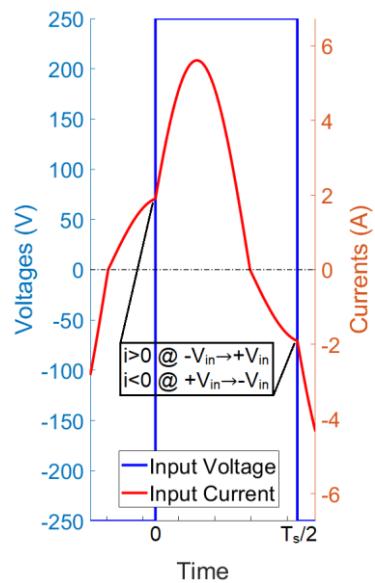
ωμικοεπαγωγικό φορτίο άρα επαγωγική λειτουργία, αν οι θεμελιώδεις είναι συμφασικές έχουμε ωμικό φορτίο άρα αντίστοιχα ωμική λειτουργία και εάν η θεμελιώδης του ρεύματος προπορεύεται της τάσης έχουμε ισοδύναμο ωμικοχωρητικό φορτίο άρα χωρητική λειτουργία. Ωστόσο, για τον σκοπό της παρούσας εργασίας θα δώσουμε έναν διαφορετικό ορισμό, ο οποίος συνήθως (αλλά όχι πάντα) συμπίπτει με τον αρχικό: η λειτουργική περιοχή θα εξαρτάται πλέον από την διαφορά φάσης της αλλαγής προσήμου του ρεύματος σε σχέση με την αλλαγή προσήμου της τάσης και όχι από τις θεμελιώδεις τους. Ως εποπτικό βοήθημα του παραπάνω ορισμού δίνονται και οι παρακάτω γραφικές:



Σχ.1.8. Επαγωγική λειτουργία ενός SAB μετατροπέα βάσει τάσης και ρεύματος εισόδου του δικτύου συντονισμού.

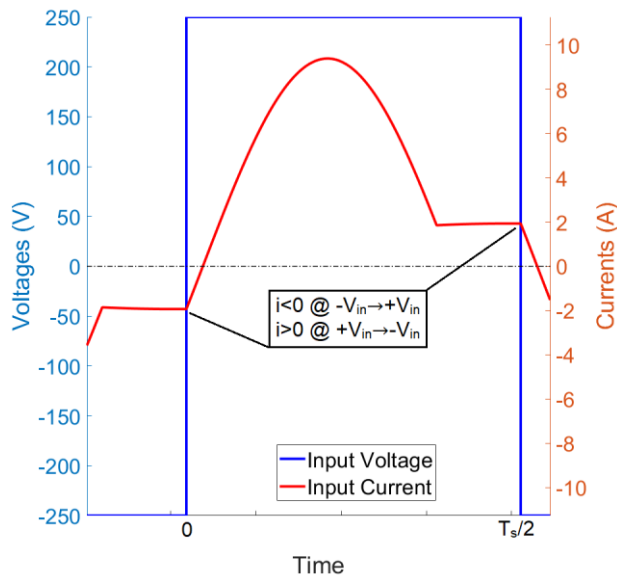


Σχ.1.9. Ωμική λειτουργία ενός SAB μετατροπέα βάσει τάσης και ρεύματος εισόδου του δικτύου συντονισμού.



Σχ.1.10. Χωρητική λειτουργία ενός SAB μετατροπέα βάσει τάσης και ρεύματος εισόδου του δικτύου συντονισμού.

Στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας με τον καινούργιο ορισμό, η αλλαγή προσήμου του ρεύματος εισόδου έπεται της αλλαγής προσήμου της τάσης εισόδου του δικτύου συντονισμού του μετατροπέα μας, όπως φαίνεται στο σχ.1.8. Η εναλλαγές προσήμων ρεύματος και τάσης γίνονται ταυτόχρονα στην ωμική περιοχή λειτουργίας του σχ.1.9, ενώ στην χωρητική περιοχή λειτουργίας η αλλαγή προσήμου του ρεύματος προηγείται της αλλαγής προσήμου της τάσης, σύμφωνα με το σχ.1.10. Μέχρι στιγμής φαίνεται να συμπίπτει με τον ορισμό μέσω των θεμελιωδών αρμονικών και μέσω παρατήρησης των ανωτέρω γραφημάτων, ωστόσο υπάρχουν περιπτώσεις που ενώ οι θέσεις των θεμελιωδών ρεύματος και τάσης μαρτυρούν μία συγκεκριμένη λειτουργική περιοχή, οι εναλλαγές προσήμων τους υποδεικνύουν μία άλλη. Μία τέτοια περίπτωση θα καταδειχθεί παρακάτω στο σχ.1.11, όπου ενώ φαίνεται εποπτικά (και πιθανώς με τον αρχικό ορισμό των θεμελιωδών) από τη μορφή του ρεύματος και τη θέση του σχετικά με την τάση πως πρόκειται για χωρητική λειτουργία, εν τέλει η λειτουργία είναι επαγωγική (με τον νέο μας ορισμό) παρατηρώντας ότι η εναλλαγή προσήμου του ρεύματος γίνεται αργότερα από της τάσης:



Σχ.1.11. Επαγωγική λειτουργία ενός SAB μετατροπέα βάσει τάσης και ρεύματος εισόδου του δικτύου συντονισμού, στην περίπτωση όπου στηριζόμενοι σε διαφορετικούς ορισμούς μπορεί να συγχυστεί με χωρητική λειτουργία.

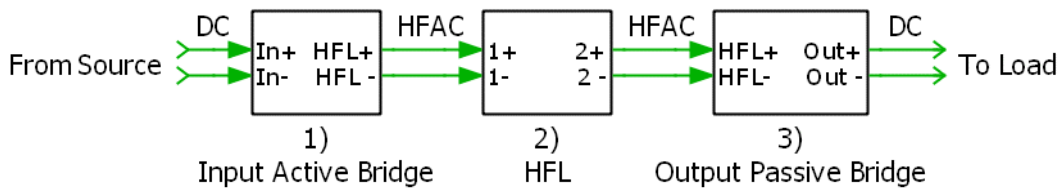
Αξίζει να τονιστεί ότι ο νέος ορισμός για τις λειτουργικές περιοχές των μετατροπέων που θα μελετήσουμε εξυπηρετεί την σύνδεσή τους με την συμπεριφορά κατά την μεταγωγή των διακοπών που εξετάσαμε προηγουμένως. Πιο συγκεκριμένα, η επαγωγική περιοχή λειτουργίας όπως έχει οριστεί συνεπάγεται ZVS κατά την έναυση (1^η περίπτωση ZVS), η χωρητική ZVS κατά τη σβέση (2^η περίπτωση ZVS) και η ωμική ZCS όλων των διακοπών λόγω διέλευσης του ρεύματος από το 0 (2^η περίπτωση ZCS)

Κλείνοντας το παρόν κεφάλαιο, πρέπει να αναφέρουμε μία παραδοχή – υπόθεση που θα κάνουμε σε όλη την υπόλοιπη εργασία και είναι η εξής: πάντα στους μετατροπείς που αναλύουμε θεωρούμε τον απλό έλεγχο μεταβλητής συχνότητας (VFC) με σταθερό duty-cycle 50% στους παλμούς έναυσης των διακοπών, άρα και στην τάση εισόδου του δικτύου συντονισμού, η οποία θα είναι 2 επιπέδων.

2 Σύνθεση – Ανατομία Μετατροπών Συντονισμού SAB

Στην ενότητα αυτή θα εξετάσουμε γενικευμένα τους μετατροπείς συντονισμού τύπου απλής ενεργής γέφυρας ή SAB (single active bridge), αναλύοντάς τους κατά τα 3 κύρια συστατικά τους μέρη. Ο μετατροπείας συντονισμού απλής ενεργής γέφυρας (SAB) απαρτίζεται από 3 κύρια μέρη, όπως φαίνεται και στο σχ.2.1:

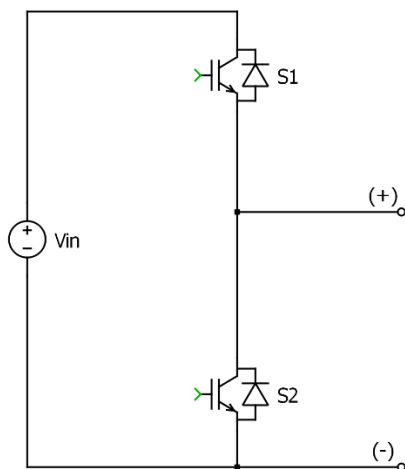
- 1) την ενεργή γέφυρα εισόδου, που μετατρέπει τα DC σε υψίσυχνα AC (HFAC) σήματα ισχύος,
- 2) την ζεύξη υψηλών συχνοτήτων (HFL), η οποία διαμορφώνει κατάλληλα τα HFAC σήματα ισχύος και
- 3) την παθητική γέφυρα εξόδου, που αντίστροφα μετατρέπει τα HFAC σήματα σε DC.



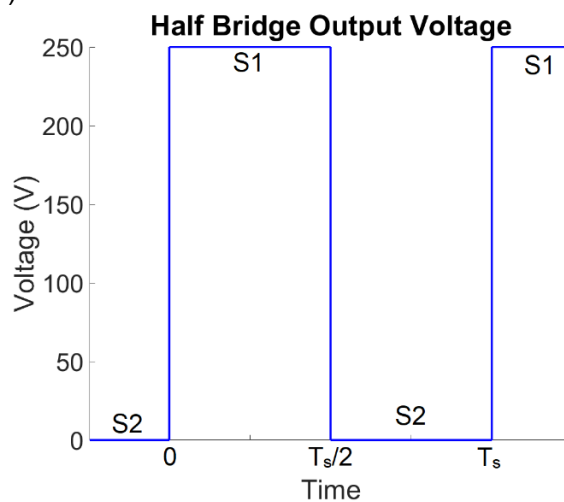
Σχ.2.1. Σχηματικό Διάγραμμα SAB- DC/DC Μετατροπέα με τα βασικότερα μέρη του.

2.1 Ενεργή Γέφυρα Εισόδου

Οι πιο απλές τοπολογίες μετατροπών υιοθετούν μία ημιγέφυρα 2 πλήρως ελεγχόμενων ημιαγωγικών διακοπών (σχ.2.2), κατά προτίμηση IGBT ή MOSFET (στοιχεία ελεγχόμενα από παλμούς τάσης στην πύλη – Gate). Οι διακόπτες S1, S2 δεν πρέπει ποτέ να είναι ταυτόχρονα ενεργοποιημένοι, καθώς βραχυκυκλώνουν την πηγή τάσης εισόδου προκαλώντας υπερρεύματα και καταστρέφοντας τα στοιχεία της διάταξης. Όταν ο S1 είναι ON και ο S2 OFF, τότε στον ακροδέκτη εξόδου (+) περνάει ο θετικός πόλος (+) της εισόδου και η έξοδος είναι V_{in} Volts, ενώ όταν ο S2 είναι ON και ο S1 OFF, τότε στον ακροδέκτη εξόδου (+) περνάει ο αρνητικός πόλος (-) της εισόδου και η έξοδος είναι 0 Volts. Η έξοδος που προκύπτει είναι ένας τετραγωνικός παλμός πλάτους $V_{in}/2$ (εναλλασσόμενο σήμα από $+V_{in}/2$ σε $-V_{in}/2$) με dc-συνιστώσα $V_{in}/2$ (σχ.2.3).

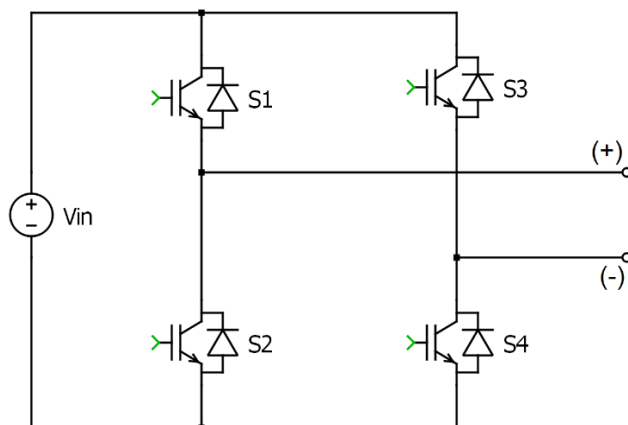


Σχ.2.2. Κύκλωμα ενεργής ημιγέφυρας εισόδου.

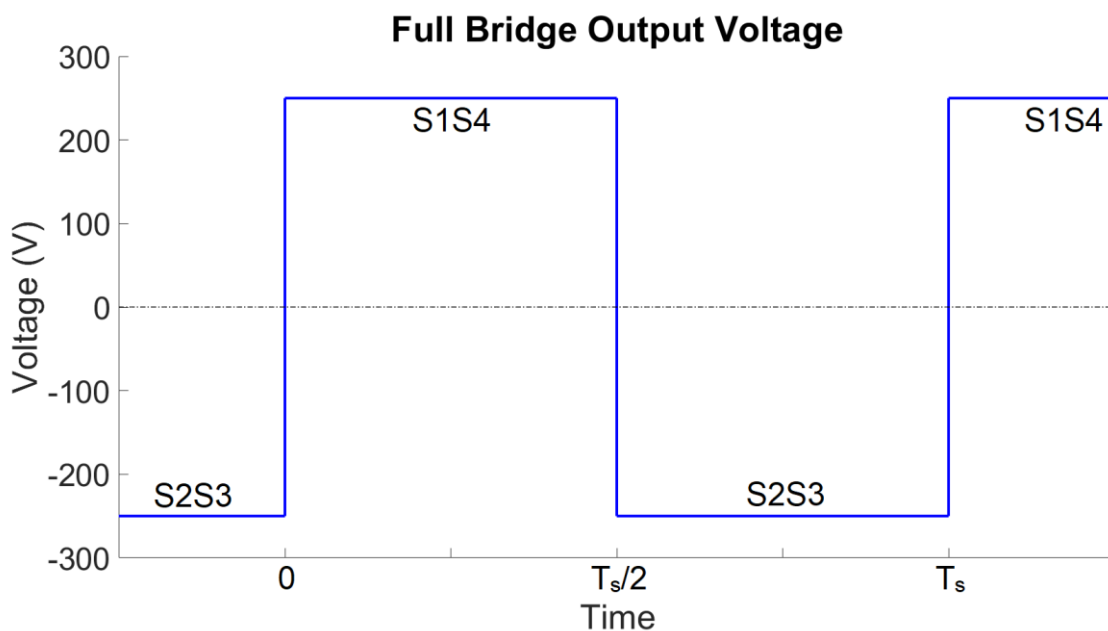


Σχ.2.3. Κυματομορφή εξόδου της ημιγέφυρας με 50% duty-cycle. Αναγράφεται και ποιό στοιχείο άγει σε κάθε ημιπερίοδο.

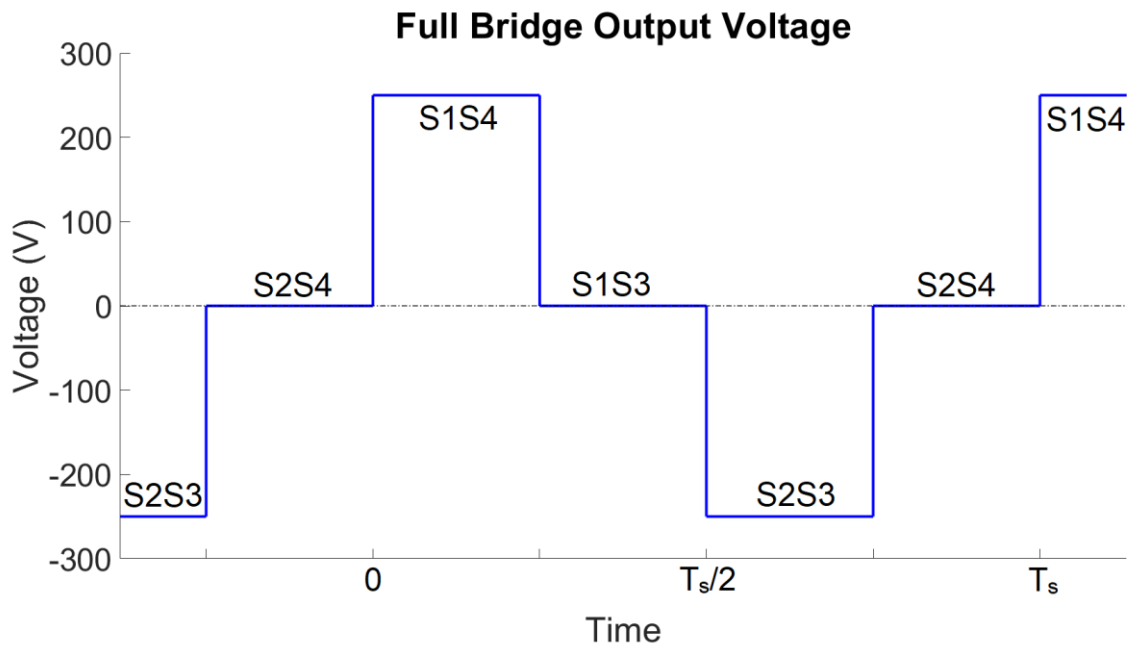
Η ενεργή γέφυρα εισόδου του μετατροπέα μας συντελείται από 2 ημιγέφυρες, όπως την παραπάνω, συνδεδεμένες παράλληλα με τους 2 ακροδέκτες εξόδου να είναι οι έξοδοι των 2 επιμέρους ημιγεφυρών (σχ.2.4). Είναι ουσιαστικά ένας μονοφασικός αντιστροφέας τετραγωνικού παλμού, που μετατρέπει την DC τάση εισόδου σε υψίσυχο τετραγωνικό παλμό πλάτους V_{in} , για μετέπειτα επεξεργασία του. Αποτελείται από 4 πλήρως ελεγχόμενους ημιαγωγικούς διακόπτες, τους S1-4. Όταν άγουν (είναι ON) οι διακόπτες S1 & S4, στους ακροδέκτες εξόδου (+), (-) περνάνε οι πόλοι (+) και (-) της πηγής, με συνέπεια η έξοδος της γέφυρας να είναι V_{in} , ενώ όταν οι S2 & S3 ON, τότε στην έξοδο περνάνε αντεστραμμένοι οι πόλοι της πηγής (-) και (+), δίνοντας έξοδο $-V_{in}$ (σχ.2.5). Όπως και στην περίπτωση της ημιγέφυρας, οι S1S2 και S3S4 δεν μπορούν ποτέ να είναι κατά ζεύγη ON λόγω βραχυκύκλωσης, ενώ σε περίπτωση παραγωγής τάσης εξόδου 3 επιπέδων ($+V_{in}$, 0, $-V_{in}$) οι S1S3 ή S2S4 είναι ON για το διάστημα μηδενικής τάσης εξόδου, βραχυκυκλώνοντας την έξοδο στο δυναμικό ενός εκ των πόλων της πηγής (σχ.2.6).



Σχ.2.4. Κύκλωμα της ενεργής γέφυρας εισόδου.

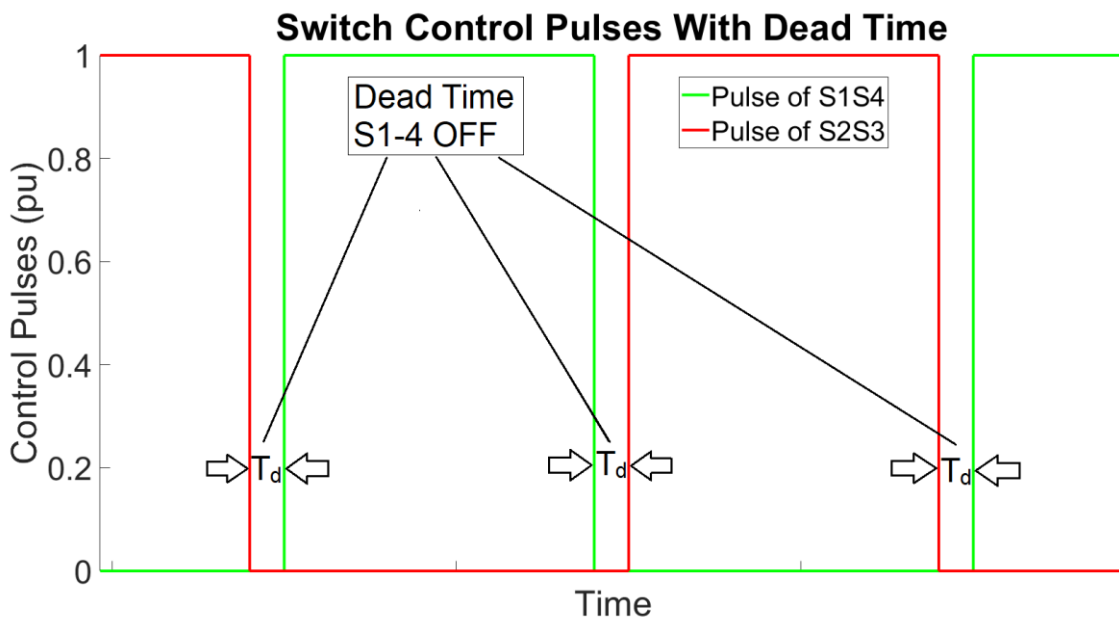


Σχ.2.5. Κυματομορφή εξόδου της γέφυρας εισόδου με 2 επίπεδα τάσης και duty-cycle 50%. Αναγράφονται και ποιιά στοιχεία άγουν σε κάθε ημιπερίοδο.



Σχ.2.6. Κυματομορφή εξόδου της γέφυρας εισόδου με 3 επίπεδα τάσης. Αναγράφονται και ποιά στοιχεία άγουν κάθε στιγμή.

Για να αποφευχθεί πλήρως το ενδεχόμενο βραχυκυκλώματος, καθώς και για να μπορέσει να επιτευχθεί μετάβαση των διακοπών υπό μηδενική τάση (ZVS – zero voltage switching), όπως θα δούμε στις επόμενες ενότητες, «θυσιάζεται» ένα μικρό κομμάτι της κάθε ημιπεριόδου ως νεκρός χρόνος (dead time – T_d), όπου όλοι οι διακόπτες S1-4 είναι σε αποκοπή – OFF (σχ.2.7).



Σχ.2.7. Κυματομορφή των παλμών οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων. Διακρίνονται οι νεκροί χρόνοι, όπου όλα τα στοιχεία S1-4 είναι OFF.

2.2 Ενδιάμεσο Στάδιο – Ζεύξη Υψηλών Συχνοτήτων (HFL)

Έπειτα από την ενεργή γέφυρα εισόδου ακολουθεί το μέρος του μετατροπέα όπου κυκλοφορούν εναλλασσόμενες τάσεις και ρεύματα υψηλών συχνοτήτων, η ζεύξη υψηλών συχνοτήτων (HFL). Το HFL έχει ως είσοδο τον υψίσυχο τετραγωνικό παλμό που παρέχει η

γέφυρα εισόδου και αποτελείται κυρίως από το LC-δίκτυο, δηλαδή συνδυασμό πυκνωτών και πηνίων με σκοπό την επίτευξη μίας συγκεκριμένης απόκρισης συχνότητας για τον μετατροπέα μας και ημιτονοειδών ρευμάτων για μετάβαση υπό μηδενική τάση ή μηδενικό ρεύμα (ZVS, ZCS αντίστοιχα) των στοιχείων των 2 γεφυρών εισόδου και εξόδου. Συνήθως περιλαμβάνει και έναν μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων ή HFT (high-frequency transformer), ο οποίος παρέχει επιπλέον οφέλη στον μετατροπέα μας.

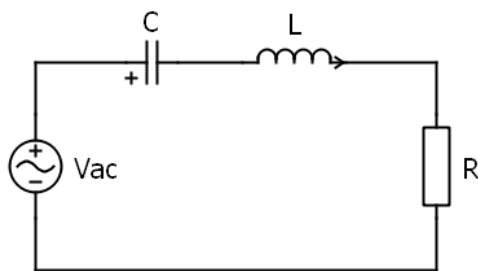
Στη συνέχεια, θα εξετάσουμε τις διάφορες κατηγορίες LC-δικτύων, όπου θα εξάγουμε μέσω προσέγγισης θεμελιώδους αρμονικής (FHA) τις αποκρίσεις συχνότητας, τα διαγράμματα Bode και διάφορους σημαντικούς τύπους για κέρδη και συχνότητες. Τέλος, θα γίνει μια σύντομη αναφορά στον ρόλο και τα οφέλη του HFT στο HFL.

2.2.1 LC-Δίκτυο Σειράς

Σύμφωνα με την προσέγγιση θεμελιώδους αρμονικής (first harmonic approximation – FHA), θεωρούμε την πρώτη ή θεμελιώδη αρμονική του υψίσυχνου τετραγωνικού παλμού εισόδου πλάτους V_{in} και συχνότητας f_s . Η τελευταία αποτελεί ημίτονο πλάτους $\frac{4}{\pi} V_{in}$ και συχνότητας ίσης με του αρχικού σήματος f_s , με ίδια σημεία μηδενισμού [5]. Το πηνίο ισοδυναμεί με σύνθετη αντίσταση jX_L και ο πυκνωτής με $-jX_C$, όπου η επαγωγική και χωρητική αντίδραση είναι αντίστοιχα:

$$X_L = \omega L \quad \text{και} \quad X_C = 1/\omega C \quad (2.1)$$

Τέλος, όλη η διάταξη του μετατροπέα μετά το LC-δίκτυο (HFT, γέφυρα εξόδου, φίλτρο εξόδου, φορτίο) προσομοιώνεται με μία ισοδύναμη αντίσταση $R_{eq}=R_{ac}=R$ (σχ.2.8).



Σχ.2.8. Ισοδύναμο κύκλωμα FHA ανάλυσης του LC-δικτύου σειράς.

Από διαιρέτη τάσεως, βρίσκουμε τη συνάρτηση μεταφοράς (σ.μ.):

$$G(s) = \frac{V_R(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{R}{R + Z_L + Z_C} \Rightarrow G(s) = \frac{sRC}{1 + sRC + s^2LC} \quad (2.2)$$

Θέτοντας τη μιγαδική συχνότητα $s=j\omega$, βρίσκουμε την απόκριση συχνότητας με μέτρο:

$$G(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC - \omega^2 LC} \Rightarrow |G(\omega)| = \sqrt{\frac{(\omega RC)^2}{(\omega RC)^2 + (1 - \omega^2 LC)^2}} \leq 1 \quad (2.3)$$

Η απόκριση συχνότητας (2.3) έχει φάση:

$$\arg(G(j\omega)) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}\{G(j\omega)\}}{\text{Re}\{G(j\omega)\}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{1 - \omega^2 LC}{\omega RC} \right) \quad (2.4)$$

Οι 2 τάσεις είναι σε φάση όταν η φάση της α.σ. είναι μηδενική:

$$\arg(G(j\omega)) = 0^\circ \Rightarrow 1 - \omega^2 LC = 0 \Rightarrow \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (2.5)$$

Για την εύρεση της συχνότητας μεγίστου κέρδους και ισοδυνάμως και μοναδιαίου κέρδους θέτουμε:

$$|G(\omega)| = 1 \Rightarrow 1 - \omega^2 LC = 0 \Rightarrow \omega_t = \omega_{Gmax} = \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (2.6)$$

Θεωρούμε την αντίσταση εισόδου (κοιτάζοντας από την πηγή προς το φορτίο):

$$Z_{in} = R + jX_L - jX_C \quad (2.7)$$

Θέτοντας το φανταστικό της μέρος ίσο με 0 για την εύρεση της συχνότητας συντονισμού ω_r , έχουμε:

$$\text{Im}[Z_{in}(j\omega)] = 0 \xrightarrow{(2.1)} j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = 0 \xrightarrow{(2.1)} X_L = X_C \quad (2.8)$$

Συνεπώς στη συχνότητα συντονισμού οι επαγωγικές αντιδράσεις πυκνωτή και πηνίου πρέπει να ισούνται και ο εν-σειρά συνδυασμός τους να ισοδυναμεί με βραχυκύκλωμα.

Επιπλέον, συχνότητα μηδενικής φάσης ω_0 , συχνότητα μοναδιαίου κέρδους ω_t , συχνότητα συντονισμού ω_r και συχνότητα μεγίστου κέρδους ω_{Gmax} ταυτίζονται στο συγκεκριμένο κύκλωμα και ισούνται με:

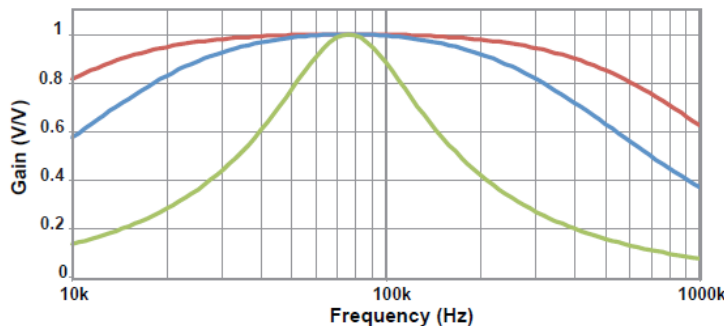
$$\omega_0 = \omega_t = \omega_{Gmax} = \omega_r = 1/\sqrt{LC} \quad (2.9)$$

Ορίζοντας τον συντελεστή ποιότητας Q, το κέρδος και φάση γίνονται:

$$Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} |G(\omega, Q)| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \\ \arg(G(j\omega, Q)) = \tan^{-1}\left(Q \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)\right) \end{cases} \quad (2.11)$$

Ακολουθεί το διάγραμμα Bode (σχ.2.9) για διαφορετικούς συντελεστές ποιότητας Q:

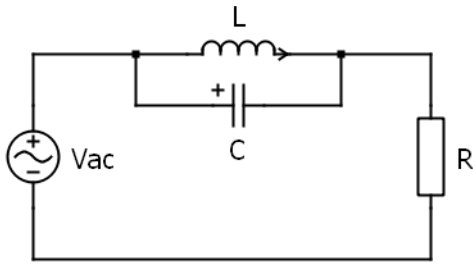


Σχ.2.9. Διάγραμμα Bode του LC-δίκτυου σειράς για διαφορετικούς συντελεστές ποιότητας Q [5].

Συμπεραίνουμε ότι το LC-δίκτυο σειράς έχει μέγιστο κέρδος 1 στη συχνότητα συντονισμού, ενώ εκατέρωθεν της υπάρχει εξασθένηση κέρδους συνεχώς μέχρι το 0. Όσο μεγαλώνει ο παράγοντας Q, δηλαδή όσο αυξάνεται το φορτίο για σταθερά L και C, τόσο πιο έντονη είναι αυτή η εξασθένηση.

2.2.2 LC-Δίκτυο Παραλληλίας

Με την ίδια διαδικασία που υπαγορεύει η μέθοδος FHA, παίρνουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του LC-δικτύου παραλληλίας (σχ.2.10):



Σχ.2.10. Ισοδύναμο κύκλωμα FHA ανάλυσης του LC-δικτύου παραλληλίας.

Στη συνέχεια με παραλληλία των σύνθετων αντιστάσεων $Z_L//Z_C$ και διαιρέτη τάσης με την ισοδύναμη αντίσταση R , βρίσκουμε τη συνάρτηση μεταφοράς (σ.μ.):

$$G(s) = \frac{V_R(s)}{V_{ac}(s)} = \frac{R}{R + (Z_L//Z_C)} \Rightarrow G(s) = \frac{R(1 + s^2LC)}{R(1 + s^2LC) + sL} \quad (2.12)$$

Θέτοντας τη μιγαδική συχνότητα $s=j\omega$, βρίσκουμε την απόκριση συχνότητας με μέτρο:

$$G(j\omega) = \frac{R(1 - \omega^2LC)}{R(1 - \omega^2LC) + j\omega L} \Rightarrow |G(\omega)| = \sqrt{\frac{R^2(1 - \omega^2LC)^2}{R^2(1 - \omega^2LC)^2 + (\omega L)^2}} \leq 1 \quad (2.13)$$

Ο παράλληλος συνδυασμός $Z_L//Z_C$:

$$Z_L//Z_C = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2LC} \quad (2.14)$$

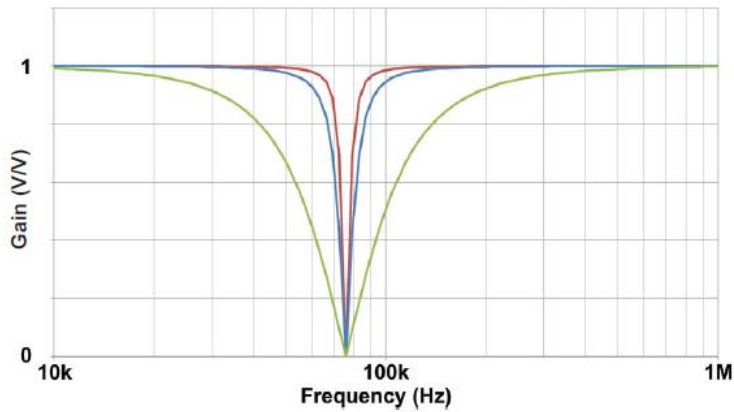
δεν έχει φανταστικό μέρος στη συχνότητα συντονισμού, όπου και απειρίζεται (ανοικτοκύκλωμα):

$$1 - \omega^2LC = 0 \Rightarrow \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \quad (2.15)$$

Συνεπώς για $\omega=\omega_0$ αποκόπτεται το φορτίο από την πηγή, με αποτέλεσμα να μηδενίζεται και το κέρδος (μέτρο απόκρισης συχνότητας).

Συχνότητες συγκεκριμένες για μέγιστο και για μοναδιαίο κέρδος δεν υπάρχουν, το μέγιστο κέρδος είναι και το μοναδιαίο για $\omega=0$ και $\omega=\infty$ (πρακτικά για συχνότητες μακριά από την ω_0), όπου είτε ο πυκνωτής είτε το πηνίο συμπεριφέρονται ως βραχυκυκλώματα.

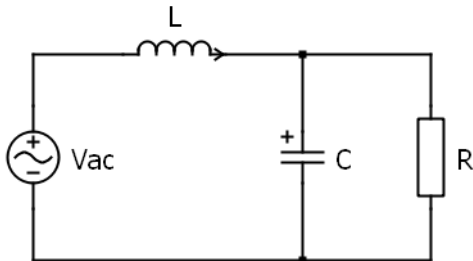
Οι παραπάνω παρατηρήσεις μας επαληθεύονται κοιτάζοντας και το διάγραμμα Bode (σχ.2.11), όπου υπάρχει μία «χαράδρα» μηδενικού κέρδους στη συχνότητα συντονισμού, ενώ όσο απομακρυνόμαστε από αυτήν πλησιάζει το μοναδιαίο κέρδος. Όσο μικραίνει ο παράγοντας Q , δηλαδή όσο μειώνεται το φορτίο για σταθερά L και C , τόσο πιο απότομη είναι «χαράδρα» αυτή του μηδενικού κέρδους. Λόγω της ζωνοφρακτικής του φύσης, δεν έχει ιδιαίτερη εφαρμογή ως LC-δικτύου μετατροπέων συντονισμού.



Σχ.2.11. Διάγραμμα Bode του LC-δίκτυου παραλληλίας για διαφορετικούς συντελεστές ποιότητας Q [5].

2.2.3 LC-Δίκτυο Σειράς-Παράλληλα

Με την μέθοδο FHA, παίρνουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του LC-δίκτυου σειράς-παραλληλα (σχ.2.12):



Σχ.2.12. Ισοδύναμο κύκλωμα FHA ανάλυσης του LC-δίκτυου σειράς-παραλληλα.

Από διαιρέτη τάσεως της παραλληλίας $R//Z_C$ με την Z_L , βρίσκουμε τη συνάρτηση μεταφοράς (σ.μ.):

$$G(s) = \frac{V_R(s)}{V_d(s)} = \frac{R//Z_C}{Z_L + R//Z_C} \Rightarrow G(s) = \frac{R}{R + sL + s^2RLC} \quad (2.16)$$

Θέτοντας τη μιγαδική συχνότητα $s=j\omega$, βρίσκουμε την απόκριση συχνότητας με μέτρο:

$$G(j\omega) = \frac{R}{R + j\omega L - \omega^2RLC} \Rightarrow |G(\omega)| = \frac{R}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2LC)^2 + (\omega L)^2}} \quad (2.17)$$

Αρχικά ορίζουμε τις ποσότητες:

$$\langle \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \mid \omega_{RC} = 1/RC \mid x = \omega/\omega_0 \rangle \xrightarrow{(2.10)} Q = \omega_{RC}/\omega_0 \quad (2.18)$$

Με τις νέες ποσότητες της (2.18), το κέρδος γίνεται:

$$|G(x, Q)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + x^2Q^2}} \quad (2.19)$$

Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους είναι:

$$|G(\omega_t)| = 1 \Rightarrow \omega_t = \sqrt{\frac{2}{LC} - \frac{1}{(RC)^2}} \xrightarrow{(2.18)} \omega_t = \sqrt{2\omega_0^2 - \omega_{RC}^2} = \omega_0\sqrt{2 - Q^2} \quad (2.20)$$

Η συχνότητα μεγίστου κέρδους προκύπτει από μηδενισμό παραγώγου (για ακρότατα):

$$\frac{\partial}{\partial \omega} |G(\omega)| = 0 \Rightarrow \omega_{Gmax} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{2(RC)^2}} \stackrel{(2.18)}{\Rightarrow} \omega_{Gmax} = \sqrt{\omega_0^2 - \omega_{RC}^2/2} = \omega_0 \sqrt{1 - Q^2/2} \quad (2.21)$$

Από τις σχέσεις (2.20) και (2.21), εξάγουμε τη σχέση μεταξύ των ω_t και ω_{Gmax} , καθώς και τη συνθήκη για να υφίστανται αυτές (να υπάρχει στο bode διάγραμμα μέγιστο και σε μεγαλύτερη από αυτό συγκεκριμένη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους):

$$\omega_t = \omega_0 \sqrt{2(1 - Q^2/2)} \stackrel{(2.21)}{\Rightarrow} \omega_t = \omega_{Gmax} \sqrt{2} \quad (2.22)$$

$$Q < \sqrt{2} \quad (\text{συνθήκη για ύπαρξη } \omega_t \text{ και } \omega_{Gmax}) \quad (2.23)$$

Το μέγιστο κέρδος είναι:

$$G_{max} = |G(\omega_{Gmax})| = \frac{2CR^2}{\sqrt{L(4CR^2 - L)}} \stackrel{(2.10)}{\Rightarrow} G_{max} = \frac{2}{Q\sqrt{4 - Q^2}} \quad (2.24)$$

Θεωρούμε την αντίσταση εισόδου (κοιτάζοντας από την πηγή προς το φορτίο):

$$Z_{in} = j\omega_r L + R // \frac{1}{j\omega_r C} \quad (2.25)$$

Η συχνότητα συντονισμού δίνεται από τον μηδενισμό φανταστικού μέρους της σύνθετης αντίστασης εισόδου:

$$\text{Im}[Z_{in}(j\omega_r)] = 0 \Rightarrow \omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{(RC)^2}} \stackrel{(2.18)}{\Rightarrow} \omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \omega_{RC}^2} = \omega_0 \sqrt{1 - Q^2} \quad (2.26)$$

Η συνθήκη για ύπαρξη συχνότητας συντονισμού (όπου η αντίσταση εισόδου Z_{in} είναι πραγματική) είναι:

$$Q < 1 \quad (\text{συνθήκη για ύπαρξη } \omega_r) \quad (2.27)$$

Σημειώνεται πως στην προκειμένη περίπτωση, η συχνότητα συντονισμού ω_r διαφέρει από τη συχνότητα ω_0 , που αποτελεί και τη συχνότητα συντονισμού των προηγούμενων LC-δικτύων.

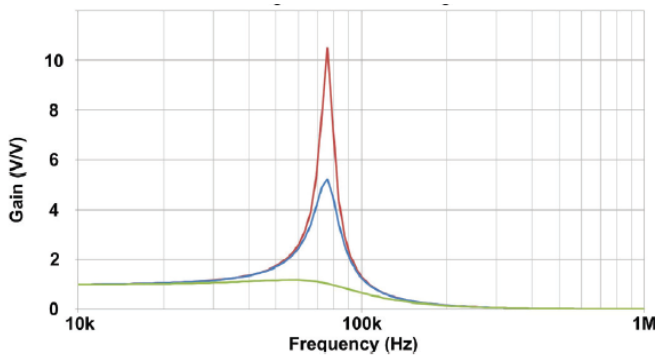
Από τις σχέσεις (2.20) και (2.26) προκύπτει η σχέση μεταξύ των ω_r και ω_t :

$$\frac{\omega_t}{\omega_r} = \sqrt{\frac{2 - Q^2}{1 - Q^2}} = \sqrt{1 + \frac{1}{1 - Q^2}} \quad (2.28)$$

Το κέρδος στην συχνότητα συντονισμού είναι:

$$|G(\omega_r)| = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \stackrel{(2.10)}{\Rightarrow} |G(\omega_r)| = \frac{1}{Q} \quad (2.29)$$

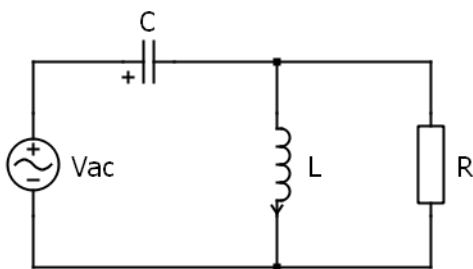
Ακολουθεί το διάγραμμα bode του κυκλώματος (σχ.2.13), όπου παρατηρούμε την κορύφωση του κέρδους που αντιστοιχεί στην ω_{Gmax} και ότι με την μείωση του παράγοντα Q, δηλαδή του φορτίου για σταθερά L και C, αυξάνεται το μέγιστο κέρδος. Στις χαμηλές συχνότητες το κέρδος τείνει στο 1, ενώ στις υψηλές τείνει στο 0, αφού το εν-σειρά πηνίο και ο παράλληλος στο φορτίο πυκνωτής αντίστοιχα συμπεριφέρονται ως βραχυκυκλώματα. Επαληθεύουμε επίσης τη σχέση (2.23), ότι από κάποιες τιμές του Q και πάνω εκλείπει το τοπικό μέγιστο και το κέρδος μονότονα μεταβαίνει από το 1 στο 0.



Σχ.2.13. Διάγραμμα Bode του LC-δικτύου σειράς-παράλληλα για διαφορετικούς συντελεστές ποιότητας Q [5].

2.2.4 CL-Δίκτυο Σειράς-Παράλληλα

Με την μέθοδο FHA, παίρνουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του LC-δικτύου σειράς-παράλληλα (σχ.2.14):



Σχ.2.14. Ισοδύναμο κύκλωμα FHA ανάλυσης του CL-δικτύου σειράς-παράλληλα.

Από διαιρέτη τάσεως της παραλληλίας R/Z_L με την Z_C , βρίσκουμε τη συνάρτηση μεταφοράς (σ.μ.):

$$G(s) = \frac{V_R(s)}{V_d(s)} = \frac{R//Z_L}{Z_C + R//Z_L} \Rightarrow G(s) = \frac{s^2RLC}{R + sL + s^2RLC} \quad (2.30)$$

Θέτοντας τη μιγαδική συχνότητα $s=j\omega$, βρίσκουμε την απόκριση συχνότητας με μέτρο:

$$G(j\omega) = \frac{-\omega^2RLC}{R + j\omega L - \omega^2RLC} \Rightarrow |G(\omega)| = \frac{\omega^2RLC}{\sqrt{R^2(1 - \omega^2LC)^2 + (\omega L)^2}} \quad (2.31)$$

Αρχικά ορίζουμε τις ποσότητες:

$$\{\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \mid \omega_{RL} = R/L \mid x = \omega/\omega_0\} \xrightarrow{(2.10)} Q = \omega_0/\omega_{RL} \quad (2.32)$$

Με τις νέες ποσότητες της (2.32), το κέρδος γίνεται:

$$|G(x, Q)| = \frac{x^2}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + x^2Q^2}} \quad (2.33)$$

Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους είναι:

$$|G(\omega_t)| = 1 \Rightarrow \omega_t = 1/\sqrt{2LC - \left(\frac{L}{R}\right)^2} \xrightarrow{(2.32)} \omega_t = 1/\sqrt{\frac{2}{\omega_0^2} - \frac{1}{\omega_{RL}^2}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{2 - Q^2}} \quad (2.34)$$

Η συχνότητα μεγίστου κέρδους προκύπτει από μηδενισμό παραγώγου (για ακρότατα):

$$\frac{\partial}{\partial \omega} |G(\omega)| = 0 \Rightarrow \omega_{Gmax} = 1 / \sqrt{LC - \frac{1}{2} \left(\frac{L}{R}\right)^2} \stackrel{(2.32)}{\implies} \omega_{Gmax} = 1 / \sqrt{\frac{1}{\omega_0^2} - \frac{1}{2\omega_{RL}^2}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - Q^2/2}} \quad (2.35)$$

Από τις σχέσεις (2.34) και (2.35), εξάγουμε τη σχέση μεταξύ των ω_t και ω_{Gmax} , καθώς και τη συνθήκη για να υφίστανται αυτές (να υπάρχει στο bode διάγραμμα μέγιστο και σε μεγαλύτερη από αυτό συγκεκριμένη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους):

$$\omega_t = \omega_0 / \sqrt{2(1 - Q^2/2)} \stackrel{(2.35)}{\implies} \omega_{Gmax} = \omega_t \sqrt{2} \quad (2.36)$$

$$Q < \sqrt{2} \quad (\text{συνθήκη για ύπαρξη } \omega_t \text{ και } \omega_{Gmax}) \quad (2.37)$$

Το μέγιστο κέρδος είναι:

$$G_{max} = |G(\omega_{Gmax})| = \frac{2CR^2}{\sqrt{L(4CR^2 - L)}} \stackrel{(2.10)}{\implies} G_{max} = \frac{2}{Q\sqrt{4 - Q^2}} \quad (2.38)$$

Θεωρούμε την αντίσταση εισόδου (κοιτάζοντας από την πηγή προς το φορτίο):

$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega_r C} + R // j\omega_r L \quad (2.39)$$

Η συχνότητα συντονισμού δίνεται από τον μηδενισμό φανταστικού μέρους της σύνθετης αντίστασης εισόδου:

$$\text{Im}[Z_{in}(j\omega_r)] = 0 \Rightarrow \omega_r = 1 / \sqrt{LC - \left(\frac{L}{R}\right)^2} \stackrel{(2.32)}{\implies} \omega_r = 1 / \sqrt{\frac{1}{\omega_0^2} - \frac{1}{\omega_{RL}^2}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - Q^2}} \quad (2.40)$$

Η συνθήκη για ύπαρξη συχνότητας συντονισμού (όπου η αντίσταση εισόδου Z_{in} είναι πραγματική) είναι:

$$Q < 1 \quad (\text{συνθήκη για ύπαρξη } \omega_r) \quad (2.41)$$

Σημειώνεται πως στην προκειμένη περίπτωση, η συχνότητα συντονισμού ω_r διαφέρει από τη συχνότητα ω_0 , που αποτελεί και τη συχνότητα συντονισμού των προηγούμενων LC-δικτύων.

Από τις σχέσεις (2.34) και (2.40) προκύπτει η σχέση μεταξύ των ω_r και ω_t :

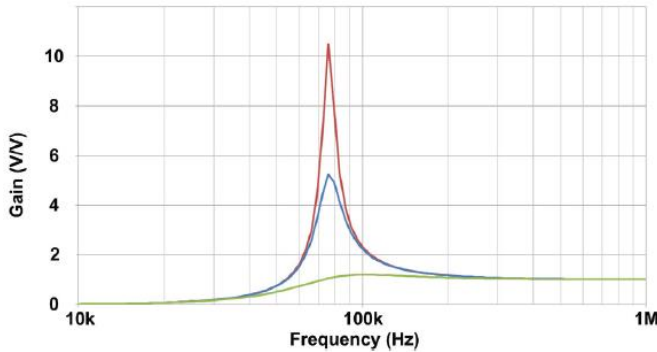
$$\frac{\omega_r}{\omega_t} = \sqrt{\frac{2 - Q^2}{1 - Q^2}} = \sqrt{1 + \frac{1}{1 - Q^2}} \quad (2.42)$$

Το κέρδος στην συχνότητα συντονισμού είναι:

$$|G(\omega_r)| = \frac{R}{\sqrt{L/C}} \stackrel{(2.10)}{\implies} |G(\omega_r)| = \frac{1}{Q} \quad (2.43)$$

Ακολουθεί το διάγραμμα bode του κυκλώματος (σχ.2.15), όπου παρατηρούμε την κορύφωση του κέρδους που αντιστοιχεί στην ω_{Gmax} και ότι με την μείωση του παράγοντα Q, δηλαδή του φορτίου για σταθερά L και C, αυξάνεται το μέγιστο κέρδος. Στις χαμηλές συχνότητες το κέρδος τείνει στο 0, ενώ στις υψηλές τείνει στο 1, αφού ο εν-σειρά πυκνωτής και το παράλληλο στο φορτίο πηνίο αντίστοιχα συμπεριφέρονται ως βραχυκυκλώματα.

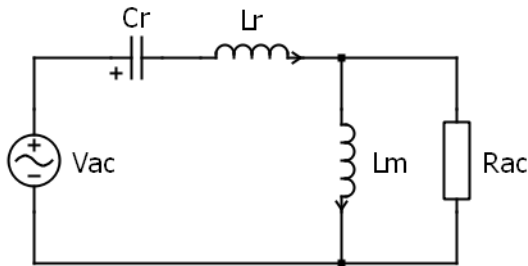
Επαληθεύουμε επίσης τη σχέση (2.37), ότι από κάποιες τιμές του Q και πάνω εκλείπει το τοπικό μέγιστο και το κέρδος μονότονα μεταβαίνει από το 0 στο 1.



Σχ.2.15. Διάγραμμα Bode του CL-δικτύου σειράς-παράλληλα για διαφορετικούς συντελεστές ποιότητας Q [5].

2.2.5 LLC-Δίκτυο

Με την μέθοδο FHA, παίρνουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του LLC-δικτύου (σχ.2.16):



Σχ.2.16. Ισοδύναμο κύκλωμα FHA ανάλυσης του LLC-δικτύου.

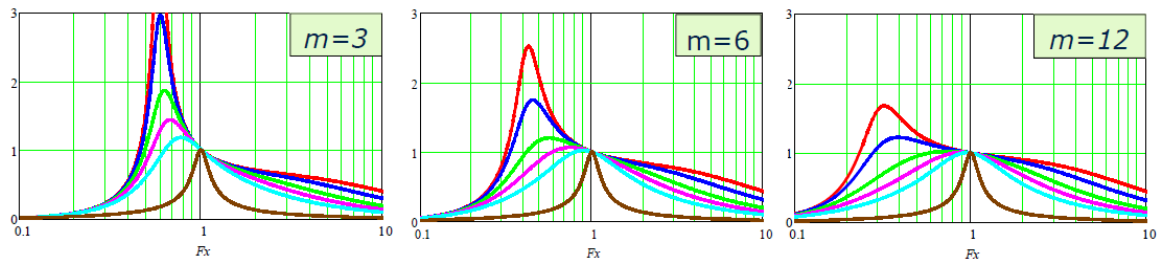
Καταρχάς, ορίζουμε τις ποσότητες του συντελεστή ποιότητας Q, του λόγου m συνολικής αυτεπαγωγής προς αυτεπαγωγή σκέδασης, της (κυκλικής) συχνότητας συντονισμού ω_r και της κανονικοποιημένης συχνότητα x:

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad m = 1 + \frac{L_m}{L_r} \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad x = \frac{\omega}{\omega_r} \quad (2.44)$$

Το κέρδος (μέτρο απόκρισης συχνότητας) συναρτήσει των Q, m, x της (2.44) είναι [6]:

$$|G(\omega)| = K(Q, m, x) = \frac{x^2(m-1)}{\sqrt{(x^2m-1)^2 + x^2Q^2(m-1)^2(x^2-1)^2}} \quad (2.45)$$

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα διαγράμματα bode συναρτήσει των παραμέτρων Q, x, m (σχ.2.17). Λόγω ύπαρξης συγκεκριμένης συχνότητας μοναδιαίου κέρδους και μέγιστου κέρδους >1 πάλι σε συγκεκριμένη συχνότητα, μοιάζουν πολύ με τα διαγράμματα bode των 2 προηγούμενων τύπων LC-δικτύων (LC & CL σειράς-παράλληλα). Η κύριες διαφορές με τα τελευταία είναι 1) πως αρχίζουν και τελειώνουν με μηδενικό κέρδος, εξαιτίας του ενσωματωμένου LC-δικτύου σειράς των L_r και C_r και 2) ότι η μορφή τους αλλάζει και συναρτήσει του παράγοντα m εκτός του Q. Παρατηρούμε ότι με την μείωση του Q (μείωση φορτίου) αυξάνεται το μέγιστο κέρδος, ενώ με την αύξηση του m μεγαλώνει η απόσταση μεταξύ της συχνότητας μέγιστου κέρδους f_{kmax} και της συχνότητας συντονισμού ω_r . Ακόμη, η αύξηση του m δίνει διαγράμματα bode που μοιάζουν για όλο και περισσότερα Q με αυτά του LC-σειράς, πράγμα αναμενόμενο από το ισοδύναμο FHA κύκλωμα του σχ.2.16, αφού αυξάνοντας το L_m (άρα και το m) προσεγγίζουμε καλύτερα το LC-δίκτυο σειράς του σχ.2.8. Η συχνότητα συντονισμού f_r ($x=1$) είναι ανεξάρτητη των Q, m και δίνει πάντα κέρδος 1 (αφού τα εν σειρά C_r , L_r ισοδυναμούν εκεί με βραχυκύκλωμα).

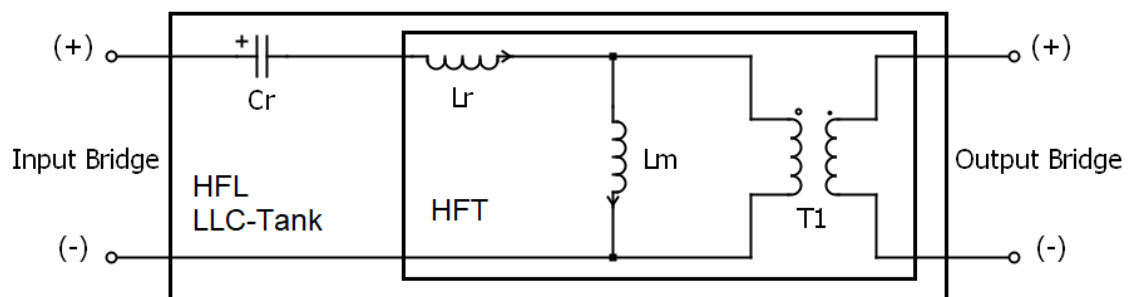


Σχ.2.17. Διαγράμματα Bode του LLC-δικτύου για διαφορετικούς συντελεστές Q και λόγους m [6].

2.2.6 Μετασχηματιστής Υψηλών Συχνοτήτων (HFT)

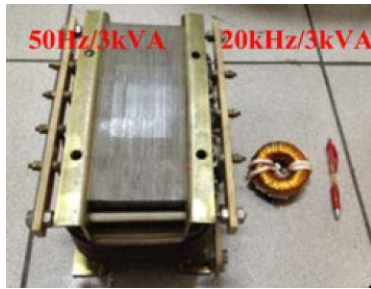
Πολλά από τα πλεονεκτήματα των μετατροπών συντονισμού με ενδιάμεσο HFL οφείλονται στην ενσωμάτωση σε αυτό ενός μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων (HFT). Ο HFT παρέχει:

- Γαλβανική απομόνωση των κυκλωμάτων που συνδέονται στο πρωτεύον του από τα συνδεδεμένα στο δευτερεύον, δηλαδή απομόνωση φορτίου από ΣΗΕ και αποτροπή του πρώτου να επηρεάσει δυσμενώς το δεύτερο. Επιτρέπεται επίσης η χρήση διαφορετικών αναφορών δυναμικού για τις 2 μεριές.
- Μετασχηματισμό επιπέδου τάσης όποτε αυτό είναι επιθυμητό, μέσω της μεταβολής του λόγου αριθμού ελιγμάτων πρωτεύοντος – δευτερεύοντος n .
- Πολύθροους μετατροπείς (multiport converters) αν ο μετασχηματιστής διαθέτει πολλαπλά πρωτεύοντα ή δευτερεύοντα, τα οποία αντιστοιχούν σε πολλαπλές εισόδους ή εξόδους αντίστοιχα [1].
- Μέσω προσεκτικού μαγνητικού σχεδιασμού που οδηγεί στην επίτευξη συγκεκριμένων τιμών παραμέτρων, η αυτεπαγωγή σκέδασης μπορεί να αποτελέσει το εν-σειρά πηνίο L_r , ενώ η αυτεπαγωγή μαγνήτισης το εγκάρσιο πηνίο L_m ενός LC-δικτύου, με χαρακτηριστικότερη περίπτωση το LLC-δίκτυο [4], όπως φαίνεται στο σχ.2.18. Έτσι επιτυγχάνεται μεγαλύτερος βαθμός ολοκλήρωσης του μετατροπέα, με λιγότερα διακριτά εξαρτήματα.



Σχ.2.18. Η ενσωμάτωση των L_r & L_m του LLC-δικτύου στον HFT.

Στα παραπάνω οφέλη έρχεται να προστεθεί και ο σημαντικά μικρότερος όγκος, βάρος και κόστος ενός HFT που λειτουργεί στην τάξη των 10-άδων kHz, συγκριτικά με τον κλασικό μετασχηματιστή ισχύος των 50Hz (LFT), όπως φαίνεται στο σχ.2.19 [1]. Επιπλέον, ο HFT συγκριτικά με τον LFT παραμορφώνει λιγότερο τις κυματομορφές των τάσεων και ρευμάτων που περνούν μέσα του, ενώ η μεγαλύτερη συχνότητα λειτουργίας του ελαχιστοποιεί τον θόρυβο που εισάγει ο όλος μετατροπέας [1].



Σχ.2.19. Σύγκριση μεγέθους ενός HFT των 20kHz με έναν LFT των 50Hz ίδιας ονομαστικής ισχύος 3kVA [1].

Συμπερασματικά, ο συνδυασμός του μικρού μεγέθους του HFT με την ενσωμάτωση σε αυτόν των αυτεπαγωγών ενός δικτύου συντονισμού αυξάνει την πυκνότητα ισχύος (ονομαστική ισχύς ανά όγκο / βάρος) του μετατροπέα μας [4]. Συγκεκριμένα, επιτυγχάνεται ένας ηλεκτρονικός μετασχηματιστής DC/DC μεγάλης πυκνότητας ισχύος, που με προσθήκη επιπλέον σταδίων μπορεί να γίνει DC/AC, AC/DC ή AC/AC και παράλληλα με τον μετασχηματισμό επιπέδου τάσης, δύναται μέσω ελέγχου μεταβλητής συχνότητας (VFC) του κέρδους του δικτύου συντονισμού να γίνεται ακριβής έλεγχος των τάσεων εισόδου ή εξόδου.

2.3 Ανορθωτική Γέφυρα & Φίλτρο Εξόδου

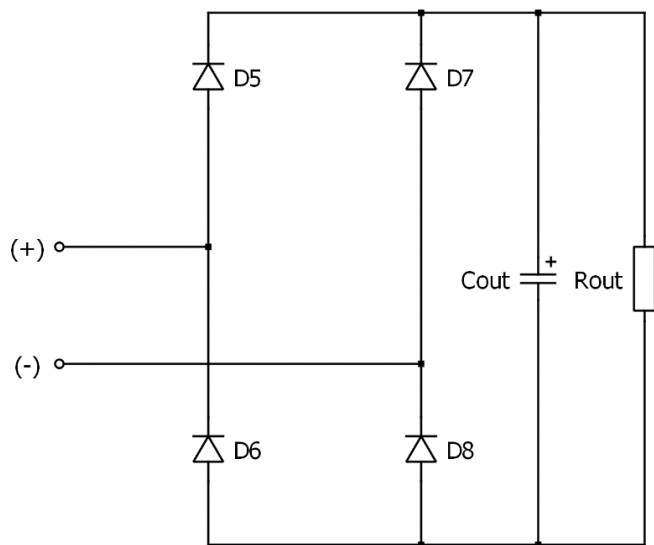
Οι μετατροπείς που μελετούμε περιλαμβάνουν αμέσως μετά το HFL μία ανορθωτική – παθητική γέφυρα εξόδου 4 διόδων, δηλαδή έναν μονοφασικό πλήρη ανορθωτή. Η επιλογή αυτής της διάταξης, εκτός του ότι επιτυγχάνει ανόρθωση για όλη τη περίοδο των σημάτων εισόδου, μπορεί εύκολα να μετατραπεί σε ενεργή γέφυρα εάν στη θέση των διόδων D5-8 τοποθετηθούν ελεγχόμενοι διακόπτες S5-8 (MOSFET / IGBT). Οι S5-8 θα είναι συνεχώς OFF εάν επιθυμούμε ανορθωτή και με τα κατάλληλα σήματα ελέγχου θα λειτουργεί ως δεύτερος αντιστροφέας όπως η ενεργή γέφυρα εξόδου, υλοποιώντας DAB (διπλής ενεργής γέφυρας) μετατροπέα για αμφίδρομη ροή ισχύος. Παρακάτω θα ασχοληθούμε με 2 κατηγορίες σταδίων εξόδου, ανάλογα με το φίλτρο εξόδου τους.

2.3.1 Ανορθωτής Οδηγούμενος από Ρεύμα

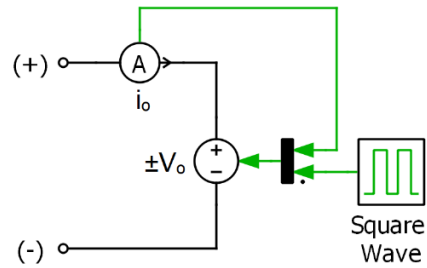
Εάν τοποθετηθεί στην έξοδο του ανορθωτή και παράλληλα στο φορτίο πυκνωτής εξόδου C_{out} αρκετά μεγάλης χωρητικότητας (βλ. σχ.2.20), η τάση εξόδου V_{out} τείνει στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (μετά από ένα μεταβατικό στάδιο φόρτισης του C_{out}) να γίνει σταθερή πλάτους V_o . Ο πυκνωτής C_{out} επιλέγεται βάσει της συχνότητας αποκοπής ω_{cutoff} (-3dB στο bode-διάγραμμα, εξασθένηση 20dB/dec για $\omega > \omega_{cutoff}$) του βαθυπερατού φίλτρου που σχηματίζει ο παράλληλος συνδυασμός πυκνωτή – φορτίου $C_{out} // R_{out}$ ως εξής:

$$\omega_{cutoff} = \frac{1}{R_{out}C_{out}} \Rightarrow C_{out} = \frac{1}{\omega_{cutoff}R_{out}} \quad (2.46)$$

Για να επιτυγχάνεται ικανοποιητική εξομάλυνση (με μικρή κυμάτωση) της τάσης εξόδου, η συχνότητα αποκοπής πρέπει να είναι σημαντικά μικρότερη της διακοπτικής συχνότητας f_s ($\omega_{cutoff} \ll \omega_s$).



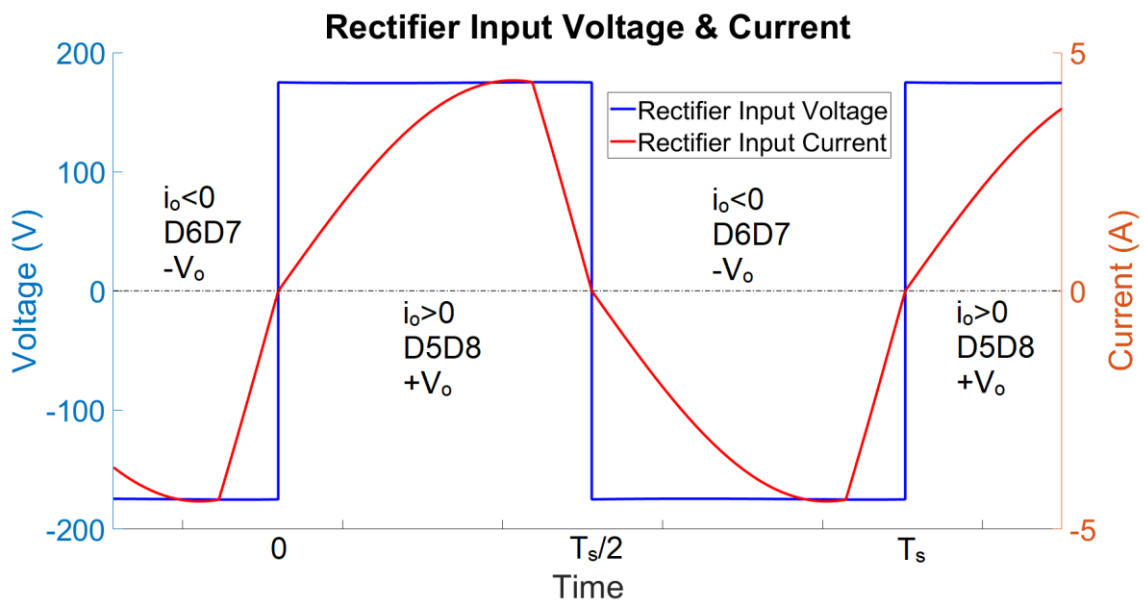
Σχ.2.20. Κύκλωμα της παθητικής – ανορθωτικής γέφυρας εξόδου μαζί με τον πυκνωτή εξομάλυνσης C_{out} .



Σχ.2.21. Πηγή ac – τετραγωνικού παλμού τάσης ελεγχόμενη από το ρεύμα της ως ισοδύναμο του αριστερού κυκλώματος.

Όταν το ρεύμα εισόδου i_o του ανορθωτή είναι θετικό, περνά μέσω της D5 στο φορτίο και επιστρέφει μέσω της D8, οπότε στην είσοδο φαίνεται σταθερή τάση $+V_o$. Όταν όμως το i_o είναι αρνητικό, περνά μέσω της D7 στο φορτίο και επιστρέφει μέσω της D6, οπότε στην είσοδο φαίνεται σταθερή τάση $-V_o$. Συνεπώς, καθώς εναλλάσσεται το ζεύγος διόδων που άγουν, εμφανίζεται στην είσοδο του ανορθωτή ένας ac – τετραγωνικός παλμός τάσης πλάτους V_o και η όλη διάταξη ανορθωτή – φίλτρου εξόδου μπορεί να προσομοιωθεί με ac πηγή τετραγωνικού παλμού τάσης ελεγχόμενη από το ρεύμα εισόδου της (σχ.2.21 & σχ.2.22), σύμφωνα με τον τύπο:

$$V_{out} = \begin{cases} -V_o, & i_o < 0 \\ +V_o, & i_o > 0 \end{cases} \quad (2.47)$$



Σχ.2.22. Παράδειγμα κυματομορφών ρεύματος και τάσης εισόδου του ανορθωτή, όπου αναγράφονται οι δίοδοι που άγουν κάθε φορά. Αναδεικνύεται και η εναλλαγή του τετραγωνικού παλμού της τάσης ανάλογα με το πρόσημο του ρεύματος.

Επιπρόσθετα, ο ανορθωτής με το RC – φίλτρο εξόδου μπορούν να προσομοιωθούν στην FHA ανάλυση με μία ισοδύναμη αντίσταση R_{ac} συναρτήσει της R_{out} . Η R_{ac} πρέπει να καταναλώνει ισχύ ίση με την R_{out} :

$$P_{ac} = P_{out} \Rightarrow R_{ac} = R_{out} \left(\frac{\tilde{V}_{ac}}{\bar{V}_{out}} \right)^2 \quad (2.48)$$

Η \tilde{V}_{ac} αποτελεί την rms τιμή της θεμελιώδους αρμονικής του τετραγωνικού παλμού τάσης πλάτους $\bar{V}_{out} \approx V_o$ και είναι:

$$\tilde{V}_{ac} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \bar{V}_{out} \quad (2.49)$$

Από τις σχέσεις (2.48) & (2.49) προκύπτει η σχέση για την R_{ac} :

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_{out} \quad (2.50)$$

2.3.2 Ανορθωτής Οδηγούμενος από Τάση

Εάν τοποθετηθεί στην έξοδο του ανορθωτή ένα LC-φίλτρο εξόδου με πυκνωτή C_{out} αρκετά μεγάλης χωρητικότητας παράλληλα στο φορτίο και με πηνίο L_{out} επίσης αρκετά μεγάλης αυτεπαγωγής εν σειρά στον παράλληλο συνδυασμό πυκνωτή – φορτίου $C_{out} // R_{out}$ (βλ. σχ.2.23), η τάση εξόδου V_{out} των R_{out} , C_{out} και το ρεύμα I_{out} του L_{out} τείνουν στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας (μετά από ένα μεταβατικό στάδιο φόρτισης του C_{out} και μαγνήτισης του L_{out}) να γίνουν σταθερά πλάτους V_o και I_o αντίστοιχα. Το RLC δίκτυο στην έξοδο του ανορθωτή που συντελείται από τα R_{out} , L_{out} , C_{out} έχει συνάρτηση μεταφοράς:

$$G(s) = \frac{R_{out}}{R_{out} + sL_{out} + s^2R_{out}L_{out}C_{out}} \quad (2.51)$$

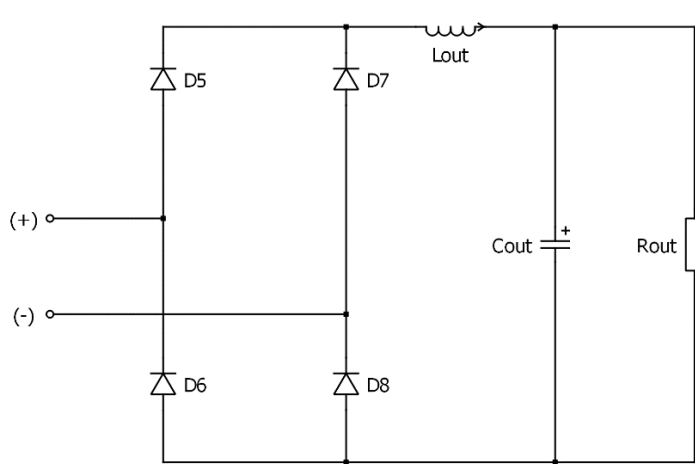
Η σ.μ. (2.51) έχει 2 πόλους $p_{1,2}$ που αντιστοιχούν στις 2 συχνότητες αποκοπής του bode-διαγράμματος (ο κάθε πόλος προσθέτει εξασθένηση +20dB/dec σε συχνότητες μεγαλύτερες από αυτόν) με διακρίνουσα Δ :

$$p_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{\Delta}}{2R_{out}C_{out}} \quad \Delta = 4R_{out}^2 \frac{C_{out}}{L_{out}} - 1 \quad (2.52)$$

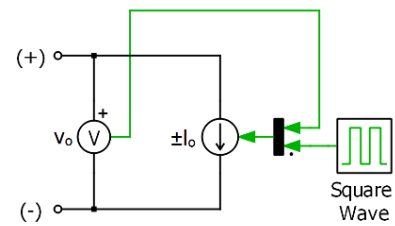
Τα L_{out} , C_{out} προσδιορίζονται από τις 2 σχέσεις του συστήματος (2.52) με συγκεκριμένες τιμές για την Δ και τις 2 συχνότητες $\omega_{1,2} = -p_{1,2}$. Βολικό στους υπολογισμούς και πρακτικό είναι να θέσουμε $\Delta=0$, καθώς τότε θα έχουμε διπλό πόλο σε 1 συγκεκριμένη συχνότητα, την ω_{cutoff} , που θα εισάγει διπλάσια εξασθένηση +40dB/dec σε συχνότητες μεγαλύτερες από αυτόν. Για $\Delta=0$, βρίσκουμε τα L_{out} , C_{out} λύνοντας το ακόλουθο σύστημα συγκεκριμένη ω_{cutoff} :

$$\omega_{cutoff} = \frac{1}{2R_{out}C_{out}} \quad 4R_{out}^2 = \frac{L_{out}}{C_{out}} \quad (2.53)$$

Για να επιτυγχάνεται ικανοποιητική εξομάλυνση (με μικρή κυμάτωση) της τάσης εξόδου, η συχνότητα αποκοπής πρέπει να είναι σημαντικά μικρότερη της διακοπτικής συχνότητας f_s ($\omega_{cutoff} \ll \omega_s$).



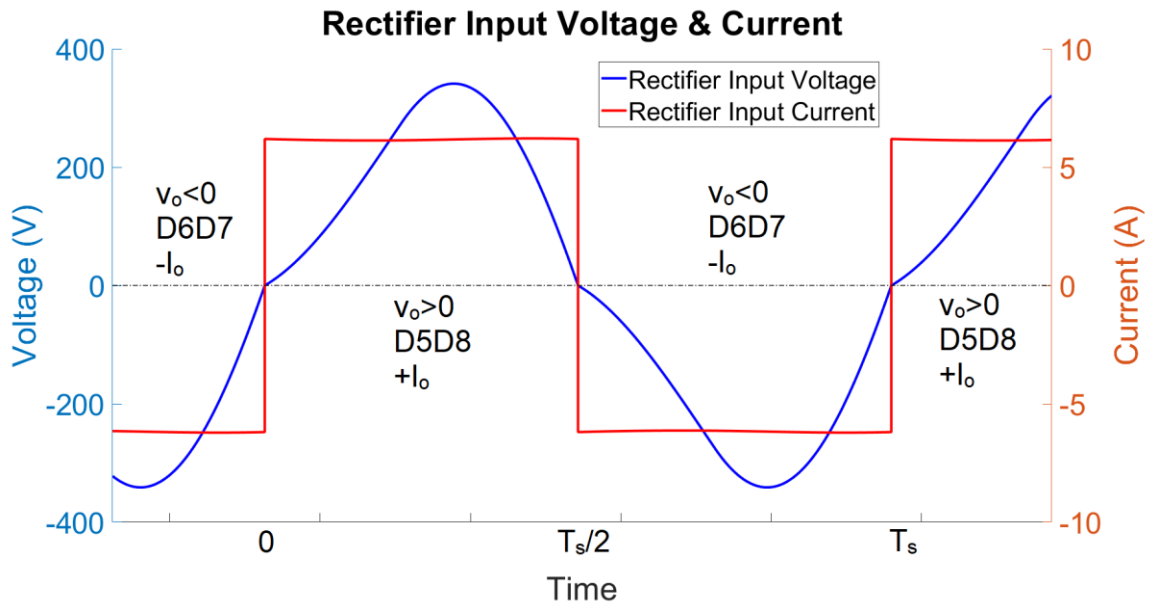
Σχ.2.23. Κύκλωμα της παθητικής – ανορθωτικής γέφυρας εξόδου μαζί με το LC-φίλτρο εξόδου των L_{out} & C_{out} .



Σχ.2.24. Πηγή ac – τετραγωνικού παλμού ρεύματος ελεγχόμενη από την τάση της ως ισοδύναμο του αριστερού κυκλώματος.

Όταν η τάση εισόδου v_o του ανορθωτή είναι θετική, οι D6 & D7 είναι ανάστροφα πολωμένες και οι D5 & D8 άγουν, οπότε στην είσοδο φαίνεται σταθερό ρεύμα $+I_o$. Όταν όμως η v_o είναι αρνητική, οι D5 & D8 είναι ανάστροφα πολωμένες και οι D6 & D7 άγουν, οπότε στην είσοδο φαίνεται σταθερό ρεύμα $-I_o$. Συνεπώς, καθώς εναλλάσσεται το ζεύγος διόδων που άγουν, εμφανίζεται στην είσοδο του ανορθωτή ένας ac – τετραγωνικός παλμός ρεύματος πλάτους I_o και η όλη διάταξη ανορθωτή – φίλτρο εξόδου μπορεί να προσομοιωθεί με ac πηγή τετραγωνικού παλμού ρεύματος ελεγχόμενη από την τάση εισόδου της (σχ.2.24 & σχ.2.25), σύμφωνα με τον τύπο:

$$I_{out} = \begin{cases} -I_o, & v_o < 0 \\ +I_o, & v_o > 0 \end{cases} \quad (2.54)$$



Σχ.2.25. Παράδειγμα κυματομορφών ρεύματος και τάσης εισόδου του ανορθωτή, όπου αναγράφονται οι δίοδοι που άγουν κάθε φορά. Αναδεικνύεται και η εναλλαγή του τετραγωνικού παλμού του ρεύματος ανάλογα με το πρόσημο της τάσης.

Τέλος, ο ανορθωτής με το RLC – φίλτρο εξόδου μπορούν να προσομοιωθούν στην FHA ανάλυση με μία ισοδύναμη αντίσταση R_{ac} συναρτήσει της R_{out} . Η R_{ac} πρέπει να καταναλώνει ισχύ ίση με την R_{out} :

$$P_{ac} = P_{out} \Rightarrow R_{ac} = R_{out} \left(\frac{\bar{I}_{out}}{\tilde{I}_{ac}} \right)^2 \quad (2.55)$$

Η \tilde{I}_{ac} αποτελεί την rms τιμή της θεμελιώδους αρμονικής του τετραγωνικού παλμού ρεύματος πλάτους $\bar{I}_{out} \approx I_o$ και είναι:

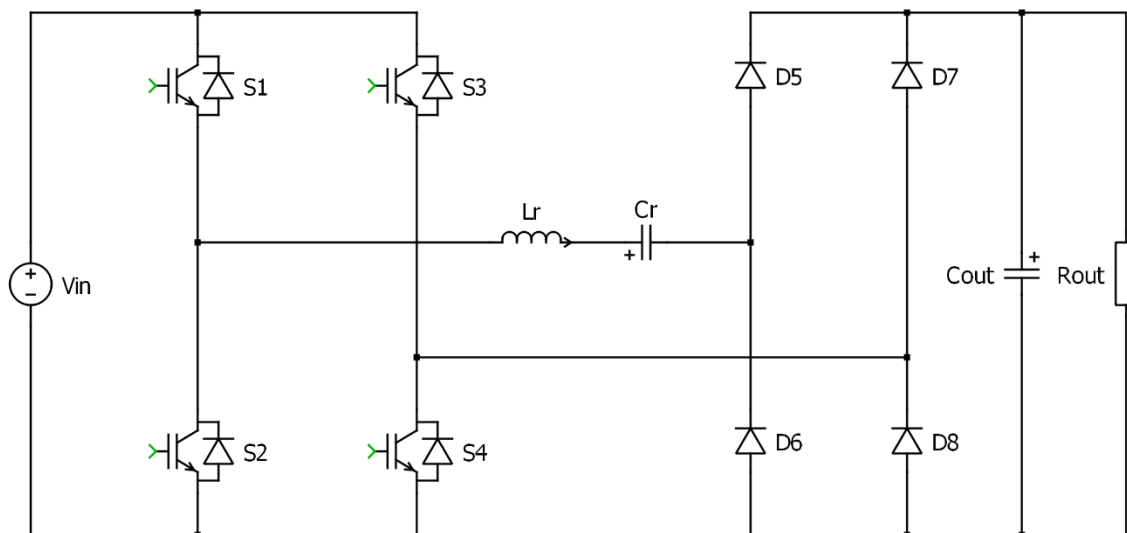
$$\tilde{I}_{ac} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \bar{I}_{out} \quad (2.56)$$

Από τις σχέσεις (2.55) & (2.56) προκύπτει η σχέση για την R_{ac} :

$$R_{ac} = \frac{\pi^2}{8} R_{out} \quad (2.57)$$

3 Ο Μετατροπέας LC-Σειράς

Ο μετατροπέας απλής ενεργής γέφυρας (SAB) LC-σειράς (εικονίζεται στο σχ.3.1), περιέχει μεταξύ των γεφυρών εισόδου και εξόδου (που έχουν αναλυθεί στα κεφάλαια 2.1 & 2.3 αντίστοιχα) ένα δίκτυο συντονισμού τύπου LC-σειράς, του οποίου η συμπεριφορά βάσει της συχνότητας περιγράφεται στο υποκεφάλαιο 2.2.1. Είναι από τους πιο δημοφιλείς και απλούς τύπους μετατροπών συντονισμού και ταυτόχρονα έχει αρκετές ομοιότητες με τον LLC-μετατροπέα, στον οποίο και επικεντρώνεται η παρούσα διπλωματική εργασία και θα μελετηθεί λεπτομερώς στις επόμενες ενότητες. Συνεπώς, η ανάλυση του μετατροπέα LC-σειράς θα μας παρέχει ένα σημείο αναφοράς για την μετέπειτα ανάλυση και κατανόηση λειτουργίας του LLC-μετατροπέα.



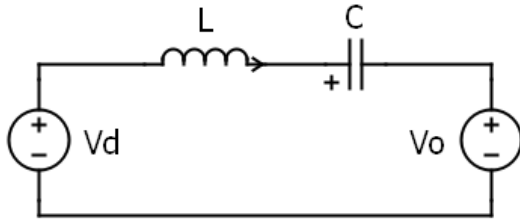
Σχ.3.1. Συνολικό κύκλωμα του SAB μετατροπέα LC-σειράς.

Στην παρούσα ενότητα θα αναλύσουμε διεξοδικά τον μετατροπέα LC-σειράς. Αρχικά, θα εξάγουμε τους γενικούς τύπους των ρευμάτων και των τάσεων μέσω διαφορικών εξισώσεων στο ισοδύναμο κύκλωμα ανάλυσης στο πεδίο του χρόνου. Έπειτα, με τους βασικούς αυτούς τύπους και με την παρουσίαση των αντίστοιχων αποτελεσμάτων προσομοιώσεων του PLECS, θα αναλύσουμε τη μόνιμη λειτουργία του μετατροπέα μας στις βασικότερες περιοχές της κατά τη διάρκεια μίας περιόδου. Θα εξεταστούν οι περιοχές λειτουργίας για συχνότητες πάνω από τη συχνότητα συντονισμού (επαγωγική περιοχή, $f_s > f_0$), στον συντονισμό (ωμική περιοχή, $f_s = f_0$) και κάτω από τη συχνότητα συντονισμού (χωρητική περιοχή $f_s < f_0$), όλες υπό συνεχή αγωγή ρεύματος (CCM). Τέλος, θα εξεταστεί και η μία υπαρκτή περιοχή λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής σε συχνότητες κάτω του συντονισμού (DCM, $f_s < f_0$) και θα βρεθεί και η συνοριακή συνθήκη, η οποία διαχωρίζει την περιοχή λειτουργίας CCM από την DCM.

3.1 Ανάλυση στο Πεδίο του Χρόνου (TDA) με Δ.Ε.

Για την ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (time domain analysis – TDA) με διαφορικές εξισώσεις, θα χρησιμοποιηθεί το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.3.2. Με το ενδιάμεσο HFL στάδιο να είναι στο επίκεντρο της ανάλυσης, το στάδιο εισόδου προσομοιώνεται με τετραγωνικό παλμό τάσης. Λόγω του πηνίου στον LC-σειρά συνδυασμό, το ρεύμα του δεν μπορεί να αλλάζει ακαριαία, καθώς αυτό οδηγεί σε υπερτάσεις στα άκρα του και παρεμποδίζει την αναμενόμενη λειτουργία του συγκεκριμένου μετατροπέα, οπότε και η ισοδύναμη πηγή τετραγωνικού παλμού ρεύματος στην έξοδο απορρίπτεται. Συνεπώς και το στάδιο εξόδου προσομοιώνεται με τετραγωνικό παλμό τάσης, λόγω του ανορθωτή τύπου οδηγούμενου από ρεύμα που χρησιμοποιείται (με απλό πυκνωτή εξομάλυνσης τάσης

παράλληλα στο φορτίο). Τέλος, λόγω της τμηματικής χρονικά ανάλυσης θεωρούμε τις τάσεις εισόδου και εξόδου ως dc πηγές τάσης πλάτους V_d και V_o αντίστοιχα.



Σχ.3.2. Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα LC-σειράς για TDA με Δ.Ε.

Η εξίσωση κυκλώματος (όπου $V_d - V_o = \text{σταθ.}$) είναι:

$$V_d - V_o = v_L + v_C = L \frac{d}{dt} i_L + \frac{1}{C} \int i_L dt \quad (3.1)$$

Από την παραπάνω εξίσωση προκύπτει η διαφορική εξίσωση:

$$L \frac{d^2}{dt^2} i_L + \frac{1}{C} i_L = 0 \quad (3.2)$$

Η (3.2) έχει λύση την έκφραση για το ρεύμα του πηνίου i_L , ενώ οι $I_{L0}=i_L(0)$, $V_{C0}=v_C(0)$ είναι οι Α.Σ. (αρχικές συνθήκες) πηνίου και πυκνωτή αντίστοιχα:

$$i_L = I_{L0} \cos \omega_0 t + \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t \quad (3.3)$$

,όπου
$$\left\{ \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \mid z_0 = \sqrt{L/C} \right\} \quad (3.4)$$

Οι τάσεις πηνίου v_L και πυκνωτή v_C δίνονται από τις σχέσεις:

$$v_L = L \frac{d}{dt} i_L = (V_d - V_o - V_{C0}) \cos \omega_0 t - z_0 I_{L0} \sin \omega_0 t \quad (3.5)$$

$$v_C = V_d - V_o - v_L = V_d - V_o - (V_d - V_o - V_{C0}) \cos \omega_0 t + z_0 I_{L0} \sin \omega_0 t \quad (3.6)$$

Το σημαντικότερο από την όλη διερεύνηση είναι η σχέση (3.4) για τη συχνότητα συντονισμού ω_0 , η οποία ταυτίζεται με αυτήν από την FHA ανάλυση στο υποκεφάλαιο 2.2.1. Αξιοσημείωτο είναι και το γεγονός ότι η αναλυτική σχέση (3.3) για το ρεύμα σειράς του κυκλώματος (ρεύμα πηνίου i_L) ισχύει για κάθε διάστημα όπου η διαφορά τάσεων $V_d - V_o$ είναι σταθερή. Αυτό σημαίνει πως για συμφασικούς τετραγωνικούς παλμούς τάσεων εισόδου/εξόδου με ίδιο duty-cycle, η συνάρτηση του ρεύματος θα αλλάζει 2 φορές ανά περίοδο, ενώ αν υπάρχει και διαφορά φάσης τάσεων 4 φορές. Τα ίδια ισχύουν και για τις τάσεις πηνίου v_L και πυκνωτή v_C που δίνονται από τις σχέσεις (3.5) και (3.6). Οι Α.Σ. I_{L0} και V_{C0} αλλάζουν ανά διάστημα έτσι ώστε τα i_L , v_C να είναι συνεχή και οι τιμές τους εξαρτώνται από την λειτουργική κατάσταση του μετατροπέα (συχνότητα, φορτίο).

3.2 Επαγωγική Λειτουργία (CCM, $f_s > f_0$)

Πρώτα θα εξετάσουμε την λειτουργία για συχνότητες άνω του συντονισμού ($f_s < f_0$), η οποία αποκαλείται επαγωγική περιοχή λειτουργίας εξαιτίας της σχέσης:

$$X_L > X_C \quad (3.7)$$

Αφού η συχνότητα συντονισμού σηματοδοτεί την ισότητα επαγωγικής και χωρητικής αντίδρασης ($X_L=X_C$, βλ. σχέσεις (2.1) & (2.7)), σε μεγαλύτερες της συχνότητες που εξετάζουμε υπερτερεί η X_L , προσδίδοντας στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.2.12 ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά. Σε ωμικοεπαγωγικό φορτίο το ρεύμα καθυστερεί σε σχέση με την τάση εισόδου και επειδή στο πραγματικό κύκλωμα η τάση εξόδου είναι συμφασική του ρεύματος (βλ. (2.47) και σχ.2.21), η τελευταία επίσης καθυστερεί σε σχέση με την τάση εισόδου.

Αρχικά θα αναλυθεί η λειτουργία του σταδίου HFL του μετατροπέα, όπου θα παρουσιαστούν οι κυματομορφές προσομοίωσης των τάσεων και ρευμάτων, συνοδευόμενες από μαθηματικές εκφράσεις και εξισώσεις τόσο για αυτές όσο και για άλλες ποσότητες, όπως ισχύ κ.α. Έπειτα, βάσει της ανάλυσης του HFL και με τις αντίστοιχες κυματομορφές προσομοίωσης, θα μελετηθούν τα ρεύματα και οι τάσεις των διακοπτικών στοιχείων και κυρίως θα εξεταστεί το ενδεχόμενο και το είδος της ομαλής μεταγωγής τους (soft-switching, μηδενικής τάσης ή ZVS, μηδενικού ρεύματος ή ZCS).

Η παρούσα σειρά θα ακολουθηθεί και στα μετέπειτα κεφάλαια 3.3 έως 3.5 που αντιστοιχούν στις υπόλοιπες περιοχές λειτουργίας. Επισημαίνεται ότι όλες οι αναλύσεις του HFL των 3.2 – 3.5 γίνονται με την προσέγγιση μηδενικού νεκρού χρόνου $T_d \cong 0$.

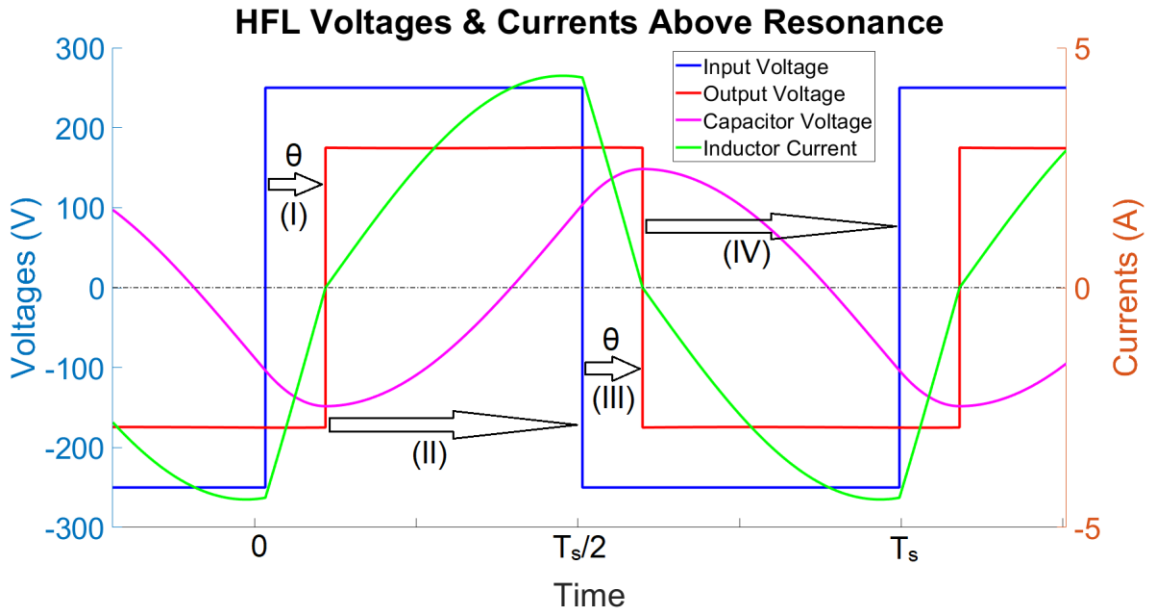
3.2.1 Ενδιάμεσο Στάδιο HFL

Από την σχέση (2.4) της FHA παρατηρούμε ότι η διαφορά φάσης μεταξύ τάσεων εισόδου και εξόδου μηδενίζεται στη συχνότητα συντονισμού (συμφασικές τάσεις εισόδου & εξόδου), ωστόσο πάνω από αυτήν γίνεται αρνητική, δηλαδή ο τετραγωνικός παλμός τάσης εισόδου προηγείται του τετραγωνικού παλμού τάσης εξόδου, όπως φαίνεται παρακάτω στο σχ.3.3. Η (2.4) υποδεικνύει επίσης ότι η διαφορά φάσης δεν μπορεί να ξεπεράσει κατ'απόλυτη τιμή τις 90° . Για την μετέπειτα ανάλυση θα χρησιμοποιήσουμε τις ποσότητες της (3.4), ενώ ορίζουμε την γωνία θ , που είναι η διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εισόδου και εξόδου, έτσι ώστε να είναι θετική στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας. Τέλος, ορίζονται και οι συναρτήσεις των τάσεων εισόδου $v_{in}(t)$ και εξόδου $v_{out}(t)$ (πλάτη $V_d, V_o > 0$) κατά μήκος μίας περιόδου T_s :

$$0 < \theta = \theta_{v_{in}} - \theta_{v_{out}} < \pi/2 \quad (3.8)$$

$$v_{in}(t) = \begin{cases} +V_d, & 0 < t < T_s/2 \\ -V_d, & T_s/2 < t < T_s \end{cases} \quad (3.9)$$

$$v_{out}(t) = \begin{cases} -V_o, & 0 < t < \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ +V_o, & \frac{\theta}{2\pi} T_s < t < \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ -V_o, & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s < t < T_s \end{cases} \quad (3.10)$$



Σχ.3.3. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_s > f_0$ κατά διάρκεια T_s . Επισημαίνονται οι 4 χρονικές περιοχές (I-IV) και η διαφορά φάσης θ .

Στο σχ.3.3 επαληθεύουμε καταρχάς την σιωπηρή μας υπόθεση ότι αμφότερες οι τάσεις εισόδου και εξόδου του HFL είναι τετραγωνικές με ίδιο duty-cycle 50%. Επίσης, παρατηρούμε την διαφορά φάσης θ μεταξύ των τάσεων και ταυτόχρονα ότι το πλάτος της τάσης εξόδου είναι μικρότερο από της εισόδου, που σημαίνει ότι έχουμε κέρδος μικρότερο της μονάδας, πράγμα αναμενόμενο από τη σχέση (2.3) για $f_s > f_0$. Τέλος, φαίνονται και οι εξής 4 χρονικές περιοχές, οι οποίες σηματοδοτούν αλλαγές στις τάσεις του δικτύου συντονισμού:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Περιοχή I,} \quad \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, \quad 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ \text{Περιοχή II,} \quad \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, \quad \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \text{Περιοχή III,} \quad \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, \quad \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ \text{Περιοχή IV,} \quad \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, \quad \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{array} \right.$$

Η κάθε περιοχή έχει τις δικές της Α.Σ., οι οποίες και αποτελούν τις τελικές συνθήκες (Τ.Σ.) της προηγούμενης περιοχής. Συγκεκριμένα, για ρεύμα πηνίου είναι οι $I_{LI} - I_{LIV}$ και για τάση πυκνωτή οι $V_{CI} - V_{CIV}$. Σημειώνεται ότι λόγω συνέχειας και περιοδικότητας ισχύει η σχέση:

$$\{I_{LIV} = I_{L0} \mid V_{CIV} = V_{C0}\} \quad (3.11)$$

Από τη σχέση (2.47) και το σχ.2.21, προκύπτει ότι κατά τη μετάβαση της τάσεως εξόδου από $+V_o \leftrightarrow -V_o$, το ρεύμα σειράς i_L πρέπει να μηδενίζεται, οπότε:

$$I_{LI} = I_{LIII} = 0 \quad (3.12)$$

Η ανάλυση του υποκεφαλαίου 3.1 έγινε συμβατικά για την περιοχή II, όπου είναι θετικές και οι 2 τάσεις, οπότε η συνολική έκφραση για όλη την περίοδο του ρεύματος σειράς i_L είναι η ακόλουθη:

$$i_L(t) = \begin{cases} I_{L0} \cos \omega_0 t + \frac{V_d + V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ \frac{V_d - V_o - V_{C1}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_{LII} \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - \frac{V_d + V_o + V_{CII}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ \frac{V_o - V_d - V_{CIII}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.13)$$

Η τάση πηνίου v_L είναι ανάλογη της παραγώγου του ρεύματος i_L (σχέση (3.5)) και η συνολική της έκφραση δίνεται παρακάτω. Η τάση του πυκνωτή v_C είναι απλώς η διαφορά της συνολικής τάσης διέγερσης του δικτύου συντονισμού με της τάσης πηνίου (σχέση (3.6), πρόσημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή).

$$v_L(t) = \begin{cases} (V_d + V_o - V_{C0}) \cos \omega_0 t - z_0 I_{L0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ (V_d - V_o - V_{C1}) \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -(V_d + V_o + V_{CII}) \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - z_0 I_{LII} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ (V_o - V_d - V_{CIII}) \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.14)$$

Όμως στον LC-σειράς το ρεύμα πηνίου ισούται με το ρεύμα πυκνωτή, το οποίο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας έχει μηδενική μέση τιμή, συνεπώς:

$$\langle i_L \rangle = \langle i_C \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} i_L(t) dt = 0 \xrightarrow{(3.13)} \\ (I_{L0} + I_{LII}) \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + \frac{V_{C0} + V_{CII}}{z_0} \left(\cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta - 1 \right) + \frac{V_{C1} + V_{CIII}}{z_0} \left(\cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) - 1 \right) = 0 \quad (3.15)$$

Παρομοίως, η τάση πηνίου πρέπει να έχει μηδενική μέση τιμή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας:

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} v_L(t) dt = 0 \xrightarrow{(3.14)} \\ -(V_{C0} + V_{CII}) \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + z_0 (I_{L0} + I_{LII}) \left(\cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta - 1 \right) - (V_{C1} + V_{CIII}) \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) = 0 \quad (3.16)$$

Η συνθήκη για να ισχύουν ταυτόχρονα οι 2 παραπάνω σχέσεις για κάθε θ και ω_s είναι:

$$\{I_{L0} = -I_{LII} \mid V_{C0} = -V_{CII} \mid V_{C1} = -V_{CIII}\} \quad (3.17)$$

Η παραπάνω συνθήκη υποδεικνύει αντισυμμετρία ημιπεριόδου στο ρεύμα i_L και στις τάσεις v_L , v_C , γεγονός αναμενόμενο αφού το δίκτυο συντονισμού τροφοδοτείται στα 2 άκρα του από τις τάσεις v_{in} και v_{out} , οι οποίες επίσης παρουσιάζουν την ίδια αντισυμμετρία ημιπεριόδου. Όλα τα παραπάνω επαληθεύονται και από τις κυματομορφές του σχ.3.3.

Οι Τ.Σ. των ρευμάτων των περιοχών (I) και (III) δίνονται από τους τύπους:

$$\begin{cases} I_{LI} = i_L \left(\frac{\theta}{2\pi} T_s \right) = I_{L0} \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + \frac{V_d + V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \\ I_{LIII} = i_L \left(\frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right) = I_{LII} \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta - \frac{V_d + V_o + V_{CII}}{z_0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \end{cases} \quad (3.18)$$

Από τα παραπάνω και μέσω της συνθήκης μηδενισμού (3.12) για I_{LI} , I_{LIII} και της συνθήκης αντισυμμετρίας (3.17), παίρνουμε την έκφραση που συνδέει γωνία θ με Α.Σ. I_{L0} , V_{C0} :

$$\tan \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta = \frac{z_0 I_{L0}}{V_{C0} - V_d - V_o} \quad (3.19)$$

Οι Α.Σ. της περιοχής (IV) δίνονται από τους τύπους:

$$\begin{cases} I_{LIV} = i_L(T_s) = \frac{V_o - V_d - V_{CIII}}{z_0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \\ V_{CIV} = V_o - V_d - v_L(T_s) = V_o - V_d + (V_o - V_d - V_{CIII}) \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \end{cases} \quad (3.20)$$

Από τα παραπάνω και μέσω των σχέσεων συνέχειας (3.11) και απαλείφοντας την ποσότητα $(V_o - V_d - V_{CIII})$ προκύπτει μία ακόμη έκφραση που συνδέει γωνία θ με Α.Σ. I_{L0} , V_{C0} :

$$\tan \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) = \frac{z_0 I_{L0}}{V_o - V_d - V_{C0}} \quad (3.21)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.19) και (3.21), εξαλείφουμε την αλληλοεξάρτηση των I_{L0} και V_{C0} και παίρνουμε τις νέες εκφράσεις τους:

$$\begin{cases} I_{L0} = -\frac{2V_d/z_0}{\cot \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + \cot \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta)} \\ V_{C0} = V_o + V_d \left(1 - \frac{2 \tan \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta)}{\tan \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + \tan \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta)} \right) \end{cases} \quad (3.22)$$

Τα I_{L0} και V_{C0} μπορούν στο περίπου να προσδιοριστούν αν είναι γνωστά τα θ , V_o , τα οποία με τη σειρά τους υπολογίζονται προσεγγιστικά μέσω των σχέσεων της γωνίας ((2.4), αντίρροπη της θ) και του κέρδους (2.3) της FHA ανάλυσης, ως εξής:

$$\begin{cases} K = \frac{V_o}{V_d} \sim |G(\omega_s)| \\ \theta \sim -\arg(G(j\omega_s)) \end{cases} \quad (3.23)$$

Η συνθήκη (3.11) μας δίνει και τα I_{LII} , V_{CII} , ενώ η έκφραση για τα V_{CI} , V_{CIII} συναρτήσει των I_{L0} και V_{C0} είναι:

$$V_{CI} = -V_{CIII} = V_d + V_o - v_L \left(\frac{\theta}{2\pi} T_s \right) = V_d + V_o - (V_d + V_o - V_{C0}) \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + z_0 I_{L0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \quad (3.24)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο και p_{out} στην έξοδο του HFL δίνονται από τους τύπους:

$$\begin{aligned} p_{in}(t) &= v_{in}(t) i_L(t) \xrightarrow{(3.13)\&(3.17)} \\ p_{in}(t) &= \begin{cases} V_d I_{L0} \cos \omega_0 t + V_d \frac{V_d + V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ V_d \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d I_{L0} \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + V_d \frac{V_d + V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ V_d \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.25) \\ p_{out}(t) &= v_{out}(t) i_L(t) \xrightarrow{(3.13)\&(3.17)} \end{aligned}$$

$$p_{out}(t) = \begin{cases} -V_o I_{L0} \cos \omega_0 t - V_o \frac{V_d + V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ V_o \frac{V_d - V_o - V_{Cl}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_o I_{L0} \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) - V_o \frac{V_d + V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ V_o \frac{V_d - V_o - V_{Cl}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.26)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,out}$ των p_{in} και p_{out} αντίστοιχα:

$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \stackrel{(3.25)}{\implies} P_{avg,in} = \quad (3.27)$$

$$\frac{V_d \omega_s}{\pi \omega_0} \left(I_{L0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + \frac{V_d + V_o - V_{C0}}{z_0} \left(1 - \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \right) + \frac{V_d - V_o - V_{Cl}}{z_0} \left(1 - \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \right) \right)$$

$$P_{avg,out} = \langle p_{out} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{out}(t) dt \stackrel{(3.26)}{\implies} P_{avg,out} = \quad (3.28)$$

$$\frac{V_o \omega_s}{\pi \omega_0} \left(-I_{L0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta - \frac{V_d + V_o - V_{C0}}{z_0} \left(1 - \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \right) + \frac{V_d - V_o - V_{Cl}}{z_0} \left(1 - \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \right) \right)$$

Λόγω του ότι το δίκτυο συντονισμού με τον LC-συνδυασμό δεν καταναλώνει ενεργό ισχύ, η μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς πρέπει να διατηρείται σταθερή από άκρο σε άκρο του HFL. Επιπλέον, η μεταφερόμενη αυτή ενεργός ισχύς καταναλώνεται όλη εν τέλει στο φορτίο, άρα και ισούται με την ισχύ φορτίου.

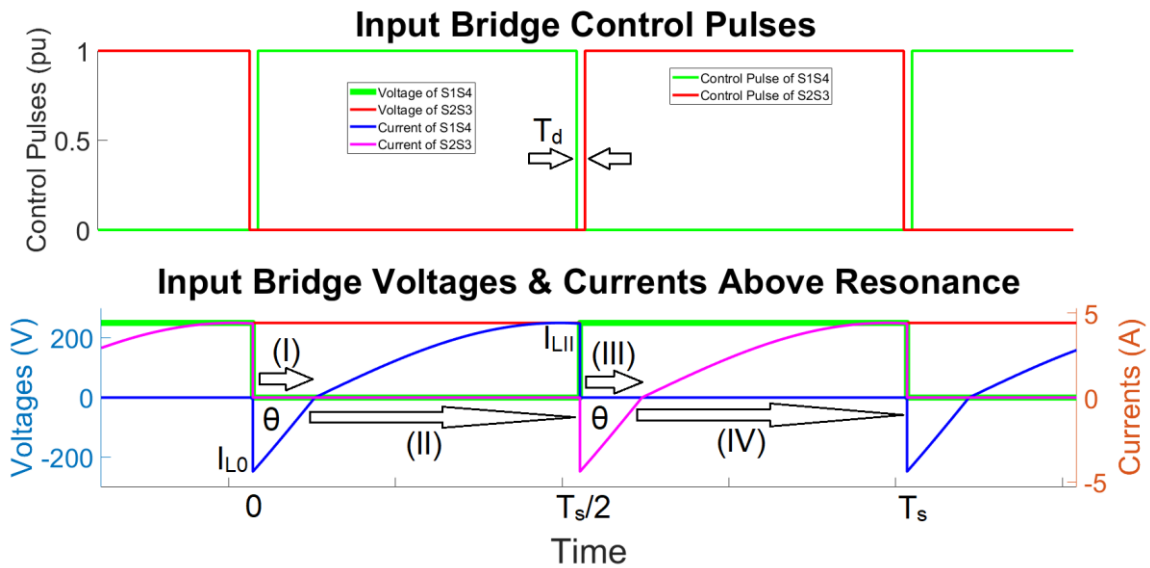
$$P_{avg,in} = P_{avg,out} = V_o^2 / R_{out} \quad (3.29)$$

Μέσω της παραπάνω σχέσης, μπορούμε με εξάγουμε έναν πιο ακριβή και αναλυτικό τύπο για το κέρδος K συγκριτικά με την (3.23). Ωστόσο, στις αναλύσεις των επόμενων υποκεφαλαίων, η (3.29) θα μας βοηθήσει να εξάγουμε ουσιαστικότερα συμπεράσματα για λειτουργία του κυκλώματος στις αντίστοιχες περιοχές.

3.2.2 Μεταγωγή Διακοπτικών Στοιχείων

Όλοι οι μετατροπείς που εξετάζονται στη παρούσα μελέτη (οι τύπου SAB), έχουν 2 γέφυρες διακοπτικών στοιχείων, η ενεργή γέφυρα στην είσοδο έχει 4 πλήρως ελεγχόμενα στοιχεία (MOSFET ή IGBT), ενώ η παθητική γέφυρα στην έξοδο έχει 4 μη-ελεγχόμενα στοιχεία (διόδους). Σε όλες τις διόδους και στην έναυση και στην σβέση παρατηρείται ομαλή μεταγωγή μηδενικού ρεύματος (soft switching, turn-on & turn-off ZCS), ιδιότητα του ανορθωτή οδηγούμενου από ρεύμα (βλ. υποκεφάλαιο 2.3.1) που διαθέτει ο μετατροπέας μας συντονισμού LC-σειράς. Το τελευταίο διαπιστώνεται από τις σχέσεις (2.47) και (3.12) και τα σχ.2.21 και σχ.3.3. Οπότε μένει να εξετάσουμε τη μεταγωγή των 4 στοιχείων της ενεργής γέφυρας εξόδου.

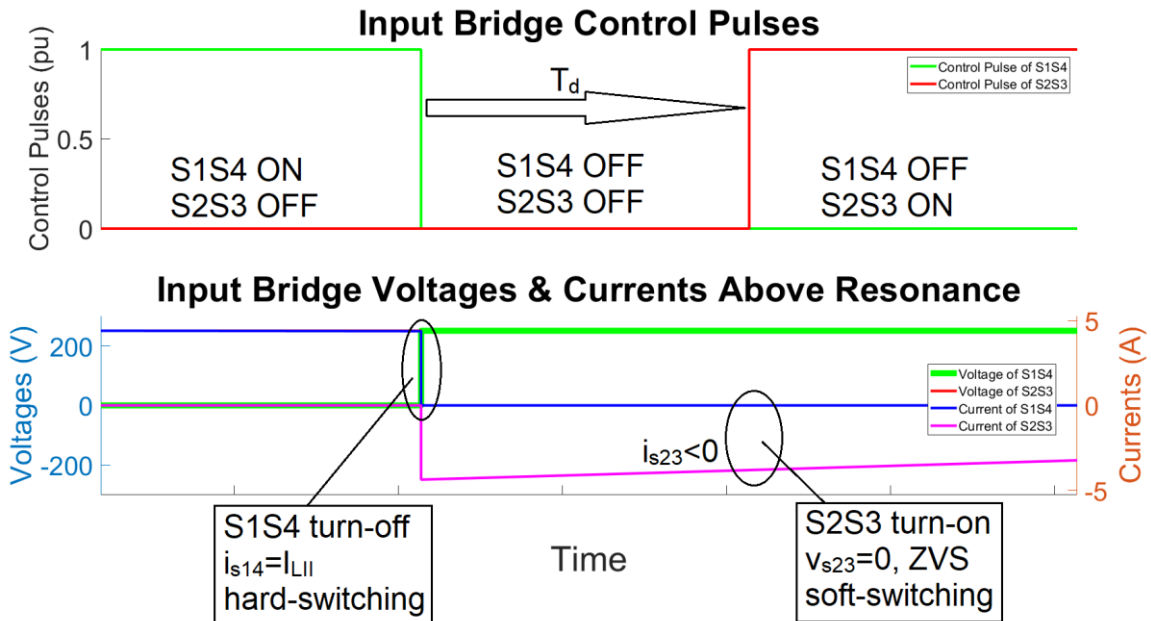
Ακολουθούν οι κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων και ρευμάτων της γέφυρας εισόδου, συνοδευόμενες από τους παλμούς ελέγχου των διακοπτικών στοιχείων.



Σχ.3.4. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου. Υποδεικνύονται οι 4 περιοχές λειτουργίας (I-IV), οι σημαντικές χρονικές στιγμές και οι Α.Σ. ενδιαφέροντος I_{L0} , I_{LLI} . Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

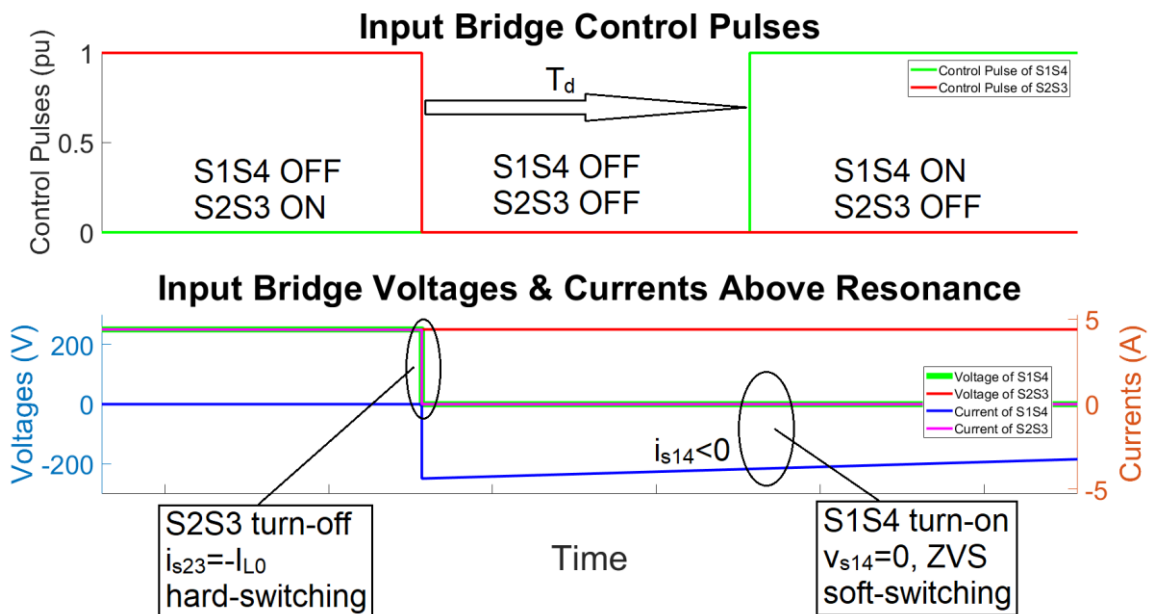
Καταρχάς, παρατηρούμε ότι η τάση και το ρεύμα του HFL του σχ.3.3 παρέχονται ανά ημιπερίοδο από άλλο συνδυασμό διακοπών στο σχ.3.4, για το πρώτο ήμισυ ($0-T_s/2$) από τους S1S4 με τάση $+V_d$ και ρεύμα $i_L=i_{S14}$, ενώ για το δεύτερο ήμισυ ($T_s/2-T_s$) από τους S2S3 με τάση $-V_d$ και ρεύμα $i_L=-i_{S23}$. Όταν άγουν οι S1S4 (Pulse1=1), έκαστος έχει μηδενική τάση στα άκρα του, ενώ λόγω NTK καθένας εκ των S2S3 που βρίσκονται σε αποκοπή (Pulse3=0) επωμίζεται στα άκρα του την τάση της πηγής V_d . Το αντίστροφο γίνεται όταν άγουν οι S2S3 (Pulse3=1) και οι S1S4 βρίσκονται σε αποκοπή (Pulse1=0). Επιπλέον, το θετικό ρεύμα ενός ελεγχόμενου ημιαγωγικού διακόπτη σημαίνει ότι περνά μέσω του ίδιου που τότε άγει, ενώ το αρνητικό ρεύμα με απενεργοποιημένο το στοιχείο συνεπάγεται αγωγή μέσω της αντιπαράλληλης διόδου του.

Παρατηρώντας τους παλμούς ελέγχου του σχ.3.4 βλέπουμε ότι κατά τον νεκρό χρόνο T_d όλα τα στοιχεία βρίσκονται σε αποκοπή, συνεπώς η τάση του καθενός καθορίζεται όπως θα δούμε στη συνέχεια από τις οριακές τιμές των ρευμάτων I_{L0} , I_{LLI} . Ακολουθούν κυματομορφές με εστίαση στους 2 νεκρούς χρόνους ανά περίοδο T_s και έπεται ανάλυση μεταγωγής των διακοπών.



Σχ.3.5. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S1S4 στους S2S3.

Παρατηρώντας το σχ.3.5 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S1S4 το ρεύμα τους είναι ίσο με $I_{LII} > 0$ και αφού διακόπτεται μη-μηδενικό ρεύμα με την τάση του στοιχείου να μην περιορίζεται από αγωγή αντιπαράλληλης διόδου (non-diode clamped, μπορεί η τάση του στοιχείου να αυξηθεί ακαριαία από το 0 από ON σε OFF), έχουμε «σκληρή» μεταγωγή (hard-switching). Ωστόσο, λόγω συνέχειας του ρεύματος πηνίου, κατά τη σβέση των S1S4, εμφανίζεται αρνητικό ρεύμα στους S2S3 αρχικής τιμής $-I_{LII}$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση v_{s23} των διακοπών S2S3 εντός του νεκρού χρόνου από V_d στην πολύ μικρή τάση αγωγής των διόδων $-V_{FD} \cong 0$ (diode clamped voltage), ώστε να ρέει μέσω των αντιπαράλληλων διόδων D2D3. Συνεπώς, μετά το πέρας του T_d , οι S2S3 έχουν ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZVS κατά την έναυσή τους (ZVS @ turn-on).



Σχ.3.6. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S2S3 στους S1S4.

Παρομοίως με πριν, στο σχ.3.6 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S2S3 το ρεύμα τους είναι ίσο με $-I_{L0}>0$ και αφού διακόπτεται μη-μηδενικό ρεύμα με την τάση του στοιχείου να μην περιορίζεται από αγωγή αντιπαράλληλης διόδου (non-diode clamped, μπορεί η τάση του στοιχείου να αυξηθεί ακαριαία από το 0 από ON σε OFF), έχουμε «σκληρή» μεταγωγή (hard-switching). Ωστόσο, λόγω συνέχειας του ρεύματος πηνίου, κατά τη σβέση των S2S3, εμφανίζεται αρνητικό ρεύμα στους S1S4 αρχικής τιμής I_{L0} . Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση v_{s23} των διακοπών S1S4 εντός του νεκρού χρόνου από V_d στην πολύ μικρή τάση αγωγής των διόδων $-V_{FD}\cong 0$ (diode clamped voltage), ώστε να ρέει μέσω των αντιπαράλληλων διόδων D1D4. Συνεπώς, μετά το πέρας του T_d , οι S1S4 έχουν ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZVS κατά την έναυσή τους (ZVS @ turn-on).

Το συμπέρασμά μας από την παραπάνω ανάλυση είναι πως στην επαγωγική περιοχή πραγματοποιείται ZVS κατά την έναυση των διακοπών, άρα οι μισοί διακόπτες σε κάθε μετάβαση έχουν ομαλή μεταγωγή, το οποίο μειώνει σημαντικά τις διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα. Αξιοσημείωτο είναι επίσης το γεγονός πως σε συχνότητες κοντά στο συντονισμό, το ρεύμα διακοπής κατά τη σβέση είναι σημαντικά χαμηλότερο από τη μέγιστη τιμή του, περιορίζοντας τις απώλειες της «σκληρής» μεταγωγής και μειώνοντας περαιτέρω τις συνολικές διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα.

Η 1^η συνθήκη για ομαλή μεταγωγή ZVS των μισών διακοπών σε κάθε μετάβαση στην επαγωγική περιοχή όπως την αναλύσαμε παραπάνω είναι το ρεύμα στο τέλος της ημιπεριόδου (σχέσεις (3.17), (3.22)) να έχει σταθερό πρόσημο, συγκεκριμένα:

$$I_{LII} = -I_{L0} = \frac{2V_d/z_0}{\cot \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + \cot \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta)} > 0 \quad (3.30)$$

Η συνθήκη (3.30) ισχύει για κάθε συχνότητα $f_s > f_0$ και για κάθε γωνία θ στο εύρος $0 < \theta < 90^\circ$, συνεπώς ισχύει για όλη την επαγωγική περιοχή λειτουργίας. Η εγκυρότητα της (3.30) επαληθεύεται και παρατηρώντας το σχ.3.3, καθώς το ρεύμα i_L συχνότητας $f_0 < f_s$ δεν προλαβαίνει να ολοκληρώσει μία ημιπερίοδο εντός ενός χρονικού παραθύρου μικρότερου της διακοπτικής ημιπεριόδου $T_s/2$, οπότε και αναγκαστικά $I_{LII} > 0$.

Η 2^η συνθήκη ομαλής μεταγωγής ZVS στην επαγωγική περιοχή των μισών διακοπών σε κάθε μετάβαση αφορά τη διάρκεια του νεκρού χρόνου (dead-time, T_d), εντός του οποίου πρέπει να προλάβει να γίνει η μετάβαση των διακοπών χωρίς όμως να προλάβει το ρεύμα i_L να μηδενιστεί, συγκεκριμένα:

$$\tau_{tr} < T_d < \frac{\theta}{2\pi} T_s \quad (3.31)$$

Ο χρόνος μετάβασης τ_{tr} (δεν εμφανίζεται στις εξειδανικευμένες προσομοιώσεις μας) εξαρτάται από την τάση, το ρεύμα διακοπής (V_d και I_{L0}, I_{LII}) και τις παρασιτικές χωρητικότητες των διακοπτικών στοιχείων μας που καθορίζονται από τη δομή τους. Εάν ο T_d κατεβεί κάτω από το κάτω όριο τ_{tr} , τότε χάνεται η όποια ομαλή μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων. Εάν ωστόσο υπερβεί το άνω όριο της (3.31) (που εξαρτάται από το γινόμενο $\theta \times T_s$) θα μεταβούμε σε ένα είδος DCM (ασυνεχούς αγωγής) περιοχής, η οποία δεν θα εξεταστεί στην μελέτη αυτή και όπου οι μισοί διακόπτες κάθε διακοπτικής ημιπεριόδου θα έχουν ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS (μηδενικού ρεύματος) αντί ZVS. Με καλή επιλογή του νεκρού χρόνου, η μόνη πρακτική περίπτωση που υπερβαίνει αυτό το άνω όριο, είναι όταν είμαστε κοντά στη συχνότητα συντονισμού, οπότε και προσεγγίζεται η λειτουργία πλέον με την ανάλυση του αμέσως επόμενου κεφαλαίου 3.3.

3.3 Λειτουργία στον Συντονισμό ($f_s=f_0$)

Η λειτουργία του μετατροπέα LC-σειράς στην συχνότητα συντονισμού $f_s=f_0$ συνεπάγεται εξίσωση της επαγωγικής και χωρητικής αντίδρασης (σχέση (2.1)), των οποίων οι φανταστικές αντιστάσεις αλληλοεξουδετερώνονται και μένει το ωμικό μέρος στην αντίσταση εισόδου Z_{in} (σχέση (2.7)), σύμφωνα και με την παρακάτω σχέση:

$$X_L = X_C \xrightarrow{(2.7)} Z_{in} = R \quad (3.32)$$

Η ωμική συμπεριφορά της Z_{in} συνεπάγεται συμφασικό το ρεύμα με την τάση εισόδου και επειδή στο πραγματικό κύκλωμα η τάση εξόδου είναι συμφασική του ρεύματος, η τελευταία επίσης είναι συμφασική της τάσης εισόδου.

3.3.1 Ενδιάμεσο Στάδιο HFL

Η σχέση (2.4) της FHA για τη διαφορά φάσης των τάσεων εισόδου και εξόδου του HFL μας δίνει μηδενική φάση στη συχνότητα συντονισμού. Αυτό αποδεικνύεται και στην TDA ανάλυση από τις σχέσεις (3.19) και (3.21) για $\omega_s=\omega_0$, με την εξίσωσή τους ως προς Z_{oL0} :

$$z_o I_{L0} = (V_{C0} - V_d - V_o) \tan \theta = (V_{C0} + V_d - V_o) \tan(\theta - \pi) \quad (3.33)$$

Όμως η συνάρτηση εφαπτομένης είναι περιοδική ανά π , οπότε η εξίσωση (3.33) γίνεται:

$$(V_{C0} - V_d - V_o) \tan \theta = (V_{C0} + V_d - V_o) \tan \theta \quad (3.34)$$

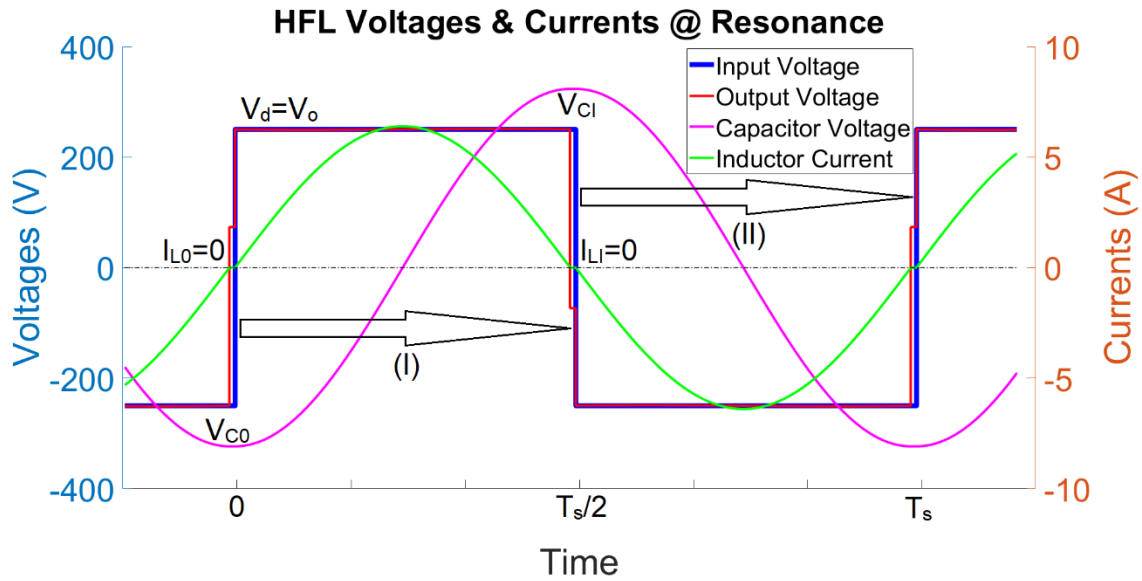
Οι συντελεστές των εφαπτομένων δεν μπορούν να ισούνται, καθώς $V_d \neq 0$. Απομένει η εφαπτομένη να μηδενίζεται, που δίνει και την γωνία $\theta=0$ που αναμέναμε:

$$\tan \theta = 0 \xrightarrow{0 \leq \theta < \pi/2} \theta = 0 \quad (3.35)$$

Συνεπώς, με $\omega_s=\omega_0$ και $\theta=0$ να ισχύουν στον συντονισμό, τροποποιούνται όλες οι εκφράσεις της προηγούμενης επαγωγικής περιοχής λειτουργίας. Οι χρονικές περιοχές που σηματοδοτούν αλλαγή στις τάσεις του δικτύου συντονισμού είναι πλέον 2 αντί 4 της επαγωγικής περιοχής:

$$\begin{cases} \text{Περιοχή I,} & \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \text{Περιοχή II,} & \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Προς επαλήθευση των παραπάνω, ακολουθούν οι κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων και ρευμάτων του HFL (σχ.3.7):



Σχ.3.7. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_s=f_0$ κατά διάρκεια T_s . Επισημαίνονται και οι 2 χρονικές περιοχές (I-II). Διακρίνεται αμυδρά και ο νεκρός χρόνος από τις μεταβολές στις τάσεις και ρεύματα, ο οποίος στην ανάλυση του HFL θεωρείται αμελητέος ($T_d \approx 0$), συνεπώς δεν μελετάται η χρονική αυτή περιοχή.

Η Α.Σ. I_{L0} (σχέση (3.19)) με $\omega_s=\omega_0$ και $\theta=0$ μηδενίζεται, επαληθεύοντας και την παρατήρηση ότι αφού στις 2 νέες χρονικές περιοχές εναλλάσσει πρόσημο και η τάση εξόδου, οι οριακές συνθήκες των ρευμάτων θα είναι μηδενικές (βλ. σχέσεις (2.47), (3.12) και σχ.2.21).

$$I_{L0} = \frac{V_{C0} - V_d - V_o}{z_0} \tan 0 = 0 \quad (3.36)$$

Προσαρμόζοντας τις συνθήκες συνέχειας (3.11) και αντισυμμετρίας ημιπεριόδου (3.17) στον συντονισμό (2 αντί 4 χρονικές περιόδου) και σε συνδυασμό με την (3.36) έχουμε:

$$\begin{cases} I_{L0} = I_{LI} = I_{LII} = 0 \\ V_{C0} = V_{CII} = -V_{CI} \end{cases} \quad (3.37)$$

Οι εκφράσεις για το ρεύμα πηνίου i_L (3.13) και τάση πηνίου v_L (3.14) απλοποιούνται σύμφωνα με την (3.37) και με $\omega_s=\omega_0$ και $\theta=0$:

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.38)$$

$$\Rightarrow i_L(t) = \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t$$

$$v_L(t) = \begin{cases} (V_d - V_o - V_{C0}) \cos \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -(V_d - V_o - V_{C0}) \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.39)$$

$$\Rightarrow v_L(t) = (V_d - V_o - V_{C0}) \cos \omega_0 t$$

Η τάση του πυκνωτή v_C είναι απλώς η διαφορά της συνολικής τάσης διέγερσης του δικτύου συντονισμού με της τάσης πηνίου (σχέση (3.6), πρόσημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή):

$$v_C(t) = V_d - V_o - (V_d - V_o - V_{C0}) \cos \omega_0 t \quad (3.40)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο και p_{out} στην έξοδο του HFL δίνονται από τους τύπους:

$$p_{in}(t) = v_{in}(t)i_L(t) \xrightarrow{(3.38)}$$

$$p_{in}(t) = \begin{cases} V_d \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.41)$$

$$p_{out}(t) = v_{out}(t)i_L(t) \xrightarrow{(3.38)}$$

$$p_{out}(t) = \begin{cases} V_o \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_o \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (3.42)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,out}$ των p_{in} και p_{out} αντίστοιχα:

$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(3.41) \& (\omega_s = \omega_0)}$$

$$P_{avg,in} = \frac{V_d (V_d - V_o - V_{C0})}{\pi z_0} (1 - \cos \pi) = V_d \frac{2 (V_d - V_o - V_{C0})}{\pi z_0} \quad (3.43)$$

$$P_{avg,out} = \langle p_{out} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{out}(t) dt \xrightarrow{(3.42) \& (\omega_s = \omega_0)}$$

$$P_{avg,out} = \frac{V_o (V_d - V_o - V_{C0})}{\pi z_0} (1 - \cos \pi) = V_o \frac{2 (V_d - V_o - V_{C0})}{\pi z_0} \quad (3.44)$$

Εξισώνοντας τις 2 ισχύεις (η μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς είναι σταθερή κατά μήκος του HFL) σύμφωνα με τη σχέση διατήρησης ισχύος (3.29), συμπεραίνουμε ότι δεν μπορούν να είναι μηδενικές από τη στιγμή που ο μετατροπέας λειτουργεί υπό φορτίο. Απομένει λοιπόν να ισούνται η τάση εισόδου με τη τάση εξόδου, δίνοντας μοναδιαίο κέρδος ανεξάρτητα από το φορτίο και επαληθεύοντας τις σχέσεις (2.3) και (2.6) της FHA ανάλυσης:

$$P_{avg,in} = P_{avg,out} \xrightarrow{(3.43) \& (3.44)} V_d = V_o \Rightarrow K = \frac{V_o}{V_d} = 1 \quad (3.45)$$

Τα i_L , v_L , v_C , $P_{avg,in}$, $P_{avg,out}$ επικαιροποιούνται σύμφωνα με την παραπάνω σχέση ως:

$$\begin{cases} i_L(t) = -\frac{V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t \\ v_C(t) = -v_L(t) = V_{C0} \cos \omega_0 t \\ P_{avg,in} = P_{avg,out} = -\frac{2 V_d V_{C0}}{\pi z_0} \end{cases} \quad (3.46)$$

Από τις προηγούμενες σχέσεις (3.45), (3.46) και χρησιμοποιώντας την σχέση διατήρησης ισχύος (3.29) εξισώνοντας με την ισχύ φορτίου, εξάγουμε την έκφραση για την εναπομείνασα Α.Σ. V_{C0} :

$$-\frac{2 V_d V_{C0}}{\pi z_0} = \frac{V_d^2}{R_{out}} \Rightarrow$$

$$V_{C0} = -V_d \frac{\pi Z_0}{2 R_{out}} \xrightarrow{(2.10)\&(2.50)\&(3.4)} V_{C0} = -V_d \frac{4}{\pi} Q \quad (3.47)$$

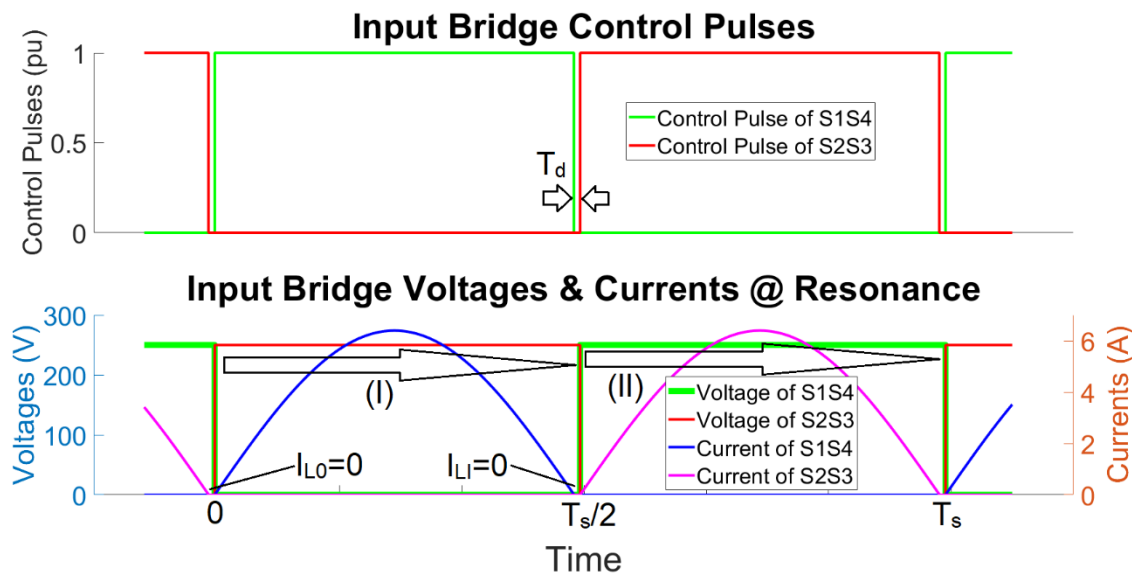
Συμπεραίνουμε ότι η V_{C0} στον συντονισμό είναι ευθέως ανάλογη της τάσης εισόδου V_d και του συντελεστή ποιότητας Q . Τα i_L , v_L , v_C επικαιροποιούνται σύμφωνα με την παραπάνω σχέση ως:

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{\pi V_d}{2 R_{out}} \sin \omega_0 t \\ v_L(t) = -v_C(t) = V_d \frac{4}{\pi} Q \cos \omega_0 t \end{cases} \quad (3.48)$$

Στις παραπάνω σχέσεις αναδεικνύεται πως τα i_L , v_L , v_C στον συντονισμό είναι ευθέως ανάλογα της τάσης εισόδου, τα v_L , v_C είναι και ευθέως ανάλογα του συντελεστή ποιότητας Q , το δε i_L είναι και αντιστρόφως ανάλογο της αντίστασης φορτίου R_{out} , ευθέως ανάλογο δηλαδή της ισχύος φορτίου (λόγω σταθερής τάσης εξόδου $V_o=V_d$).

3.3.2 Μεταγωγή Διακοπτικών Στοιχείων

Στον συντονισμό ($f_s=f_0$) συνεχίζει να ισχύει η μεταγωγή τύπου ZCS των διόδων της ανορθωτικής γέφυρας εξόδου, όπως ακριβώς και στο υποκεφάλαιο 3.2.2. Ωστόσο, η ενεργή γέφυρα εισόδου εμφανίζει άλλη διακοπτική συμπεριφορά που θα αναλυθεί αμέσως μετά:



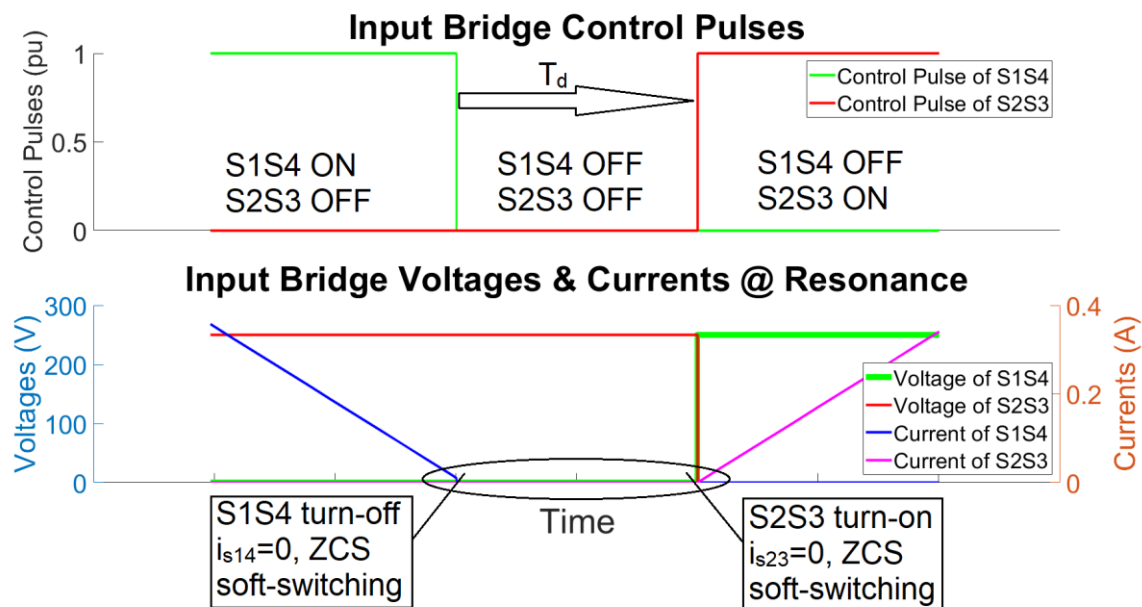
Σχ.3.8. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου. Υποδεικνύονται οι 2 περιοχές λειτουργίας (I-II), οι σημαντικές χρονικές στιγμές και οι Α.Σ. ενδιαφέροντος I_{L0} , I_{L1} . Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

Παρατηρώντας τους παλμούς ελέγχου του σχ.3.8 βλέπουμε ότι ενώ κατά τον νεκρό χρόνο T_d όλα τα στοιχεία βρίσκονται σε αποκοπή, ταυτόχρονα πιο κάτω στο σχ.3.8 τα ρεύματα παρατηρούνται μηδενικά, αφού στον συντονισμό το ρεύμα ολοκληρώνει ακριβώς μια ημιπερίοδο ημιτόνου εντός της διακοπτικής ημιπεριόδου. Συνεπώς, θεωρητικά υπάρχει ένα μικρό διάστημα μηδενικού ρεύματος διάρκειας T_d .

Στην πράξη ωστόσο, λόγω της παρεμβολής του νεκρού χρόνου στην διακοπτική ημιπερίοδο (μειώνοντας τη διάρκεια της τελευταίας και μετακινώντας τον μηδενισμό του ρεύματος μετά τη σβέση των διακοπών, στον νεκρό χρόνο), το χρονικό διάστημα μηδενικού ρεύματος θα είναι μικρότερο του T_d . Τότε θα λειτουργούμε στο σύνορο της επαγωγικής περιοχής

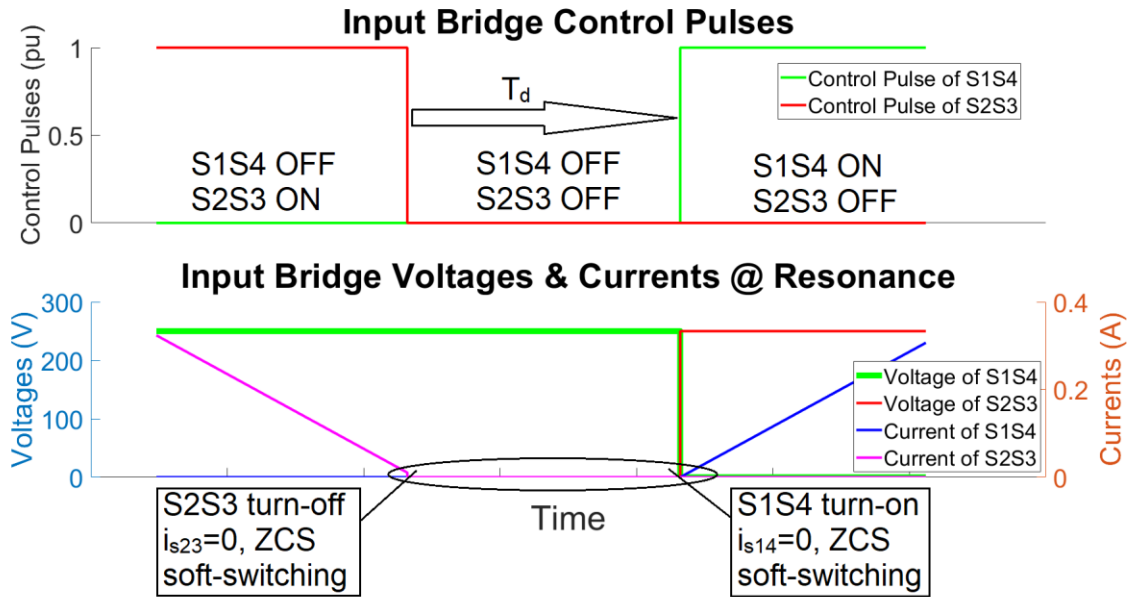
λειτουργίας και της περιοχής συντονισμού, σε μία ιδιόμορφη DCM περιοχή λειτουργίας, με την ασυνέχεια αγωγής ρεύματος σε ένα μέρος μόνο του νεκρού χρόνου.

Στη συνέχεια, θα αναλυθεί η μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων στον συντονισμό, τόσο στην ιδεατή όσο και στην πρακτική περίπτωση, οι οποίες αναφέρθηκαν παραπάνω. Γι'αυτό θα δοθούν οι κυματομορφές της γέφυρας εισόδου με εστίαση γύρω από τους 2 νεκρούς χρόνους ανά περίοδο T_s .



Σχ.3.9. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S1S4 στους S2S3. Διακρίνεται το διάστημα μηδενικού ρεύματος στον T_d και η ZCS μετάβαση των διακοπών.

Παρατηρώντας το σχ.3.9 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S1S4, το ρεύμα τους είναι ίσο με $I_L=0$, οπότε έχουμε ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZCS (ZCS @ turn-off). Έπειτα, λόγω του διαστήματος μηδενικού ρεύματος, μετά το πέρας του T_d οι S2S3 επίσης έχουν ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS κατά την έναυσή τους (ZCS @ turn-on). Πρακτικά ωστόσο, το ρεύμα μηδενίζεται εντός του νεκρού χρόνου με τους S1S4 να διακόπτουν μη-μηδενικό ρεύμα κατά τη σβέση τους. Αυτό όμως το ρεύμα είναι αρκετά μικρής τιμής, ώστε προσεγγιστικά να θεωρηθεί ZCS η σβέση των S1S4, ενώ για τους S2S3 ισχύει η έναυση με μηδενικό ρεύμα όπως και για την ιδεατή περίπτωση.



Σχ.3.10. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S2S3 στους S1S4. Διακρίνεται το διάστημα μηδενικού ρεύματος στον T_d και η ZCS μετάβαση των διακοπών.

Ομοίως με πριν, παρατηρώντας το σχ.3.10 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S2S3, το ρεύμα τους είναι ίσο με $I_{L0}=0$, οπότε έχουμε ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZCS (ZCS @ turn-off). Έπειτα, λόγω του διαστήματος μηδενικού ρεύματος, μετά το πέρας του T_d οι S1S4 επίσης έχουν ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS κατά την έναυσή τους (ZCS @ turn-on). Πρακτικά ωστόσο, το ρεύμα μηδενίζεται εντός του νεκρού χρόνου με τους S2S3 να διακόπτουν μη-μηδενικό ρεύμα κατά τη σβέση τους. Αυτό όμως το ρεύμα είναι αρκετά μικρής τιμής, ώστε προσεγγιστικά να θεωρηθεί ZCS η σβέση των S2S3, ενώ για τους S1S4 ισχύει η έναυση με μηδενικό ρεύμα όπως και για την ιδεατή περίπτωση.

Από την ανωτέρω ανάλυση εξάγουμε 2 συμπεράσματα:

- 1) Στον συντονισμό έχουμε ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS και στους 4 διακόπτες σε κάθε μετάβαση, σε αντίθεση με την επαγωγική περιοχή όπου έχουμε ZVS στους 2 εκ των 4 διακοπών (όπως και με την χωρητική περιοχή που θα δούμε μετά). Συνεπώς, οι διακοπτικές απώλειες θεωρητικά μηδενίζονται και πρακτικά μειώνονται δραστηκότερα από την επαγωγική περιοχή.
- 2) Η ανιδανικότητα που αναλύθηκε προηγουμένως με τον καθυστερημένο μηδενισμό του ρεύματος δεν επηρεάζει σημαντικά την ιδιότητα αυτή του συντονισμού να έχουμε ομαλή μεταγωγή σε όλους τους διακόπτες, άρα και σχεδόν εξάλειψη των διακοπτικών απωλειών.

3.4 Χωρητική Λειτουργία (CCM, $f_0/2 \leq f_s < f_0$)

Εδώ θα εξεταστεί η λειτουργία για συχνότητες κάτω του συντονισμού ($f_s < f_0$), η οποία αποκαλείται χωρητική περιοχή λειτουργίας εξαιτίας της σχέσης:

$$X_C > X_L \quad (3.49)$$

Αφού η συχνότητα συντονισμού σηματοδοτεί την ισότητα επαγωγικής και χωρητικής αντίδρασης ($X_L = X_C$, βλ. σχέσεις (2.1) & (2.7)), σε μικρότερες της συχνότητες που εξετάζουμε υπερτερεί η X_C , προσδίδοντας στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.2.12 ωμικοχωρητική συμπεριφορά. Σε ωμικοχωρητικό φορτίο το ρεύμα προπορεύεται της τάσης εισόδου και επειδή στο πραγματικό κύκλωμα η τάση εξόδου είναι συμφασική του ρεύματος (βλ. (2.47) και σχ.2.21), η τελευταία επίσης προπορεύεται της τάσης εισόδου.

Πρέπει να τονιστεί το γεγονός ότι δεν μελετάμε τις συχνότητες κάτω του μισού της συχνότητας συντονισμού ($f_0/2 \leq f_s < f_0$), καθώς εκεί παύει να συμπεριφέρεται η τάση εξόδου του HFL ως ένας τετραγωνικός παλμός ίδιας συχνότητας και duty-cycle με της τάσεως εισόδου του, το ρεύμα ολοκληρώνει πάνω από 1 πλήρη κύκλο εντός της διακοπτικής ημιπεριόδου και χάνεται η διαισθητική αντίληψη και η όποια προσέγγιση μας προσφέρει η μέθοδος FHA.

Όπως και στις προηγούμενες αναλύσεις, έτσι και εδώ θα αναλυθεί πρώτα η λειτουργία του σταδίου HFL του μετατροπέα και έπειτα βάσει της ανάλυσης του HFL και με τις αντίστοιχες κυματομορφές προσομοίωσης, θα μελετηθεί το ενδεχόμενο ομαλής μεταγωγής των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου και το είδος αυτής.

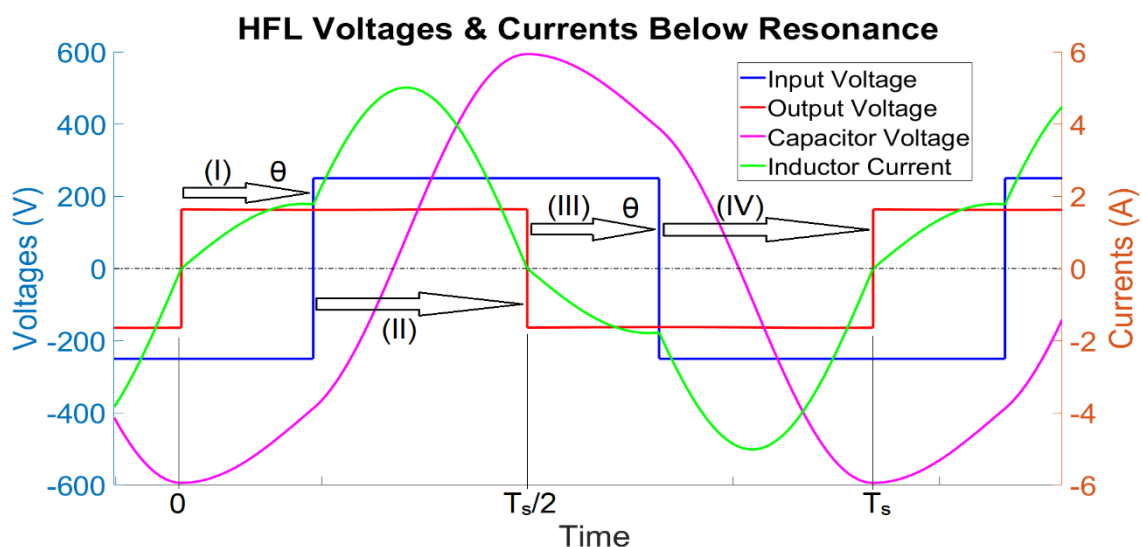
3.4.1 Ενδιάμεσο Στάδιο HFL

Από την σχέση (2.4) της FHA παρατηρούμε ότι η διαφορά φάσης μεταξύ τάσεων εισόδου και εξόδου μηδενίζεται στη συχνότητα συντονισμού (συμφασικές τάσεις εισόδου & εξόδου), ωστόσο κάτω από αυτήν γίνεται θετική, δηλαδή ο τετραγωνικός παλμός τάσης εξόδου προηγείται του τετραγωνικού παλμού τάσης εισόδου, όπως φαίνεται παρακάτω στο σχ.3.11. Η (2.4) υποδεικνύει επίσης ότι η διαφορά φάσης δεν μπορεί να ξεπεράσει κατ'απόλυτη τιμή τις 90° . Για την μετέπειτα ανάλυση θα χρησιμοποιήσουμε τις ποσότητες της (3.4), ενώ ορίζουμε την γωνία θ , που είναι η διαφορά φάσης μεταξύ τάσης εξόδου και εισόδου, έτσι ώστε να είναι θετική στην χωρητική περιοχή λειτουργίας. Τέλος, ορίζονται και οι συναρτήσεις των τάσεων εισόδου $v_{in}(t)$ και εξόδου $v_{out}(t)$ (πλάτη $V_d, V_o > 0$) κατά μήκος μίας περιόδου T_s :

$$0 < \theta = \theta_{v_{out}} - \theta_{v_{in}} < \pi/2 \quad (3.50)$$

$$v_{in}(t) = \begin{cases} -V_d, & 0 < t < \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ +V_d, & \frac{\theta}{2\pi} T_s < t < \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ -V_d, & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s < t < T_s \end{cases} \quad (3.51)$$

$$v_{out}(t) = \begin{cases} +V_o, & 0 < t < T_s/2 \\ -V_o, & T_s/2 < t < T_s \end{cases} \quad (3.52)$$



Σχ.3.11. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_0/2 \leq f_s < f_0$ κατά διάρκεια T_s . Επισημαίνονται οι 4 χρονικές περιοχές (I-IV) και η διαφορά φάσης θ .

Στο σχ.3.11 επαληθεύουμε καταρχάς την σιωπηλή μας υπόθεση ότι αμφότερες οι τάσεις εισόδου και εξόδου του HFL είναι τετραγωνικές με ίδιο duty-cycle 50%, όπως και στις προηγούμενες περιοχές που εξετάστηκαν. Επίσης, παρατηρούμε την διαφορά φάσης θ μεταξύ των τάσεων και ταυτόχρονα ότι το πλάτος της τάσης εξόδου είναι μικρότερο από της εισόδου, που σημαίνει ότι έχουμε κέρδος μικρότερο της μονάδας, πράγμα αναμενόμενο από τη σχέση (2.3) για $f_s < f_0$. Τέλος, φαίνονται και οι εξής 4 χρονικές περιοχές, οι οποίες σηματοδοτούν αλλαγές στις τάσεις του δικτύου συντονισμού:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Περιοχή I,} & \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, \quad 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ \text{Περιοχή II,} & \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, \quad \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \text{Περιοχή III,} & \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, \quad \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ \text{Περιοχή IV,} & \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, \quad \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{array} \right.$$

Η κάθε περιοχή έχει τις δικές της Α.Σ., οι οποίες και αποτελούν τις τελικές συνθήκες (Τ.Σ.) της προηγούμενης περιοχής. Όπως στην επαγωγική περιοχή, στα ρεύματα είναι οι I_{LI} - I_{LIV} και στις τάσεις οι V_{CI} - V_{CIV} . Λόγω συνέχειας και περιοδικότητας ισχύει πάλι (όπως στην επαγωγική περιοχή) η σχέση (3.11) που συνδέει τις τελικές τιμές της συνολικής περιόδου με τις Α.Σ. I_{L0} , V_{C0} .

Από τη σχέση (2.47) και το σχ.2.21, προκύπτει ότι κατά τη μετάβαση της τάσεως εξόδου από $+V_o \leftrightarrow -V_o$, το ρεύμα σειράς i_L πρέπει να μηδενίζεται, οπότε:

$$I_{L0} = I_{LII} = 0 \quad (3.53)$$

Η ανάλυση του κεφαλαίου 3.1 έγινε συμβατικά για την περιοχή II, όπου είναι θετικές και οι 2 τάσεις, οπότε η συνολική έκφραση για όλη την περίοδο του ρεύματος σειράς i_L είναι η ακόλουθη:

$$i_L(t) = \left\{ \begin{array}{ll} -\frac{V_d + V_o + V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ I_{LI} \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) + \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_d + V_o - V_{CII}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ I_{LIII} \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) + \frac{V_o - V_d - V_{CIII}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{array} \right. \quad (3.54)$$

Η τάση πηνίου v_L είναι ανάλογη της παραγωγού του ρεύματος i_L (σχέση (3.5)) και η συνολική της έκφραση δίνεται παρακάτω. Η τάση του πυκνωτή v_C είναι απλώς η διαφορά της συνολικής τάσης διέγερσης του δικτύου συντονισμού με της τάσης πηνίου (σχέση (3.6), πρόσημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή).

$$v_L(t) = \left\{ \begin{array}{ll} -(V_d + V_o + V_{C0}) \cos \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ (V_d - V_o - V_{CI}) \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) - z_0 I_{LI} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ (V_d + V_o - V_{CII}) \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ (V_o - V_d - V_{CIII}) \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) - z_0 I_{LIII} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{array} \right. \quad (3.55)$$

Όμως στον LC-σειράς το ρεύμα πηνίου ισούται με το ρεύμα πυκνωτή, το οποίο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας έχει μηδενική μέση τιμή, συνεπώς:

$$\langle i_L \rangle = \langle i_C \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} i_L(t) dt = 0 \xrightarrow{(3.54)}$$

$$(I_{LI} + I_{LIII}) \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) + \frac{V_{CO} + V_{CHI}}{z_0} \left(\cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta - 1 \right) + \frac{V_{CI} + V_{CIII}}{z_0} \left(\cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) - 1 \right) = 0 \quad (3.56)$$

Παρομοίως, η τάση πηνίου πρέπει να έχει μηδενική μέση τιμή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας:

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} v_L(t) dt = 0 \xrightarrow{(3.55)} \quad (3.57)$$

$$-(V_{CO} + V_{CHI}) \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta + z_0(I_{LI} + I_{LIII}) \left(\cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) - 1 \right) - (V_{CI} + V_{CIII}) \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) = 0$$

Η συνθήκη για να ισχύουν ταυτόχρονα οι 2 παραπάνω σχέσεις για κάθε θ και ω_s είναι:

$$\{I_{LI} = -I_{LIII} \mid V_{CO} = -V_{CHI} \mid V_{CI} = -V_{CIII}\} \quad (3.58)$$

Η παραπάνω συνθήκη υποδεικνύει αντισυμμετρία ημιπεριόδου στο ρεύμα i_L και στις τάσεις v_L, v_C , γεγονός αναμενόμενο αφού το δίκτυο συντονισμού τροφοδοτείται στα 2 άκρα του από τις τάσεις v_{in} και v_{out} , οι οποίες επίσης παρουσιάζουν την ίδια αντισυμμετρία ημιπεριόδου. Όλα τα παραπάνω επαληθεύονται και από τις κυματομορφές του σχ.3.11.

Οι Τ.Σ. των ρευμάτων των περιοχών (II) και (IV) (η (IV) ισοδυναμεί με την αρχή βάσει της (3.11)) δίνονται από τους τύπους:

$$\begin{cases} I_{LII} = i_L(T_s/2) = I_{LI} \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) + \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \\ I_{LIV} = I_{Lo} = i_L(T_s) = I_{LIII} \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) + \frac{V_o - V_d - V_{CIII}}{z_0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \end{cases} \quad (3.59)$$

Από τα παραπάνω και μέσω της συνθήκης μηδενισμού (3.53) για I_{Lo} , I_{LII} και της συνθήκης αντισυμμετρίας (3.58), παίρνουμε την έκφραση που συνδέει γωνία θ με τις I_{LI} , V_{CI} :

$$\tan \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) = \frac{z_0 I_{LI}}{V_{CI} - V_d + V_o} \quad (3.60)$$

Οι Τ.Σ. της περιοχής (I) I_{LI} , V_{CI} δίνονται από τους τύπους:

$$\begin{cases} I_{LI} = i_L \left(\frac{\theta}{2\pi} T_s \right) = -\frac{V_d + V_o + V_{CO}}{z_0} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \\ V_{CI} = -V_d - V_o - v_L \left(\frac{\theta}{2\pi} T_s \right) = -V_d - V_o + (V_d + V_o + V_{CO}) \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \end{cases} \quad (3.61)$$

Απαλείφοντας την ποσότητα $(V_d + V_o + V_{CO})$ κατά την λύση του συστήματος εξισώσεων (3.61) προκύπτει μία ακόμη έκφραση που συνδέει γωνία θ με τις I_{LI} , V_{CI} :

$$\tan \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta = \frac{z_0 I_{LI}}{V_{CI} + V_d + V_o} \quad (3.62)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.60) και (3.62), εξαλείφουμε την αλληλοεξάρτηση των I_{LI} και V_{CI} και παίρνουμε τις νέες εκφράσεις τους:

$$\begin{cases} I_{LI} = \frac{2V_d/z_0}{\cot \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta - \cot \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta)} \\ V_{CI} = -V_o + V_d \left(1 - \frac{2 \tan \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta}{\tan \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta - \tan \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta)} \right) \end{cases} \quad (3.63)$$

Τα I_{LI} και V_{CI} μπορούν στο περίπου να προσδιοριστούν αν είναι γνωστά τα θ , V_o , τα οποία με τη σειρά τους υπολογίζονται προσεγγιστικά μέσω των σχέσεων της γωνίας ((2.4), ομόσημη της θ) και του κέρδους (2.3) της FHA ανάλυσης, ως εξής:

$$\begin{cases} K = \frac{V_o}{V_d} \sim |G(\omega_s)| \\ \theta \sim \arg(G(j\omega_s)) \end{cases} \quad (3.64)$$

Η συνθήκη (3.58) μας δίνει και τα I_{LIII} , V_{CIII} , ενώ η έκφραση για τα V_{C0} , V_{CII} συναρτήσει των I_{LI} και V_{CI} είναι:

$$\begin{aligned} V_{CIV} &= V_o - V_d - v_L(T_s) \xrightarrow{(3.11)\&(3.58)} \\ V_{C0} = -V_{CII} &= V_o - V_d - (V_o - V_d + V_{CI}) \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) + z_0 I_{LI} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \end{aligned} \quad (3.65)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο και p_{out} στην έξοδο του HFL δίνονται από τους τύπους:

$$\begin{aligned} p_{in}(t) &= v_{in}(t) i_L(t) \xrightarrow{(3.54)\&(3.58)} \\ p_{in}(t) &= \begin{cases} V_d \frac{V_d + V_o + V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ V_d I_{LI} \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d \frac{V_d + V_o + V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ V_d I_{LI} \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \end{aligned} \quad (3.66)$$

$$\begin{aligned} p_{out}(t) &= v_{out}(t) i_L(t) \xrightarrow{(3.54)\&(3.58)} \\ p_{out}(t) &= \begin{cases} -V_o \frac{V_d + V_o + V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ V_o I_{LI} \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_o \frac{V_d + V_o + V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ V_o I_{LI} \cos \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \end{aligned} \quad (3.67)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,out}$ των p_{in} και p_{out} αντίστοιχα:

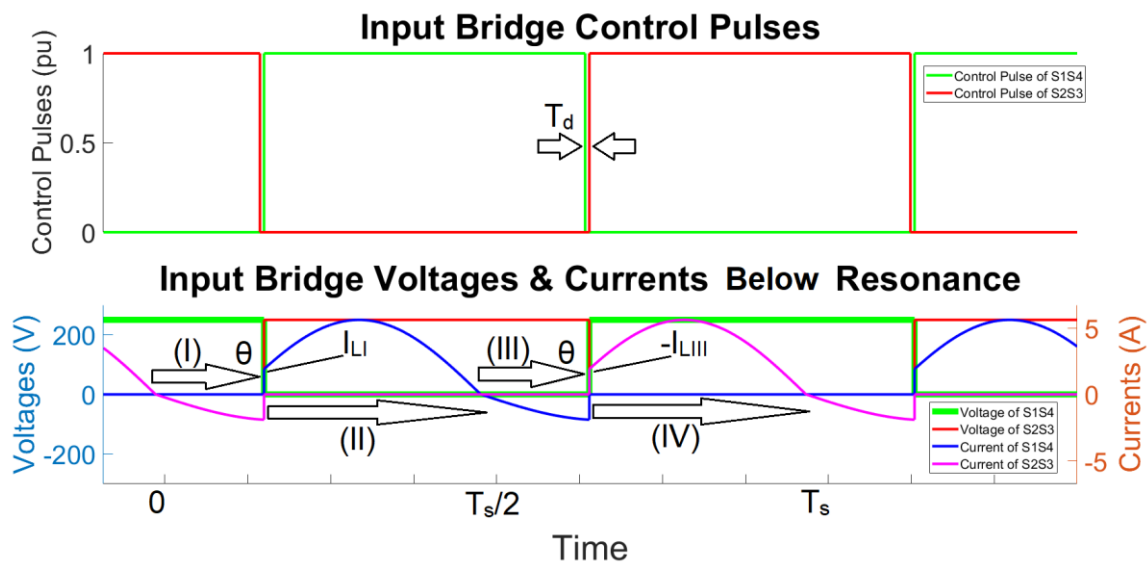
$$\begin{aligned} P_{avg,in} &= \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(3.66)} P_{avg,in} = \\ & \frac{V_d \omega_s}{\pi \omega_0} \left(I_{LI} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) + \frac{V_d + V_o + V_{C0}}{z_0} \left(1 - \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \right) + \frac{V_d - V_o - V_{CI}}{z_0} \left(1 - \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \right) \right) \\ P_{avg,out} &= \langle p_{out} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{out}(t) dt \xrightarrow{(3.67)} P_{avg,out} = \end{aligned} \quad (3.68)$$

$$\frac{V_o \omega_s}{\pi \omega_0} \left(I_{Ll} \sin \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) - \frac{V_d + V_o + V_{C0}}{z_0} \left(1 - \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta \right) + \frac{V_d - V_o - V_{Cl}}{z_0} \left(1 - \cos \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta) \right) \right) \quad (3.69)$$

Όπως και σε όλες τις υπόλοιπες περιοχές λειτουργίας, ισχύει η σχέση (3.29) της διατήρησης ισχύος από το ένα άκρο του HFL στο άλλο και εν τέλει και στο φορτίο, αφού το δίκτυο συντονισμού με τον LC-συνδυασμό δεν καταναλώνει ενεργό ισχύ και η μεταφερόμενη ενεργός ισχύς καταναλώνεται όλη εν τέλει στο φορτίο.

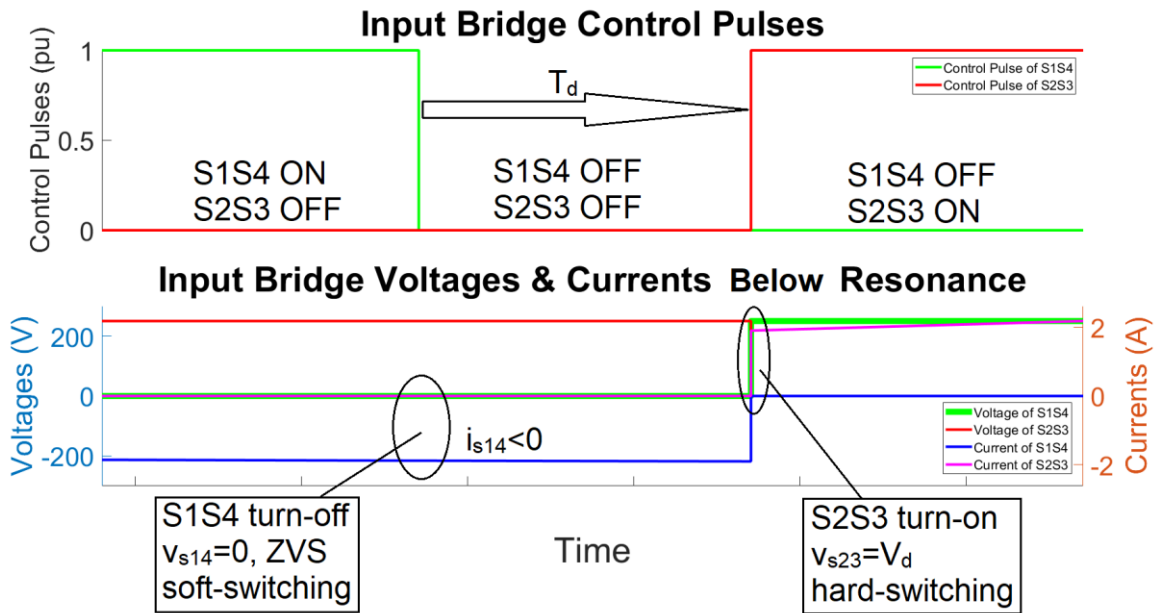
3.4.2 Μεταγωγή Διακοπτικών Στοιχείων

Στην χωρητική περιοχή λειτουργίας ισχύει και πάλι η μεταγωγή τύπου ZCS των διόδων της ανορθωτικής γέφυρας εξόδου, όπως ακριβώς και στις άλλες περιοχές λειτουργίας. Ωστόσο, η ενεργή γέφυρα εισόδου εμφανίζει διαφορετική διακοπτική συμπεριφορά σε σχέση με τις άλλες περιοχές και θα εξεταστεί παρακάτω. Ακολουθούν οι κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων και ρευμάτων της γέφυρας εισόδου, συνοδευόμενες από τους παλμούς ελέγχου των διακοπτικών στοιχείων.



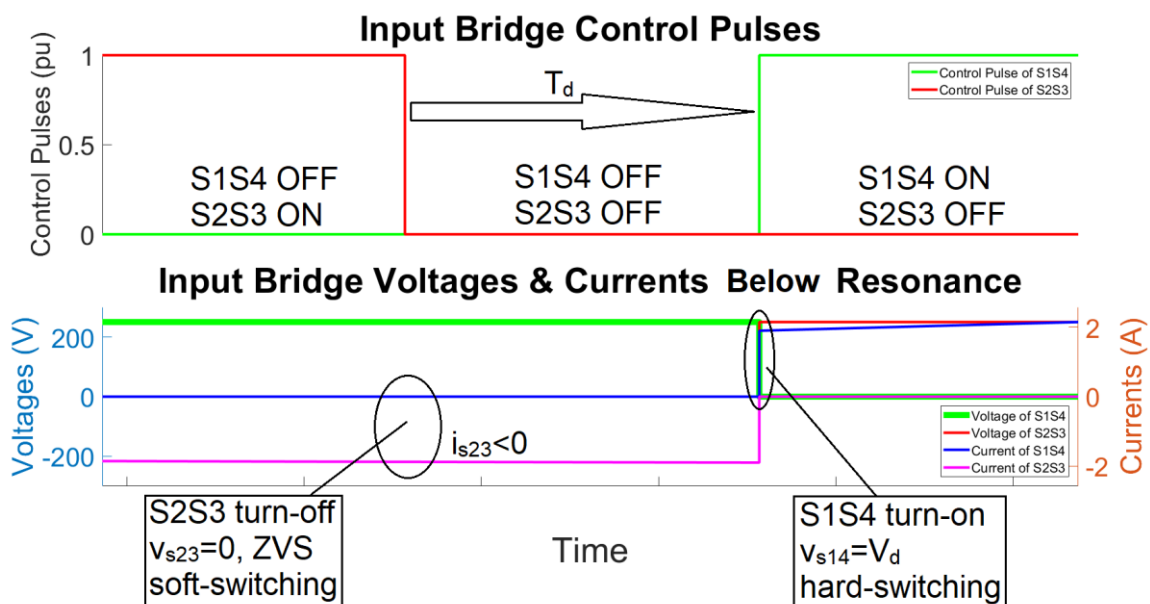
Σχ.3.12. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου. Υποδεικνύονται οι 4 περιοχές λειτουργίας (I-IV), οι σημαντικές χρονικές στιγμές και οι Α.Σ. ενδιαφέροντος I_{Ll} , I_{LIII} . Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

Στο σχ.3.12 βλέπουμε ό,τι και στις προηγούμενες αναλύσεις, δηλαδή ότι το κάθε ζευγάρι διακοπών S1S4, S2S3 παρέχει ανά ημιπερίοδο το ρεύμα του στο HFL και ότι η τάση των στοιχείων που άγουν είναι μηδενική, ενώ ταυτόχρονα τα στοιχεία που δεν άγουν (εκτός νεκρού χρόνου) έχουν τάση V_d . Ωστόσο, στην χωρητική λειτουργία CCM (συνεχούς αγωγής) παρατηρούμε πως πριν ολοκληρωθεί η διακοπτική ημιπερίοδος το ρεύμα έχει ήδη γίνει αρνητικό και κατά την ολοκλήρωσή της έχει πάρει τιμή $I_{LIII} = -I_{Ll} < 0$. Σε αυτό το φαινόμενο οφείλεται η ιδιόμορφη μεταγωγή των διακοπών της χωρητικής περιοχής, για την ανάλυση της οποίας θα ακολουθήσουν κυματομορφές με εστίαση στους 2 νεκρούς χρόνους ανά περίοδο T_s .



Σχ.3.13. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S1S4 στους S2S3.

Παρατηρώντας το σχ.3.13 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S1S4, το ρεύμα τους είναι ίσο με $I_{LIII} < 0$ και όντας αρνητικό έχει 2 εναλλακτικές διαδρομές (ανάλογα με το είδος του διακοπτικού στοιχείου που χρησιμοποιείται) πριν τον νεκρό χρόνο, είτε να διέρχεται «ανάποδα» από τα S1S4 με τάση $-V_{ON} \cong 0$ είτε από τις αντιπαράλληλες διόδους τους D1D4 με τάση $-V_{FD} \cong 0$. Γύρω τη μετάβαση στον νεκρό χρόνο η τάση έχει «κλειδώσει» (clamped-voltage) σε μια αμελητέα τιμή $-V_{FD} \cong 0$ (η οποία μπορεί και να μεταβαίνει εκεί από την εξίσου αμελητέα τάση $-V_{ON} \cong 0$), επειδή εντός του νεκρού χρόνου όλα τα στοιχεία είναι σβηστά (OFF) και το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D1D4. Επόμενο είναι λοιπόν οι S1S4 να έχουν ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZVS κατά την σβέση τους (ZVS @ turn-off). Στο τέλος του νεκρού χρόνου, στο ζεύγος S2S3 δίνεται παλμός έναυσης και για να αρχίσει να άγει πρέπει η τάση στους διακόπτες να μηδενιστεί από την πλήρη τιμή της V_d . Αυτό σε συνδυασμό με την συνεχή αγωγή του ρεύματος εισόδου του HFL (ο διακόπτης από OFF σε ON μπορεί να δει ακαριαία αύξηση του ρεύματος από 0 στην καθορισμένη θετική τιμή του) συνεπάγεται «σκληρή» μεταγωγή (hard-switching) κατά την έναυση (turn-on) των S2S3.



Σχ.3.14. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S2S3 στους S1S4.

Παρομοίως με πριν, στο σχ.3.14 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S2S3, το ρεύμα τους είναι ίσο με $-I_L < 0$ και όντας αρνητικό έχει τις 2 εναλλακτικές διαδρομές πριν τον νεκρό χρόνο που συζητήθηκαν, είτε να διέρχεται «ανάποδα» από τα S1S4 με τάση $-V_{ON} \cong 0$ είτε από τις αντιπαράλληλες διόδους τους D2D3 με τάση $-V_{FD} \cong 0$. Γύρω τη μετάβαση στον νεκρό χρόνο η τάση έχει «κλειδώσει» (clamped-voltage) σε μια αμελητέα τιμή $-V_{FD} \cong 0$ (η οποία μπορεί και να μεταβαίνει εκεί από την εξίσου αμελητέα τάση $-V_{ON} \cong 0$), επειδή εντός του νεκρού χρόνου όλα τα στοιχεία είναι σβηστά (OFF) και το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D2D3. Συνεπώς, οι S2S3 να έχουν ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZVS κατά την σβέση τους (ZVS @ turn-off). Στο τέλος του νεκρού χρόνου, στο ζεύγος S1S4 δίνεται παλμός έναυσης και για να αρχίσει να άγει πρέπει η τάση στους διακόπτες να μηδενιστεί από την πλήρη τιμή της V_d . Αυτό σε συνδυασμό με την συνεχή αγωγή του ρεύματος εισόδου του HFL (ο διακόπτης από OFF σε ON μπορεί να δει ακαριαία αύξηση του ρεύματος από 0 στην καθορισμένη θετική τιμή του) συνεπάγεται «σκληρή» μεταγωγή (hard-switching) κατά την έναυση (turn-on) των S1S4.

Το συμπέρασμά μας από την παραπάνω ανάλυση είναι πως στην χωρητική περιοχή πραγματοποιείται ZVS κατά την σβέση των διακοπών, άρα οι μισοί διακόπτες σε κάθε μετάβαση έχουν ομαλή μεταγωγή, το οποίο μειώνει σημαντικά τις διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα. Αξιοσημείωτο είναι επίσης το γεγονός πως σε συχνότητες κοντά στο συντονισμό, το ρεύμα στην διακοπή υπό τάση V_d κατά τη έναυση των διακοπών είναι σημαντικά χαμηλότερο από τη μέγιστη τιμή του, περιορίζοντας τις απώλειες της «σκληρής» μεταγωγής και μειώνοντας περαιτέρω τις συνολικές διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα.

Η 1^η συνθήκη για ομαλή μεταγωγή ZVS των μισών διακοπών σε κάθε μετάβαση στην χωρητική περιοχή όπως την αναλύσαμε παραπάνω είναι το ρεύμα στο τέλος της ημιπεριόδου (σχέσεις (3.58), (3.63)) να έχει σταθερό πρόσημο, συγκεκριμένα:

$$I_{L1} = -I_{L111} = \frac{2V_d/z_0}{\cot \frac{\omega_0}{\omega_s} \theta - \cot \frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \theta)} > 0 \quad (3.70)$$

Η συνθήκη (3.70) ισχύει για κάθε συχνότητα $f_0/2 < f_s < f_0$ και για κάθε γωνία θ στο εύρος $0 < \theta < 90^\circ$ της CCM χωρητικής περιοχής. Η εγκυρότητα της (3.70) επαληθεύεται και παρατηρώντας το σχ.3.11, καθώς το ρεύμα i_L συχνότητας $f_0 > f_s \geq f_0/2$ δεν προλαβαίνει να

ολοκληρώσει μισό κύκλο εντός του χρονικού διαστήματος της περιοχής (I), όπου η γωνία $\theta < 90^\circ$ δεν αφήνει χρονικό περιθώριο μεγαλύτερο του $T_s/4$ (που είναι και ο ελάχιστος χρόνος ολοκλήρωσης ημιπεριόδου στο εύρος συχνοτήτων $f_0 > f_s \geq f_0/2$).

Η 2^η συνθήκη ομαλής μεταγωγής ZVS στην χωρητική περιοχή των μισών διακοπών σε κάθε μετάβαση αφορά τη διάρκεια του νεκρού χρόνου, καθώς πριν από αυτόν πρέπει να προλάβει να γίνει η αλλαγή προσήμου του ρεύματος i_L και αυτό όντας αρνητικό να «κλειδώσει» την τάση του στοιχείου σε σχεδόν μηδενική τιμή, συγκεκριμένα:

$$T_d < \frac{\theta}{2\pi} T_s \quad (3.71)$$

Συγκρίνοντας με την συνθήκη (3.31) της επαγωγικής περιοχής, παρατηρούμε πως δεν υφίσταται εδώ θεωρητικά ένα κάτω όριο του T_d , επειδή ήδη πριν αρχίσει η σβέση των στοιχείων που άγουν, το ρεύμα έχει αλλάξει πρόσημο και είτε ήδη ρέει είτε πολύ γρήγορα μπορεί να αρχίσει να ρέει μέσω των αντιπαράλληλων διόδων (αμελητέο μεταβατικό λόγω παρόμοιας τάσεως αγωγής $-V_{FD} \cong -V_{ON} \cong 0$). Επίσης, η «σκληρή» μεταγωγή του άλλου ζεύγους διακοπών γίνεται εξ'ορισμού μετά το πέρας του νεκρού χρόνου, οπότε δεν έχει σημασία η τήρηση κάποιου συγκεκριμένου κάτω ορίου του T_d . Εάν ωστόσο παραβιαστεί το άνω όριο της (3.71) (που εξαρτάται από το γινόμενο $\theta \times T_s$), τότε θα χαθεί η χαρακτηριστική ιδιότητα ZVS κατά την σβέση των διακοπών της χωρητικής περιοχής, καθώς στην αρχή του νεκρού χρόνου θα υπάρχει πλέον ένα θετικό ρεύμα, το οποίο θα πρέπει να διακοπεί τελείως με τη σβέση του διακοπτικού στοιχείου. Βέβαια, με καλή επιλογή του νεκρού χρόνου, η μόνη πρακτική περίπτωση που υπερβαίνει αυτό το άνω όριο είναι όταν είμαστε κοντά στη συχνότητα συντονισμού, οπότε και προσεγγίζεται η λειτουργία με την ανάλυση του αμέσως προηγούμενου κεφαλαίου 3.3.

3.5 Λειτουργία Ασυνεχούς Αγωγής (DCM)

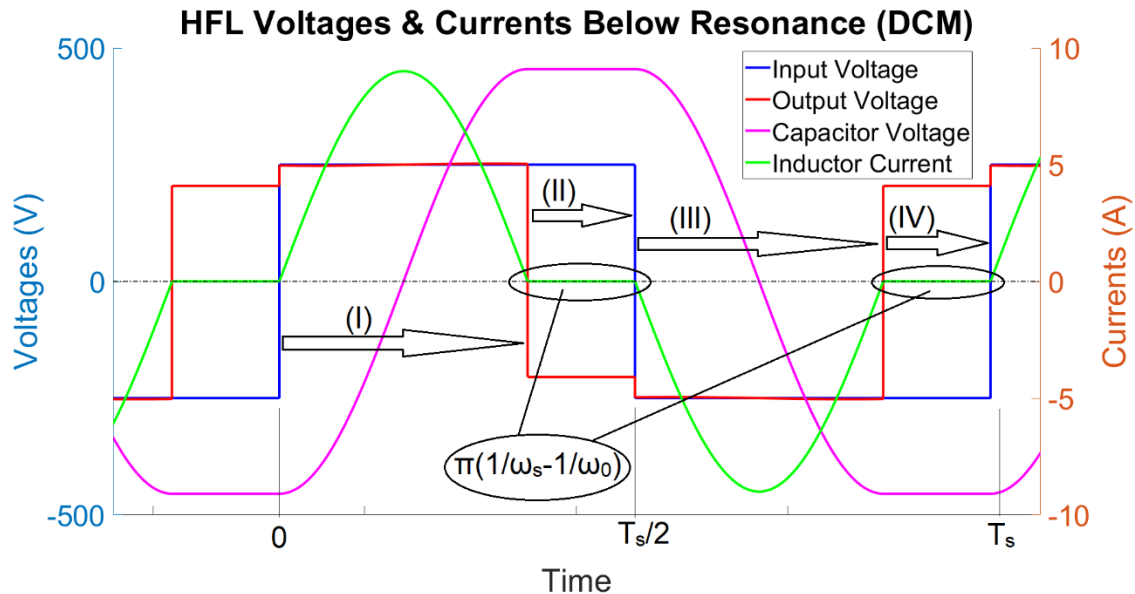
Η περιοχή συχνοτήτων που υφίσταται η λειτουργία ασυνεχούς αγωγής ρεύματος (DCM) είναι ίδια με της χωρητικής λειτουργίας και συγκεκριμένα το εύρος συχνοτήτων που θα μελετήσουμε θα είναι το ίδιο με του προηγούμενου κεφαλαίου 3.4, δηλαδή $f_0/2 \leq f_s < f_0$. Η DCM περιοχή δεν απαντάται σε συχνότητες πάνω από του συντονισμού, καθώς όπως είναι γνωστό από την ανάλυση του κεφαλαίου 3.2, το ρεύμα δεν προλαβαίνει σε χρονικό παράθυρο μικρότερο της διακοπτικής ημιπεριόδου να ολοκληρώσει τη δική του ημιπερίοδο ημιτόνου και μάλιστα με συχνότητα μικρότερη της διακοπτικής. Αυτό που χαρακτηρίζει την DCM περιοχή είναι ο μηδενισμός του ρεύματος πηνίου i_L προ του τέλους της διακοπτικής ημιπεριόδου μέχρι και την έναρξη της επόμενης διακοπτικής ημιπεριόδου. Αυτή η ασυνέχεια (μηδενισμός) ρεύματος δηλαδή, εκδηλώνεται πριν και από τον νεκρό χρόνο, σε αντίθεση με την περιοχή συντονισμού.

Αξιοσημείωτα είναι τα εξής για την DCM περιοχή λειτουργίας:

- Παρόλο που εμφανίζεται στις συχνότητες κάτω του συντονισμού, όπως και η χωρητική CCM περιοχή, ομοιάζει σε πολλά με την λειτουργία στον συντονισμό, όπως στις εξισώσεις ρευμάτων, τάσεων, ισχύων και στον τρόπο μεταγωγής των διακοπών.
- Δεν περιγράφεται προσεγγιστικά μέσω της FHA ανάλυσης, η οποία είναι μόνο για την CCM λειτουργία.
- Η τάση εξόδου του HFL δεν αποτελεί πλέον τετραγωνικό παλμό με duty-cycle 50% όπως της τάσης εισόδου, συνεπώς δεν έχει νόημα να οριστεί διαφορά φάσης θ μεταξύ τους.

3.5.1 Ενδιάμεσο Στάδιο HFL

Στις κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL που ακολουθούν θα φανεί ξεκάθαρα η ιδιόμορφη συμπεριφορά τους στην DCM λειτουργία:



Σχ.3.15. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_0/2 \leq f_s < f_0$ κατά διάρκεια T_s . Επισημαίνονται και οι 4 χρονικές περιοχές (I-IV), μαζί με τα χρονικά διαστήματα μηδενικού ρεύματος.

Στο σχ.3.15 παρατηρούμε ότι το ρεύμα i_L μηδενίζεται μόλις ολοκληρώσει μισό κύκλο ημιτόνου, (το οποίο εξαρτάται από τη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος και μόνο) μέχρι και την έναρξη της επόμενης διακοπτικής ημιπεριόδου. Επομένως, το χρονικό διάστημα μηδενικού ρεύματος είναι:

$$\tau_{DCM} = \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \quad (3.72)$$

Επιπλέον, κατά το χρονικό διάστημα τ_{DCM} η τάση του πυκνωτή v_C δεν μεταβάλλεται, αλλά παραμένει σταθερή σε τιμές $\pm V_{C0}$ όπως θα δούμε στη συνέχεια, αφού δεν υπάρχει ρεύμα να τον εκφορτίσει ή αποφορτίσει. Ταυτόχρονα, η τάση εξόδου v_{out} δεν παίρνει τιμές $\pm V_o$, αντιθέτως εξαρτάται από το κύκλωμα πριν από τον ανορθωτή (από v_{in} και v_C αφού $v_L=0$ υπό $i_L=0$), αφού ο τελευταίος με μηδενικό ρεύμα αποκόπτεται από το υπόλοιπο κύκλωμα. Συγκεκριμένα, οι συναρτήσεις των τάσεων εισόδου $v_{in}(t)$ και εξόδου $v_{out}(t)$ κατά μήκος μίας περιόδου T_s είναι:

$$v_{in}(t) = \begin{cases} +V_d, & 0 < t < T_s/2 \\ -V_d, & T_s/2 < t < T_s \end{cases} \quad (3.73)$$

$$v_{out}(t) = \begin{cases} +V_o, & 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ V_d + V_{C0}, & \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ -V_o, & \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) \\ -V_d - V_{C0}, & \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) < t < T_s \end{cases} \quad (3.74)$$

Από όλα τα παραπάνω συνάγονται οι εξής 4 χρονικές περιοχές, οι οποίες σηματοδοτούν αλλαγές στις τάσεις του δικτύου συντονισμού:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Περιοχή I,} \quad \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, \quad 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ \text{Περιοχή II,} \quad \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = V_d + V_{C0}\}, \quad \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ \text{Περιοχή III,} \quad \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, \quad \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) \\ \text{Περιοχή IV,} \quad \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_d - V_{C0}\}, \quad \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) < t < T_s \end{array} \right.$$

Από την ασυνεχή αγωγή του ρεύματος i_L σε συνδυασμό με τη σταθερότητα της τάσης v_C στο ίδιο χρονικό διάστημα, για τις οριακές τους τιμές I_{L0} - I_{LIV} και V_{C0} - V_{CIV} αντίστοιχα, ισχύει:

$$I_{L0} = I_{LI} = I_{LII} = I_{LIII} = I_{LIV} = 0 \quad (3.75)$$

$$\{V_{CI} = V_{CII} \mid V_{CIII} = V_{CIV} = V_{C0}\} \quad (3.76)$$

Η ανάλυση του κεφαλαίου 3.1 έγινε συμβατικά για την περιοχή II, όπου είναι θετικές και οι 2 τάσεις, οπότε η συνολική έκφραση για όλη την περίοδο του ρεύματος σειράς i_L λαμβάνοντας υπόψη το σχ.3.15 και τις σχέσεις (3.75) και (3.76) είναι η ακόλουθη:

$$i_L(t) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, \quad 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \quad \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_d - V_o + V_{CII}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right), \quad \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \quad \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) < t < T_s \end{array} \right. \quad (3.77)$$

Η τάση πηνίου v_L είναι ανάλογη της παραγώγου του ρεύματος i_L (σχέση (3.5)) και η συνολική της έκφραση δίνεται παρακάτω. Η τάση του πυκνωτή v_C είναι απλώς η διαφορά της συνολικής τάσης διέγερσης του δικτύου συντονισμού με της τάσης πηνίου (σχέση (3.6), πρόσχημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή).

$$v_L(t) = \left\{ \begin{array}{l} (V_d - V_o - V_{C0}) \cos \omega_0 t, \quad 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \quad \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ -(V_d - V_o + V_{CII}) \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right), \quad \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \quad \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) < t < T_s \end{array} \right. \quad (3.78)$$

Όμως στον LC-σειράς το ρεύμα πηνίου ισούται με το ρεύμα πυκνωτή, το οποίο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας έχει μηδενική μέση τιμή, συνεπώς:

$$\langle i_L \rangle = \langle i_C \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} i_L(t) dt = 0 \xrightarrow{(3.77)} -\frac{V_{C0} + V_{CII}}{z_0} (1 - \cos \pi) = 0 \quad (3.79)$$

Από την παραπάνω συνθήκη προκύπτει η σχέση αντισυμμετρίας ημιπεριόδου:

$$V_{C0} = -V_{CII} \quad (3.80)$$

Η (3.80) σε συνδυασμό με την (3.76) επαληθεύουν την προηγούμενη παραδοχή μας πως η τάση του πυκνωτή μεταβάλλεται εντός των ορίων $\pm V_{C0}$, στα οποία διατηρείται σταθερή κατά τα διαστήματα ασυνέχειας T_{DCM} του ρεύματος (βλ. σχ.3.15).

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο και p_{out} στην έξοδο του HFL δίνονται από τους τύπους:

$$p_{in}(t) = v_{in}(t)i_L(t) \xrightarrow{(3.77)\&(3.80)}$$

$$p_{in}(t) = \begin{cases} V_d \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, & \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ V_d \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) \\ 0, & \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) < t < T_s \end{cases} \quad (3.81)$$

$$p_{out}(t) = v_{out}(t)i_L(t) \xrightarrow{(3.77)\&(3.80)}$$

$$p_{out}(t) = \begin{cases} V_o \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 t, & 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, & \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ V_o \frac{V_d - V_o - V_{C0}}{z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) \\ 0, & \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) < t < T_s \end{cases} \quad (3.82)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,out}$ των p_{in} και p_{out} αντίστοιχα:

$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(3.81)}$$

$$P_{avg,in} = \frac{V_d \omega_s}{\pi \omega_0} \frac{(V_d - V_o - V_{C0})}{z_0} (1 - \cos \pi) = V_d \frac{2 \omega_s}{\pi \omega_0} \frac{(V_d - V_o - V_{C0})}{z_0} \quad (3.83)$$

$$P_{avg,out} = \langle p_{out} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{out}(t) dt \xrightarrow{(3.82)}$$

$$P_{avg,out} = \frac{V_o \omega_s}{\pi \omega_0} \frac{(V_d - V_o - V_{C0})}{z_0} (1 - \cos \pi) = V_o \frac{2 \omega_s}{\pi \omega_0} \frac{(V_d - V_o - V_{C0})}{z_0} \quad (3.84)$$

Παρατηρούμε ότι όπως οι μέσες ισχύεις έχουν παρόμοιες εκφράσεις με αυτές του συντονισμού (εκτός από συχνοτική εξάρτηση). Εξισώνοντας αυτές (η μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς είναι σταθερή κατά μήκος του HFL) σύμφωνα με τη σχέση διατήρησης ισχύος (3.29), συμπεραίνουμε ότι αφού δεν μπορούν να είναι μηδενικές από τη στιγμή που ο μετατροπέας λειτουργεί υπό φορτίο. Απομένει λοιπόν να ισούνται η τάση εισόδου με τη τάση εξόδου, δίνοντας ανεξάρτητως φορτίου και συχνότητας το μέγιστο δυνατό κέρδος, το μοναδιαίο, όπως στον συντονισμό:

$$P_{avg,in} = P_{avg,out} \xrightarrow{(3.83)\&(3.84)} V_d = V_o \Rightarrow K = \frac{V_o}{V_d} = 1 \quad (3.85)$$

Τα i_L , v_L , v_C , $P_{avg,in}$, $P_{avg,out}$ επικαιροποιούνται σύμφωνα με την παραπάνω σχέση ως:

$$i_L(t) = \begin{cases} -\frac{V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0 t, & 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, & \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) \\ 0, & \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) < t < T_s \end{cases} \quad (3.86)$$

$$v_L(t) = \begin{cases} -V_{C0} \cos \omega_0 t, & 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, & \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ V_{C0} \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) \\ 0, & \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) < t < T_s \end{cases} \quad (3.87)$$

$$v_C(t) = \begin{cases} V_{C0} \cos \omega_0 t, & 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ -V_{C0}, & \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ -V_{C0} \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) \\ V_{C0}, & \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) < t < T_s \end{cases} \quad (3.88)$$

$$P_{avg,in} = P_{avg,out} = -\frac{2 \omega_s V_d V_{C0}}{\pi \omega_0 Z_0} \quad (3.89)$$

Από τις προηγούμενες σχέσεις (3.85), (3.89) και χρησιμοποιώντας την σχέση διατήρησης ισχύος (3.29) εξισώνοντας με την ισχύ φορτίου, εξάγουμε την έκφραση για την εναπομείνασα Α.Σ. V_{C0} :

$$-\frac{2 \omega_s V_d V_{C0}}{\pi \omega_0 Z_0} = \frac{V_d^2}{R_{out}} \Rightarrow$$

$$V_{C0} = -V_d \frac{\pi \omega_0 Z_0}{2 \omega_s R_{out}} \xrightarrow{(2.10)\&(2.50)\&(3.4)} V_{C0} = -V_d \frac{4 \omega_0}{\pi \omega_s} Q \quad (3.90)$$

Συμπεραίνουμε ότι η V_{C0} στην DCM περιοχή είναι ευθέως ανάλογη της τάσης εισόδου V_d και του συντελεστή ποιότητας Q , παρομοίως με τον συντονισμό, αλλά και αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας. Τα i_L , v_C ($v_L = -v_C$ για τα 2 διαστήματα αγωγής ρεύματος) επικαιροποιούνται σύμφωνα με την παραπάνω σχέση ως:

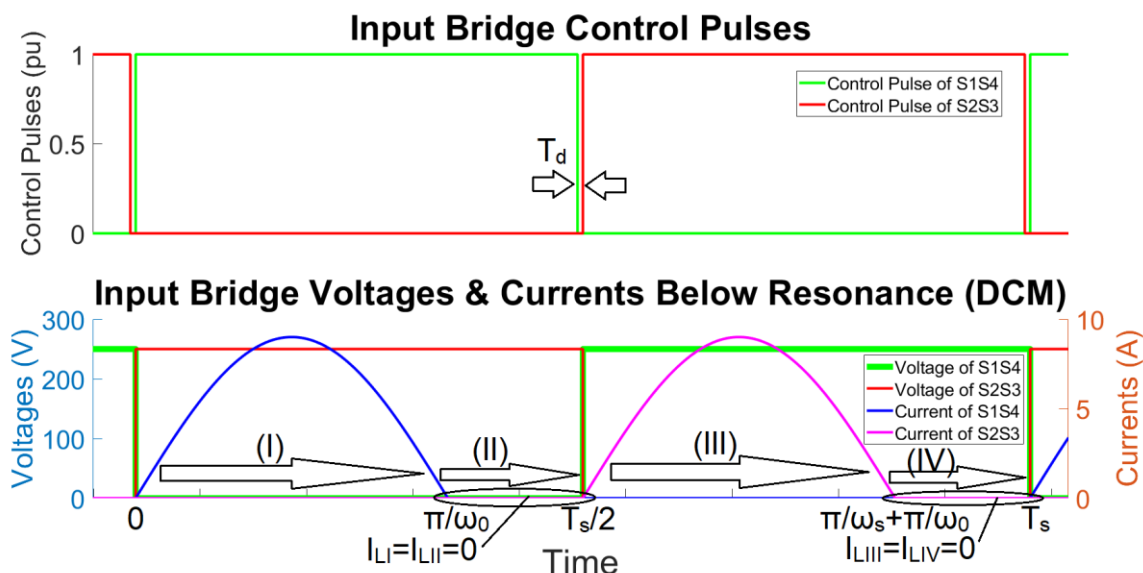
$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{\pi \omega_0 V_d}{2 \omega_s R_{out}} \sin \omega_0 t, & 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, & \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\frac{\pi \omega_0 V_d}{2 \omega_s R_{out}} \sin \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) \\ 0, & \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) < t < T_s \end{cases} \quad (3.91)$$

$$v_c(t) = \begin{cases} -V_d \frac{4}{\pi} \frac{\omega_0}{\omega_s} Q \cos \omega_0 t, & 0 < t < \frac{\pi}{\omega_0} \\ V_d \frac{4}{\pi} \frac{\omega_0}{\omega_s} Q, & \frac{\pi}{\omega_0} < t < \frac{T_s}{2} \\ V_d \frac{4}{\pi} \frac{\omega_0}{\omega_s} Q \cos \omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) \\ -V_d \frac{4}{\pi} \frac{\omega_0}{\omega_s} Q, & \pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0}\right) < t < T_s \end{cases} \quad (3.92)$$

Στις παραπάνω σχέσεις αναδεικνύεται πως τα i_L , v_L , v_C στην DCM περιοχή είναι ευθέως ανάλογα της τάσης εισόδου και αντιστρόφως ανάλογα της συχνότητας, τα v_L , v_C είναι και ευθέως ανάλογα του συντελεστή ποιότητας Q , το δε i_L είναι και αντιστρόφως ανάλογο της αντίστασης φορτίου R_{out} , ευθέως ανάλογο δηλαδή της ισχύος φορτίου (λόγω σταθερής τάσης εξόδου $V_o=V_d$). Παρόμοια ισχύουν και στον συντονισμό (εκτός από εξάρτηση συχνότητας).

3.5.2 Μεταγωγή Διακοπτικών Στοιχείων

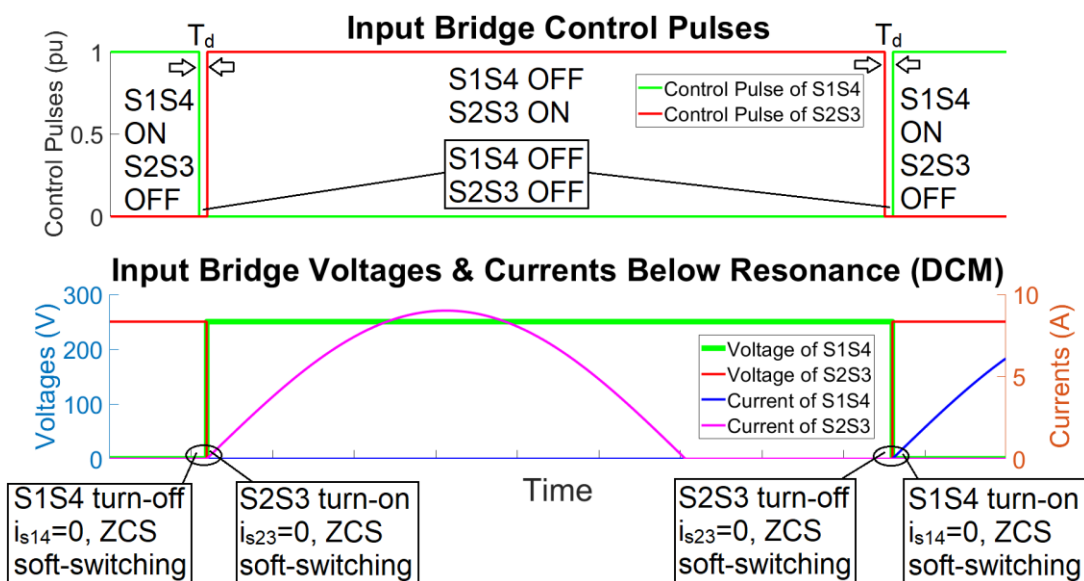
Στην DCM περιοχή συνεχίζει να ισχύει η μεταγωγή τύπου ZCS των διόδων της ανορθωτικής γέφυρας εξόδου, όπως ακριβώς και στα προηγούμενα κεφάλαια. Ακολούθως θα εξεταστεί η διακοπτική συμπεριφορά της ενεργής γέφυρας εισόδου:



Σχ.3.16. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου. Υποδεικνύονται οι 4 χρονικές περιοχές (I-IV), μαζί με τα χρονικά διαστήματα μηδενικού ρεύματος. Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

Παρατηρώντας τους παλμούς ελέγχου του σχ.3.16 βλέπουμε ότι πριν ακόμη τον νεκρό χρόνο T_d όπου όλα τα στοιχεία βρίσκονται σε αποκοπή, τα ρεύματα παρατηρούνται μηδενικά στη κάτω γραφική του σχ.3.16), εξαιτίας της DCM λειτουργίας και των αντίστοιχων διαστημάτων ασυνέχειας του ρεύματος.

Στη συνέχεια, θα αναλυθεί η μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων στην DCM περιοχή και γι'αυτό θα δοθούν οι κυματομορφές της γέφυρας εισόδου με εστίαση γύρω από τους 2 νεκρούς χρόνους ανά περίοδο T_s .



Σχ.3.17. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τους νεκρούς χρόνους T_d της εναλλαγής αγωγής των S1S4 στους S2S3 και αντίστροφα. Διακρίνονται οι περιοχές μηδενικού ρεύματος και οι ZCS μεταβάσεις των διακοπών.

Παρατηρώντας το σχ.3.17 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S1S4, το ρεύμα τους έχει προ πολλού μηδενιστεί (διάστημα T_{DCM}), οπότε έχουμε ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZCS (ZCS @ turn-off). Έπειτα, λόγω του συνεχιζόμενου διαστήματος μηδενικού ρεύματος, μετά το πέρας του νεκρού χρόνου οι S2S3 επίσης έχουν ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS κατά την έναυσή τους (ZCS @ turn-on). Ύστερα στο ίδιο σχήμα, βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S2S3, το ρεύμα τους πάλι έχει προ πολλού μηδενιστεί, οπότε έχουμε ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZCS (ZCS @ turn-off). Τέλος, λόγω του συνεχιζόμενου διαστήματος μηδενικού ρεύματος, μετά το πέρας του νεκρού χρόνου και οι S1S4 έχουν ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS κατά την έναυσή τους (ZCS @ turn-on).

Από την ανωτέρω ανάλυση εξάγουμε το συμπέρασμα ότι στην DCM περιοχή έχουμε ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS και στους 4 διακόπτες σε κάθε μετάβαση, όπως ακριβώς στον συντονισμό και σε αντίθεση με τις υπόλοιπες 2 CCM περιοχές (επαγωγική και χωρητική) όπου έχουμε ZVS στους 2 εκ των 4 διακοπών. Συνεπώς, οι διακοπτικές απώλειες θεωρητικά μηδενίζονται και πρακτικά μειώνονται δραστηκότερα στην DCM συγκριτικά με την επαγωγική και χωρητική περιοχή.

3.6 Όριο Περιοχών Λειτουργίας DCM – CCM

Η DCM λειτουργία απαντάται σε συχνότητες κάτω του συντονισμού, ωστόσο κάτω από μία συγκεκριμένη τιμή συχνότητας και μία συγκεκριμένη τιμή αντίστασης φορτίου (αύξηση φορτίου), παύει το ρεύμα να έχει διαστήματα μηδενικής τιμής και το κέρδος τάσης να είναι το μέγιστο (μοναδιαίο), οπότε το κύκλωμα περνάει στην CCM λειτουργία. Για την καλύτερη κατανόηση της DCM περιοχής, της αξιοποίησης ή αποφυγής της κατά τη λειτουργία του κυκλώματος και του ελέγχου του, θα βρεθεί στη συνέχεια η ακριβής συννοριακή συνθήκη μεταξύ CCM-DCM μαζί με τις συννοριακές τιμές συχνότητας, αντίστασης φορτίου κ.α.

Παρατηρώντας και συγκρίνοντας τα σχ.3.11 και σχ.3.15, για να βρεθεί το σύνορο των περιοχών DCM-CCM, απαιτούμε μηδενισμό του ρεύματος στις περιοχές (I) και (III) της CCM του σχ.3.11. Από την έκφραση του ρεύματος (3.54) και τη συνθήκη αντισυμμετρίας (3.58) έχουμε:

$$V_d + V_o + V_{C0} = 0 \quad (3.93)$$

Ωστόσο, στο σύνορο αυτό ισχύουν ταυτόχρονα και οι ιδιότητες της DCM περιοχής, συγκεκριμένα οι ίσες τάσεις $V_d=V_o$ της (3.85) και η έκφραση για την Α.Σ. V_{C0} της (3.90) (η V_{C0} της CCM είναι η V_{CIII} της DCM, ωστόσο ισούνται λόγω της (3.76)), οπότε η (3.93) γίνεται:

$$2V_d = -V_{C0} = V_d \frac{\pi \omega_0}{2 \omega_s} \frac{Z_0}{R_{out}} \Rightarrow$$

$$\frac{\pi \omega_0}{4 \omega_s} \frac{Z_0}{R_{out}} = 1 \xrightarrow{(2.10)\&(2.50)\&(3.4)} \frac{2 \omega_0}{\pi \omega_s} Q = 1 \quad (3.94)$$

Η συνθήκη (3.94) μας δίνει το σύνορο των DCM-CCM περιοχών. Επιλύοντας τον τύπο ως προς οποιαδήποτε μεταβλητή παίρνουμε την αντίστοιχη συνοριακή της τιμή, γύρω από την οποία αλλάζει η λειτουργία από CCM σε DCM και αντίστροφα.

Για την αντίσταση φορτίου R_{out} ισχύει:

$$R_{out,BD} = Z_0 \frac{\pi \omega_0}{4 \omega_s} \quad (3.95)$$

$$\begin{cases} R_{out} > R_{out,BD}, DCM \\ R_{out} < R_{out,BD}, CCM \end{cases} \quad (3.96)$$

Για την συχνότητα f_s ισχύει αντίστοιχα:

$$f_{s,BD} = f_0 \frac{2}{\pi} Q \quad (3.97)$$

$$\begin{cases} f_s > f_{s,BD}, DCM \\ f_s < f_{s,BD}, CCM \end{cases} \quad (3.98)$$

Να σημειωθεί πως για $Q > \pi/2$, η συνοριακή τιμή της συχνότητας ξεπερνάει την τιμή συντονισμού, οπότε ο μετατροπέας λειτουργεί στην CCM περιοχή για κάθε συχνότητα f_s (αφού ισχύει για κάθε $f_s < f_0$, τότε ισχύει παντού αφού άνω του συντονισμού είναι αδύνατη η DCM λειτουργία).

Τέλος, για τον συντελεστή ποιότητας Q η συνοριακή τιμή και η αντίστοιχη συνθήκη είναι:

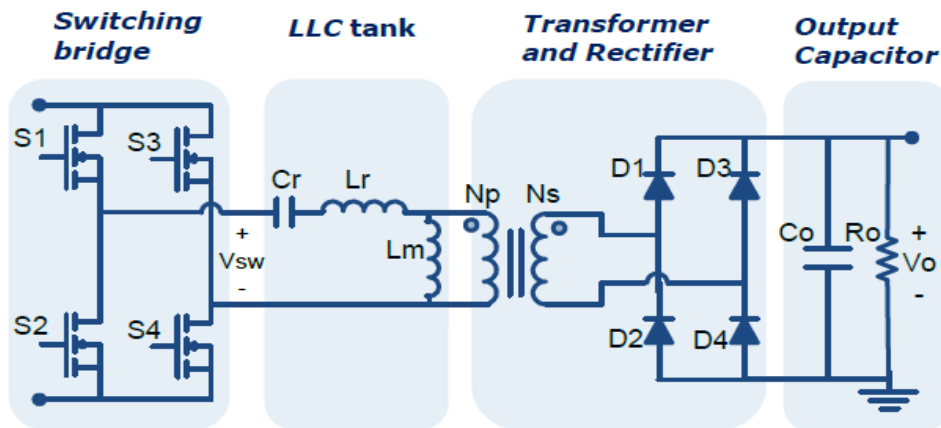
$$Q_{BD} = \frac{\pi \omega_s}{2 \omega_0} \quad (3.99)$$

$$\begin{cases} Q < Q_{BD}, DCM \\ Q > Q_{BD}, CCM \end{cases} \quad (3.100)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις του Q_{BD} επαληθεύεται το προλεχθέν συμπέρασμα ότι η συνθήκη $Q < \pi/2$ είναι αναγκαία (όχι και ικανή) για λειτουργία DCM (αφού παράλληλα ισχύει $\omega_s < \omega_0$).

4 Ο Μετατροπέας LLC

Ο μετατροπέας απλής ενεργής γέφυρας (SAB) LLC (εικονίζεται στο σχ.4.1), περιέχει μεταξύ των γεφυρών εισόδου και εξόδου (που έχουν αναλυθεί στα κεφάλαια 2.1 & 2.3 αντίστοιχα) ένα δίκτυο συντονισμού τύπου LLC, του οποίου η συχνοτική συμπεριφορά περιγράφεται στο υποκεφάλαιο 2.2.5. Αυτό το LLC-δίκτυο υλοποιείται συνήθως στην πράξη με έναν πυκνωτή συντονισμού C_r σε σειρά με έναν μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων (HFT, βλ. υποκεφάλαιο 2.2.6), του οποίου οι αυτεπαγωγές σκέδασης και μαγνήτισης ισοδυναμούν με τα πηνία L_r και L_m του LLC-δικτύου αντίστοιχα [4]. Ο LLC είναι από τους πιο δημοφιλείς τύπους μετατροπέων συντονισμού με πολλά προτερήματα και χρήσιμες ιδιότητες, που θα αναλυθούν στο κεφάλαιο 4.1 και σε αυτόν θα επικεντρωθεί η παρούσα διπλωματική εργασία.



Σχ.4.1. Το κύκλωμα του LLC μετατροπέα τμηματοποιημένο στα βασικά του υποσυστήματα [6].

Στην παρούσα ενότητα θα αναλύσουμε διεξοδικά τον μετατροπέα LLC. Αρχικά, στο 1^ο κεφάλαιο θα γίνει μία σύντομη εισαγωγική παρουσίαση των σημαντικότερων πλεονεκτημάτων και εφαρμογών της συγκεκριμένης τοπολογίας. Ύστερα, στο 2^ο κεφάλαιο θα εξάγουμε τους γενικούς τύπους των ρευμάτων και των τάσεων μέσω διαφορικών εξισώσεων στα 2 ισοδύναμα κυκλώματα ανάλυσης στο πεδίο του χρόνου (TDA), ένα για κάθε μία εκ των 2 λειτουργικών καταστάσεων της διάταξης στις οποίες διαφοροποιείται το TDA – ισοδύναμο κύκλωμα (περιοχές μετάδοσης ισχύος και αποκοπής φορτίου – freewheeling operation). Τέλος, στο 3^ο κεφάλαιο με τους βασικούς αυτούς τύπους και με την παρουσίαση των αντίστοιχων αποτελεσμάτων προσομοιώσεων του PLECS, θα αναλύσουμε τον μετατροπέα μας στις βασικότερες συχνοτικές περιοχές μόνιμης κατάστασης λειτουργίας του κατά τη διάρκεια μίας περιόδου. Ειδικότερα, θα εξεταστούν οι περιοχές λειτουργίας για συχνότητες πάνω από τη συχνότητα συντονισμού ($f_s > f_r$), στον συντονισμό ($f_s = f_r$) και κάτω από τη συχνότητα συντονισμού ($f_s < f_r$).

4.1 Πλεονεκτήματα – Εφαρμογές

Ο LLC είναι από τους πλέον δημοφιλείς SAB μετατροπείς συντονισμού, που όταν (σχεδόν πάντα) διαθέτουν HFT υλοποιούν έναν S4T (βλ. εισαγωγικό κεφάλαιο 1.1). Η ευρεία τους χρήση οφείλεται στα πλεονεκτήματά τους, τα οποία έναντι των υπόλοιπων DC/DC μετατροπέων χωρίς συντονισμό, τόσο απλών χωρίς HFT όσο και SSTs είναι:

- Η ομαλή μεταγωγή στους διακόπτες της γέφυρας εισόδου, μερική (για τους μισούς διακόπτες) τύπου ZVS κατά την έναυση (ZVS@turn-on) ή σβέση (ZVS@turn-off) εκτός συντονισμού και ZVS κατά την έναυση με περαιτέρω μειωμένες απώλειες κατά τον συντονισμό (η ομαλή μεταγωγή του LLC θα αναλυθεί στο κεφάλαιο 4.3).
- Η ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS σε όλες τις διόδους του ανορθωτή οδηγούμενου από ρεύμα (βλ. υποκεφάλαιο 2.3.1) που διαθέτει ο LLC.

- Η αυξημένη απόδοση του LLC-μετατροπέα λόγω της ομαλής μεταγωγής, ZCS για όλες τις διόδους συνδυαστικά με ZVS των μισών διακοπών γέφυρας εισόδου, που μειώνει τις συνολικές απώλειές του [4].
- Η γαλβανική απομόνωση που παρέχει ο ενσωματωμένος HFT, απομονώνοντας το φορτίο από την πηγή και μη αφήνοντας το να επηρεάσει δυσμενώς το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας [4].
- Η μαγνητική ολοκλήρωση του πηνίου σειράς L_r και του εγκαρσίου πηνίου L_m του LLC εντός του HFT, ως αυτεπαγωγές σκέδασης και μαγνήτισης αντίστοιχα, κατεβάζοντας το κόστος, όγκο, βάρος και πλήθος των εξαρτημάτων [4].
- Η υψηλή ενεργειακή πυκνότητα του LLC, εξαιτίας των υψηλών συχνοτήτων λειτουργίας που μειώνουν τον όγκο και βάρος του HFT και όλων των παθητικών στοιχείων L και C σε συνδυασμό με την προλεχθείσα μαγνητική ολοκλήρωση [4].
- Η ευέλικτη ρύθμιση της τάσεως εξόδου, οφειλόμενη στον έλεγχο μεταβλητής συχνότητας (VFC), ο οποίος προσαρμόζει το κέρδος τάσεων ανάλογα με την απαιτούμενη τάση εξόδου και το φορτίο ποιοτικά βάσει των διαγραμμάτων bode του LLC (βλ. υποκεφάλαιο 2.2.6 και σχ.2.17).
- Η μειωμένη αρμονική «μόλυνση» της πλευράς εισόδου λόγω των σχεδόν ημιτονοειδών τάσεων και ρευμάτων του LLC γύρω από τη συχνότητα συντονισμού του, τα οποία μαζί με την ομαλή μεταγωγή διακοπών και διόδων περιορίζουν τις απότομες μεταβολές τάσεων και ρευμάτων (υψηλά di/dt , dv/dt) και μειώνουν την ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (EMI) της διάταξης [4].

Πολλά προτερήματα εκ των ανωτέρω μοιράζεται και ο SAB μετατροπέας LC-σειράς, ο οποίος εξετάστηκε στην προηγούμενη ενότητα και ομοιάζει αρκετά με τον LLC σε δομή, ιδιότητες και λειτουργία. Ωστόσο, ο LLC πλεονεκτεί του LC-σειράς στα ακόλουθα:

- Ο LLC διαθέτει απόκριση συχνότητας (αντιστοιχεί σε bode-διάγραμμα) με εύρος συχνοτήτων και φορτίων (συντελεστών ποιότητας Q) όπου το κέρδος τάσεων είναι άνω της μονάδας, σε αντίθεση με τον LC-σειράς που έχει μέγιστο μοναδιαίο κέρδος στον συντονισμό, εκτός του οποίου μειώνεται κάτω του 1. Αυτή η ιδιότητα του μεγαλύτερου κέρδους προσδίδει στον LLC μεγαλύτερες δυνατότητες ελέγχου και ρύθμισης της τάσης εξόδου με μεταβλητό φορτίο μέσω VFC.
- Η μαγνητική ολοκλήρωση του LLC με την υλοποίηση του δικτύου συντονισμού χρησιμοποιώντας έναν πυκνωτή σειράς και τις αυτεπαγωγές σκέδασης και μαγνήτισης του HFT, ο οποίος παρέχει ταυτοχρόνως γαλβανική απομόνωση και μετασχηματισμό επιπέδου τάσης, τον καθιστά ένα ιδιαίτερα πρακτικό κύκλωμα, ελκυστικό για πληθώρα εφαρμογών. Αντιθέτως, ο LC-σειράς μπορεί πρακτικά να υλοποιηθεί μόνο χωρίς HFT, χάνοντας όλα τα οφέλη, καθώς σε αντίθετη περίπτωση εκφυλίζεται σε LLC μετατροπέα αφού το πηνίο μαγνήτισης του HFT δεν μπορεί να αγνοηθεί.

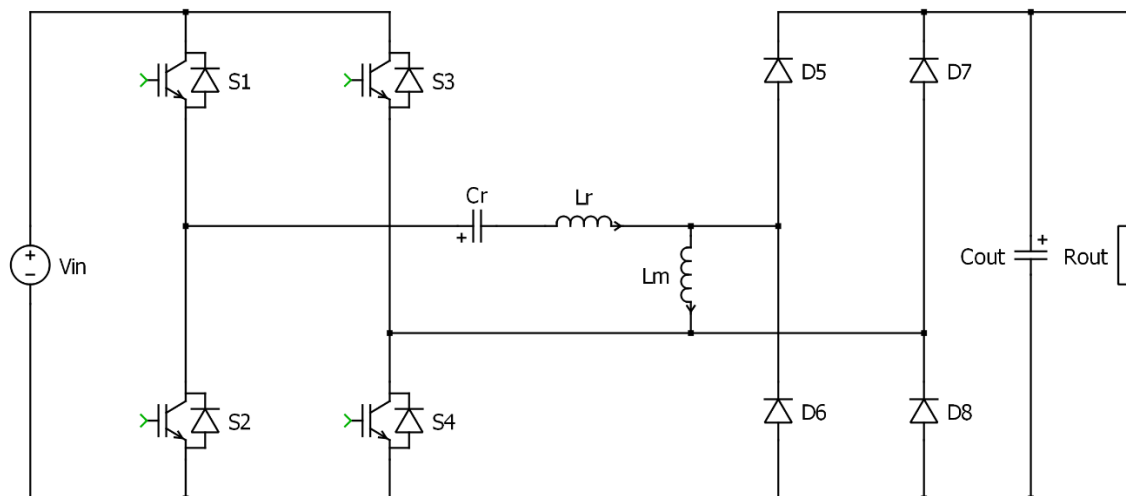
Με τόσα πλεονεκτήματα, χρήσιμες ιδιότητες και πρακτικότητα, ο LLC SAB μετατροπέας συντονισμού βρίσκει πλήθος εφαρμογών, βιομηχανικών και μη. Οι βασικότερες εξ' αυτών παρουσιάζονται ακολούθως και είναι οι εξής:

- Οδήγηση LED-φωτισμού: τα παλιά συστήματα οδήγησης LED βασισμένα σε μη-ελεγχόμενους ανορθωτές διόδων είχαν πολλές απώλειες, EMI και αρμονικές, που ο LLC-μετατροπέας έρχεται να διορθώσει. Η μόνη τροποποίηση που χρειάζεται για την σύνδεση στο οικιακό AC-δίκτυο είναι ένας ανορθωτής με έναν DC/DC boost μετατροπέα στην έξοδο, γνωστός ως PFC-boost καθώς διορθώνει τον ΣΙ στην είσοδο της διάταξης [4].
- Παροχή ενέργειας σε LCD-TV: η αύξηση των διαστάσεων και της ισχύος με μείωση όμως στο βάρος και πάχος των LCD-τηλεοράσεων κάνει ιδανική εφαρμογή για σύστημα παροχής ενέργειας με LLC-μετατροπέα, που έχει μεγάλη ενεργειακή πυκνότητα και μικρές απώλειες. Για την προσαρμογή στο AC-δίκτυο χρειάζεται το σύστημα AC-DC PFC-boost που χρησιμοποιήθηκε και στην προηγούμενη εφαρμογή των LED [4].
- Φόρτιση EVs: οι σταθμοί φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων (EVs) έχουν απαιτήσεις στην υψηλή απόδοση και πυκνότητα ισχύος των μετατροπέων, οπότε και ο LLC-μετατροπέας

- είναι καλή επιλογή [4]. Διάφορες τοπολογικές τροποποιήσεις έχουν προταθεί στην κλασική διάταξη του συνδυασμού AC-DC PFC-boost με τον LLC, με ορισμένες να είναι:
- 1) ο PFC-boost χωρίς γέφυρα με καλύτερη απόδοση, αλλά χειρότερη διόρθωση του ΣΙ και κυμάτωση ρεύματος [4],
 - 2) η βελτίωση του PFC-boost χωρίς γέφυρα με χρήση 2 HFTs σύνδεσης σειράς-παράλληλα εντός του LLC [4] και
 - 3) με παράλληλα παρεμβαλλόμενο PFC-boost, που προσφέρει μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος, μικρότερη κυμάτωση και καταπόνηση ρεύματος, καθώς και μικρότερες χωρητικότητες και αυτεπαγωγές του δικτύου συντονισμού, ενώ το ρεύμα εισόδου μοιράζεται στα 2 [4].
- Διασύνδεση PVs με δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας: ο LLC-μετατροπέας εδώ αποτελεί το ενδιάμεσο στάδιο της διάταξης για διασύνδεση των φωτοβολταϊκών (PVs) με το AC-δίκτυο, ανάμεσα στο DC/DC boost εισόδου, το οποίο είναι σε ρόλο MPPT (ιχνηλάτης μεγίστου σημείου ισχύος) των φ/β και στον αντιστροφέα εξόδου, όπως και ένας SST (βλ. κεφάλαιο 1.1). Ο κίνδυνος από την παρασιτική χωρητικότητα PV-εδάφους και η ανάγκη γαλβανικής απομόνωσης κάνουν ακόμη πιο ταιριαστό τον LLC με τον ενσωματωμένο του HFT [4].

4.2 Λειτουργικές Καταστάσεις (TDA με Δ.Ε.)

Παρακάτω στο σχ.4.2 φαίνεται το κύκλωμα του LLC μετατροπέα που θα χρησιμοποιηθεί για την μετέπειτα ανάλυση. Ο HFT δεν συμπεριλαμβάνεται, αλλά παριστάνεται με το ισοδύναμο στην θεωρία (για μετασχηματιστή με λόγο ελιγμάτων 1, δεν ενδιαφέρει στην ανάλυση η γαλβανική απομόνωση) LLC-δίκτυο.

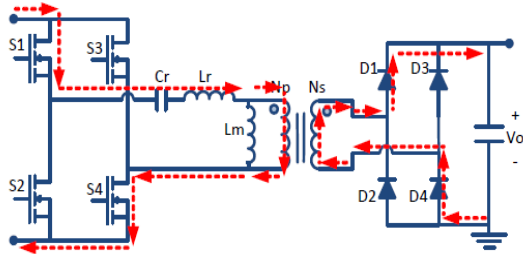


Σχ.4.2. Συνολικό κύκλωμα του SAB μετατροπέα LLC για χρήση στην ακόλουθη ανάλυση.

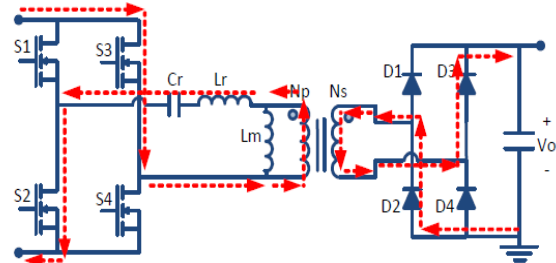
Στο κεφάλαιο αυτό θα εξεταστούν οι 2 λειτουργικές περιοχές της διάταξης στις οποίες διαφοροποιείται το TDA – ισοδύναμο κύκλωμα και θα γίνει ανάλυση στο πεδίο του χρόνου με Δ.Ε. στα 2 αντίστοιχα ισοδύναμα που προκύπτουν. Οι περιοχές αυτές σχετίζονται με την σύνδεση ή μη του ανορθωτή με το φίλτρο εξόδου και το φορτίο στο υπόλοιπο κύκλωμα. Στη λειτουργία μετάδοσης ισχύος (1^η εκ των 2, βλ. υποκεφάλαιο 4.2.1) τα τελευταία είναι συνδεδεμένα, ενώ στη λειτουργία αποκοπής φορτίου (ή αλλιώς freewheeling operation, 2^η εκ των 2, βλ. υποκεφάλαιο 4.2.2) αποκόπτονται από το υπόλοιπο κύκλωμα με το τελευταίο να χωρίζεται ηλεκτρικά σε 2 μέρη.

4.2.1 Λειτουργία Μετάδοσης Ισχύος

Τα σχ.4.3 και σχ.4.4 απεικονίζουν τη διαδρομή που ακολουθεί το ρεύμα στη λειτουργία μετάδοσης ισχύος, ανάλογα με το διακοπτικό ζευγάρι σε αγωγή, επομένως και το πρόσημο της τάσης εισόδου του HFL. Σε κάθε περίπτωση η ροή ισχύος είναι από την πηγή στο φορτίο.

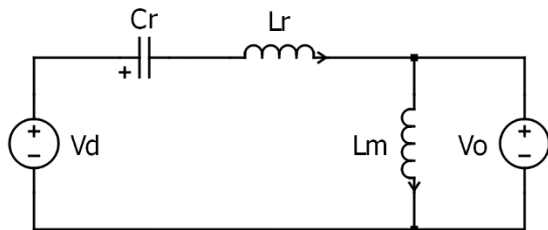


Σχ.4.3. Ροή ρεύματος με τάση εισόδου HFL $V_{in}=+V_d$ (η ισχύς μεταδίδεται στο φορτίο) [6].



Σχ.4.4. Ροή ρεύματος με τάση εισόδου HFL $V_{in}=-V_d$ (η ισχύς μεταδίδεται στο φορτίο) [6].

Για την ανάλυση στο πεδίο του χρόνου με διαφορικές εξισώσεις, θα χρησιμοποιηθεί το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.4.5. Με το ενδιάμεσο HFL στάδιο να είναι στο επίκεντρο της ανάλυσης, το στάδιο εισόδου προσομοιώνεται με τετραγωνικό παλμό τάσης. Λόγω των 2 πηνίων στους 2 κλάδους του LLC συνδυασμού, το ρεύμα του δεν μπορεί να αλλάζει ακαριαία, καθώς αυτό οδηγεί σε υπερτάσεις στα άκρα τους και παρεμποδίζει την αναμενόμενη λειτουργία του συγκεκριμένου μετατροπέα, οπότε και η ισοδύναμη πηγή τετραγωνικού παλμού ρεύματος στην έξοδο απορρίπτεται. Συνεπώς μένει το στάδιο εξόδου να προσομοιωθεί με τετραγωνικό παλμό τάσης, μέσω χρήσης ανορθωτή τύπου οδηγούμενου από ρεύμα (με απλό πυκνωτή εξομάλυνσης τάσης παράλληλα στο φορτίο). Τα τελευταία πορίσματα επαληθεύουν τη χρήση απλού πυκνωτή παράλληλα στο φορτίο προς εξομάλυνση τάσης, όπως φαίνεται στα προηγούμενα σχήματα (σχ.4.1 έως σχ.4.4). Τέλος, λόγω της τμηματικής χρονικά ανάλυσης θεωρούμε τις τάσεις εισόδου και εξόδου ως dc πηγές τάσης πλάτους V_d και V_o αντίστοιχα.



Σχ.4.5. Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα LLC για TDA με Δ.Ε. κατά τη λειτουργία μετάδοσης ισχύος.

Η εξίσωση κυκλώματος (όπου $V_d - V_o = \text{σταθ.}$) είναι:

$$V_d - V_o = v_{C_r} + v_{L_r} = L_r \frac{d}{dt} i_{L_r} + \frac{1}{C_r} \int i_{L_r} dt \quad (4.1)$$

Στην παραπάνω εξίσωση παρατηρούμε ότι ούτε το εγκάρσιο πηνίο (ή πηνίο μαγνήτισης) L_m ούτε το ρεύμα του i_{L_m} συμμετέχει, καθώς η τάση του $v_{L_m}=V_o$ είναι σταθερή και καθορίζεται από την ισοδύναμη πηγή V_o , οπότε και το L_m δεν συμμετέχει στον συντονισμό των L_r, C_r .

Από την (4.1) προκύπτει η διαφορική εξίσωση:

$$L_r \frac{d^2}{dt^2} i_{L_r} + \frac{1}{C_r} i_{L_r} = 0 \quad (4.2)$$

Η (4.2) έχει λύση την έκφραση για το ρεύμα του πηνίου σειράς i_{Lr} , ενώ οι $I_{Lr0}=i_{Lr}(0)$, $V_{Cr0}=v_{Cr}(0)$ είναι οι Α.Σ. (αρχικές συνθήκες) πηνίου και πυκνωτή σειράς αντίστοιχα:

$$i_{Lr} = I_{Lr0} \cos \omega_r t + \frac{V_d - V_o - V_{Cr0}}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (4.3)$$

,όπου $\{\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r} \mid z_r = \sqrt{L_r/C_r}\}$ (4.4)

Οι τάσεις πηνίου v_{Lr} , πυκνωτή v_{Cr} δίνονται από τις σχέσεις:

$$v_{Lr} = L_r \frac{d}{dt} i_{Lr} = (V_d - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_r t - z_r I_{Lr0} \sin \omega_r t \quad (4.5)$$

$$v_{Cr} = V_d - V_o - v_{Lr} = V_d - V_o - (V_d - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_r t + z_r I_{Lr0} \sin \omega_r t \quad (4.6)$$

Το ρεύμα του εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} δίνεται από την παρακάτω σχέση (η $I_{Lm0}=i_{Lm}(0)$ είναι η Α.Σ. του εγκάρσιου πηνίου):

$$i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int v_{Lm} dt \xrightarrow{v_{Lm}=V_o} i_{Lm} = \frac{V_o}{L_m} t + I_{Lm0} \quad (4.7)$$

Το ρεύμα i_o της ισοδύναμης πηγής V_o (ρεύμα εισόδου του ανορθωτή στο πραγματικό κύκλωμα, βλ. σχ.4.2 & σχ.4.5) είναι η διαφορά των ρευμάτων των 2 πηνίων (που δίνονται από τις (4.3) & (4.7)):

$$i_o = i_{Lr} - i_{Lm} \quad (4.8)$$

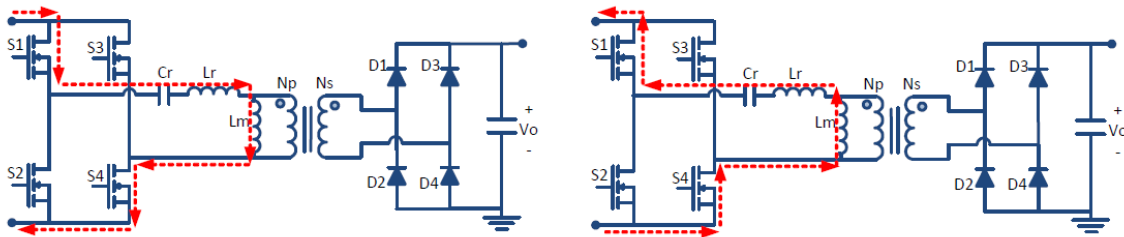
Τα σημαντικότερα από την όλη διερεύνηση είναι:

- η σχέση (4.4) για τη συχνότητα συντονισμού ω_r , η οποία ταυτίζεται με αυτήν του LC-δικτύου σειράς και του αντίστοιχου μετατροπέα (βλ. 2.2.1 & 3.1 και σχέσεις (2.9) & (3.4)), καθώς το εγκάρσιο πηνίο λόγω εξωτερικά καθοριζόμενης τάσης του δεν συμμετέχει στον συντονισμό, επομένως η ω_r εξαρτάται μόνο από τα 2 στοιχεία σειράς,
- τα ρεύματα και τάσεις των στοιχείων σειράς L_r και C_r , τα οποία για τον ίδιο λόγο με την ω_r έχουν ακριβώς τις ίδιες ημιτονοειδείς εκφράσεις με του μετατροπέα LC-σειράς (σχέσεις (3.3), (3.5), (3.6)),
- το ρεύμα του εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} , που είναι γραμμική συνάρτηση του χρόνου για σταθερή τάση V_o , ενώ για την πρακτική περίπτωση τετραγωνικού παλμού πλάτους V_o (εναλλασσόμενη τάση $v_{Lm}=\pm V_o$) γίνεται τριγωνική περιοδική κυματομορφή και
- το ρεύμα i_o της (4.8), που πλέον αυτό καθορίζει την κατάσταση του ανορθωτή (τάση $\pm V_o$ ή αποκοπή με $i_o=0$) και όχι το ρεύμα του πηνίου σειράς όπως στον μετατροπέα LC-σειράς, συνεπώς η εξίσωση των ρευμάτων $i_{Lr}=i_{Lm}$ των 2 πηνίων ερμηνεύεται ως ασυνέχεια αγωγής ή αλλαγή προσήμου ρεύματος του ανορθωτή.

Αξιοσημείωτο είναι και το γεγονός ότι οι αναλυτικές σχέσεις (4.3), (4.5) και (4.6) για τα ρεύματα και τάσεις των στοιχείων σειράς L_r και C_r ισχύουν για κάθε διάστημα όπου η διαφορά τάσεων V_d-V_o είναι σταθερή και το ρεύμα εισόδου ανορθωτή $i_o \neq 0$. Αυτό σημαίνει πως για τετραγωνικούς παλμούς τάσεων εισόδου/εξόδου με ίδιο duty-cycle, οι συναρτήσεις τους θα αλλάζουν τουλάχιστον 2 φορές ανά περίοδο. Οι Α.Σ. I_{Lr0} , V_{Cr0} και I_{Lm0} αλλάζουν ανά διάστημα έτσι ώστε τα i_{Lr} , v_{Cr} και i_{Lm} να είναι συνεχή και οι τιμές τους εξαρτώνται από την λειτουργική κατάσταση του μετατροπέα (συχνότητα, φορτίο).

4.2.2 Λειτουργία Αποκοπής Φορτίου (Freewheeling Operation)

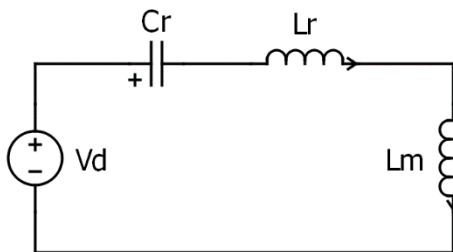
Τα σχ.4.6 και σχ.4.7 απεικονίζουν παραδείγματα διαδρομών που ακολουθεί το ρεύμα στη λειτουργία αποκοπής φορτίου, ανάλογα με τη φορά του. Δεδομένου ότι οι S1S4 είναι ON (και S2S3 OFF) το ρεύμα θετικής φοράς (σχ.4.6) ρέει μέσω των S1S4, ενώ το ρεύμα αρνητικής φοράς (σχ.4.7) μέσω των αντιπαράλληλων διόδων τους D1D4. Αν σε αντίθεση με τις παρακάτω εικόνες όμως ήταν οι S2S3 ON (και S1S4 OFF), τότε το ρεύμα θετικής φοράς θα περνούσε μέσω των αντιπαράλληλων διόδων τους D2D3 και το ρεύμα αρνητικής φοράς μέσω των ιδίων των S2S3. Σε κάθε περίπτωση δεν ρέει ισχύς από την πηγή στο φορτίο.



Σχ.4.6. Θετική φορά ροής freewheeling ρεύματος (S1S4 ON, S2S3 OFF) [6].

Σχ.4.7. Αρνητική φορά ροής freewheeling ρεύματος (S1S4 ON, S2S3 OFF) [6].

Για την ανάλυση στο πεδίο του χρόνου με διαφορικές εξισώσεις, θα χρησιμοποιηθεί το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.4.8. Με το ενδιάμεσο HFL στάδιο να είναι στο επίκεντρο της ανάλυσης, το στάδιο εισόδου προσομοιώνεται με τετραγωνικό παλμό τάσης. Σε αντίθεση με τη λειτουργία μετάδοσης ισχύος, εδώ έχουμε ασυνέχεια αγωγής ρεύματος ανορθωτή ($i_o=0$) οπότε και ο τελευταίος είναι αποκομμένος από το υπόλοιπο κύκλωμα. Επομένως, το εγκάρσιο πηνίο (ή πηνίο μαγνήτισης) L_m έχει τάση που εξαρτάται πλέον από το κοινό ρεύμα $i_{Lr}=i_{Lm}$ των 2 πηνίων και όχι από το κύκλωμα στα δεξιά του που είναι αποκομμένο ηλεκτρικά, συμμετέχοντας στον συντονισμό μαζί με τα L_r και C_r . Τέλος, λόγω της τμηματικής χρονικά ανάλυσης θεωρούμε την τάση εισόδου ως dc πηγή τάσης πλάτους V_d .



Σχ.4.8. Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα LLC για TDA με Δ.Ε. κατά τη λειτουργία αποκοπής φορτίου.

Η εξίσωση κυκλώματος (όπου $V_d = \text{σταθ.}$) είναι:

$$V_d = v_{C_r} + v_{L_r} + v_{L_m} = (L_r + L_m) \frac{d}{dt} i_{L_r} + \frac{1}{C_r} \int i_{L_r} dt \quad (4.9)$$

Στην παραπάνω εξίσωση παρατηρούμε ότι το εγκάρσιο πηνίο (ή πηνίο μαγνήτισης) L_m συμμετέχει στον συντονισμό μαζί με τα υπόλοιπα 2 στοιχεία, ενώ απουσία από την εξίσωση είναι η τάση V_o , λόγω της αποκοπής του σταδίου εξόδου (ανορθωτής, πυκνωτής εξομάλυνσης, φορτίο).

Από την (4.9) προκύπτει η διαφορική εξίσωση:

$$(L_r + L_m) \frac{d^2}{dt^2} i_{L_r} + \frac{1}{C_r} i_{L_r} = 0 \quad (4.10)$$

Η (4.10) έχει λύση την έκφραση για το κοινό ρεύμα των 2 πηνίων $i_{L_r}=i_{L_m}$, ενώ οι $I_{L_r0}=i_{L_r}(0)$, $V_{C_r0}=V_{C_r}(0)$ είναι οι Α.Σ. (αρχικές συνθήκες) πηνίου και πυκνωτή αντίστοιχα:

$$i_{L_r} = i_{L_m} = I_{L_r0} \cos \omega_m t + \frac{V_d - V_{C_r0}}{Z_m} \sin \omega_m t \quad (4.11)$$

$$\text{,όπου} \quad \left\{ \omega_m = 1/\sqrt{(L_r + L_m)C_r} \mid z_m = \sqrt{(L_r + L_m)/C_r} \right\} \quad (4.12)$$

Οι τάσεις πηνίων v_{L_r} , v_{L_m} και πυκνωτή v_{C_r} δίνονται από τις σχέσεις:

$$v_{L_r} = L_r \frac{d}{dt} i_{L_r} = \frac{(V_d - V_{C_r0})}{m} \cos \omega_m t - \frac{z_r I_{L_r0}}{\sqrt{m}} \sin \omega_m t \quad (4.13)$$

$$v_{L_m} = L_m \frac{d}{dt} i_{L_r} = \left(1 - \frac{1}{m}\right) (V_d - V_{C_r0}) \cos \omega_m t - \frac{m-1}{\sqrt{m}} z_r I_{L_r0} \sin \omega_m t \quad (4.14)$$

$$v_{C_r} = V_d - v_{L_r} - v_{L_m} = V_d - (V_d - V_{C_r0}) \cos \omega_m t + z_m I_{L_r0} \sin \omega_m t \quad (4.15)$$

Ο παράγοντας m δίνεται από τη σχέση (2.44) του υποκεφαλαίου 2.2.5, όπου μελετάται το LLC-δίκτυο και πάντα $m>1$. Το σημαντικότερο από την όλη διερεύνηση είναι η σχέση (4.12) για τη συχνότητα συντονισμού ω_m , η οποία είναι μικρότερη από την ω_r της προηγούμενης λειτουργικής περιοχής (λόγω της συμμετοχής και του L_m σε σειρά με το L_r) και πιο συγκεκριμένα η μεταξύ τους σχέση είναι:

$$\omega_r = \omega_m \sqrt{m} \quad (4.16)$$

Συνεπώς, με $f_m < f_r$ τα ρεύματα και οι τάσεις της περιοχής αποκοπής φορτίου θα ταλαντώνονται πιο αργά συναρτήσει του χρόνου σχετικά με της περιοχής μετάδοσης ισχύος. Άλλο σημαντικό πόρισμα είναι ότι η τάση εξόδου του HFL που ισούται με την τάση v_{L_m} του πηνίου L_m είναι ημιτονοειδής (βλ. σχέση (4.14)), όπως οι υπόλοιπες τάσεις και ρεύματα στοιχείων του HFL, άρα διαφέρει από τις σταθερές τάσεις $\pm V_o$ που θα έβγαζε στην είσοδό του ο ανορθωτής.

Αξιοσημείωτο είναι και το γεγονός ότι οι αναλυτικές σχέσεις (4.11), (4.13), (4.14) και (4.15) για τα ρεύματα και τάσεις των στοιχείων L_r , C_r και L_m ισχύουν για κάθε διάστημα όπου έχουμε ασυνέχεια αγωγής ρεύματος ανορθωτή ($i_o=0$). Οι Α.Σ. I_{L_r0} , V_{C_r0} αλλάζουν ανά διάστημα ούτως ώστε τα i_{L_r} , v_{C_r} να είναι συνεχή και οι τιμές τους εξαρτώνται από την λειτουργική κατάσταση του μετατροπέα (συχνότητα, φορτίο).

4.3 Περιοχές Λειτουργίας Συχνότητας – Φορτίου

Στο παρόν κεφάλαιο θα εξεταστούν οι σημαντικότερες περιοχές λειτουργίας του LLC-μετατροπέα συναρτήσει της σχέσης της διακοπτικής συχνότητας f_s με της συχνότητας συντονισμού f_r . Ειδικότερα θα γίνει ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (TDA) βάσει των εξισώσεων του προηγούμενου κεφαλαίου 4.2 για συχνότητες άνω του συντονισμού ($f_s > f_{r1}$, υποκεφάλαιο 4.3.1), στον συντονισμό ($f_s = f_r$, υποκεφάλαιο 4.3.2) και κάτω του συντονισμού ($f_r/2 \leq f_s < f_r$, υποκεφάλαια 4.3.3, 4.3.4 και 4.3.5). Η λειτουργία συχνοτήτων κάτω του συντονισμού χωρίζεται σε 3 υποκεφάλαια, λόγω της διαφορετικής συμπεριφοράς ανάλογα με την ασυνέχεια ή μη του ρεύματος εισόδου ανορθωτή i_o και της επακόλουθης αποκοπής του τελευταίου μαζί με το φορτίο (ανάλογο της χωρητικής CCM και DCM περιοχής του LC-σειράς, βλ. κεφάλαια 3.4 & 3.5). Εξαιτίας της παραπάνω ιδιαιτερότητας, στο υποκεφάλαιο 4.3.5 και έπειτα από μία σύντομη παρουσίαση της 3^{ης} υποπεριοχής, θα γίνει μία απόπειρα εύρεσης συννοριακών συνθηκών των 3 διακριτών περιοχών των συχνοτήτων κάτω του συντονισμού.

Στα μετέπειτα υποκεφάλαια 4.3.1 έως 4.3.4 που αντιστοιχούν στις προαναφερθείσες συχνοτικές περιοχές λειτουργίας, θα ακολουθηθεί η ακόλουθη σειρά:

- αρχικά θα αναλυθεί η λειτουργία του σταδίου HFL του μετατροπέα, όπου θα παρουσιαστούν οι κυματομορφές προσομοίωσης των τάσεων και ρευμάτων, συνοδευόμενες από μαθηματικές εκφράσεις και εξισώσεις τόσο για αυτές όσο και για άλλες ποσότητες, όπως ισχύ κ.α. και
- έπειτα, βάσει της ανάλυσης του HFL και με τις αντίστοιχες κυματομορφές προσομοίωσης, θα μελετηθούν τα ρεύματα και οι τάσεις των διακοπτικών στοιχείων και κυρίως θα εξεταστεί το ενδεχόμενο και το είδος της ομαλής μεταγωγής τους (soft-switching, μηδενικής τάσης ή ZVS, μηδενικού ρεύματος ή ZCS).

Τέλος, επισημαίνεται ότι όλες οι αναλύσεις του HFL των 4.3.1 – 4.3.4 γίνονται με την προσέγγιση μηδενικού νεκρού χρόνου $T_d \cong 0$, οπότε και τα ρεύματα i_{Lr} , i_{Lm} των πηνίων διατηρούν λόγω συνέχειας σταθερή τιμή γύρω από τις μεταβάσεις της τάσεως εισόδου $+V_d \leftrightarrow -V_d$.

4.3.1 Λειτουργία Συχνοτήτων Άνω του Συντονισμού ($f_s > f_r$)

Πρώτα θα εξετάσουμε την λειτουργία για συχνότητες άνω του συντονισμού ($f_s > f_r$), στην οποία ισχύει η σχέση μεταξύ των επαγωγικών αντιδράσεων πηνίου και πυκνωτή σειράς (βλ. σχέση (2.1)):

$$X_{Lr} > X_{Cr} \quad (4.17)$$

Αφού η συχνότητα συντονισμού f_r σηματοδοτεί την ισότητα επαγωγικής και χωρητικής αντίδρασης σειράς, σε μεγαλύτερες της συχνότητες που εξετάζουμε υπερτερεί η X_{Lr} έναντι της X_{Cr} . Εξετάζοντας το ισοδύναμο της FHA ανάλυσης του σχ.2.16, βλέπουμε πως η συνθήκη (4.17) μαζί με τον εν-σειρά παράλληλο ωμικοεπαγωγικό συνδυασμό $j\omega_s L_m // R_{ac}$ τοποθετούν ασφαλώς τη λειτουργία του LLC-μετατροπέα στην επαγωγική περιοχή (ανάλογη της επαγωγικής περιοχής του LC-σειράς, κεφάλαιο 3.2), δηλαδή το κύκλωμα του σχ.2.16 έχει ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά. Σε ωμικοεπαγωγικό φορτίο υφίσταται μεταπορεία του ρεύματος σε σχέση με την τάση εισόδου και επειδή στο πραγματικό κύκλωμα η τάση εξόδου είναι συμφασική του ρεύματος $i_o = i_{Lr} - i_{Lm}$, το οποίο όπως θα δούμε στη συνέχεια επίσης καθυστερεί σε σχέση με την τάση εισόδου, η τελευταία μοιράζεται αυτή τη μεταπορεία του ρεύματος (βλ. σχέση (2.47) και σχ.2.21).

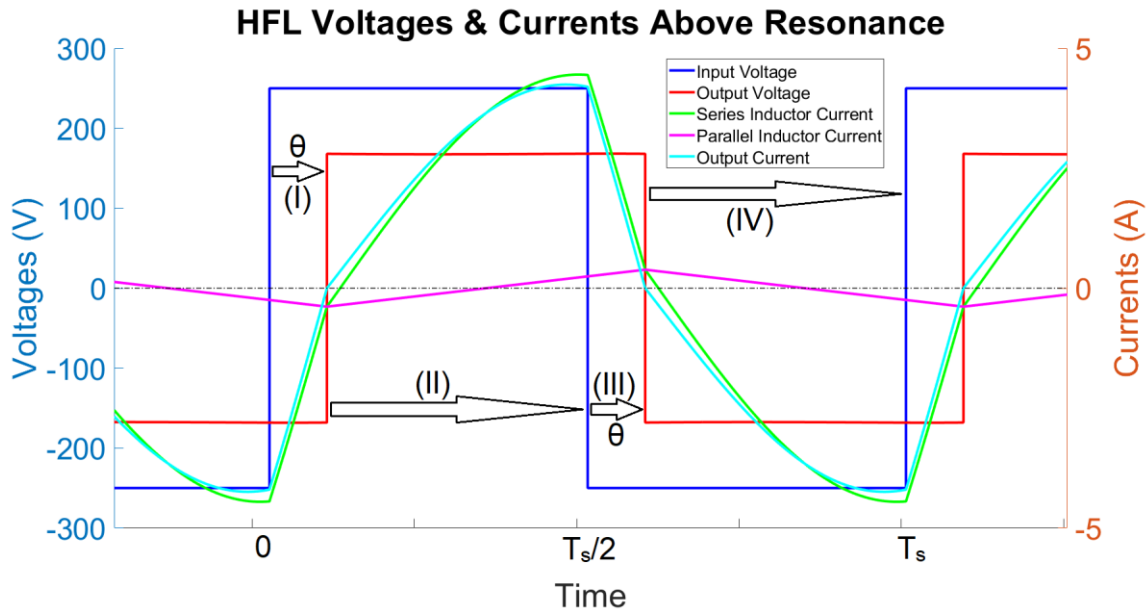
4.3.1.1 Ανάλυση Ενδιάμεσου Σταδίου HFL

Όπως διαπιστώθηκε παραπάνω, στις συχνότητες άνω του συντονισμού έχουμε ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά στο HFL του LLC-μετατροπέα, δηλαδή ο τετραγωνικός παλμός τάσης εισόδου προηγείται του τετραγωνικού παλμού τάσης εξόδου κατά γωνία θ , όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Αυτή η διαφορά φάσης θ δεν μπορεί να ξεπεράσει τις 90° του αμιγώς επαγωγικού φορτίου. Για την μετέπειτα ανάλυση θα χρησιμοποιήσουμε τις ποσότητες της (4.4), ενώ ορίζουμε την γωνία θ , έτσι ώστε να είναι θετική στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας. Τέλος, ορίζονται και οι συναρτήσεις των τάσεων εισόδου $v_{in}(t)$ και εξόδου $v_{out}(t)$ (πλάτη $V_d, V_o > 0$) κατά μήκος μίας περιόδου T_s :

$$0 < \theta = \theta_{v_{in}} - \theta_{v_{out}} < \pi/2 \quad (4.18)$$

$$v_{in}(t) = \begin{cases} +V_d, & 0 < t < T_s/2 \\ -V_d, & T_s/2 < t < T_s \end{cases} \quad (4.19)$$

$$v_{out}(t) = \begin{cases} -V_o, & 0 < t < \frac{\theta}{2\pi}T_s \\ +V_o, & \frac{\theta}{2\pi}T_s < t < \frac{\theta + \pi}{2\pi}T_s \\ -V_o, & \frac{\theta + \pi}{2\pi}T_s < t < T_s \end{cases} \quad (4.20)$$



Σχ.4.9. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_s > f_r$ κατά διάρκεια T_s . Επισημαίνονται οι 4 χρονικές περιοχές (I-IV) και η διαφορά φάσης θ .

Στο σχ.4.9 επαληθεύουμε καταρχάς την υπόθεσή μας ότι αμφότερες οι τάσεις εισόδου και εξόδου του HFL είναι τετραγωνικές με ίδιο duty-cycle 50%. Επίσης, παρατηρούμε την διαφορά φάσης θ μεταξύ των τάσεων και ταυτόχρονα ότι το πλάτος της τάσης εξόδου είναι μικρότερο από της εισόδου, που σημαίνει ότι έχουμε κέρδος μικρότερο της μονάδας, πράγμα αναμενόμενο από τα bode – διαγράμματα του σχ.2.17 για $f_s > f_r$. Ακόμη, η τριγωνική κυματομορφή του ρεύματος πηνίου μαγνήτισης εξαιτίας της σχέσης (4.7) έχει μεταπορεία 90° σε σχέση με την τετραγωνική κυματομορφή της τάσης εξόδου (ακρότατα στις μεταβάσεις $+V_o \leftrightarrow -V_o$). Τέλος, φαίνονται και οι εξής 4 χρονικές περιοχές, οι οποίες σηματοδοτούν αλλαγές στις τάσεις του δικτύου συντονισμού:

$$\begin{cases} \text{Περιοχή I,} & \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi}T_s \\ \text{Περιοχή II,} & \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, & \frac{\theta}{2\pi}T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \text{Περιοχή III,} & \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi}T_s \\ \text{Περιοχή IV,} & \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, & \frac{\theta + \pi}{2\pi}T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Η κάθε περιοχή έχει τις δικές της Α.Σ., οι οποίες και αποτελούν τις τελικές συνθήκες (Τ.Σ.) της προηγούμενης περιοχής. Συγκεκριμένα, για ρεύματα πηνίων είναι οι $I_{LrI} - I_{LrIV}$, $I_{LmI} - I_{LmIV}$ και για τάση πυκνωτή οι $V_{CrI} - V_{CrIV}$. Σημειώνεται ότι λόγω συνέχειας και περιοδικότητας ισχύει η σχέση:

$$\{I_{Lr,IV} = I_{Lr,0} \mid I_{Lm,IV} = I_{Lm,0} \mid V_{Cr,IV} = V_{Cr,0}\} \quad (4.21)$$

Από τη σχέση (2.47) και το σχ.2.21 προκύπτει ότι κατά τη μετάβαση της τάσεως εξόδου από $+V_o \leftrightarrow -V_o$, το ρεύμα εισόδου ανορθωτή – εξόδου HFL i_o πρέπει να μηδενίζεται, οπότε από τη σχέση (4.8) προκύπτει ότι εκείνη τη στιγμή τα ρεύματα των 2 πηνίων πρέπει να ισούνται:

$$\{I_{LrI} = I_{LmI} \mid I_{LrIII} = I_{LmIII}\} \quad (4.22)$$

Η ανάλυση του υποκεφαλαίου 4.2.1 έγινε συμβατικά για την περιοχή II, όπου είναι θετικές και οι 2 τάσεις, οπότε η συνολική έκφραση για όλη την περίοδο του ρεύματος σειράς i_{Lr} είναι η ακόλουθη:

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} I_{Lr0} \cos \omega_r t + \frac{V_d + V_o - V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ I_{LrI} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) + \frac{V_d - V_o - V_{CrI}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_{LrII} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - \frac{V_d + V_o + V_{CrII}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ I_{LrIII} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) - \frac{V_d - V_o + V_{CrIII}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.23)$$

Η τάση πηνίου σειράς v_{Lr} είναι ανάλογη της παραγωγού του ρεύματος i_{Lr} (σχέση (4.5)) και η συνολική της έκφραση δίνεται παρακάτω. Η τάση του πυκνωτή v_{Cr} είναι απλώς η διαφορά των τάσεων εξόδου και πηνίου σειράς από την τάση εισόδου (σχέση (4.6)), πρόσημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή).

$$v_{Lr}(t) = \begin{cases} (V_d + V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_r t - z_r I_{Lr0} \sin \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ (V_d - V_o - V_{CrI}) \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) - z_r I_{LrI} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -(V_d + V_o + V_{CrII}) \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - z_r I_{LrII} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ (V_o - V_d - V_{CrIII}) \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) - z_r I_{LrIII} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.24)$$

Το ρεύμα του παράλληλου πηνίου (μαγνήτισης L_m) i_{Lm} είναι ανάλογο του ολοκληρώματος της τάσης εξόδου (σχέση (4.7)) και η συνολική του έκφραση δίνεται παρακάτω. Το ρεύμα εξόδου του HFL (εισόδου ανορθωτή) i_o είναι η διαφορά του ρεύματος του πηνίου σειράς (συντονισμού L_r) i_{Lr} από το i_{Lm} (σχέση (4.8)).

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} -\frac{V_o}{L_m} t + I_{Lm0}, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ \frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) + I_{LmI}, & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + I_{LmII}, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ -\frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) + I_{LmIII}, & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.25)$$

Στον LLC το ρεύμα πηνίου σειράς ισούται με το ρεύμα πυκνωτή συντονισμού, το οποίο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας έχει μηδενική μέση τιμή, συνεπώς:

$$\langle i_{Lr} \rangle = \langle i_{Cr} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} i_{Lr}(t) dt = 0 \xrightarrow{(4.23)} \\ (I_{Lr0} + I_{LrII}) \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta + (I_{LrI} + I_{LrIII}) \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) + \\ \frac{V_{Cr0} + V_{CrII}}{z_r} \left(\cos \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta - 1 \right) + \frac{V_{CrI} + V_{CrIII}}{z_r} \left(\cos \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) - 1 \right) = 0 \quad (4.26)$$

Παρομοίως, οι τάσεις των 2 πηνίων v_{Lr} και v_{Lm} πρέπει να έχουν μηδενική μέση τιμή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Η μηδενική μέση τιμή της v_{Lm} επαληθεύει περαιτέρω την

αρχική υπόθεση μαζί με την παρατήρηση του σχ.4.9 ότι η τάση εξόδου v_{out} (ακριβώς όπως η v_{in}) είναι ένας αμιγώς ac – τετραγωνικός παλμός (χωρίς dc-συνιστώσα) με duty-cycle 50%.

$$\begin{aligned} \langle v_{L_r} \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} v_{L_r}(t) dt = 0 \xrightarrow{(4.24)} \\ z_r(I_{L_r,0} + I_{L_r,II}) \left(\cos \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta - 1 \right) + z_r(I_{L_r,I} + I_{L_r,III}) \left(\cos \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) - 1 \right) - \\ &(V_{C_r,0} + V_{C_r,II}) \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta - (V_{C_r,I} + V_{C_r,III}) \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) = 0 \end{aligned} \quad (4.27)$$

Η συνθήκη για να ισχύουν ταυτόχρονα οι 2 παραπάνω σχέσεις για κάθε θ και ω_s είναι:

$$\{I_{L_r,0} = -I_{L_r,II} \mid I_{L_r,I} = -I_{L_r,III} \mid V_{C_r,0} = -V_{C_r,II} \mid V_{C_r,I} = -V_{C_r,III}\} \quad (4.28)$$

Οι Τ.Σ. των ρευμάτων των 2 πηνίων των περιοχών (I) και (III) δίνονται από τους τύπους:

$$\begin{cases} I_{L_r,I} = i_{L_r} \left(\frac{\theta}{2\pi} T_s \right) = I_{L_r,0} \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta + \frac{V_d + V_o - V_{C_r,0}}{z_r} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta \\ I_{L_r,III} = i_{L_r} \left(\frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right) = I_{L_r,II} \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta - \frac{V_d + V_o + V_{C_r,II}}{z_r} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta \end{cases} \quad (4.29)$$

$$\begin{cases} I_{L_m,I} = i_{L_m} \left(\frac{\theta}{2\pi} T_s \right) = -\frac{V_o}{L_m} \frac{\theta}{2\pi} T_s + I_{L_m,0} \\ I_{L_m,III} = i_{L_m} \left(\frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right) = \frac{V_o}{L_m} \frac{\theta}{2\pi} T_s + I_{L_m,II} \end{cases} \quad (4.30)$$

Συνδυάζοντας τη σχέση ισότητας (4.22) των Τ.Σ. των ρευμάτων των 2 πηνίων στις περιοχές (I) και (III) με την συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου (4.28) του i_{L_r} στις ίδιες περιοχές και λύνοντας βάσει αυτών το σύστημα (4.30), προκύπτει η συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου του ρεύματος πηνίου μαγνήτισης i_{L_m} :

$$\{I_{L_m,0} = -I_{L_m,II} \mid I_{L_m,I} = -I_{L_m,III}\} \quad (4.31)$$

Οι παραπάνω συνθήκες (4.28) και (4.31) υποδεικνύουν αντισυμμετρία ημιπεριόδου στα ρεύματα πηνίων i_{L_r} , i_{L_m} και στις τάσεις v_{L_r} , v_{C_r} , γεγονός αναμενόμενο αφού το δίκτυο συντονισμού τροφοδοτείται στα 2 άκρα του από τις τάσεις v_{in} και v_{out} , οι οποίες επίσης παρουσιάζουν την ίδια αντισυμμετρία ημιπεριόδου. Συγκεκριμένα, συνδυάζοντας τις παρατηρήσεις μας του σχ.4.9 για το ρεύμα i_{L_m} με την έκφρασή του (4.25) και τη συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου του (4.31), συμπεραίνουμε ότι είναι επιπλέον και μηδενικής μέσης τιμής.

Η Τ.Σ. της περιοχής (IV) για το ρεύμα i_{L_m} είναι:

$$I_{L_m,IV} = i_{L_m}(T_s) = -\frac{V_o}{L_m} \frac{\pi - \theta}{2\pi} T_s + I_{L_m,III} \quad (4.32)$$

Αντικαθιστώντας μέσω των σχέσεων συνέχειας (4.21) την (4.32) στο σύστημα (4.30) και με τη βοήθεια της συνθήκης αντισυμμετρίας (4.31), παίρνουμε την έκφραση για την μέγιστη $I_{L_m,III}$ και την ελάχιστη τιμή $I_{L_m,I}$ του ρεύματος i_{L_m} , καθώς και για τις $I_{L_r,I}, I_{L_r,III}$ του i_{L_r} μέσω της (4.22):

$$I_{L_m,III} = I_{L_r,III} = -I_{L_m,I} = -I_{L_r,I} = \frac{V_o}{L_m} \frac{T_s}{4} = \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{\omega_s L_m} \quad (4.33)$$

Από την (4.33) φαίνεται ότι το μέγιστο $I_{L_m,III}$ και το ελάχιστο $I_{L_m,I}$ είναι κατά μέτρο ανάλογα της τάσεως εξόδου V_o και αντιστρόφως ανάλογα της αυτεπαγωγής μαγνήτισης L_m και της

διακοπτικής συχνότητας f_s . Ενώ ήδη από τη συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου (4.31) είχε ξεκαθαριστεί ότι το μέγιστο σε σχέση με το ελάχιστο του ρεύματος i_{Lm} είναι ίσου μέτρου και αντίθετης φοράς, η (4.33) υποδεικνύει πως το μέγιστο θα είναι πάντα θετικό ενώ το ελάχιστο πάντα αρνητικό στην περιοχή με $f_s > f_r$ που εξετάζουμε.

Αντικαθιστώντας την (4.33) στο σύστημα (4.30) αποκομίζουμε τις εκφράσεις των οριακών τιμών I_{Lm0} και I_{LmII} που απομένουν:

$$I_{Lm0} = -I_{LmII} = \frac{V_o}{L_m} T_s \left(\frac{\theta}{2\pi} - \frac{1}{4} \right) \quad (4.34)$$

Η (4.34) μας οδηγεί στο εξής συμπέρασμα: οι I_{Lm0} και I_{LmII} μηδενίζονται για $\theta=90^\circ$, κάτι που είναι αδύνατο να συμβεί σε οποιοδήποτε σημείο λειτουργίας για μη-μηδενικό φορτίο, άρα τόσο οι I_{Lm0} και I_{LmII} όσο το ρεύμα i_{Lm} στις περιοχές (I) και (III) έχουν σταθερό πρόσημο.

Παρατηρώντας το σχ.4.9, το ρεύμα i_{Lm} έχει 2 σημεία μηδενισμού, 1 σε καθεμία εκ των περιοχών (II) και (IV), τα οποία βρίσκονται εξισώνοντας με το 0 τα ρεύματα των περιοχών (II) και (IV) της (4.25) και αντικαθιστώντας εκεί την (4.33):

$$\begin{cases} \tau_{i_{Lm}=0}^{II} = T_s \left(\frac{\theta}{2\pi} + \frac{1}{4} \right) \\ \tau_{i_{Lm}=0}^{IV} = T_s \left(\frac{\theta}{2\pi} + \frac{3}{4} \right) = \tau_{i_{Lm}=0}^{II} + \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (4.35)$$

Με προσεκτική παρατήρηση της (4.35) βλέπουμε ότι ο μηδενισμός του i_{Lm} συμβαίνει ακριβώς στη μέση της ημιπεριόδου του τετραγωνικού παλμού της τάσεως εξόδου v_{out} , γεγονός δαισθητικά ικανοποιητικό βλέποντας το σχ.4.9 και αναμενόμενο για ένα ρεύμα με αντισυμμετρία ημιπεριόδου, μηδενική μέση τιμή και ακρότατα στις μεταβάσεις $+V_o \leftrightarrow -V_o$.

Αντίστοιχα παρατηρούμε στο σχ.4.9 2 σημεία μηδενισμού (πάλι 1 σε καθεμία εκ των περιοχών (II) και (IV)) και για το ρεύμα i_{Lr} , τα οποία βρίσκονται εξισώνοντας με το 0 τα ρεύματα των περιοχών (II) και (IV) της (4.23) και κάνοντας χρήση της (4.28):

$$\begin{cases} \tau_{i_{Lr}=0}^{II} = \frac{\theta}{2\pi} T_s + \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{-z_r I_{LrI}}{V_d - V_o - V_{CrI}} \\ \tau_{i_{Lr}=0}^{IV} = \frac{\pi + \theta}{2\pi} T_s + \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{-z_r I_{LrIII}}{V_o - V_d - V_{CrIII}} = \tau_{i_{Lr}=0}^{II} + \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (4.36)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο του HFL δίνεται από την έκφραση:

$$p_{in}(t) = v_{in}(t) i_{Lr}(t) \xrightarrow{(4.23)\&(4.28)} p_{in}(t) = \begin{cases} V_d I_{Lr0} \cos \omega_r t + V_d \frac{V_d + V_o - V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ V_d I_{LrI} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{CrI}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d I_{Lr0} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + V_d \frac{V_d + V_o - V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ V_d I_{LrI} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{CrI}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.37)$$

Αναλόγως, η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_o στην έξοδο του HFL δίνεται από τον τύπο:

$$p_o(t) = v_{out}(t) i_o(t) \xrightarrow{(4.8)} p_o(t) = v_{out}(t) i_{Lr}(t) - v_{out}(t) i_{Lm}(t) \quad (4.38)$$

Ωστόσο, παρατηρώντας το σχ.4.9 και τους μηδενισμούς (βλ. (4.35)) του αντισυμμετρικού στην ημιπερίοδο και μηδενικής μέσης τιμής ρεύματος i_{Lm} , το γινόμενο $v_{out} \times i_{Lm}$ της παραπάνω σχέσης έχει μηδενική περιοδική μέση τιμή. Στη συνέχεια θα υπολογίσουμε τις μέσες τιμές των ισχύων εισόδου και εξόδου του HFL, οπότε και δεν ενδιαφέρει ο όρος $v_{out} \times i_{Lm}$ της ρο. Συνεπώς, η νέα ισχύς εξόδου p_{out} θα υπολογιστεί στην έξοδο του εν-σειρά συνδυασμού L_r και C_r με ρεύμα σειράς i_{Lr} (ουσιαστικά θα κρατηθεί μόνο ο όρος $v_{out} \times i_{Lr}$ της ρο):

$$p_{out}(t) = v_{out}(t)i_{Lr}(t) \xrightarrow{(4.23)\&(4.28)} p_{out}(t) = \begin{cases} -V_o I_{Lr0} \cos \omega_r t - V_o \frac{V_d + V_o - V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ V_o I_{LrI} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{CrI}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_o I_{Lr0} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - V_o \frac{V_d + V_o - V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ V_o I_{LrI} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{CrI}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.39)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,out}$ των p_{in} και p_{out} αντίστοιχα:

$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(4.37)} P_{avg,in} = \frac{V_d \omega_s}{\pi \omega_r} \times \left(I_{Lr0} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta + I_{LrI} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) + \frac{V_d + V_o - V_{Cr0}}{z_r} \left(1 - \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta\right) + \frac{V_d - V_o - V_{CrI}}{z_r} \left(1 - \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta)\right) \right) \quad (4.40)$$

$$P_{avg,out} = \langle p_{out} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{out}(t) dt \xrightarrow{(4.39)} P_{avg,out} = \frac{V_o \omega_s}{\pi \omega_r} \times \left(-I_{Lr0} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta + I_{LrI} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) - \frac{V_d + V_o - V_{Cr0}}{z_r} \left(1 - \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta\right) + \frac{V_d - V_o - V_{CrI}}{z_r} \left(1 - \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta)\right) \right) \quad (4.41)$$

Λόγω του ότι το δίκτυο συντονισμού με τον LLC-συνδυασμό παθητικών στοιχείων δεν καταναλώνει ενεργό ισχύ, η μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς πρέπει να διατηρείται σταθερή από άκρο σε άκρο του HFL. Επιπλέον, η μεταφερόμενη αυτή ενεργός ισχύς καταναλώνεται όλη εν τέλει στο φορτίο, άρα και ισούται με την ισχύ φορτίου.

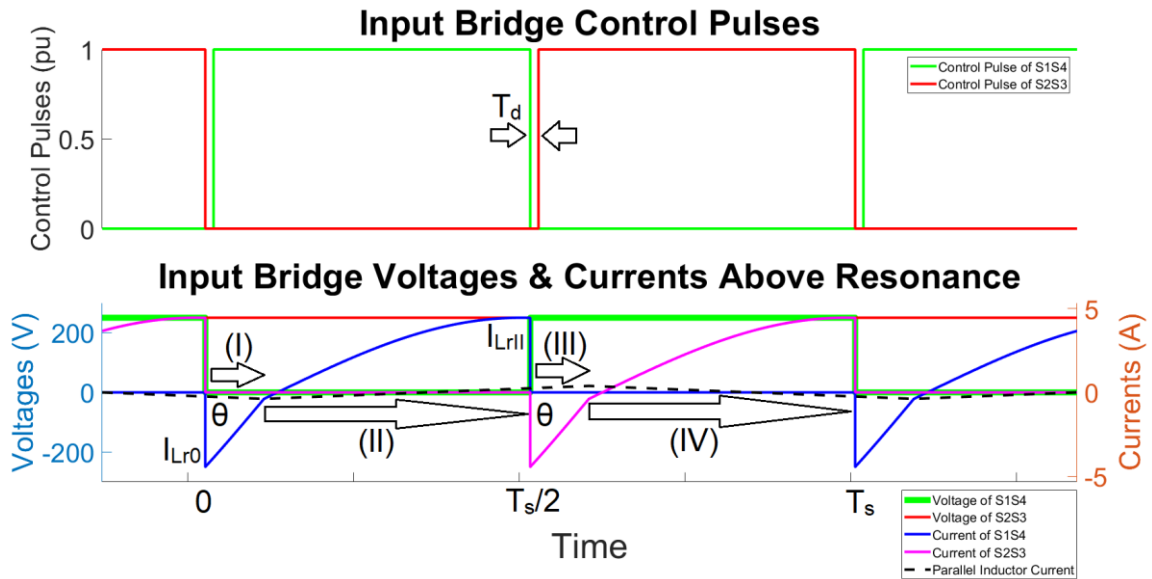
$$P_{avg,in} = P_{avg,out} = V_o^2 / R_{out} \quad (4.42)$$

Στις αναλύσεις των επόμενων υποκεφαλαίων, η (4.42) θα μας βοηθήσει να εξάγουμε ουσιαστικότερα συμπεράσματα για την λειτουργία του κυκλώματος στις αντίστοιχες περιοχές.

4.3.1.2 Ανάλυση Μεταγωγής Στοιχείων Γέφυρας Εισόδου

Όλοι οι μετατροπείς που εξετάζονται στη παρούσα μελέτη (οι τύπου SAB), έχουν 2 γέφυρες διακοπτικών στοιχείων, η ενεργή γέφυρα στην είσοδο έχει 4 πλήρως ελεγχόμενα στοιχεία (MOSFET ή IGBT), ενώ η παθητική γέφυρα στην έξοδο έχει 4 μη-ελεγχόμενα στοιχεία (διόδους). Σε όλες τις διόδους και στην έναυση και στην σβέση παρατηρείται ομαλή μεταγωγή μηδενικού ρεύματος (soft switching, turn-on & turn-off ZCS), ιδιότητα του ανορθωτή οδηγούμενου από ρεύμα (βλ. υποκεφάλαιο 2.3.1) που διαθέτει ο μετατροπέας μας συντονισμού LLC. Το τελευταίο διαπιστώνεται από τις σχέσεις (2.47) και (4.22) και τα σχ.2.21 και σχ.4.9. Οπότε μένει να εξετάσουμε τη μεταγωγή των 4 στοιχείων της ενεργής γέφυρας εξόδου.

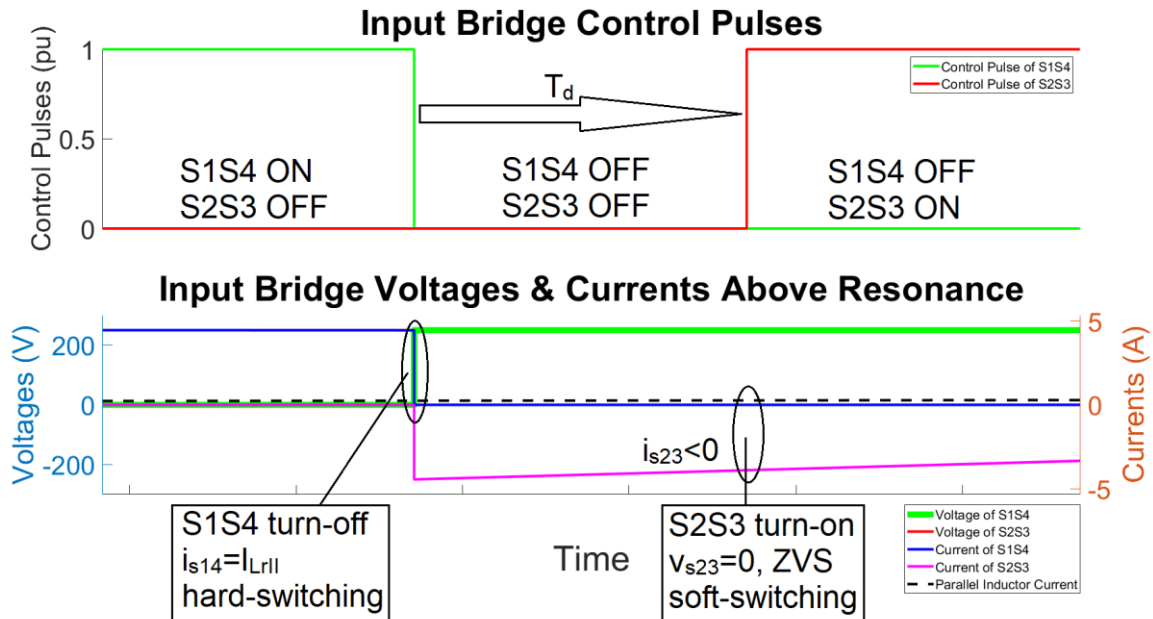
Ακολουθούν οι κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων και ρευμάτων της γέφυρας εισόδου, συνοδευόμενες από τους παλμούς ελέγχου των διακοπτικών στοιχείων.



Σχ.4.10. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου για $f_s > f_r$. Με διακεκομμένη παρουσιάζεται και το ρεύμα εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} για καλύτερη κατανόηση των τιμών των i_{s14} , i_{s23} και της επακόλουθης διακοπτικής συμπεριφοράς. Υποδεικνύονται οι 4 περιοχές λειτουργίας (I-IV), οι σημαντικές χρονικές στιγμές και οι Α.Σ. ενδιαφέροντος I_{Lr0} , I_{LrII} . Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπτικών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

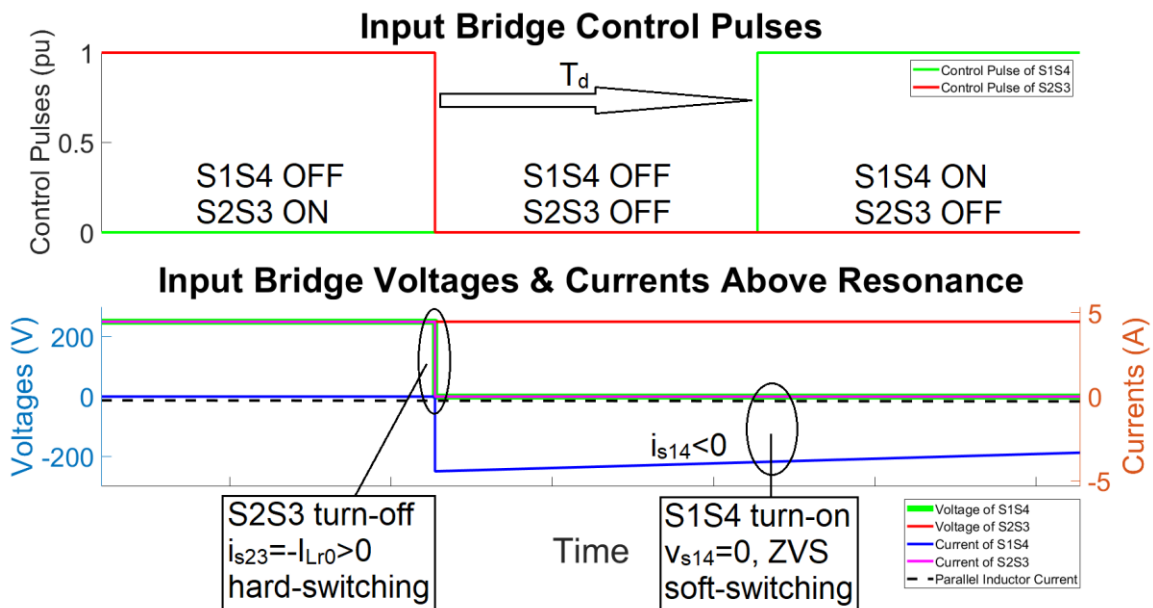
Καταρχάς, παρατηρούμε ότι η τάση και το ρεύμα εισόδου (ρεύμα πηνίου σειράς) του HFL του σχ.4.9 παρέχονται ανά ημιπερίοδο από άλλο συνδυασμό διακοπτικών στο σχ.4.10, για το πρώτο ήμισυ ($0-T_s/2$) από τους S1S4 με τάση $+V_d$ και ρεύμα $i_{Lr}=i_{s14}$, ενώ για το δεύτερο ήμισυ ($T_s/2-T_s$) από τους S2S3 με τάση $-V_d$ και ρεύμα $i_{Lr}=-i_{s23}$. Όταν άγουν οι S1S4 (Pulse1=1), έκαστος έχει μηδενική τάση στα άκρα του, ενώ λόγω NTK καθένας εκ των S2S3 που βρίσκονται σε αποκοπή (Pulse3=0) επωμίζεται στα άκρα του την τάση της πηγής V_d . Το αντίστροφο γίνεται όταν άγουν οι S2S3 (Pulse3=1) και οι S1S4 βρίσκονται σε αποκοπή (Pulse1=0). Επιπλέον, το θετικό ρεύμα ενός ελεγχόμενου ημιαγωγικού διακόπτη σημαίνει ότι περνά μέσω του ίδιου που τότε άγει, ενώ το αρνητικό ρεύμα με απενεργοποιημένο το στοιχείο συνεπάγεται αγωγή μέσω της αντιπαράλληλης διόδου του.

Παρατηρώντας τους παλμούς ελέγχου του σχ.4.10 βλέπουμε ότι κατά τον νεκρό χρόνο T_d όλα τα στοιχεία βρίσκονται σε αποκοπή, συνεπώς η τάση του καθενός καθορίζεται όπως θα δούμε στη συνέχεια από τις οριακές τιμές των ρευμάτων I_{Lr0} , I_{LrII} . Ακολουθούν κυματομορφές με εστίαση στους 2 νεκρούς χρόνους ανά περίοδο T_s και έπεται ανάλυση μεταγωγής των διακοπτικών.



Σχ.4.11. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S1S4 στους S2S3.

Παρατηρώντας το σχ.4.11 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S1S4 το ρεύμα τους είναι ίσο με $I_{LrII} > 0$ και αφού διακόπτεται μη-μηδενικό ρεύμα με την τάση του στοιχείου να μην περιορίζεται από αγωγή αντιπαράλληλης διόδου (non-diode clamped, μπορεί η τάση του στοιχείου να αυξηθεί ακαριαία από το 0 από ON σε OFF), έχουμε «σκληρή» μεταγωγή (hard-switching). Ωστόσο, λόγω συνέχειας του ρεύματος πηνίου σειράς, κατά τη σβέση των S1S4, εμφανίζεται αρνητικό ρεύμα στους S2S3 αρχικής τιμής $-I_{LrII}$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση v_{s23} των διακοπών S2S3 εντός του νεκρού χρόνου από V_d στην πολύ μικρή τάση αγωγής των διόδων $-V_{FD} \cong 0$ (diode clamped voltage), ώστε να ρέει μέσω των αντιπαράλληλων διόδων D2D3. Συνεπώς, μετά το πέρας του T_d , οι S2S3 έχουν ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZVS κατά την έναυσή τους (ZVS @ turn-on).



Σχ.4.12. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S2S3 στους S1S4.

Παρομοίως με πριν, στο σχ.4.12 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S2S3 το ρεύμα τους είναι ίσο με $-I_{Lr0} > 0$ και αφού διακόπτεται μη-μηδενικό ρεύμα με την τάση του στοιχείου να μην περιορίζεται από αγωγή αντιπαράλληλης διόδου (non-diode clamped, μπορεί η τάση του στοιχείου να αυξηθεί ακαριαία από το 0 από ON σε OFF), έχουμε «σκληρή» μεταγωγή (hard-switching). Ωστόσο, λόγω συνέχειας του ρεύματος πηνίου σειράς, κατά τη σβέση των S2S3, εμφανίζεται αρνητικό ρεύμα στους S1S4 αρχικής τιμής I_{Lr0} . Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση v_{s23} των διακοπών S1S4 εντός του νεκρού χρόνου από V_d στην πολύ μικρή τάση αγωγής των διόδων $-V_{FD} \cong 0$ (diode clamped voltage), ώστε να ρέει μέσω των αντιπαράλληλων διόδων D1D4. Συνεπώς, μετά το πέρας του T_d , οι S1S4 έχουν ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZVS κατά την έναυσή τους (ZVS @ turn-on).

Το συμπέρασμά μας από την παραπάνω ανάλυση είναι πως στον LLC-μετατροπέα στις συχνότητες άνω του συντονισμού πραγματοποιείται ZVS κατά την έναυση των διακοπών, άρα οι μισοί διακόπτες σε κάθε μετάβαση έχουν ομαλή μεταγωγή, το οποίο μειώνει σημαντικά τις διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα. Αξιοσημείωτο είναι επίσης το γεγονός πως σε συχνότητες κοντά στο συντονισμό, το ρεύμα διακοπής κατά τη σβέση είναι σημαντικά χαμηλότερο από τη μέγιστη τιμή του (ωστόσο πάντα μεγαλύτερο κατά μέτρο από τα I_{Lm0} , I_{LmII} του ρεύματος του άλλου πηνίου), περιορίζοντας τις απώλειες της «σκληρής» μεταγωγής και μειώνοντας περαιτέρω τις συνολικές διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα.

Η 1^η συνθήκη για ομαλή μεταγωγή ZVS των μισών διακοπών σε κάθε μετάβαση στην επαγωγική περιοχή όπως την αναλύσαμε παραπάνω είναι το ρεύμα στο τέλος της ημιπεριόδου (με χρήση της (4.28)) να έχει σταθερό πρόσημο, συγκεκριμένα:

$$I_{LrII} = -I_{Lr0} > 0 \quad (4.43)$$

Η συνθήκη (4.43) ισχύει για όλη την περιοχή λειτουργίας υπό μελέτη (συχνότητες $f_s > f_r$), καθώς η ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά του HFL (μεταπορεία ρεύματος από τάση εισόδου) υπαγορεύει το ρεύμα εισόδου του i_{Lr} να ξεκινά κατά τη μετάβαση $-V_d \rightarrow +V_d$ της τάσης εισόδου από αρνητική τιμή I_{Lr0} μέχρι να φτάσει την επίσης αρνητική τιμή I_{LmI} (ελάχιστο του i_{Lm} μετά από γωνία θ) κατά τη μετάβαση $-V_o \rightarrow +V_o$. Από εκεί (και παρατηρώντας το σχ.4.9), το ρεύμα συχνότητας $f_r < f_s$ δεν προλαβαίνει να ολοκληρώσει κάτι περισσότερο (εξαιτίας της εκκίνησης από $I_{LmI} < 0$ αντί του 0 στον LC-σειράς) από μία ημιπερίοδο (μέχρι να φτάσει στο 0) εντός ενός χρονικού παραθύρου μικρότερου της διακοπτικής ημιπεριόδου $T_s/2$ (περιοχές (II) και (IV)), οπότε και αναγκαστικά $I_{LrII} > 0$.

Η 2^η συνθήκη ομαλής μεταγωγής ZVS στην επαγωγική περιοχή των μισών διακοπών σε κάθε μετάβαση αφορά τη διάρκεια του νεκρού χρόνου (dead-time, T_d), εντός του οποίου πρέπει να προλάβει να γίνει η μετάβαση των διακοπών χωρίς όμως να προλάβει το ρεύμα i_{Lr} να μηδενιστεί, συγκεκριμένα:

$$\tau_{tr} < T_d < \tau_{i_{Lr}=0}^{II} \quad (4.44)$$

Ο χρόνος μετάβασης τ_{tr} (δεν εμφανίζεται στις εξειδανικευμένες προσομοιώσεις μας) εξαρτάται από την τάση, το ρεύμα διακοπής (V_d και I_{Lr0}, I_{LrII}) και τις παρασιτικές χωρητικότητες των διακοπτικών στοιχείων μας που καθορίζονται από τη δομή τους. Εάν ο T_d κατεβεί κάτω από το κάτω όριο τ_{tr} , τότε χάνεται η όποια ομαλή μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων. Εάν ωστόσο υπερβεί το άνω όριο της (4.44) (που αποτελεί και τη στιγμή μηδενισμού του ρεύματος i_{Lr} βάσει της (4.36)) θα μεταβούμε σε ένα είδος DCM (ασυνεχούς αγωγής) περιοχής, η οποία δεν θα εξεταστεί στην μελέτη αυτή και όπου οι μισοί διακόπτες κάθε διακοπτικής ημιπεριόδου θα έχουν ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS (μηδενικού ρεύματος) αντί ZVS. Να σημειωθεί ότι στον LLC-μετατροπέα το άνω όριο του T_d στην (4.44) (που δίνεται από την (4.36)) είναι μεγαλύτερο του αντίστοιχου άνω ορίου της (3.31) του LC-σειράς, λόγω του αρνητικού ρεύματος πηνίου μαγνήτισης I_{LmI} που έχει το i_{Lr} μετά από γωνία θ της περιόδου, αντί του 0 στην περίπτωση του LC-σειράς.

4.3.2 Λειτουργία στη Συχνότητα Συντονισμού ($f_s=f_r$)

Η λειτουργία του μετατροπέα LLC στην συχνότητα συντονισμού $f_s=f_r$ συνεπάγεται εξίσωση της επαγωγικής και χωρητικής αντίδρασης σειράς (σχέση (2.1)), των οποίων οι φανταστικές αντιστάσεις αλληλοεξουδετερώνονται και μένει ο παράλληλος ωμικοεπαγωγικός συνδυασμός $j\omega_s L_m // R_{ac}$ στην αντίσταση εισόδου Z_{in} του ισοδύναμου της FHA ανάλυσης του LLC-μετατροπέα (βλ. σχ.2.16), σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$X_{L_r} = X_{C_r} \xrightarrow{\text{Σχ.2.16}} Z_{in} = j\omega_s L_m // R_{ac} \quad (4.45)$$

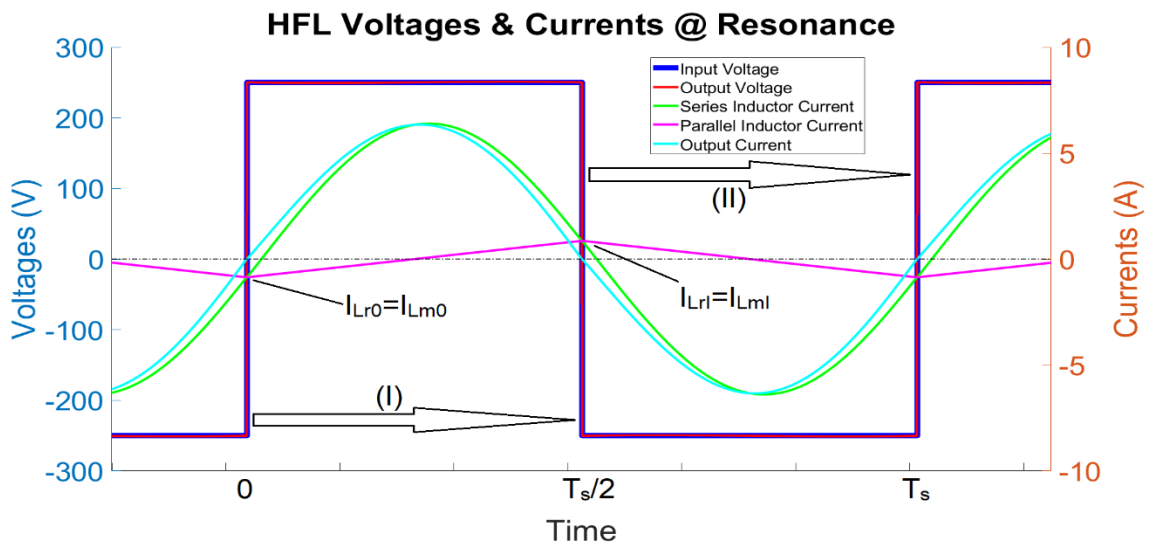
Η ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά της Z_{in} στην (4.45) συνεπάγεται μεταπορεία του ρεύματος εισόδου i_{L_r} σε σχέση με την τάση εισόδου. Ωστόσο, η ισότητα των αντιδράσεων $X_{L_r}=X_{C_r}$ συνεπάγεται μηδενική αντίσταση σειράς του LLC-δικτύου στην FHA ανάλυση, άρα και συμφασικές τάσεις με ίσα πλάτη (μοναδιαίο κέρδος). Εκεί έγκειται μία ειδοποιός διαφορά του LLC από τον LC-σειράς: ότι ενώ αμφότεροι στον συντονισμό έχουν συμφασικές τάσεις με μοναδιαίο κέρδος στο HFL, ο LLC συνεχίζει να έχει ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά στην είσοδο του HFL (όπως για $f_s>f_r$) αντί της καθαρά ωμικής του LC-σειράς. Το τελευταίο διαφοροποιεί την μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου του LLC από του LC-σειράς (βλ. υποκεφάλαιο 3.3.2), σε διακοπτική συμπεριφορά χαρακτηριστική της περιοχής συχνότητων άνω του συντονισμού (βλ. υποκεφάλαιο 4.3.1.2).

4.3.2.1 Ανάλυση Ενδιάμεσου Σταδίου HFL

Η ανάλυσή μας του HFL του μετατροπέα LLC θα ξεκινήσει με την παραδοχή ότι οι τάσεις είναι συμφασικές (διαφορά φάσης $\theta=0$) όπως ισχύει στην FHA και διατυπώνεται παραπάνω. Συνεπώς, με $\omega_s=\omega_r$ και $\theta=0$ να ισχύουν στον συντονισμό, τροποποιούνται όλες οι εκφράσεις της προηγούμενης επαγωγικής περιοχής λειτουργίας. Οι χρονικές περιοχές που σηματοδοτούν αλλαγή στις τάσεις του δικτύου συντονισμού είναι πλέον 2 αντί 4 της επαγωγικής περιοχής:

$$\begin{cases} \text{Περιοχή I,} & \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \text{Περιοχή II,} & \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Προς επαλήθευση των παραπάνω, ακολουθούν οι κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων και ρευμάτων του HFL κατά τη λειτουργία συντονισμού:



Σχ.4.13. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_s=f_r$ κατά διάρκεια T_s . Επισημαίνονται και οι 2 χρονικές περιοχές (I-II).

Παρατηρώντας το σχ.4.13, επαληθεύεται ότι η τάση εισόδου είναι συμφασική και ίσου πλάτους με της εξόδου, έστω και αν τώρα βρισκόμαστε στο πεδίο του χρόνου (TDA). Επαληθεύεται επίσης ότι το ρεύμα εξόδου HFL – εισόδου ανορθωτή $i_o = i_{Lr} - i_{Lm}$ είναι συμφασικό της τάσης εξόδου, άρα και της εισόδου (λόγω ανορθωτή οδηγούμενου από ρεύμα, βλ. σχέση (2.47) και σχ.2.16). Τέλος, το ρεύμα εισόδου του HFL i_{Lr} έχει μία μικρή μεταπορεία από τις τάσεις εισόδου – εξόδου (που οφείλεται στο μη-μηδενικό ρεύμα i_{Lm}), επαληθεύοντας την ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά στην είσοδο του HFL στον συντονισμό.

Με $\theta=0$, οι περιοχές (I) και (III) της περιοχής $f_s > f_r$ (του προηγούμενου υποκεφαλαίου 4.3.1.1) εξαφανίζονται (μηδενικό χρονικό διάστημα), κάτι που επαληθεύεται θέτοντας $\omega_s = \omega_r$ και $\theta=0$ στο σύστημα (4.29), όπου εξισώνονται οι Τ.Σ. του ρεύματος i_{Lr} των περιοχών (I) με (IV) και (II) με (III) (το ίδιο ισχύει και για τις οριακές συνθήκες της τάσης πυκνωτή v_{Cr}). Από τη συνθήκη συνέχειας (4.21), τις συνθήκες αντισυμμετρίας ημιπεριόδου (4.28), (4.31) και την εξίσωση (4.22) προκύπτουν οι οριακές συνθήκες των νέων περιοχών (I) και (II) της περιοχής λειτουργίας συντονισμού:

$$\begin{cases} I_{Lr0} = -I_{LrI} = I_{LrII} = I_{Lm0} = -I_{LmI} = I_{LmII} \\ V_{Cr0} = -V_{CrI} = V_{CrII} \end{cases} \quad (4.46)$$

Οι εκφράσεις για το ρεύμα πηνίου i_{Lr} (4.23) και τάση πηνίου v_{Lr} (4.24) απλοποιούνται σύμφωνα με την (4.46) και με $\omega_s = \omega_r$ και $\theta=0$:

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} I_{Lr0} \cos \omega_r t + \frac{V_d - V_o - V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -I_{Lr0} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - \frac{V_d - V_o - V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.47)$$

$$\Rightarrow i_{Lr}(t) = I_{Lr0} \cos \omega_r t + \frac{V_d - V_o - V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r t$$

$$v_{Lr}(t) = \begin{cases} -z_r I_{Lr0} \sin \omega_r t + (V_d - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ z_r I_{Lr0} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - (V_d - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.48)$$

$$\Rightarrow v_{Lr}(t) = (V_d - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_r t - z_r I_{Lr0} \sin \omega_r t$$

Οι παραπάνω σχέσεις επαληθεύουν και το σχ.4.13, αναδεικνύοντας πως τα i_{Lr} , v_{Lr} στον συντονισμό είναι καθαρά ημιτονοειδή καθ' όλη τη διάρκεια της περιόδου T_s . Ωστόσο, συγκριτικά με τον LC-σειράς έχουν μια διαφορά φάσης, που οφείλεται αποκλειστικά στο μη-μηδενικό ρεύμα εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} (μη-μηδενικές Α.Σ. λόγω (4.46)). Η τάση του πυκνωτή v_{Cr} είναι απλώς η διαφορά της συνολικής τάσης διέγερσης του δικτύου συντονισμού με της τάσης πηνίου σειράς (σχέση (4.6), πρόσημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή):

$$v_{Cr}(t) = V_d - V_o - (V_d - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_r t + z_r I_{Lr0} \sin \omega_r t \quad (4.49)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο και p_{out} στην έξοδο του HFL δίνονται από τους τύπους (ακολουθείται ο ορισμός (4.39) της p_{out} για $f_s > f_r$):

$$p_{in}(t) = v_{in}(t) i_{Lr}(t) \xrightarrow{(4.47)}$$

$$p_{in}(t) = \begin{cases} V_d I_{Lr,0} \cos \omega_r t + V_d \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d I_{Lr,0} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.50)$$

$$p_{out}(t) = v_{out}(t) i_{Lr}(t) \xrightarrow{(4.47)}$$

$$p_{out}(t) = \begin{cases} V_o I_{Lr,0} \cos \omega_r t + V_o \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_o I_{Lr,0} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.51)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,out}$ των p_{in} και p_{out} αντίστοιχα:

$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(4.50) \& (\omega_s = \omega_r)} \quad (4.52)$$

$$P_{avg,in} = \frac{V_d}{\pi} \left(I_{Lr,0} \sin \pi + \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r} (1 - \cos \pi) \right) = \frac{2}{\pi} V_d \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r}$$

$$P_{avg,out} = \langle p_{out} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p_{out}(t) dt \xrightarrow{(4.51) \& (\omega_s = \omega_r)} \quad (4.53)$$

$$P_{avg,out} = \frac{V_o}{\pi} \left(I_{Lr,0} \sin \pi + \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r} (1 - \cos \pi) \right) = \frac{2}{\pi} V_o \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r}$$

Εξισώνοντας τις 2 ισχύεις (η μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς είναι σταθερή κατά μήκος του HFL) σύμφωνα με τη σχέση διατήρησης ισχύος (4.42), συμπεραίνουμε ότι δεν μπορούν να είναι μηδενικές από τη στιγμή που ο μετατροπέας λειτουργεί υπό φορτίο. Απομένει λοιπόν να ισούνται η τάση εισόδου με τη τάση εξόδου, δίνοντας μοναδιαίο κέρδος ανεξάρτητα από το φορτίο και επαληθεύοντας τα σχ.2.17 και σχ.4.13:

$$P_{avg,in} = P_{avg,out} \xrightarrow{(4.52) \& (4.53)} V_d = V_o \Rightarrow K = \frac{V_o}{V_d} = 1 \quad (4.54)$$

Τα i_{Lr} , v_{Lr} , v_{Cr} , $P_{avg,in}$, $P_{avg,out}$ επικαιροποιούνται σύμφωνα με την παραπάνω σχέση ως:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_{Lr,0} \cos \omega_r t - \frac{V_{Cr,0}}{z_r} \sin \omega_r t \\ v_{Cr}(t) = -v_{Lr}(t) = V_{Cr,0} \cos \omega_r t + z_r I_{Lr,0} \sin \omega_r t \\ P_{avg,in} = P_{avg,out} = -\frac{2}{\pi} \frac{V_d V_{Cr,0}}{z_r} \end{cases} \quad (4.55)$$

Η έκφραση του ρεύματος εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} στον συντονισμό και πλέον με $V_d = V_o$ γίνεται:

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \frac{V_d}{L_m} t + I_{Lm,0}, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + I_{Lm,1}, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.56)$$

Τα σημεία μηδενισμού (2 ανά περίοδο) των ρευμάτων των 2 πηνίων i_{Lr} και i_{Lm} είναι:

$$\tau_{i_{L_r}=0} = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{z_r I_{L_r0}}{V_{C_r0}} \quad (4.57)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{i_{L_m}=0}^I = -I_{L_m0} \frac{L_m}{V_d} \\ \tau_{i_{L_m}=0}^{II} = I_{L_mI} \frac{L_m}{V_d} + \frac{T_s}{2} \xrightarrow{(4.46)} \tau_{i_{L_m}=0}^I + \frac{T_s}{2} \end{array} \right. \quad (4.58)$$

Θέτοντας $\theta=0$ στις σχέσεις μηδενισμού (4.35) του i_{L_m} της προηγούμενης περιοχής μελέτης, παίρνουμε το εποπτικά ικανοποιητικό από το σχ.4.13 αποτέλεσμα να είναι τα σημεία μηδενισμού ακριβώς στο μέσο των περιοχών (I) και (II):

$$\left\{ \tau_{i_{L_m}=0}^I = \frac{T_s}{4} \mid \tau_{i_{L_m}=0}^{II} = \frac{3T_s}{4} = \tau_{i_{L_m}=0}^I + \frac{T_s}{2} \right\} \quad (4.59)$$

Εξισώνοντας κατά μέλη τα συστήματα (4.58) και (4.59) παίρνουμε τις δαισθητικά ικανοποιητικές εκφράσεις για το ελάχιστο I_{L_m0} και το μέγιστο I_{L_mI} , ίσου μέτρου και αντίθετης φοράς λόγω της (4.46) και με ίδιες εκφράσεις με της προηγούμενης περιοχής μελέτης (βλ. σχέση (4.33)). Μέσω της (4.46) επιπλέον δίνεται και η Α.Σ. I_{L_r0} του i_{L_r} :

$$I_{L_mI} = -I_{L_m0} = -I_{L_r0} = \frac{V_d T_s}{L_m 4} = \frac{\pi}{2} \frac{V_d}{\omega_s L_m} \quad (4.60)$$

Από τις σχέσεις (4.54), (4.55) και χρησιμοποιώντας την σχέση διατήρησης ισχύος (4.42) εξισώνοντας με την ισχύ φορτίου, εξάγουμε την έκφραση για την εναπομείνασα Α.Σ. V_{C_r0} :

$$\begin{aligned} -\frac{2 V_d V_{C_r0}}{\pi z_r} &= \frac{V_d^2}{R_{out}} \Rightarrow \\ V_{C_r0} &= -V_d \frac{\pi z_r}{2 R_{out}} \xrightarrow{(2.10)\&(2.50)\&(4.4)} V_{C_r0} = -V_d \frac{4}{\pi} Q \end{aligned} \quad (4.61)$$

Συμπεραίνουμε ότι η V_{C_r0} στον συντονισμό είναι ευθέως ανάλογη της τάσης εισόδου V_d και του συντελεστή ποιότητας Q , αντίστοιχα η I_{L_r0} είναι ανάλογη της V_d και αντιστρόφως ανάλογη της αυτεπαγωγής μαγνήτισης L_m . Τα i_{L_r} , v_{L_r} , v_{C_r} , i_{L_m} και $\tau_{i_{L_r}=0}$ επικαιροποιούνται σύμφωνα με τις σχέσεις (4.60) και (4.61) (για την v_{L_r} γίνεται χρήση και των (2.44), (4.4), $\omega_s=\omega_r$):

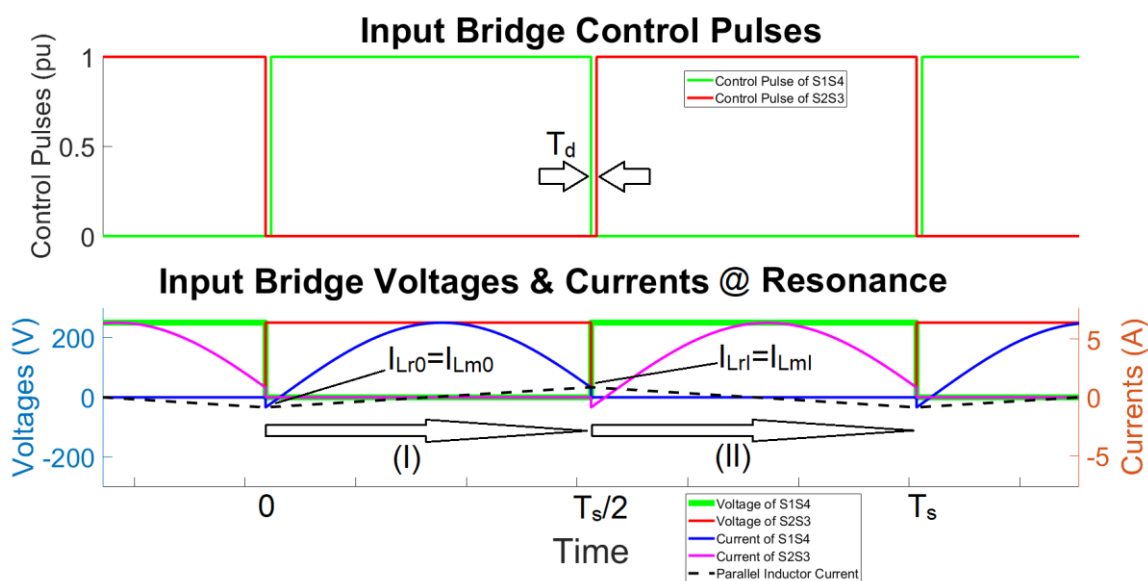
$$\left\{ \begin{array}{l} i_{L_r}(t) = \frac{\pi}{2} \frac{V_d}{R_{out}} \sin \omega_r t - \frac{\pi}{2} \frac{V_d}{\omega_s L_m} \cos \omega_r t \\ v_{L_r}(t) = -v_{C_r}(t) = V_d \frac{4}{\pi} Q \cos \omega_r t + \frac{\pi}{2} \frac{V_d}{(m-1)} \sin \omega_r t \end{array} \right. \quad (4.62)$$

$$i_{L_m}(t) = \begin{cases} \frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{4} \right), & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{3T_s}{4} \right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.63)$$

$$\tau_{i_{L_r}=0} = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{R_{out}}{\omega_r L_m} \quad (4.64)$$

4.3.2.2 Ανάλυση Μεταγωγής Στοιχείων Γέφυρας Εισόδου

Όπως αναφέραμε προηγουμένως στην εισαγωγή του 4.3.2 και παρατηρώντας τις κυματομορφές του HFL στο σχ.4.13, το ρεύμα εισόδου HFL – πηνίου σειράς i_{Lr} εμφανίζει ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά στον συντονισμό (αντί ωμικής στον LC-σειράς) καθυστερώντας με μία μικρή διαφορά φάσης σε σχέση με την τάση εισόδου v_{in} . Αυτό συνεπάγεται πως ο LLC συνεχίζει να βρίσκεται στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας ακόμα και για $f_s=f_r$ (βλ. σχ.2.17 με αρνητική κλίση στα bode διαγράμματα), οπότε η διακοπτική συμπεριφορά στην γέφυρα εισόδου είναι παρόμοια με της προηγούμενης λειτουργικής περιοχής $f_s>f_r$. Παρουσιάζονται και οι κυματομορφές προσομοίωσης των τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου μαζί με τους παλμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων προς επαλήθευση των παραπάνω:



Σχ.4.14. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου για $f_s=f_r$. Υποδεικνύονται οι 4 περιοχές λειτουργίας (I-IV), οι σημαντικές χρονικές στιγμές και οι Α.Σ. ενδιαφέροντος I_{Lr0} , I_{Lrl} . Με διακεκομμένη παρουσιάζεται και το ρεύμα εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} για καλύτερη κατανόηση των τιμών των i_{s14} , i_{s23} και της επακόλουθης διακοπτικής συμπεριφοράς. Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

Καταρχάς βλέπουμε στο σχ.4.14 να επαληθεύεται η (4.46), αφού τα ρεύματα των 2 πηνίων ταυτίζονται στις μεταβάσεις $V_d \leftrightarrow -V_d$ κατά τη λειτουργία στον συντονισμό. Κατά τη σβέση των S2S3 το ρεύμα τους i_{s23} διακόπτεται έχοντας την θετική τιμή $-I_{Lm0}$ (αντίθετη ελαχίστου του ρεύματος πηνίου μαγνήτισης), ενώ μετά από χρόνο μετάβασης t_{tr} (εντός του T_d) ρέει αρνητικό ρεύμα I_{Lm0} μέσω των αντιπαράλληλων διόδων D1D4 των S1S4. Αντίστοιχα, κατά τη σβέση των S1S4 το ρεύμα τους i_{s14} διακόπτεται έχοντας την θετική τιμή I_{Lml} (μέγιστο ρεύματος πηνίου μαγνήτισης), ενώ μετά από χρόνο μετάβασης t_{tr} (εντός του T_d) ρέει αρνητικό ρεύμα $-I_{Lml}$ μέσω των αντιπαράλληλων διόδων D2D3 των S2S3. Αυτό σημαίνει ότι έχουμε σκληρή μεταγωγή κατά τη σβέση (hard-switching @ turn-off) και ομαλή τύπου ZVS κατά την έναυση (soft-switching, ZVS @ turn-on) των διακοπών όπως ακριβώς και για την περίπτωση $f_s>f_r$ που μελετήθηκε προηγουμένως. Συνεπώς, η ανάλυση της μεταγωγής των διακοπών θα είναι ακριβώς ίδια με του υποκεφαλαίου 4.3.1.2, οπότε και ο αναγνώστης παραπέμπεται εκεί.

Ενώ με $f_s=f_r$ έχουμε όπως και για $f_s>f_r$ ZVS στην έναυση των διακοπών (ομαλή μεταγωγή 2 εκ των 4 διακοπών σε κάθε εναλλαγή διακοπτικού ζεύγους αγωγής), η διαφορά των 2 συχνοτικών περιοχών έγκειται στο ότι στον συντονισμό η σκληρή μεταγωγή κατά τη σβέση εισάγει λιγότερες απώλειες ισχύος, καθώς διακόπτεται μικρότερο ρεύμα (μέτρου $|I_{Lm0}|$). Επιπλέον, η 1^η συνθήκη για ομαλή μεταγωγή κατά την έναυση (4.43) τροποποιείται ως εξής (χρήση (4.60)) και είναι προφανές ότι ισχύει πάντοτε για $f_s=f_r$:

$$I_{L_m I} = -I_{L_m 0} = \frac{V_d T_s}{L_m 4} > 0 \quad (4.65)$$

Η 2^η συνθήκη ομαλής μεταγωγής (4.44) για $f_s > f_r$, τροποποιείται τώρα στον συντονισμό ($f_s = f_r$) ως εξής (γίνεται χρήση της (4.64)):

$$\tau_{tr} < T_d < \tau_{i_{L_r}=0} = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{R_{out}}{\omega_r L_m} \quad (4.66)$$

Για τα όρια επιλογής της διάρκειας νεκρού χρόνου T_d και τις συνέπειες της παραβίασής τους ισχύει ό,τι και στο υποκεφάλαιο 4.3.1.2 με την διαφορά πως το άνω όριο (σημεία μηδενισμού ρευμάτων i_{s14} , i_{s23}) της (4.66) μικραίνει επικίνδυνα (όπως φαίνεται και στο σχ.4.13), λόγω $\theta=0$ που ισχύει στον συντονισμό. Ωστόσο, όπως ειπώθηκε και στο 4.3.1.2, η παραβίαση του άνω ορίου δεν είναι τόσο σοβαρή όσο του κάτω (όπου δεν ολοκληρώνεται καν η μετάβαση) και απλά περνάμε σε DCM περιοχή με μηδενικό i_{L_r} κατά το υπόλοιπο του T_d , οπότε αντί για ZVS έχουμε ZCS κατά την έναυση των διακοπών.

4.3.3 Λειτουργία Συχνοτήτων Κάτω του Συντονισμού, Περιοχή A ($f_r/2 < f_s < f_r$, CCM ρεύματος ανορθωτή i_o)

Εδώ θα εξεταστεί η λειτουργία για συχνότητες κάτω του συντονισμού ($f_s < f_r$) με συνεχή αγωγή όλων των ρευμάτων, τόσο στα 2 πηνία όσο και στην είσοδο του ανορθωτή. Η σχέση των αντιδράσεων του LC-συνδυασμού σειράς του LLC για $f_s < f_r$ είναι:

$$X_{C_r} > X_{L_r} \quad (4.67)$$

Αφού η συχνότητα συντονισμού f_r σηματοδοτεί την ισότητα επαγωγικής και χωρητικής αντίδρασης σειράς, σε μικρότερες της συχνότητες που εξετάζουμε υπερτερεί η X_{C_r} έναντι της X_{L_r} . Κοιτάζοντας το σχ.2.17 με τα διαγράμματα bode του LLC-δικτύου για διάφορα m και Q (βλ. ορισμούς στην (2.44)), παρατηρούμε ότι υπάρχει μία περιοχή μεταβλητού με τα m , Q εύρους συχνότητας και κέρδους για συχνότητες κάτω της συχνότητας μεγίστου κέρδους f_{kmax} (πάντα όμως κάτω του συντονισμού, αφού $f_s < f_{kmax} < f_r$), όπου η κλίση του κέρδους συναρτηθεί της συχνότητας είναι αρνητική. Αυτή είναι η περιοχή της λεγόμενης χωρητικής λειτουργίας του μετατροπέα μας, όπου στην είσοδο του HFL υφίσταται ένα ισοδύναμο ωμικοχωρητικό φορτίο. Η ωμικοχωρητική αυτή συμπεριφορά συνεπάγεται προπορεία του ρεύματος σε σχέση με την τάση εισόδου και επειδή στο πραγματικό κύκλωμα η τάση εξόδου είναι συμφασική του ρεύματος $i_o = i_{L_r} - i_{L_m}$, το οποίο όπως θα δούμε στη συνέχεια επίσης προηγείται της τάσης εισόδου, η τελευταία μοιράζεται αυτή τη προπορεία του ρεύματος (βλ. σχέση (2.47) και σχ.2.21). Στο παρόν υποκεφάλαιο θα εξετάσουμε αυτή την προαναφερθείσα χωρητική περιοχή λειτουργίας, για κέρδη όμως κάτω της μονάδας όπου και δεν συμμετέχει καθόλου στη διάρκεια της περιόδου το L_m στον συντονισμό (κάτι που θα ηύξανε το κέρδος άνω της μονάδας όπως θα διαπιστώσουμε στα επόμενα υποκεφάλαια).

Πρέπει να τονιστεί το γεγονός ότι δεν μελετάμε τις συχνότητες κάτω του μισού της συχνότητας συντονισμού ($f_r/2 \leq f_s < f_r$), καθώς εκεί παύει να συμπεριφέρεται η τάση εξόδου του HFL ως ένας τετραγωνικός παλμός ίδιας συχνότητας και duty-cycle με της τάσεως εισόδου του, το ρεύμα ολοκληρώνει πάνω από 1 πλήρη κύκλο εντός της διακοπτικής ημιπεριόδου και χάνεται η διαισθητική αντίληψη και η όποια προσέγγιση μας προσφέρει η μέθοδος FHA.

4.3.3.1 Ανάλυση Ενδιάμεσου Σταδίου HFL

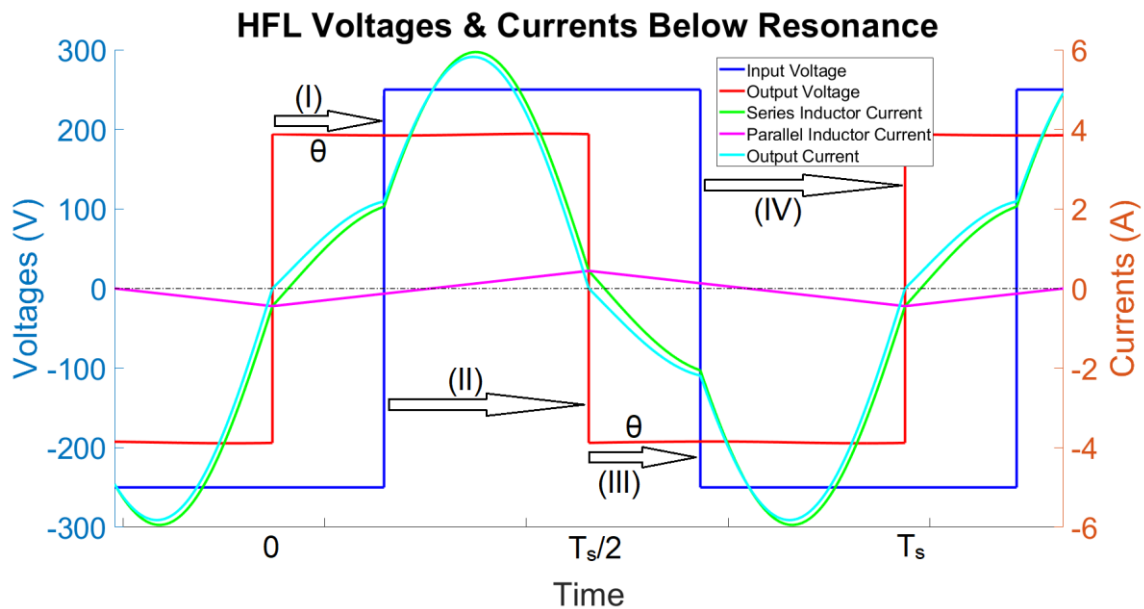
Όπως διαπιστώθηκε παραπάνω, στις συχνότητες κάτω του συντονισμού για την περιοχή A που μελετάμε (συνεχής αγωγή ρεύματος ανορθωτή i_o) έχουμε ωμικοχωρητική συμπεριφορά στο HFL του LLC-μετατροπέα, δηλαδή ο τετραγωνικός παλμός τάσης εισόδου καθυστερεί σε σχέση με τον τετραγωνικό παλμό τάσης εξόδου κατά γωνία θ , όπως φαίνεται παρακάτω στο

σχ.4.15. Αυτή η διαφορά φάσης θ δεν μπορεί να ξεπεράσει τις 90° του αμιγώς χωρητικού φορτίου. Για την μετέπειτα ανάλυση θα χρησιμοποιήσουμε τις ποσότητες της (4.4), ενώ ορίζουμε την γωνία θ , έτσι ώστε να είναι θετική στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας. Τέλος, ορίζονται και οι συναρτήσεις των τάσεων εισόδου $v_{in}(t)$ και εξόδου $v_{out}(t)$ (πλάτη $V_d, V_o > 0$) κατά μήκος μίας περιόδου T_s :

$$0 < \theta = \theta_{v_{out}} - \theta_{v_{in}} < \pi/2 \quad (4.68)$$

$$v_{in}(t) = \begin{cases} -V_d, & 0 < t < \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ +V_d, & \frac{\theta}{2\pi} T_s < t < \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ -V_d, & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s < t < T_s \end{cases} \quad (4.69)$$

$$v_{out}(t) = \begin{cases} +V_o, & 0 < t < T_s/2 \\ -V_o, & T_s/2 < t < T_s \end{cases} \quad (4.70)$$



Σχ.4.15. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ (περιοχή A) κατά διάρκεια T_s . Επισημαίνονται οι 4 χρονικές περιοχές (I-IV) και η διαφορά φάσης θ .

Στο σχ.4.15 επαληθεύουμε καταρχάς την υπόθεσή μας ότι αμφότερες οι τάσεις εισόδου και εξόδου του HFL είναι τετραγωνικές με ίδιο duty-cycle 50%. Επίσης, παρατηρούμε την διαφορά φάσης θ μεταξύ των τάσεων και ταυτόχρονα ότι το πλάτος της τάσης εξόδου είναι μικρότερο από της εισόδου, που σημαίνει ότι έχουμε κέρδος μικρότερο της μονάδας, πράγμα αναμενόμενο για την περιοχή A συχνοτήτων $f_s < f_r$. Ακόμη, η τριγωνική κυματομορφή του ρεύματος πηνίου μαγνήτισης εξαιτίας της σχέσης (4.7) έχει μεταπορεία 90° σε σχέση με την τετραγωνική κυματομορφή της τάσης εξόδου (ακρότατα στις μεταβάσεις $+V_o \leftrightarrow -V_o$). Τέλος, φαίνονται και οι εξής 4 χρονικές περιοχές, οι οποίες σηματοδοτούν αλλαγές στις τάσεις του δικτύου συντονισμού:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Περιοχή I,} \quad \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, \quad 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ \text{Περιοχή II,} \quad \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, \quad \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \text{Περιοχή III,} \quad \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, \quad \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ \text{Περιοχή IV,} \quad \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, \quad \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{array} \right.$$

Η κάθε περιοχή έχει τις δικές της Α.Σ., οι οποίες και αποτελούν τις τελικές συνθήκες (Τ.Σ.) της προηγούμενης περιοχής. Όπως στην επαγωγική περιοχή, στα ρεύματα είναι οι I_{LrI} - I_{LrIV} , I_{LmI} - I_{LmIV} και στις τάσεις οι V_{CrI} - V_{CrIV} . Λόγω συνέχειας και περιοδικότητας ισχύει πάλι (όπως στην επαγωγική περιοχή) η σχέση (4.21) που συνδέει τις τελικές τιμές της συνολικής περιόδου με τις Α.Σ. I_{Lr0} , I_{Lm0} , V_{Cr0} .

Από τη σχέση (2.47) και το σχ.2.21 προκύπτει ότι κατά τη μετάβαση της τάσεως εξόδου από $+V_o \leftrightarrow -V_o$, το ρεύμα εισόδου ανορθωτή – εξόδου HFL i_o πρέπει να μηδενίζεται, οπότε από τη σχέση (4.8) προκύπτει ότι εκείνη τη στιγμή τα ρεύματα των 2 πηνίων πρέπει να ισούνται:

$$\{I_{Lr0} = I_{Lm0} \mid I_{LrII} = I_{LmII}\} \quad (4.71)$$

Η ανάλυση του υποκεφαλαίου 4.2.1 έγινε συμβατικά για την περιοχή II, όπου είναι θετικές και οι 2 τάσεις, οπότε η συνολική έκφραση για όλη την περίοδο του ρεύματος σειράς i_{Lr} είναι η ακόλουθη:

$$i_{Lr}(t) = \left\{ \begin{array}{l} I_{Lr0} \cos \omega_r t - \frac{V_d + V_o + V_{Cr0}}{z_r} \sin \omega_r t, \quad 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ I_{LrI} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) + \frac{V_d - V_o - V_{CrI}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), \quad \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_{LrII} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + \frac{V_d + V_o - V_{CrII}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), \quad \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ I_{LrIII} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) - \frac{V_d - V_o + V_{CrIII}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), \quad \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{array} \right. \quad (4.72)$$

Η τάση πηνίου σειράς v_{Lr} είναι ανάλογη της παραγώγου του ρεύματος i_{Lr} (σχέση (4.5)) και η συνολική της έκφραση δίνεται παρακάτω. Η τάση του πυκνωτή v_{Cr} είναι απλώς η διαφορά των τάσεων εξόδου και πηνίου σειράς από την τάση εισόδου (σχέση (4.6)), πρόσημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή).

$$v_{Lr}(t) = \left\{ \begin{array}{l} -(V_d + V_o + V_{Cr0}) \cos \omega_r t - z_r I_{Lr0} \sin \omega_r t, \quad 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ (V_d - V_o - V_{CrI}) \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) - z_r I_{LrI} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), \quad \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ (V_d + V_o - V_{CrII}) \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - z_r I_{LrII} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), \quad \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ -(V_d - V_o + V_{CrIII}) \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) - z_r I_{LrIII} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), \quad \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{array} \right. \quad (4.73)$$

Το ρεύμα του εγκαρσίου πηνίου (μαγνήτισης L_m) i_{Lm} είναι ανάλογο του ολοκληρώματος της τάσης εξόδου (σχέση (4.7)) και η συνολική του έκφραση δίνεται παρακάτω. Το ρεύμα εξόδου του HFL (εισόδου ανορθωτή) i_o είναι η διαφορά του ρεύματος του πηνίου σειράς (συντονισμού L_r) i_{Lr} από το i_{Lm} (σχέση (4.8)).

$$i_{L_m}(t) = \begin{cases} \frac{V_o}{L_m} t + I_{L_m0}, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ \frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) + I_{L_mI}, & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + I_{L_mII}, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ -\frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) + I_{L_mIII}, & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.74)$$

Στον LLC το ρεύμα πηνίου σειράς ισούται με το ρεύμα πυκνωτή συντονισμού, το οποίο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας έχει μηδενική μέση τιμή και ισχύει η σχέση (4.26) στην περιοχή μελέτης μας (περιοχή Α συχνοτήτων $f_r/2 \leq f_s < f_r$) όπως ακριβώς και για $f_s > f_r$. Παρομοίως, οι τάσεις των 2 πηνίων v_{Lr} και v_{Lm} πρέπει να έχουν μηδενική μέση τιμή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και συγκεκριμένα η έκφραση (4.27) για τη μηδενική μέση τιμή της v_{Lr} πάλι ισχύει στην παρούσα λειτουργική περιοχή όπως ακριβώς και για $f_s > f_r$. Τέλος, η συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου (4.28) που προκύπτει από την συναλήθευση των (4.26) και (4.27) για κάθε θ και ω_s είναι ακριβώς η ίδια και για την παρούσα λειτουργική περιοχή που μελετάται.

Οι Τ.Σ. των ρευμάτων των 2 πηνίων των περιοχών (II) και (IV) δίνονται από τους τύπους (η (IV) ισοδυναμεί με την αρχή βάσει της (4.21)):

$$\begin{cases} I_{L_rII} = i_{L_r} \left(\frac{T_s}{2}\right) = I_{L_rI} \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) + \frac{V_d - V_o - V_{C_rI}}{z_r} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) \\ I_{L_rIV} = i_{L_r}(T_s) = I_{L_r0} = I_{L_rII} \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) - \frac{V_d - V_o + V_{C_rIII}}{z_r} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) \end{cases} \quad (4.75)$$

$$\begin{cases} I_{L_mII} = i_{L_m} \left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{V_o}{L_m} \frac{(\pi - \theta)}{2\pi} T_s + I_{L_mI} \\ I_{L_mIV} = i_{L_m}(T_s) = I_{L_m0} = -\frac{V_o}{L_m} \frac{(\pi - \theta)}{2\pi} T_s + I_{L_mIII} \end{cases} \quad (4.76)$$

Συνδυάζοντας τη σχέση ισότητας (4.71) των Τ.Σ. των ρευμάτων των 2 πηνίων στις περιοχές (II) και (IV) με την συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου (4.28) του i_{Lr} στις ίδιες περιοχές και λύνοντας βάσει αυτών το σύστημα (4.76), προκύπτει η συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου του ρεύματος πηνίου μαγνήτισης i_{Lm} (4.31) για την παρούσα λειτουργική περιοχή, ακριβώς όπως για $f_s > f_r$.

Όπως και στην ανάλυση του υποκεφαλαίου 4.3.1.1, από όλα τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι τα ρεύματα πηνίων i_{Lr} , i_{Lm} και οι τάσεις v_{Lr} , v_{Cr} παρουσιάζουν αντισυμμετρία ημιπεριόδου, καθώς και ότι το ρεύμα i_{Lm} είναι επιπλέον και μηδενικής μέσης τιμής (από το σχ.4.15 και τις (4.74), (4.31)).

Η Τ.Σ. της περιοχής (I) για το ρεύμα i_{Lm} είναι:

$$I_{L_mI} = i_{L_m} \left(\frac{\theta}{2\pi} T_s\right) = \frac{V_o}{L_m} \frac{\theta}{2\pi} T_s + I_{L_m0} \quad (4.77)$$

Αντικαθιστώντας την (4.77) στο σύστημα (4.76) και με τη βοήθεια των σχέσεων συνέχειας (4.21) και της συνθήκης αντισυμμετρίας (4.31), παίρνουμε την έκφραση για την μέγιστη I_{L_mII} και την ελάχιστη τιμή I_{L_m0} του ρεύματος i_{Lm} , καθώς και για τις I_{L_r0} , I_{L_rII} του i_{Lr0} μέσω της (4.71):

$$I_{L_mII} = I_{L_rII} = -I_{L_m0} = -I_{L_r0} = \frac{V_o}{L_m} \frac{T_s}{4} = \frac{\pi}{2} \frac{V_o}{\omega_s L_m} \quad (4.78)$$

Από την (4.78) φαίνεται ότι οι εκφράσεις για το μέγιστο I_{LmII} και το ελάχιστο I_{Lm0} είναι ακριβώς ίδιες με της (4.33) για $f_s > f_r$ (κατά μέτρο ανάλογα της V_o και αντιστρόφως ανάλογα των L_m και f_s). Ενώ ήδη από τη συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου (4.31) είχε ξεκαθαριστεί ότι το μέγιστο σε σχέση με το ελάχιστο του ρεύματος i_{Lm} είναι ίσου μέτρου και αντίθετης φοράς, η (4.78) υποδεικνύει πως το μέγιστο θα είναι πάντα θετικό ενώ το ελάχιστο πάντα αρνητικό στην περιοχή που εξετάζουμε.

Αντικαθιστώντας την (4.78) στο σύστημα (4.76) αποκομίζουμε τις εκφράσεις των οριακών τιμών I_{LmI} και I_{LmIII} που απομένουν, οι οποίες με τη σειρά τους είναι πανομοιότυπες των εκφράσεων της (4.34):

$$I_{LmI} = -I_{LmIII} = \frac{V_o}{L_m} T_s \left(\frac{\theta}{2\pi} - \frac{1}{4} \right) \quad (4.79)$$

Η (4.79) μας οδηγεί στο εξής συμπέρασμα: οι I_{LmI} και I_{LmIII} μηδενίζονται για $\theta=90^\circ$, κάτι που είναι αδύνατο να συμβεί σε οποιοδήποτε σημείο λειτουργίας για μη-μηδενικό φορτίο, άρα τόσο οι I_{LmI} και I_{LmIII} όσο το ρεύμα i_{Lm} στις περιοχές (I) και (III) έχουν σταθερό πρόσημο.

Παρατηρώντας το σχ.4.15, το ρεύμα i_{Lm} έχει 2 σημεία μηδενισμού, 1 σε καθεμία εκ των περιοχών (II) και (IV), τα οποία βρίσκονται εξισώνοντας με το 0 τα ρεύματα των περιοχών (II) και (IV) της (4.74) και αντικαθιστώντας εκεί την (4.79):

$$\left\{ \tau_{i_{Lm}=0}^{II} = \frac{T_s}{4} \mid \tau_{i_{Lm}=0}^{IV} = \frac{3T_s}{4} = \tau_{i_{Lm}=0}^{II} + \frac{T_s}{2} \right\} \quad (4.80)$$

Με παρατήρηση της (4.80) βλέπουμε ότι ο μηδενισμός του i_{Lm} συμβαίνει ακριβώς στη μέση της ημιπεριόδου του τετραγωνικού παλμού της τάσεως εξόδου v_{out} , γεγονός διαισθητικά ικανοποιητικό βλέποντας το σχ.4.15 και αναμενόμενο για ένα ρεύμα με αντισυμμετρία ημιπεριόδου, μηδενική μέση τιμή και ακρότατα στις μεταβάσεις $+V_o \leftrightarrow -V_o$.

Αντίστοιχα παρατηρούμε στο σχ.4.15 2 σημεία μηδενισμού για το ρεύμα i_{Lr} , αυτή τη φορά 1 σε καθεμία εκ των περιοχών (I) και (III), τα οποία βρίσκονται εξισώνοντας με το 0 τα ρεύματα των περιοχών (I) και (III) της (4.72) και κάνοντας χρήση της (4.28):

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{i_{Lr}=0}^I = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{z_r I_{Lr0}}{V_d + V_o + V_{C,r0}} \\ \tau_{i_{Lr}=0}^{III} = \frac{T_s}{2} + \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{-z_r I_{LrII}}{V_d + V_o - V_{C,rII}} = \tau_{i_{Lr}=0}^I + \frac{T_s}{2} \end{array} \right. \quad (4.81)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο του HFL δίνονται από την έκφραση:

$$p_{in}(t) = v_{in}(t) i_{Lr}(t) \xrightarrow{(4.72) \& (4.28)} p_{in}(t) = \left\{ \begin{array}{l} -V_d I_{Lr,0} \cos \omega_r t + V_d \frac{V_d + V_o + V_{C,r0}}{z_r} \sin \omega_r t, \quad 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ V_d I_{Lr,I} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{C,rI}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s \right), \quad \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d I_{Lr,0} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + V_d \frac{V_d + V_o + V_{C,r0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right), \quad \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ V_d I_{Lr,I} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{C,rI}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \right), \quad \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{array} \right. \quad (4.82)$$

Όπως και στο υποκεφάλαιο 4.3.1.1, η στιγμιαία ισχύς εξόδου στην έξοδο του HFL δεν δίνεται στη μορφή $p_o = v_{out} i_o$, καθώς η συνιστώσα i_{Lm} του ρεύματος i_o δίνει γινόμενο $v_{out} i_{Lm}$ μηδενικής μέσης τιμής (βλ. σχέση (4.38)). Αντιθέτως, θα δοθεί στη μορφή $p_{out} = v_{out} i_{Lr}$ (όπως στο 4.3.1.1), με την παρακάτω ακριβή έκφραση:

$$p_{out}(t) = v_{out}(t)i_{L_r}(t) \xrightarrow{(4.72)\&(4.28)} p_{out}(t) = \begin{cases} V_o I_{L_{r,0}} \cos \omega_r t - V_o \frac{V_d + V_o + V_{C_r,0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 \leq t \leq \frac{\theta}{2\pi} T_s \\ V_o I_{L_{r,l}} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{C_r,l}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta}{2\pi} T_s \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_o I_{L_{r,0}} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - V_o \frac{V_d + V_o + V_{C_r,0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \\ V_o I_{L_{r,l}} \cos \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{C_r,l}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s\right), & \frac{\theta + \pi}{2\pi} T_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.83)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,out}$ των p_{in} και p_{out} αντίστοιχα:

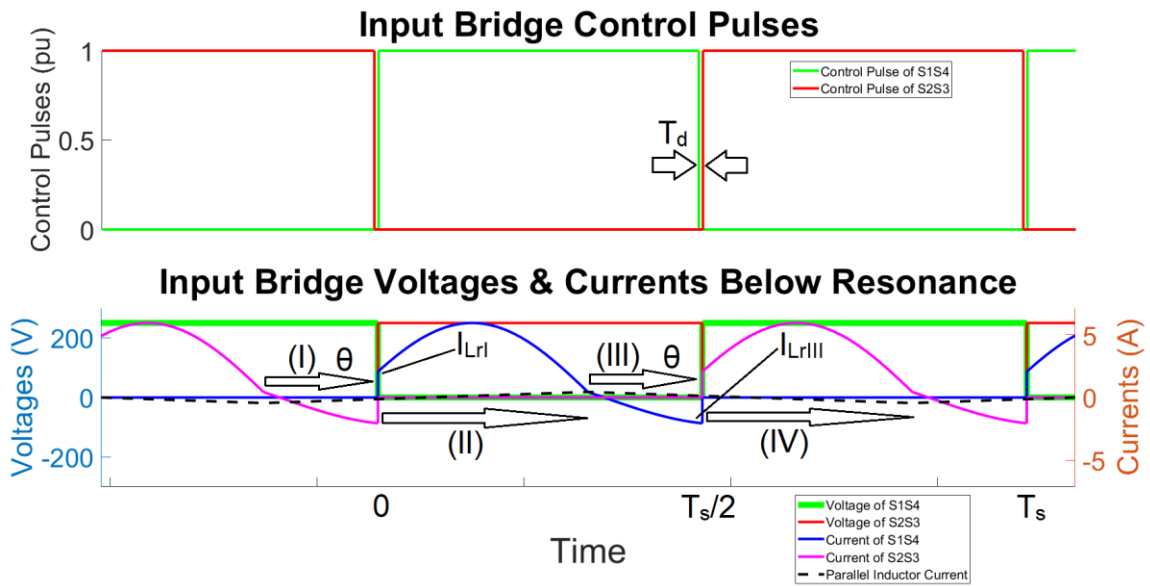
$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(4.82)} P_{avg,in} = \frac{V_d \omega_s}{\pi \omega_r} \times \left(-I_{L_{r,0}} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta + I_{L_{r,l}} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) + \frac{V_d + V_o + V_{C_r,0}}{z_r} \left(1 - \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta\right) + \frac{V_d - V_o - V_{C_r,l}}{z_r} \left(1 - \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta)\right) \right) \quad (4.84)$$

$$P_{avg,out} = \langle p_{out} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{out}(t) dt \xrightarrow{(4.83)} P_{avg,out} = \frac{V_o \omega_s}{\pi \omega_r} \times \left(I_{L_{r,0}} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta + I_{L_{r,l}} \sin \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta) - \frac{V_d + V_o + V_{C_r,0}}{z_r} \left(1 - \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} \theta\right) + \frac{V_d - V_o - V_{C_r,l}}{z_r} \left(1 - \cos \frac{\omega_r}{\omega_s} (\pi - \theta)\right) \right) \quad (4.85)$$

Όπως και σε όλες τις υπόλοιπες περιοχές λειτουργίας, ισχύει η σχέση (4.42) της διατήρησης ισχύος από το ένα άκρο του HFL στο άλλο και εν τέλει και στο φορτίο, αφού το δίκτυο συντονισμού με τον LLC-συνδυασμό δεν καταναλώνει ενεργό ισχύ και η μεταφερόμενη ενεργός ισχύς καταναλώνεται όλη εν τέλει στο φορτίο.

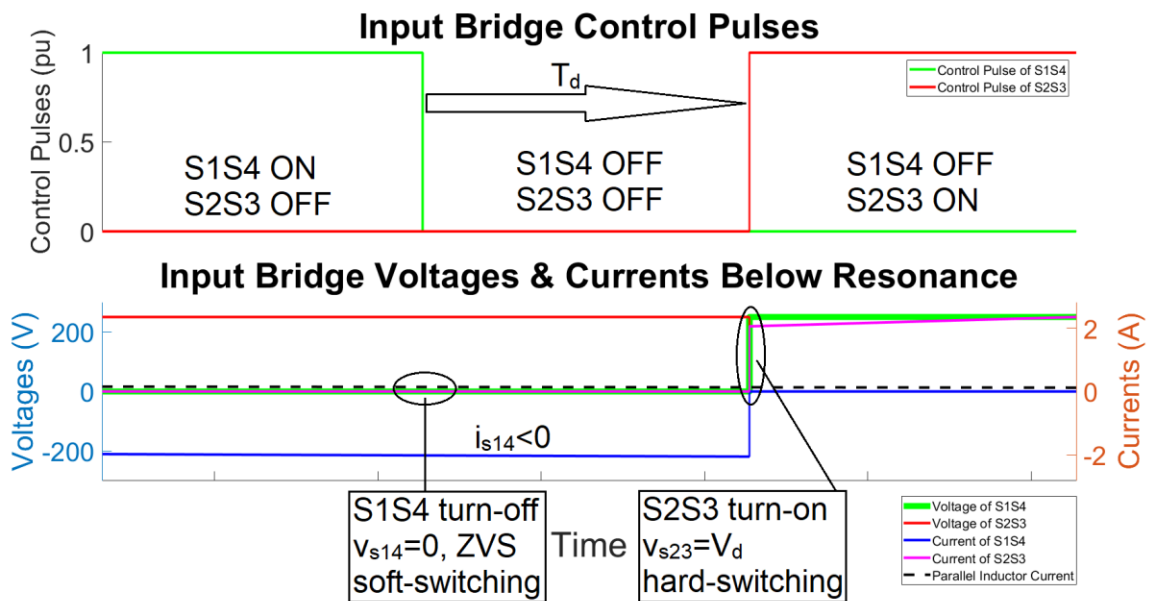
4.3.3.2 Ανάλυση Μεταγωγής Στοιχείων Γέφυρας Εισόδου

Στην περιοχή Α των συχνοτήτων $f_r/2 \leq f_s < f_r$ που εξετάζουμε (χωρητική περιοχή λειτουργίας) του LLC ισχύει και πάλι η μεταγωγή τύπου ZCS των διόδων της ανορθωτικής γέφυρας εξόδου, όπως ακριβώς και στις άλλες περιοχές λειτουργίας. Ωστόσο, η ενεργή γέφυρα εισόδου εμφανίζει διαφορετική διακοπτική συμπεριφορά σε σχέση με τις προηγούμενες περιοχές που μελετήθηκαν και θα εξεταστεί παρακάτω. Ακολουθούν οι κυματομορφές προσομοίωσης τάσεων και ρευμάτων της γέφυρας εισόδου, συνοδευόμενες από τους παλμούς ελέγχου των διακοπτικών στοιχείων.



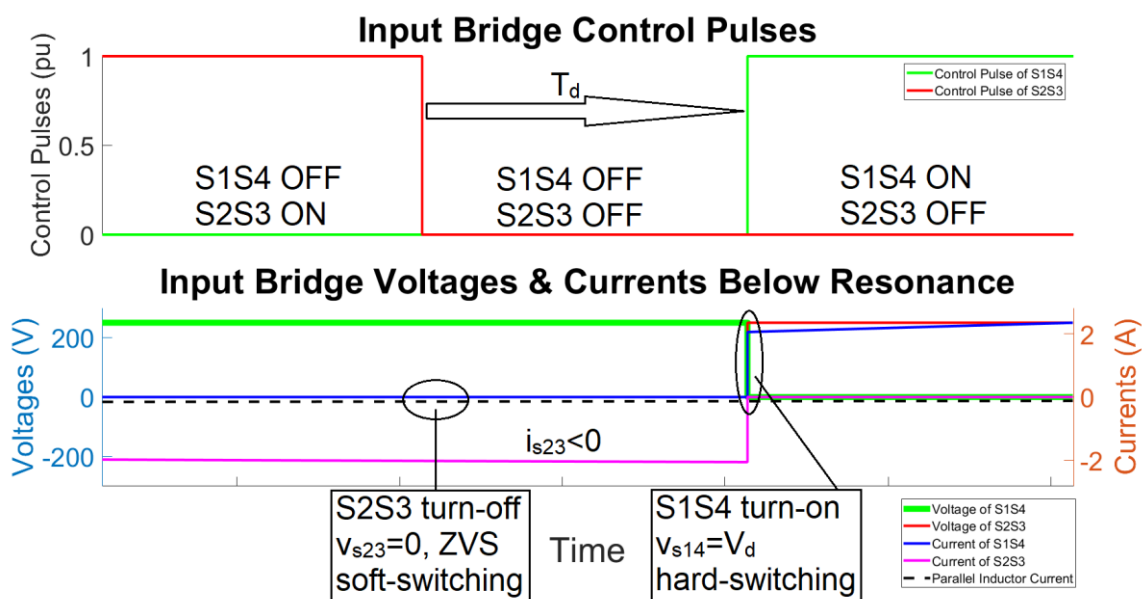
Σχ.4.16. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ (περιοχή A). Υποδεικνύονται οι 4 περιοχές λειτουργίας (I-IV), οι σημαντικές χρονικές στιγμές και οι Α.Σ. ενδιαφέροντος I_{LrI} , I_{LrIII} . Με διακεκομμένη παρουσίαζεται και το ρεύμα εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} για καλύτερη κατανόηση των τιμών των i_{s14} , i_{s23} και της επακόλουθης διακοπτικής συμπεριφοράς. Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

Από το σχ.4.16 βλέπουμε ό,τι και στις προηγούμενες αναλύσεις, δηλαδή ότι το κάθε ζευγάρι διακοπών S1S4, S2S3 παρέχει ανά ημιπερίοδο το ρεύμα του στο HFL και ότι η τάση των στοιχείων που άγουν είναι μηδενική, ενώ ταυτόχρονα τα στοιχεία που δεν άγουν (εκτός νεκρού χρόνου) έχουν τάση V_d . Ωστόσο, στην χωρητική λειτουργία του LLC παρατηρούμε πως πριν ολοκληρωθεί η διακοπτική ημιπερίοδος το ρεύμα έχει ήδη γίνει αρνητικό και κατά την ολοκλήρωσή της έχει πάρει τιμή $I_{LrIII} = -I_{LrI} < 0$. Σε αυτό το φαινόμενο οφείλεται η ιδιόμορφη μεταγωγή των διακοπών της χωρητικής περιοχής, για την ανάλυση της οποίας θα ακολουθήσουν κυματομορφές με εστίαση στους 2 νεκρούς χρόνους ανά περίοδο T_s .



Σχ.4.17. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S1S4 στους S2S3.

Παρατηρώντας το σχ.4.17 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S1S4, το ρεύμα τους είναι περίπου ίσο με $I_{LrII} < 0$ και όντας αρνητικό έχει 2 εναλλακτικές διαδρομές (ανάλογα με το είδος του διακοπτικού στοιχείου που χρησιμοποιείται) πριν τον νεκρό χρόνο, είτε να διέρχεται «ανάποδα» από τα S1S4 με τάση $-V_{ON} \cong 0$ είτε από τις αντιπαράλληλες διόδους τους D1D4 με τάση $-V_{FD} \cong 0$. Γύρω τη μετάβαση στον νεκρό χρόνο η τάση έχει «κλειδώσει» (clamped-voltage) σε μια αμελητέα τιμή $-V_{FD} \cong 0$ (η οποία μπορεί και να μεταβαίνει εκεί από την εξίσου αμελητέα τάση $-V_{ON} \cong 0$), επειδή εντός του νεκρού χρόνου όλα τα στοιχεία είναι σβηστά (OFF) και το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D1D4. Επόμενο είναι λοιπόν οι S1S4 να έχουν ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZVS κατά την σβέση τους (ZVS @ turn-off). Στο τέλος του νεκρού χρόνου, στο ζεύγος S2S3 δίνεται παλμός έναυσης και για να αρχίσει να άγει πρέπει η τάση στους διακόπτες να μηδενιστεί από την πλήρη τιμή της V_d . Αυτό σε συνδυασμό με την συνεχή αγωγή του ρεύματος εισόδου του HFL (ο διακόπτης από OFF σε ON μπορεί να δει ακαριαία αύξηση του ρεύματος από 0 στην καθορισμένη θετική τιμή του) συνεπάγεται «σκληρή» μεταγωγή (hard-switching) κατά την έναυση (turn-on) των S2S3.



Σχ.4.18. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων διακοπτικών στοιχείων εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d της εναλλαγής αγωγής των S2S3 στους S1S4.

Παρομοίως με πριν, στο σχ.4.18 βλέπουμε ότι κατά τη σβέση (turn-off) των S2S3, το ρεύμα τους είναι ίσο με $-I_{LrI} < 0$ και όντας αρνητικό έχει τις 2 εναλλακτικές διαδρομές πριν τον νεκρό χρόνο που συζητήθηκαν, είτε να διέρχεται «ανάποδα» από τα S1S4 με τάση $-V_{ON} \cong 0$ είτε από τις αντιπαράλληλες διόδους τους D2D3 με τάση $-V_{FD} \cong 0$. Γύρω τη μετάβαση στον νεκρό χρόνο η τάση έχει «κλειδώσει» (clamped-voltage) σε μια αμελητέα τιμή $-V_{FD} \cong 0$ (η οποία μπορεί και να μεταβαίνει εκεί από την εξίσου αμελητέα τάση $-V_{ON} \cong 0$), επειδή εντός του νεκρού χρόνου όλα τα στοιχεία είναι σβηστά (OFF) και το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D2D3. Συνεπώς, οι S2S3 να έχουν ομαλή μεταγωγή (soft-switching) τύπου ZVS κατά την σβέση τους (ZVS @ turn-off). Στο τέλος του νεκρού χρόνου, στο ζεύγος S1S4 δίνεται παλμός έναυσης και για να αρχίσει να άγει πρέπει η τάση στους διακόπτες να μηδενιστεί από την πλήρη τιμή της V_d . Αυτό σε συνδυασμό με την συνεχή αγωγή του ρεύματος εισόδου του HFL (ο διακόπτης από OFF σε ON μπορεί να δει ακαριαία αύξηση του ρεύματος από 0 στην καθορισμένη θετική τιμή του) συνεπάγεται «σκληρή» μεταγωγή (hard-switching) κατά την έναυση (turn-on) των S1S4.

Το συμπέρασμά μας από την παραπάνω ανάλυση είναι πως στην χωρητική περιοχή πραγματοποιείται ZVS κατά την σβέση των διακοπών, άρα οι μισοί διακόπτες σε κάθε μετάβαση έχουν ομαλή μεταγωγή, το οποίο μειώνει σημαντικά τις διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα. Αξιοσημείωτο είναι επίσης το γεγονός πως σε συχνότητες κοντά στο

συντονισμό, το ρεύμα στην διακοπή υπό τάση V_d κατά τη έναυση των διακοπών είναι σημαντικά χαμηλότερο από τη μέγιστη τιμή του (ωστόσο πάντα μεγαλύτερο κατά μέτρο από τα I_{LmI} , I_{LmIII} του ρεύματος του άλλου πηνίου), περιορίζοντας τις απώλειες της «σκληρής» μεταγωγής και μειώνοντας περαιτέρω τις συνολικές διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα.

Η 1^η συνθήκη για ομαλή μεταγωγή ZVS των μισών διακοπών σε κάθε μετάβαση στην επαγωγική περιοχή όπως την αναλύσαμε παραπάνω είναι το ρεύμα στο τέλος της ημιπεριόδου (με χρήση της (4.28)) να έχει σταθερό πρόσημο, συγκεκριμένα:

$$I_{LrI} = -I_{LrIII} > 0 \quad (4.86)$$

Η συνθήκη (4.86) ισχύει για κάθε συχνότητα $f_r/2 < f_s < f_r$ και για κάθε γωνία θ στο εύρος $0 < \theta < 90^\circ$ της χωρητικής περιοχής του LLC (περιοχή A συχνοτήτων κάτω του συντονισμού). Η εγκυρότητα της (4.86) επαληθεύεται και παρατηρώντας το σχ.4.15, καθώς το ρεύμα i_{Lr} συχνότητας $f_r > f_s \geq f_r/2$ δεν προλαβαίνει να ολοκληρώσει κάτι περισσότερο (εξαιτίας της εκκίνησης από $I_{Lm0} < 0$ αντί του 0 στον LC-σειράς) από μισό κύκλο εντός του χρονικού διαστήματος της περιοχής (I), όπου η γωνία $\theta < 90^\circ$ δεν αφήνει χρονικό περιθώριο μεγαλύτερο του $T_s/4$ (που είναι και ο ελάχιστος χρόνος ολοκλήρωσης ημιπεριόδου στο εύρος συχνοτήτων $f_r > f_s \geq f_r/2$).

Η 2^η συνθήκη ομαλής μεταγωγής ZVS στην χωρητική περιοχή των μισών διακοπών σε κάθε μετάβαση αφορά τη διάρκεια του νεκρού χρόνου, καθώς πριν από αυτόν πρέπει να προλάβει να γίνει η αλλαγή προσήμου του ρεύματος i_{Lr} και αυτό όντας αρνητικό να «κλειδώσει» την τάση του στοιχείου σε σχεδόν μηδενική τιμή, συγκεκριμένα:

$$T_d < \tau_{i_{Lr}=0}^I \quad (4.87)$$

Συγκρίνοντας με την συνθήκη (4.44) της επαγωγικής περιοχής, παρατηρούμε πως δεν υφίσταται εδώ θεωρητικά ένα κάτω όριο του T_d , επειδή ήδη πριν αρχίσει η σβέση των στοιχείων που άγουν, το ρεύμα έχει αλλάξει πρόσημο και είτε ήδη ρέει είτε πολύ γρήγορα μπορεί να αρχίσει να ρέει μέσω των αντιπαράλληλων διόδων (αμελητέο μεταβατικό λόγω παρόμοιας τάσεως αγωγής $-V_{FD} \cong -V_{ON} \cong 0$). Επίσης, η «σκληρή» μεταγωγή του άλλου ζεύγους διακοπών γίνεται εξ'ορισμού μετά το πέρας του νεκρού χρόνου, οπότε δεν έχει σημασία η τήρηση κάποιου συγκεκριμένου κάτω ορίου του T_d . Εάν ωστόσο παραβιαστεί το άνω όριο της (4.87), τότε θα χαθεί η χαρακτηριστική ιδιότητα ZVS κατά την σβέση των διακοπών της χωρητικής περιοχής, καθώς στην αρχή του νεκρού χρόνου θα υπάρχει πλέον ένα θετικό ρεύμα, το οποίο θα πρέπει να διακοπεί τελείως με τη σβέση του διακοπτικού στοιχείου. Να σημειωθεί ότι παρατηρώντας τα σχ.4.15 και σχ.4.16, το άνω όριο του T_d στον LLC-μετατροπέα της (4.87) (που δίνεται από την (4.81)) είναι μικρότερο του αντίστοιχου άνω ορίου της (3.71) του LC-σειράς, λόγω του θετικού ρεύματος πηνίου μαγνήτισης I_{Lm0} που έχει το i_{Lr} στην αρχή της περιόδου, αντί του 0 στην περίπτωση του LC-σειράς.

4.3.4 Λειτουργία Συχνοτήτων Κάτω του Συντονισμού, Περιοχή B ($f_r/2 < f_s < f_r$, DCM ρεύματος ανορθωτή i_o)

Η περιοχή συχνοτήτων που παρουσιάζει ασυνέχεια αγωγής το ρεύμα εισόδου ανορθωτή – εξόδου HFL i_o (περιοχή συχνοτήτων κάτω του συντονισμού B) είναι ίδια με της χωρητικής λειτουργίας (περιοχή συχνοτήτων κάτω του συντονισμού A, υποκεφάλαιο 4.3.3), δηλαδή στο εύρος συχνοτήτων $f_r/2 \leq f_s < f_r$. Η περιοχή που θα εξετάσουμε δεν απαντάται σε συχνότητες άνω του συντονισμού, καθώς όπως είναι γνωστό από την ανάλυση του υποκεφαλαίου 4.3.1, το ρεύμα συχνότητας μικρότερης της διακοπτικής δεν προλαβαίνει σε χρονικό παράθυρο μικρότερο της διακοπτικής ημιπεριόδου να ολοκληρώσει μία σχεδόν δική του ημιπερίοδο ημιτόνου ώστε να συναντήσει το αρκετά μικρότερο ρεύμα πηνίου μαγνήτισης (για να μηδενιστεί το i_o). Αυτό που χαρακτηρίζει την περιοχή συχνοτήτων κάτω του συντονισμού B είναι ο μηδενισμός του ρεύματος ανορθωτή i_o (δηλαδή ταύτιση των ρευμάτων πηνίων $i_{Lr} = i_{Lm}$)

προ του τέλους της διακοπτικής ημιπεριόδου μέχρι και την έναρξη της επόμενης διακοπτικής ημιπεριόδου. Αυτή η ασυνέχεια (μηδενισμός) ρεύματος δηλαδή, εκδηλώνεται πριν και από τον νεκρό χρόνο, σε αντίθεση με την περιοχή συντονισμού. Επομένως, για τα διαστήματα ασυνέχειας του i_o , θα χρησιμοποιηθεί η ανάλυση για την 2^η λειτουργική κατάσταση του LLC-μετατροπέα, την λειτουργία αποκοπής φορτίου (freewheeling operation), στο υποκεφάλαιο 4.2.2.

Αξιοσημείωτο για την παρούσα περιοχή λειτουργίας είναι πως παρόλο που εμφανίζεται στις συχνότητες κάτω του συντονισμού, όπως και η προηγούμενη χωρητική περιοχή, ο LLC λειτουργεί στην επαγωγική περιοχή αντί της χωρητικής που θα αναμέναμε. Αυτό ερμηνεύεται με 2 τρόπους από την FHA ανάλυση:

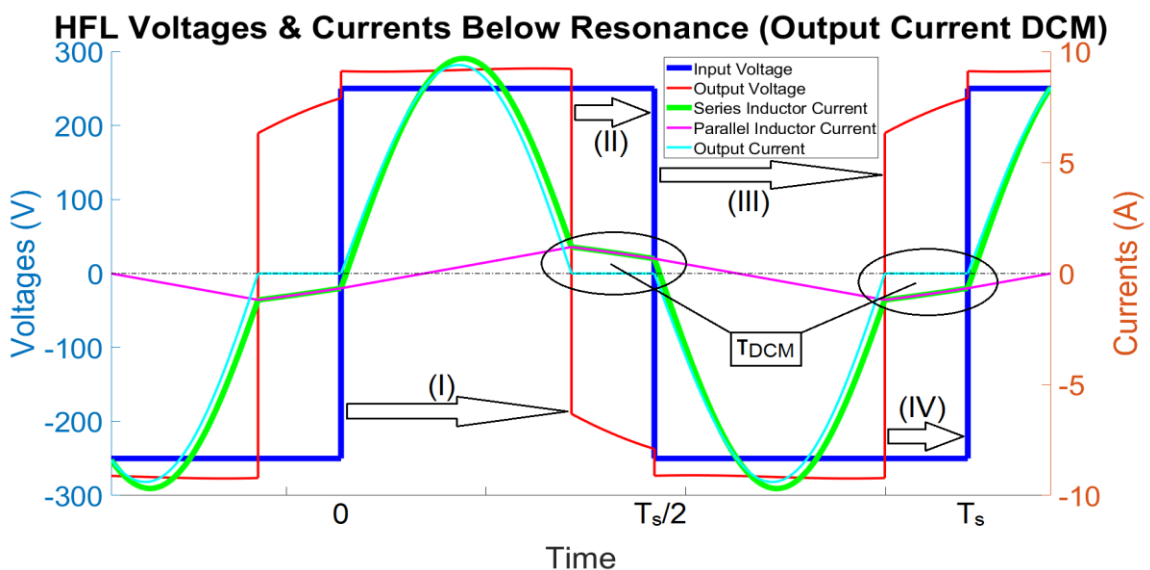
- 1) κοιτάζοντας το σχ.2.17 με τα διαγράμματα bode του LLC-δικτύου για διάφορα m και Q , είναι η περιοχή συχνοτήτων άνω της συχνότητας μεγίστου κέρδους f_{kmax} και κάτω από του συντονισμού (δηλαδή $f_{kmax} < f_s < f_r$, κέρδος > 1), όπου η κλίση του κέρδους συναρτήσει της συχνότητας είναι θετική (επαγωγική λειτουργία) και
- 2) θεωρώντας το FHA ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.2.16, είναι η περίπτωση όπου αν και υπερτερεί η χωρητική αντίδραση σειράς X_{Cr} έναντι της επαγωγικής X_{Lr} (ισχύει η σχέση (4.67)), εντούτοις σε σειρά με τον παράλληλο συνδυασμό $j\omega_s L_m // R_{ac}$ η συνολική αντίσταση εισόδου συμπεριφέρεται ως ωμικοεπαγωγικό φορτίο (αντί για ωμικοχωρητικό της χωρητικής περιοχής).

Η ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά του μετατροπέα σχολιάστηκε εκτενώς στα υποκεφάλαια 4.3.1 και 4.3.2. Αξίζει τέλος να αναφερθεί και ότι η τάση εξόδου του HFL δεν αποτελεί πλέον τετραγωνικό παλμό με duty-cycle 50% όπως της τάσης εισόδου, συνεπώς δεν έχει νόημα να οριστεί διαφορά φάσης θ μεταξύ τους.

Το παρόν υποκεφάλαιο θα διαμορφωθεί διαφορετικά από τα προηγούμενα, καθώς η ανάλυση του HFL θα χωριστεί σε 3 τμήματα αντί 1 λόγω προσεγγίσεων που επιδέχεται και απλοποιείται, ενώ στο 4^ο πια τμήμα θα γίνει η ανάλυση της ενεργού γέφυρας εισόδου και των μεταγωγών των διακοπτικών στοιχείων της.

4.3.4.1 Ανάλυση Ενδιάμεσου Σταδίου HFL – Ακριβείς Εκφράσεις

Στις κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL που ακολουθούν θα φανεί ξεκάθαρα η ιδιόμορφη συμπεριφορά της περιοχής συχνοτήτων κάτω του συντονισμού B:



Σχ.4.19. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ (περιοχή B) κατά διάρκεια T_s . Επισημαίνονται και οι 4 χρονικές περιοχές (I-IV), μαζί με τα χρονικά διαστήματα T_{DCM} με $i_o=0$ και της ανάλογης ταύτισης των i_{Lr} και i_{Lm} .

Όπως φαίνεται και από το σχ.4.19, κατά το χρονικό διάστημα T_{DCM} μηδενικού i_o , η τάση εξόδου v_{out} του HFL δεν παίρνει τιμές $\pm V_o$, αφού ο ανορθωτής με μηδενικό ρεύμα αποκόπτεται από το υπόλοιπο κύκλωμα. Αντιθέτως, ισούται με την τάση v_{Lm} του εγκάρσιου πηνίου, η οποία με τη σειρά της εξαρτάται από το κοινό ρεύμα $i_{Lr}=i_{Lm}$, όπως ορίζεται στη σχέση (4.14) του υποκεφαλαίου 4.2.2. Η v_{Lm} στα διαστήματα μηδενικού i_o είναι ημιτονοειδής με κυκλική συχνότητα ω_m , μεγαλύτερη της συντονισμού ω_r (βλ. σχέση (4.12)) και η έκφρασή της δίνεται από την σχέση (4.93). Συγκεκριμένα, οι συναρτήσεις των τάσεων εισόδου $v_{in}(t)$ και εξόδου $v_{out}(t)$ κατά μήκος μίας περιόδου T_s είναι:

$$v_{in}(t) = \begin{cases} +V_d, & 0 < t < T_s/2 \\ -V_d, & T_s/2 < t < T_s \end{cases} \quad (4.88)$$

$$v_{out}(t) = \begin{cases} +V_o, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ v_{Lm}(t), & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -V_o, & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ v_{Lm}(t), & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.89)$$

Από όλα τα παραπάνω συνάγονται οι εξής 4 χρονικές περιοχές, οι οποίες σηματοδοτούν αλλαγές στις τάσεις του δικτύου συντονισμού:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Περιοχή I,} & \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = +V_o\}, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ \text{Περιοχή II,} & \{v_{in}(t) = +V_d \mid v_{out}(t) = v_{Lm}(t)\}, & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ \text{Περιοχή III,} & \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = -V_o\}, & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ \text{Περιοχή IV,} & \{v_{in}(t) = -V_d \mid v_{out}(t) = v_{Lm}(t)\}, & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{array} \right.$$

Από την παρατήρηση του σχ.4.19, την ασυνεχή αγωγή του ρεύματος i_o και την επακόλουθη εξίσωση $i_{Lr}=i_{Lm}$ των ρευμάτων των 2 πηνίων στο ίδιο χρονικό διάστημα, οι οριακές τιμές I_{Lr0} - I_{LrIV} και I_{Lm0} - I_{LmIV} των ρευμάτων των 2 πηνίων θα ισούνται μεταξύ τους (εννοείται ισχύει και η σχέση συνέχειας (4.21)):

$$\{I_{Lr0} = I_{LrIV} = I_{Lm0} = I_{LmIV} \mid I_{LrI} = I_{LmI} \mid I_{LrII} = I_{LmII} \mid I_{LrIII} = I_{LmIII}\} \quad (4.90)$$

Η ανάλυση των υποκεφαλαίων 4.2.1 και 4.2.2 έγινε συμβατικά για θετικές τάσεις $v_{in}=+V_d$, $v_{out}=+V_o$ οπότε η συνολική έκφραση για όλη την περίοδο του ρεύματος σειράς i_{Lr} λαμβάνοντας υπόψη το σχ.4.19 και τις σχέσεις (4.3) και (4.11) είναι η ακόλουθη:

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} I_{Lr0} \cos \omega_r t + \frac{V_d - V_o - V_{Cr0}}{Z_r} \sin \omega_r t, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ I_{LrI} \cos \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) + \frac{V_d - V_{CrI}}{Z_m} \sin \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right), & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ I_{LrII} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) - \frac{V_d - V_o + V_{CrII}}{Z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ I_{LrIII} \cos \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}) - \frac{V_d + V_{CrIII}}{Z_m} \sin \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}), & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.91)$$

Οι παραπάνω εκφράσεις των ω_r , ω_m , Z_r , Z_m δίνονται από τις σχέσεις (4.4) και (4.12). Η τάση πηνίου σειράς v_{Lr} είναι ανάλογη της παραγώγου του ρεύματος i_{Lr} (σχέσεις (4.5), (4.13)) και η συνολική της έκφραση δίνεται παρακάτω:

$$v_{Lr}(t) = \begin{cases} (V_d - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_r t - z_r I_{Lr0} \sin \omega_r t , & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ \frac{(V_d - V_{CrI})}{m} \cos \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) - \frac{z_r I_{LrI}}{\sqrt{m}} \sin \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) , & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -(V_d - V_o + V_{CrII}) \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) - z_r I_{LrII} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) , & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ -\frac{(V_d + V_{CrIII})}{m} \cos \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}) - \frac{z_r I_{LrIII}}{\sqrt{m}} \sin \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}) , & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.92)$$

Η τάση εγκαρσίου πηνίου v_{Lm} στις περιοχές (I) και (III) παίρνει τιμές $\pm V_o$, αφού καθορίζεται από την τάση εισόδου του ανορθωτή v_{out} , ο οποίος στη λειτουργική κατάσταση μετάδοσης ισχύος είναι συνδεδεμένος με το υπόλοιπο κύκλωμα. Στις περιοχές (II) και (IV) ωστόσο, όπου βρισκόμαστε στη λειτουργική κατάσταση αποκοπής φορτίου (ο ανορθωτής είναι αποσυνδεδεμένος από το υπόλοιπο κύκλωμα), η δίνεται από τη σχέση (4.14) (πρόσημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή).

$$v_{Lm}(t) = \begin{cases} +V_o , & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ \left(1 - \frac{1}{m}\right) (V_d - V_{CrI}) \cos \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) - \frac{m-1}{\sqrt{m}} z_r I_{LmI} \sin \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) , & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -V_o , & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ -\left(1 - \frac{1}{m}\right) (V_d + V_{CrIII}) \cos \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}) - \frac{m-1}{\sqrt{m}} z_r I_{LmIII} \sin \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}) , & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.93)$$

Το ρεύμα εγκαρσίου πηνίου i_{Lm} στις περιοχές (I) και (III) (λειτουργία μετάδοσης ισχύος) δίνεται από το ολοκλήρωμα της τάσης $v_{Lm} = \pm V_o$ (σχέση (4.7)), ενώ στις περιοχές (II) και (IV) ισούται με το ρεύμα πηνίου σειράς και δίνεται από την σχέση (4.11)):

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \frac{V_o}{L_m} t + I_{Lm0} , & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ I_{LmI} \cos \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) + \frac{V_d - V_{CrI}}{z_m} \sin \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) , & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + I_{LmII} , & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ I_{LmIII} \cos \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}) - \frac{V_d + V_{CrIII}}{z_m} \sin \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}) , & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.94)$$

Η τάση του πυκνωτή v_{Cr} είναι απλώς η διαφορά της συνολικής τάσης διέγερσης του δικτύου συντονισμού με της τάσης πηνίου σειράς στις περιοχές (I) και (III) (σχέση (4.6)) και με τη συνολική τάση των 2 πηνίων στις περιοχές (II) και (IV) αντίστοιχα (σχέση (4.15), πρόσημα τάσεων αλλάζουν με περιοχή).

Στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, τα ρεύματα πυκνωτών και οι τάσεις πηνίων πρέπει να έχουν μηδενική περιοδική μέση τιμή, τα οποία στην περίπτωση μας θα είναι το ρεύμα πηνίου σειράς που ισούται με το ρεύμα του πυκνωτή σειράς $i_{Lr} = i_{Cr}$, καθώς και οι τάσεις των 2 πηνίων v_{Lr} και v_{Lm} :

$$\langle i_{L_r} \rangle = \langle i_{C_r} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} i_{L_r}(t) dt = 0 \xrightarrow{(4.91)}$$

$$\frac{(I_{L_r0} + I_{L_rII})}{\omega_r} \sin \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) + \frac{(I_{L_rI} + I_{L_rIII})}{\omega_m} \sin \omega_m \tau_{DCM} + \frac{V_{C_r0} + V_{C_rII}}{\omega_r Z_r} \left(\cos \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) - 1 \right) + \frac{V_{C_rI} + V_{C_rIII}}{\omega_m Z_m} (\cos \omega_m \tau_{DCM} - 1) = 0 \quad (4.95)$$

$$\langle v_{L_r} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} v_{L_r}(t) dt = 0 \xrightarrow{(4.92)}$$

$$z_r(I_{L_r0} + I_{L_rII}) \left(\cos \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) - 1 \right) + z_r(I_{L_rI} + I_{L_rIII}) (\cos \omega_m \tau_{DCM} - 1) - (V_{C_r0} + V_{C_rII}) \sin \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) - \frac{(V_{C_rI} + V_{C_rIII})}{\sqrt{m}} \sin \omega_m \tau_{DCM} = 0 \quad (4.96)$$

$$\langle v_{L_m} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} v_{L_m}(t) dt = 0 \xrightarrow{(4.93)}$$

$$\frac{m-1}{\sqrt{m}} z_r(I_{L_mI} + I_{L_mIII}) (\cos \omega_m \tau_{DCM} - 1) - \left(1 - \frac{1}{m} \right) (V_{C_rI} + V_{C_rIII}) \sin \omega_m \tau_{DCM} = 0 \quad (4.97)$$

Η συνθήκη για να συναληθεύουν οι 3 παραπάνω σχέσεις αποτελεί και τη συνθήκη αντισυμμετρίας ημιπεριόδου, η οποία με τη βοήθεια της (4.90) δίνεται παρακάτω (η αντισυμμετρία αυτή γίνεται εμφανής αν η συνθήκη αντικατασταθεί στις παραπάνω εκφράσεις των τάσεων και ρευμάτων του HFL):

$$\{ I_{L_r0} = I_{L_m0} = -I_{L_rII} = -I_{L_mII} \mid I_{L_rI} = I_{L_mI} = -I_{L_rIII} = -I_{L_mIII} \} \quad (4.98)$$

$$\{ V_{C_r0} = -V_{C_rII} \mid V_{C_rI} = -V_{C_rIII} \}$$

Όπως και στις αναλύσεις των προηγούμενων περιοχών λειτουργίας, από όλα τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι τα ρεύματα πηγίων i_{L_r} , i_{L_m} και οι τάσεις v_{L_r} , v_{C_r} παρουσιάζουν αντισυμμετρία ημιπεριόδου, καθώς και ότι το ρεύμα i_{L_m} είναι επιπλέον και μηδενικής μέσης τιμής (από το σχ.4.15 και την (4.98)).

Οι Τ.Σ. του κοινού ρεύματος των 2 πηγίων των περιοχών (II) και (IV) είναι αντίθετες (με ίσο μέτρο) μέσω των σχέσεων (4.91), (4.94), (4.98) και δίνονται από τους τύπους:

$$\begin{cases} I_{L_rII} = I_{L_mII} = i_{L_r} \left(\frac{T_s}{2} \right) = i_{L_m} \left(\frac{T_s}{2} \right) = I_{L_rI} \cos \omega_m \tau_{DCM} + \frac{V_d - V_{C_rI}}{Z_m} \sin \omega_m \tau_{DCM} \\ I_{L_r0} = I_{L_m0} = i_{L_r}(T_s) = i_{L_m}(T_s) = I_{L_rIII} \cos \omega_m \tau_{DCM} - \frac{V_d + V_{C_rIII}}{Z_m} \sin \omega_m \tau_{DCM} \end{cases} \quad (4.99)$$

Οι Τ.Σ. ρευμάτων των περιοχών (I) και (III) είναι αντίστοιχα (με χρήση των (4.94), (4.98)):

$$\begin{cases} I_{L_mI} = I_{L_rI} = i_{L_m} \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) = \frac{V_o}{L_m} \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) + I_{L_m0} \\ I_{L_mIII} = I_{L_rIII} = i_{L_m}(T_s - \tau_{DCM}) = -\frac{V_o}{L_m} \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) + I_{L_mII} \end{cases} \quad (4.100)$$

Αφού η περιοχή Β των συχνοτήτων κάτω του συντονισμού που μελετάται έχει οριστεί ως επαγωγική περιοχή λειτουργίας, οι τιμές της (4.99) (που είναι και τα ρεύματα διακοπής της γέφυρας εισόδου) θα είναι θετικές, άρα και τα σημεία μηδενισμού των ρευμάτων των 2

πηνίων θα βρίσκονται εντός των περιοχών (I) και (III). Τα τελευταία παρουσιάζονται παρακάτω (με χρήση της συνθήκης (4.98) και των αναλυτικών εκφράσεων των ρευμάτων):

$$\begin{cases} \tau_{i_{L_r}=0}^I = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{-z_r I_{L_r 0}}{V_d - V_o - V_{C_r 0}} \\ \tau_{i_{L_r}=0}^{III} = \frac{T_s}{2} + \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{z_r I_{L_r II}}{V_d - V_o + V_{C_r II}} = \tau_{i_{L_r}=0}^I + \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (4.101)$$

$$\left\{ \tau_{i_{L_m}=0}^I = -\frac{L_m}{V_o} I_{L_m 0} \mid \tau_{i_{L_m}=0}^{III} = \frac{T_s}{2} + \frac{L_m}{V_o} I_{L_m II} = \tau_{i_{L_m}=0}^I + \frac{T_s}{2} \right\} \quad (4.102)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο του HFL δίνεται από την έκφραση:

$$p_{in}(t) = v_{in}(t) i_{L_r}(t) \xrightarrow{(4.91)\&(4.98)} p_{in}(t) = \begin{cases} V_d I_{L_r 0} \cos \omega_r t + V_d \frac{V_d - V_o - V_{C_r 0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ V_d I_{L_r I} \cos \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) + V_d \frac{V_d - V_{C_r I}}{z_m} \sin \omega_m \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right), & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ V_d I_{L_r 0} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{C_r 0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ V_d I_{L_r I} \cos \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}) + V_d \frac{V_d - V_{C_r I}}{z_m} \sin \omega_m (t - T_s + \tau_{DCM}), & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.103)$$

Σε αντίθεση με τις προηγούμενες αναλύσεις, η στιγμιαία ισχύς στην έξοδο του HFL θα δοθεί στη μορφή $p_o = v_{out} i_o$, καθώς στα διαστήματα μηδενικού i_o αποκόπτεται ο ανορθωτής με το φορτίο από το υπόλοιπο κύκλωμα και η τάση εξόδου v_{out} δεν παίρνει τις τιμές από τον $\pm V_o$ ανορθωτή, αλλά προσλαμβάνει την ημιτονοειδή τάση του πηνίου L_m :

$$p_o(t) = v_{out}(t) i_o(t) = v_{out}(t) (i_{L_r}(t) - i_{L_m}(t)) \xrightarrow{(4.91)\&(4.94)\&(4.98)} p_o(t) = \begin{cases} V_o I_{L_r 0} (\cos \omega_r t - 1) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{C_r 0}}{z_r} \sin \omega_r t - \frac{V_o^2}{L_m} t, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ 0, & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ V_o I_{L_r 0} \left(\cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) - 1 \right) + V_o \frac{V_d - V_o - V_{C_r 0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) - \frac{V_o^2}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ 0, & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.104)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,o}$ των p_{in} και p_o αντίστοιχα:

$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(4.103)} P_{avg,in} = 2f_s V_d \times \left(\frac{I_{L_r 0}}{\omega_r} \sin \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) + \frac{I_{L_r I}}{\omega_m} \sin \omega_m \tau_{DCM} + \frac{V_d - V_o - V_{C_r 0}}{\omega_r z_r} \left(1 - \cos \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) \right) + \frac{V_d - V_{C_r I}}{\omega_m z_m} (1 - \cos \omega_m \tau_{DCM}) \right) \quad (4.105)$$

$$P_{avg,o} = \langle p_o \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_o(t) dt \Rightarrow P_{avg,o} = 2f_s V_o \times \quad (4.106)$$

$$\left(I_{Lr,0} \left(\frac{1}{\omega_r} \sin \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) + \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{\omega_r z_r} \left(1 - \cos \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) \right) - \frac{V_o}{2L_m} \left(\frac{T_s^2}{4} - \tau_{DCM}(\tau_{DCM} - T_s) \right) \right)$$

Όπως και σε όλες τις υπόλοιπες περιοχές λειτουργίας, ισχύει η σχέση (4.42) της διατήρησης ισχύος από το ένα άκρο του HFL στο άλλο και εν τέλει και στο φορτίο, αφού το δίκτυο συντονισμού με τον LLC-συνδυασμό δεν καταναλώνει ενεργό ισχύ και η μεταφερόμενη ενεργός ισχύς καταναλώνεται όλη εν τέλει στο φορτίο.

4.3.4.2 Ανάλυση HFL – Γραμμική Προσέγγιση Κοινού Ρεύματος Πηνίων Τύπου A

Σε αυτό το υποκεφάλαιο της ανάλυσης της περιοχής B των συχνοτήτων κάτω του συντονισμού, θα προσεγγίσουμε το κοινό ρεύμα των 2 πηνίων στα διαστήματα μηδενικού ρεύματος ανορθωτή i_o με γραμμική συνάρτηση του χρόνου (όπως είναι το i_{Lm} στα διαστήματα αγωγής του i_o), καθιστώντας το μία ενιαία τριγωνική κυματομορφή (όπως στις προηγούμενες λειτουργικές περιοχές του LLC που αναλύθηκαν). Αυτή η προσέγγιση είναι εφικτή σε μικρότερες συχνότητες και μεγαλύτερα φορτία (μεγαλύτερους συντελεστές ποιότητας Q), όπου και η μορφή του $i_{Lm} = i_{Lr}$ δεν αλλάζει αισθητά στα διαστήματα τ_{DCM} από τη μορφή του i_{Lm} στα υπόλοιπα διαστήματα της περιόδου διάρκειας T_s , όπως φαίνεται και στο σχ.4.19. Συμπερασματικά, η ισχύς αυτής της προσέγγισης βρίσκεται κοντά στο όριο DCM-CCM του ρεύματος i_o , όχι πολύ βαθειά στην DCM περιοχή του. Στη συνέχεια θα τροποποιήσουμε ορισμένες εκφράσεις της ανάλυσης του 4.3.4.1, ώστε να εξάγουμε προσεγγιστικά χρήσιμους τύπους μαζί με τα ανάλογα συμπεράσματα.

Να σημειωθεί ότι συνεχίζουν να ισχύουν όλες οι σχέσεις του 4.3.4.1 πλήν όσων θα τροποποιηθούν βάσει της παρούσας προσέγγισης.

Παρατηρώντας το σχ.4.19, το ρεύμα εγκαρσίου πηνίου i_{Lm} προσεγγίζεται ως εξής:

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \frac{V_o}{L_m} t + I_{Lm,0} , & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ -\frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) + I_{Lm,I} , & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + I_{Lm,II} , & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ +\frac{V_o}{L_m} (t - T_s + \tau_{DCM}) + I_{Lm,III} , & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.107)$$

Αναλόγως προσεγγίζεται η έκφραση για το ρεύμα του πηνίου σειράς i_{Lr} (με χρήση της (4.98)):

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} I_{Lr,0} \cos \omega_r t + \frac{V_d - V_o - V_{Cr,0}}{z_r} \sin \omega_r t , & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ \frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) + I_{Lr,I} , & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ I_{Lr,II} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) - \frac{V_d - V_o + V_{Cr,II}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) , & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ -\frac{V_o}{L_m} (t - T_s + \tau_{DCM}) + I_{Lr,III} , & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.108)$$

Οι Τ.Σ. του κοινού ρεύματος των 2 πηνίων των περιοχών (II) και (IV) δίνονται πλέον βάσει της γραμμικής προσέγγισης από τους τύπους:

$$\begin{cases} I_{L_rII} = I_{L_mII} = i_{L_r} \left(\frac{T_s}{2} \right) = i_{L_m} \left(\frac{T_s}{2} \right) = -\frac{V_o}{L_m} \tau_{DCM} + I_{L_mI} \\ I_{L_r0} = I_{L_m0} = i_{L_r}(T_s) = i_{L_m}(T_s) = \frac{V_o}{L_m} \tau_{DCM} + I_{L_mIII} \end{cases} \quad (4.109)$$

Οι Τ.Σ. ρευμάτων των περιοχών (I) και (III) παραμένουν ίδιες με της (4.100). Αντικαθιστώντας τις στο σύστημα (4.109) και με χρήση της (4.98), έχουμε τις προσεγγιστικές εκφράσεις των I_{L_m0} , I_{L_mII} του i_{L_m} (που είναι και ταυτόχρονα και τα I_{L_r0} , I_{L_rII}):

$$I_{L_m0} = I_{L_r0} = -I_{L_mII} = -I_{L_rII} = -\frac{V_o}{L_m} \left(\frac{T_s}{4} - \tau_{DCM} \right) \quad (4.110)$$

Αντικαθιστώντας τις νέες εκφράσεις των I_{L_m0} , I_{L_mII} στο σύστημα (4.100) αποκομίζουμε τις προσεγγιστικές εκφράσεις των ακροτάτων I_{L_mI} και I_{L_mIII} του i_{L_m} (που είναι και ταυτόχρονα και τα I_{L_rI} , I_{L_rIII}), ίδιες ακριβώς με της σχέσης (4.33).

Οι εκφράσεις των 2 σημείων μηδενισμού του i_{L_r} παραμένουν ίδιες με της (4.101), ενώ τα σημεία μηδενισμού του i_{L_m} της (4.111) τροποποιούνται μέσω των νέων εκφράσεων των I_{L_r0} , I_{L_rII} ως εξής:

$$\left\{ \tau_{i_{L_m}=0}^I = \frac{T_s}{4} - \tau_{DCM} \mid \tau_{i_{L_m}=0}^{III} = \frac{3T_s}{4} - \tau_{DCM} = \tau_{i_{L_m}=0}^I + \frac{T_s}{2} \right\} \quad (4.111)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο του HFL δίνεται από την έκφραση:

$$p_{in}(t) = v_{in}(t)i_{L_r}(t) \xrightarrow{(4.108)\&(4.98)\&(4.33)\&(4.110)} p_{in}(t) = \begin{cases} -\frac{V_d V_o}{L_m} \left(\frac{T_s}{4} - \tau_{DCM} \right) \cos \omega_r t + V_d \frac{V_d - V_o - V_{C_r0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ V_d \frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) + \frac{V_d V_o T_s}{L_m 4}, & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_d V_o}{L_m} \left(\frac{T_s}{4} - \tau_{DCM} \right) \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{C_r0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ V_d \frac{V_o}{L_m} (t - T_s + \tau_{DCM}) + \frac{V_d V_o T_s}{L_m 4}, & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.112)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς εξόδου του HFL $p_o = v_{out} \times i_o$ είναι (ακολουθώντας τον ορισμό της μέσω του ρεύματος ανορθωτή i_o) μηδενική στα χρονικά διαστήματα διάρκειας τ_{DCM} όπου ισχύει η γραμμική προσέγγιση που κάναμε, οπότε η συνολική της έκφραση παραμένει ίδια με την (4.104) της προηγούμενης ανάλυσης.

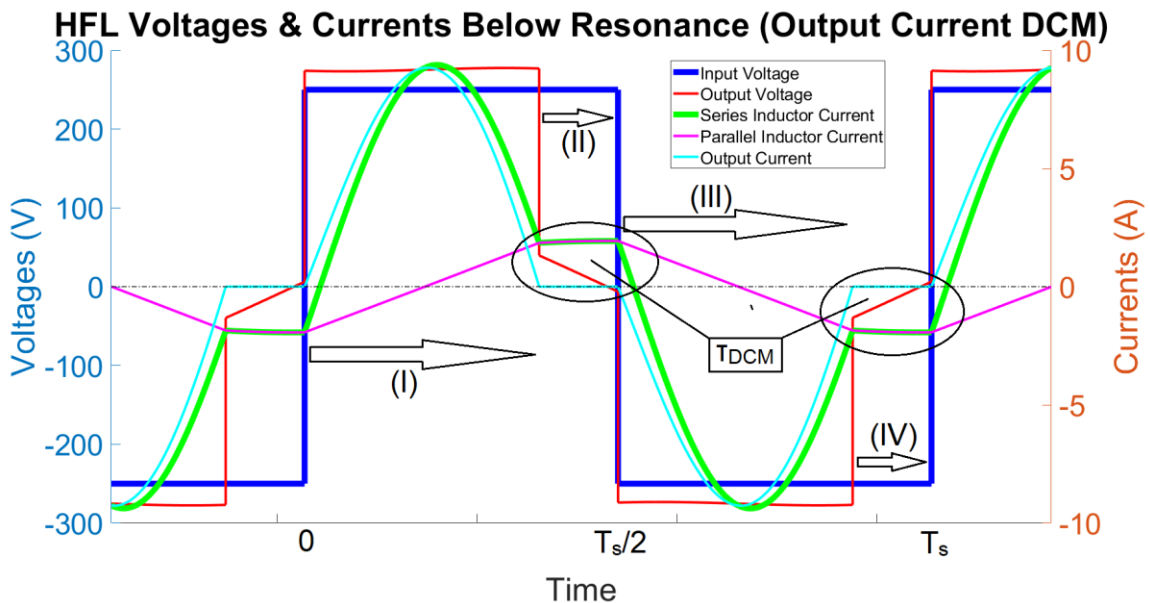
Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,o}$ των p_{in} και p_o αντίστοιχα. Η $P_{avg,o}$ είναι, όπως και η p_o , ίδια με την (4.106) της προηγούμενης ανάλυσης, οπότε και υπολογίζεται η νέα έκφραση της $P_{avg,in}$ βάσει της γραμμικής μας προσέγγισης:

$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(4.112)} P_{avg,in} = 2f_s V_d \times \left(-\frac{V_d V_o}{\omega_r L_m} \left(\frac{T_s}{4} - \tau_{DCM} \right) \sin \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) + \frac{V_d - V_o - V_{C_r0}}{\omega_r z_r} \left(1 - \cos \omega_r \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) \right) + \frac{V_o \tau_{DCM}}{2L_m} \left(\frac{T_s}{2} + \tau_{DCM} \right) \right) \quad (4.113)$$

Συνεχίζει να ισχύει η σχέση διατήρησης ισχύος (4.42) όπως στις προηγούμενες αναλύσεις λειτουργικών περιοχών του LLC-μετατροπέα.

4.3.4.3 Ανάλυση HFL – Γραμμική Προσέγγιση Κοινού Ρεύματος Πηνίων Τύπου Β

Σε αυτό το υποκεφάλαιο της ανάλυσης της περιοχής Β των συχνοτήτων κάτω του συντονισμού, θα προσεγγίσουμε το κοινό ρεύμα των 2 πηνίων στα διαστήματα μηδενικού ρεύματος ανορθωτή i_o με μία διαφορετική γραμμική προσέγγιση από της προηγούμενης ανάλυσης του 4.3.4.2, θεωρώντας το εκεί πλέον σταθερή συνάρτηση του χρόνου. Αυτή η προσέγγιση είναι εφικτή σε μεγαλύτερες συχνότητες και μικρότερα φορτία (μικρότερους συντελεστές ποιότητας Q), όπου και το $i_{Lm}=i_{Lr}$ μεταβάλλεται με πολύ πιο αργό ρυθμό στα διαστήματα τ_{DCM} , σε σχέση με τα υπόλοιπα διαστήματα εντός της περιόδου T_s , όπως φαίνεται παρακάτω στο σχ.4.20. Συμπερασματικά, η ισχύς αυτής της προσέγγισης βρίσκεται βαθιά στην DCM περιοχή του i_o , σε αντίθεση με την προηγούμενη προσέγγιση τύπου Α. Στη συνέχεια θα τροποποιήσουμε ορισμένες εκφράσεις της ανάλυσης του 4.3.4.1, ώστε να εξάγουμε προσεγγιστικά χρήσιμους τύπους μαζί με τα ανάλογα συμπεράσματα.



Σχ.4.20. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ (περιοχή Β) κατά διάρκεια T_s σε λειτουργία βαθιά εντός της περιοχής DCM του ρεύματος i_o . Επισημαίνονται και οι 4 χρονικές περιοχές (I-IV), μαζί με τα διαστήματα τ_{DCM} με $i_o=0$ και της ανάλογης ταύτισης των i_{Lr} και i_{Lm} .

Να σημειωθεί ότι συνεχίζουν να ισχύουν όλες οι σχέσεις του 4.3.4.1 πλην όσων θα τροποποιηθούν βάσει της παρούσας προσέγγισης.

Παρατηρώντας το σχ.4.20, το ρεύμα εγκαρσίου πηνίου i_{Lm} προσεγγίζεται ως εξής:

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \frac{V_o}{L_m} t + I_{Lm0} , & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ I_{LmI} , & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + I_{LmII} , & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ I_{LmIII} , & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.114)$$

Παρατηρώντας την παραπάνω έκφραση και μέσω της (4.98) συνάγουμε την ακόλουθη συνθήκη για τις οριακές τιμές των ρευμάτων i_{Lr} , i_{Lm} :

$$I_{LmI} = I_{LrI} = I_{LmII} = I_{LrII} = -I_{LmIII} = -I_{LrIII} = -I_{Lm0} = -I_{Lr0} \quad (4.115)$$

Αναλόγως προσεγγίζεται η έκφραση για το ρεύμα πηνίου σειράς i_{Lr} :

$$i_{L_r}(t) = \begin{cases} I_{L_r0} \cos \omega_r t + \frac{V_d - V_o - V_{C_r0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ I_{L_rI}, & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ I_{L_rII} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - \frac{V_d - V_o + V_{C_rII}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ I_{L_rIII}, & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.116)$$

Από τις (4.115) και (4.116) συμπεραίνουμε πως το ημιτονοειδές στις περιοχές (I) και (III) ρεύμα i_{L_r} μεταβαίνει από αρχική σε τελική τιμή που είναι αντίθετες μεταξύ τους, άρα και εκτελεί τη μισή περίοδο του στη συχνότητα συντονισμού του f_r . Το τελευταίο μας παρέχει μία προσεγγιστική, ωστόσο αναλυτική, έκφραση του χρόνου τ_{DCM} :

$$\tau_{DCM} = \frac{T_s}{2} - \frac{\pi}{\omega_r} = \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_r} \right) \quad (4.117)$$

Από τις Τ.Σ. ρευμάτων των περιοχών (I) και (III) που παραμένουν ίδιες με της (4.100), την συνθήκη (4.115) και τη σχέση (4.117) προκύπτουν οι εκφράσεις όλων των οριακών τιμών των ρευμάτων των 2 πηνίων, οι οποίες στην παρούσα προσεγγιστική ανάλυση είναι όλες τους ακρότατα του i_{L_m} :

$$I_{L_mI} = -I_{L_m0} = \frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m} \quad (4.118)$$

Οι εκφράσεις των 2 σημείων μηδενισμού του i_{L_r} παραμένουν ίδιες με της (4.101), ενώ τα σημεία μηδενισμού του i_{L_m} της (4.102) τροποποιούνται μέσω των νέων εκφράσεων των I_{L_r0} , I_{L_rII} ως εξής:

$$\left\{ \tau_{i_{L_m}=0}^I = \frac{\pi}{2\omega_r} \mid \tau_{i_{L_m}=0}^{III} = \frac{1}{2} \left(T_s + \frac{\pi}{\omega_r} \right) = \tau_{i_{L_m}=0}^I + \frac{T_s}{2} \right\} \quad (4.119)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς p_{in} στην είσοδο του HFL δίνεται από την έκφραση:

$$p_{in}(t) = v_{in}(t) i_{L_r}(t) \xrightarrow{(4.118)\&(4.115)\&(4.116)\&(4.98)} p_{in}(t) = \begin{cases} -\frac{\pi V_d V_o}{2\omega_r L_m} \cos \omega_r t + V_d \frac{V_d - V_o - V_{C_r0}}{z_r} \sin \omega_r t, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ \frac{\pi V_d V_o}{2\omega_r L_m}, & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\frac{\pi V_d V_o}{2\omega_r L_m} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + V_d \frac{V_d - V_o - V_{C_r0}}{z_r} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2}\right), & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ \frac{\pi V_d V_o}{2\omega_r L_m}, & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.120)$$

Η μεταδιδόμενη στιγμιαία ισχύς εξόδου του HFL $p_o = v_{out} i_o$ είναι (ακολουθώντας τον ορισμό της μέσω του ρεύματος ανορθωτή i_o) μηδενική στα χρονικά διαστήματα διάρκειας τ_{DCM} όπου ισχύει η γραμμική προσέγγιση που κάναμε, οπότε η συνολική της έκφραση παραμένει ίδια με την (4.104) της προηγούμενης ανάλυσης.

Η μέση μεταδιδόμενη ενεργός ισχύς κατά μήκος του HFL εκφράζεται από τις μέσες τιμές $P_{avg,in}$ και $P_{avg,o}$ των p_{in} και p_o αντίστοιχα (η $P_{avg,o}$ έχει ίδια έκφραση με την (4.106), ωστόσο με αντικατάσταση των τ_{DCM} και I_{L_r0} τροποποιείται σημαντικά):

$$P_{avg,in} = \langle p_{in} \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} p_{in}(t) dt \xrightarrow{(4.120)\&(4.118)\&(4.117)} P_{avg,in} = 2f_s V_d \times \quad (4.121)$$

$$\left(-\frac{V_o}{2\omega_r L_m} \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) \sin \pi + \frac{V_d - V_o - V_{C_{r0}}}{\omega_r z_r} (1 - \cos \pi) + \frac{V_o \tau_{DCM}}{2L_m} \left(\frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \right) \right) \xrightarrow{(4.117)}$$

$$P_{avg,in} = \frac{V_d \omega_s}{\pi \omega_r} \left(2 \frac{V_d - V_o - V_{C_{r0}}}{z_r} + \frac{\pi^2 V_o}{2L_m} \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_r} \right) \right)$$

$$P_{avg,o} = \langle p_o \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{(\bar{T}_s)} p_o(t) dt \xrightarrow{\&(4.118)\&(4.117)} P_{avg,o} = 2f_s V_o \times \quad (4.122)$$

$$\left(-\frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m} \left(\frac{1}{\omega_r} \sin \pi - \frac{1}{\omega_r} \right) + \frac{V_d - V_o - V_{C_{r0}}}{\omega_r z_r} (1 - \cos \pi) - \frac{V_o}{2L_m} \left(\frac{T_s^2}{4} - \tau_{DCM} (\tau_{DCM} - T_s) \right) \right) \xrightarrow{(4.117)}$$

$$P_{avg,o} = \frac{2 \omega_s}{\pi \omega_r} V_o \frac{V_d - V_o - V_{C_{r0}}}{z_r}$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση διατήρησης ισχύος (4.42) (η οποία ισχύει σε όλες τις λειτουργικές περιοχές του LLC-μετατροπέα) για να εξισώσουμε τη μέση ενεργό ισχύ εξόδου $P_{avg,o}$ με την ισχύ φορτίου V_o^2/R_{out} , προσκομίζουμε την αναλυτική έκφραση για την Α.Σ. του πυκνωτή $V_{C_{r0}}$:

$$\frac{V_o^2}{R_{out}} = \frac{2 \omega_s}{\pi \omega_r} V_o \frac{V_d - V_o - V_{C_{r0}}}{z_r} \Rightarrow$$

$$V_{C_{r0}} = V_d - V_o \left(1 + \frac{\pi \omega_r z_r}{2 \omega_s R_{out}} \right) \xrightarrow{(2.10)\&(2.50)\&(4.4)} V_{C_{r0}} = V_d - V_o \left(1 + \frac{4 \omega_r}{\pi \omega_s} Q \right) \quad (4.123)$$

Μέσω των αναλυτικών εκφράσεων των I_{Lr0} , $V_{C_{r0}}$ και των συνθηκών (4.98) και (4.115), οι εκφράσεις των ρευμάτων των 2 πηνίων i_{Lr} , i_{Lm} , των σημείων μηδενισμού του i_{Lr} , καθώς και της μέσης ισχύος εισόδου $P_{avg,in}$ του HFL τροποποιούνται ως ακολούθως:

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{\pi}{2\omega_r} \right), & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ \frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m}, & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_o}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} - \frac{\pi}{2\omega_r} \right), & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ -\frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m}, & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.124)$$

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} -\frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m} \cos \omega_r t + \frac{\pi \omega_r}{2 \omega_s} \frac{V_o}{R_{out}} \sin \omega_r t, & 0 < t < \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} \\ \frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m}, & \frac{T_s}{2} - \tau_{DCM} < t < \frac{T_s}{2} \\ \frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m} \cos \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right) - \frac{\pi \omega_r}{2 \omega_s} \frac{V_o}{R_{out}} \sin \omega_r \left(t - \frac{T_s}{2} \right), & \frac{T_s}{2} < t < T_s - \tau_{DCM} \\ -\frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m}, & T_s - \tau_{DCM} < t < T_s \end{cases} \quad (4.125)$$

$$\begin{cases} \tau_{i_{Lr}=0}^I = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_s R_{out}}{\omega_r^2 L_m} \\ \tau_{i_{Lr}=0}^{III} = \tau_{i_{Lr}=0}^I + \frac{T_s}{2} \end{cases} \quad (4.126)$$

$$P_{avg,in} = V_d V_o \left(\frac{1}{R_{out}} + \frac{\pi (\omega_r - \omega_s)}{2L_m \omega_r^2} \right) \quad (4.127)$$

Εξισώνοντας την ισχύ $P_{avg,in}$ της άμεσως παραπάνω σχέσης με την ισχύ φορτίου V_o^2/R_{out} (ξανά με χρήση της (4.42)), λαμβάνουμε την αναλυτική έκφραση του κέρδους τάσεων K :

$$K = \frac{V_o}{V_d} = 1 + \frac{\pi R_{out}}{2 L_m} \frac{(\omega_r - \omega_s)}{\omega_r^2} \quad (4.128)$$

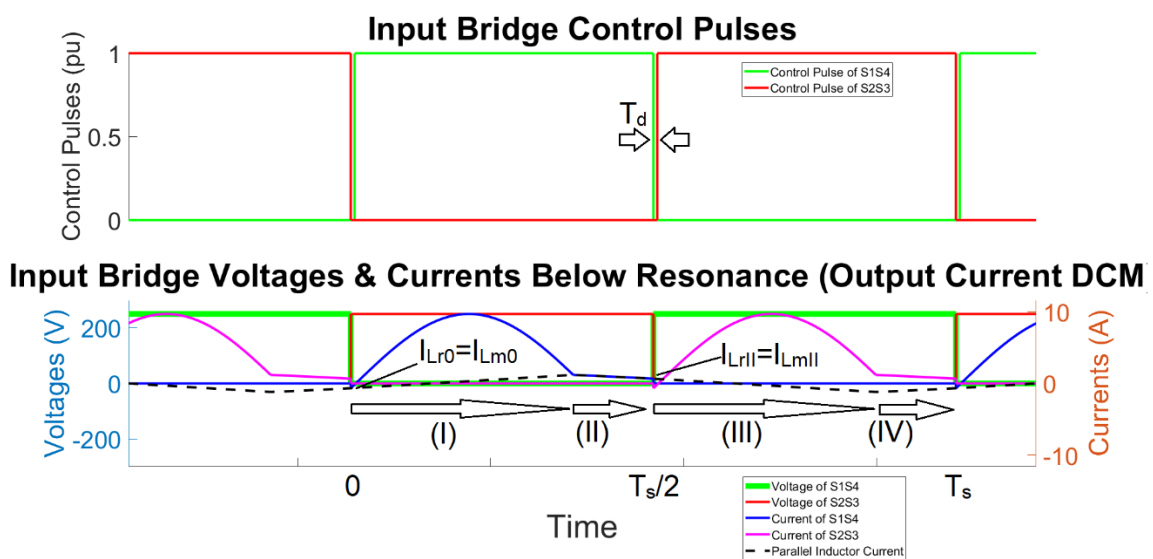
Η παραπάνω σχέση για το κέρδος τάσεων K προσφέρει ποικίλα συμπεράσματα:

- Είναι μεγαλύτερο της μονάδας όπως και αναμέναμε στην εν λόγω περιοχή, αφού ο 2^{ος} όρος είναι θετικός στις συχνότητες κάτω του συντονισμού $f_s < f_r$.
- Η αύξηση κέρδους άνω του μοναδιαίου εντείνεται για μικρότερα φορτία (μεγαλύτερες R_{out}), μικρότερες αυτεπαγωγές μαγνήτισης L_m (μικρότερο m) και μικρότερες συχνότητες f_s , όλα αναμενόμενα από την παρατήρηση του σχ.2.17.
- Στη συχνότητα συντονισμού ο 2^{ος} όρος μηδενίζεται, καθιστώντας το κέρδος μοναδιαίο και επαληθεύοντας τις προηγούμενες υποθέσεις και αναλύσεις μας.

Εν κατακλείδι, το υποκεφάλαιο αυτό της γραμμικής προσέγγισης του κοινού ρεύματος των 2 πηνίων τύπου B (ως τμηματικά χρονοσταθερό στα διαστήματα μηδενικού i_o) επιτυγχάνει σημαντικές απλοποιήσεις και παρέχει αναλόγως περισσότερα χρήσιμα συμπεράσματα σε σύγκριση με την προσέγγιση τύπου A του προηγούμενου υποκεφαλαίου.

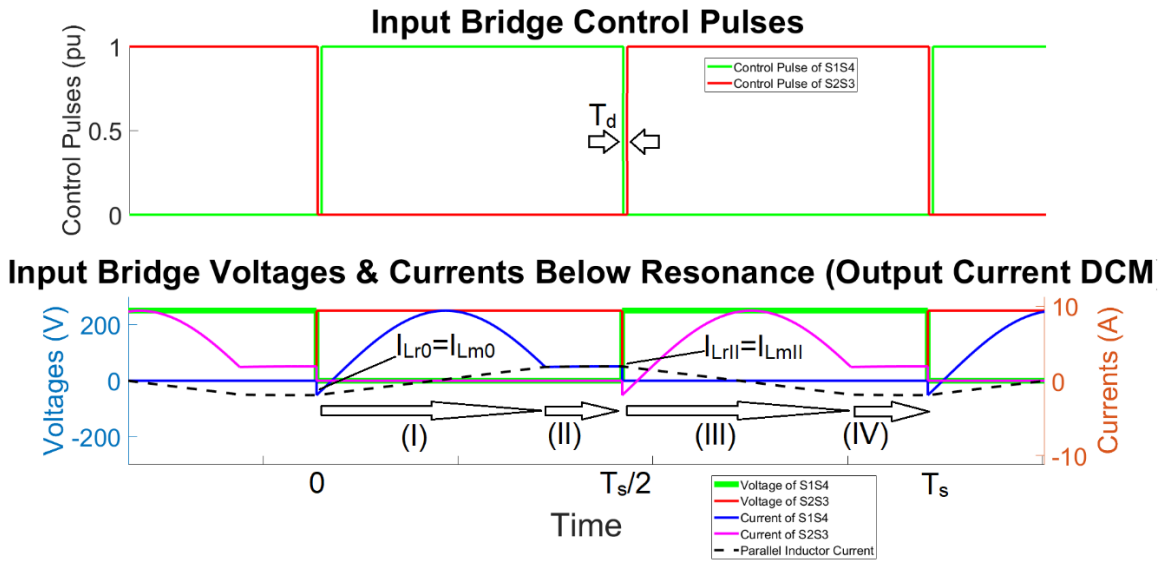
4.3.4.4 Ανάλυση Μεταγωγής Στοιχείων Γέφυρας Εισόδου

Όπως αναφέραμε προηγουμένως στην εισαγωγή του 4.3.4 και παρατηρώντας τις κυματομορφές του HFL στα σχ.4.19 και σχ.4.20, το ρεύμα εισόδου HFL – πηνίου σειράς i_{Lr} εμφανίζει ωμικοεπαγωγική συμπεριφορά στην περιοχή B κάτω της συχνότητας συντονισμού (αντί ωμικοχωρητικής στον LC-σειράς και στην περιοχή A κάτω του συντονισμού στον LLC) καθυστερώντας με μία μικρή διαφορά φάσης σε σχέση με την τάση εισόδου v_{in} . Αυτό συνεπάγεται πως ο LLC συνεχίζει να βρίσκεται στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας ακόμα και για $f_s < f_r$ (βλ. σχ.2.17 με αρνητική κλίση στα bode διαγράμματα για $f_s < f_r$), οπότε η διακοπτική συμπεριφορά στην γέφυρα εισόδου είναι παρόμοια με αυτή των περιοχών λειτουργίας συχνοτήτων $f_s \geq f_r$, οι οποίες εξετάστηκαν στα υποκεφάλαια 4.3.1.2 και 4.3.2.2. Παρουσιάζονται και οι κυματομορφές προσομοίωσης των τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου μαζί με τους παλμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων προς επαλήθευση των παραπάνω:



Σχ.4.21. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ (περιοχή B). Υποδεικνύονται οι 4 περιοχές λειτουργίας (I-IV), οι σημαντικές χρονικές στιγμές και οι Α.Σ. ενδιαφέροντος I_{Lr0} , I_{LrII} . Με διακεκομμένη παρουσιάζεται και το ρεύμα εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} για

καλύτερη κατανόηση των τιμών των i_{s14} , i_{s23} και της επακόλουθης διακοπτικής συμπεριφοράς. Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .



Σχ.4.22. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ (περιοχή B) σε λειτουργία βαθιά εντός της περιοχής DCM του ρεύματος i_o . Υποδεικνύονται οι 4 περιοχές λειτουργίας (I-IV), οι σημαντικές χρονικές στιγμές και οι Α.Σ. ενδιαφέροντος I_{Lr0} , I_{Lrl} . Με διακεκομμένη παρουσιάζεται και το ρεύμα εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} για καλύτερη κατανόηση των τιμών των i_{s14} , i_{s23} και της επακόλουθης διακοπτικής συμπεριφοράς. Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

Καταρχάς βλέπουμε στα παραπάνω σχήματα τα ρεύματα των 2 πηνίων να ταυτίζονται για το χρονικό διάστημα διάρκειας T_{DCM} των περιοχών (II) και (IV) (όπως ήταν αναμενόμενο από την ανάλυση του HFL) και να παραμένουν ίσα μέχρι τις μεταβάσεις $V_d \leftrightarrow -V_d$ κατά τη λειτουργία της περιοχής B κάτω της συχνότητας συντονισμού. Κατά τη σβέση των S2S3 το ρεύμα τους i_{s23} διακόπτεται έχοντας την θετική τιμή $-I_{Lm0}$, ενώ μετά από χρόνο μετάβασης t_{tr} (εντός του T_d) ρέει αρνητικό ρεύμα I_{Lm0} μέσω των αντιπαράλληλων διόδων D1D4 των S1S4. Αντίστοιχα, κατά τη σβέση των S1S4 το ρεύμα τους i_{s14} διακόπτεται έχοντας την θετική τιμή I_{Lmll} , ενώ μετά από χρόνο μετάβασης t_{tr} (εντός του T_d) ρέει αρνητικό ρεύμα $-I_{Lmll}$ μέσω των αντιπαράλληλων διόδων D2D3 των S2S3. Αυτό σημαίνει ότι έχουμε σκληρή μεταγωγή κατά τη σβέση (hard-switching @ turn-off) και ομαλή τύπου ZVS κατά την έναυση (soft-switching, ZVS @ turn-on) των διακοπών όπως ακριβώς και για τις περιπτώσεις $f_s \geq f_r$ που μελετήθηκαν σε προηγούμενα υποκεφάλαια. Συνεπώς, η ανάλυση της μεταγωγής των διακοπών θα είναι ακριβώς ίδια με των υποκεφαλαίων 4.3.1.2 και 4.3.2.2, οπότε και ο αναγνώστης παραπέμπεται εκεί.

Η 1^η συνθήκη για ομαλή μεταγωγή κατά την έναυση στην περιοχή B συχνοτήτων κάτω του συντονισμού δίνεται παρακάτω (χρήση (4.98)):

$$I_{LmII} = -I_{Lm0} > 0 \quad (4.129)$$

Η παραπάνω συνθήκη τροποποιείται με εφαρμογή των γραμμικών προσεγγίσεων A (βλ. υποκεφάλαιο 4.3.4.2, σχέση (4.110)) και B (βλ. υποκεφάλαιο 4.3.4.3, σχέση (4.118)) όπως φαίνεται στις παρακάτω σχέσεις (4.130) και (4.131) αντίστοιχα:

$$\frac{V_o}{L_m} \left(\frac{T_s}{4} - \tau_{DCM} \right) > 0 \quad (4.130)$$

$$\frac{\pi V_o}{2\omega_r L_m} > 0 \quad (4.131)$$

Όταν η (4.129) δεν ισχύει, τότε το ρεύμα των διακοπών πριν την έναρξη του νεκρού χρόνου αντιστρέφει τη ροή του και η διακοπτική συμπεριφορά πλέον αλλάζει από επαγωγική σε χωρητική, η οποία και αναλύεται διεξοδικά στο υποκεφάλαιο 4.3.3.2 (ο αναγνώστης παραπέμπεται εκεί για περαιτέρω κατανόηση).

Η 2^η συνθήκη ομαλής μεταγωγής, που αφορά την διάρκεια του νεκρού χρόνου T_d , τροποποιείται στην παρούσα λειτουργική περιοχή ως εξής (γίνεται χρήση της (4.101)):

$$\tau_{tr} < T_d < \tau_{i_{Lr}=0}^I = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{-z_r I_{Lr0}}{V_d - V_o - V_{C_r0}} \quad (4.132)$$

Η παραπάνω συνθήκη τροποποιείται περαιτέρω με εφαρμογή της γραμμικής προσέγγισης B (βλ. υποκεφάλαιο 4.3.4.3, σχέση (4.126)) ως εξής:

$$\tau_{tr} < T_d < \tau_{i_{Lr}=0}^I = \frac{1}{\omega_r} \tan^{-1} \frac{\omega_s R_{out}}{\omega_r^2 L_m} \quad (4.133)$$

Για τα όρια επιλογής της διάρκειας νεκρού χρόνου T_d και τις συνέπειες της παραβίασής τους ισχύει ό,τι έχει λεχθεί στα υποκεφάλαια 4.3.1.2 και 4.3.2.2. (ο αναγνώστης παραπέμπεται εκεί).

4.3.5 Λειτουργία Συχνοτήτων Κάτω του Συντονισμού, Περιοχή Γ – Σύνορο με Περιοχές A & B

Το τρέχον υποκεφάλαιο αποτελείται από 2 μέρη. Στο 1^ο θα γίνει μία σύντομη παρουσίαση της 3^{ης} διακριτής λειτουργικής περιοχής συχνότητων κάτω του συντονισμού, της περιοχής Γ, η οποία αποτελεί και την ενδιάμεση (από άποψη μεταβολής παραμέτρων Q, f_s κ.α.) των προηγούμενων περιοχών A και B. Στο 2^ο μέρος θα παρουσιαστούν συντόμως οι 2 συνοριακές περιοχές της ενδιάμεσης αυτής περιοχής Γ με τις A και B αντίστοιχα και θα δοθούν οι ανάλογες συνοριακές συνθήκες.

4.3.5.1 Λειτουργία Συχνοτήτων Κάτω του Συντονισμού, Περιοχή Γ ($f_r/2 < f_s < f_r$, DCM ρεύματος ανορθωτή i_o)

Η λειτουργική περιοχή Γ των συχνοτήτων κάτω του συντονισμού (εύρος $f_r/2 \leq f_s < f_r$) που εξετάζουμε επίσης παρουσιάζει ασυνέχεια αγωγής στο ρεύμα εισόδου ανορθωτή – εξόδου HFL i_o , όπως και η περιοχή B (βλ. 4.3.4). Ωστόσο, διαφοροποιείται από την περιοχή B στο χρονικό διάστημα μηδενικού i_o , το οποίο πλέον είναι μικρότερο και ενώ αρχίζει από τη στιγμή συνάντησης των ρευμάτων των 2 πηνίων, τελειώνει πριν την μετάβαση $+V_d \rightarrow -V_d$ της εισόδου (στην περιοχή B τελειώνει με τη μετάβαση $+V_d \rightarrow -V_d$). Σε σχέση με την περιοχή A (χωρητική περιοχή συνεχούς αγωγής του i_o , βλ. 4.3.3), ομοιάζει στο γεγονός ότι η τάση εξόδου του HFL προσεγγίζει τετραγωνική κυματομορφή με προπορεία φάσης σε σχέση με την τετραγωνική κυματομορφή τάσης εισόδου. Ωστόσο, η διαφορά τους έγκειται στο μεγαλύτερο της μονάδας κέρδους της περιοχής Γ, σε αντίθεση με το μικρότερο της μονάδας στην περιοχή A.

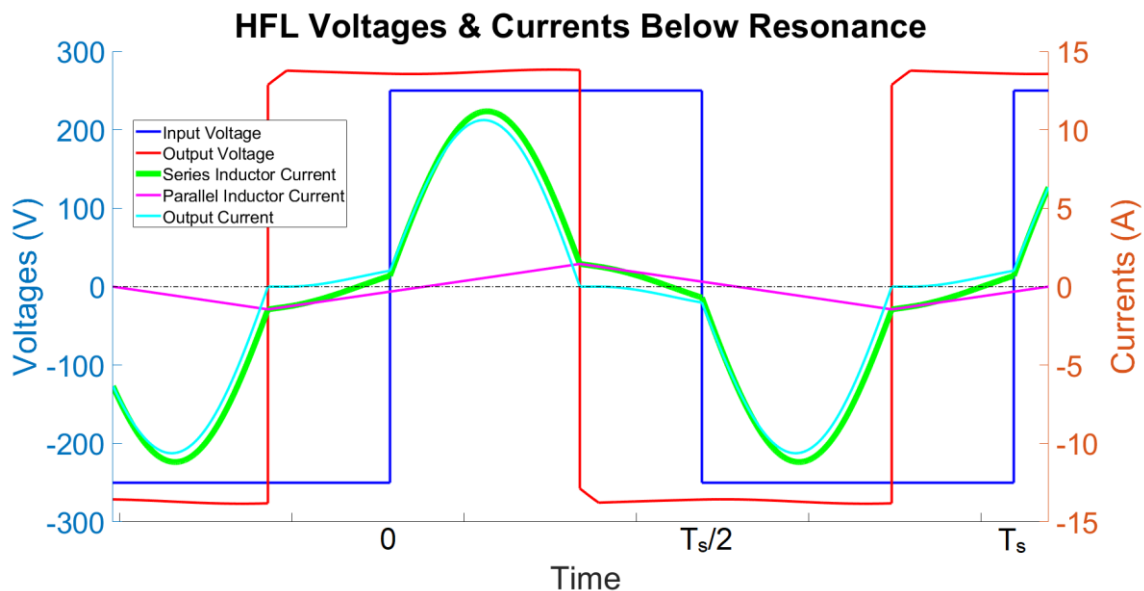
Η περιοχή Γ απαντάται σε συχνότητες μικρότερες της περιοχής B, ωστόσο μεγαλύτερες της A και σε φορτία (ανάλογα παράγοντες Q) μεγαλύτερα της περιοχής B, αλλά μικρότερα της A. Επομένως, η περιοχή Γ είναι η ενδιάμεση των περιοχών A και B, γεγονός το οποίο ερμηνεύεται με 2 τρόπους από την FHA ανάλυση:

- 1) κοιτάζοντας το σχ.2.17 με τα διαγράμματα bode του LLC-δικτύου για διάφορα m και Q, είναι η περιοχή συχνοτήτων κάτω της συχνότητας μεγίστου κέρδους f_{Kmax} και γύρω από αυτήν (πάντα κάτω από του συντονισμού, δηλαδή $f_s \leq f_{Kmax} < f_r$ με κέρδος > 1),

- όπου η κλίση του κέρδους συναρτήσει της συχνότητας είναι επί το πλείστον αρνητική (χωρητική λειτουργία), ωστόσο με μικρά τμήματα μηδενικής ή και θετικής κλίσης και
- 2) θεωρώντας το FHA ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.2.16, είναι η περίπτωση όπου υπερτερεί η χωρητική αντίδραση σειράς X_{Cr} έναντι της επαγωγικής X_{Lr} (ισχύει η σχέση (4.67)) και σε σειρά με τον παράλληλο συνδυασμό $j\omega_s L_m // R_{ac}$ η συνολική αντίσταση εισόδου συμπεριφέρεται επί το πλείστον ως ωμικοχωρητικό φορτίο, ωστόσο υπάρχει ένα μικρό εύρος συχνοτήτων f_s και αντιστάσεων R_{ac} της περιοχής Γ ωμικής ή ωμικοεπαγωγικής συμπεριφοράς.

Η ιδιάζουσα αυτή ιδιότητα της περιοχής Γ να μην είναι μία αποκλειστικά χωρητική περιοχή, αλλά να έχει ένα μικρό εύρος συχνοτήτων και φορτίων ωμικής ή επαγωγικής λειτουργίας, οφείλεται στον ορισμό της που έγινε βάσει της μείωσης του νεκρού χρόνου από το πλήρες διάστημα της περιοχής B και όχι βάσει της απόκρισης συχνότητας και της FHA ανάλυσης του LLC δικτύου συντονισμού.

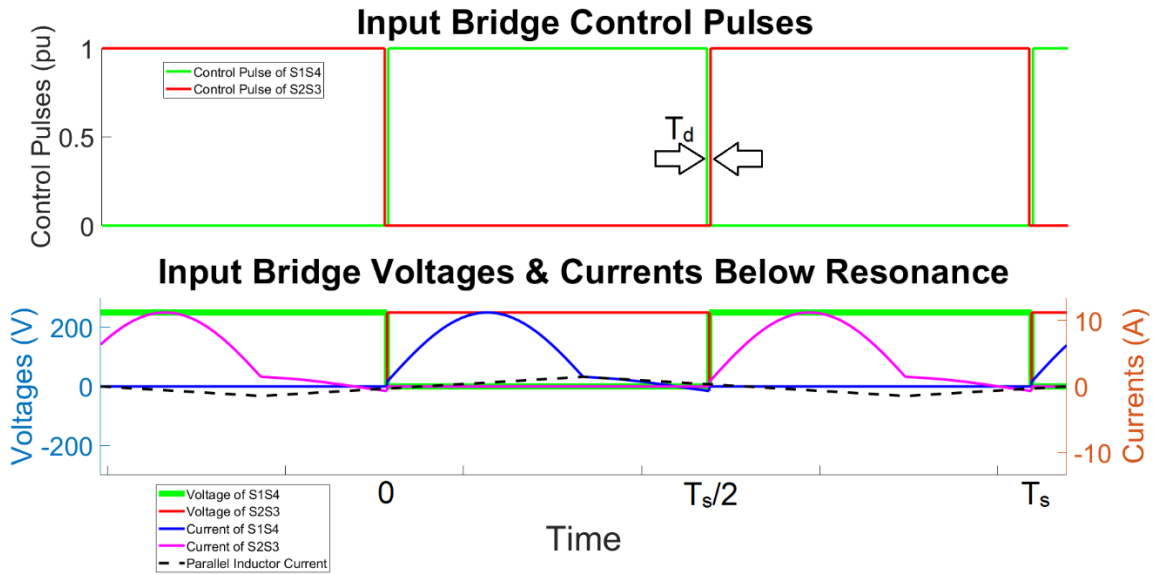
Στη συνέχεια παρατίθεται προς καλύτερη αντίληψη και κατανόηση της περιοχής Γ ένα στιγμιότυπο των κυματομορφών προσομοίωσης ρευμάτων και τάσεων του HFL:



Σχ.4.23. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ (περιοχή Γ) κατά διάρκεια T_s .

Η παρατήρηση του παραπάνω σχήματος επαληθεύει τα προλεχθέντα περί της περιοχής Γ των συχνοτήτων κάτω του συντονισμού αναφορικά με το μεγαλύτερο της μονάδας κέρδος (μεγαλύτερο πλάτος τάσης εξόδου), καθώς και του μειωμένου διαστήματος μηδενικού ρεύματος ανορθωτή i_o (προ του τέλους της διακοπτικής ημιπεριόδου τα i_{Lr} και i_{Lm} «διαχωρίζονται») σε σχέση με την περιοχή B . Η ομοιότητα με την περιοχή A της κυματομορφής της τάσεως εξόδου (πλην του αυξημένου κέρδους), καθώς και τα διαστήματα μηδενικού i_o εντός της περιόδου επίσης διακρίνονται.

Ακολουθούν οι κυματομορφές προσομοίωσης των τάσεων και ρευμάτων των διακοπών της ενεργής γέφυρας εισόδου μαζί με τους παλμούς έναυσης τους προς μελέτη της διακοπτικής συμπεριφοράς της περιοχής Γ :



Σχ.4.24. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων γέφυρας εισόδου για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ (περιοχή Γ). Με διακεκομμένη παρουσιάζεται και το ρεύμα εγκάρσιου πηνίου i_{Lm} για καλύτερη κατανόηση των τιμών των i_{s14} , i_{s23} και της επακόλουθης διακοπτικής συμπεριφοράς. Οι κυματομορφές συνοδεύονται από τους παλμούς έναυσης των διακοπών, όπου σημειώνεται ο νεκρός χρόνος T_d .

Για ένα μικρό εύρος φορτίων – συχνοτήτων εντός της περιοχής Γ επικρατεί διακοπτική συμπεριφορά επαγωγικού τύπου, όπως για $f_s \geq f_r$ και για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ στην περιοχή Β, η οποία αναλύθηκε στα υποκεφάλαια 4.3.1.2, 4.3.2.2 και 4.3.4.4. Επίσης γύρω από τη συχνότητα μεγίστου κέρδους (που μηδενίζεται πριν αλλάξει πρόσημο η κλίση του bode-διαγράμματος) επικρατεί ωμικού τύπου διακοπτική συμπεριφορά, όπου έχουμε ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS και στα 4 διακοπτικά στοιχεία της γέφυρας σε κάθε τους μετάβαση (2 φορές ανά περίοδο, βλ. ανάλυση υποκεφαλαίου 3.3.2). Έπειτα, για χαμηλότερες συχνότητες και μεγαλύτερα φορτία η διακοπτική συμπεριφορά γίνεται χωρητική (στο σχ.4.24 βρισκόμαστε στην χωρητική λειτουργία κοντά στο σύνορο με την ωμική), όπου έχουμε τύπου ZVS κατά τη σβέση των διακοπτικών στοιχείων, δηλαδή ομαλή μεταγωγή στους μισούς διακόπτες της γέφυρας σε κάθε τους μετάβαση, όπως έχει αναλυθεί για την περιοχή Α στο υποκεφάλαιο 4.3.3.2.

4.3.5.2 Συνοριακές Συνθήκες Περιοχής Γ με τις Α και Β

Η συνοριακή συνθήκη των περιοχών Γ και Α προκύπτει πολύ εύκολα από τους ορισμούς των περιοχών αυτών, καθώς η περιοχή Α έχει οριστεί να είναι η χωρητική περιοχή λειτουργίας για κέρδη κάτω της μονάδας και ταυτόχρονα να υφίσταται εκεί συνεχής αγωγή (CCM) του ρεύματος ανορθωτή i_o . Οι 2 αυτές προϋποθέσεις συμπίπτουν, καθώς η ύπαρξη διαστημάτων μηδενικού i_o αποκόπτει τον ανορθωτή με το φορτίο και εμπλέκει το εγκάρσιο πηνίο L_m στον συντονισμό μαζί με τα υπόλοιπα στοιχεία του LLC-δικτύου. Έχει παρατηρηθεί από τις προσομοιώσεις ότι η εμπλοκή αυτή του L_m ανεβάζει το κέρδος πάνω από τη μονάδα, ενώ στις λειτουργικές περιοχές που δεν εμπλέκεται το κέρδος είναι πάντα χαμηλότερο της μονάδας, όπου ο LLC λειτουργεί παρόμοια με τον μετατροπέα LC-σειράς.

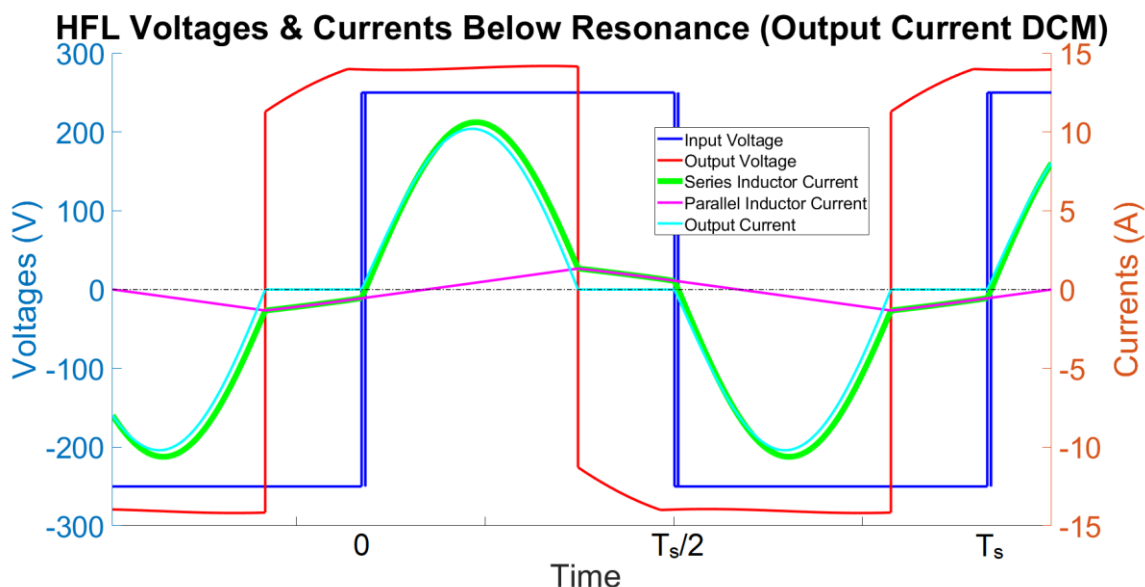
Συνεπώς, η συνοριακή συνθήκη των περιοχών Α και Γ είναι το κέρδος να είναι μοναδιαίο σε συχνότητες κάτω του συντονισμού:

$$K = \frac{V_o}{V_d} = 1 \quad (4.134)$$

Εναλλακτικά, μια προσεγγιστική σχέση για τη συνοριακή συνθήκη των περιοχών Α και Γ μπορεί να βρεθεί από την FHA ανάλυση, συγκεκριμένα θέτοντας ίσο με 1 το μέτρο της

απόκρισης συχνότητας, λύνοντας ως προς τη συχνότητα και βρίσκοντας την έκφραση της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους (πάντα για συχνότητες κάτω του συντονισμού) συναρτήσει των παραμέτρων Q , m , f_r .

Η συνοριακή συνθήκη των περιοχών Γ και Β βρίσκεται παρατηρώντας την παρακάτω γραφική των κυματομορφών των τάσεων και ρευμάτων του HFL στο σύνορο μεταξύ των 2 περιοχών:



Σχ.4.25. Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων του HFL για $f_r/2 \leq f_s < f_r$ κατά διάρκεια T_s στο σύνορο μεταξύ των περιοχών Β και Γ.

Στο παραπάνω σχήμα διακρίνουμε αφενός το διάστημα μηδενικού i_o να φτάνει μέχρι και το τέλος της διακοπτικής ημιπεριόδου, όπως στην περιοχή Β, αφετέρου βλέπουμε και την κυματομορφή της τάσης εξόδου να ομοιάζει με της περιοχής Γ του σχ.4.23. Στα διαστήματα μηδενικού i_o , η τάση του εγκαρσίου πηνίου v_{Lm} καθορίζει την τάση εξόδου του HFL, ωστόσο όταν αυτή η τάση φτάσει την τιμή $\pm V_o$, τότε αρχίζει να άγει ένα ζεύγος διόδων του ανορθωτή, με τον τελευταίο να επανασυνδέεται «πρώωρα» με το υπόλοιπο κύκλωμα και να «σηκώνει» το ρεύμα i_o από το 0, «διαχωρίζοντας» τα ρεύματα των 2 πηνίων i_{Lr} και i_{Lm} . Αυτή η τελευταία διαπίστωση είναι και που περιέχει τη συνοριακή συνθήκη των περιοχών Β και Γ, να φτάσει δηλαδή οριακά πριν το τέλος της διακοπτικής ημιπεριόδου η τάση v_{Lm} τις τιμές $\pm V_o$.

Με χρήση της σχέσης (4.93) της ανάλυσης της περιοχής Β (υποκεφάλαιο 4.3.4.1) για την τάση v_{Lm} και παίρνοντας την Τ.Σ. της περιοχής (II) (ακριβώς το τέλος της ημιπεριόδου $T_s/2$), η έκφραση της συνοριακής συνθήκης των περιοχών Β και Γ διαμορφώνεται ως εξής:

$$\frac{m-1}{\sqrt{m}} z_r I_{LmI} \sin \omega_m \tau_{DCM} - \left(1 - \frac{1}{m}\right) (V_d - V_{CrI}) \cos \omega_m \tau_{DCM} = V_o \quad (4.135)$$

Εναλλακτικά, μια προσεγγιστική σχέση για τη συνοριακή συνθήκη των περιοχών Β και Γ μπορεί να βρεθεί από την FHA ανάλυση, συγκεκριμένα από τη μεγιστοποίηση ως προς τη συχνότητα του μέτρου της απόκρισης συχνότητας, από όπου βρίσκεται η συχνότητα μεγίστου κέρδους f_{Kmax} συναρτήσει των παραμέτρων Q , m , f_r . Η f_{Kmax} δεν είναι ακριβώς στο μεταίχμιο μεταξύ Β και Γ περιοχών, καθώς ο ορισμός της περιοχής Γ (όπως προηγουμένως τονίστηκε) δεν έγινε με κριτήριο την απόκριση συχνότητας και την FHA ανάλυση, προσθέτοντας μεγαλύτερο σφάλμα στην ήδη υπάρχουσα προσεγγιστική ανάλυση της πρώτης αρμονικής (FHA).

5 Σχεδίαση Μετατροπέα LLC

Η παρούσα ενότητα θα ασχοληθεί με την σχεδίαση του LLC-μετατροπέα ανά στάδιο εκ των 3 που τον συνθέτουν και αναλύθηκαν στην ενότητα 2. Στο 1^ο της κεφάλαιο θα μελετηθούν οι σχεδιαστικές επιλογές της γέφυρας εισόδου αναφορικά με το είδος των διακοπτικών στοιχείων που θα χρησιμοποιηθούν. Η επιλογή θα γίνει με μελέτη απωλειών για τα διάφορα διακοπτικά στοιχεία μέσω προσομοιώσεων και θα σχολιαστούν τα κριτήρια αυτής. Στο 2^ο κεφάλαιο θα παρουσιαστεί μία μεθοδολογία προσδιορισμού παραμέτρων του LLC-δικτύου, δηλαδή των αυτεπαγωγών L_r και L_m και της χωρητικότητας C_r , μαζί με τον ακριβή υπολογισμό τους βάσει δικών μας προδιαγραφών που θα τεθούν. Τέλος, στο 3^ο κεφάλαιο της ενότητας αυτής θα γίνει μία σύντομη μελέτη σχεδιασμού της ανορθωτικής γέφυρας εξόδου, όπου θα σχολιαστούν οι τρόποι υλοποίησής της, τα κριτήρια επιλογής των στοιχείων που την απαρτίζουν και ο σχεδιασμός του φίλτρου εξόδου της.

5.1 Σχεδιαστικές Επιλογές Γέφυρας Εισόδου

Η επιλογή των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου ενός μετατροπέα ισχύος υψηλών συχνοτήτων και ειδικότερα ενός μετατροπέα συντονισμού όπως τον SAB – LLC που εξετάζεται, αποτελεί ένα βασικό μέρος της όλης του σχεδίασης. Τα είδη διακοπτικών στοιχείων που θα μελετηθούν εδώ είναι οι ημιαγωγοί ισχύος MOSFET, SiC-MOSFET και IGBT. Όλα τους ελέγχονται από παλμούς τάσης στην πύλη, χωρίς να απαιτούν (εκτός μεταβατικών έναυσης – σβέσης) ρεύμα για οδήγησή της όπως γίνεται στα BJT (που εισάγει επιπλέον απώλειες). Όλα τους επίσης διαθέτουν αντιπαράλληλες διόδους για την ελεύθερη κυκλοφορία του ρεύματος (freewheeling) του HFL ανά πάσα χρονική στιγμή, το οποίο ρεύμα HFL συνήθως αποτελεί και ρεύμα πηγίου (όπως στους LC-σειράς και LLC μετατροπείς) που είναι απαγορευτικό να διακοπεί ακαριαία. Επιπλέον, η διαφορά του IGBT με τα υπόλοιπα 2 είδη MOSFET βρίσκεται στο ότι ουσιαστικά πρόκειται για «διασταύρωση» ενός BJT με πύλη FET [7], κάτι το οποίο του προσδίδει ιδιότητες και από τα 2. Μία κοινή ιδιότητα του IGBT με το BJT είναι ότι βάσει της δομής τους πολώνουν ορθά τα εσωτερικά τους p και n στρώματα για αγωγή ρεύματος [7], άρα δεν διαθέτουν τεταρτημόριο λειτουργίας αρνητικού ρεύματος, οπότε η αντίθετη αγωγή ρευμάτων επαφίεται αποκλειστικά στην αντιπαράλληλη δίοδο του IGBT. Απεναντίας, τα MOSFET βάσει της δομής τους δημιουργούν κανάλι αγωγής ρεύματος [7], το οποίο μπορεί να άγει και αρνητικό ρεύμα, οπότε όταν η αντιπαράλληλη δίοδος είναι κατώτερης ποιότητας από το MOSFET, το αρνητικό ρεύμα περνάει από το δεύτερο. Να σημειωθεί επιπροσθέτως ότι η ίδια η δομή του MOSFET ισχύος περιλαμβάνει μία αντιπαράλληλη δίοδο [7] (ενσωματωμένη επαφή pn από πηγή-source σε υποδοχή-drain), ωστόσο είναι αρκετά κακής ποιότητας ώστε συνήθως να προστίθεται εξωτερικά μία καλύτερη αντιπαράλληλη δίοδος. Τέλος, η διαφορά των MOSFET καρβιδίου του πυριτίου (SiC) από τα υπόλοιπα κλασικά MOSFET πυριτίου (Si) είναι ότι τα πρώτα έχουν μειωμένες διακοπτικές απώλειες, απώλειες αγωγής και λειτουργία σε μεγαλύτερο εύρος θερμοκρασιών, ωστόσο είναι ακριβότερα με μεγαλύτερο κόστος παραγωγής από τα δεύτερα [8].

Κατά τη μελέτη του σχεδιασμού της γέφυρας εισόδου θα χρησιμοποιηθούν 5 διαφορετικά στοιχεία MOSFET, 5 IGBT και 2 SiC-MOSFET, από διαφορετικούς κατασκευαστές ανά στοιχείο σε κάθε κατηγορία. Οι σημαντικές για αυτά πληροφορίες θα εξαχθούν από τα αντίστοιχα φύλλα δεδομένων (datasheets) τους. Οι κατασκευαστές που επιλέχθηκαν για τα MOSFET είναι οι Fairchild, Ixys, Rohm, ST και Vishay (με φύλλα δεδομένων στις πηγές [9], [10], [11], [12] και [13] αντίστοιχα), για τα IGBT οι Fairchild, Infineon, Rohm, ST και Toshiba (με φύλλα δεδομένων στις πηγές [14], [15], [16], [17] και [18] αντίστοιχα) και για τα SiC-MOSFET οι Infineon και Rohm (με φύλλα δεδομένων στις πηγές [19] και [20] αντίστοιχα). Όλα τα 12 στοιχεία που θα μελετηθούν κυμαίνονται σε εύρος ονομαστικών τάσεων μεταξύ 400-650V και σε εύρος ονομαστικών ρευμάτων μεταξύ 15-30A. Η τάση εισόδου των κυκλωμάτων μας είναι στα 250V, συνεπώς βλέπουμε ότι επιλέξαμε στοιχεία με σημαντικά υψηλότερες ονομαστικές τάσεις (από 1.6 έως και 2.6 φορές υψηλότερες), με υψηλό δηλαδή

συντελεστή ασφάλειας, καθώς η ονομαστική τάση ενός ημιαγωγού ισχύος είναι και η τάση κατάρρευσής του (breakdown voltage), τιμή η οποία εάν ξεπεραστεί (έστω και από ένα μεταβατικό σφάλμα) σημαίνει την ακαριαία καταστροφή του στοιχείου μας. Ωστόσο, τα ονομαστικά ρεύματα σχετίζονται μόνο με την θερμοκρασιακή αύξηση που συνεπάγεται η αγωγή τους, την αντοχή του στοιχείου μας σε υψηλές θερμοκρασίες και την ικανότητα ψύξης του. Επομένως, το ονομαστικό ρεύμα δεν θέτει αυστηρά όρια με αντίστοιχους συντελεστές ασφάλειας όπως η ονομαστική τάση, αλλά μπορεί η τιμή του να ξεπεραστεί εάν εξασφαλιστεί η απαραίτητη ψύξη. Αντίστοιχα, εάν το στοιχείο επιλεγεί με ονομαστικό ρεύμα σημαντικά μεγαλύτερο από το rms ρεύμα του στο πραγματικό κύκλωμα, μπορεί να λειτουργήσει με μειωμένη ή χωρίς καθόλου ψύξη, κάτι που εξαρτάται από τη διακοπτική συχνότητα και απώλειες.

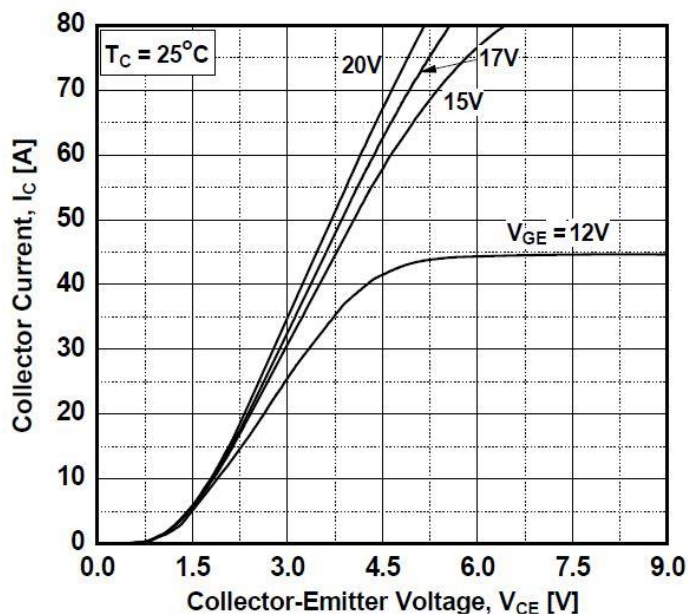
Το παρόν κεφάλαιο θα χωριστεί σε 4 υποκεφάλαια εκ των οποίων το πρώτο αφιερώνεται στην εξήγηση των απωλειών των διακοπτικών στοιχείων (αγωγής και διακοπτικών) μαζί με τις μεθόδους προσδιορισμού τους. Τα επόμενα 2 κεφάλαια θα αντιστοιχούν σε 2 διαφορετικά πειράματα υπολογισμού απωλειών, τα οποία συνοδεύονται με τα αντίστοιχα ραβδογράμματα των απωλειών τους. Το 1^ο πείραμα θα αφορά την πλέον επιθυμητή λειτουργία του LLC-μετατροπέα στη συχνότητα συντονισμού ($f_s=f_r$, βλ. ανάλυση στο υποκεφάλαιο 4.3.2), όπου ασχολούμαστε με μειωμένες διακοπτικές απώλειες και αντιμετωπίζουμε κυρίως τις απώλειες αγωγής. Το 2^ο πείραμα θα αποτελείται από μία απλή διάταξη (άλλο κύκλωμα από τον LLC) που θα εξασφαλίζει τις μέγιστες διακοπτικές απώλειες μαζί με παρόμοιες με του 1^{ου} πειράματος απώλειες αγωγής, αφού θα φέρει φορτίο ίσης ισχύος με το τελευταίο. Αμφότερα τα πειράματα θα γίνουν για φορτία ισχύος 1kW και 3kW με τις μεταξύ τους συγκρίσεις να έπονται. Τέλος, στο 4^ο υποκεφάλαιο θα γίνουν οι συγκρίσεις με τα προηγούμενα 2 πειράματα, θα εξαχθούν συμπεράσματα επί των συγκρίσεων και θα σχολιαστεί η επιλογή του καταλληλότερου στοιχείου, καθώς και τα κριτήρια αυτής.

5.1.1 Απώλειες Διακοπτικών Στοιχείων

Οι απώλειες των διακοπτικών μας στοιχείων χωρίζονται σε 2 κατηγορίες: απώλειες κατά την αγωγή ρεύματος μέσα από τα στοιχεία (conduction losses, τα στοιχεία είναι ενεργοποιημένα-ON για τη μισή σχεδόν περίοδο στον έλεγχο VFC με 50% duty-cycle που χρησιμοποιείται) και απώλειες κατά την μεταγωγή των στοιχείων (switching losses), σε όποιες μεταβάσεις υφίσταται hard-switching.

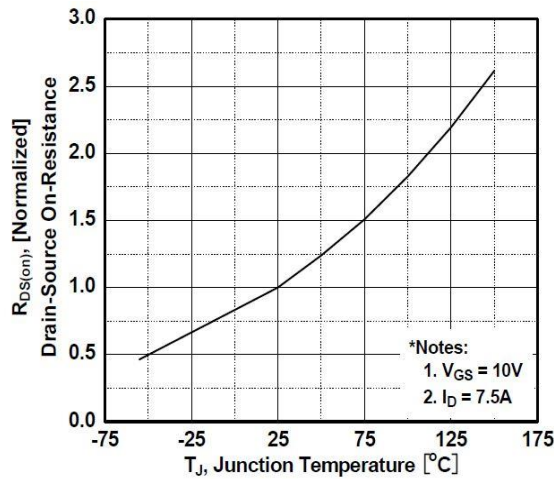
5.1.1.1 Απώλειες Αγωγής

Οι απώλειες αγωγής εύκολα μπορούν να προσδιοριστούν για τις προσομοιώσεις μας, καθώς αρκούν οι I-V χαρακτηριστικές (χαρακτηριστικές ρεύματος-τάσης) αγωγής του εκάστοτε φύλλου δεδομένων του στοιχείου να περαστούν να στο PLECS, όπως η παρακάτω:

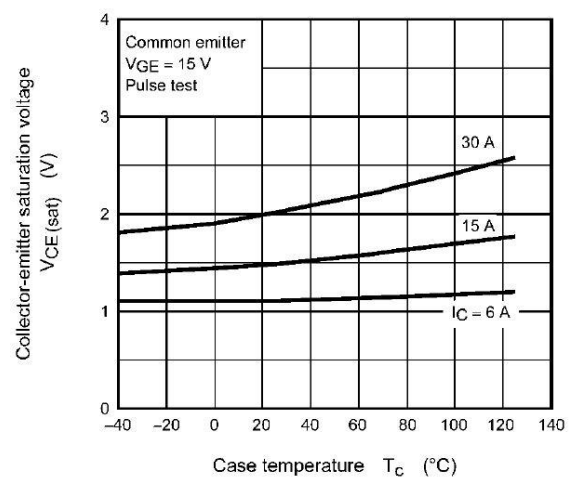


Σχ.5.1. Παράδειγμα χαρακτηριστικής I-V ενός στοιχείου από το φύλλο δεδομένων του για συγκεκριμένη θερμοκρασία με σκοπό τον προσδιορισμό απωλειών αγωγής κατά την προσομοίωση [14].

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται μία I-V χαρακτηριστική ενός IGBT, καθώς προβάλλεται το ρεύμα συλλέκτη I_c (collector current) συναρτήσει της τάσης συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} (collector-emitter voltage) κατά μήκος του στοιχείου. Ωστόσο, παρόμοια θα ήταν και για ένα MOSFET η I-V χαρακτηριστική, με τη διαφορά ότι θα είχε το ρεύμα υποδοχής (drain current) I_D συναρτήσει της τάσης υποδοχής-πηγής (drain-source voltage) V_{DS} κατά μήκος του. Όπως φαίνεται από το σχ.5.1 η τάση κατά μήκος του στοιχείου όταν είναι ON-άγει είναι λίγα Volts, ενώ όταν είναι OFF γίνεται ίση με την τάση πηγής V_d σε ημιγέφυρα ή πλήρη γέφυρα. Επιλέον, η I-V χαρακτηριστική παρατηρούμε δίνεται ως μία οικογένεια καμπυλών με μεταβλητή τάση οδήγησης πύλης, την τάση πύλης-εκπομπού (gate-emitter voltage) V_{GE} στα IGBT και τάση πύλης-πηγής V_{GS} στα MOSFET (gate-source voltage), όπου στις δοκιμές μας ακολουθήθηκε η τάση πύλης των test-conditions του εκάστοτε φύλλου δεδομένων (εύρος 10-18V, 15V στο σχ.5.1). Τέλος, η IV-χαρακτηριστική δίνεται για συγκεκριμένη θερμοκρασία του στοιχείου (25°C στο παράδειγμά μας του σχ.5.1), οπότε συνήθως ο κατασκευαστής στο φύλλο δεδομένων παρέχει μία ακόμα σε υψηλότερη θερμοκρασία κοντά στο όριο θερμικής αντοχής του στοιχείου (από 25°C σε 125°C , 150°C ή 175°C). Το PLECS χωρίς 2^η γραφική I-V διαφορετικής θερμοκρασίας δεν μπορεί να κάνει γραμμική παρεμβολή μεταξύ σημείων διαφορετικών θερμοκρασιών, άρα και δεν μεταβάλλει αναλόγως τις απώλειες αγωγής, οδηγώντας σε μη-ρεαλιστικές προσομοιώσεις. Οπότε για τις περιπτώσεις που δεν δίνεται 2^η θερμοκρασία (φύλλα δεδομένων των Fairchild MOSFET [9], ST MOSFET [12] & IGBT [17] και Toshiba IGBT [18]) πρέπει να εισάγουμε μία άλλη γραφική από το φύλλο δεδομένων, η οποία προσεγγιστικά και έμμεσα θα μας δώσει την I-V χαρακτηριστική για άλλες θερμοκρασίες και δίνεται παρακάτω για MOSFET και IGBT αντίστοιχα:



Σχ.5.2. Γραφική μεταβολής της αντίστασης αγωγής R_{DS} ενός MOSFET με τη θερμοκρασία ως βοήθημα για τη χάραξη I-V χαρακτηριστικών σε άλλες θερμοκρασίες [9].



Σχ.5.3. Γραφική μεταβολής της τάσης αγωγής κορεσμού $V_{CE,sat}$ ενός IGBT με τη θερμοκρασία ως βοήθημα για τη χάραξη I-V χαρακτηριστικών σε άλλες θερμοκρασίες [18].

Οι παραπάνω 2 γραφικές μας παρέχουν συναρτήσεις της θερμοκρασίας μία παράμετρο καθοριστική για τον υπολογισμό των απωλειών αγωγής του στοιχείου. Για να κατανοήσουμε όμως την χρησιμότητά τους στον προσδιορισμό απωλειών αγωγής σε άλλες θερμοκρασίες, πρέπει πρώτα να δειχθεί πώς υπολογίζονται οι απώλειες αγωγής. Η στιγμιαία τιμή των απωλειών αγωγής είναι το γινόμενο του ρεύματος που περνά από το στοιχείο (σχέση (5.1)) επί την τάση αγωγής του, μεγαλύτερη σημασία όμως έχει η μέση τιμή της ανά περίοδο διάρκειας T_s (σχέση (5.2)) που χρησιμοποιείται και μετέπειτα στα ραβδογράμματα απωλειών των πειραμάτων των υποκεφαλαίων 5.1.2 και 5.1.3:

$$p_{cond}(t) = v_{CE}(t) \times i_C(t) \quad \text{ή} \quad p_{cond}(t) = v_{DS}(t) \times i_D(t) \quad (5.1)$$

$$P_{cond,avg} = \int_{(T_s)} p_{cond}(t) dt \quad (5.2)$$

Όστόσο στα MOSFET δίνεται ως παράμετρος και η αντίσταση αγωγής τους $r_{DS,on}$ σε Ω , οπότε η σχέση για τη στιγμιαία ισχύ απωλειών μπορεί να εκφραστεί ισοδύναμα συναρτήσει του τετραγώνου του ρεύματος αγωγής ως:

$$p_{cond}(t) = r_{DS,on} \times i_D^2(t) \quad (5.3)$$

Μέσω γραφικών όπως του σχ.5.2 μπορούμε στα MOSFET να προσδιορίσουμε την τιμή της $r_{DS,on}$ στην θερμοκρασία ενδιαφέροντός μας και εάν προσφέρεται επιπρόσθετη γραφική της αντίστασης αυτής συναρτήσει του ρεύματος αγωγής την χρησιμοποιούμε και αυτή μαζί για ακριβέστερο προσδιορισμό. Έπειτα για τις ευρεθείσες τιμές της $r_{DS,on}$ πολλαπλασιάζουμε το ρεύμα I_D για να πάρουμε προσεγγιστική τιμή της τάσης V_{DS} στην θερμοκρασία ενδιαφέροντος και επαναλαμβάνοντας τη διαδικασία αυτή για διάφορες τιμές ρευμάτων αγωγής χαράσσεται μία νέα I-V χαρακτηριστική σε άλλη θερμοκρασία.

Παρομοίως, για τα IGBT μπορούμε μέσω γραφικών όπως του σχ.5.3 να προσδιορίσουμε την τιμή της $V_{CE,sat}$ στην θερμοκρασία ενδιαφέροντός μας και εάν προσφέρεται επιπρόσθετη γραφική της τάσης αυτής συναρτήσει του ρεύματος αγωγής την χρησιμοποιούμε και αυτή μαζί για ακριβέστερο προσδιορισμό. Έπειτα για τις ευρεθείσες τιμές της τάσης αγωγής κορεσμού $V_{CE,sat}$ διαιρούμε με την τιμή της στην αρχική θερμοκρασία της I-V χαρακτηριστικής για να πολλαπλασιάσουμε την α.μ. αυτή ποσότητα με την τάση αγωγής V_{CE} (για κάθε τιμή ρεύματος που μας ενδιαφέρει) στην αρχική θερμοκρασία και να πάρουμε προσεγγιστική τιμή

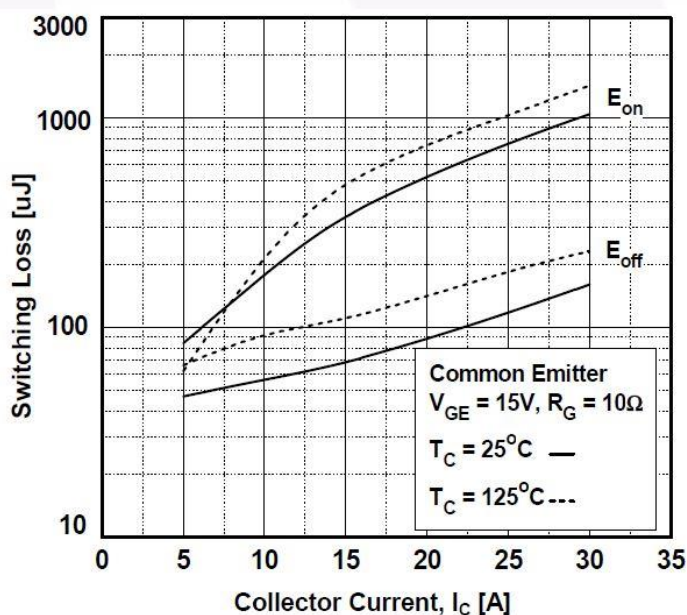
της στην θερμοκρασία ενδιαφέροντός μας. Επαναλαμβάνοντας τη διαδικασία αυτή για διάφορες τιμές ρευμάτων αγωγής χαράσσεται μία νέα I-V χαρακτηριστική σε άλλη θερμοκρασία.

Το PLECS υπολογίζει τις απώλειες αγωγής ως εξής: σε κάθε βήμα της προσομοίωσης εκτελεί την πράξη της (5.1) για την στιγμιαία ισχύ των απωλειών αγωγής. Έπειτα, μπορεί με χρήση των κατάλληλων blocks να υπολογίζει για χρόνο T_s κάθε περιόδου μία διαφορετική μέση τιμή (μέχρι να υπάρξει σύγκλιση) των απωλειών ισχύος μέσω εκτέλεσης της πράξης της (5.2). Να σημειωθεί ότι η (5.3) δεν χρησιμοποιείται από το PLECS, αλλά από τον χρήστη για λόγους επαλήθευσης και μπορεί να τροποποιηθεί με την rms-τιμή του ρεύματος αγωγής για προσεγγιστικό υπολογισμό της μέσης τιμής των απωλειών αγωγής:

$$P_{cond,avg} \sim r_{DS,on} \times I_{D,rms}^2 \quad (5.4)$$

5.1.1.2 Διακοπτικές Απώλειες

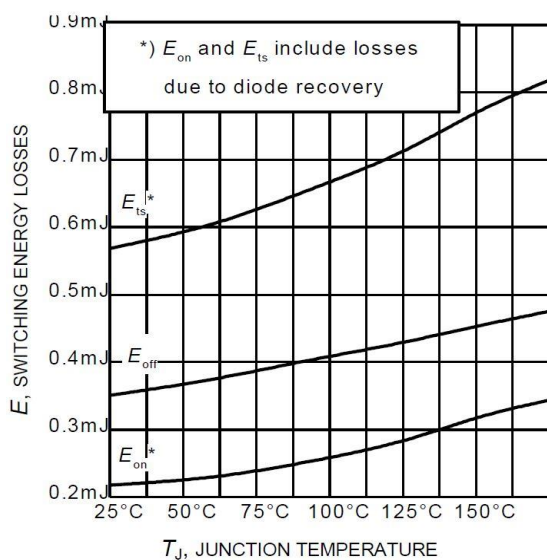
Οι διακοπτικές απώλειες προσδιορίζονται για τις προσομοιώσεις μας διαφορετικά για IGBT από MOSFET. Στα IGBT (μαζί με το SiC-MOSFET της Rohm [20]) απλώς αρκούν οι χαρακτηριστικές απωλειών ενέργειας διακοπής (switching energy losses) συναρτήσεως του ρεύματος διακοπής εκάστοτε φύλλου δεδομένων του στοιχείου να περαστούν να στο PLECS, όπως η παρακάτω:



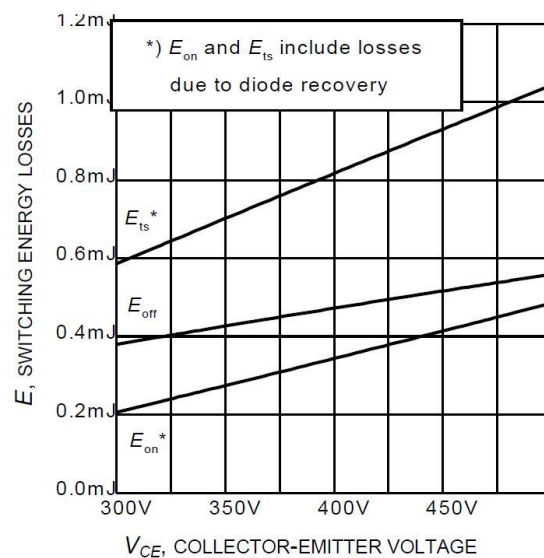
Σχ.5.4. Παράδειγμα χαρακτηριστικής διακοπτικών απωλειών ενός IGBT από το φύλλο δεδομένων του για συγκεκριμένες θερμοκρασίες με σκοπό τον προσδιορισμό διακοπτικών απωλειών κατά την προσομοίωση [14].

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται μία τέτοια χαρακτηριστική διακοπτικών απωλειών ενός IGBT, καθώς προβάλλονται οι απώλειες ενέργειας διακοπής κατά την έναυση E_{on} και κατά τη σβέση E_{off} συναρτήσεως του ρεύματος διακοπής I_C κατά μήκος του στοιχείου. Ωστόσο, ενώ συνήθως δίνονται σε ενιαίο γράφημα οι E_{on} και E_{off} , υπάρχουν περιπτώσεις που δίνονται σε χωριστές γραφικές ή απλά δίνονται οι συνολικές απώλειες E_{total} – το άθροισμα $E_{on}+E_{off}$ σε μία γραφική. Η τελευταία περίπτωση απαντάται στο φύλλο δεδομένων της ST [17] και παρατηρώντας τη σχέση μεταξύ των απωλειών έναυσης και σβέσης από σχεδόν τάξη μεγέθους μεγαλύτερες E_{on} στο φύλλο δεδομένων της Fairchild [14], σε ελαφρώς μεγαλύτερες E_{off} στα φύλλα δεδομένων της Infineon [15] και Rohm [16], κάναμε την ασφαλή παραδοχή να χωρίσουμε ακριβώς στη μέση τις συνολικές απώλειες στο [17] σε απώλειες έναυσης και σβέσης ($E_{on}=E_{off}=0.5 \cdot E_{total}$). Επιπλέον, η χαρακτηριστική διακοπτικών απωλειών δίνεται για μία συγκεκριμένη τάση διακοπής, η οποία στην «σκληρή μεταγωγή» ισούται με την τάση της πηγής V_d και εάν αυτή απέχει πολύ από τα 250V των προσομοιώσεών μας χρήσιμο θα ήταν

να παρθεί (αν υπάρχει) μία γραφική διακοπτικών απωλειών συναρτήσει της τάσης διακοπής (για συγκεκριμένο ρεύμα και θερμοκρασία), όπως φαίνεται στο σχ.5.6. Βέβαια, σε κάθε περίπτωση έχουμε εισάγει στο PLECS μηδενικές διακοπτικές απώλειες για μηδενική τάση διακοπής (για όλες τις τιμές ρευμάτων ενδιαφέροντος), ώστε να κάνει γραμμική παρεμβολή μεταξύ των σημείων πλήρους τάσης (συνήθως μεγαλύτερης της V_d) με της μηδενικής και να υπολογίζει έτσι προσεγγιστικά τις απώλειες για την τάση του κυκλώματός μας. Τέλος, η χαρακτηριστική απωλειών ενέργειας διακοπής παρατηρούμε ότι δίνεται συνήθως ως μία οικογένεια καμπυλών με μεταβλητή θερμοκρασία, συνήθως με 2 τιμές, την θερμοκρασία δωματίου των 25°C και μία υψηλότερη θερμοκρασία κοντά στο όριο θερμικής αντοχής του στοιχείου στους 125°C, 150°C ή 175°C. Το PLECS χωρίς 2^η τιμή θερμοκρασίας δεν μπορεί να κάνει γραμμική παρεμβολή μεταξύ σημείων διαφορετικών θερμοκρασιών, άρα και δεν μεταβάλλει αναλόγως τις διακοπτικές απώλειες, οδηγώντας σε μη-реαλιστικές προσομοιώσεις. Οπότε ειδικά για την περίπτωση της Infineon [15] πρέπει να εισάγουμε μία άλλη γραφική από το φύλλο δεδομένων της, η οποία προσεγγιστικά θα μας δώσει τα γραφήματα των διακοπτικών απωλειών ενέργειας συναρτήσει του ρεύματος για άλλες θερμοκρασίες και δίνεται παρακάτω στο σχ.5.5:



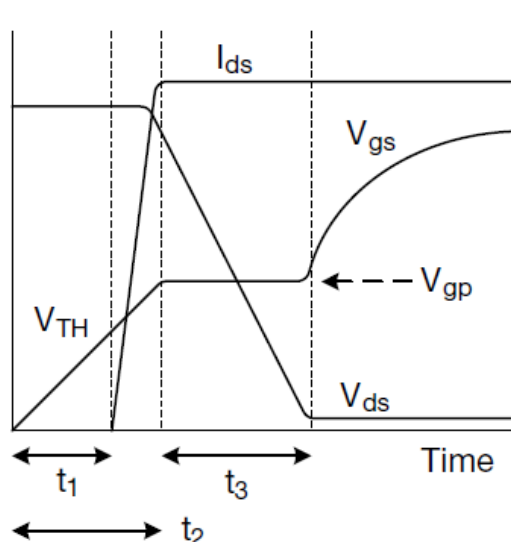
Σχ.5.5. Γραφική μεταβολής των διακοπτικών απωλειών του IGBT με τη θερμοκρασία ως βοήθημα για την χάραξη γραφημάτων τους συναρτήσει του ρεύματος σε άλλες θερμοκρασίες [9].



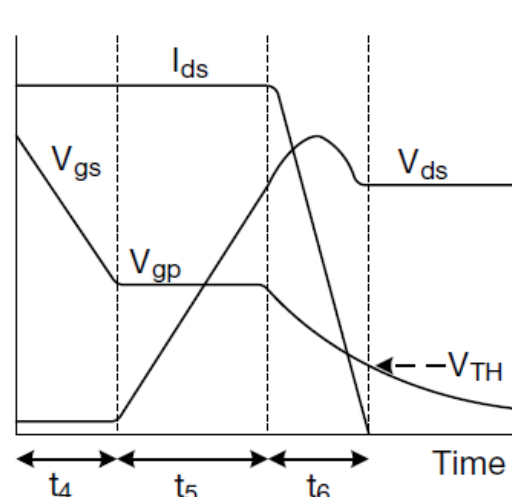
Σχ.5.6. Γραφική μεταβολής των διακοπτικών απωλειών του IGBT με την τάση διακοπής ως βοήθημα για την χάραξη γραφημάτων τους συναρτήσει του ρεύματος σε άλλες τάσεις [9].

Οι παραπάνω 2 γραφικές μας παρέχουν συναρτήσει της θερμοκρασίας και της τάσεως διακοπής τις διακοπτικές απώλειες ενέργειας, η πρώτη είναι για συγκεκριμένο ρεύμα και τάση και η δεύτερη για συγκεκριμένο ρεύμα και θερμοκρασία. Για τον παραπάνω λόγο θα μπορούμε να συμπληρώσουμε τις διακοπτικές απώλειες μόνο προσεγγιστικά, στηριζόμενοι σε κανονικοποίηση – α.μ. τιμές τους στις θερμοκρασίες και τάσεις ενδιαφέροντος με βάση τις αντίστοιχες τιμές (για αντίστοιχο ρεύμα και τάση ή θερμοκρασία) του αρχικού γραφήματος απωλειών ενέργειας – ρεύματος διακοπής και έπειτα πολλαπλασιασμό των α.μ. τιμών με τις απώλειες σε όλα τα ρεύματα και τάσεις ή θερμοκρασίες.

Στα MOSFET των οποίων τα φύλλα δεδομένων δεν περιέχουν γραφήματα διακοπτικών απωλειών ενέργειας (με εξαίρεση το SiC-MOSFET της Rohm [20]), οι διακοπτικές απώλειες τους θα υπολογιστούν με τη χρήση τύπων (formulas) της ενέργειας απωλειών συναρτήσει της τάσης και ρεύματος διακοπής, καθώς και των χρόνων μεταβάσεων, οι οποίοι αναδεικνύονται στις παρακάτω απεικονίσεις των μεταβατικών έναυσης και σβέσης:



Σχ.5.7. Τάσεις και ρεύματα ενός MOSFET κατά το μεταβατικό έναυσής του [21].



Σχ.5.8. Τάσεις και ρεύματα ενός MOSFET κατά το μεταβατικό σβέσης του [21].

Στο μεταβατικό έναυσής του σχ.5.7, παρατηρούμε ότι η τάση πύλης-πηγής V_{gs} δεν αυξάνει ακαριαία, αφού περιορίζεται από τον συνδυασμό αντίστασης πύλης R_G και χωρητικότητας εισόδου C_{iss} , παραμέτρων που θα φανούν χρήσιμες στην πορεία. Επίσης, το ρεύμα υποδοχής I_{ds} μετά από μία καθυστέρηση διάρκειας t_1 ανεβαίνει για τον χρόνο ανόδου του $t_{ir}=t_2-t_1$ μέχρι την τιμή του ρεύματος αγωγής I_D . Τότε και μετά από συνολικό χρόνο t_2 , η τάση V_{gs} έχει προσωρινά σταθεροποιηθεί στην τιμή V_{gp} (Miller Plateau Voltage) και ταυτόχρονα αρχίζει να πέφτει η τάση υποδοχής-πηγής V_{ds} για τον χρόνο πτώσης της $t_{vf}=t_3$. Μετά από συνολικό χρόνο t_2+t_3 , η τάση V_{ds} έχει πέσει μέχρι της αμελητέας τιμής τάση αγωγής $V_{ON}\cong 0$, η τάση V_{gs} αυξάνεται περαιτέρω ξεπερνώντας τη σταθερή τιμή V_{gp} μέχρι την πλήρη της τιμή V_{GS} και το μεταβατικό εγγίζει το τέλος του. Σύμφωνα και με το σχ.5.8, στο μεταβατικό σβέσης ακολουθείται η αντίστροφη πορεία: η τάση V_{gs} αρχίζει να πέφτει (από την πλήρη τιμή V_{GS}) και μόλις σταθεροποιηθεί προσωρινά στην τιμή V_{gp} μετά από χρόνο t_4 , αρχίζει η άνοδος της τάσης V_{ds} (από την τιμή αγωγής $V_{ON}\cong 0$) μέχρι να φτάσει την τιμή της τάσης αποκοπής V_{DS} μετά από τον χρόνο ανόδου της $t_{vr}=t_5$, οπότε και αρχίζει ταυτόχρονα με την περαιτέρω πτώση της V_{gs} κάτω από V_{gp} και η πτώση του ρεύματος I_{ds} μέχρι το 0 στον χρόνο πτώσης του $t_{if}=t_6$. Από όλα τα παραπάνω συνάγουμε ότι οι ενεργειακές απώλειες έναυσής E_{on} είναι προσεγγιστικά το εμβαδό τριγώνου με ύψος το γινόμενο του ρεύματος αγωγής – τάσης αποκοπής και με βάση τους χρόνους ανόδου ρεύματος και πτώσης τάσης, ενώ οι ενεργειακές απώλειες σβέσης E_{off} είναι προσεγγιστικά το εμβαδό τριγώνου με ύψος πάλι το γινόμενο του ρεύματος αγωγής – τάσης αποκοπής, αλλά με βάση τους χρόνους ανόδου τάσης και πτώσης ρεύματος. Οι τύποι των E_{on} και E_{off} παρατίθενται παρακάτω:

$$E_{on} \cong \frac{1}{2} V_{DS} I_D (t_{ir} + t_{vf}) \quad (5.5)$$

$$E_{off} \cong \frac{1}{2} V_{DS} I_D (t_{vr} + t_{if}) \quad (5.6)$$

Ακολουθούν οι τύποι για τους χρόνους ανόδου και πτώσης του ρεύματος και τάσης t_{ir} , t_{vf} , t_{vr} , t_{if} συναρτήσεως της αντίστασης πύλης R_G , της χωρητικότητας εισόδου C_{iss} (πάντα για πλήρη τάση αποκοπής V_{DS}), της τάσης Miller-Plateau V_{gp} , της πλήρους τάσης πύλης-πηγής V_{GS} , του κατωφλίου τάσης V_{TH} και του φορτίου πύλης-υποδοχής Q_{GD} , βάσει της πηγής [21]:

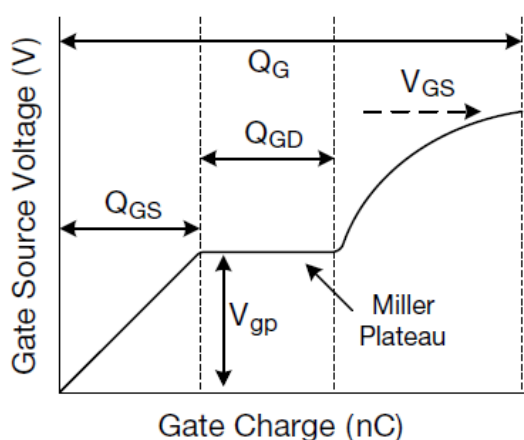
$$t_{ir} = R_G C_{iss} \ln \frac{V_{GS} - V_{TH}}{V_{GS} - V_{gp}} \quad (5.7)$$

$$t_{vf} = \frac{R_G Q_{GD}}{V_{GS} - V_{gp}} \quad (5.8)$$

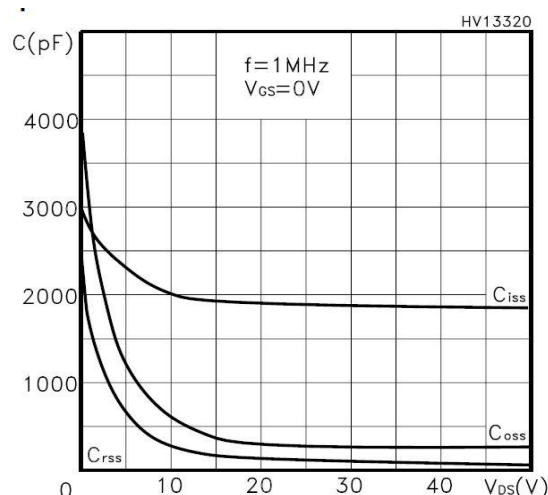
$$t_{vr} = \frac{R_G Q_{GD}}{V_{gp}} \quad (5.9)$$

$$t_{if} = R_G C_{iss} \ln \frac{V_{gp}}{V_{TH}} \quad (5.10)$$

Από όλους τους παραπάνω τύπους για τις απώλειες ενέργειας και τους μεταβατικούς χρόνους συμπεραίνουμε πως οι διακοπτικές απώλειες στα MOSFET δεν εξαρτώνται από τη θερμοκρασία, σε αντίθεση με τα IGBT. Στη συνέχεια θα εξηγηθεί πώς προκύπτουν οι διάφορες παράμετροι από τις οποίες εξαρτώνται οι παραπάνω χρόνοι μέσω της εξέτασης των ακόλουθων σχημάτων:



Σχ.5.9. Γραφική μεταβολής της τάσης V_{GS} ενός MOSFET με το φορτίο πύλης του ως βοήθημα για τον υπολογισμό των διακοπτικών απωλειών του. Διακρίνονται και όλες οι χαρακτηριστικές τιμές φορτίων και τάσεων [21].



Σχ.5.10. Γραφική μεταβολής των παρασιτικών χωρητικότητων ενός MOSFET με την τάση V_{ds} ως βοήθημα για τον υπολογισμό των διακοπτικών απωλειών του [12].

Το γράφημα της τάσης πύλης-πηγής V_{GS} συναρτήσει του φορτίου πύλης Q_g όπως του σχ.5.9 δίνεται σε όλα μας τα φύλλα δεδομένων και από αυτό εξαγάμουμε το φορτίο πύλης-υποδοχής Q_{GD} και την τάση Miller-Plateau V_{gp} . Σύμφωνα και με το σχ.5.9, η V_{gp} είναι απλά η τιμή της τάσης V_{GS} στο διάστημα του γραφήματος όπου σταθεροποιείται και το φορτίο Q_{GD} είναι το εν λόγω διάστημα στο οποίο είναι σταθερή η τάση $V_{GS}=V_{gp}$. Ύστερα, μπορεί να βρεθεί η τιμή της χωρητικότητας εισόδου C_{iss} στη πλήρη τάση V_{DS} από γραφικές των παρασιτικών χωρητικότητων συναρτήσει της τάσης υποδοχής-πηγής V_{ds} , όπως σχ.5.10, που δίνονται σε όλα τα φύλλα δεδομένων. Οι παρασιτικές χωρητικότητες τείνουν να πέφτουν με την αύξηση της τάσης του MOSFET μέχρι να αρχίζουν πάνω από μια τιμή με ασυμπτωτικό τρόπο να σταθεροποιούνται, οπότε διαλέγουμε την C_{iss} για την μεγαλύτερη δυνατή τιμή V_{ds} αν δεν δίνεται μέχρι την πλήρη τάση αποκοπής. Τέλος, οι υπόλοιπες παράμετροι V_{GS} , V_{TH} και R_G παραλαμβάνονται από τα test-conditions του εκάστοτε φύλλου δεδομένων με τις αντίστοιχες τιμές να θεωρούνται ενδεικτικές.

Οι διακοπτικές απώλειες ισχύος, οι οποίες και μας ενδιαφέρουν για τα μετέπειτα γραφήματα απωλειών, είναι απλά το γινόμενο των διακοπτικών απωλειών ενέργειας με τη διακοπτική συχνότητα, ένας τύπος ίδιος και για τις 2 μεθόδους προσδιορισμού των E_{on} , E_{off} που εξετάστηκαν προηγουμένως:

$$P_{sw} = f_s \times (E_{on} + E_{off}) \quad (5.11)$$

Να σημειωθεί ότι η ευθέως ανάλογη άνοδος των διακοπτικών απωλειών με τη συχνότητα που υποδεικνύει ο τύπος (5.11) είναι η αιτία που οι κλασσικοί PWM μετατροπείς κατά βάση περιορίζονται σε χαμηλότερες συχνότητες σχετικά με τους μετατροπείς συντονισμού, οι οποίοι μπορούν μέσω της μείωσης των ενεργειακών απωλειών E_{on} και E_{off} να κινηθούν σε υψηλότερες συχνότητες προς αύξηση της πυκνότητας ισχύος τους.

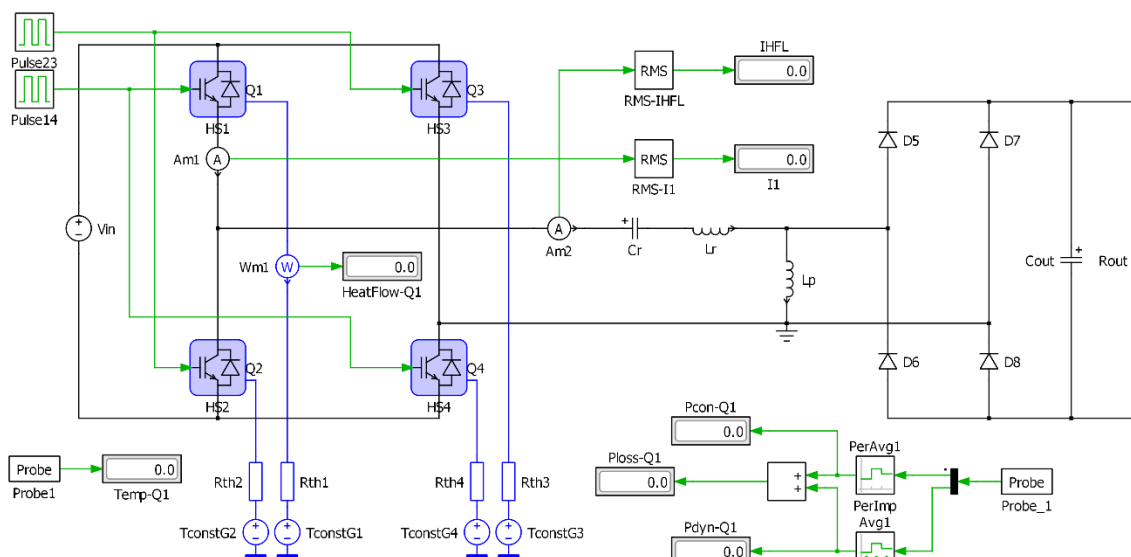
Το PLECS υπολογίζει τις διακοπτικές απώλειες ενέργειας με 2 διαφορετικούς τρόπους αντίστοιχους με τις 2 μεθοδολογίες απόκτησής τους:

- 1) Όταν δίνονται έτοιμες οι τιμές των απωλειών ενέργειας, κατά την εναλλαγή κατάστασης του διακόπτη (η οποία γίνεται ακαριαία, αφού οι ημιαγωγοί ισχύος προσομοιώνονται ως ιδανικοί διακόπτες στο PLECS) πηγαίνει στο look-up table από τις τιμές – σημεία που έχουμε ήδη εισάγει και κάνει γραμμική παρεμβολή μεταξύ των πλησιέστερων σημείων για να πάρει μία πιο ακριβή τιμή για το ρεύμα και τάση διακοπής και την θερμοκρασία της τρέχουσας στιγμής της προσομοίωσης.
- 2) Όταν οι απώλειες ενέργειας δίνονται με τύπους, τις υπολογίζει βάσει αυτών με τις τιμές παραμέτρων των μεταβατικών χρόνων που δόθηκαν πριν την εκτέλεση της προσομοίωσης, αλλά ακριβώς με το ρεύμα και τάση διακοπής που βλέπει κατά την (ακαριαία στην προσομοίωση του PLECS) εναλλαγή κατάστασης του διακόπτη.

Έπειτα, μπορεί με χρήση των κατάλληλων blocks να υπολογίζει για συχνότητα f_s μία διαφορετική τιμή (μέχρι να υπάρξει σύγκλιση) των απωλειών ισχύος μέσω εκτέλεσης της παραπάνω διαδικασίας. Να σημειωθεί ότι στην (5.5) μηδενίζεται ο όρος E_{on} όταν έχουμε ομαλή μεταγωγή ZVS κατά την έναυση (ZVS@turn-on, βλ. υποκεφάλαια 3.2.2, 4.3.1.2, 4.3.2.2 και 4.3.4.4), όταν έχουμε ZVS κατά τη σβέση μηδενίζεται ο όρος E_{off} (ZVS@turn-off, βλ. υποκεφάλαια 3.4.2 και 4.3.3.2), ενώ οι εναπομείνουσες απώλειες ενέργειας E_{off} και E_{on} αντίστοιχα μπορεί να είναι σημαντικά μειωμένες αν είναι μικρό και το ρεύμα διακοπής. Σε περίπτωση ομαλής μεταγωγής ZCS και στην έναυση και στη σβέση (βλ. υποκεφάλαια 3.3.2 και 3.5.2) θεωρητικά οι διακοπτικές απώλειες ισχύος P_{sw} μηδενίζονται, ωστόσο πρακτικά μειώνονται σημαντικά έχοντας ακόμα απώλειες από τις παρασιτικές χωρητικότητες των στοιχείων.

5.1.2 Πείραμα A – Λειτουργία Μετατροπέα LLC στον Συντονισμό

Στο πείραμα A μετράμε τις απώλειες αγωγής, τις διακοπτικές και τις συνολικές (το άθροισμα των 2 πρώτων) και για τα 12 εξεταζόμενα διακοπτικά στοιχεία υπό συνθήκες λειτουργίας του LLC-μετατροπέα στον συντονισμό για φορτία 1kW και 3kW. Διευκρινίζεται ότι δεν θα παρασταθούν οι απώλειες των αντιπαράλληλων τους διόδων, καθώς στην λειτουργία συντονισμού του LLC άγουν μικρά ρεύματα για πολύ μικρά διαστήματα, με αμελητέες απώλειες αγωγής, ενώ οι απώλειες κατά την έναυση ή σβέση τους ακόμα και αν δεν είναι αμελητέες, δεν διαφοροποιούν σημαντικά την επίδοση του εκάστοτε διακοπτικού στοιχείου συγκριτικά με τα υπόλοιπα (δεδομένου ότι οι αντιπαράλληλες δίοδοι επιλεχθούν ίδιες για όλα τα στοιχεία, ακόμα και αν αυτά ήδη διαθέτουν μία χειρότερης ποιότητας στη δομή τους). Η συχνότητα συντονισμού επιλέχθηκε στα 85kHz, γιατί είναι στο μέσο του εύρους συχνοτήτων λειτουργίας 50-120kHz των προδιαγραφών μας, ενώ η τάση εισόδου (άρα και η εξόδου λόγω του μοναδιαίου κέρδους στον συντονισμό) είναι 250V. Επιπλέον, το πηνίο μαγνήτισης επιλέχθηκε αυθαίρετα 1mH, τιμή κοντά σε αυτή της σχεδίασης του κεφαλαίου 5.2 και αρκετά μεγάλη για τον LLC σε αυτές τις συχνότητες, ώστε να μην δίνει σημαντική αύξηση στο ρεύμα αγωγής έναντι του πειράματος B και η σύγκριση των 2 πειραμάτων να επικεντρωθεί στις διακοπτικές απώλειες. Παρακάτω φαίνεται η πειραματική διάταξη του πειράματος στο PLECS:



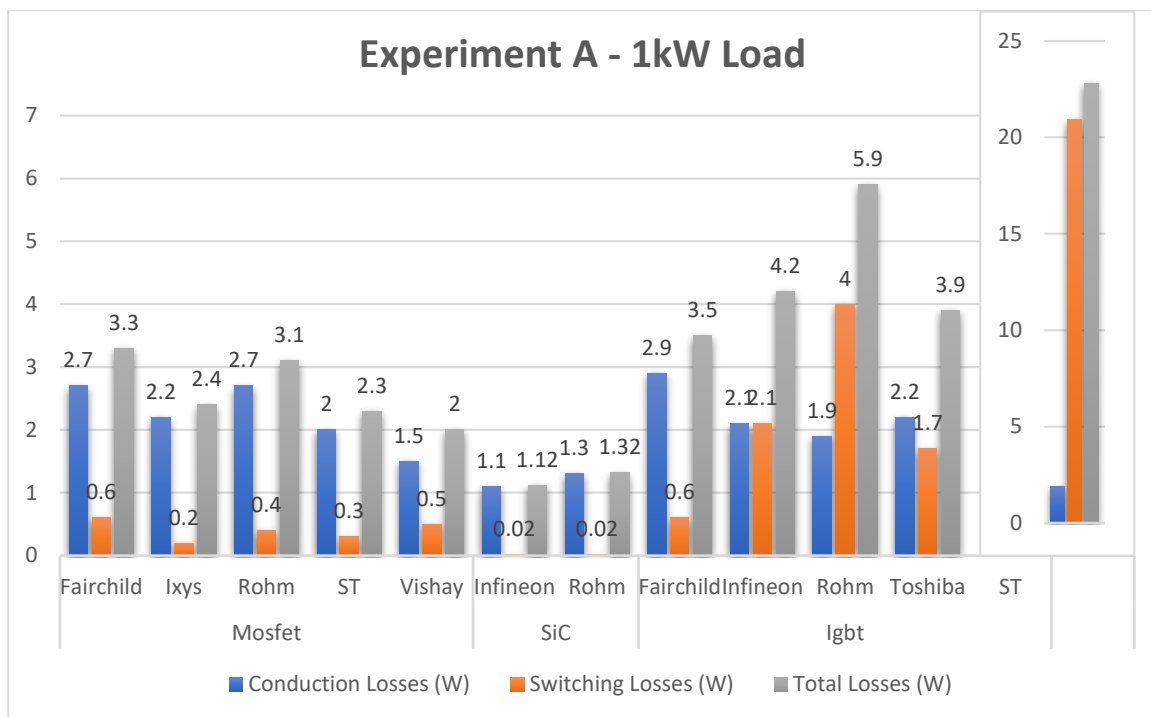
Σχ.5.11. Πειραματική διάταξη για την μέτρηση απωλειών της γέφυρας εισόδου κατά τη λειτουργία του LLC-μετατροπέα στον συντονισμό (πείραμα A). Διακρίνονται τα θερμικά κυκλώματα μέσα από τα οποία ρέει η θερμότητα των απωλειών, καθώς και οι υπομονάδες για τον υπολογισμό των διαφόρων απωλειών των ημιαγωγών ισχύος.

Για το τρέχον πείραμα υλοποιήθηκαν και τα θερμικά κυκλώματα των διακοπτικών στοιχείων, τα οποία προσομοιώνουν ψήκτρες με αντίσταση $R_{\theta}=2 \text{ K/W}$ από το στοιχείο στο περιβάλλον, τιμή ρεαλιστική για μία καλή ψήκτρα με φυσική απαγωγή θερμότητας στις ισχύεις αυτές. Στο σχ.5.11 μπορούμε επίσης να διακρίνουμε μετρητές για τις rms-τιμές των ρευμάτων διακοπών και HFL, καθώς και για την ροή θερμότητας P_{θ} (σε Watts) από τους διακόπτες και μέσω των ψηκτρών στο περιβάλλον, η οποία θερμική ισχύς στη μόνιμη κατάσταση πρέπει να ισούται με την συνολική ισχύ απωλειών. Η θερμοκρασία περιβάλλοντος έχει οριστεί $T_a=25^{\circ}\text{C}$, ενώ μετράται και η θερμοκρασία των διακοπών T_j , η οποία δίνεται από τον τύπο:

$$T_j = R_{\theta} \times P_{\theta} + T_a \quad (5.12)$$

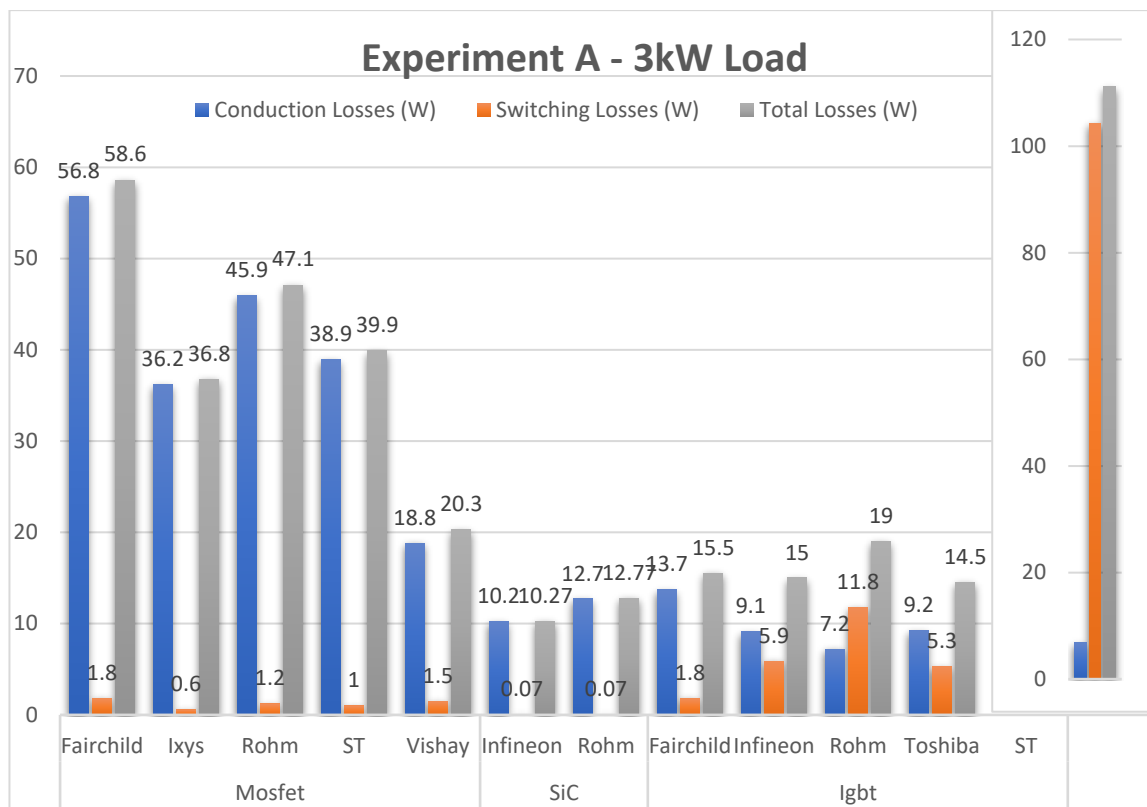
Τέλος, μπορούμε στο σχ.5.11 να διακρίνουμε και τις υπομονάδες υπολογισμού των 3 ειδών απωλειών των διακοπών, όπου οι απώλειες αγωγής περνάνε από ένα μπλοκ μέσης τιμής σύμφωνα με τις σχέσεις (5.1) και (5.2), ενώ οι διακοπτικές απώλειες ενέργειας περνούν από ένα μπλοκ που υλοποιεί τον τύπο (5.11) μετατρέποντάς τις σε διακοπτικές απώλειες ισχύος. Εν τέλει τα 2 είδη απωλειών αθροίζονται για τις συνολικές απώλειες.

Ακολουθεί το ραβδόγραμμα απωλειών των στοιχείων της γέφυρας εισόδου του πειράματος A για φορτίο 1kW:



Σχ.5.12. Ραβδόγραμμα απωλειών ισχύος αγωγής, διακοπτικών και συνολικών για όλα τα εξεταζόμενα διακοπτικά στοιχεία του πειράματος A σε φορτίο του 1kW. Το τελευταίο IGBT της ST βρίσκεται υπό άλλη κλίμακα λόγω των πολύ μεγαλύτερων του απωλειών.

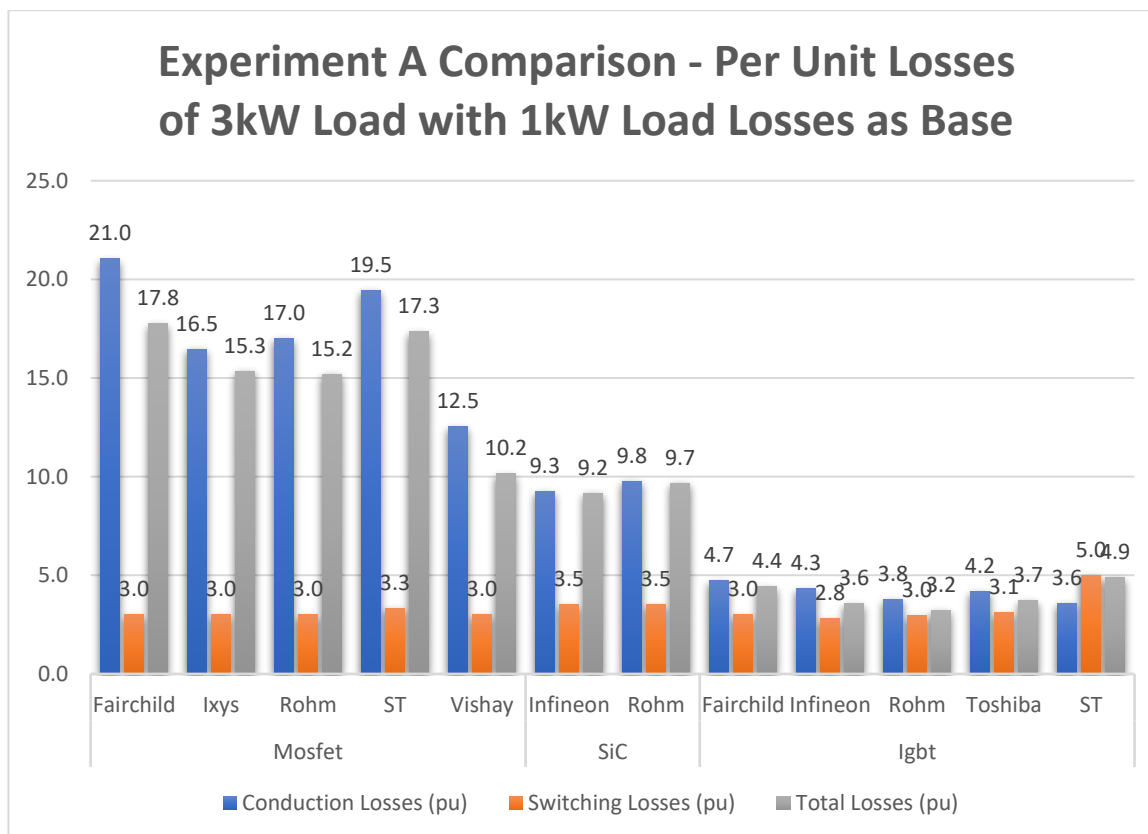
Στο σχ.5.12 μπορούμε πρώτα να επαληθεύσουμε ότι παρόλο που είμαστε στον συντονισμό έχουμε και διακοπτικές απώλειες, αφού στην λειτουργία συντονισμού του LLC έχουμε ZVS κατά την έναυση αλλά «σκληρή» μεταγωγή κατά τη σβέση, αν και με μειωμένο ρεύμα διακοπής. Αυτές οι απώλειες στα MOSFET και SiC-MOSFET είναι μικρές συγκριτικά με τις απώλειες αγωγής τους, ωστόσο στα IGBT κυμαίνονται σε ένα μεγάλο εύρος από πολύ μικρότερες (Fairchild), σε συγκρίσιμες (Infineon, Toshiba), έως και πολύ μεγαλύτερες (Rohm, ST) των απωλειών αγωγής. Ήταν αναμενόμενο τα IGBT να μην έχουν καλές επιδόσεις στις διακοπτικές απώλειες, γιατί προορίζονται εν γένει για μικρότερες διακοπτικές συχνότητες από τα MOSFET. Άλλο συμπέρασμα από την παρατήρηση του σχ.5.12 είναι η αναμενόμενη υπεροχή των SiC-MOSFET, τόσο στις απώλειες αγωγής όσο και στις διακοπτικές έναντι των υπολοίπων στοιχείων. Τα υπόλοιπα MOSFET έχουν συγκρίσιμες απώλειες αγωγής με τα IGBT, κάτι το μη-αναμενόμενο, καθώς γενικά μειονεκτούν σε αυτές λόγω της τετραγωνικής τους εξάρτησης από το ρεύμα (βλ. τύπους (5.3) και (5.4)). Ωστόσο, αυτή η πιο έντονη εξάρτηση των απωλειών αγωγής των MOSFET από το ρεύμα θα φανεί στην επόμενη δοκιμή για φορτίο 3kW, (άρα και αναλόγως μεγαλύτερο ρεύμα) της οποίας το ραβδόγραμμα απωλειών παρουσιάζεται παρακάτω:



Σχ.5.13. Ραβδόγραμμα απωλειών ισχύος αγωγής, διακοπτικών και συνολικών για όλα τα εξεταζόμενα διακοπτικά στοιχεία του πειράματος A σε φορτίο των 3kW. Το τελευταίο IGBT της ST βρίσκεται υπό άλλη κλίμακα λόγω των πολύ μεγαλύτερων του απωλειών.

Στο ραβδόγραμμα του σχ.5.13 επαληθεύουμε την προηγούμενή μας υπόθεση ότι για τριπλασιασμό του φορτίου, άρα και των ρευμάτων, τα κλασικά MOSFET θα έχουν σημαντικά μεγαλύτερες απώλειες αγωγής από τα IGBT, σε αντίθεση με το σχ.5.12 όπου είναι συγκρίσιμες, δηλαδή επαληθεύεται η πιο έντονη – τετραγωνική εξάρτηση των απωλειών αγωγής με το ρεύμα. Από την άλλη, οι διακοπτικές απώλειες σε όλα τα στοιχεία αυξάνονται ευθέως ανάλογα με την αύξηση του φορτίου και των ρευμάτων. Τα SiC-MOSFET συνεχίζουν να υπερτερούν σε σχέση με όλους τους υπόλοιπους ημιαγωγικούς διακόπτες στις διακοπτικές και συνολικές απώλειες, ωστόσο στις απώλειες αγωγής υστερούν πλέον (ενώ υπερτερούσαν για φορτίο 1kW) έναντι των περισσότερων IGBT, γεγονός που καταδεικνύει για ακόμα μια φορά την ισχυρότερη τετραγωνική εξάρτησή τους με το ρεύμα – φορτίο. Τέλος, όλα τα στοιχεία του πειράματος A για 1kW φορτίο κυμαίνονται σε επιτρεπτά όρια θερμοκρασιών, με μεγαλύτερη θερμοκρασία 71°C για το ST-IGBT, ενώ για φορτίο 3kW το Fairchild-MOSFET με τις συνολικές απώλειες 58.6W φτάνει τους 142°C, που είναι στο όριο της καταστροφής των ημιαγωγών ισχύος (τα φύλλα δεδομένων για τις ανώτερες θερμοκρασίες των γραφημάτων απωλειών δίνουν 125-175°C). Για τα 3kW ωστόσο, το ST-IGBT έχει ακόμα μεγαλύτερες απώλειες 111W και φτάνει τους 247°C, πράγμα μη-ρεαλιστικό αφού θα είχε ήδη καταστραφεί στο εύρος 125-175°C. Το τελευταίο αυτό IGBT έχει γενικά πολύ καλές επιδόσεις στις απώλειες αγωγής, με 1.9W και 6.8W για 1kW και 3kW αντίστοιχα, όμως έχει πολύ υψηλές διακοπτικές απώλειες (22.8W και 111W αντίστοιχα) ακόμα και για τη δραστηκή μείωση που παρέχει η λειτουργία συντονισμού του LLC-μετατροπέα, γεγονός που σημαίνει ότι απλά δεν ενδείκνυται για τις υψηλές συχνότητες λειτουργίας μας (85kHz) κοντά στα 100kHz.

Παρατίθεται παρακάτω και ένα συγκριτικό ραβδόγραμμα των απωλειών του πειράματος A, με τις απώλειες στο φορτίο 3kW να είναι σε α.μ. τιμές με βάση τις απώλειες φορτίου 1kW:



Σχ.5.14. Συγκριτικό ραβδόγραμμα απωλειών ισχύος αγωγής, διακοπτικών και συνολικών για όλα τα εξεταζόμενα διακοπτικά στοιχεία του πειράματος A για φορτία των 1kW και 3kW. Οι απώλειες αντί για W δίνονται σε α.μ. τιμές μέσω του λόγου των απωλειών στα 3kW προς τις απώλειες στο 1kW.

Εξετάζοντας το σχ.5.14, μπορούμε να επαληθεύσουμε ότι τα MOSFET έχουν δυσανάλογα μεγαλύτερες απώλειες αγωγής από τα IGBT, άρα και συνολικές, με την αύξηση να είναι πιο έντονη στα κλασικά MOSFET, με απώλειες αγωγής από 12.5 έως 21 φορές μεγαλύτερες στο φορτίο των 3kW από ότι του 1kW. Ακολουθούν τα SiC-MOSFET με απώλειες αγωγής 9-10 φορές μεγαλύτερες και αρκετά πιο κάτω βρίσκονται τα IGBT με 4-5 φορές μεγαλύτερες απώλειες αγωγής. Αξιοσημείωτο είναι το γεγονός πως οι απώλειες αγωγής στα MOSFET δεν είναι $3^2=9$ φορές μεγαλύτερες και στα IGBT 3 φορές μεγαλύτερες όπως θα αναμέναμε από την αντίστοιχη τους εξάρτηση από το ρεύμα αγωγής, καθώς εμπλέκεται ο παράγοντας της θερμοκρασίας, η οποία αυξάνει με τη σειρά της περαιτέρω τις απώλειες αγωγής. Συγκεκριμένα, οι συνολικές απώλειες ισχύος εκλύουν θερμότητα, η οποία ανεβάζει τη θερμοκρασία και η θερμοκρασία αυτή ανεβάζει στη συνέχεια τις απώλειες αγωγής άρα και τις συνολικές απώλειες του ημιαγωγικού διακόπτη, οι οποίες οδηγούν σε έκλυση περισσότερης θερμότητας και ο ίδιος κύκλος επαναλαμβάνεται. Η τελευταία διαδικασία είναι υπεύθυνη για αυτή την δυσανάλογη (με την εξάρτηση από το ρεύμα) αύξηση των απωλειών αγωγής στα MOSFET (πολύ μεγαλύτερη του 9 α.μ.) και την επιπρόσθετη αύξηση στα IGBT (μεγαλύτερη του 3 α.μ.), όπου η θερμοκρασιακή εξάρτηση δεν είναι τόσο έντονη όσο στα MOSFET. Μονάχα οι απώλειες αγωγής των SiC-MOSFET είναι κοντά στο 9 α.μ., το οποίο οφείλεται στις συνολικές τους απώλειες που είναι αρκετά μικρές ώστε να μην αυξάνεται η θερμοκρασία σε βαθμό που έχει αισθητή επίδραση πάνω τους. Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι οι διακοπτικές απώλειες όλων των εξεταζόμενων στοιχείων είναι περίπου 3 φορές μεγαλύτερες στα 3kW από ότι στα 1kW, αναμενόμενο για την γραμμική τους εξάρτηση από το ρεύμα στα MOSFET και υποδεικνύοντας ασθενή θερμοκρασιακή εξάρτηση στα IGBT.

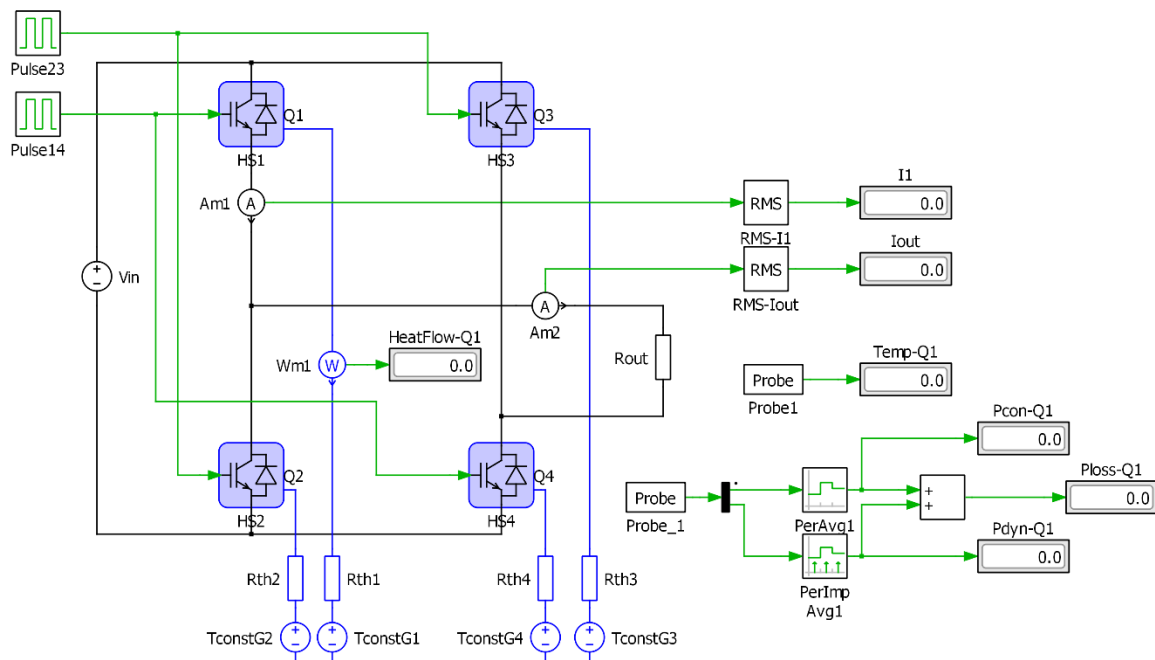
Τα γενικά μας συμπεράσματα για το πείραμα A είναι τα εξής:

- τα MOSFET πλεονεκτούν εν γένει στις διακοπτικές απώλειες έναντι των IGBT, καθιστώντας τα καταλληλότερα για εφαρμογές υψηλών διακοπτικών συχνοτήτων,

- τα IGBT πλεονεκτούν εν γένει στις απώλειες αγωγής έναντι των MOSFET, καθιστώντας τα καταλληλότερα για εφαρμογές υψηλών ρευμάτων αγωγής και
- τα SiC-MOSFET έχουν καλύτερες επιδόσεις τόσο στις απώλειες αγωγής όσο και στις διακοπτικές απώλειες και καθίστανται τα πιο ευέλικτα σε εύρος εφαρμογών, με μοναδικό περιοριστικό παράγοντα το κόστος τους.

5.1.3 Πείραμα Β – Διάταξη Μεγιστοποίησης Διακοπτικών Απωλειών Ίσου Φορτίου

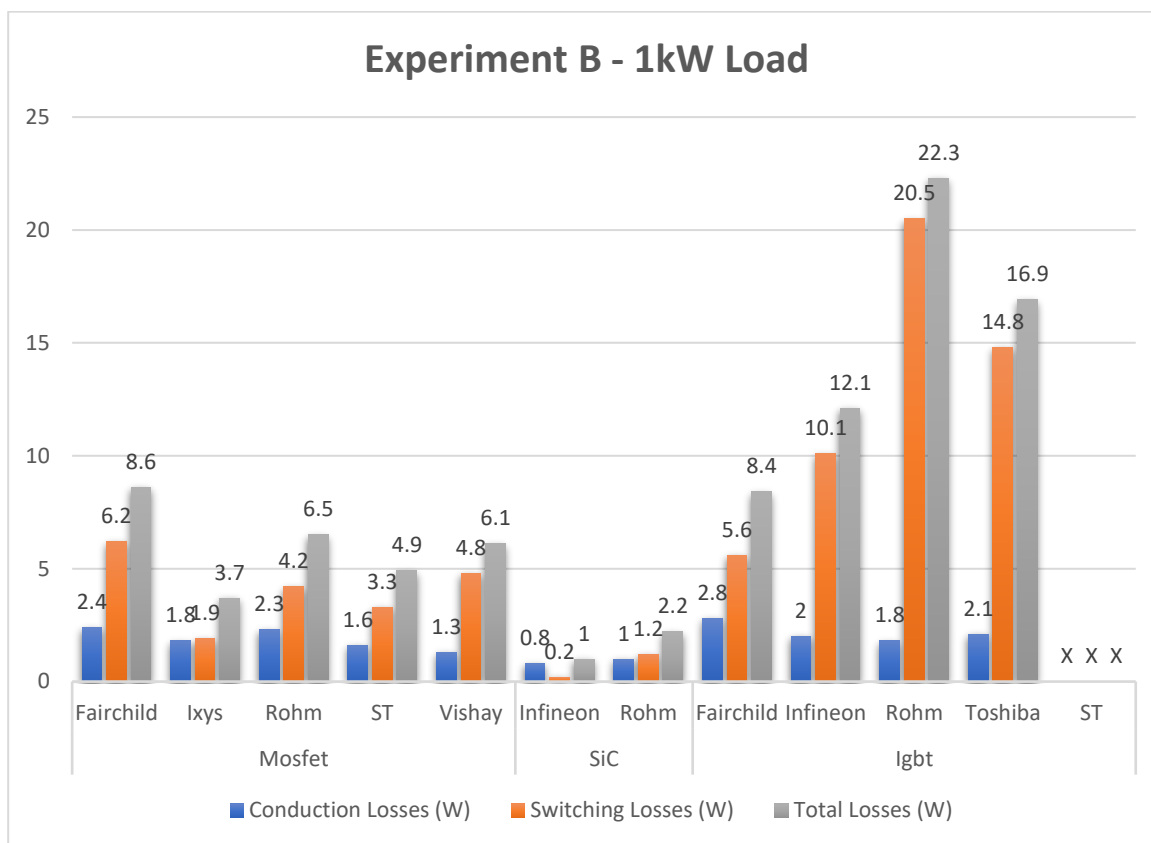
Στο πείραμα Β μετράμε τις απώλειες αγωγής, τις διακοπτικές και τις συνολικές (το άθροισμα των 2 πρώτων) και για τα 12 εξεταζόμενα διακοπτικά στοιχεία σε μία διάταξη μεγιστοποίησης των διακοπτικών απωλειών για φορτία 1kW και 3kW. Για τις αντιπαράλληλες διόδους δεν χρειάστηκε να μετρηθούν απώλειες, καθώς οι πρώτες στο πείραμα Β δεν συμμετέχουν καθόλου στην αγωγή ρεύματος και όντας συνεχώς σβηστές-OFF δεν υφίστανται μεταγωγή, οπότε και οι απώλειές τους είναι μηδαμινές. Η συχνότητα συντονισμού παραμένει 85kHz και η τάση εισόδου 250V, όπως στο πείραμα Α. Παρακάτω φαίνεται η πειραματική διάταξη του πειράματος στο PLECS:



Σχ.5.15. Πειραματική διάταξη μέτρησης απωλειών γέφυρας εισόδου σε κύκλωμα μεγιστοποίησης διακοπτικών απωλειών (πείραμα Β) υπό ίσα φορτία με του προηγούμενου πειράματος. Διακρίνονται τα θερμικά κυκλώματα μέσα από τα οποία ρέει η θερμότητα των απωλειών, καθώς και οι υπομονάδες για τον υπολογισμό των διαφόρων απωλειών των ημιαγωγών ισχύος.

Η διάταξη του πειράματος Β στο σχ.5.15 αποτελείται από μία απλή αντίσταση φορτίου ίσης τιμής με των φορτίων του πειράματος Α συνδεδεμένη στην έξοδο της γέφυρας εισόδου. Δεν υφίσταται νεκρός χρόνος μεταξύ της εναλλαγής των διακοπτικών ζευγών σε αγωγή, ώστε να γίνεται «σκληρή» μεταγωγή υπό πλήρες ρεύμα φορτίου και στην έναυση και στην σβέση και να προσκομίσουμε έτσι την χειρίστη περίπτωση για τις διακοπτικές απώλειες, για συγκρίσεις με το πείραμα Α. Υλοποιήθηκαν επίσης τα θερμικά κυκλώματα που προσομοιώνουν ψήκτρες αντίστασης $R_{\theta}=2 \text{ K/W}$ από το στοιχείο στο περιβάλλον και οι μετρητές για τις rms-τιμές των ρευμάτων διακοπών και HFL, καθώς και για την ροή θερμότητας P_{θ} (σε Watt) από τους διακόπτες και μέσω των ψηκτρών στο περιβάλλον, όπως στο πείραμα Α. Η θερμοκρασία των διακοπών T_j συνεχίζει να δίνεται από τον τύπο (5.12). Τέλος, στο σχ.5.15 διακρίνουμε και τις υπομονάδες υπολογισμού των 3 ειδών απωλειών των διακοπών, όπως στο προηγούμενο πείραμα.

Ακολουθεί το ραβδόγραμμα απωλειών των στοιχείων της γέφυρας εισόδου του πειράματος B για φορτίο 1kW:

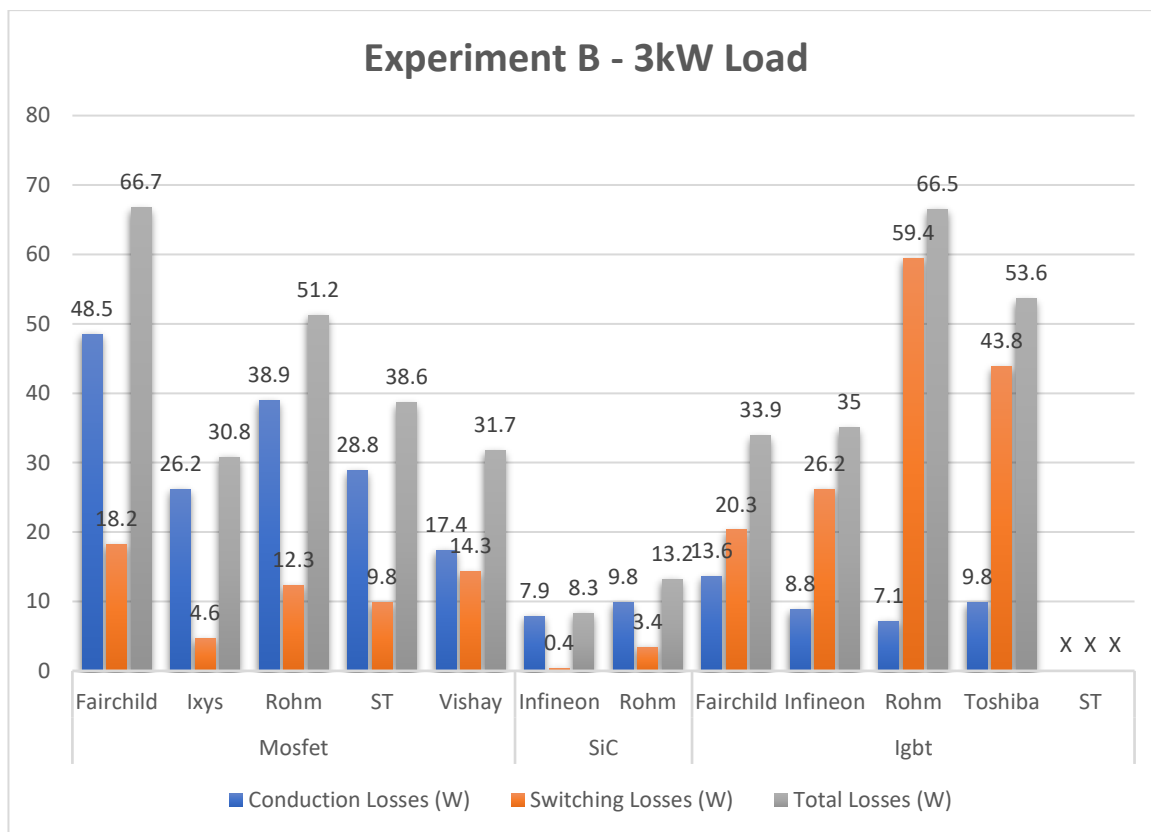


Σχ.5.16. Ραβδόγραμμα απωλειών ισχύος αγωγής, διακοπτικών και συνολικών για όλα τα εξεταζόμενα διακοπτικά στοιχεία του πειράματος B σε φορτίο του 1kW. Στο τελευταίο IGBT της ST δεν εμφανίζονται τιμές λόγω της θερμικής διαφυγής και καταστροφής που έχει υποστεί.

Παρατηρώντας το σχ.5.16, συνάγουμε τις εξής ομοιότητες με το προηγούμενο πείραμα (βλ. σχ.5.12 και από κάτω σχολιασμό):

- οι απώλειες αγωγής των MOSFET είναι συγκρίσιμες με των IGBT για φορτίο 1kW,
- τα IGBT έχουν σαφώς μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες από τα MOSFET (με εξαίρεση τα 2 στοιχεία της Fairchild) και
- τα SiC-MOSFET έχουν αισθητά καλύτερες επιδόσεις και στα 2 είδη απωλειών σε σχέση με τους υπόλοιπους ημιαγωγικούς διακόπτες.

Η κύρια διαφορά του πειράματος B από το πείραμα A για φορτίο 1kW είναι προφανώς και λόγω της ειδικής διάταξης του B οι έντονα αυξημένες διακοπτικές απώλειες (1 τάξη μεγέθους μεγαλύτερες) για όλα μας τα στοιχεία, που ξεπερνάνε τις απώλειες αγωγής ακόμα και στα MOSFET. Το ST-IGBT επίσης δεν εμφανίζεται πλέον με τιμές γιατί έχει παράλογα μεγάλες απώλειες και πρακτικά έχει καταστραφεί λόγω θερμικής διαφυγής, δηλαδή: οι συνολικές απώλειες ισχύος εκλύουν θερμότητα, η οποία ανεβάζει τη θερμοκρασία και η θερμοκρασία αυτή ανεβάζει στη συνέχεια τις συνολικές απώλειες (αγωγής και διακοπτικές) του IGBT, οι οποίες οδηγούν σε έκλυση περισσότερης θερμότητας και ο ίδιος κύκλος επαναλαμβάνεται. Αν αυτή η διεργασία συνδυαστεί με ιδιαίτερα υψηλές απώλειες ενός στοιχείου μαζί με την έντονη θερμοκρασιακή τους εξάρτηση όπως στο ST-IGBT, τότε ενεργοποιείται μηχανισμός θετικής ανάδρασης, η λεγόμενη θερμική διαφυγή και κυριολεκτικά «εκτοξεύονται» δίχως σταθεροποίηση οι απώλειες μέχρι να καεί – καταστραφεί το στοιχείο. Θα ακολουθήσει επανάληψη του πειράματος B για υψηλότερο φορτίο 3kW ώστε να φανεί η επίδραση υψηλότερων ρευμάτων κυρίως στις απώλειες αγωγής:



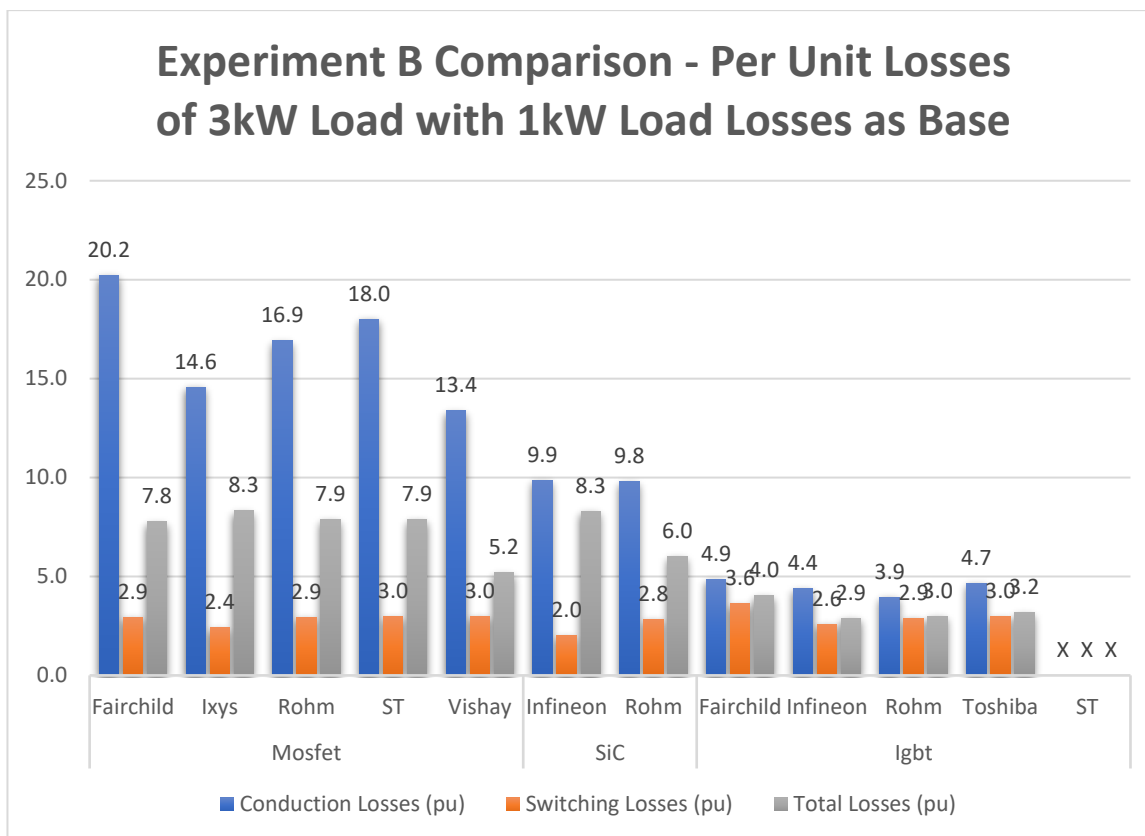
Σχ.5.17. Ραβδόγραμμα απωλειών ισχύος αγωγής, διακοπτικών και συνολικών για όλα τα εξεταζόμενα διακοπτικά στοιχεία του πειράματος B σε φορτίο των 3kW. Στο τελευταίο IGBT της ST δεν εμφανίζονται τιμές λόγω της θερμικής διαφυγής και καταστροφής που έχει υποστεί.

Από τα σχ.5.17 και σχ.5.13, διακρίνουμε τα εξής κοινά των 2 πειραμάτων για φορτίο 3kW:

- τα MOSFET με την αύξηση του ρεύματος αγωγής ξεπερνούν πλέον κατά πολύ τα IGBT στις απώλειες αγωγής, εξαιτίας της τετραγωνικής εξάρτησης των δευτέρων από το πρώτο,
- τα SiC-MOSFET συνεχίζουν να υπερτερούν σε σχέση με όλους τους υπόλοιπους ημιαγωγικούς διακόπτες στις διακοπτικές και συνολικές απώλειες, ωστόσο στις απώλειες αγωγής υστερούν ή είναι παραπλήσιων επιδόσεων με τα IGBT, γεγονός που καταδεικνύει ξανά την ισχυρότερη τετραγωνική εξάρτησή τους με το ρεύμα και
- οι διακοπτικές απώλειες σε όλα τα στοιχεία αυξάνονται ομαλότερα, ευθέως ανάλογα με την αύξηση του φορτίου και των ρευμάτων.

Ωστόσο λόγω του συνδυασμού των αυξημένων απωλειών σε φορτίο 3kW με τις πολύ μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες (1 τάξη μεγέθους μεγαλύτερες) που ενέχει η διάταξη του πειράματος B, περισσότερα στοιχεία πλέον (Fairchild-MOSFET, Rohm-MOSFET, Rohm-IGBT, Toshiba-IGBT) λειτουργούν σε οριακές με την καταστροφή των ημιαγωγών ισχύος θερμοκρασίες, συγκεκριμένα στο εύρος 125-175°C. Το ST-IGBT συνεχίζει να μην εμφανίζεται πλέον με τιμές, καθώς έχει καεί – καταστραφεί από θερμική διαφυγή με παράλογα μεγάλες απώλειες, επιπρόσθετη ένδειξη ότι δεν προορίζεται για λειτουργία στις συχνότητες της τάξης των 100kHz που βρισκόμαστε. Επίσης, τα μεγαλύτερα ρεύματα αγωγής λόγω του φορτίου των 3kW αυξάνουν τις απώλειες αγωγής σε τέτοιο βαθμό ώστε στα MOSFET να ξεπερνάνε πλέον τις διακοπτικές απώλειες με πλήρη «σκληρή» μεταγωγή στην έναυση και σβέση τους του πειράματος B.

Παρατίθεται παρακάτω και ένα συγκριτικό ραβδόγραμμα των απωλειών του πειράματος B, με τις απώλειες στο φορτίο 3kW να είναι σε α.μ. τιμές με βάση τις απώλειες φορτίου 1kW:



Σχ.5.18. Συγκριτικό ραβδόγραμμα απωλειών ισχύος αγωγής, διακοπτικών και συνολικών για όλα τα εξεταζόμενα διακοπτικά στοιχεία του πειράματος B για φορτία των 1kW και 3kW. Οι απώλειες αντί για W δίνονται σε α.μ. τιμές μέσω του λόγου των απωλειών στα 3kW προς τις απώλειες στο 1kW.

Από την εξέταση του σχ.5.18, βλέπουμε την ίδια ακριβώς αυξητική τάση των απωλειών με του πειράματος A του σχ.5.14. Δηλαδή, οι απώλειες αγωγής εμφανίζονται δυσανάλογα μεγαλύτερες σε σχέση με την εξάρτησή τους από το ρεύμα (περισσότερο στα κλασικά MOSFET και λιγότερο στα IGBT), λόγω περαιτέρω αύξησής από την θερμοκρασιακή τους εξάρτηση, ενώ οι διακοπτικές απώλειες, ενώ οι διακοπτικές απώλειες όλων των εξεταζόμενων στοιχείων είναι περίπου 3 φορές μεγαλύτερες στα 3kW από ότι στα 1kW, αναμενόμενο για την γραμμική τους εξάρτηση από το ρεύμα στα MOSFET και υποδεικνύοντας ασθενή θερμοκρασιακή εξάρτηση στα IGBT. Επιπλέον, τα SiC-MOSFET παρουσιάζουν απώλειες αγωγής κοντά στο $3^2=9$ α.μ., το οποίο οφείλεται στις συνολικές τους απώλειες που είναι αρκετά μικρές ώστε να μην αυξάνεται η θερμοκρασία σε βαθμό που έχει αισθητή επίδραση πάνω τους.

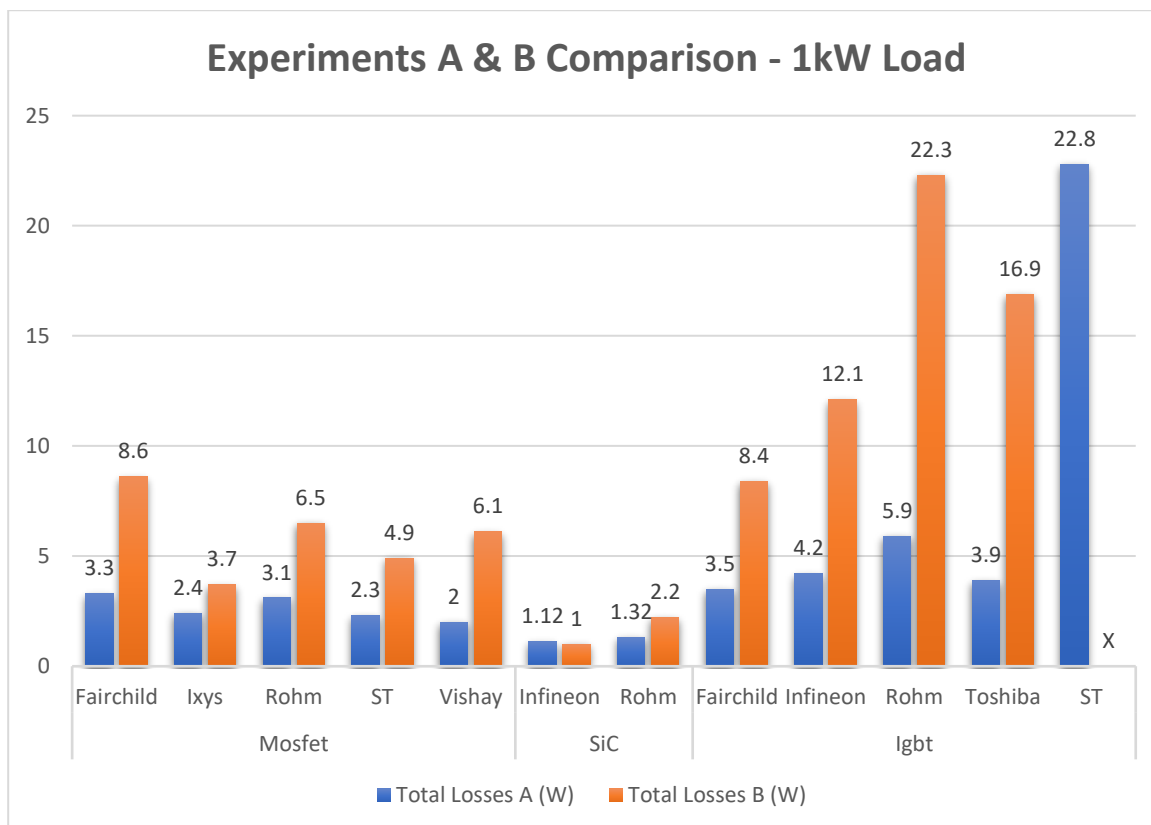
Τα γενικά μας συμπεράσματα για το πείραμα B αναφορικά με τα MOSFET, τα IGBT και τα SiC-MOSFET παραμένουν ίδια με αυτά του πειράματος A.

Εν κατακλείδι, αξίζει να σταθούμε στις απώλειες αγωγής του πειράματος B σε σχέση με του A, που είναι συγκρίσιμων τιμών μεταξύ τους και στις οποίες επιδρούν 2 αντίθετοι μηχανισμοί:

- 1) αφενός το ρεύμα HFL του πειράματος A είναι ελαφρώς μεγαλύτερης rms τιμής από το ρεύμα φορτίου του πειράματος B (λόγω του LLC-δικτύου που τραβάει και άεργο ρεύμα), με αντίστοιχα να ισχύουν για τα ρεύματα αγωγής των διακοπών, γεγονός που τείνει να μειώσει τις απώλειες αγωγής του πειράματος B σε σχέση με του A και
- 2) αφετέρου οι κατά πολύ αυξημένες διακοπτικές απώλειες του πειράματος B ανεβάζουν σημαντικά τις συνολικές απώλειες που εκλύουν και παραπάνω θερμότητα και τείνουν να αυξήσουν λόγω θερμοκρασιακής τους εξάρτησης τις απώλειες αγωγής του πειράματος B σε σχέση με του A.

5.1.4 Σύγκριση Πειραμάτων A & B – Συμπεράσματα – Επιλογή Στοιχείου

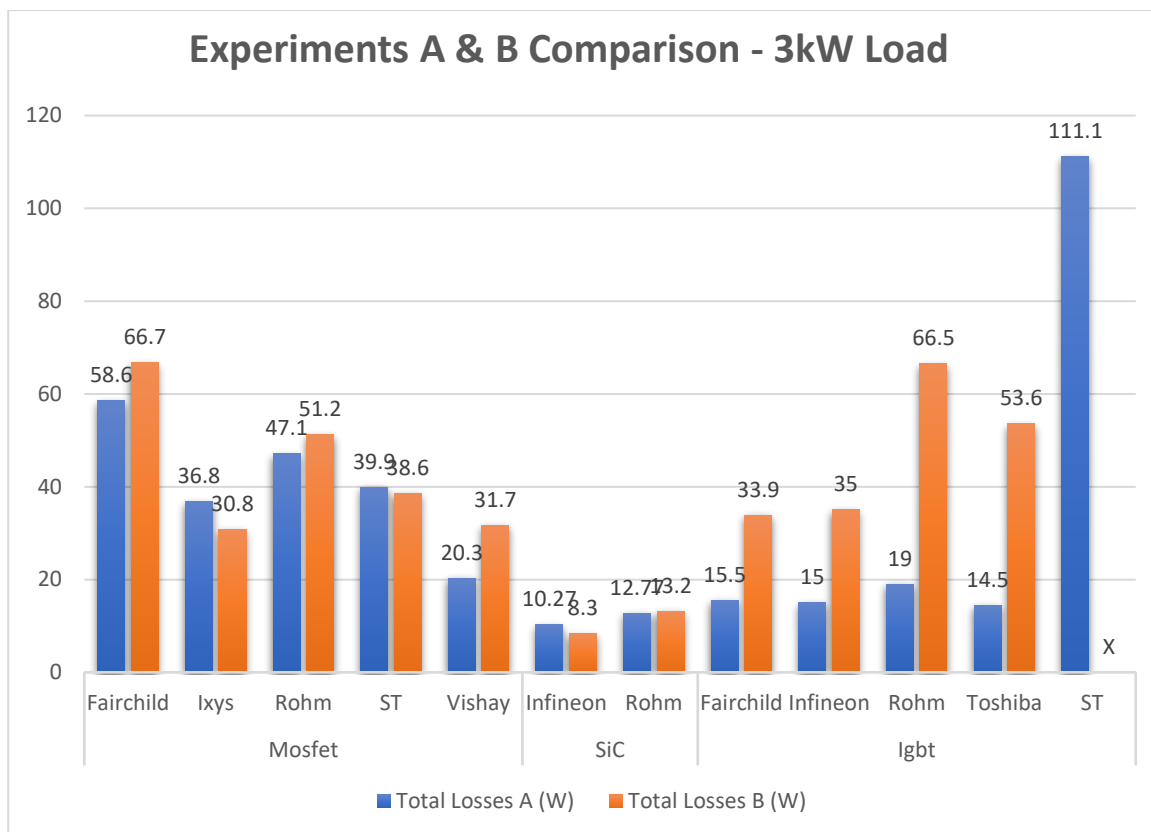
Στο παρακάτω ραβδόγραμμα παρουσιάζονται οι συνολικές απώλειες όλων των στοιχείων για το πείραμα A συγκριτικά με του πειράματος B για φορτίο ισχύος 1kW (το ST-IGBT στο πείραμα B δεν εμφανίζεται λόγω θερμικής διαφυγής και καταστροφής του):



Σχ.5.19. Συγκριτικό ραβδόγραμμα συνολικών απωλειών των πειραμάτων A & B για φορτίο 1kW.

Στο σχ.5.19 παρατηρούμε ότι οι απώλειες του πειράματος B σε φορτίο 1kW ξεπερνούν για όλα τα στοιχεία, εκτός του SiC-MOSFET της Rohm, κατά πολύ τις απώλειες του πειράματος A ίδιου φορτίου, πράγμα αναμενόμενο λόγω των παραπλήσιων απωλειών αγωγής των 2 πειραμάτων και των πολύ μεγαλύτερων διακοπτικών απωλειών (διαφορά 1 τάξης μεγέθους) του πειράματος B σε σχέση με του A. Ωστόσο, αυτή η τάση δεν ισχύει και για το SiC-MOSFET της Rohm, το οποίο έχει τόσο χαμηλές διακοπτικές απώλειες ώστε μόνο λόγω των κατ'όλιγον αυξημένων απωλειών αγωγής του στο πείραμα A να έχει (σε αντίθεση με τα υπόλοιπα στοιχεία) καλύτερες επιδόσεις στο πείραμα B.

Ακολουθεί και το ραβδόγραμμα συνολικών απωλειών των 2 πειραμάτων του φορτίου 3kW:



Σχ.5.20. Συγκριτικό ραβδόγραμμα συνολικών απωλειών των πειραμάτων A & B για φορτίο 3kW.

Καθώς αυξάνουμε την ισχύ φορτίου και αντιστοίχως και το ρεύμα αγωγής, παρατηρούμε στο σχ.5.20 κάτι πολύ ενδιαφέρον για τη σύγκριση των 2 πειραμάτων: στα κλασσικά MOSFET η δυσανάλογη αύξηση των απωλειών αγωγής σε σχέση με την αύξηση των διακοπτικών απωλειών έχει ανατρέψει το πρωτείο του πειράματος A και πλέον οι απώλειες των περισσότερων (πλην του Vishay-MOSFET) είναι μεγαλύτερες στο πείραμα A, μόνο και μόνο λόγω του ελαφρώς αυξημένου ρεύματος οφειλόμενου στην άεργη συνιστώσα που εισάγει το LLC-δίκτυο. Στα SiC-MOSFET ισχύει ακριβώς το ίδιο με τα κλασσικά, ενώ τα IGBT λόγω των καλύτερων επιδόσεων κατά την αγωγή και των χειρότερων κατά τη μεταγωγή, συνεχίζουν να έχουν σημαντικά μικρότερες απώλειες στο πείραμα A σχετικά με το B.

Συμπερασματικά, η λειτουργία του LLC-μετατροπέα στον συντονισμό (πείραμα A) οφείλει πολύ από άποψη περιορισμού απωλειών τόσο τα MOSFET (τα κλασσικά) όσο και τα IGBT σε χαμηλότερα φορτία (όπως 1kW), έναντι ενός κυκλώματος που δεν παρέχει δυνατότητα ομαλής μεταγωγής (πείραμα B). Ωστόσο δεν προσφέρει κάποιο κέρδος στα MOSFET για μεγαλύτερα φορτία (όπως 3kW), καθώς κύρια συνεισφορά στις συνολικές απώλειες τους έχουν οι απώλειες αγωγής, οι οποίες είναι αυξημένες στον LLC λόγω των μεγαλύτερων ρευμάτων για ίσα φορτία (άεργη συνιστώσα ρεύματος). Τα SiC-MOSFET από την άλλη μεριά δεν οφελούνται εν γένει από την μείωση διακοπτικών απωλειών που παρέχει ο LLC-μετατροπέας στον συντονισμό, αφού ήδη έχουν πολύ καλές επιδόσεις σε αυτόν τον τομέα, ενώ επηρεάζονται δυσμενώς από τις μεγαλύτερες απώλειες αγωγής που εισάγουν τα αυξημένα ρεύματα του LLC. Το μεγάλο όφελος του LLC-μετατροπέα και της ιδιότητάς του για ιδιαίτερα μειωμένες απώλειες στον συντονισμό φαίνεται ξεκάθαρα στα IGBT, τα οποία θα είχαν τόσο υψηλές διακοπτικές απώλειες σε μία διάταξη χωρίς ομαλή μεταγωγή, ώστε να μην μπορούσαν να λειτουργήσουν για κάποια φορτία και πάνω σε συχνότητες της τάξης των 100kHz με ευλόγου όγκου ψήκτρες και φυσική απαγωγή θερμότητας. Με τον περιορισμό όμως των διακοπτικών απωλειών που παρέχει ο LLC-μετατροπέας, τα ίδια IGBT για τα ίδια φορτία στις ίδιες υψηλές συχνότητες και με την ίδια ψύξη μπορούν πλέον να λειτουργούν συνεχόμενα χωρίς να υπερθερμαίνονται και να καούν – καταστραφούν.

Να σημειωθεί ότι εάν περιλαμβάνονταν και οι απώλειες των αντιπαράλληλων διόδων στο πείραμα Α, θα ανέβαζαν τις απώλειες όλων των υπό δοκιμή στοιχείων του, επηρεάζοντας αρνητικά εις βάρος του τις συγκρίσεις με το πείραμα Β, στο οποίο δεν υφίστανται απώλειες αντιπαράλληλων διόδων. Ωστόσο, οι γενικές τάσεις των συγκρίσεων των 2 πειραμάτων για διαφορετικά στοιχεία και φορτία θα παρέμεναν ίδιες, με το πείραμα Α να πλεονεκτεί στα IGBT και σε χαμηλότερα φορτία έναντι του Β.

Τέλος, θα σχολιαστεί συντόμως η επιλογή του καταλληλότερου στοιχείου για τον μετατροπέα LLC, ο οποίος θα λειτουργεί κυρίως στη συχνότητα συντονισμού του και γύρω από αυτή, άρα και θα μελετηθούν τα ραβδογράμματα του πειράματος Α των σχ.5.12 και σχ.5.13. Από άποψη συνολικών απωλειών, υπερτερούν τα SiC-MOSFET τόσο στο 1kW όσο και στα 3kW και ειδικά αυτό της Infineon (1.1W και 10.3W αντίστοιχα), το οποίο θα επιλέγαμε για την γέφυρα εισόδου του μετατροπέα μας. Επειδή όμως τα SiC-MOSFET είναι σημαντικά ακριβότερα από τις υπόλοιπες 2 κατηγορίες στοιχείων, αποκλείοντάς τα παρατηρούμε ότι για φορτίο 1kW το MOSFET της Vishay εμφανίζει τις λιγότερες συνολικές απώλειες (2W), ενώ για 3kW φορτίο χαμηλότερες απώλειες έχει το IGBT της Toshiba (14.5W), οπότε θα επιλέγαμε αυτά τα στοιχεία για τις αντίστοιχες ισχύεις. Κλείνοντας, να σημειωθεί ότι οι συνολικές απώλειες της ενεργής γέφυρας εισόδου θα είναι οι απώλειες του χρησιμοποιούμενου ημιαγωγικού διακόπτη επί 4, το πλήθος τους στην ενεργή γέφυρα.

5.2 Επιλογές Στοιχείων LLC-Δικτύου στο HFL

Για την επιλογή των στοιχείων του δικτύου συντονισμού του LLC-μετατροπέα, συμβουλευτήκαμε την μεθοδολογία σχεδιασμού της βιβλιογραφικής πηγής [22], η οποία συνδυάστηκε με τις δικές μας σχεδιαστικές μεθόδους και παραδοχές. Παρακάτω παρατίθενται οι σχεδιαστικές προδιαγραφές που τέθηκαν για τον τρέχοντα LLC-μετατροπέα:

ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ	
Κέρδος Τάσης (ελάχιστο εύρος τιμών)	$K=0.6\div 1.2(V/V)$
Τάση Εισόδου – Ονομαστική Τάση	$V_d=V_N=250V$
Τάση Εξόδου (βάσει κέρδους)	$V_o=150\div 300V$
Νεκρός Χρόνος	$T_d=200nsec$
Διακοπτικές Συχνότητες Λειτουργίας	$f_s=50\div 120kHz$
Συχνότητα Συντονισμού	$f_r=85kHz$
Ονομαστική Ισχύς	$P_N=1kW (@V_o=V_N=250V)$

Πιν.5.1. Πίνακας προδιαγραφών του προς σχεδίαση LLC-μετατροπέα μας.

Η σχεδιαστική μας προσέγγιση θα ξεκινήσει με τον προσδιορισμό του πηνίου μαγνήτισης L_m , το οποίο πρακτικά είναι συνήθως η αυτεπαγωγή μαγνήτισης του HFT στο HFL του μετατροπέα. Το ρεύμα των διακοπών κατά το τέλος της διακοπτικής τους ημιπεριόδου στον συντονισμό ταυτίζεται με το μέγιστο ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης [22] (βλ. και 4.3.2.2), το οποίο έχει ήδη προσδιοριστεί στη σχέση (4.60) ξαναδίνεται παρακάτω:

$$I_{L_m,max} = \frac{V_o T_s}{L_m 4} = \frac{\pi V_o}{2 \omega_s L_m} \quad (5.13)$$

Η τιμή του L_m έχει αντικρουόμενα οφέλη – μειονεκτήματα με την μεταβολή της: μικρότερο L_m συνεπάγεται υψηλότερα ρεύματα και απώλειες αγωγής, αλλά γρηγορότερα μεταβατικά στη «σκληρή» μεταγωγή (hard switching) των διακοπών, ενώ μεγαλύτερο L_m συντελεί σε χαμηλότερα ρεύματα και απώλειες αγωγής, όμως με πιο αργά μεταβατικά κατά το hard-switching [22]. Η διάρκεια αυτής της μετάβασης της τάσης των διακοπών κατά το hard-switching επηρεάζει την απαιτούμενη διάρκεια του νεκρού χρόνου T_d , η οποία όμως ορίζεται στις προδιαγραφές του πιν.5.1. Ουσιαστικά, σε αυτή τη μετάβαση φορτίζει – εκφορτίζει τις παρασιτικές χωρητικότητες των διακοπικών στοιχείων το ρεύμα που έχει μείνει αμέσως πριν

τη σβέση τους, στην αρχή του νεκρού χρόνου. Στις συχνότητες άνω του συντονισμού, το ρεύμα αυτό είναι μεγαλύτερο του ρεύματος πηγίου μαγνήτισης, οπότε και με ασφάλεια εκτελείται η μετάβαση της τάσης των διακοπών πριν το πέρας του νεκρού χρόνου, ωστόσο η «σκληρή» μεταγωγή με αυτό το μεγαλύτερο ρεύμα εισάγει περισσότερες διακοπτικές απώλειες ισχύος [22]. Ο νεκρός χρόνος στην μεθοδολογία μας αυτή ορίζεται βάσει του μεταβατικού των διακοπών στον συντονισμό, με ρεύμα φόρτισης – εκφόρτισης των παρασιτικών χωρητικοτήτων τους το μέγιστο ρεύμα πηγίου μαγνήτισης της (5.13), το οποίο για να προλαβαίνει να εκτελεί την μετάβαση της τάσης διακοπών πρέπει να πληρεί την ακόλουθη ανίσωση [22]:

$$I_{L_m, max} \geq \frac{2V_d C_j}{T_d} \quad (5.14)$$

Στην παραπάνω ανίσωση, η παρασιτική χωρητικότητα C_j είναι η ισοδύναμη βάσει χρόνου φόρτισης (γιατί οι παρασιτικές χωρητικότητες του στοιχείου μεταβάλλονται έντονα με την τάση του) χωρητικότητα εξόδου του διακοπτικού στοιχείου $C_{o(tr)}$, η οποία δίνεται στο φύλλο δεδομένων του. Το διακοπτικό στοιχείο που έχει επιλεγεί στην παρούσα σχεδίαση είναι το MOSFET της Vishay, καθώς έχοντας αποκλείσει τα SiC-MOSFET (για έναν σχεδιασμό με τα συνηθισμένα στοιχεία), έχει τις χαμηλότερες απώλειες στη λειτουργία συντονισμού του LLC για ονομαστικό φορτίο 1kW (σύμφωνα με προδιαγραφές). Από το φύλλο δεδομένων του παίρνουμε την τιμή για την παρασιτική χωρητικότητα $C_j=C_{o(tr)}$ ίση με 285pF [13].

Η βέλτιστη τιμή του L_m για χαμηλές απώλειες αγωγής ταυτόχρονα με επαρκή ρεύματα για γρήγορη μετάβαση τάσης διακοπών κατά τη σβέση τους, βρίσκεται στην ελάχιστη τιμή της ανίσωσης (5.14), η οποία συνδυαστικά με την (5.13) για τη συχνότητα συντονισμού μας δίνει την παρακάτω έκφραση προσδιορισμού του L_m [22]. Αντικαθιστώντας τις τιμές των προδιαγραφών του πιν.5.1 μαζί με την τιμή της $C_j=C_{o(tr)}$ στην παρακάτω έκφραση, προσκομίζουμε την αυτεπαγωγή του πηγίου μαγνήτισης L_m :

$$L_m = \frac{T_d}{8f_r C_{o(tr)}} = \frac{200nsec}{8 \times 85kHz \times 285pF} \Rightarrow L_m = 1.03mH \quad (5.15)$$

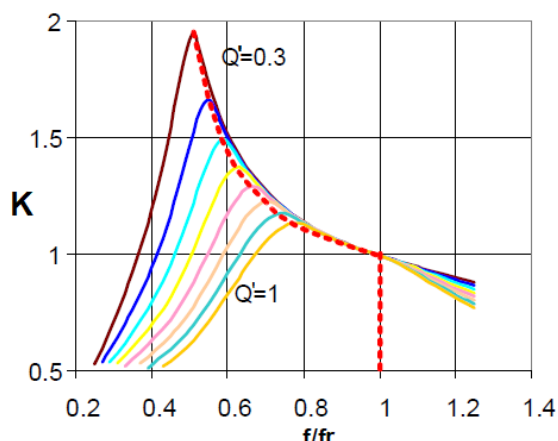
Να σχολιαστεί ότι για συχνότητες κάτω του συντονισμού και περιοχές επαγωγικής (σύμφωνα με τον ορισμό του κεφαλαίου 1.2) ακόμα λειτουργίας, το ρεύμα μετάβασης της τάσης των διακοπών κατά τη σβέση τους στον νεκρό χρόνο μπορεί (όχι απαραίτητα γιατί ενώ δεν είναι μέγιστο το ρεύμα του L_m ανεβαίνει και η τάση του) να είναι μικρότερο από αυτό στον συντονισμό και συνεπώς ανεπαρκές για πλήρη μετάβαση εντός της διάρκειας T_d . Για να καλυφθεί αυτό το κενό, μπορεί να αποφασιστεί η online μεταβολή της διάρκειας T_d του νεκρού χρόνου ανάλογα με τη λειτουργική κατάσταση του μετατροπέα.

Παρακάτω δίνονται οι βασικές ποσότητες γύρω από τις οποίες περιστρέφεται ο σχεδιασμός του LLC-μετατροπέα: ο συντελεστής ποιότητας Q , ο παράγοντας m , που εκφράζει την συνολική αυτεπαγωγή του LLC-δικτύου προς την αυτεπαγωγή σειράς L_r (δηλαδή ο λόγος των 2 πηνίων συν 1) και η (κυκλική) συχνότητα συντονισμού ω_r , η οποία δίνει μοναδιαίο κέρδος ανεξαρτήτως φορτίου. Επιπρόσθετα δίνεται και ο συντελεστής ποιότητας βάσει της αντίστασης εξόδου Q' , που χρησιμοποιείται στην ανάλυση της πηγής [22], σε αντίθεση με τον συντελεστή ποιότητας βάσει της FHA-ισοδύναμης αντίστασης Q , που χρησιμοποιείται στην εργασία αυτή.

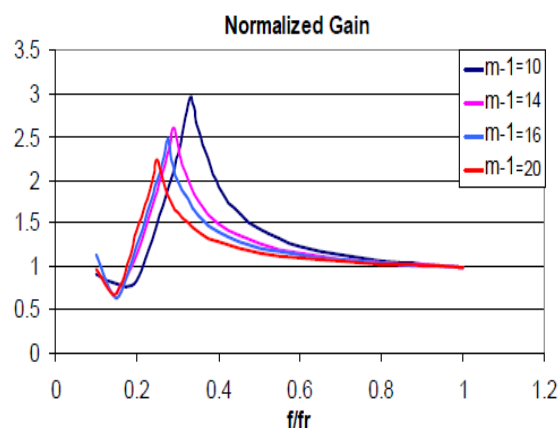
$$\left\{ Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} = \frac{\pi^2}{8} Q' \mid Q' = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{out}} \mid m = 1 + \frac{L_m}{L_r} \mid \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \right\} \quad (5.16)$$

Βάσει των παραπάνω ποσοτήτων Q , Q' , m μεταβάλλεται τόσο το μέγιστο κέρδος K_{max} όσο και η συχνότητα f_{Kmax} στην οποία εμφανίζεται. Ειδικότερα και παρατηρώντας το σχ.5.21, με την μείωση των Q , Q' μεγαλώνει η τιμή του μεγίστου κέρδους, ενώ η συχνότητα εμφάνισής

του μικραίνει. Βάσει του σχ.5.22, με την μείωση του m επίσης μεγαλώνει το μέγιστο κέρδος, μεγαλώνει όμως και η συχνότητά του. Να ξεκαθαριστεί πως εάν δεν είναι επιθυμητό ο μετατροπέας να λειτουργεί κάτω της συχνότητας μέγιστου κέρδους, δηλαδή με χωρητική συμπεριφορά, η ελάχιστη συχνότητα λειτουργίας τους για μία περιοχή συντελεστών Q και m ανεβαίνει πάνω από την ελάχιστη των 50kHz. Ακολούθως θα βρεθούν Q και m για κατάλληλη τιμή μέγιστου κέρδους και ελάχιστη συχνότητα εμφάνισής του. Πρακτικές τιμές του m για να μπορούν να ολοκληρωθούν τα 2 πηνία σε έναν HFT πρέπει να υπερβαίνουν το 10. Στην παρούσα σχεδίαση επιλέχθηκε $m=11$ (για λόγο πηνίων 10), τιμή αφενός οριακή για υλοποίηση μέσω HFT, αφετέρου επαρκώς μικρή για επίτευξη του μέγιστου κέρδους 1.2(V/V) των προδιαγραφών με συχνότητα εμφάνισης την ελάχιστη δυνατή 50kHz των προδιαγραφών.



Σχ.5.21. Οικογένεια γραφημάτων κέρδους-συχνότητας όπου φαίνεται η μεταβολή τους με τον συντελεστή ποιότητας Q' [22].



Σχ.5.22. Οικογένεια γραφημάτων κέρδους-συχνότητας όπου φαίνεται η μεταβολή τους με τον παράγοντα m [22].

Με $m=11$ για μέγιστο κέρδος 1.2(V/V) στα 50kHz, προκύπτει η αυτεπαγωγή του πηνίου σειράς L_r από τον τύπο του m στην (5.16):

$$L_r = \frac{L_m}{m-1} = \frac{1.03mH}{10} \Rightarrow L_r = 103\mu H \quad (5.17)$$

Από τον τύπο της συχνότητας συντονισμού στην (5.16) και βάσει της ευρεθείσας αυτεπαγωγής L_r συνάγεται και η χωρητικότητα του πυκνωτή σειράς C_r :

$$C_r = \frac{1}{\omega_r^2 L_r} = \frac{1}{4\pi^2 \times (85kHz)^2 \times 103\mu H} \Rightarrow C_r = 34.0nF \quad (5.18)$$

Επιπλέον, στηριζόμενοι στην προδιαγραφή της ονομαστικής ισχύος και τάσης 1kW και 250V αντίστοιχα, υπολογίζουμε την ονομαστική αντίσταση εξόδου μαζί με την FHA-ισοδύναμή της (βλ. τύπο (2.50)) και μέσω της τελευταίας και τον ονομαστικό συντελεστή ποιότητας:

$$R_{out,N} = \frac{V_N^2}{P_N} = \frac{(250V)^2}{1kW} \Rightarrow R_{out,N} = 62.5\Omega \quad (5.19)$$

$$R_{ac,N} = \frac{8}{\pi^2} R_{out,N} = \frac{8}{\pi^2} \times 62.5\Omega \Rightarrow R_{ac,N} = 50.7\Omega \quad (5.20)$$

$$Q_N = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac,N}} = \frac{\sqrt{103\mu H/34.0nF}}{50.7\Omega} \Rightarrow Q_N = 1.088 \quad (5.21)$$

Σημειώνεται ότι για $m=11$ επιτεύχθηκε μέγιστο κέρδος $1.2(V/V)$ ($V_o=300V$) στην ελάχιστη συχνότητα $50kHz$, ενώ στην μέγιστη συχνότητα $120kHz$ για το ίδιο m επιτεύχθηκε ελάχιστο κέρδος $0.6(V/V)$ ($V_o=150V$). Οι αντίστοιχοι συντελεστές ποιότητας για τα κέρδη αυτά στις συγκεκριμένες συχνότητες είναι 0.7 και 1.47 ως προς ονομαστικό συντελεστή 1 . Ωστόσο, ως προς τον νέο ονομαστικό συντελεστή ποιότητας $Q_N=1.088$, ο ελάχιστος που δίνει $K=1.2(V/V)$ στα $50kHz$ είναι πλέον $Q_{min}=0.7 \times 1.088=0.76$ και ο μέγιστος που δίνει $K=0.6(V/V)$ στα $120kHz$ γίνεται $Q_{max}=1.47 \times 1.088=1.6$. Έπειτα βάσει αυτών των τιμών και ανάγοντας την αντίσταση εξόδου ως προς την ονομαστική, υπολογίζουμε αντίστοιχα την μέγιστη και ελάχιστη της τιμή:

$$R_{out} = R_{out,N} \frac{Q_N}{Q} \quad (5.22)$$

$$\left\{ R_{out,max} = 62.5\Omega \times \frac{1.088}{0.76} = 89.5\Omega \mid R_{out,min} = 62.5\Omega \times \frac{1.088}{1.6} = 42.5\Omega \right\} \quad (5.23)$$

Τέλος, βάσει του ονομαστικού συντελεστή ποιότητας Q_N και του κέρδους τάσεων K ανάγουμε την ισχύ ως προς την ονομαστική και υπολογίζουμε μέσω των Q_{min} και Q_{max} την μέγιστη και ελάχιστη τιμή της αντίστοιχα:

$$P = \frac{V_o^2}{R_{out}} = \left(\frac{V_o}{V_d} \right)^2 \frac{V_N^2}{R_{out,N} Q_N / Q} \Rightarrow P = \frac{Q}{Q_N} K^2 P_N \quad (5.24)$$

$$\left\{ P_{Kmax} = \frac{0.76}{1.088} 1.2^2 \times 1kW = 1006W \mid P_{Kmin} = \frac{1.6}{1.088} 0.6^2 \times 1kW = 529W \right\} \quad (5.25)$$

Παρατηρούμε εκ των ανωτέρω ότι η παρούσα σχεδίαση μας δίνει μέγιστη ισχύ σχεδόν ίση της ονομαστικής και ελάχιστη περίπου τη μισή της.

5.3 Σχεδίαση Ανορθωτικής Γέφυρας & Φίλτρου Εξόδου

Ο σχεδιασμός του σταδίου εξόδου του LLC-μετατροπέα επικεντρώνεται σε 2 εξαρτήματα: στις διόδους της ανορθωτικής – παθητικής γέφυρας εξόδου και στον πυκνωτή του φίλτρου εξόδου C_{out} . Αναφορικά με την ανορθωτική γέφυρα εξόδου, αυτή μπορεί να υλοποιηθεί εκτός από τον κλασσικό τρόπο και με μία αντιγραφή της ενεργής διακοπτικής πλήρους γέφυρας εισόδου (βλ. κεφάλαια 2.1 και 5.1), με τη διαφορά ότι όλοι οι διακόπτες θα είναι μονίμως σβηστοί-OFF (σήματα ελέγχου συνεχώς 0), ώστε να λειτουργούν μόνο οι αντιπαράλληλες διόδοι ως ανορθωτική γέφυρα, όπως ήδη αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 2.3. Η συγκεκριμένη υλοποίηση παρέχει την δυνατότητα εύκολης και γρήγορης μετατροπής του μονόδρομου-SAB μετατροπέα σε αμφίδρομο-DAB μονάχα με την εφαρμογή παλμών ελέγχου στους διακόπτες της γέφυρας εξόδου και χωρίς να αλλάξει καθόλου το συνολικό κύκλωμα. Να σημειωθεί ότι σε περίπτωση υλοποίησης της γέφυρας εξόδου με απενεργοποιημένα MOSFET, οι ενσωματωμένες αντιπαράλληλες στη δομή τους διόδοι είναι γενικά χαμηλής ποιότητας οπότε χρήζουν αντικατάστασης με εξωτερικές καλύτερης ποιότητας, ενώ στα IGBT πρέπει είτε να επιλεγούν εξ'αρχής αντιπαράλληλες διόδοι είτε να ελεγχθούν οι υπάρχουσες, αν περιλαμβάνονται στην ίδια συσκευασία, με τα κατάλληλα κριτήρια.

Οι διόδοι της παθητικής – ανορθωτικής γέφυρας εξόδου θα επιλεγούν με κύριο κριτήριο τις χαμηλότερες απώλειες αγωγής και την ασθενέστερη θερμοκρασιακή τους εξάρτηση (βάσει των I-V χαρακτηριστικών τους), καθώς από τη λειτουργία του ανορθωτή του LLC-μετατροπέα, ο οποίος οδηγείται από ομαλά μεταβαλλόμενο ρεύμα πηνίου (βλ. σχέση (2.47) και σχ.2.22), υφίστανται ομαλή μεταγωγή τύπου ZCS. Ωστόσο, απώλειες μεταγωγής συνεχίζουν να υπάρχουν λόγω των απωλειών σχετιζόμενων με το φαινόμενο ανάστροφης ανάκτησης (reverse recovery effect) και του αντίστοιχου φορτίου Q_{rr} [7], περιορισμός του οποίου αποτελεί ένα δευτερεύον κριτήριο επιλογής των ανορθωτικών διόδων. Μια επιλογή που συνδυάζει χαμηλές απώλειες αγωγής, γρηγορότερες μεταβάσεις έναυσης/σβέσης και

περιορισμένο φαινόμενο ανάστροφης ανάκτησης είναι οι δίοδοι Shottky, οι οποίες όμως μειονεκτούν έναντι των κλασικών p-n διόδων στην ανάστροφη τάση αντοχής τους [7]. Αυτή η ανάστροφη τάση που απαιτείται να αντέξει μία δίοδος ισούται με την τάση εξόδου του μετατροπέα, η οποία εξαρτάται από το μέγιστο κέρδος των προδιαγραφών, ενώ πρέπει να λαμβάνεται υπόψη και η μεταβατική υπερύψωση της τάσης εξόδου, ανεβάζοντας τον συντελεστή ασφάλειας της τάσης αντοχής και συνεπώς και την τιμή της. Από τα παραπάνω και δεδομένου ότι το μέγιστο κέρδος των προδιαγραφών 1.2(V/V) αντιστοιχεί σε τάση εξόδου 300V χωρίς να λαμβάνεται υπόψη η μεταβατική της υπερύψωση, οι δίοδοι Shottky παρόλα τα πλεονεκτήματά τους καθίστανται ακατάλληλες για το παρόν κύκλωμα, αφού με τις συνήθεις τεχνολογίες και υλικά δύσκολα ξεπερνούν ανάστροφες τάσεις αντοχής των 100V [7].

Για το φίλτρο εξόδου του ανορθωτή, αρχικά θα επιλεγεί πυκνωτής εξομάλυνσης C_{out} με συχνότητα αποκοπής το 1% της χαμηλότερης διακοπτικής συχνότητας 50kHz των προδιαγραφών (βλ. πιν.5.1), δηλαδή $f_{cutoff}=500\text{Hz}$. Επίσης, στην λειτουργική περιοχή των 50kHz του μετατροπέα μας, που θέλουμε να μην λειτουργεί στην χωρητική περιοχή και να έχει μέγιστο κέρδος, η αντίσταση θα είναι η μέγιστη (βλ. σχέση (5.23)). Συνεπώς, η χωρητικότητα του πυκνωτή υπολογίζεται ως εξής:

$$C_{out,1} = \frac{1}{\omega_{cutoff,1}R_{out,min}} = \frac{1}{2\pi \times 500\text{Hz} \times 89.5\Omega} \Rightarrow C_{out,1} = 3.56\mu\text{F} \quad (5.26)$$

Η μεγαλύτερη χωρητικότητα συμβάλλει σε καλύτερη εξομάλυνση και μικρότερη κυμάτωση στην μόνιμη κατάσταση, αλλά και σε πιο αργή σύγκλιση στην τελευταία (μεγαλύτερα μεταβατικά), οπότε θέλει προσοχή η επιλογή της. Γι'αυτό τον λόγο θα υπολογιστούν οι χωρητικότητες για την ονομαστική λειτουργία (ονομαστικό φορτίο στη συχνότητα συντονισμού 85kHz) και για την μέγιστη συχνότητα των 120kHz (με ελάχιστη αντίσταση φορτίου, βλ. σχέση (5.23)), με τη συχνότητα αποκοπής να επιλέγεται στο 1% της αντίστοιχης συχνότητας:

$$C_{out,2} = \frac{1}{\omega_{cutoff,2}R_{out,N}} = \frac{1}{2\pi \times 850\text{Hz} \times 62.5\Omega} \Rightarrow C_{out,2} = 3.00\mu\text{F} \quad (5.27)$$

$$C_{out,3} = \frac{1}{\omega_{cutoff,3}R_{out,max}} = \frac{1}{2\pi \times 1200\text{Hz} \times 42.5\Omega} \Rightarrow C_{out,3} = 3.12\mu\text{F} \quad (5.28)$$

Στη συνέχεια, για τις 2 ακραίες τιμές πυκνωτή εξόδου που υπολογίστηκαν θα μετρηθούν από τις προσομοιώσεις και θα κατατεθούν σε πίνακα η σύγκλιση γύρω από το 1% της τελικής τιμής (λαμβάνεται η μέση τιμή για να μην επηρεάζει τις μετρήσεις η μόνιμη κυμάτωση) και η κυμάτωση μόνιμης κατάστασης σε σχέση με την μέση τελική τιμή της τάσης εξόδου (σε Volts και επί τοις εκατό), για κάθε μία από τις 3 ακραίες περιπτώσεις λειτουργίας του μετατροπέα μας, βάσει των οποίων έγινε ο σχεδιασμός του προηγούμενου κεφαλαίου. Αυτές (σύμφωνα με το κεφάλαιο 5.2) αποτελούν την ονομαστική περιοχή λειτουργίας με συχνότητα στον συντονισμό 85kHz και ονομαστική τάση και αντίσταση εξόδου 250V και 62.5Ω, την ακραία περιοχή λειτουργίας με ελάχιστη συχνότητα 50kHz και μέγιστη τάση και αντίσταση εξόδου 300V και 89.5Ω και την ακραία περιοχή λειτουργίας με μέγιστη συχνότητα 120kHz και ελάχιστη τάση και αντίσταση εξόδου 150V και 42.5Ω. Να τονιστεί ότι ο LLC-μετατροπέας των δοκιμών είναι με τις τιμές των C_r , L_r και L_m που επιλέχθηκαν στον σχεδιασμό του κεφαλαίου 5.2.

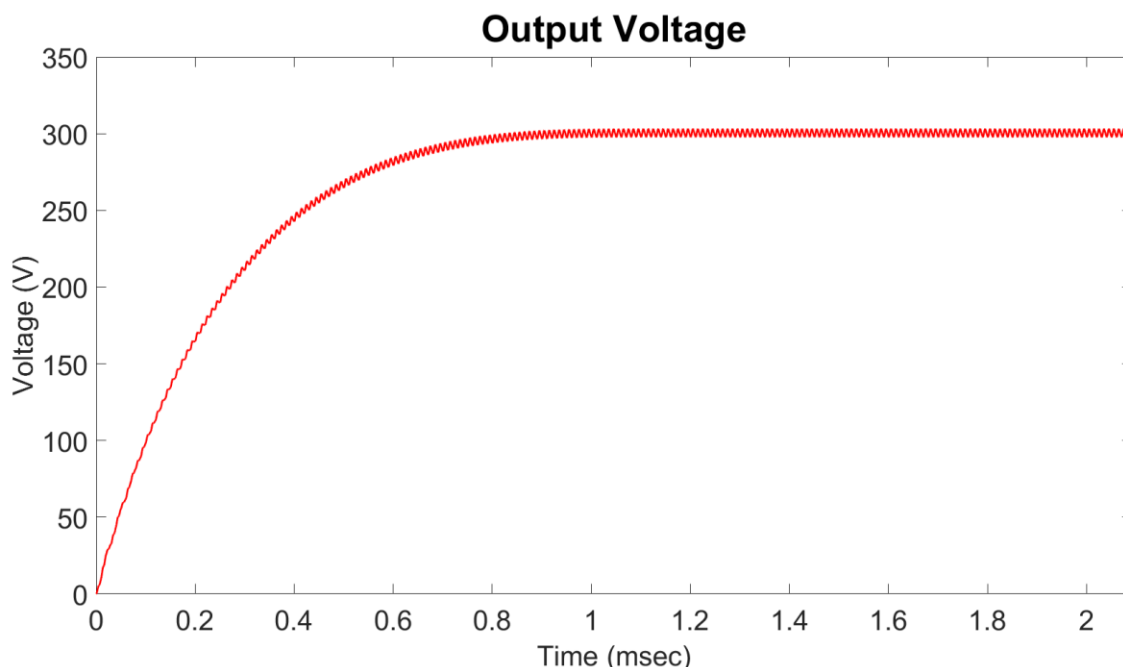
Λειτουργικές Περιοχές – Χωρητικότητες Εξόδου	Σύγκλιση 1%	Κυμάτωση
$f_s=50\text{kHz}$	$C_{out,1}=3.56\mu\text{F}$	0.98msec
$R_{out}=89.5\Omega$	$C_{out,2}=3.00\mu\text{F}$	0.84msec
$V_o=300\text{V}$		

$f_s=85\text{kHz}$ $R_{out}=62.5\Omega$ $V_o=250\text{V}$	$C_{out,1}=3.56\mu\text{F}$	1.25msec	0.28% (0.7V)
	$C_{out,2}=3.00\mu\text{F}$	1.06msec	0.32% (0.8V)
$f_s=120\text{kHz}$ $R_{out}=42.5\Omega$ $V_o=150\text{V}$	$C_{out,1}=3.56\mu\text{F}$	0.38msec	0.27% (0.4V)
	$C_{out,2}=3.00\mu\text{F}$	0.32msec	0.33% (0.5V)

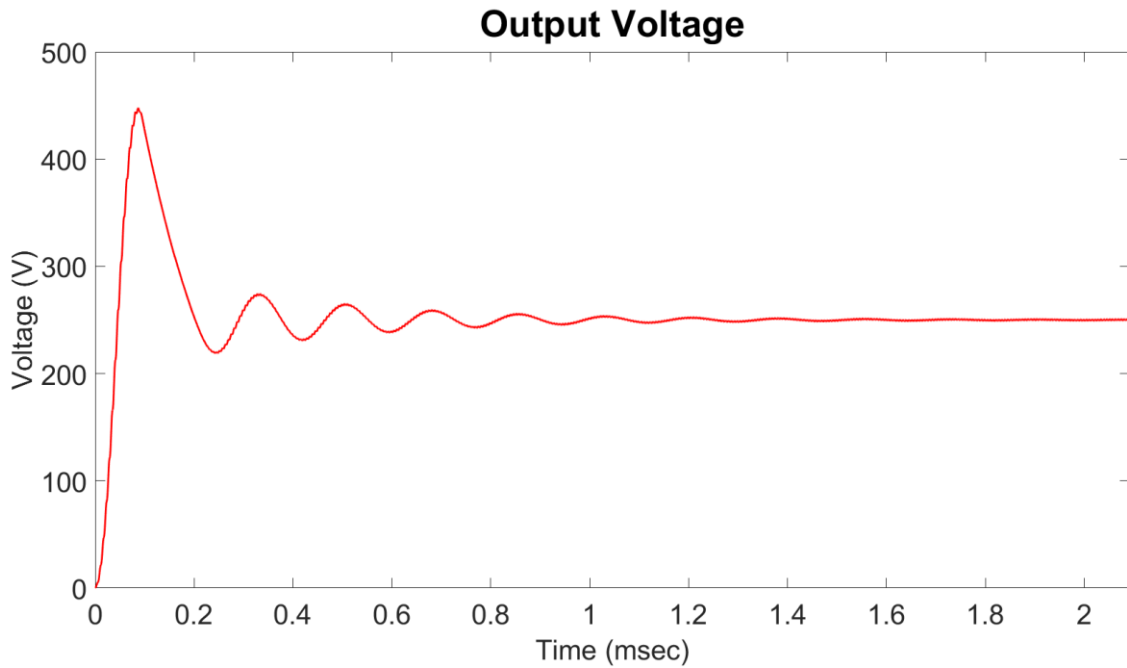
Πιν.5.2. Πίνακας υπολογισμού σύγκλισης 1% και κυμάτωσης της τάσης εξόδου για τις 2 ακραίες χωρητικότητες εξόδου στις 3 ακραίες περιοχές λειτουργίας του LLC-μετατροπέα.

Στον παραπάνω πίνακα παρατηρούμε ότι η κυμάτωση είναι μεγαλύτερη στην ελάχιστη συχνότητα των 50kHz, ενώ στη μέγιστη συχνότητα των 120kHz είναι η μικρότερη (σε V), γεγονός αναμενόμενο. Επισημαίνεται επίσης ότι η αύξηση της χωρητικότητας του πυκνωτή εξόδου συνεπάγεται μικρότερη κυμάτωση, αλλά μεγαλύτερο χρόνο σύγκλισης. Ο χρόνος σύγκλισης στην ονομαστική λειτουργία στον συντονισμό είναι μεγαλύτερος των υπόλοιπων περιοχών, γιατί σε αντίθεση με αυτές υπάρχει υπερύψωση με αποσβεννύμενη ταλάντωση στο μεταβατικό της τάσης εξόδου, όπως θα δειχθεί στη συνέχεια. Όλες οι μετρήσεις του πιν.5.2 δείχνουν κυμάτωση κάτω του 1% της τελικής μέσης τιμής της τάσης εξόδου και χρόνους σύγκλισης γύρω από το 1% της ίδιας τιμής όχι σημαντικά άνω του 1msec στη χειρότερη περίπτωση, αποτελέσματα ικανοποιητικά και για τις 2 ακραίες τιμές χωρητικότητας του C_{out} . Συνεπώς, μπορούμε να επιλέξουμε πρακτικά έναν πυκνωτή χωρητικότητας κοντά σε οποιαδήποτε από αυτές που υπολογίστηκαν προηγουμένως και ο μετατροπέας μας θα έχει σχετικά χαμηλή κυμάτωση και γρήγορη σύγκλιση στην τάση εξόδου του.

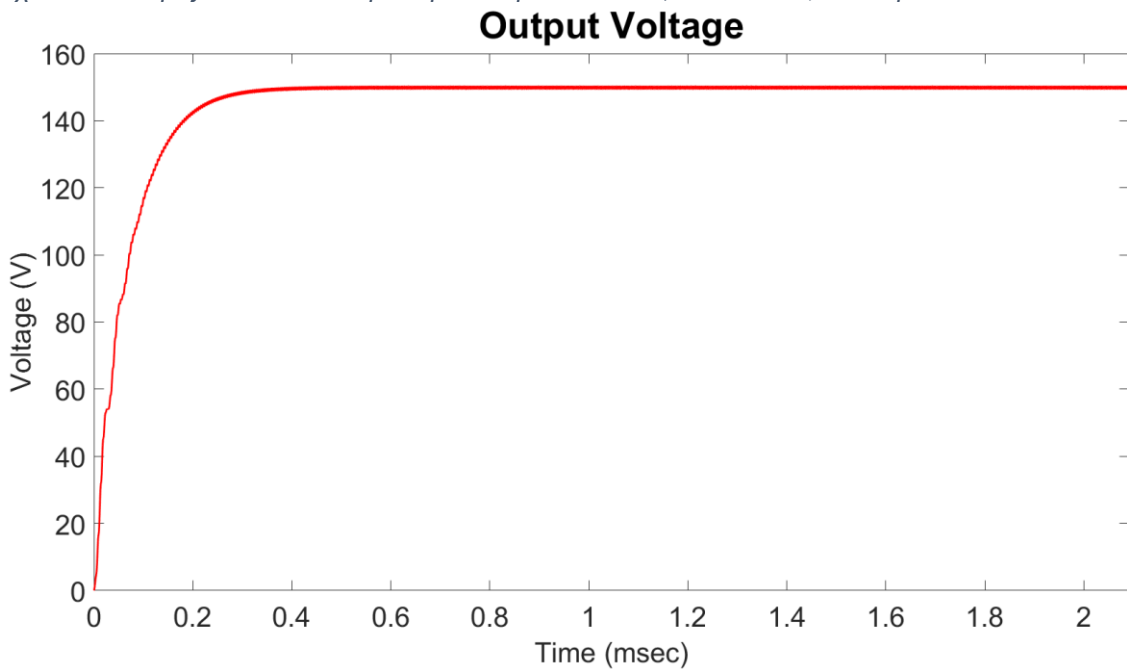
Τέλος, θα ακολουθήσουν οι γραφικές της τάσης εξόδου στην ίδια χρονική κλίμακα (όπου θα φανεί η μετάβαση στη τελική της τιμή) για τις 3 περιοχές λειτουργίας του πιν.5.2 και με πυκνωτή εξόδου χωρητικότητας 3μF (αυθαίρετη επιλογή, αφού δεν διαφέρουν ουσιαστικά τα αποτελέσματα συγκριτικά με τα μέγιστα 3.56μF):



Σχ.5.23. Τάση εξόδου του LLC-μετατροπέα για $f_s=50\text{kHz}$, $R_{out}=89.5\Omega$, $C_{out}=3\mu\text{F}$.



Σχ.5.24. Τάση εξόδου του LLC-μετατροπέα για $f_s=85\text{kHz}$, $R_{out}=62.5\Omega$, $C_{out}=3\mu\text{F}$.



Σχ.5.25. Τάση εξόδου του LLC-μετατροπέα για $f_s=120\text{kHz}$, $R_{out}=42.5\Omega$, $C_{out}=3\mu\text{F}$.

Όλες οι παρατηρήσεις που έγιναν για τον πιν.5.2 μπορούν να φανούν και στις 3 παραπάνω γραφικές, καθώς από αυτές εξήχθησαν οι μετρήσεις του πίνακα αυτού.

6 Συμπεράσματα – Χρησιμότητα – Μελλοντικές Μελέτες

Η παρούσα εργασία αποτελεί αφενός ένα βοήθημα για την καλύτερη κατανόηση των μετατροπών συντονισμού απλής ενεργής γέφυρας (SAB), αφετέρου ένα σημείο αναφοράς για μελλοντικές μελέτες – θεωρητικές και πρακτικές – τόσο για αυτούς όσο και για παρεμφερείς τύπους μετατροπών. Σε αυτή την τελική ενότητα θα εστιάσουμε στα πορίσματα όλων των προηγούμενων ενοτήτων, καθώς και στις χρήσεις και εφαρμογές τους.

Προσπερνώντας την εισαγωγική ενότητα, στην ενότητα 2 εξετάστηκαν οι εν λόγω μετατροπές στα συνθετικά τους μέρη, δηλαδή στις γέφυρες εισόδου, εξόδου (κεφάλαια 2.1, 2.3) και στα δίκτυα συντονισμού τους (κεφάλαιο 2.2), όπου εκτός από τη λειτουργία εξηγήθηκαν και οι παραλλαγές τους, ως βοήθημα σε μελλοντικές υλοποιήσεις άλλων μετατροπών όπου θα χρησιμοποιούνται αυτές. Ιδιαίτερα εκτενής ήταν η FHA ανάλυση των διαφόρων τύπων δικτύων συντονισμού, όπου βρέθηκαν οι εκφράσεις των σημαντικότερων συχνοτήτων και κερδών τάσης τους. Τα αποτελέσματα της ανάλυσης αυτής δίνουν ποιοτικά την συμπεριφορά συναρτήσεως συχνότητας και φορτίου των μετατροπών που τα χρησιμοποιούν και είναι ιδιαίτερα χρήσιμα για τον έλεγχο τους αν υλοποιηθεί και μελετηθεί σε μελλοντική εργασία, γραμμικοποιώντας το όλο κύκλωμα ως μία συνάρτηση μεταφοράς ΓΧΑ (LTI) συστήματος στο συνολικό σύστημα ελέγχου. Τέλος, για τη γέφυρα εξόδου αποδείχτηκε για κάθε τύπο της η έκφραση της ισοδύναμης αντίστασης εισόδου.

Οι ενότητες 3 και 4 αποτελούν τον πυρήνα της όλης διπλωματικής εργασίας και πραγματεύονται την σε βάθος ανάλυση στο πεδίο του χρόνου των μετατροπών συντονισμού SAB LC-σειράς και LLC. Οι μετατροπές αυτοί εξετάστηκαν αφενός λόγω της ευρείας χρήσης τους, αφετέρου λόγω της ομοιότητας και παραπλήσιας συμπεριφοράς τους, ώστε η ανάλυση του LC-σειράς, που είναι προσέγγιση ενός LLC με μεγάλο εγκάρσιο πηνίο, να αποτελεί τη βάση για την ανάλυση του τελευταίου. Η ανάλυσή τους αυτή έγινε για κάθε λειτουργική περιοχή και παρήγαγε τις ακριβείς εκφράσεις των τάσεων, ρευμάτων και ισχύων του εκάστοτε κυκλώματος, ενώ ταυτόχρονα επαλήθευσε ιδιότητες και παρατηρήσεις της αντίστοιχης λειτουργίας του μετατροπέα, αποδεικνύοντάς τες μαθηματικά. Συγκεκριμένα, απεδείχθησαν οι συνθήκες αντισυμμετρίας ημιπεριόδου των τάσεων και ρευμάτων και ειδικά για τη λειτουργία στο συντονισμό (βλ. 3.3, 4.3.2) βρέθηκαν οι αναλυτικές εκφράσεις για τις οριακές τιμές τους, απεδείχθη το μοναδιαίο κέρδος ανεξαρτήτως φορτίου και ειδικά στον LC-σειράς έγινε και η απόδειξη για τη μηδενική διαφορά φάσης τάσεων εισόδου – εξόδου του HFL. Έπειτα μελετήθηκαν και οι περιοχές ασυνεχούς αγωγής (DCM) των 2 μετατροπών (βλ. 3.5, 4.3.4), όπου στον LC-σειράς βρέθηκαν οι ακριβείς εκφράσεις τάσεων – ρευμάτων και απεδείχθη το μοναδιαίο κέρδος όπως στον συντονισμό, ενώ στον LLC μέσω γραμμικής προσέγγισης του κοινού ρεύματος των 2 πηνίων βρέθηκαν οι αναλυτικές εκφράσεις της μεταφερόμενης στο HFL ισχύος και του άνω της μονάδας κέρδους. Για την πληρέστερη κατανόηση και εκτίμηση της χρησιμότητας κάθε λειτουργικής περιοχής, μετά την προλεχθείσα ανάλυση γύρω από το ενδιάμεσο στάδιο HFL, έγινε και ανάλυση της γέφυρας εισόδου και ειδικότερα των μεταγωγών των διακοπών της, που συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα:

ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΕΣ				
	Επαγωγική Περιοχή	Χωρητική Περιοχή	Περιοχή Συντονισμού	DCM Περιοχή
LC-σειράς	ZVS@turn-on (2/4 διακόπτες)	ZVS@turn-off (2/4 διακόπτες)	ZCS (4/4 διακόπτες)	ZCS (4/4 διακόπτες)
LLC	ZVS@turn-on (2/4 διακόπτες)	ZVS@turn-off (2/4 διακόπτες)	ZVS@turn-on (2/4 διακόπτες)	ZVS@turn-on (2/4 διακόπτες)

Πιν. 6. 1. Διακοπτικές συμπεριφορές ανά λειτουργική περιοχή για καθέναν εκ των 2 μετατροπών.

Ο πιν.6.1 υποδεικνύει ότι ο μετατροπέας LC-σειράς έχει λιγότερες «σκληρές» μεταγωγές (hard-switching) από τον LLC, καθώς στον συντονισμό και στην DCM περιοχή έχει ZCS για όλους τους διακόπτες, ενώ ο δεύτερος έχει εκεί ZVS κατά την έναυση (σε 2 από τους 4 διακόπτες σε κάθε μετάβαση). Ωστόσο, εκτός των πλεονεκτημάτων του LLC έναντι του LC-σειράς που δίνονται στο κεφάλαιο 4.1, οι «σκληρές» μεταγωγές αυτές γίνονται με το μικρό ρεύμα του πηνίου μαγνήτισης του πρώτου, οπότε και εισάγουν λιγότερες απώλειες προσεγγίζοντας την ZCS του δεύτερου. Επιπλέον διευκρινίζεται πως η DCM περιοχή του LLC που αναφέρεται είναι η περιοχή Β των συχνοτήτων κάτω του συντονισμού (υποκεφάλαιο 4.3.4, επαγωγική συμπεριφορά, κάτω της συχνότητας μεγίστου κέρδους), μέχρι την οποία λειτουργεί συνήθως ο μετατροπέας μας.

Ύστερα στην 3^η και 4^η ενότητα έγινε μελέτη στο σύνορο DCM και CCM περιοχών των μετατροπέων, ώστε να εξαχθούν οι αντίστοιχες συνοριακές συνθήκες και να γίνουν κατανοητά τα αίτια μετάβασης από τη μία περιοχή στην άλλη, με βασική εφαρμογή τον έλεγχο των μετατροπέων με σκοπό τη λειτουργία σε μία επιθυμητή περιοχή εκ των 2. Ειδικότερα, στο κεφάλαιο 3.6 στον LC-σειράς βρέθηκε η ακριβής συνοριακή συνθήκη DCM-CCM μαζί με τις αντίστοιχες τιμές των διαφόρων παραμέτρων του μετατροπέα, ενώ στο υποκεφάλαιο 4.3.5.2 στον LLC έγινε μια απόπειρα εύρεσης συνοριακών συνθηκών, οι οποίες μπορούν πρακτικά να ανιχνευτούν με μέτρηση και έλεγχο στο κύκλωμα και αποτελούν αφετηρία για μελλοντικές μελέτες επί του θέματος. Συμπερασματικά, οι 2 αυτές ενότητες ανάλυσης των μετατροπέων LC-σειράς και LLC δίνουν στον αναγνώστη που θα αποφασίσει να ασχοληθεί μαζί τους μία βαθύτερη κατανόηση, υποστηρίζοντας τόσο νέες θεωρητικές εργασίες όσο και πρακτικές μελέτες και υλοποιήσεις. Τέλος, χρήσιμοι τύποι της TDA σε συνδυασμό με τον ποιοτικό χαρακτήρα της FHA ανάλυσης που προηγήθηκε θα φανούν χρήσιμα στις εργασίες που επικεντρώνονται στον έλεγχο των εν λόγω μετατροπέων, καθώς και στην εξεύρεση νέων μεθόδων σχεδίασής τους.

Η 5^η και τελική ενότητα ασχολείται με την σχεδίαση του LLC-μετατροπέα ανά συνθετικό του μέρος (που αναλύθηκε στην 2^η ενότητα). Αρχικά, στο κεφάλαιο 5.1, αξιολογήθηκαν μέσω ραβδογραμμάτων 12 διακοπτικά στοιχεία τύπου MOSFET, IGBT, SiC-MOSFET ως προς τις απώλειες αγωγής, τις διακοπτικές και συνολικές τους απώλειες, ώστε να επιλεγεί το καλύτερο στα πλαίσια του σχεδιασμού της γέφυρας εισόδου. Το βασικότερο συμπέρασμα της όλης αυτής μελέτης είναι ότι το όφελος των μειωμένων απωλειών στον μετατροπέα συντονισμού SAB LLC εξαρτάται έντονα από τον σχεδιασμό του, κυρίως από την επιλογή του τύπου, του κατασκευαστή και των προδιαγραφών του ημιαγωγικού διακόπτη. Σε αντίθετη περίπτωση, δεν παρέχει μείωση απωλειών ισχύος έναντι πιο απλών τοπολογιών μετατροπέων χωρίς δυνατότητα ομαλής μεταγωγής. Στα επόμενα κεφάλαια 5.2 & 5.3 έγινε μία εφαρμογή του σχεδιασμού των επόμενων σταδίων (δηλαδή του HFL, γέφυρας και φίλτρου εξόδου) παράλληλα με τον σχολιασμό των σχεδιαστικών παραμέτρων, βημάτων και επιλογών. Συνοψίζοντας, τα κεφάλαια της εν λόγω σχεδιαστικής ενότητας αποσκοπούν στη βοήθεια του αναγνώστη που θα ασχοληθεί πρακτικά με τη σχεδίαση ενός LLC-μετατροπέα.

Εν κατακλείδι, η παρούσα εργασία μπορεί να αποτελέσει εφαλτήριο για συγγραφή νέων μελετών γύρω από το εξεταζόμενο αντικείμενο, ενδεικτικά θέματα των οποίων είναι:

- Μέθοδοι σχεδίασης μετατροπέων LC-σειράς ή LLC.
- Θεωρητική μελέτη μεθόδων ελέγχου μετατροπέων LC-σειράς ή LLC.
- Πρακτική – εργαστηριακή υλοποίηση μετατροπέων LC-σειράς ή LLC.
- Πρακτική υλοποίηση συστήματος ελέγχου μετατροπέων LC-σειράς ή LLC.
- Θεωρητική μελέτη μετατροπέων συντονισμού DAB (διπλή ενεργή γέφυρα, αμφίδρομη ροή ισχύος) LC-σειράς, LLC ή και CLLC.
- Θεωρητική μελέτη όπως η τρέχουσα αλλά με εστίαση σε άλλους SAB, που να περιλαμβάνουν LC-δίκτυα από τα υπόλοιπα που εξετάστηκαν στο κεφάλαιο 2.2.

Βιβλιογραφία

- [1] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC/DC converter for high-frequency-link power-conversion system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [2] M. Kang, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, "Analysis and design of electronic transformers for electric power distribution system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 6, pp. 1133–1141, 1999.
- [3] M. A. Hannan *et al.*, "State of the art of solid-state transformers: Advanced topologies, implementation issues, recent progress and improvements," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 19113–19132, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2967345.
- [4] J. Zeng, G. Zhang, S. S. Yu, B. Zhang, and Y. Zhang, "LLC resonant converter topologies and industrial applications - A review," *Chinese J. Electr. Eng.*, vol. 6, no. 3, pp. 73–84, 2020, doi: 10.23919/CJEE.2020.000021.
- [5] S.-Y. Yu, R. Chen, and A. Viswanathan, "Power Supply Design Seminar Reproduced from 2018 Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM2300, Topic 1 TI Literature Number," p. 376, 2018, [Online]. Available: www.ti.com/seclit/ml/slup376/slup376.pdf
- [6] Infineon Technologies, "Resonant LLC Converter: Operation and Design," *Appl. Note, AN2012-09*, vol. 1.0, no. September, pp.1–19, 2012.
- [7] Mohan, Undeland, Robins, Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος, 3η επιμ., Εκδόσεις ΤΖΙΟΛΑ, 2010, pp. 535-543, 638-645, 702-707.
- [8] Στέφανος Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, 2η επιμ., Αθήνα: Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ, 2017, pp. 617-621.
- [9] Fairchild Semiconductor Corp., "N-Channel UniFET™ MOSFET," FDP15N40 datasheet, November 2013.
- [10] Ixys, A Littelfuse Technology, "PolarHV™ HiPerFET, Power MOSFET," IXFH-26N50P datasheet, 2006.
- [11] Rohm Semiconductor, "Nch 500V 16A Power MOSFET," R5016FNJ datasheet, 2016.
- [12] ST Microelectronics, "N-CHANNEL 400V - 0.23W - 15A TO-220/TO-220FP Zener-Protected SuperMESH™ Power MOSFET," STP17NK40Z - STP17NK40ZFP datasheet, October 2002.
- [13] Vishay Siliconix, "E Series Power MOSFET," SiHP25N50E datasheet, November 2021.
- [14] Fairchild Semiconductor Corp., "600V 15A Short Circuit Rated IGBT," FGPF15N60UNDF datasheet, September 2013.
- [15] Infineon Technologies, "Low Loss DuoPack : IGBT in TRENCHSTOP™ and Fieldstop technology with soft, fast recovery anti-parallel Emitter Controlled HE diode," IKA15N60T datasheet, July 2016.
- [16] Rohm Semiconductor, "600V 30A Field Stop Trench IGBT," RGCL60TK60 datasheet, 2016.
- [17] ST Microelectronics, "Automotive-grade 10 A, 410 V internally clamped IGBT," STGB10NB40LZT4 datasheet, March 2017.
- [18] Toshiba, "Discrete IGBTs Silicon N-Channel IGBT," GT15J341 datasheet, January 2014.
- [19] Infineon Technologies, "MOSFET 650 V CoolSiC™ M1 SiC Trench Power Device," IMZA65R107M1H datasheet, December 2019.
- [20] Rohm Semiconductor, "Automotive Grade N-channel SiC power MOSFET," SCT3120ALHR datasheet, November 2018.

- [21] Vishay Siliconix, “Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance,” Device Application Note AN608A, Document Number: 73217, February 2016.
- [22] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee και J. D. van Wyk, “Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter,” Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06, doi: 10.1109/APEC.2006.1620590.