



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

**ΑΝΑΛΥΣΗ, ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΥΨΙΣΥΧΝΩΝ DC/DC
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΡΟΗΣ
ΙΣΧΥΟΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΓΚΟΤΣΗΣ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ

Επιβλέπων : Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2023



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

**ΑΝΑΛΥΣΗ, ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΥΨΙΣΥΧΝΩΝ DC/DC
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ ΡΟΗΣ
ΙΣΧΥΟΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΓΚΟΤΣΗΣ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ

Επιβλέπων : Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 26^η Οκτωβρίου 2023.

.....

Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Γκότσης Κωνσταντίνος

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

Copyright © Γκότσης Κωνσταντίνος, 2023.

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 εργασία πραγματεύεται τους υψίσυχνους μετατροπείς συντονισμού διπλής ενεργής γέφυρας (DAB), εστιάζοντας στην ανάλυση την σχεδίασή και τον έλεγχό τους. Αρχικά, γίνεται αναφορά στην ευρύτερη κατηγορία των μετασχηματιστών στερεάς κατάστασης (SSTs) και δίνονται τα πλεονεκτήματά τους. Έπειτα γίνεται ανάλυση των κύριων διακοπτικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται για εφαρμογές ισχύος υψηλών συχνοτήτων. Εν συνεχεία αναλύεται η δομή του DAB μετατροπέα στα διάφορα διακριτά στάδια του συνολικού κυκλώματός του, που είναι η γέφυρα εισόδου το δίκτυο ζεύξης υψηλής συχνότητας (high frequency link – HFL) και η γέφυρα εξόδου. Έπειτα γίνεται ανάλυση της λειτουργίας του DAB χωρίς να υπάρχει κύκλωμα συντονισμού στο ενδιάμεσο στάδιο HFL. Στον κύριο όγκο της παρούσας μελέτης εξετάζονται διεξοδικά οι μετατροπείς DAB που έχουν σαν HFL , LC κύκλωμα σειράς και LLC κύκλωμα. Γίνεται ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας για το LC κύκλωμα και έπειτα γίνεται ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (TDA) και για τα δύο κυκλώματα. Τέλος μελετάται η μεταγωγή των ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων της ενεργής γέφυρας εισόδου και εξόδου στις αντίστοιχες περιοχές λειτουργίας.

Λέξεις Κλειδιά: μεταγωγή μηδενικής τάσης, μεταγωγή μηδενικού ρεύματος, DC/DC μετατροπέας, μετατροπέας διπλής ενεργής γέφυρας, υψίσυχνος μετασχηματιστής, συχνότητα συντονισμού, LC-σειράς, LLC-μετατροπέας.

Abstract

The diploma thesis focuses on high-frequency dual active bridge (DAB) converters, emphasizing their design and control analysis. Initially, it provides an overview of the broader category of Solid State Transformers (SSTs) and outlines their advantages. Subsequently, it analyzes the key switching components used in high-frequency power applications. Next, it delves into the structure of the DAB converter in its v discrete stages, including the input bridge, the high-frequency link (HFL), and the output bridge. Following this, it offers an analysis of the DAB converter's operation without an HFL resonant circuit. In the main body of this study, DAB converters with LC-series and LLC resonant circuits as HFL are comprehensively examined. Frequency domain analysis is conducted for the LC circuit, followed by time-domain analysis (TDA) for both types of circuits. Finally, the conduction of semiconductor switching elements in the active input and output bridges is studied in their respective operating regions.

Keywords: zero-voltage switching, zero-current switching, DC/DC converter, dual active bridge converter, high-frequency transformer, resonance frequency, LC-series, LLC converter.

Ευχαριστίες

Ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στην οικογένειά μου, τους φίλους μου και την κοπέλα μου που με στήριξαν με κάθε τρόπο και μέσω κατά τη διάρκεια των σπουδών μου.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες αρμόζουν στον φίλο και υποψήφιο διδάκτορα Θεόφιλο Παπαδόπουλο, στον καθηγητή κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο καθώς και σε όλους/όλες στον τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος που βοήθησαν για την υλοποίηση αυτής της εργασίας με κάθε τρόπο.

Τέλος θέλω να ευχαριστήσω τον αδελφικό μου φίλο και συνάδελφο Αντώνη Σιδέρη και τον φίλο υποψήφιο διδάκτορα Γεώργιου Σακκά οι οποίοι υπήρξαν αρωγοί σε όλη την διάρκεια των σπουδών μου.

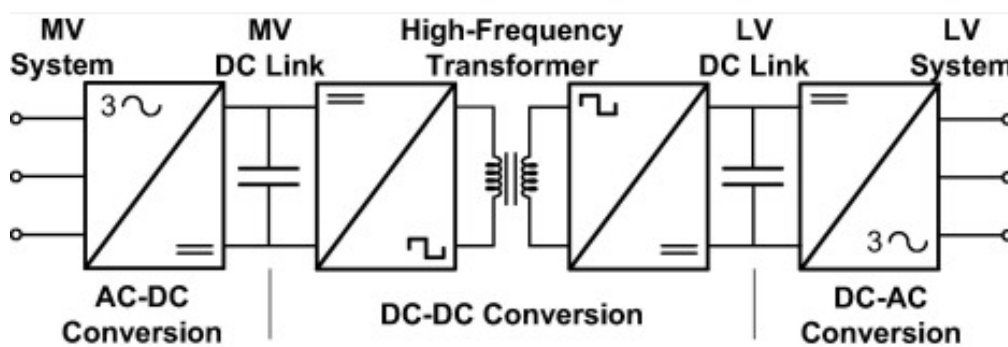
Περιεχόμενα

1 Εισαγωγή	13
2 Ημιαγωγοί ισχύος	17
2.1 Ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία.....	17
2.1.1 MOSFET ισχύος	17
2.1.2 IGBT	21
2.1.3 Τεχνολογία SiC για κατασκευή ημιαγωγών ισχύος.....	25
2.2 Απώλειες Πραγματικών Διακοπτικών Στοιχείων.	26
2.3 Ομαλή μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων σε μετατροπείς συντονισμού.	28
3. Σύνθεση Μετατροπέων Συντονισμού και Αρχές Λειτουργίας.	32
3.1 Μονοφασικός Αντιστροφέας πηγής τάσης και Μετασχηματιστής Υψηλών Συχνοτήτων (HFT).	33
3.2 Μέθοδοι Ελέγχου.....	37
3.3 Ανάλυση λειτουργίας του DAB στο πεδίο του χρόνου	42
3.4 Εισαγωγή των πραγματικών παραμέτρων των διακοπτικών στοιχείων καθώς και του Dead Time (T_d)......	49
4 Ανάλυση μετατροπέα συντονισμού σειράς αμφίδρομης ροής ισχύος στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας.....	58
4.1 LC-Σειράς.	58
4.2 Ανάλυση του κυκλώματος στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας ($f_s > f_0$). ...	62
4.3 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_s > f_0$	67
4.3 Ανάλυση του κυκλώματος στην χωρητική περιοχή λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος (CCM) - ($f_0/2 < f_s < f_0$).	72
4.5 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_0/2 < f_s < f_0$ (CCM).	77
4.6 Ανάλυση του κυκλώματος στην χωρητική περιοχή λειτουργίας με ασυνεχή αγωγή ρεύματος (DCM) - ($f_0/2 < f_s < f_0$).	81
4.6 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_0/2 < f_s < f_0$ (DCM).	85
5 Ανάλυση του LLC μετατροπέα συντονισμού DAB στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας.....	88
5.1 Λειτουργικές καταστάσεις του LLC κυκλώματος.....	88

5.1.1 Λειτουργία μετάδοσης ισχύος.	89
5.1.2 Λειτουργία αποκοπής φορτίου.	91
5.2 Ανάλυση του DAB στην λειτουργία μετάδοσης ισχύος.	93
5.3 Ανάλυση του κυκλώματος στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας ($f_s > f_0$). ...	93
5.4 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_s > f_0$	100
5.5 Ανάλυση του κυκλώματος στην χωρητική περιοχή λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος (CCM) - ($f_0/2 < f_s < f_0$).	105
5.6 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_0/2 < f_s < f_0$ (CCM).	111
5.7 Ανάλυση του κυκλώματος στην χωρητική περιοχή λειτουργίας με ασυνεχή αγωγή ρεύματος (DCM) - ($f_0/2 < f_s < f_0$).	115
5.8 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_0/2 < f_s < f_0$ (DCM).	120
6 Συμπεράσματα	123
7 Βιβλιογραφία.....	125

1 Εισαγωγή

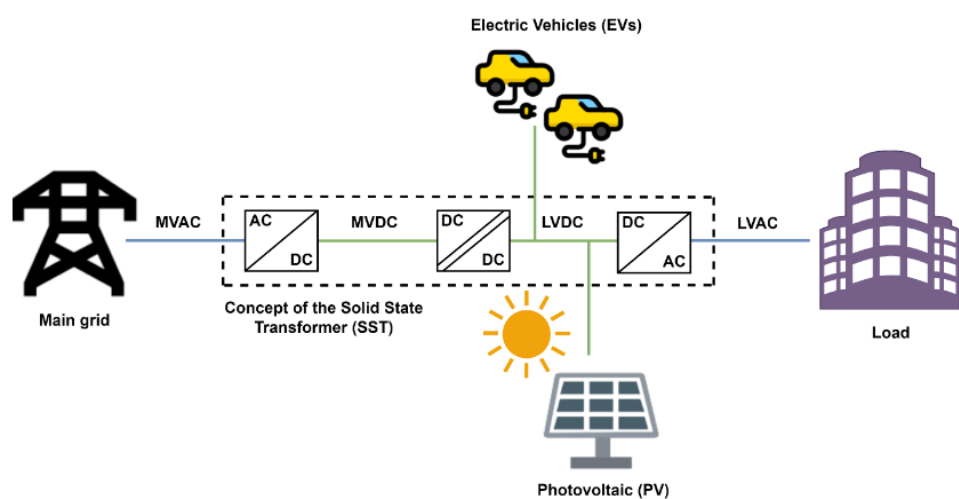
Ο 21ος αιώνας έφερε μια εξαιρετική μεταμόρφωση στον τρόπο που παράγουμε, διανέμουμε και χρησιμοποιούμε την ηλεκτρική ενέργεια. Η αυξανόμενη ζήτηση για ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, η εξάπλωση των ηλεκτρικών οχημάτων και η αυξανόμενη ενσωμάτωση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο έχουν αναγκάσει σημαντικές καινοτομίες στην τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος και της μετατροπής ενέργειας [4]. Στο προσκήνιο αυτής της μεταμόρφωσης βρίσκονται οι Μετασχηματιστές στερεάς κατάστασης (Solid-State Transformer - SST) ένα παράδειγμα του οποίου παρουσιάζεται στο σχ.1.1 καθώς και οι υψίσυχνοι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος, αντιπροσωπεύοντας μια μεγάλη αλλαγή στα συστήματα διανομής και μετατροπής ισχύος.



Σχ.1.1 Αναπαράσταση ενός SST υποβιβασμού τάσης [7].

Το παραδοσιακό ηλεκτρικό δίκτυο, το οποίο αποτελείται από μεγάλα κεντρικά εργοστάσια παραγωγής ενέργειας και εκτεταμένες γραμμές υψηλής τάσης αποτελεί μια από τις βάσεις της σύγχρονης κοινωνίας. Ωστόσο, αυτή η συμβατική δομή του δικτύου αντιμετωπίζει πολλές προκλήσεις, συμπεριλαμβανομένων των απωλειών ενέργειας, της περιορισμένης δυνατότητας ελέγχου και της ευαισθησίας στις διαταραχές. Ως απάντηση σε αυτές τις προκλήσεις, υπάρχει αυξανόμενο ενδιαφέρον για την αναδιαμόρφωση του ηλεκτρικού δικτύου μέσω της ενσωμάτωσης προηγμένων ηλεκτρονικών ισχύος και τεχνολογιών έξυπνου δικτύου [7]. Οι Μετασχηματιστές στερεά κατάστασης έχουν εμφανιστεί ως κλειδί για αυτήν τη μεταμόρφωση. Οι SSTs υπόσχονται να επαναπροσδιορίσουν τη διανομή ηλεκτρικής ενέργειας αντικαθιστώντας τους συμβατικούς, ογκώδεις

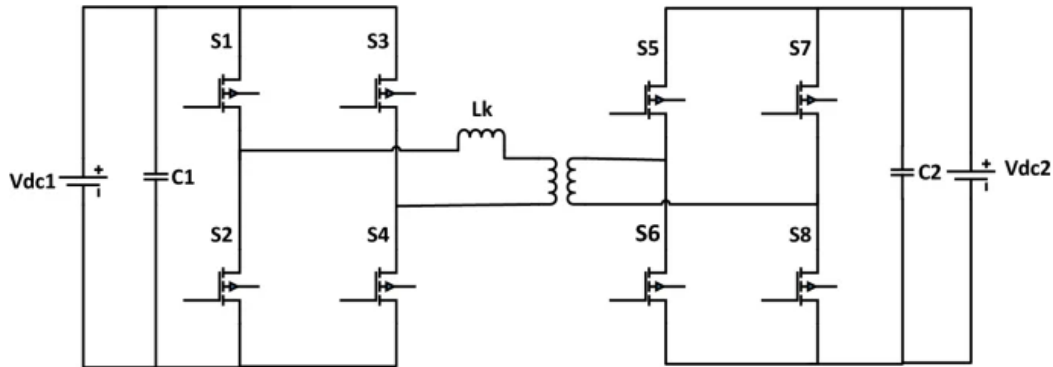
μετασχηματιστές, με συμπαγείς ελαφριές συσκευές υψηλής συχνότητας που δίνουν την δυνατότητα ελέγχου της ισχύος. Αυτές οι συσκευές δεν προσφέρουν μόνο αυξημένη δυνατότητα ελέγχου και απόδοση, αλλά ανοίγουν επίσης νέες δυνατότητες για διευθέτηση της διακύμανσης τάσης του δικτύου, απρόσκοπτη ενσωμάτωση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας και αλληλεπίδραση των επιμέρους πηγών με το δίκτυο [4]. Στο σχ. 2.1 φαίνεται το δυναμικό των SSTs να αναδιαμορφώσουν το τοπίο της διανομής ηλεκτρικής ενέργειας σήμερα.



Σχ.1.2 Δομή δικτύου με καρδιά τους SSTs [5].

Οι μετατροπείς υψηλής συχνότητας DC-DC διαδραματίζουν έναν κεντρικό ρόλο στη λειτουργία των SSTs και διάφορων άλλων συστημάτων μετατροπής ισχύος. Αυτοί οι μετατροπείς είναι υπεύθυνοι για την αποδοτική μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας μεταξύ διαφορετικών επιπέδων τάσης, διευκολύνοντας την αμφίδρομη ροή ισχύος και εξασφαλίζοντας τη ρύθμιση της τάσης και του ρεύματος. Επιπλέον, συμβάλλουν στη μείωση του μεγέθους, του βάρους και των απωλειών ενέργειας στις διαδικασίες μετατροπής ισχύος. Ως αποτέλεσμα, ο σχεδιασμός και η βελτιστοποίηση των μετατροπέων υψηλής συχνότητας DC-DC είναι κρίσιμης σημασίας για την αύξηση της απόδοσης και την προώθηση της εφαρμογής των SSTs και άλλων συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος [5].

Μία από τους πιο υποσχόμενες τοπολογίες στον τομέα των μετατροπέων υψηλής συχνότητας DC-DC είναι ο Μετατροπέας διπλής ενεργής γέφυρας (Dual Active Bridge - DAB) που φαίνεται στο σχ.1.3 .



Σχ.1.3 Σχηματική αναπαράσταση του DC-DC μετατροπέα DAB.

Ο μετατροπέας DAB, χαρακτηρίζεται από τις δύο ενεργές γέφυρες στις είσοδο και την έξοδό του καθώς προσφέρει εξαιρετική ευελιξία και έλεγχο της ροής ισχύος μεταξύ των ενεργών γεφυρών. Εξειδικεύεται σε εφαρμογές που απαιτούν ευρείες περιοχές μετατροπής τάσης και ισχύος και ακριβή ρύθμιση, καθιστώντας τον ιδιαίτερα κατάλληλο για τους SSTs. Επιπρόσθετα, ο μετατροπέας DAB εκδηλώνει χαμηλή ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (EMI) και υψηλή απόδοση, ενισχύοντας περαιτέρω την εφαρμοσιμότητά του σε διάφορα σενάρια μετατροπής ισχύος, όπως η χρήση του ως ο κύριος DC/DC μετατροπέας στους SSTs για την σύνδεση ανεμογεννητριών με το δίκτυο, ή χρήση του ως DC/DC μετασχηματιστής σε τοπικά DC μικροδίκτυα χωρίς άεργο ισχύ καθώς και στην ηλεκτροκίνηση και κυρίως στην τροφοδοσία των ηλεκτρικών αυτοκινήτων από το δίκτυο [7].

Σε αυτήν την εργασία, ερευνούμε τους υψίσυχνους μετατροπείς διπλής ενεργής γέφυρας (DAB) με έμφαση στην ανάλυση τους, τον σχεδιασμό τους, τον έλεγχο τους, και τις ιδιότητές τους. Ξεκινάμε εξετάζοντας τα βασικά ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές υψηλής συχνότητας. Στο κεντρικό μέρος της έρευνάς μας, επικεντρωνόμαστε στην εκτενή ανάλυση δύο βασικών τύπων μετατροπέων DAB: τον LC-σειράς και τον LLC. Πραγματοποιούμε αναλύσεις στο πεδίο της συχνότητας για το LC κύκλωμα, και έπειτα εξετάζουμε τη συμπεριφορά τους στο πεδίο του χρόνου (Time domain analysis - TDA) σε διάφορες συχνότητες λειτουργίας. Επίσης, μελετάμε τη μεταγωγή των ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων στις αντίστοιχες λειτουργικές περιοχές, εστιάζοντας στις απώλειες αγωγής, τη μεταγωγή υπό

μηδενική τάση (Zero Voltage Switching -ZVS) και υπό μηδενικό ρεύμα (Zero Current Switching -ZCS).

Συνοψίζοντας, η εργασία αυτή εξετάζει διεξοδικά τον τομέα των υψίσυχνων μετατροπέων DAB και αναδεικνύει σημαντικές πτυχές όπως τις διακοπτικές απώλειες, την ομαλή μεταγωγή, και την αναλυτική λειτουργία του DAB σε διάφορες συχνότητες.

2 Ημιαγωγοί ισχύος

Η δυνατότητα διαχείρισης αυξημένων ποσοτήτων ενέργειας, η ευκολία ελέγχου, το μειωμένο κόστος και η σημερινή τεχνολογία των ημιαγωγών ισχύος έχουν καταστήσει τους μετατροπείς ισχύος οικονομικά και πρακτικά εφικτούς για ένα μεγάλο αριθμό εφαρμογών σε σχέση με τις προηγούμενες δεκαετίες. Παράλληλα έχουν εγκαινιάσει νέες τοπολογίες μετατροπέων που δεν μπορούσαν να υλοποιηθούν λόγω περιορισμών που υπήρχαν από τα στοιχεία, όπως η αντοχή των διακοπών σε μεγάλα ρεύματα και τάσεις οι χρόνοι μετάβασης σε αγωγή και αποκοπή και η λειτουργία σε μεγάλες συχνότητες.

Οι διαθέσιμοι ημιαγωγοί ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις μεγάλες ομάδες σύμφωνα με το βαθμό ελεγχιμότητάς τους [1]:

- 1) Δίοδοι: Οι καταστάσεις αγωγιμότητας (ON) και αποκοπής (OFF) ελέγχονται μόνο από το κύκλωμα ισχύος.
- 2) Thyristor: Άγουν από ένα σήμα ελέγχου στην πύλη τους, αλλά περνούν σε σβέση μέσω του κυκλώματος ισχύος.
- 3) Ελεγχόμενοι διακόπτες: Άγουν και περνούν σε σβέση από τα σήματα ελέγχου στην πύλη τους.

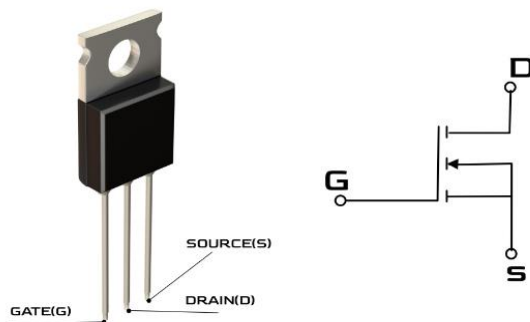
2.1 Ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία.

Η κατηγορία των ελεγχόμενων διακοπών περιλαμβάνει αρκετά είδη στοιχείων. Σ' αυτά συμπεριλαμβάνονται διακόπτες όπως τα διπολικά τρανζιστορ επαφής (BJT), τα τρανσίστορ MOSFET, τα διπολικά transistor με μονωμένη πύλη (IGBT) και τα τρανσίστορ MOSFET από καρβίδιο του πυριτίου (SiC). Τα κύρια στοιχεία που ενδείκνυνται για εφαρμογές DC-DC μετατροπέων υψηλών συχνοτήτων είναι το IGBT, το MOSFET με πυρίτιο (Si) ή με καρβίδιο του πυριτίου (SiC) καθώς και άζωτο-γαλλίου (GaN) [14]. Στην συνέχεια θα αναλύσουμε την λειτουργία του MOSFET και του IGBT ενώ θα δείξουμε και τα πλεονεκτήματα της κατασκευής τους με SiC

2.1.1 MOSFET ισχύος

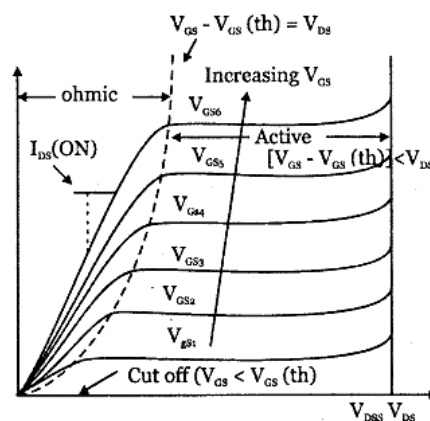
Στο σχ.2.1 βλέπουμε ένα MOSFET TO 220 καθώς και το σύμβολό του. Είναι ημιαγωγός τριών ακροδεκτών, στο οποίο η πύλη (Gate) ελέγχει την

κατάσταση του διακόπτη και της ροή ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών εξόδου που είναι η πηγή (Source) και η υποδοχή (Drain).



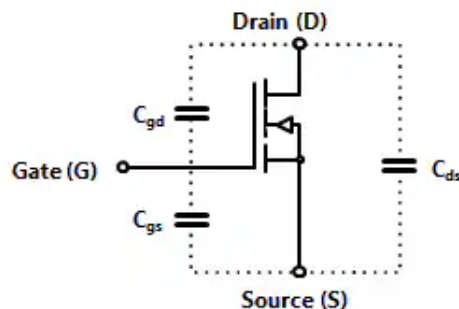
Σχ.2.1. MOSFET ισχύος και ο συμβολισμός του [16].

Τα MOSFET απαιτούν τη συνεχή εφαρμογή μιας τάσης κατάλληλου πλάτους μεταξύ του gate και του source για να βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής. Από την πύλη δεν περνά ρεύμα, παρά μόνο κατά τις μεταβάσεις σβέσης και έναυσης, όταν η χωρητικότητα της πύλης φορτίζεται ή εκφορτίζεται. Το MOSFET βρίσκεται σε αποκοπή όταν η τάση μεταξύ του gate και του source V_{GS} είναι χαμηλότερη από την τιμή κατωφλίου $V_{GS} > V_{GS(th)}$ (gate-source threshold voltage). Όταν όμως η τάση V_{GS} είναι μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου τότε το MOSFET μπαίνει σε αγωγή και παρουσιάζει μια αντίσταση αγωγής μεταξύ των ακροδεκτών Drain και Source την $R_{DS(on)}$. Η τιμή της $V_{GS(th)}$ και της $R_{DS(on)}$ δίνονται από τον κατασκευαστή. Επίσης δίνεται η μέγιστη απαγωγή ισχύος του MOSFET κατά την λειτουργία του P_D , η τάση διάσπασης μεταξύ του drain και του source V_{DS} και μεταξύ του gate και του source V_{GS} , το συνεχόμενο ρεύμα υποδοχής I_D και η μέγιστη τιμή ρεύματος υποδοχής I_{DM} που αντέχει το MOSFET. Στο σχήμα 2.2 φαίνονται οι χαρακτηριστικές V-I του MOSFET, όπου βλέπουμε τα παραπάνω.



Σχ.2.2. MOSFET V-I χαρακτηριστικές [14].

Σημαντικό χαρακτηριστικό είναι επίσης οι διακοπτικοί χρόνοι. Αυτοί εξαρτώνται κυρίως από τις παρασιτικές χωρητικότητες, οι οποίες φαίνονται στο σχήμα 2.3.



Σχ.2.3. Παρασιτικές χωρητικότητες του MOSFET[14].

Οι χωρητικότητες αυτές μειώνουν την μεταβατική συμπεριφοράς του MOSFET και συνεπώς μειώσουν τις διακοπτικές ικανότητες του. Επίσης οι χωρητικότητες αυτές εξαρτώνται από την τάση V_{DS} που βλέπει ο διακόπτης κάθε χρονική στιγμή, είναι μη γραμμικές και λαμβάνουν μέγιστη τιμή για μηδενική τάση.

Ο χρόνος που χρειάζεται για να μεταβεί σε αγωγή είναι [2] :

$$t_{c(on)} = t_{d(on)} + t_r \quad (2.1)$$

και φαίνεται στο σχ.2.4, όπου:

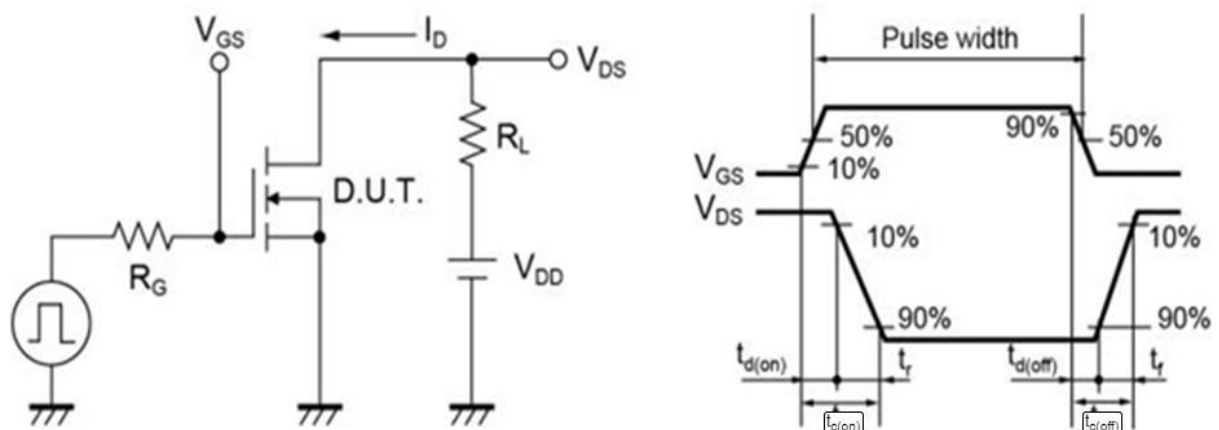
- $t_{c(on)}$ ονομάζεται ο χρόνος καθυστέρησης αγωγής.
- $t_{d(on)}$ ονομάζεται χρόνος καθυστέρησης αγωγής και είναι η χρονική διάρκεια μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{GS} έχει αυξηθεί στο 10% της τελικής της τιμής και της χρονικής στιγμής που η τάσης V_{DS} έχει μειωθεί στο 90% της αρχικής της τιμής.
- t_r ονομάζεται χρόνος ανύψωσης και είναι η χρονική διάρκεια μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάσης V_{DS} μειώνεται από το 90% στο 10% της τιμής της. Ο χρόνος ανύψωσης δίνεται από την σχέση $t_r \approx 2,2R_G C_{iss}$ (2.2) .
- Η R_G είναι η συνολική ισοδύναμη αντίσταση του κυκλώματος οδήγησης και C_{iss} ονομάζεται η συνολική χωρητικότητα που βλέπει το MOSFET στην πύλη του (χωρητικότητα εισόδου). Επομένως από το σχ.2.2 καταλαβαίνουμε πως $C_{iss} = f(V_{DS}) = C_{GS} + C_{GD}$ (2.3) .
- Τέλος ορίζεται και η παρασιτική χωρητικότητα εξόδου που θα χρειασθεί για την ανάλυση του κεφαλαίου 3.4: $C_{oss} = f(V_{DS}) = C_{DS} + C_{GD}$ (2.4) .

Ο χρόνος που χρειάζεται για να μεταβεί το MOSFET σε κατάσταση αποκοπής είναι [2]:

$$t_{c(off)} = t_{d(off)} + t_f \quad (2.4)$$

και φαίνεται στο σχ.2.4, όπου:

- $t_{c(off)}$ ονομάζεται χρόνος καθυστέρησης αποκοπής.
- $t_{d(off)}$ είναι ο χρόνος μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{GS} έχει μειωθεί στο 90% της αρχικής της τιμής και της χρονικής στιγμής όπου η τάση V_{DS} είναι στο 10% της τελικής της τιμής.
- Μετά τη χρονική στιγμή $t_{d(off)}$ το ρεύμα υποδοχής I_D αρχίζει να μειώνεται και μετά από ένα χρόνο t_f μηδενίζεται. Ο χρόνος αυτός ονομάζεται χρόνος πτώσης.

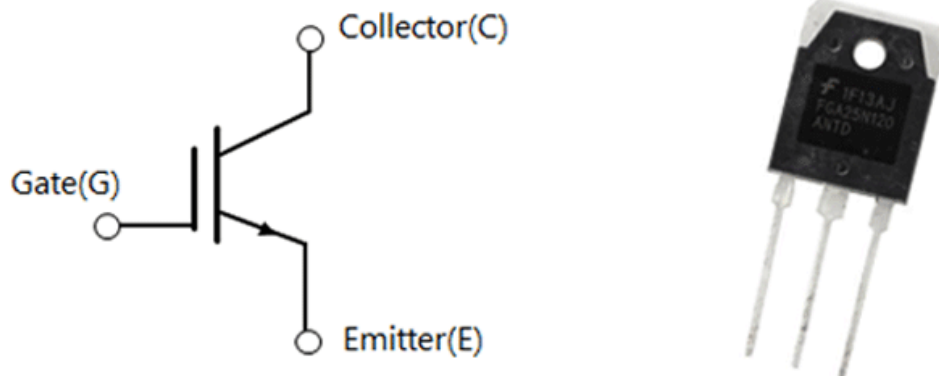


Σχ.2.4. Χρόνοι καθυστέρησης αγωγής και αποκοπής [4].

Οι χρόνοι $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$ και t_f συνήθως δίνονται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή για συγκεκριμένες τιμές των V_{DS} , I_D , V_{GS} , R_G και είναι τις τάξεις των μερικών δεκάδων nsec. Τέλος καταλαβαίνουμε πως για να έχει το MOSFET γρήγορους χρόνους $t_{c(on)}$ και $t_{c(off)}$ θα πρέπει το κύκλωμα οδήγησης να συμπεριφέρεται στο MOSFET σαν μια πηγή παλμών με πολύ μικρή σύνθετη αντίσταση ενώ σε κάθε περίπτωση η V_{GS} δεν μπορεί να υπερβαίνει την τιμή που δίνεται στις προδιαγραφές (maximum rating) καθώς αυτό είναι καταστροφικό για το MOSFET.

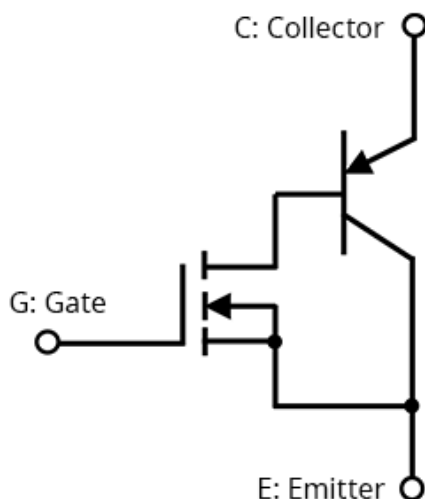
2.1.2 IGBT

Στο σχ.2.5 φαίνεται το 247 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) καθώς και το σύμβολο του.



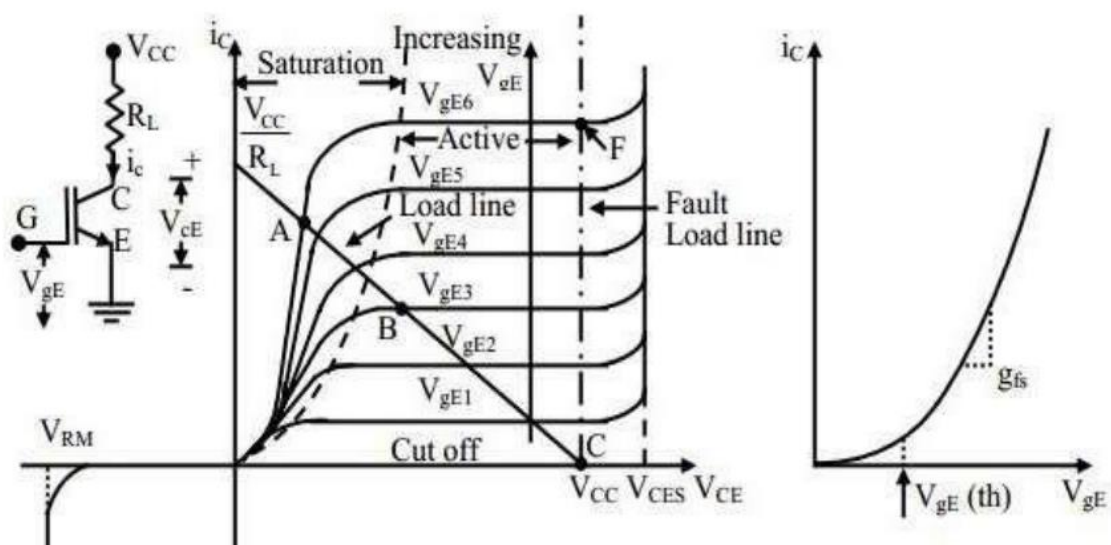
Σχ.2.5. IGBT ισχύος και ο συμβολισμός του.

Το IGBT προέκυψε ως ένας συμβιβασμός μεταξύ των χαρακτηριστικών του MOSFET και του διπολικού τρανζίστορ ισχύος . Μπορεί να λειτουργήσει σε υψηλότερες συχνότητες από το διπολικό τρανζίστορ καθώς και να διαχειριστεί υψηλότερες τάσεις και ρεύματα από το MOSFET [2]. Παρακάτω στο σχ.2.6 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα λειτουργίας του IGBT:



Σχ.2.6. Ισοδύναμο κύκλωμα λειτουργίας του IGBT [2].

Οι απαιτήσεις του κυκλώματος οδήγησης είναι μικρές ενώ η υψίσουχη διακοπτική λειτουργία του δημιουργεί μεγάλες κλίσεις dv/dt [3]. Όταν δοθεί θετικός παλμός τάσης από το κύκλωμα οδήγησης, όπως φαίνεται στο σχ.2.6, τότε το rnp transistor άγει και έπειτα εφαρμόζει την τάση V_s στην πύλη του IGBT με αποτέλεσμα αυτό να μεταβεί στην κατάσταση αγωγής. Όταν δοθεί μηδενική ή αρνητική τάση από το κύκλωμα οδήγησης τότε το rnp άγει και γειώνει την πύλη του IGBT και άρα αυτό βρίσκεται πλέον σε κατάσταση αποκοπής. Στο σχ.2.7 φαίνονται οι χαρακτηριστικές $V_{CE} - I_c$ του IGBT:

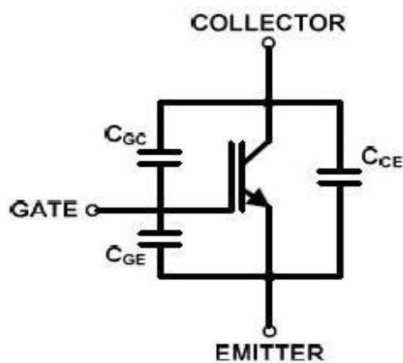


Σχ.2.7. IGBT V-I χαρακτηριστικές [18].

Έχουμε λοιπόν τις τρεις ακόλουθες περιοχές λειτουργίας:

- 1) Ενεργό περιοχή: Εάν $V_{GE} > V_{GE(th)}$ και $V_{GE} > V_{GE(sat)}$. Στην περιοχή αυτή το IGBT λειτουργεί ως ενισχυτής τάσης με κέρδος τάσης g_{fs} .
- 2) Περιοχή αποκοπής: Εάν $V_{GE} < V_{GE(th)}$. Το IGBT συμπεριφέρεται ως ανοικτός διακόπτης ($I_c = 0$).
- 3) Περιοχή κορεσμού: Εάν $V_{GE} > V_{GE(th)}$ και $V_{GE} \leq V_{GE(sat)}$. Το IGBT συμπεριφέρεται ως κλειστός διακόπτης ($I_c > 0$).

Όπως και στο MOSFET έτσι και στο IGBT ορίζονται οι πυκνωτές εξόδου και εισόδου βάσει του σχ.2.8:



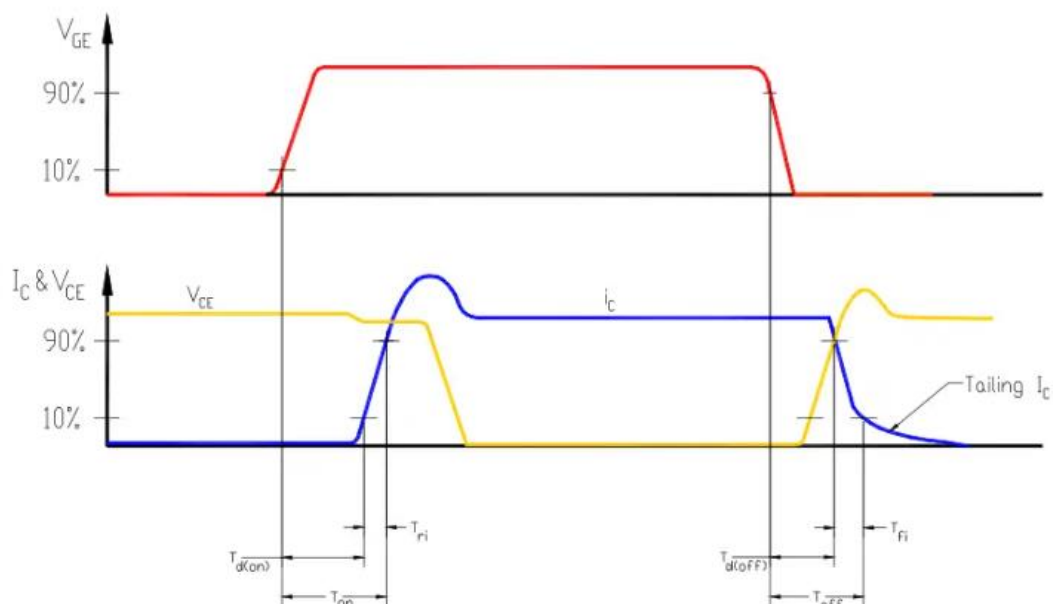
Σχ.2.8. Παρασιτικές χωρητικότητες του IGBT [18].

Δηλαδή:

$$C_{oss} = f(V_{ES}) = C_{CE} + C_{GC} \quad (2.5) .$$

$$C_{iss} = f(V_{ES}) = C_{GC} + C_{GE} \quad (2.6) .$$

Επίσης οι διακοπτικοί χρόνοι που φαίνονται στο σχ.2.9 του IGBT εξαρτώνται από τις παρασιτικές χωρητικότητες και τις αντιστάσεις έναυσης (R_{on}) και αποκοπής (R_{off}) .



Σχ.2.9. Χρόνοι καθυστέρησης αγωγής και αποκοπής [18] .

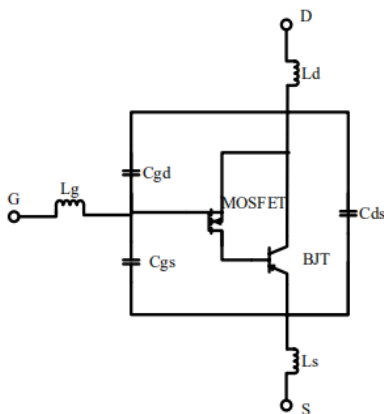
όπως και στο MOSFET ισχύει:

$$t_{c(on)} = t_{d(on)} + t_r .$$

$$t_{c(off)} = t_{d(off)} + t_f .$$

Οι χρόνοι αυτοί δίνονται από τον κατασκευαστή όπως και οι παρασιτικές χωρητικότητες καθώς και οι αντιστάσεις έναυσης R_{on} και αποκοπής R_{off} για συγκεκριμένη τάση εκπομπού συλλέκτη. Επίσης δίνονται οι τιμές για την μέγιστη απαγωγή ισχύος κατά την λειτουργία P_D , το συνεχόμενο ρεύμα συλλέκτη I_C και η μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη I_{CM} .

Τέλος πρέπει να αναφέρουμε πως τόσο το MOSFET όσο και το IGBT ενδέχεται να εμφανίζουν παρασιτικές αυτεπαγωγές από το πακετάρισμα τους (packaging), όπως φαίνεται στο σχ.2.9 [18]. Οι αυτεπαγωγές αυτές καθορίζουν την μέγιστη τάση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού (ή υποδοχής και πηγής) καθώς δημιουργούν overshoot λόγω της απότομης μεταβολής του ρεύματος κατά το κλείσιμο και το άνοιγμα των διακοπών. Αυτό το overshoot σε συνδυασμό με την τάση που αποκόπτει το στοιχείο μπορεί να δημιουργήσει διαφορά δυναμικού μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού (ή υποδοχής και πηγής) μεγαλύτερη από την ονομαστική :



Σχ.2.9. Πλήρες ισοδύναμο κύκλωμα του IGBT με το packaging .

Συγκεκριμένα η μέγιστη τάση εκπομπού και συλλέκτη δίνεται από την σχέση:

$$V_{DSM} = (L_{stray}) \left(\frac{dI}{dt} \right) \quad (2.7) , \text{ όπου } L_{stray} \text{ η παρασιτική αυτεπαγωγή του ημιαγωγού}$$

μεταξύ των κόμβων σύνδεσής του και προφανώς για εφαρμογές ισχύος είναι

$$L_{stray} = L_D + L_S \quad (2.8).$$

2.1.3 Τεχνολογία SiC για κατασκευή ημιαγωγών ισχύος

Η πλέον ενδιαφέρουσα προτάση για την κατασκευή των ημιαγωγών ισχύος είναι το καρβίδιο του πυριτίου (SiC) που αποτελείται από άτομα πυριτίου (Si) και άνθρακα (C). Το SiC εμφανίζει καλύτερες ιδιότητες σε σχέση με το απλό Si, όπως [2]:

- Υψηλότερες τάσεις κατάρρευσης (breakdown voltages).
- Μεγαλύτερη θερμική αγωγιμότητα.
- Οι χαρακτηριστικές ορθής και ανάστροφης πόλωσης εμφανίζουν μικρότερη ευαισθησία σε εξωτερικούς παράγοντες όπως η θερμοκρασία.
- Μικρότερες απώλειες στα στοιχεία και μικρότερους χρόνους αγωγής και αποκοπής.

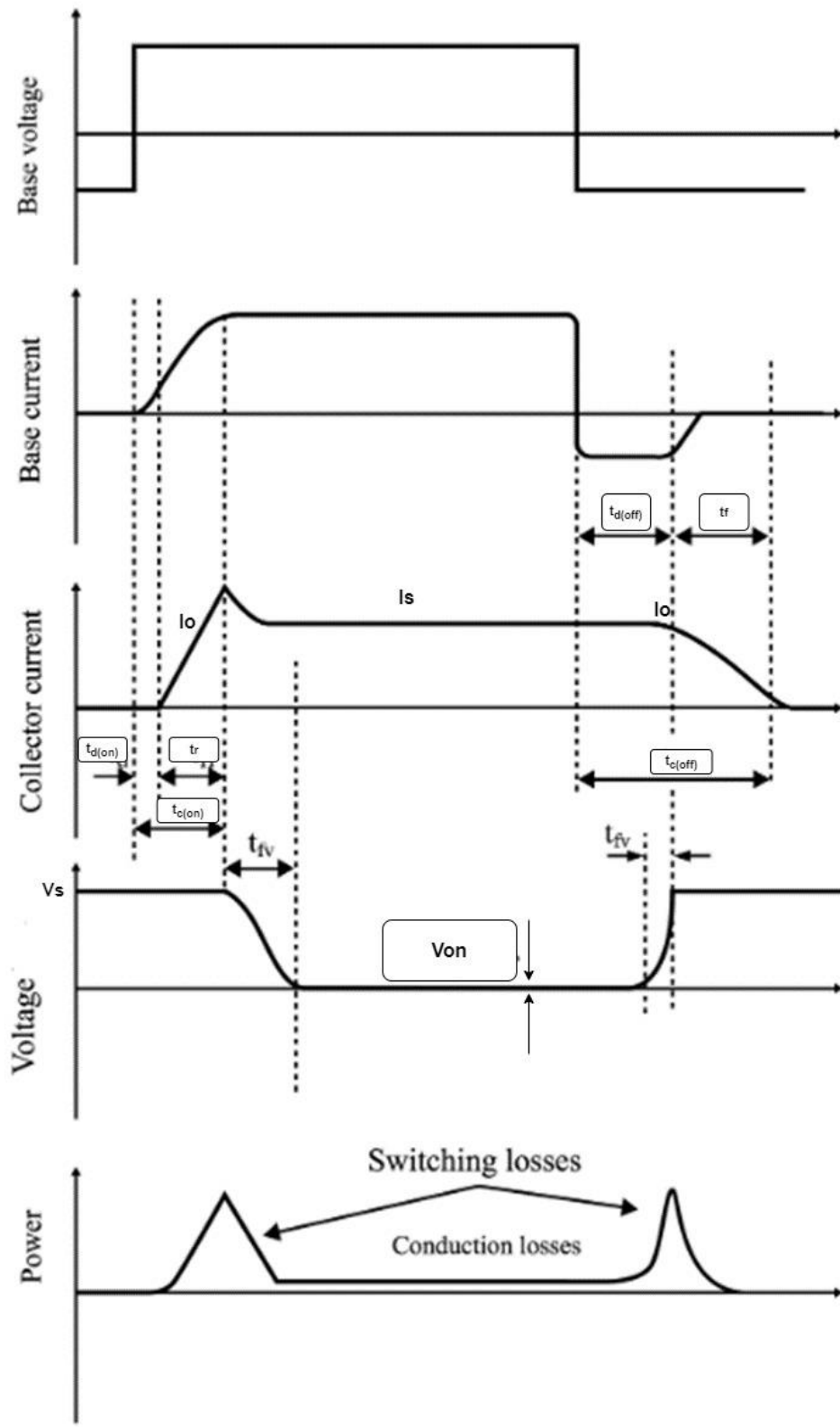
Στον παρακάτω πίνακα μπορούν να διατυπωθεί μια σύγκριση των τριών κύριων στοιχείων που χρησιμοποιούνται στους υψίσυχνους DC-DC μετατροπείς βάσει της ανάλυσης της παραγράφου 2.1 [1]:

Ημιαγωγικό Στοιχείο	Δυνατότητα Ισχύος	Δυνατότητα Συχνότητας	Ταχύτητα Μετάβασης
MOSFET (Si)	Χαμηλή	Υψηλή	Υψηλή
IGBT (Si)	Μέση	Μέση	Μέση
MOSFET (SiC)	Υψηλή	Υψηλή	Υψηλή

2.2 Απώλειες Πραγματικών Διακοπτικών Στοιχείων.

Η υψηλή διακοπτική συχνότητα, εκτός από πλεονεκτήματα , έχει και αρκετά μειονεκτήματα όπως η πολυπλοκότητα του κυκλώματος ελέγχου όπου καταφεύγουμε σε χρήση FPGA για πολύ μεγάλες συχνότητες καθώς και η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (EMI) [1]. Μεγάλο επίσης μειονέκτημα είναι οι διακοπτικές απώλειες που έχουν τα στοιχεία. Οι απώλειες αυτές σχετίζονται με το ότι τα στοιχεία δεν μπορούν να διακόψουν το ρεύμα που τα διαρρέει σε ακαριαίο χρόνο ή να μηδενίσουν την τάση τους σε ακαριαίο χρόνο. Επομένως τα στοιχεία υπόκεινται σε μια μεγάλη διακοπτική φόρτιση καθώς το ρεύμα μηδενίζεται πολύ απότομα ενώ η τάση στα άκρα τους από σχεδόν μηδενική απόκτα τιμή κάποιας τάσης τροφοδοσίας [2].

Πέραν των διακοπτικών απωλειών υπάρχουν και οι απώλειες αγωγής των στοιχείων όταν αυτά άγουν ρεύμα. Οι συνολικές απώλειες ενός στοιχείου μπορούν να υπολογιστούν προσεγγιστικά σύμφωνα με το σχ.2.14 που φαίνεται παρακάτω:



Σχ.2.14. Λειτουργικές απώλειες πραγματικού διακοπτικού στοιχείου τύπου IGBT [1].

Οι καταναλισκόμενες ενέργειες του διακόπτη σε κάθε φάση λειτουργίας θεωρώντας ρεύμα εξόδου κατά την μεταγωγή (για το διακόπτη) σταθερό (στην πραγματικότητα έχει μια μικρή κυμάτωση) είναι [2]:

- Απώλειες ενέργειας κατά την μετάβαση σε αγωγή:

$$W_{c(on)} = \int_0^{t_{c(on)}} V(t)i(t)dt = \frac{1}{2}V_s I_o t_{c(on)} \quad (2.10).$$

- Απώλειες ενέργειας κατά την μετάβαση σε αποκοπή:

$$W_{c(off)} = \int_0^{t_{c(off)}} V(t)i(t)dt = \frac{1}{2}V_s I_o t_{c(off)} \quad (2.11).$$

- Απώλειες ενέργειας κατά την αγωγή για IGBT:

$$W_{on} = V_{on} I_s t_{on} \quad (2.12).$$

- Απώλειες ενέργειας κατά την αγωγή για MOSFET:

$$W_{on} = R_{DS(on)}(I_D)^2 t_{on} \quad (2.13).$$

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις 2.10-2.13 και γνωρίζοντας ότι υπάρχουν f_s σε αριθμό καταστάσεις ανά sec, τότε οι συνολικές απώλειες ισχύος του ημιαγωγού είναι:

$$P_{s(total)} = (W_{c(on)} + W_{c(off)} + W_{on}) f_s = \left(\frac{1}{2}V_s I_o t_{c(on)} + \frac{1}{2}V_s I_o t_{c(off)} + W_{on}\right) f_s \quad (2.14),$$

όπου V_s είναι η dc τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του διακόπτη όταν αυτός είναι ανοικτός, f_s η διακοπτική συχνότητα, I_s το dc ρεύμα που διαρρέει τον διακόπτη κατά την αγωγή (όταν ο διακόπτης είναι κλειστός), I_o το ρεύμα εξόδου του διακόπτη ακριβώς πριν την στιγμή της μεταγωγής. Θεωρούμε πως το I_o είναι σταθερό κατά την διάρκεια της μεταγωγής. Τέλος V_{on} είναι η τάση αγωγής του διακόπτη που δίνεται από τις προδιαγραφές του κατασκευαστή. Ιδανικά θεωρούμε πως $V_{on} = 0$ δηλαδή ο διακόπτης συμπεριφέρεται σαν ιδανικό βραχυκύκλωμα όταν άγει.

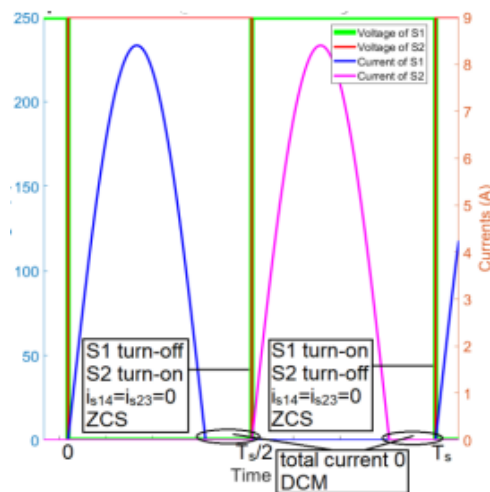
2.3 Ομαλή μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων σε μετατροπείς συντονισμού.

Ο συνδυασμός κατάλληλων τοπολογιών στο κύκλωμά μπορεί να μειώσει ή να εξαλείψει τις διακοπτικές απώλειες. Αυτό επιτυγχάνεται όταν ένας διακόπτης κλείνει και ανοίγει υπό μηδενική τάση ή/και μηδενικό ρεύμα. Οι μετατροπείς συντονισμού είναι ένας συνδυασμός μετατροπέα γέφυρας, κύκλωμα συντονισμού και στρατηγικής ελέγχου που έχει ως σκοπό την εξάλειψη των διακοπτικών απωλειών [1]. Η μετάβαση των στοιχείων υπό αυτές τις συνθήκες ονομάζεται ομαλή μετάβαση. Σύμφωνα με τα παραπάνω ορίζουμε δύο τύπους ομαλής μεταγωγής που μας δίνονται από τα κυκλώματα συντονισμού:

Μεταγωγή υπό μηδενικό ρεύμα (Zero current switching - ZCS):

Δύο διακόπτες του ίδιου κλάδου S1-S2 έχουν συμπληρωματική λειτουργία, δηλαδή όταν άγει ο ένας, ο άλλος είναι σε αποκοπή και αντίστροφα. Όταν το ρεύμα που άγουν είναι μηδενικό τη στιγμή της μεταγωγής, έχουμε ZCS. Στους μετατροπείς συντονισμού συναντάμε κυρίως δύο περιπτώσεις ZCS.

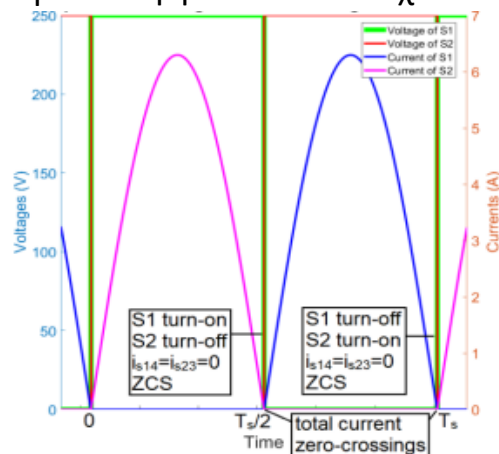
α) ZCS κατά το άνοιγμά ή το κλείσιμο των διακοπών λόγω ασυνεχούς αγωγής του ρεύματος (DCM). Αυτή η περίπτωση φαίνεται στο σχ.2.15:



Σχ.2.15. ZCS-on και ZCS-off για την περίπτωση ασυνεχούς αγωγής

Δηλαδή βλέπουμε πως δεν ρέει καθόλου ρεύμα σε κανέναν από τους δύο συμπληρωματικούς διακόπτες μέχρι την στιγμή της μεταγωγής, επομένως και η αγωγή και η σβέση των S1-S2 γίνονται υπό μηδενικό ρεύμα.

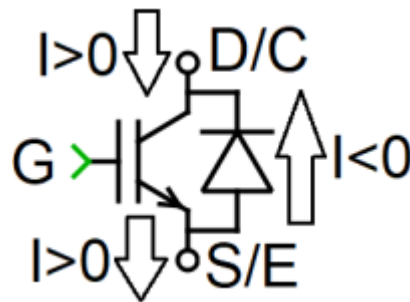
β) ZCS κατά το άνοιγμά ή το κλείσιμο των διακοπών, κατά τη διέλευση του συνολικού ρεύματος από το 0 ακριβώς την στιγμή της μεταγωγής των διακοπών. Αυτή η περίπτωση φαίνεται στο σχ.2.16:



Σχ.2.16. ZCS-on και ZCS-off κατά την διέλευση του ρεύματος από το 0 την στιγμή της μεταγωγής

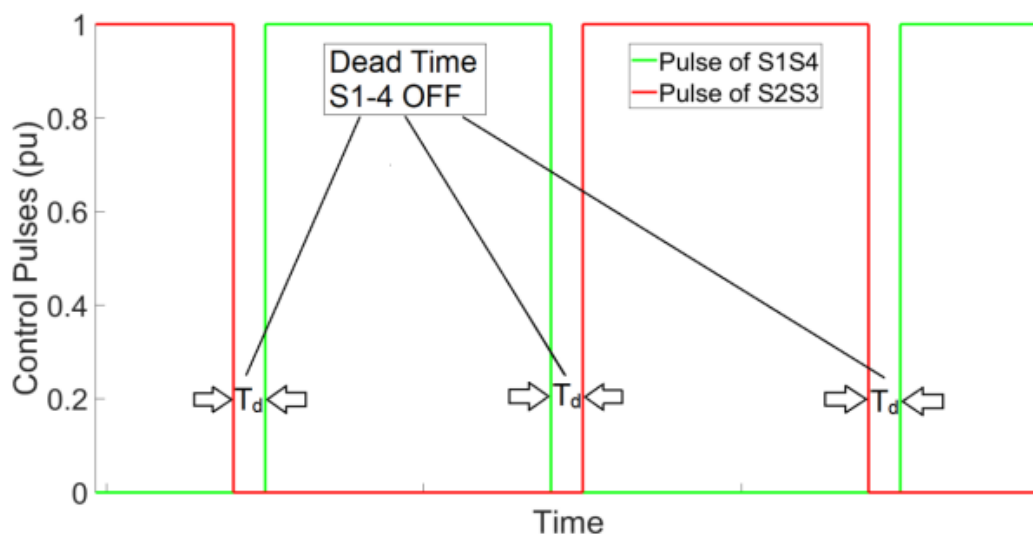
Μεταγωγή υπό μηδενική τάση (Zero voltage switching - ZVS):

Για να υπάρχει μεταγωγή τύπου ZVS πρέπει η τάση του στοιχείου να είναι ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου του δηλαδή περίπου ίση με 0, ενώ παράλληλα η ροή του ρεύματος πρέπει να είναι αρνητική για το διακόπτη, δηλαδή να ρέει μέσα από την αντιπαράλληλη δίοδο όπως φαίνεται στο σχ.2.17:



Σχ.2.17. Θετική και αρνητική φορά ρεύματος στον διακόπτη [20].

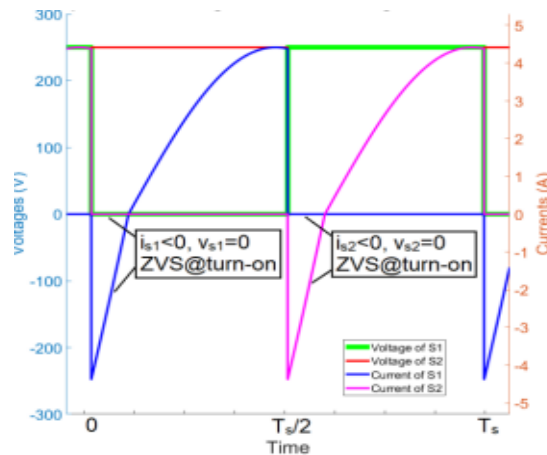
Το κλείδωμα της τάσης στο 0 απαιτεί πάντα αρνητικό ρεύμα και συμβαίνει επειδή η ροή του ρεύματος από την αντιπαράλληλη δίοδο δεν επηρεάζεται από την κατάσταση αγωγής του διακόπτη. Απαραίτητη προϋπόθεση για ZVS είναι να υπάρχει ένα χρονικό διάστημα όπου δεν άγει κανένας διακόπτης. Το διάστημα αυτό ονομάζεται νεκρός χρόνος (Dead Time – T_d) και βοηθάει στην αποφυγή βραχυκυκλωμάτων ενώ δεν επηρεάζει αισθητά την συμπεριφορά του κυκλώματος. Ο T_d φαίνεται παρατώ στο σχ.2.18:



Σχ.2.18. Κυματομορφή των παλμών όπου διακρίνεται ο νεκρός χρόνος T_d [20].

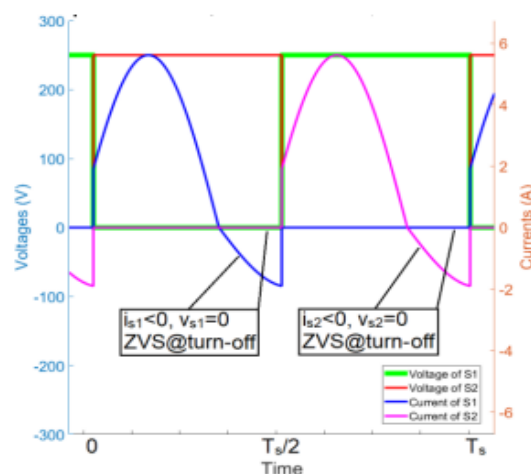
Στους μετατροπείς συντονισμού συναντάμε δύο περιπτώσεις ZVS.

α) Έναυση υπό μηδενική τάση (ZVS at turn on), όπου αφού έχει τεθεί OFF ο ένας διακόπτης το ρεύμα του, που πριν ήταν θετικό, περνάει τώρα από την αντιπαράλληλη διάοδο του άλλου διακόπτη ως αρνητικό. Μετά το πέρας του T_d θέτουμε ON τον άλλον διακόπτη και η τάση του παραμένει στην τιμή της τάσης αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου, δηλαδή πρακτικά 0 όπως φαίνεται στο σχ.2.19:



Σχ.2.19. ZVS at turn on [20].

β) Σβέση υπό μηδενική τάση ZVS at turn off, όπου πριν τεθεί OFF ο ένας διακόπτης, το ρεύμα του έχει αλλάξει πρόσημο από θετικό σε αρνητικό με αποτέλεσμα να τον απενεργοποιεί και να κλειδώνει την τάση του στην τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου, δηλαδή πρακτικά 0 όπως φαίνεται στο σχ.2.20:



Σχ.2.20. ZVS at turn off [20].

Τέλος όπως αναφέραμε για να υπάρξει δυνατότητα ομαλής μεταγωγής των διακοπών πρέπει να υπάρχει κάποιο κύκλωμα συντονισμού. Οι μετατροπείς που έχουν κάποιο κύκλωμα συντονισμού ονομάζονται μετατροπείς συντονισμού. Οι περισσότερες από τις τοπολογίες μετατροπών συντονισμού απαιτούν κάποια μορφή κυκλωμάτων συντονισμού L-C όπως θα αναδείξουμε και στην παράγραφο 3.1. Μια ταξινόμηση των μετατροπών αυτών είναι [1]:

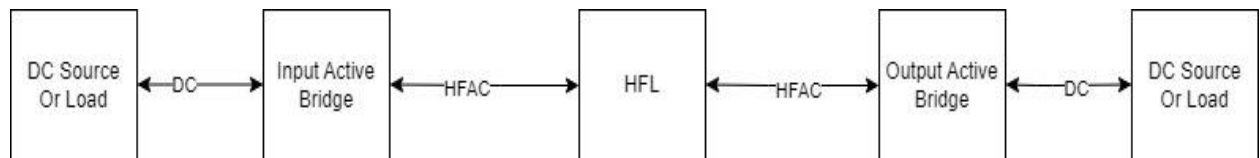
1. Μετατροπείς συντονισμού φορτιού: Οι μετατροπείς αυτοί αποτελούνται από ένα κύκλωμα συντονισμού L-C και στο φορτίο εμφανίζονται ταλαντούμενη τάση και ρεύμα εξαιτίας του L-C συνδυασμού. Οι διακόπτες του μετατροπέα μπορούν να αλλάζουν κατάσταση κατά το μηδενισμό της τάσης ή του ρεύματος.
2. Διακοπτικοί μετατροπείς συντονισμού: Ο L-C συνδυασμός χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει την τάση και το ρεύμα του διακόπτη ώστε οι διακόπτες να αλλάζουν αναγκαστικά υπό μηδενικό ρεύμα ή τάση.
3. Μετατροπείς συντονισμού με dc ζεύξη: Η κατηγορία αυτή αναφέρεται κυρίως σε αντιστροφείς με διαμόρφωση PWM. Σε αυτό το είδος, η τάση εισόδου εξαναγκάζεται σε ταλάντωση με μέση τιμή την τάση εισόδου V_d μέσω ενός L-C συνδυασμού, έτσι ώστε η τάση να παραμένει μηδέν για ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα. Στο χρονικό διάστημα αυτό η κατάσταση των διακοπών αλλάζει και άρα έχουμε μεταγωγή υπό μηδενική τάση.

3. Σύνθεση Μετατροπών Συντονισμού και Αρχές Λειτουργίας.

Το κεφάλαιο αυτό πραγματεύεται τις αρχές λειτουργίας του μετατροπέα συντονισμού διπλής ενεργής γέφυρας (dual active bridge - DAB). Τα 3 κύρια μέρη του φαίνονται στο σχ.3.1 και είναι τα εξής:

- 1) Η Ενεργή Γέφυρα Εισόδου η οποία μετατρέπει την συνεχή τάση της πηγής σε εναλλασσόμενη τάση υψηλής συχνότητας (High Frequency AC - HFAC),
- 2) Το Δίκτυο ζεύξης υψηλής συχνότητας (High Frequency Link -HFL) το οποίο αποτελείται από τον υψίσυχνο μετασχηματιστή (High Frequency Transforem – HFT) και ένα συνδυασμό πυκνωτών και πηνίων. Σκοπός του HFL είναι να διαμορφώνει κατάλληλα την εναλλασσόμενη τάση και το ρεύμα όπως εξηγείται στις παραγράφους 3.3 και 4.1.

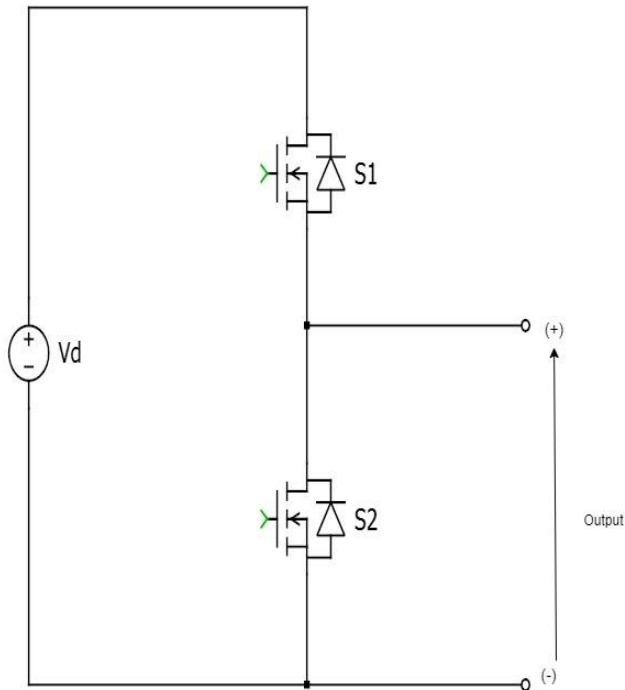
3) Η Ενεργή Γέφυρα Εξόδου. Στην πραγματικότητα είναι αντιπροσωπευτικός ο όρος Ενεργή Γέφυρα Εισόδου και Εξόδου καθώς η είσοδος και η έξοδος της διάταξης χαρακτηρίζεται από την Ροή της ισχύος και συγκεκριμένα την φορά που αυτή ακολουθεί.



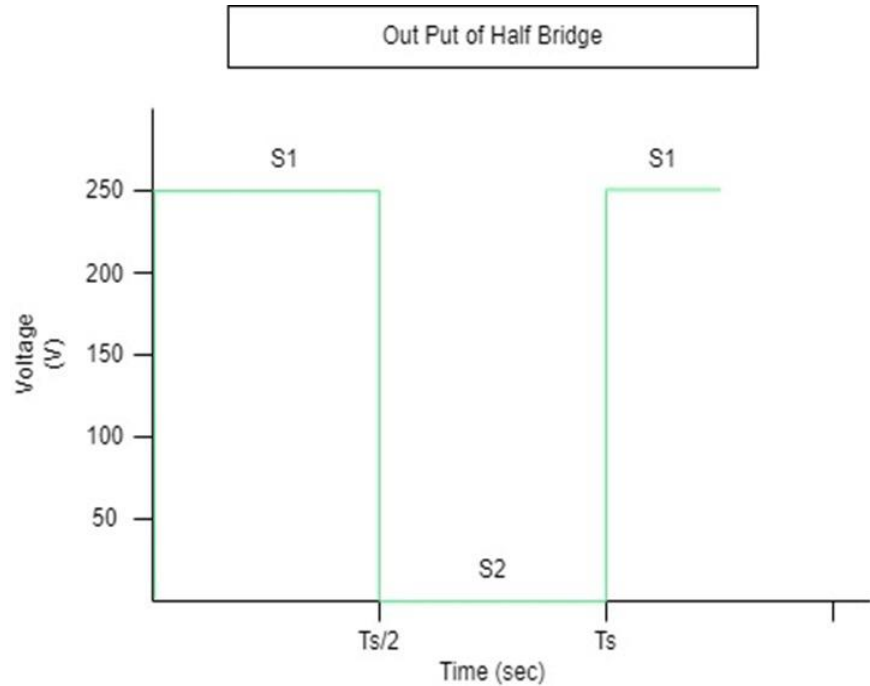
Σχήμα 3.1 Σχηματική Αναπαράσταση του DC-DC Μετατροπέα DAB.

3.1 Μονοφασικός Αντιστροφέας πηγής τάσης και Μετασχηματιστής Υψηλών Συχνοτήτων (HFT).

Τα δομικά στοιχεία του DAB είναι οι δύο ενεργές γέφυρες και το HFL. Κάθε μία από τις ενεργές γέφυρες του μετατροπέα αποτελείται από 2 ημιγέφυρες οι οποίες συνδέονται παράλληλα και έτσι δημιουργούν έναν μονοφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης. Το κύκλωμα της ημιγέφυρας φαίνεται στο σχήμα 3.2 και αποτελείται από δύο πλήρως ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία S1 και S2. Τα S1 και S2 ελέγχονται μέσω των παλμών τάσης που εφαρμόζονται στην πύλη τους και έχουμε συμπληρωματική λειτουργία όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 2.1. Όταν ο διακόπτης S1 είναι ON έχουμε τάση εξόδου $+V_d$ καθώς ο θετικός ακροδέκτης της εξόδου βλέπει τον θετικό ακροδέκτη της εισόδου. Αντίστοιχα όταν ο S2 είναι ON τότε στην έξοδο προκύπτουν 0 V καθώς ο θετικός ακροδέκτης της εξόδου βλέπει τον αρνητικό ακροδέκτη της εισόδου. Η ταυτόχρονη αγωγή των δύο διακοπών οδηγεί σε βραχυκύκλωμα της πηγής. Αν θεωρήσουμε πως ο παραπάνω έλεγχος γίνεται με ένα κύκλο λειτουργίας 50% (ο κύκλος λειτουργίας ή duty-cycle ή αλλιώς duty-ratio ορίζεται στην παράγραφο 3.2) τότε το σήμα που προκύπτει είναι ένας τετραγωνικός παλμός με πλάτος V_d και με DC Offset $\frac{V_d}{2}$ όπως βλέπουμε στο σχήμα 3.3.

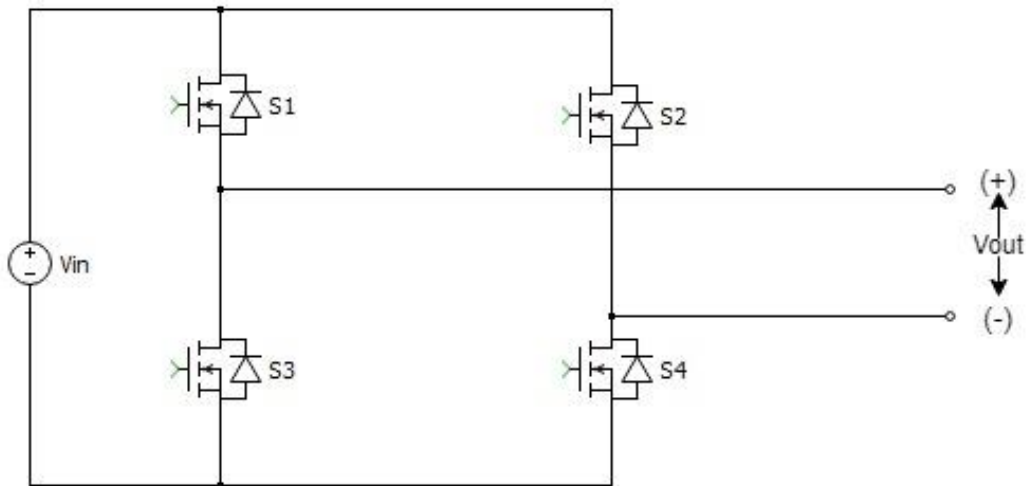


Σχ.3.2 Δομή Ενεργής Ημιγέφυρας.

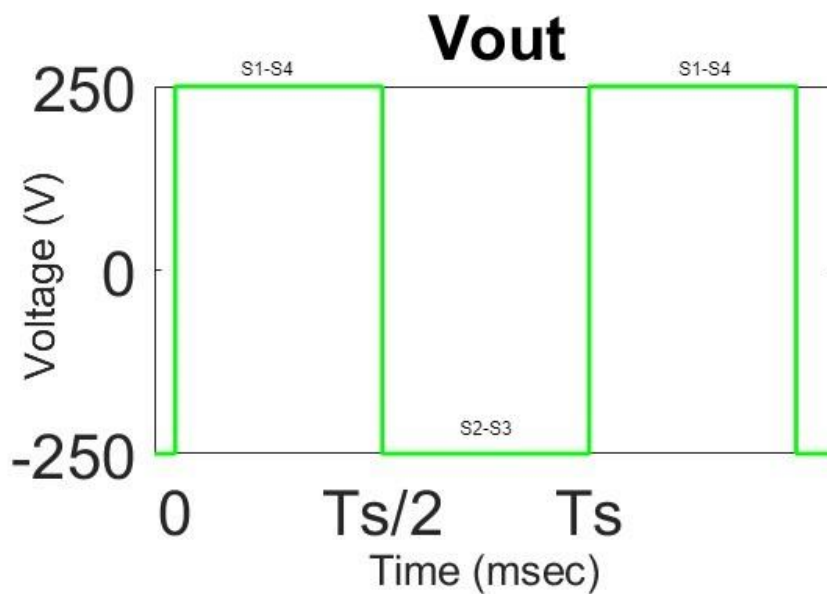


Σχ.3.3 Έξοδος ενεργής ημιγέφυρας με έλεγχο τετραγωνικού παλμού και 50% Duty-Cycle.

Ο μονοφασικός αντιστροφέας εναλλασσόμενης τάσης αποτυπώνεται στο σχ.3.4 . Το κύκλωμά του αποτελείται από τέσσερις πλήρως ελεγχόμενες ημιαγωγικούς διακόπτες. Όταν οι διακόπτες S1-S4 είναι ON τότε ο ακροδέκτης (+) της εξόδου βλέπει τον ακροδέκτη (+) της εισόδου και αντίστοιχα ο ακροδέκτης (-) της εξόδου βλέπει τον ακροδέκτη (-) της εισόδου. Επομένως η έξοδος έχει τάση με τιμή $+V_d$. Όταν οι διακόπτες S2-S3 είναι ON τότε ο ακροδέκτης (-) της εξόδου βλέπει τον ακροδέκτη (+) της εισόδου και αντίστοιχα ο ακροδέκτης (+) της εξόδου βλέπει τον ακροδέκτη (-) της εισόδου. Δηλαδή η έξοδος έχει τάση με τιμή $-V_d$. Τα παραπάνω φαίνονται στο σχήμα 3.4. Τα ζεύγη των διακόπτων S1-S4 και S2-S3 δεν μπορούν να άγουν ταυτόχρονα καθώς βραχυκυκλώνουν την πηγή τάσης στην είσοδο. Το ίδιο ακριβώς θα συμβεί αν άγουν ταυτόχρονα οι διακόπτες του ίδιου κλάδου, δηλαδή οι S1-S3 και S2-S4. Ακόμη η διάταξη μπορεί να παράξει τάση εξόδου και σε 3 επίπεδα ($+V_d, 0, -V_d$). Το επίπεδο 0 της τάσης μπορεί να επιτευχθεί αν οι S1-S3 ή οι S2-S4 είναι ON κατά ζεύγη καθώς τότε οι ακροδέκτες της έξοδος βλέπουν το ίδιο δυναμικό, δηλαδή: $V_d - (+V_d) = 0$, όταν άγουν οι S1-S3 και $-V_d - (-V_d) = 0$, όταν άγουν οι S2-S4 όπως βλέπουμε στο σχήμα 3.5.



Σχ.3.4 Δομή Ενεργής Γέφυρας.



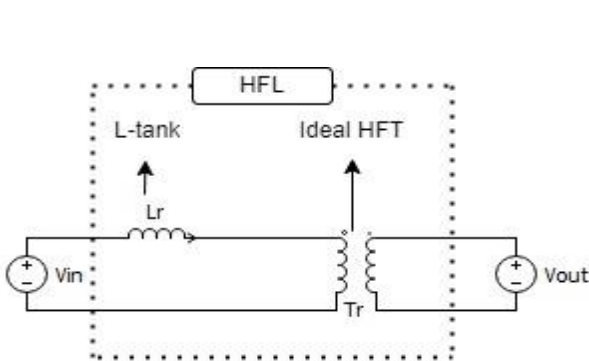
Σχ.3.5 Τάση εξόδου μονοφασικού αντιστροφέα τετραγωνικού παλμού με 2 επίπεδα τάσης ($-V_d$, $+V_d$) και duty cycle 50%. Φαίνονται και οι διακόπτες που άγουν σε κάθε στιγμή.

Το HFL αποτελείται από τον HFT και έναν συνδυασμό πυκνωτών και πηνίων. Έχει ως χαρακτηριστικό τον έλεγχο του ρεύματος και της τάσης ενώ παράλληλα παρέχει γαλβανική απομόνωση. Στην παρούσα εργασία εξετάζονται τρία διαφορετικά κυκλώματα για το HFL τα οποία είναι:

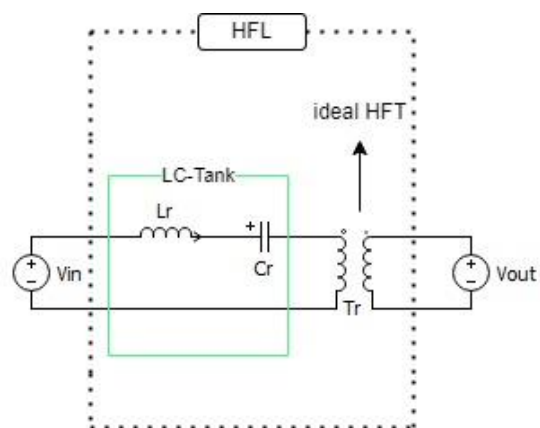
1) Η χρήση ενός επαγωγού L_r (Link L) όπως φαίνεται στο σχ.3.6. Δηλαδή βλέπουμε την ισοδύναμη τιμή αυτεπαγωγής του κλάδου σειράς του HFT και έναν ιδανικό HFT. Εξετάζεται στην παράγραφο 3.3,

2) Η χρήση ενός επαγωγού L_r και ενός πυκνωτή C_r σε σειρά (LC-tank σειράς) που φαίνεται στο σχ.3.7 ή CL-LC Link που φαίνεται στο σχ.3.8. Το L_r αποτελεί την ισοδύναμη τιμή της αυτεπαγωγής του κλάδου σειράς του HFT ενώ ο πυκνωτής τοποθετείται πριν το μετασχηματιστή και σε σειρά με αυτόν. Η τοπολογία εξετάζεται στην παράγραφο 4.1. Αναφέρουμε πως για να είναι τα κυκλώματα 3.7 και 3.8 ταυτόσημα πρέπει $L_{r1} = L_{r2} = L_r/2$ και $C_{r1} = C_{r2} = 2C_r$.

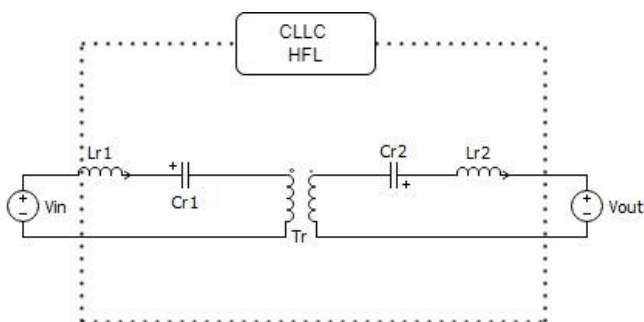
3) LLC-tank όπως φαίνεται στο σχ.3.9. Σε αντίθεση με τις προηγούμενες περιπτώσεις η επαγωγή του κλάδου μαγνήτισης του HFT συμπεριλαμβάνεται στο μοντέλο. Η τοπολογία εξετάζεται στην παράγραφο 5.2. Η τιμή της αυτεπαγωγής του κλάδου μαγνήτισης θεωρήθηκε ίση με $L_m = 10L_r$ όταν έχουμε HFT χωρίς πυρήνα (δηλαδή η μαγνητική ροή περνάει από τον αέρα) ενώ θεωρήσαμε $L_m = 100L_r$ για HFT με πυρήνα από φερρίτη.



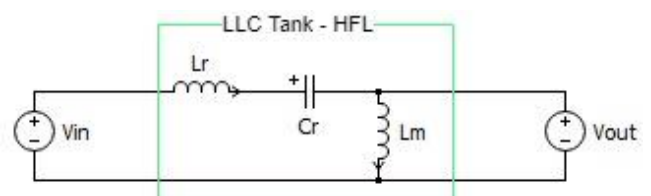
Σχ.3.6 Link L.



Σχ.3.7 LC-tank σειράς.



Σχ.3.8 CLLC link.



Σχ.3.9 LLC Tank σειράς.

3.2 Μέθοδοι Ελέγχου.

Η παλμοδότηση των DC-DC μετατροπέων χωρίζεται σε δύο μεγάλες κατηγορίες βάσει της μεθόδου ελέγχου της τάσης [6]. Πρώτη μεγάλη κατηγορία είναι οι DC-DC μετατροπείς με έλεγχο διαμόρφωσης εύρους παλμών (pulse width modulation – PWM) [12]. Σε αυτή την μέθοδο μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής (duty ratio: $D=t_{on}/T_s$) που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την διακοπτική περίοδο. Η μέθοδος αυτή βρίσκει εφαρμογή κυρίως στα συστήματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιών, στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας (ΣΗΕ) και στα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων (ΣΕΗΚ). Πλεονέκτημα των PWM μεθόδων ελέγχου είναι η αυξημένη απόδοση και η καλύτερη χρήση των ημιαγωγών ενώ μειονέκτημα είναι οι αυξημένες απώλειες μεταγωγής [12]. Η Δεύτερη μεγάλη κατηγορία είναι οι DC-DC μετατροπείς συντονισμού όπου έχουν ως στόχο την επίτευξη υψηλών συχνοτήτων χρησιμοποιώντας κυρίως έλεγχο μεταβλητής συχνότητας (VFM) [13]. Η Μέθοδος αυτή βρίσκει εφαρμογή κυρίως σε Φωτοβολταϊκά συστήματα, γενικότερα στις ΑΠΕ καθώς και σε εφαρμογές μικροδικτύων [6]. Τα πλεονεκτήματα είναι η μείωση των διακοπτικών απωλειών εξαιτίας των κυκλωμάτων συντονισμού καθώς και της ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής - EMI (λόγω των μικρών di/dt και dv/dt) ενώ αρνητικό είναι το γεγονός πως λόγω των L-C στοιχείων που εισάγουν έχουν μεγαλύτερα ρεύματα (κυρίως άεργα ρεύματα) και άρα μεγαλύτερες απώλειες αγωγής και φυσικά μειωμένη απόδοση [6].

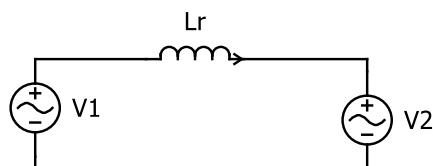
Όπως έχουμε αναφέρει και στην εισαγωγή, η καρδιά του DAB είναι ο DC-DC μετατροπέας συντονισμού. Πρέπει λοιπόν να αναλύσουμε τον τρόπο ελέγχου των ενεργών γεφυρών του μετατροπέα. Όπως φαίνεται στο σχ.3.10 η παροχή ισχύος μεταξύ δύο ημιτονοειδών εναλλασσόμενων πηγών διασυνδεδεμένων με μια επαγωγή L_r ελέγχεται από την διαφορά φάσης των δύο πηγών καθώς και από τις RMS τιμές των τάσεων :

$$P = \frac{|V_1||V_2|\sin(\delta)}{2\pi fL}, \text{ όπου } \delta = \phi_2 - \phi_1.$$

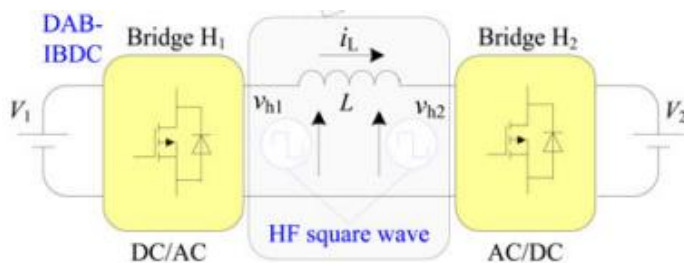
Παρόμοια με τον έλεγχο της μετάδοσης ισχύος στα παραδοσιακά συστήματα εναλλασσόμενου ρεύματος, στον DAB η κατεύθυνση και το μέγεθος του ρεύματος του επαγωγέα i_L μπορεί να αλλάξει ρυθμίζοντας τη διαφορά φάσης μεταξύ των τάσεων τετραγωνικού παλμού V_{h1} και V_{h2} των γέφυρών H1

και H2, οι οποίες με την σειρά τους μπορούν να ελέγξουν την κατεύθυνση και το μέτρο της ισχύος. Πρακτικά η διαφορά είναι ότι οι τάσεις και στις δύο πλευρές του επαγωγέα στο παραδοσιακό σύστημα εναλλασσόμενου ρεύματος έχουν ημιτονοειδή μορφή ενώ στο DAB είναι τετραγωνικοί παλμοί υψηλής συχνότητας και φαίνονται σχ.3.11. Η ενεργός ισχύς που διαρρέεται μεταξύ των ενεργών γεφυρών ελέγχεται μέσω της διαφοράς φάσης των τετραγωνικών παλμών εξόδου τους και δίνεται από την σχέση:

$$P = \frac{nV_1V_2}{2\pi^2 fL} \delta(\pi - \delta)$$
, όπου 1:n είναι ο λόγος μετασχηματισμού του HFT και V1, V2 οι τιμές των τάσεων εξόδου των γεφυρών. Η απόδειξη της σχέσης αυτή γίνεται στην παράγραφο 3.3.

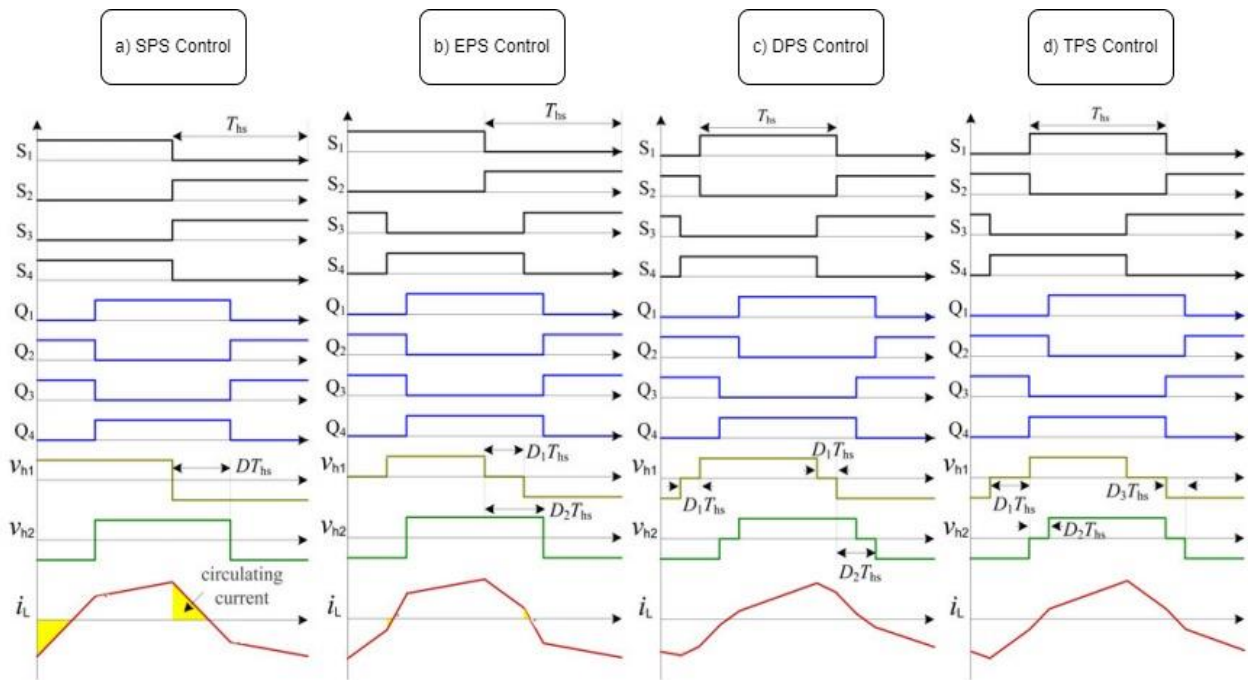


Σχ.3.10 Κλασικό AC συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας δύο ζυγών.



Σχ.3.11 Μετατροπέας διπλής ενεργής γέφυρας DAB [6].

Στο σχήμα 3.12 παρουσιάζονται οι τέσσερις βασικές μέθοδοι ελέγχου για τον DAB καθώς και οι αντίστοιχες κυματομορφές του ρεύματος που διαρρέει των επαγωγέα και αναλύονται στην παράγραφο 3.3:

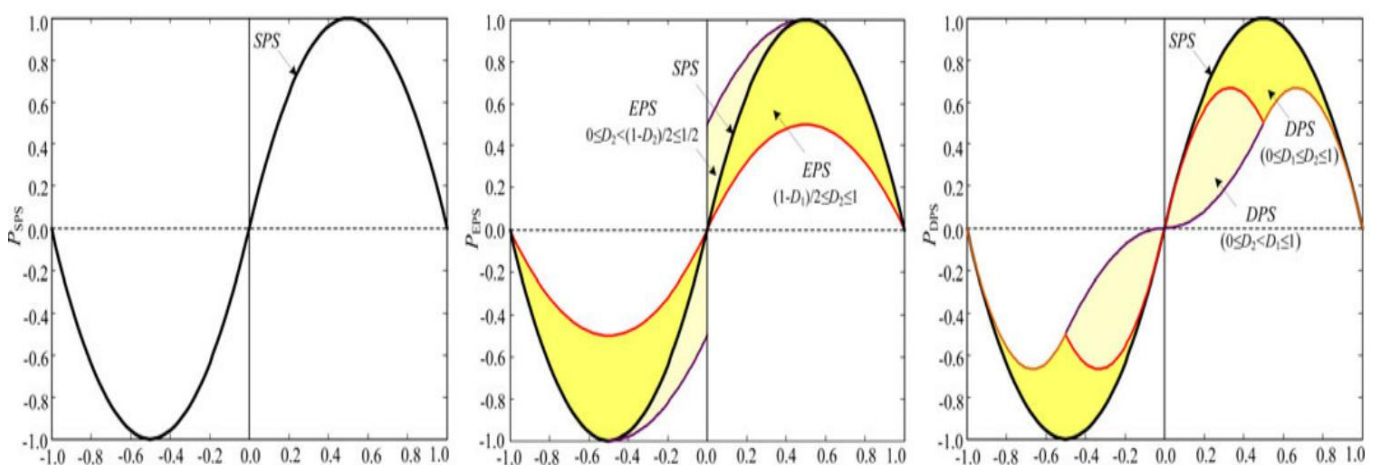


Σχ.3.12 Συνήθειες μέθοδοι ελέγχου του DAB [6].

- SPS Control: Ο έλεγχος ισχύος του DAB με ρυθμιστή μονοφασικής μετατόπισης (SPS) φαίνεται στο σχήμα 3.12(a). Οι εναλλασσόμενες τάσεις εξόδου των δύο γεφυρών έχουν ίδια μορφή και πρακτικά το μόνο που αλλάζει είναι η καθυστέρηση στο άνοιγμα των διακοπών της μιας γέφυρας ως προς την άλλη. Η καμπύλη ισχύος σε αυτήν την περίπτωση είναι ανάλογη της διαφοράς φάσης D ενώ είναι μέγιστη για $D= 0,5$ και ελάχιστη για $D = 0$ ενώ είναι και συμμετρική για κάθε $-1 \leq D \leq 1$, όπως φαίνεται και στο σχ.3.13.
- EPS Control: Είναι μια βελτιωμένη μέθοδος ελέγχου σε σχέση με την SPS καθώς η έξοδος μιας εκ των δύο γεφυρών έχει πλέον 3 επίπεδα τάσης. Τα ζεύγη διακοπών της μιας γέφυρας αλλάζουν με την σειρά τους ενώ στην άλλη γέφυρα διακόπτονται για κάποιο χρονικό διάστημα. Σε αυτήν την τεχνική έχουμε λοιπόν δύο γωνίες ελέγχου, την γωνία μετατόπισης φάσης D_1 μεταξύ των δύο γεφυρών (όπως και στην SPS) αλλά και την εσωτερική γωνία μηδενικής τιμής της τάσης D_2 . Η D_1 χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της κατεύθυνσης της ισχύος ενώ η D_2 χρησιμοποιείται για την μείωση της ισχύος κυκλοφορίας στο πηνίο (μείωση της καταπόνησης του HFT λόγω μικρού άεργου ρεύματος το οποίο καθορίζεται από την D_2) ενώ παράλληλα επεκτείνει και τις δυνατότητες για ZVS καθώς έχουμε περισσότερα διαστήματα με μηδενική τάση [8].

- DPS Control: Παρόμοια με τον έλεγχο EPS έχουμε 3 επίπεδα τάσης και στις δύο γέφυρες. Οι εσωτερικές γωνίες μηδενισμού των ημιγεφυρών είναι ίδιες. Έχουμε λοιπόν 2 μεταβλητές ελέγχου. Την γωνία D_2 για τον έλεγχο ισχύος και την μία και κοινή εσωτερική γωνία μηδενικής εξόδου D_1 . Με αυτήν την μέθοδο ελέγχου μπορούμε να ελαχιστοποιήσουμε την χωρητικότητα εξόδου (χωρητικότητα μετά από κάθε γέφυρα) καθώς η κυμάτωση της τάσης μειώνεται [8]. Ακόμη έχουμε μεγαλύτερη απόδοση σε σχέση με τις προηγούμενες δύο τεχνικές ελέγχου εξαιτίας του μικρότερου αρμονικού περιεχόμενο καθώς και αυξημένες δυνατότητες για ZVS και ελαχιστοποίηση του ρεύματος διαρροής του πηνίου σε σχέση με την EPS.
- TPS Control: Όπως και στον έλεγχο DPS έχουμε 3 επίπεδα τάσης και για τις δύο γέφυρες αλλά αυτήν την φορά οι εσωτερικές γωνίες μηδενικής τάσης μπορούν να διαφέρουν μεταξύ τους. Έχουμε λοιπόν 3 γωνίες ελέγχου D_1 , D_2 , D_3 . Είναι η βέλτιστη τεχνική ελέγχου από άποψη απόδοσης αλλά απαιτεί αρκετά σύνθετο έλεγχο [8].

Η μέθοδος που χρησιμοποιείται σε κάθε εφαρμογή εξαρτάται από πολλούς παράγοντες, όπως η συχνότητα λειτουργίας, οι δυνατότητες του συστήματος ελέγχου και η απαιτούμενη απόδοση του συστήματος ισχύος. Στην παρούσα διπλωματική επιλέχθηκε η SPS τεχνική ελέγχου με κριτήρια την απλότητα στην εφαρμογή και την μέγιστη μεταφορά ισχύος. Στην διάταξή μας έχουμε ως στόχο να ελέγχουμε μεταφερόμενη ισχύς στην έξοδο. Αυτή ελέγχεται από έναν PI ελεγκτή που έχει σαν έξοδο την διαφορά φάσης των τετραγωνικών παλμών και την τροφοδοτεί στις γεννήτριες τετραγωνικών κυματομορφών που ελέγχουν τις πύλες των ημιαγωγών (γίνεται παρουσίαση του ελεγκτή στην παράγραφο 3.5).

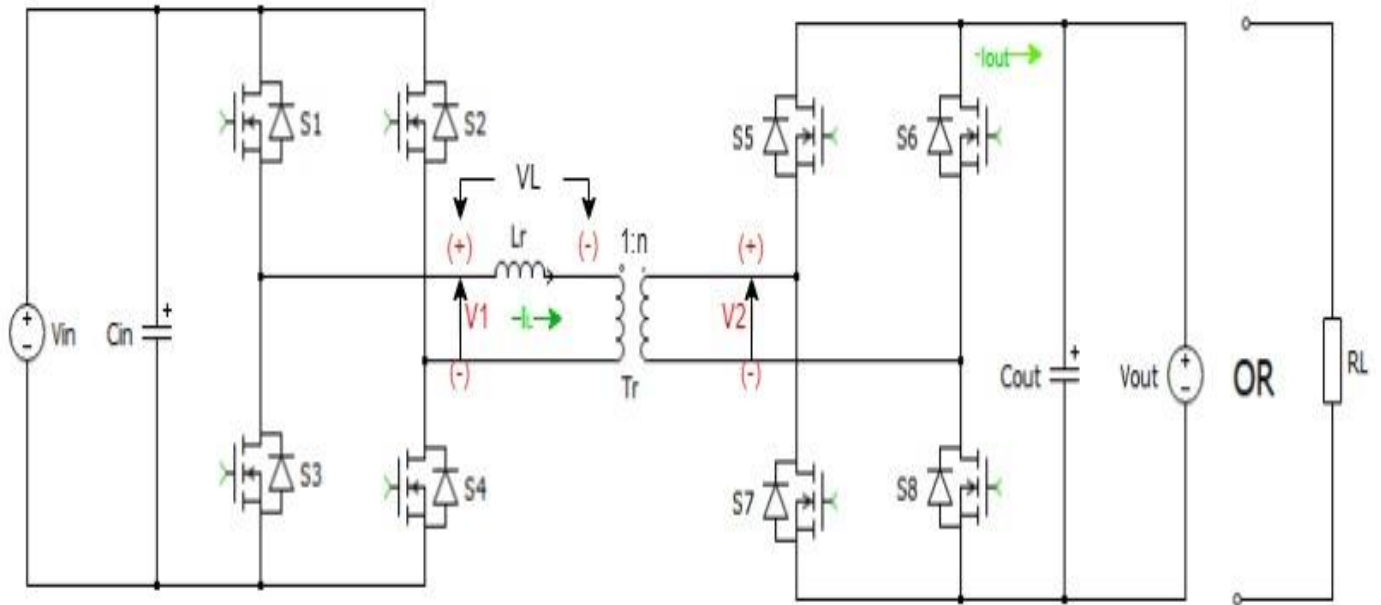


Σχ.3.13 Χαρακτηριστικές μεταφερόμενης ισχύος – Duty Cycle (εσωτερικού και εξωτερικού) [6].

Στο σχ.3.13 βλέπουμε τις χαρακτηριστικές μεταφερόμενης ισχύς – Duty Cycle (εσωτερικού και εξωτερικού) για τις μεθόδους ελέγχου που αναφέρουμε. Παρατηρούμε πως η μέγιστη μεταφερόμενη ισχύς δίνεται από τον έλεγχο SPS και συγκεκριμένα για διαφορά φάσης ίση 0.5 ανά μονάδα (per unit – p.u). Οι έλεγχοι EPS και DPS λόγω της αυξημένης ρυθμιστικής ευελιξίας προσφέρουν μεγαλύτερο εύρος στην μετάδοση της ισχύος. Επιπλέον, σε σύγκριση με τους ελέγχους SPS και DPS, ο EPS έλεγχος μπορεί να αυξήσει τη χωρητικότητα μετάδοσης ισχύος (transmission power capacity) προσαρμόζοντας την εσωτερική γωνία μηδενικής τάσης.

3.3 Ανάλυση λειτουργίας του DAB στο πεδίο του χρόνου

Σε αυτή την παράγραφο θα αναλύσουμε την λειτουργία του DAB όπου το HFL θα αποτελείται μόνο από ένα πηνίο διασύνδεσης και φαίνεται στο σχ.3.6. Η Ανάλυση θα γίνει με βάση το σχ.3.14 που φαίνεται παρακάτω:



Σχ.3.14 Σχηματική απεικόνιση του DAB με Link L.

Αρχικά υποθέτουμε πως η πρωτεύουσα γέφυρα έχει μηδενική αρχική φάση και πως και οι 2 γέφυρες έχουν duty-cycle 50%. Πρώτο βήμα είναι να βρούμε την τάση στα άκρα του πηνίου καθώς αυτό καθορίζει το ρεύμα που διαρρέει το HFL. Η τάση του πηνίου είναι η διαφορά τάσης μεταξύ της τάσης εξόδου της γέφυρας εισόδου και της μετασχηματισμένης τάσης εξόδου της γέφυρας εξόδου:

$$\bullet \quad V_1 = \begin{cases} V_{in}, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_{in}, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad \text{και} \quad V_2 = \begin{cases} -V_o, & 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ +V_o, & \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ -V_o, & \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

- $V_L = V_1 - V_2/n$, όπου n ο λόγος μετασχηματισμού του HFT, δηλαδή ισχύει:

$$V_L = \begin{cases} V_{in} + \frac{V_o}{n}, & 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ V_{in} - \frac{V_o}{n}, & \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\left(V_{in} + \frac{V_o}{n}\right), & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ -V_{in} + \frac{V_o}{n}, & \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases}$$

Έπειτα το ρεύμα του πηνίου προκύπτει από την διαφορική εξίσωση:

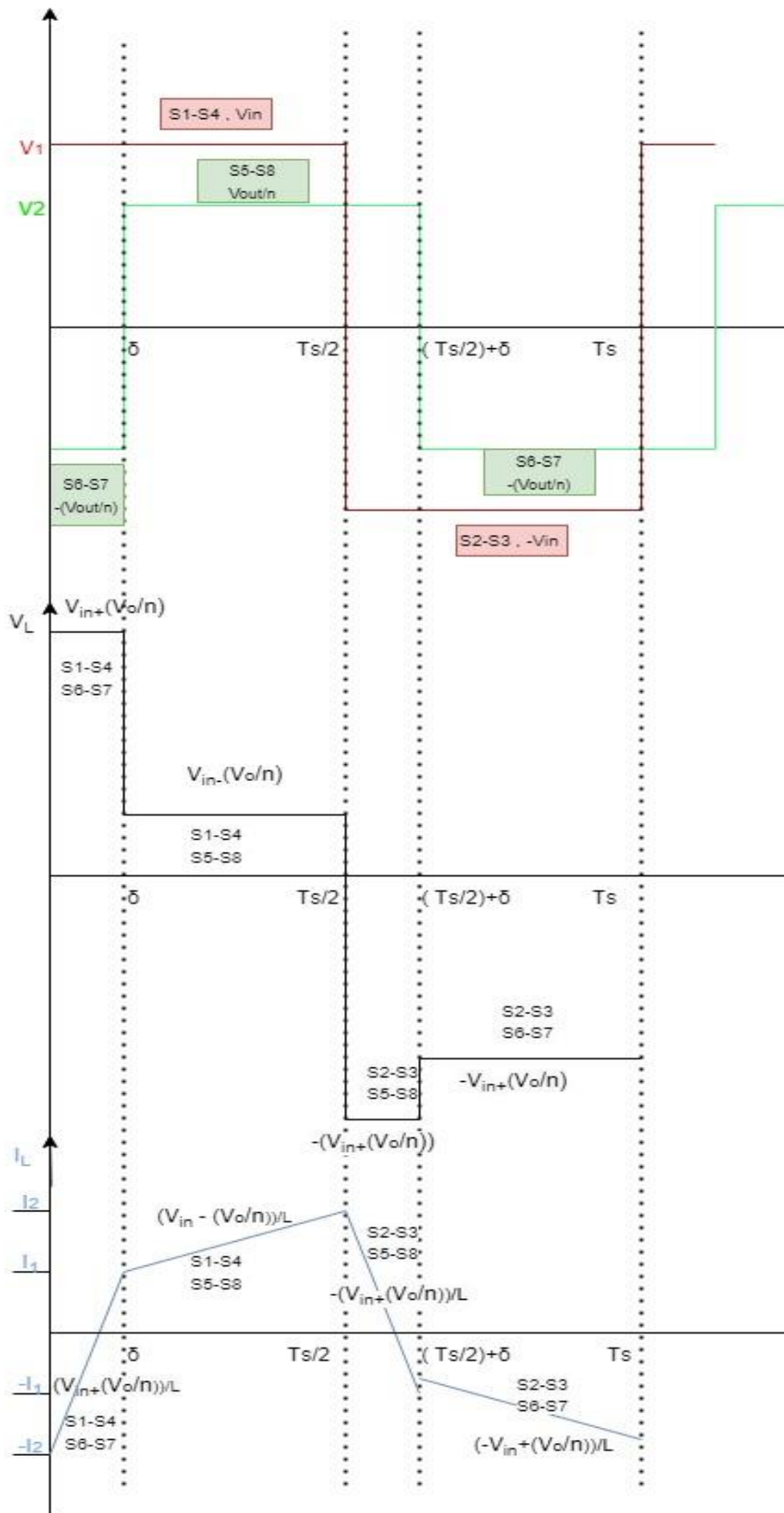
$$\bullet \quad V_L = L_r \cdot \frac{dI(t)}{dt} \quad \text{ή} \quad I_L = \int \frac{V(t)}{L_r} dt = \frac{1}{L_r} \begin{cases} \left(V_{in} + \frac{V_o}{n}\right)t + I_a, & 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ \left(V_{in} - \frac{V_o}{n}\right)\left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}\right) + I_b, & \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\left(V_{in} + \frac{V_o}{n}\right)\left(t - \frac{T_s}{2}\right) + I_c, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ \left(-V_{in} + \frac{V_o}{n}\right)\left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}\right) + I_d, & \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} ,$$

όπου I_a, I_b, I_c, I_d είναι οι αρχικές συνθήκες που προκύπτουν σε κάθε ένα από τα χρονικά διαστήματα ολοκλήρωσης

Πρέπει τώρα να υπολογίσουμε τις τιμές των αρχικών συνθηκών. Ξέρουμε ότι σε μόνιμη κατάσταση η μέση τιμή του I_L πρέπει να είναι 0 και επιπλέον η συνάρτηση $I_L(t)$ είναι συνεχής παντού:

- $I_{L,avg} = 0 \Rightarrow \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I(t) dt = 0 \Rightarrow$ Για να συμβαίνουν τα 2 παραπάνω πρέπει να ισχύουν τα εξής: 1) $I_a = -I_c$ και 2) $I_b = -I_d$, Για λόγους ευκολίας γράφουμε $|I_a| = |I_c| = I_2$ και $|I_b| = |I_d| = I_1$. Οι τιμές των I_1 και I_2 βρίσκονται αμέσως μετά.

Οι κυματομορφές που αναφέρουμε παρουσιάζονται στο σχ.3.15 με τις τιμές τους καθώς και τους διακόπτες που άγουν σε κάθε χρονική στιγμή στο εύρος μιας περιόδου:

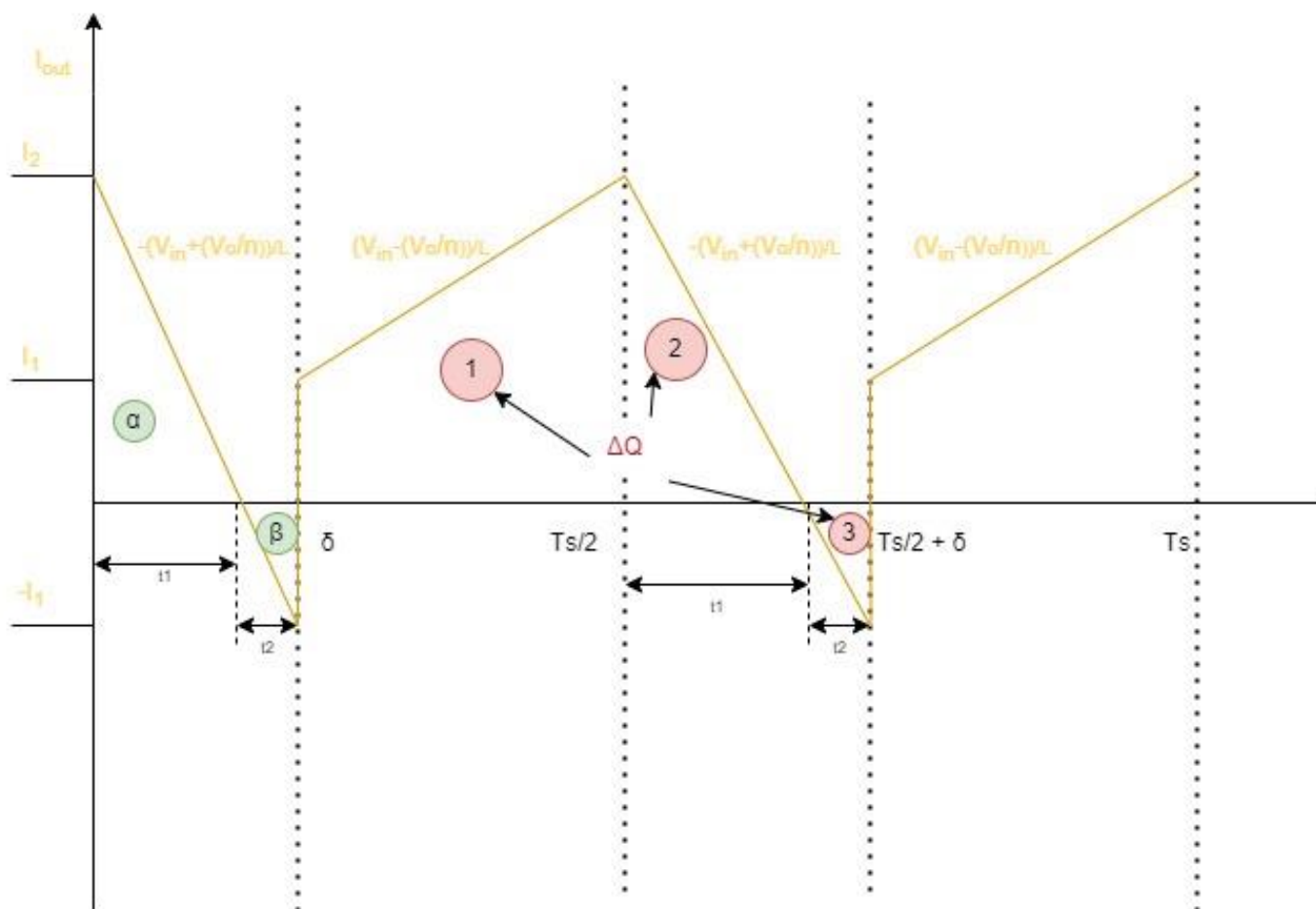


Σχ.3.15. Βασικές κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων που διέπουν την λειτουργία του DAB. Στο πρώτο διάγραμμα απεικονίζονται μαζί οι τάσεις εξόδου των ενεργών γεφυρών, οι οποίες έχουν δ sec διαφορά φάσης μεταξύ τους. Στο δεύτερο διάγραμμα παρουσιάζεται η τάση του πηνίου και τέλος στο τρίτο διάγραμμα βλέπουμε το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο. Σε κάθε διάγραμμα φαίνεται ο χρόνος και οι διακόπτες που άγουν ενώ στο τρίτο διάγραμμα βλέπουμε επιπλέον και την κλίση της καμπύλης για κάθε χρονική περίοδο.

Τέλος το ρεύμα I_{out} είναι το I_L 'ανορθωμένο' και φαίνεται παρακάτω στο σχ.3.16:

- Όταν άγουν οι S5-S8 $\rightarrow I_L = I_{out}$,
- Όταν άγουν οι S6-S7 $\rightarrow I_L = -I_{out}$,
- $|I_a| = |I_c| = I_2$ και $|I_b| = |I_d| = I_1$.

Δηλαδή ισχύει ότι: $I_{out} = \frac{1}{L_r} \begin{cases} -\left(V_{in} + \frac{V_o}{n}\right)t + I_2, & 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ \left(V_{in} - \frac{V_o}{n}\right)\left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}\right) + I_1, & \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\left(V_{in} + \frac{V_o}{n}\right)\left(t - \frac{T_s}{2}\right) + I_2, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ \left(V_{in} - \frac{V_o}{n}\right)\left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}\right) + I_1, & \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases}$



Σχ.3.16. Ρεύμα εξόδου του DAB.

Στο σχ.3.16 παρουσιάζονται και οι χρόνοι t_1 , t_2 όπου t_1 είναι ο χρόνος που χρειάζεται μέχρι το ρεύμα να μηδενιστεί και $t_2 = \delta - t_1$. Επίσης βλέπουμε και τις αρχικές συνθήκες του ρεύματος πηνίου I_1 και I_2 .

Αρκεί πλέον να υπολογίσουμε τους αγνώστους I_1 , I_2 , t_1 , t_2 :

- $I_2 = t_1 \left(\frac{V_{in} + \frac{V_o}{n}}{L_r} \right)$ (3.1) και δίνεται από το εμβαδόν (α) στο σχ.3.16.

- $I_1 = t_2 \left(\frac{V_{in} + \frac{V_o}{n}}{L_r} \right)$ (3.2) και δίνεται από το εμβαδόν (β) στο σχ.3.16.

- Επίσης επειδή $\delta = t_1 + t_2$ προκύπτει πως $I_1 + I_2 = \delta * \left(\frac{V_{in} + \frac{V_o}{n}}{L_r} \right)$ (3.3) όπου φαίνεται και από το εμβαδόν (α) + (β) στο σχ.3.16.

- Τέλος ο χρόνος που χρειάζεται για να μεταβούμε από το I_1 στο I_2 είναι $T_s/2$ δηλαδή : $I_1 - I_2 = (T_s/2 - \delta) * \left(\frac{V_{in} + \frac{V_o}{n}}{L_r} \right)$ (3.4).

Από τις (3.1) έως (3.4) μπορούμε να υπολογίσουμε τους αγνώστους I_1 , I_2 , t_1 , t_2 για κάθε γωνία δ . Οι αναλυτικές εκφράσεις για τα I_1 , I_2 παρουσιάζονται στην παράγραφο 3.4 στις σχέσεις 3.9 και 3.8 αντίστοιχα

Επόμενο βήμα στην ανάλυση του κυκλώματος είναι ο υπολογισμός της μέσης τιμής του ρεύματος εξόδου, της μέσης τιμής της ισχύος καθώς και ο προσδιορισμός της χωρητικότητας του πυκνωτή, που χρειάζεται σε περίπτωση που υπάρχει όριο στην διακύμανση της τάσης εξόδου για την εκάστοτε εφαρμογή. Το μέσο ρεύμα εξόδου δίνεται από την σχέση $I_{out,avg} = \frac{V_o}{R_L}$, όπου R_L είναι η τιμή του φορτίου που βλέπει η γέφυρα εξόδου. Σε διαφορετική περίπτωση και με βάση το σχ.3.16 βλέπουμε πως μπορούμε να υπολογίσουμε το $I_{out,avg}$ από την διαφορά στο ηλεκτρικό φορτίο που αντιλαμβάνεται ο πυκνωτής: $\Delta Q = E1 + E2 - E3$. Επίσης πρέπει να ισχύει ότι: $I_{out,avg} = \frac{\Delta Q}{n * \left(\frac{T_s}{2} \right)}$.

Για τα επιμέρους εμβαδά έχουμε:

$$E1 = \frac{1}{2} * (I_1 + I_2) * (T_s/2 - \delta), \text{ μέσω (3.3)} \Rightarrow E1 = \frac{1}{2} * \delta * \left(\frac{V_{in} + \frac{V_o}{n}}{L} \right) * (T_s/2 - \delta),$$

$$E2 = \frac{1}{2} * t_1 * I_2, \text{ μέσω της (3.1)} \Rightarrow E2 = \frac{1}{2} * \frac{I_2^2}{\frac{V_{in} + \frac{V_o}{n}}{L}},$$

$$E3 = \frac{1}{2} * t_2 * I_1, \text{ μέσω της (2)} \Rightarrow E3 = \frac{1}{2} * \frac{I_1^2}{\frac{V_{in} + \frac{V_o}{n}}{L}}$$

$$\text{Τελικά } \Delta Q = V_{in} * \delta * \frac{\left(\frac{T_s}{2} - \delta \right)}{L} \text{ (3.5).}$$

Από την σχέση (3.5) προκύπτουν τα εξής:

1. Η τιμή του πυκνωτή εξόδου δίνεται από την σχέση $C_o = \frac{\Delta Q}{2 \cdot \Delta V_o}$ (3.6) , όπου ΔV_o είναι η κυμάτωση της τάσης εξόδου. Για παράδειγμα αν οι DC πηγές είναι μπαταρίες Li-ion (π.χ σε κάποιο ηλεκτρικό όχημα) με πολύ μεγάλη απόδοση λειτουργίας η κυμάτωση είναι έτσι και αλλιώς απειροελάχιστη. Αν όμως η DC πηγή είναι η τάση εξόδου κάποιου ανορθωτή με τροφοδοσία από το δίκτυο τότε η χρήση πυκνωτή εξόδου είναι κρίσιμη.

2. Η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου είναι : $I_{out,avg} = V_{in} \frac{\frac{\delta}{T_s}(1 - \frac{\delta}{T_s})}{2nLf_s}$ (3.7).

3. Η μέση τιμή της ισχύς εξόδου είναι : $P_{out,avg} = I_{out,avg} * V_{out}$ (3.8).

4. Σε περίπτωση που έχουμε φορτίο το κέρδος τάσης είναι: $A = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ και τότε

θα ισχύει πως $I_{out,avg} = \frac{V_{out}}{R_L}$ (3.9) , δηλαδή $A = R_L \frac{\frac{\delta}{T_s}(1 - \frac{\delta}{T_s})}{2nLf_s}$ (3.10) .

5. Ορίζοντας $D_1 = \frac{\delta}{T_s}$ (3.11) το Phase Shift προκύπτει η σχέση για την μέση

μεταφερόμενη ισχύς που αναφέρουμε στην παράγραφο 3.2 δηλαδή:

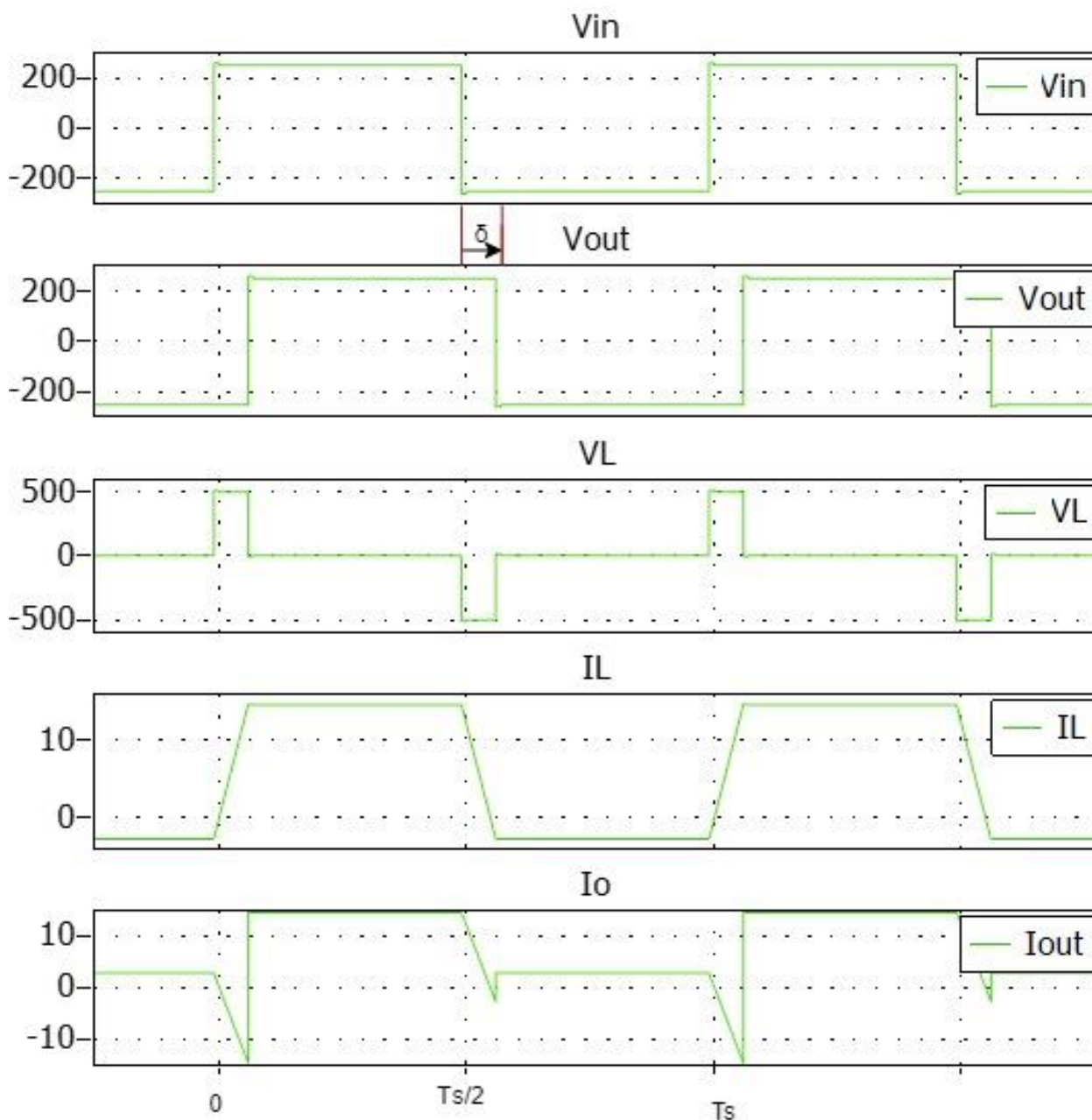
$$P = \frac{nV_1V_2}{2\pi^2fL} \delta'(\pi - \delta') \quad (3.12) \quad \text{όπου } \delta' = D_1 \text{ σε rad.}$$

6. Σε περίπτωση που η ισοδύναμη αυτεπαγωγή του HFT είναι πολύ μικρή και συνεπώς έχουμε μεγάλο ρεύμα (άεργο) τότε αρκεί να υπολογίσουμε την νέα αυτεπαγωγή που χρειαζόμαστε για να πετύχουμε το επιθυμητό ρεύμα από την (3.7) . Για παράδειγμα δεν μπορεί το ρεύμα που διαρρέει τους διακόπτες να είναι μεγαλύτερο από αυτό που αντέχουν. Έτσι λύνοντας την (3.7) ως προς L έχουμε $L_{new} = L - L_r$ (3.10).

Καταλήγουμε λοιπόν στα συμπεράσματα του SPS ελέγχου, δηλαδή κάνοντας control το Phase Shift κάνουμε control το ρεύμα και την ισχύ εξόδου, ενώ μπορούμε να κάνουμε control την τάση εξόδου μόνο από το φορτίο.

Στην παρούσα εργασία θεωρούμε πως ο HFT είναι 1:1 , η διακοπτική συχνότητα είναι 100kHz ενώ οι τάσεις V_{in} και V_{out} είναι οι ίσες μεταξύ τους και έχουν τιμή 250V. Οι πυκνωτές εξόδου υπολογίστηκαν για κυμάτωση 1% της τάσης εξόδου και έχουν τιμή 30μF. Το πηνίο του HFL έχει τιμή 20μH και η γωνία δ λαμβάνει τιμές από $3^0 \leq \delta \leq 45^0$. Εξηγούμε την επιλογή των ορίων αυτών στην παράγραφο 3.5 .

Τα ρεύματα και οι τάσεις του HFL φαίνονται στο σχ.3.17 :

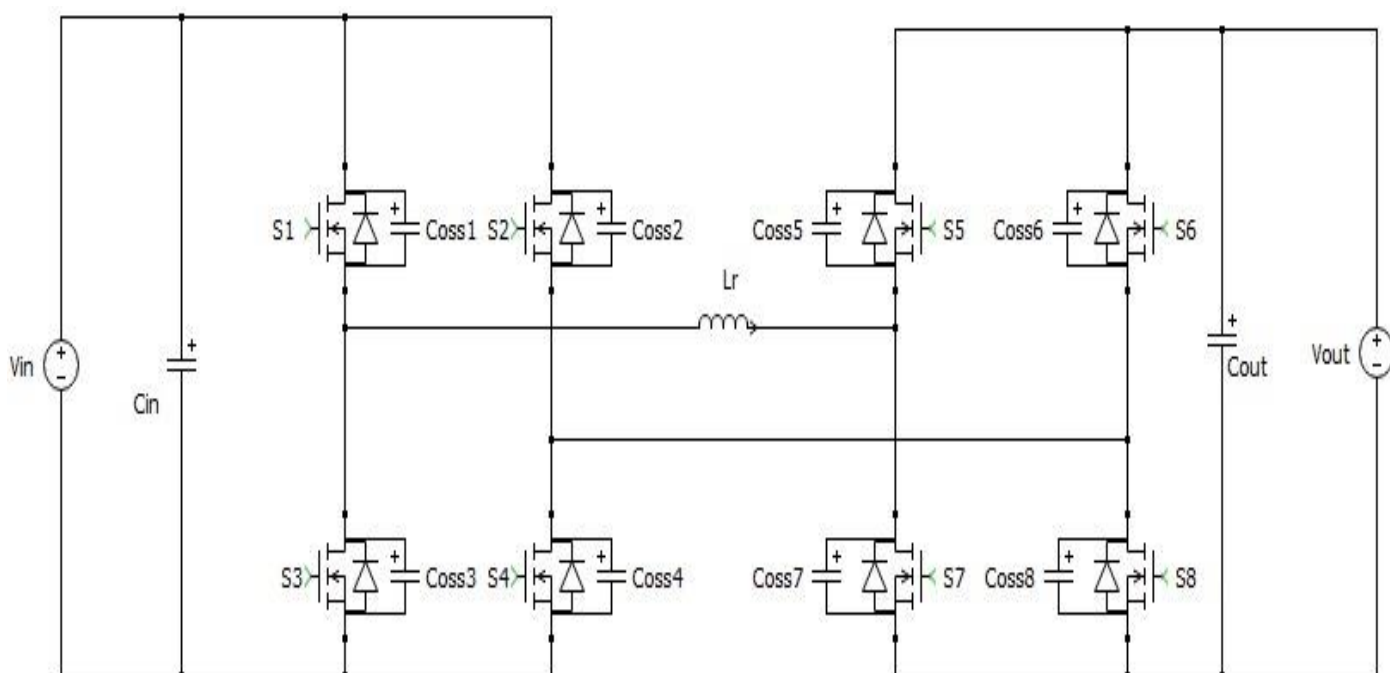


Σχ.3.17. Ρεύματα και τάσης του HFL όταν η τάση εισόδου είναι ίδια με την τάση εξόδου.

Στην περίπτωση μας η κλίση $\left(|V_{in} - \frac{V_o}{n}| \right)$ είναι μηδενική, δηλαδή για τα διάστημα $\frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$ και $\frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s$ το ρεύμα του HFL και το ρεύμα εξόδου έχουν σταθερή τιμή.

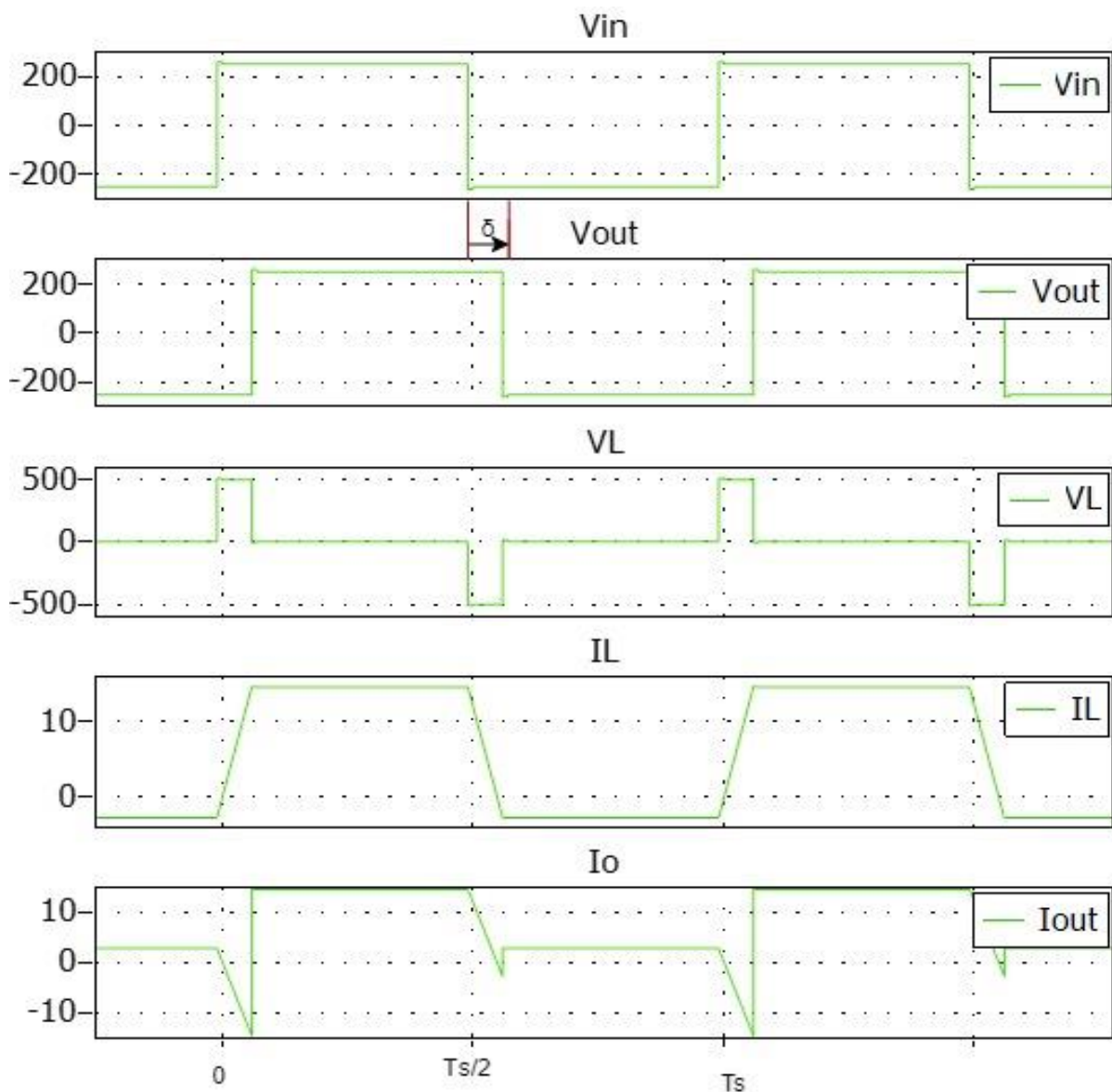
3.4 Εισαγωγή των πραγματικών παραμέτρων των διακοπτικών στοιχείων καθώς και του Dead Time (T_d).

Όπως αναφέρουμε και στην παράγραφο 2.2 για την ανάλυση του πραγματικού κυκλώματος πρέπει να λάβουμε υπόψη την παρασιτική χωρητικότητα εξόδου (C_{oss}), την αντίσταση αγωγής (R_{on}) καθώς και τους χρόνους μετάβασης αγωγής και αποκοπής ($t_{c(on)}$ και $t_{c(off)}$) των ημιαγωγών. Η παρασιτική χωρητικότητα εντάσσεται στο κύκλωμα και συγκεκριμένα παράλληλα με το στοιχείο, η τιμή της αντίστασης αγωγής του στοιχείου δίνονται στο φύλλο δεδομένων ενώ με χρήση Dead Time (T_d), τιμής 1% της περιόδου, μας δίνεται η δυνατότητα να έχουμε μετάβαση υπό μηδενική τάση κατά το άνοιγμα όλων των διακοπών. Παρακάτω στο σχ.3.18 φαίνονται οι αλλαγές στο κύκλωμα:



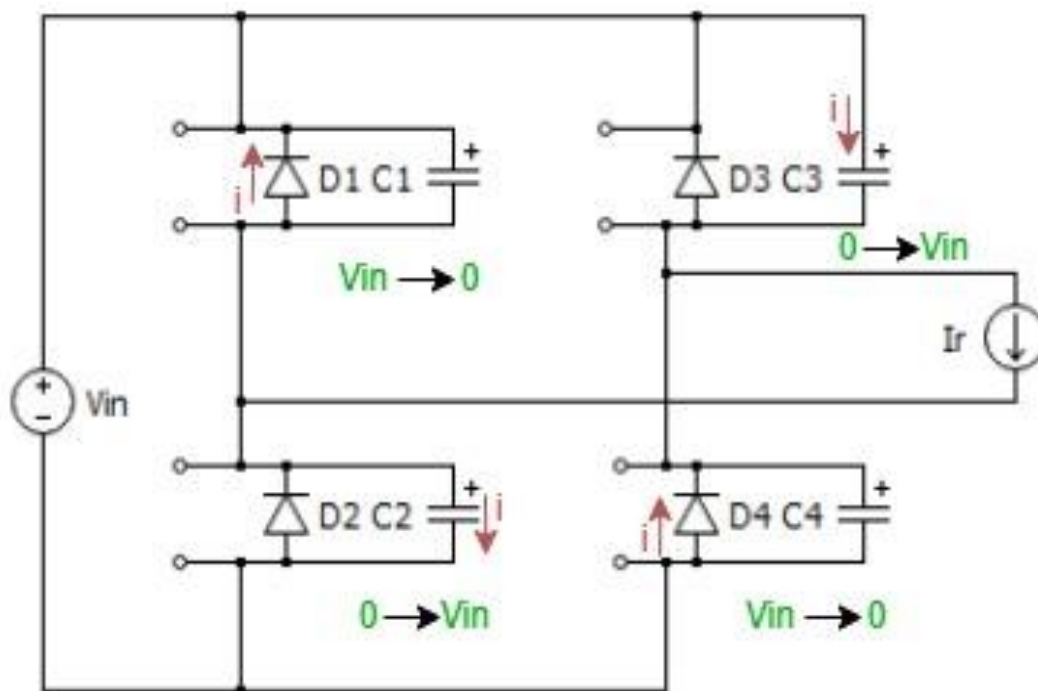
Σχ.3.18. Πραγματικό κύκλωμα DAB.

Αρχικά πρέπει να δούμε αν υπάρχει αλλαγή στην λειτουργία του κυκλώματος στην μόνιμη κατάσταση. Για την διαδικασία αυτή χρησιμοποιήσαμε MOSFET έχοντας προσθέσει όλες τις κρίσιμες παραμέτρους ενώ θεωρήσαμε την μέγιστη τιμή του C_{oss} δηλαδή την τιμή που παίρνει όταν η τάση στα άκρα τα διακόπτη είναι $V_d=0$ [15]. Διαφορετικά όσο μικρότερη είναι η τιμή αυτού τόσο πιο κοντά ερχόμαστε στο ιδανικό κύκλωμα της παραγράφου 3.3. Τα ρεύματα και οι τάσεις του HFL για γωνία δ ίδια με την ανάλυση της παραγράφου 3.3 φαίνονται παρακάτω στο σχ.3.19:



Σχ.3.19. Τάσεις και Ρεύματα του HFL.

Δεν παρατηρείτε κάποια διαφορά στην μόνιμη κατάσταση καθώς η τιμή των πυκνωτών (τάξη μεγέθους των μερικών nF) δεν μπορεί να συμβάλει σημαντικά στην αλλαγή της συμπεριφοράς του κυκλώματος (το HFL παραμένει καθαρά ωμικό-επαγωγικό κύκλωμα). Από την άλλη η R_{on} συμβάλει μόνο στις διακοπτικές απώλειες και τις απώλειες αγωγής των στοιχείων (παράγραφος 2.2). Κρίσιμο είναι να δούμε όμως τι συμβαίνει κατά την διάρκεια του T_d , όταν έχουμε δηλαδή και την αλλαγή της διακοπτικής κατάστασης των στοιχείων. Για την ανάλυση αυτή θα χρησιμοποιήσουμε το μοντέλο που φαίνεται στο σχ.3.20:



Σχ.3.20. Κατάσταση της γέφυρας εισόδου κατά την διάρκεια του T_d

Κατά την διάρκεια του T_d το πηνίο θεωρείται ως μια πηγή συνεχούς ρεύματος τιμή ίσης με $I_L(0)$ η οποία είναι πάντα αρνητική και με μέτρο

$$I_L(0) = -I_2 = -\frac{V_{in}}{\omega L_r} \frac{\pi}{2} \left[\left(2 \frac{\delta}{\pi} - 1 \right) \frac{V_o}{V_{in}} + 1 \right] \quad (3.8),$$

Η (3.8) αποδεικνύεται από την (3.2) καθώς και στην συνέχεια μέσα από την (3.10).

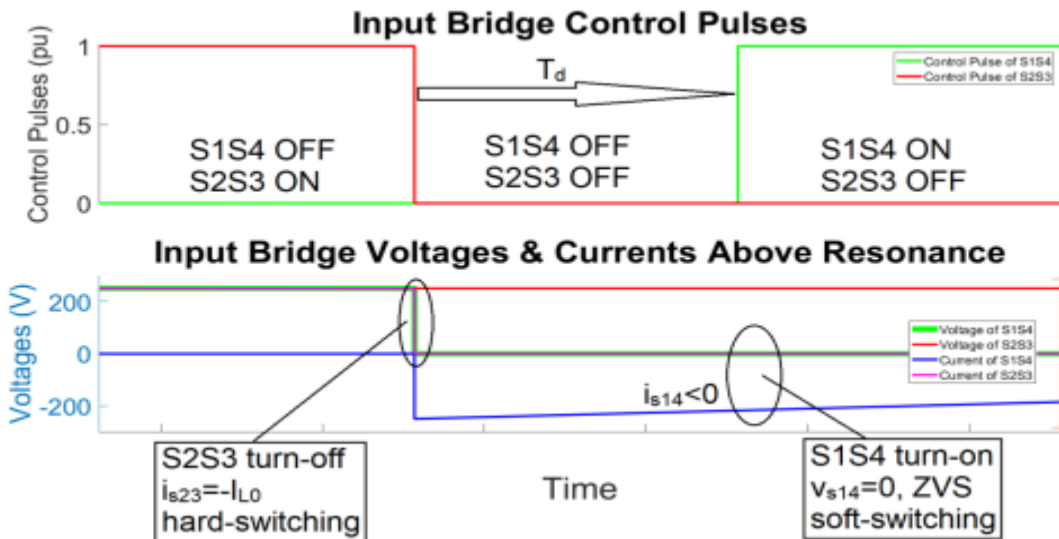
Η παραπάνω θεώρηση γίνεται επειδή το T_d είναι τόσο μικρό διάστημα όπου το πηνίο δεν προλαβαίνει να αλλάξει κατάσταση αφού $\Delta t \rightarrow 0$.

Την στιγμή $t=0$, όπου οι διακόπτες S2-S3 κλείνουν και οι διακόπτες S1-S4 ανοίγουν. Κατά το T_d οι πυκνωτές C2-C3 φορτίζουν έως την τάση V_{in} ενώ οι C1-C4 οι οποίοι ήταν φορτισμένοι σε τάση V_{in} πρέπει τώρα να αποφορτιστούν. Η δυνατότητα αυτή δίνεται από το ρεύμα του πηνίου καθώς αυτό εισέρχεται στους C2-C3 και εξέρχεται από τους C1-C4 μεταφέροντας έτσι την ενέργεια από το ένα ζεύγος στο άλλο. Εφόσον η αλλαγή τάσης όλων των πυκνωτών είναι ίδια, το ρεύμα που ρέει σε κάθε κλάδο ισούται με $I_1/2$. Ακριβώς μετά την λήξη του T_d οι διακόπτες S1-S4 ανοίγουν και το ρεύμα είναι αρνητικό με αποτέλεσμα να ρέει μέσω των διόδων D1 και D4 σύμφωνα με το σχήμα 3.21. Αξίζει να αναφέρουμε πως το ρεύμα ρέει μέσω των διόδων καθώς αυτές έχουν πολωθεί ορθά. Αυτό σημαίνει πως η τάση στα άκρα των διακοπών δεν είναι ακριβώς 0 αλλά είναι ίση με την τάση αγηγής της αντιπαράλληλης δίοδου (V_{bias} - θεωρούμε πως $250V - V_{bias} \approx 250V \rightarrow V_{bias} \approx 0$). Από αυτήν την ανάλυση καταλαβαίνουμε πως:

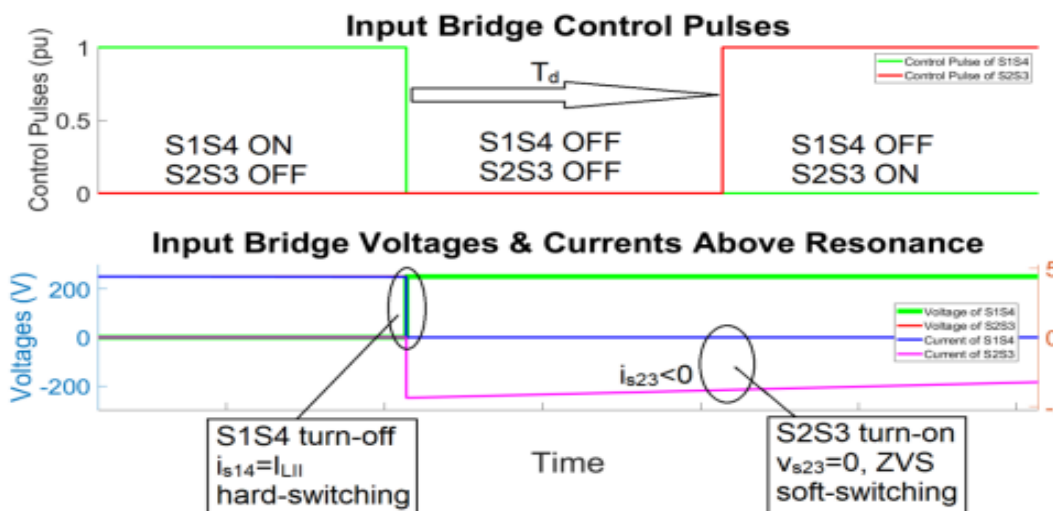
- Οι διακόπτες S1-S4 αλλάζουν κατάσταση υπό μηδενική τάση ενώ το ρεύμα τους περνάει από την αντιπαράλληλη δίοδο με αρνητική φορά για τον διακόπτη ($-I_2$). Καταλαβαίνουμε λοιπόν πως έχουμε ZVS-on για τους S1-S4.
- Οι διακόπτες S2-S3 αλλάζουν κατάσταση υπό τάση ίση με V_{in} όμως το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό σε φορά για τους διακόπτες, με αποτέλεσμα να διαρρέει την $R_{DS(on)}$ του διακόπτη και όχι την αντιπαράλληλη δίοδο. Άρα λοιπόν έχουμε σκληρή μεταγωγή κατά την σβέση (Hard Switching - off). Τα παραπάνω φαίνονται και στο Σχ.3.21.

Το ανάποδο ακριβώς συμβαίνει την χρονική στιγμή $t=T_s/2$ καθώς η τιμή του ρεύματος του πηνίου είναι $+I_2$:

- Οι διακόπτες S1-S4 αλλάζουν κατάσταση υπό τάση ίση με V_{in} όμως το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό σε φορά με αποτέλεσμα να διαρρέει την R_{on} του διακόπτη και όχι την αντιπαράλληλη δίοδο. Άρα έχουμε Hard Switching-off.
- Οι διακόπτες S2-S3 αλλάζουν κατάσταση υπό μηδενική τάση ενώ το ρεύμα τους περνάει από την αντιπαράλληλη δίοδο με αρνητικό πρόσημο ($-I_2$). Καταλαβαίνουμε λοιπόν πως έχουμε ZVS-on για τους S2-S3. Τα παραπάνω φαίνονται στο Σχ.3.22.



Σχ.3.21. Τάσεις και Ρεύματα κατά το T_d την χρονική στιγμή $t=0$ [20].



Σχ.3.22. Τάσεις και Ρεύματα κατά το T_d την χρονική στιγμή $t=T_s/2$ [20].

Το ίδιο ακριβώς μοντέλο με αυτό του σχ.3.20 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μελετήσουμε την μεταγωγή των στοιχείων της δευτερεύουσας γέφυρας. Την στιγμή $t=\delta$ όπου υπάρχει η μεταγωγή των διακοπών και η τιμή του ρεύματος του πηνίου είναι:

$$I_L(\delta) = +I_1 = \frac{V_{in}}{\omega L_r} \frac{\pi}{2} \left[\left(2 \frac{\delta}{\pi} - 1 \right) + \frac{V_o}{V_{in}} \right] \quad (3.9).$$

Η τιμή αυτή είναι πάντα θετική καθώς $\frac{\delta}{\pi} > \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_o}{V_{in}} \right) \rightarrow \frac{\delta}{\pi} > 0$ αφού $V_{in} = V_o$ (3.10). Καταλαβαίνουμε λοιπόν πως έχουμε ακριβώς το ίδιο φαινόμενο με αυτό της πρωτεύουσας γέφυρας την χρονική στιγμή $t=0$, δηλαδή:

- Οι διακόπτες S5-S8 αλλάζουν κατάσταση υπό μηδενική τάση ενώ το ρεύμα τους περνάει από την αντιπαράλληλη δίοδο με αρνητική φορά για τον διακόπτη ($-I_1$). Οι διακόπτες S5-S8 εμφανίζουν ZVS-on.
- Οι διακόπτες S6-S7 αλλάζουν κατάσταση υπό τάση ίση με V_{in} όμως το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό σε φορά για τους διακόπτες, με αποτέλεσμα να διαρρέει την R_{on} του διακόπτη και όχι την αντιπαράλληλη δίοδο. Άρα λοιπόν έχουμε Hard Switching-off.

Τέλος για την χρονική στιγμή $t = T_s/2 + \delta$ και για την γέφυρα εξόδου ισχύουν ακριβώς τα αντίστοιχα με την χρονική στιγμή $t = T_s/2$ για την γέφυρα εισόδου, δηλαδή:

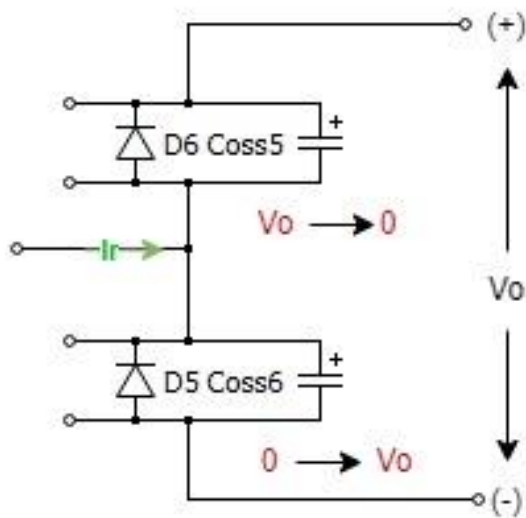
- Οι διακόπτες S5-S8 αλλάζουν κατάσταση υπό τάση ίση με V_{in} όμως το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό σε φορά για τον διακόπτη με αποτέλεσμα να διαρρέει την $R_{DS(on)}$ του διακόπτη και όχι την αντιπαράλληλη δίοδο. Άρα λοιπόν έχουμε Hard Switching-off.
- Οι διακόπτες S6-S7 αλλάζουν κατάσταση υπό μηδενική τάση ενώ το ρεύμα τους περνάει από την αντιπαράλληλη δίοδο με αρνητικό πρόσημο για τον διακόπτη ($-I_1$). Καταλαβαίνουμε λοιπόν πως έχουμε ZVS-on για τους S6-S7.

Από την παραπάνω ανάλυση προκύπτουν τρία συμπεράσματα τα οποία θα μας βοηθήσουν στην ανάλυση του LC-HFL και κατ' επέκταση του LLC-HFL, τα οποία είναι:

1) Έχουμε ZVS-ON για όλους τους διακόπτες και Hard Switching at turn Off για όλους τους διακόπτες όταν το κύκλωμα κατά την μεταγωγή των διακοπών είναι καθαρά επαγωγικό.

2) Οι διακοπτικές απώλειες μειώνονται πολύ, χωρίς να χρειαστεί να προσθέσουμε επιπλέον κάποιο κύκλωμα συντονισμού. Έχοντας πρακτικά μόνο έναν HFT και ένα πολύ απλό σύστημα ελέγχου (τετραγωνικού παλμού μειωμένου κατά T_d) μπορούμε να έχουμε αρκετά μεγάλες διακοπτικές συχνότητες.

3) Το κύκλωμα συντονισμού αποτελείται από την ισοδύναμη αυτεπαγωγή του HFT καθώς και από τους παρασιτικούς πυκνωτές εξόδου των διακοπών, όπως φαίνεται και στο σχ. 3.23:



Σχ.3.23. Αναπαράσταση του LC κυκλώματος που προκύπτει λαμβάνοντας υπόψη τους πυκνωτές εξόδου των διακοπτικών στοιχείων.

Από το σχ.3.23 μπορεί να υπολογιστεί προσεγγιστικά το απαιτούμενο T_d που χρειάζεται για να έχουμε ZVS-ON:

- Σαν περιορισμό ασφάλειας για τον υπολογισμό του T_d έχουμε θεωρήσει ότι οι πυκνωτές έχουν σταθερή τιμή για όλη την διάρκεια του φαινομένου με τιμή ίση με την μέγιστη τιμή τους, δηλαδή την τιμή για τάση ίση με $C_{oss}(V_d=0)$.
- Σαν δεύτερο περιορισμό ασφαλείας θεωρούμε πως η μεταβολή του φορτίου των πυκνωτών είναι γραμμική με το ρεύμα, δηλαδή $\Delta Q = I_r * T_d$ (3.10).
- Η διαφορά δυναμικού στα άκρα κάθε διακόπτη και άρα και κάθε πυκνωτή κατά την διάρκεια του T_d είναι: $\Delta V = V_o - 0 = V_o$ (3.11).
- Προφανώς για κάθε πυκνωτή ισχύει πως $\Delta V = \frac{\Delta Q}{C}$ (3.12)
- Η συνολική χωρητικότητα που βλέπει το πηνίο L_r και άρα το ρεύμα I_r είναι: $C = C_{oss5} + C_{oss6} = 2 * C_{oss}$ (3.13)

Έτσι λοιπόν από τις (3.11), (3.12) και (3.13) προκύπτει πως η απαραίτητη διάρκεια του T_d είναι:

$$T_d = 2 \frac{V_o}{I_r} C_{Oss} \quad (3.14).$$

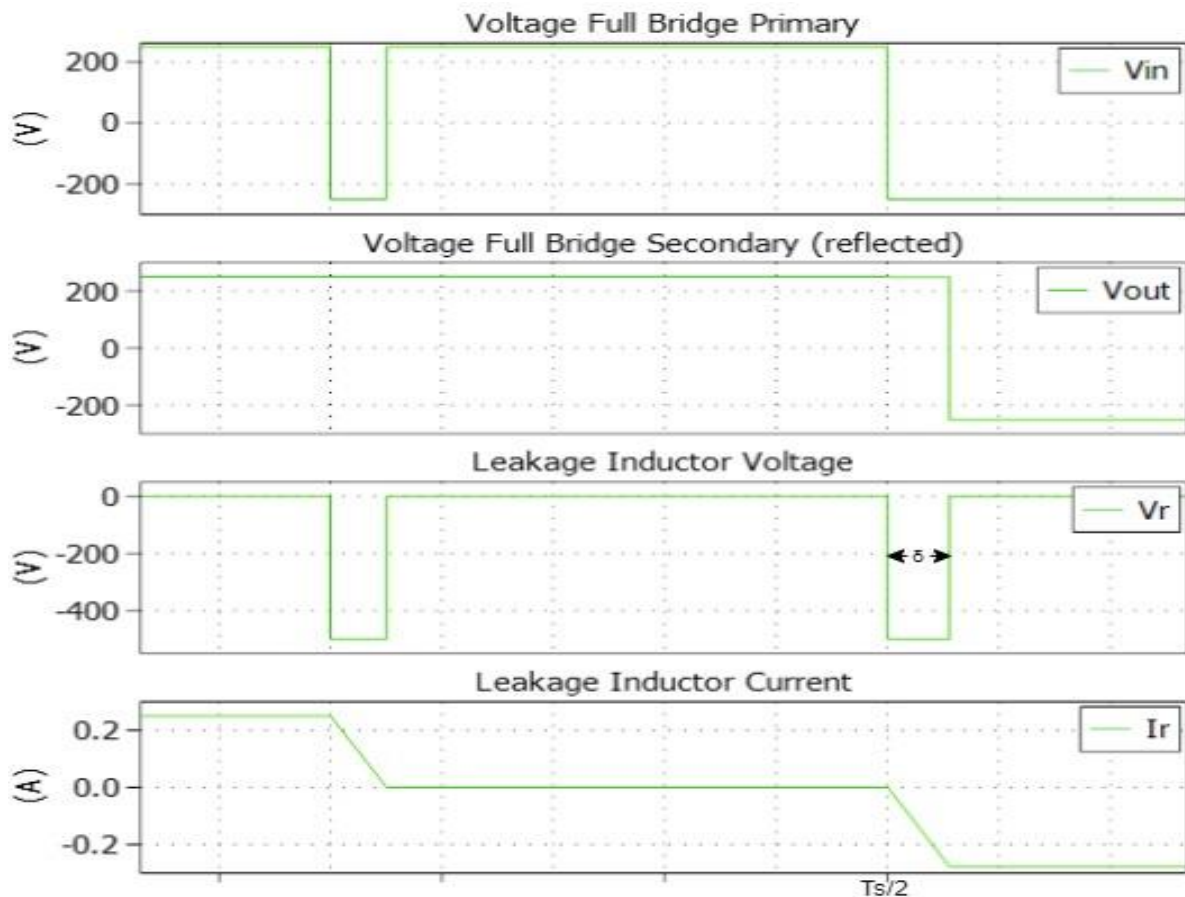
Το T_d είναι της τάξης των nsec και για $T_d=1\%$ της περιόδου T_s (1 μ s) που έχουμε θεωρήσει είμαστε πλήρως καλυμμένοι.

4) $V_{in} = V_o$ και μέσω της (3.9) προκύπτει πως $I_L(\delta) > 0$ για κάθε $3 < \delta < 45$. Κοιτώντας προσεκτικά τις (3.9) και (3.10) και θεωρώντας πως $V_{in} > V_o$, είναι εφικτό να πετύχουμε μηδενισμό του ρεύματος $I_L(\delta) = 0$ την χρονική στιγμή $t = \delta = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{V_o}{V_{in}}\right)$ (3.15).

Έχοντας πετύχει το μηδενισμό του ρεύματος την χρονική στιγμή $t=\delta$ καταλαβαίνουμε πως έχουμε ZCS-ON για τους S5-S8 και ZCS-OFF για τους S6-S7. Το ίδιο ακριβώς συμβαίνει και την χρονική στιγμή $t = \delta + T_s/2$ με την μόνη διαφορά πως αυτή την φορά θα έχουμε ZCS-ON για του S6-S7 και ZCS-OFF για τους S5-S8. Δηλαδή είναι εφικτό να έχουμε μηδενικές διακοπτικές απώλειες στην ημιγέφυρα εξόδου εφόσον όμως έχουμε φορτίο ή πηγή τάσης με τιμή μικρότερη από αυτήν της πηγής εισόδου (καθώς μόνο σε αυτές τις περιπτώσεις μπορεί να ισχύει ότι $V_{in} > V_o$).

Όπως αναφέρουμε στην παράγραφο 3.3 σε περίπτωση που έχουμε φορτίο στην έξοδο μπορούμε να ρυθμίσουμε την τάση εξόδου βάση του φορτίου και άρα μέσω της 3.15 μπορούμε να βρούμε κάθε φορά ποια είναι η απαραίτητη τάση (ή ανάποδα - γωνία) έτσι ώστε να έχουμε ZCS για την ημιγέφυρα εξόδου. Το φαινόμενο αυτό δεν μελετήθηκε περαιτέρω στην παρούσα διπλωματική αλλά θεωρήθηκε σκόπιμο να αναφερθεί.

5) Στο σχ.3.21 θεωρούμε πως το πηνίο είναι επαρκώς φορτισμένο έτσι ώστε να μπορεί να δίνει συνεχές ρεύμα για όλη την διάρκεια του T_d . Η τιμή του ρεύματος την στιγμή της μεταγωγής αλλά και κάθε χρονική στιγμή εξαρτάται από την τιμή της γωνίας δ . Συνεπώς για πολύ μικρές τιμές της γωνίας δ το πηνίο δεν μπορεί να διατηρήσει το ρεύμα σταθερό. Συγκεκριμένα παρατηρήσαμε πως το όριο για να διατηρηθεί το ρεύμα του πηνίου σταθερό είναι $\delta > T_d$ σε sec. Σε διαφορετική περίπτωση, εάν δηλαδή $\delta < T_d$ το πηνίο αναγκάζεται να μηδενίσει το ρεύμα του και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το βύθισμα της τάσης στα άκρα του όπως φαίνεται και στο σχ.3.24 για γωνία ίση με $\delta = 2^\circ$



Σχ.3.24. Τάσεις και ρεύμα στο πηνίο κατά την διάρκεια του 'ανοικτοκυκλώματος' που συμβαίνει για γωνίες μικρότερες του T_d .

Η τάση του πηνίο κατά το διάστημα της γωνίας δ δεν είναι ίση με 250V αλλά είναι ίση με -500V. Το ρεύμα που ρέει το πηνίο είναι υπεύθυνο για την απότομη αυτή μεταβολή της τάσης. Το ρεύμα αυτό είναι αρνητικό δηλαδή ρέει προς την πηγή εισόδου (ενώ σε άλλη περίπτωση κατά την γωνία δ το ρεύμα ρέει προς την πηγή εξόδου) καθώς είναι ο μόνος αγωγίμος δρόμος που υπάρχει και άρα που μπορεί να ακολουθήσει το ρεύμα.

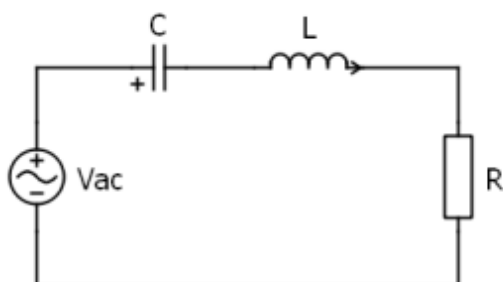
6) Το ανώτατο όριο για την γωνία δ θεωρήθηκε 45° καθώς για γωνίες μεγαλύτερες από $T_s/4$ οι απώλειες αγωγής ήταν αρκετά μεγάλες ενώ σε πραγματικές εφαρμογές η γωνία δ δεν ξεπερνάει τις 40° - 45° [7] για τους ίδιου λόγους.

4 Ανάλυση μετατροπέα συντονισμού σειράς αμφίδρομης ροής ισχύος στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας.

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε την λειτουργία του DAB όταν το HFL είναι LC κύκλωμα σειράς ενώ θα αναδείξουμε και την επίδραση της διακοπτικής συχνότητας τόσο στην ισχύ όσο και στις συνθήκες υπό τις οποίες ανοίγουν και κλείνουν οι διακόπτες.

4.1 LC-Σειράς.

Αρχικά θα γίνει ανάλυση με την προσέγγιση της πρώτης αρμονικής (First harmonic approximation - FHA) όπου θεωρούμε την γέφυρα εισόδου ως πηγή ημιτονοειδούς τάσης με πλάτος $\frac{4}{\pi}V_{in}$ και συχνότητας σήματος f_s ενώ ο HFT καθώς και η ημιγέφυρα εξόδου αναπαρίστανται ως μια ισοδύναμη αντίσταση στο σχ.4.1:



Σχ.4.1. Αναπαράσταση του LC κυκλώματος στο πεδίο της συχνότητας.

- Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος για την μιγαδική συχνότητα $s=j\omega$ είναι : $G(j\omega) = \frac{V_r}{V_{ac}} \frac{j\omega RC}{1+j\omega RC - \omega^2 LC}$ (4.1).

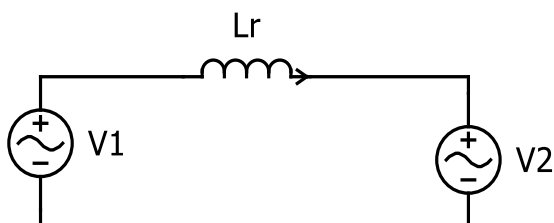
- Το μέτρο είναι: $|G(j\omega)| = \sqrt{\frac{(\omega RC)^2}{(\omega RC)^2 + (1 - \omega^2 LC)^2}} \leq 1$ (4.2)

- Η φάση είναι : $\arg(G(j\omega)) = \tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}(G(j\omega))}{\text{Re}(G(j\omega))}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{1 - \omega^2 LC}{\omega RC}\right)$ (4.3).

- Οι 2 τάσεις είναι σε φάση όταν: $\arg(G(j\omega_0)) = 0 \rightarrow 1 - \omega_0^2 LC = 0 \rightarrow \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ (4.4) και ονομάζεται συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος. Επίσης για $\omega = \omega_0$ έχουμε πως $|G(j\omega)| = 1$, δηλαδή η συχνότητα συντονισμού ισούται με την συχνότητα μέγιστου (μοναδιαίου) κέρδους.
- Η αντίσταση εισόδου του κυκλώματος είναι: $Z_{in}(j\omega) = R + jX_L - jX_C \rightarrow Z_{in}(j\omega) = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}$ (4.5) και για $\omega = \omega_0$ ισχύει πως $Z_{in}(j\omega_0) = R$, δηλαδή $X_L = X_C$. Καταλαβαίνουμε λοιπόν πως στην συχνότητα του συντονισμού το κύκλωμα έχει καθαρά ωμική συμπεριφορά. Όσο η συχνότητα της πηγής είναι μεγαλύτερη από την συχνότητα συντονισμού ($f_s > f_0$) η συνθετή αντίσταση του πηνίου παίρνει τιμές μεγαλύτερες από την σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή ($X_L > X_C$) με αποτέλεσμα το πηνίο να υπερισχύει και έτσι να έχουμε επαγωγική συμπεριφορά του κυκλώματος. Το αντίθετο ακριβώς συμβαίνει για $f_s < f_0$, δηλαδή έχουμε χωρητική συμπεριφορά του κυκλώματος καθώς $X_L < X_C$.

Βάση της τελευταίας παρατήρησης είναι κρίσιμο να αναλυθεί η ισχύς που μεταφέρεται στο κύκλωμα σε κάθε μία από τις δύο καταστάσεις λειτουργίας:

1) Αρχικά θα μελετήσουμε την επαγωγική περιοχή λειτουργίας του κυκλώματος, όταν δηλαδή ισχύει $f_s > f_0$ και άρα $X_L > X_C$. Η ανάλυση με την μέθοδο της FHA και σύμφωνα με το σχ.4.2:

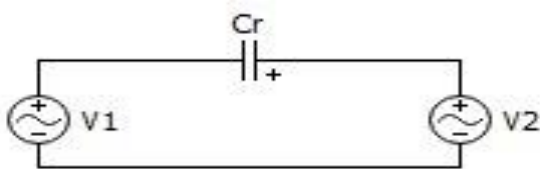


Σχ.4.2. Αναπαράσταση του LC-Σειράς στο πεδίο της συχνότητας όταν $f_0 > f_s$.

Θεωρώντας πως οι πηγές V_1 και V_2 είναι πηγές ημιτονοειδούς τάσης με RMS τιμή $V = \frac{4}{\pi\sqrt{2}}V_d$, φάσεις ϕ_1 , ϕ_2 αντίστοιχα και συχνότητας σήματος f_s καταλαβαίνουμε πως η ενεργός ισχύς δίνεται από την σχέση:

$P_{rms} = \frac{V^2}{X_L} \sin\delta$ (4.6), όπου $\delta = \phi_2 - \phi_1$. Η ισχύς είναι ανάλογη με το ημίτονο της γωνίας δ και ρέει με φορά από την πηγή V_1 προς την πηγή V_2 όταν $3 < \delta < 45$ και ανάποδα όταν $-45 < \delta < -3$.

2) Τώρα θα δούμε τι γίνεται στην χωρητική περιοχή λειτουργίας, όταν δηλαδή $f_s < f_0$ και άρα $X_L < X_C$. Η ανάλυση με την μέθοδο της FHA και σύμφωνα με το σχ.4.3 που φαίνεται παρακάτω:



Σχ.4.3. Αναπαράσταση του LC-Σειράς στο πεδίο της συχνότητας όταν $f_s < f_0$.

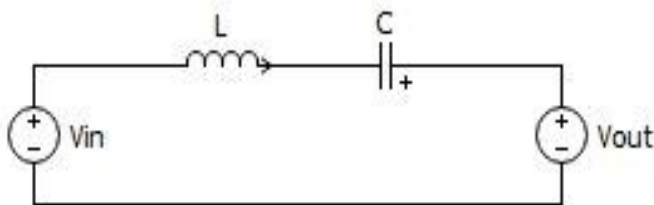
Θεωρώντας πως οι πηγές V_1 και V_2 είναι πηγές ημιτονοειδούς τάσης με RMS τιμή $V = \frac{4}{\pi\sqrt{2}}V_d$, φάσεις ϕ_1 , ϕ_2 αντίστοιχα και συχνότητας σήματος f_s έχουμε:

- $V_1 = V\sin(\omega t)$ και $V_2 = V\sin(\omega t + \delta)$ (4.7) και (4.8).
- $i(t) = i_c(t) = C \frac{d}{dt} V_c$ (4.9) και $V_c = V_2 - V_1$ (4.10).
- Από τις σχέσεις 4.4 έως 4.10 συμπεραίνουμε ότι:
 $i_c(t) = CV\omega [\cos(\omega t + \delta) - \cos(\omega t)]$ (4.11)
- Η στιγμιαία ισχύς εξόδου (ίση με την ενεργό ισχύ εισόδου) δίνεται από την σχέση: $P(t) = V_2(t) * i(t) = CV^2\omega \sin(\omega t + \delta) [\cos(\omega t + \delta) - \cos(\omega t)]$ και επειδή $1/X_C = C * \omega$, τότε
 $P(t) = \frac{V^2}{X_C} * \sin(\omega t + \delta) [CV\omega \{\cos(\omega t + \delta) - \cos(\omega t)\}]$ (4.12).

- Η ενεργός ισχύς υπολογίζεται ως : $P_{rms} = \frac{1}{\pi} \int P(t)dt = -\frac{V^2}{2X_c}\sin(\delta)$ και για το διάστημα γωνιών που μας ενδιαφέρει ισχύει πως $P_{rms} = \frac{V^2}{2X_c}\sin(-\delta)$ (4.13).

Η 4.13 είναι κρίσιμη καθώς αναδεικνύει πως σε περίπτωση χωρητικής λειτουργίας η ισχύ είναι ανάλογη με του $\sin(-\delta) = -\sin(\delta)$, δηλαδή για $3 < \delta < 45$ η ισχύς ρέει από την πηγή V_2 προς την πηγή V_1 και ανάποδα για $-45 < \delta < -3$. Τα παραπάνω θα αποτελέσματα θα χρησιμοποιηθούν στις παραγράφους 4.4, 4.5 και 5.4 και 5.5 όταν θα μελετήσουμε την μεταγωγή των διακοπών.

Τέλος θα γίνει ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (TDA) για να αποτυπωθούν οι σχέσεις που διέπουν ένα LC κύκλωμα σειράς το οποίο φαίνεται στο σχ.4.4 παρακάτω:



Σχ.4.4. Αναπαράσταση του LC κυκλώματος στο πεδίο του χρόνου.

- Ο νόμος τάσεων Kirchoff στον χρόνο μας δίνει:

$$V_{in} - V_o = V_L + V_c = L\frac{d}{dt}i + \frac{1}{C} \int i dt$$
 (4.14).
- Θεωρώντας πως η διαφορά των τάσεων $V_{in} - V_o$ είναι σταθερή η (4.14) γίνεται:

$$L\frac{d^2}{dt^2}i + \frac{1}{C}i = 0$$
 (4.15).
- Η λύση της διαφορικής εξίσωσης (ΔΕ) 4.2 για το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα είναι: $i_L = i_C = I_{L0}\cos\omega_0 t + \frac{V_{in}-V_o-V_{C0}}{Z_0}\sin\omega_0 t$ (4.16).
- Το $I_{L0} = i_L(0)$ και $V_{C0} = v_c(0)$ είναι οι αρχικές συνθήκες του πηνίου και του πυκνωτή.
- Η τάση του πηνίου είναι: $V_L = L\frac{d}{dt}i_L = (V_{in} - V_o - V_{C0})\cos\omega_0 t - Z_0 I_{L0} \sin\omega_0 t$ (4.17)

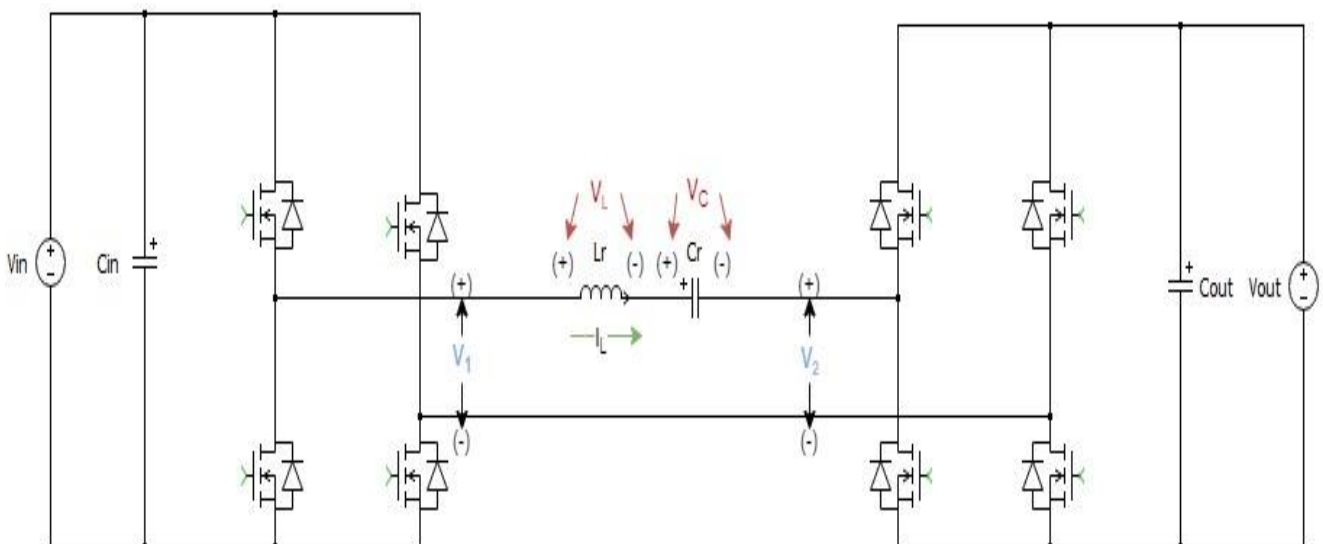
- Η τάση του πυκνωτή είναι :

$$V_C = V_{in} - V_0 - V_L = V_{in} - V_0 - (V_{in} - V_0 - V_{C0})\cos\omega_0 t - Z_0 I_{L0} \sin\omega_0 t \quad (4.18).$$

- Η Z_0 είναι η χαρακτηριστική αντίσταση του κυκλώματος και ισούται με $Z_0 = \sqrt{L/C}$ (Ω) (4.19).
- Τέλος πρέπει να αναφέρουμε πως η (4.3) ισχύει μόνο για όλα τα διαστήματα όπου η διαφορά των τάσεων $V_{in} - V_0$ είναι σταθερή και όταν δεν υπάρχει εξάρτηση αυτών από το υπόλοιπο κύκλωμα.

4.2 Ανάλυση του κυκλώματος στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας ($f_s > f_0$).

Το συνολικό κύκλωμα του DAB μετατροπέα LC-σειράς φαίνεται παρακάτω στο σχ.4.5 :



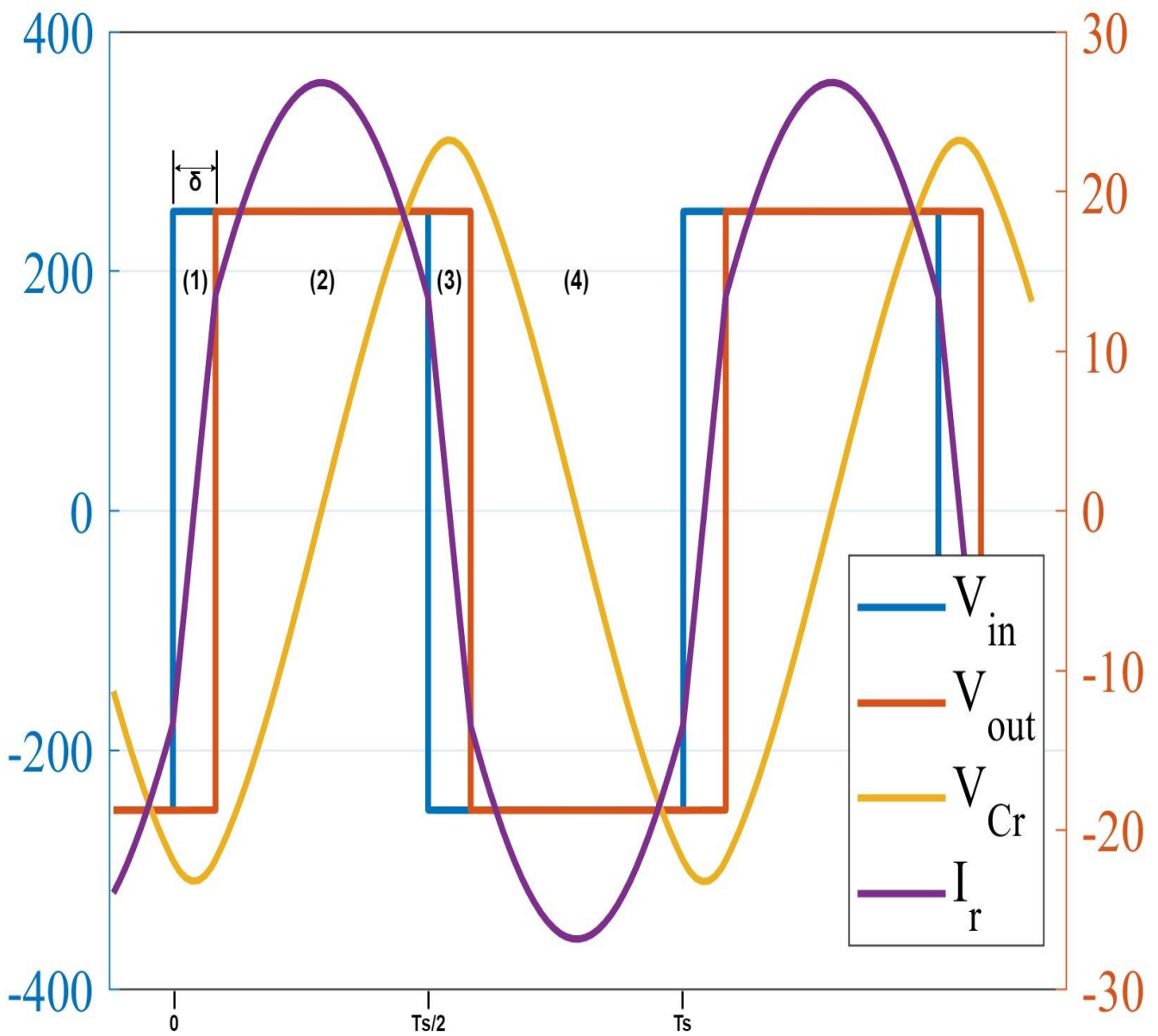
Σχ.4.5. Σχηματική απεικόνιση του DAB με HFL-LC. Φαίνονται τάσεις και ρεύματα που θεωρούνται κρίσιμα για την ανάλυση της λειτουργίας του.

Σε διακοπτικές συχνότητες μεγαλύτερες της συχνότητας συντονισμού το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.4.1 αποκτά ωμικό-επαγωγική συμπεριφορά και άρα το ρεύμα καθυστερεί σε σχέση με την τάση εισόδου, ενώ η τάση εξόδου όπως ξέρουμε καθυστερεί σε σχέση με την τάση εισόδου κατά διάστημα δ . Αρχικά θα αποτυπωθούν οι μαθητικές εκφράσεις για τις τάσεις, το ρεύμα και τις ισχύες εξόδου και εισόδου και έπειτα θα μελετηθεί το είδος της μεταγωγής των διακοπών. Οι υπολογισμοί των παραπάνω μεγεθών γίνονται θεωρώντας πως $T_d \approx 0$, όμως για να υπάρξει ενδεχόμενο για ομαλή μεταγωγή των διακοπών είναι απαραίτητο το T_d και άρα έχει ενσωματωθεί στις προσομοιώσεις. Η παραδοχή αυτή γίνεται καθώς όπως δείξαμε και στην παράγραφο 3.4 οι παρασιτικοί πυκνωτές εξόδου έχουν πολύ μικρή τιμή και δεν μπορούν να αλλάξουν τον χαρακτήρα του κυκλώματος. Μια άλλη παραδοχή που μπορούμε να κάνουμε βάσει του σχ.3.23 είναι ότι μπορούμε να θεωρήσουμε πως $C_r' = C_r + 2C_{oss}(V_d = 0) \approx C_r$ (4.20) επειδή $C_{oss} \ll C_r$ καθώς οι πυκνωτές εξόδου είναι της τάξης των μερικών μF ενώ ο πυκνωτής σειράς είναι της τάξης των δεκάδων μF . Τέλος θεωρούμε πως οι DC πηγές εξόδου και εισόδου έχουν τιμή ίση με V_d .

Για το HFL έχουμε 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας κάθε μια με τις δικές τις αρχικές συνθήκες. Οι περιοχές διαμορφώνονται βάση του πρόσημου των τάσεων V_1 και V_2 όπως φαίνεται και στο σχ.4.6 :

$$\bullet \quad V_1 = \begin{cases} V_d, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.19) \quad \text{και} \quad V_2 = \begin{cases} -V_d, & 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ +V_d, & \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ -V_d, & \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.20)$$

- Περιοχή 1 : $V_1(t) = +V_d, V_2(t) = -V_d$ για διάστημα $0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}$.
- Περιοχή 2 : $V_1(t) = +V_d, V_2(t) = +V_d$ για διάστημα $\frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$.
- Περιοχή 3 : $V_1(t) = -V_d, V_2(t) = +V_d$ για διάστημα $\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}$.
- Περιοχή 4 : $V_1(t) = -V_d, V_2(t) = -V_d$ για διάστημα $\frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s$.



Σχ.4.6. Στο σχήμα φαίνονται οι τάσεις V_1 και V_2 του HFL , το ρεύμα του HFL καθώς και η τιμή της τάσης του πυκνωτή για τις 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας που υπάρχουν στο χρόνο μιας περιόδου.

Το ρεύμα του πηνίου θα εφαρμόσουμε την (4.16) όπου κατά αναλογία με τα V_{in} και V_o θα έχουμε τα V_1 και V_2 και συγκεκριμένα για κάθε περιοχή θα αντικαθιστούμε με το πρόσημο που έχει η τάση. Επίσης όπως αναφέρουμε και στην παράγραφο 4.1 η κάθε περιοχή θα έχει τις δικές τις αρχικές συνθήκες :

$$i_L(t) = \begin{cases} I_1 \cos(\omega_0 t) + \frac{2V_d - V_{c1}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ I_2 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_3 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] - \frac{2V_d + V_{c3}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ I_4 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c4}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.21).$$

Και επομένως η τάση του πηνίου και του πυκνωτή δίνονται από τις (4.17) και (4.18) αντίστοιχα:

$$v_L(t) = \begin{cases} -I_1 L \omega_0 \sin(\omega_0 t) + \frac{(2V_d - V_{c1}) L \omega_0}{Z_0} \cos(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ -I_2 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2} L \omega_0}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -I_3 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] - \frac{(2V_d + V_{c3}) \omega_0 L}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -I_4 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c4} L \omega_0}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.22).$$

$$v_C = \begin{cases} I_1 L \omega_0 \sin(\omega_0 t) - \frac{(2V_d - V_{c1}) L \omega_0}{Z_0} \cos(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ 2V_d + I_2 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{c2} L \omega_0}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_3 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] + \frac{(2V_d + V_{c3}) \omega_0 L}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -2V_d + I_4 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c4} L \omega_0}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.23)$$

Στις (4.21) έως (4.23) εμφανίζονται οι αρχικές (συνοριακές) συνθήκες κάθε περιοχής. Σε μόνιμη κατάσταση η μέση τιμή του i_L πρέπει να είναι 0 και επιπλέον η συνάρτηση $i_L(t)$ είναι συνεχής παντού:

$$I_{L,avg} = 0 \Rightarrow \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i(t) dt = 0$$

Για να συμβαίνουν τα 2 παραπάνω πρέπει να ισχύουν τα εξής:

$$I_1 = -I_3 \quad (4.24).$$

$$I_2 = -I_4 \quad (4.25).$$

Επίσης τα ίδια ακριβώς ισχύουν και για την τάση του πυκνωτή οπότε προκύπτουν:

$$V_{c1} = -V_{c3} \quad (4.26).$$

$$V_{c2} = -V_{c4} \quad (4.27).$$

Οι στιγμιαία ισχύς εισόδου και εξόδου δίνονται από τις σχέσεις:

$$P_{in}(t) = V_1(t) * i_L(t) \text{ και άρα}$$

$$P_{in}(t) = \begin{cases} V_d I_1 \cos(\omega_0 t) + \frac{(2V_d - V_{c1})V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ V_d I_2 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d I_3 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] + \frac{(2V_d + V_{c3})V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -V_d I_4 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{c4} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.28).$$

$$P_{out}(t) = V_2(t) * i_L(t) \text{ και άρα}$$

$$P_{out}(t) = \begin{cases} -V_d I_1 \cos(\omega_0 t) - \frac{(2V_d - V_{c1})V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ V_d I_2 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d I_3 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] - \frac{(2V_d + V_{c3})V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -V_d I_4 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{c4} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.29).$$

Από τις (4.28) και (4.29) και εφαρμόζοντας τις (4.24) έως (4.27) μπορούμε να υπολογίσουμε αναλυτικά την μέση ισχύ στην είσοδο και στην έξοδο του HFL:

$$P_{avg,in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{in}(t) dt \text{ και άρα}$$

$$P_{avg,in} = \frac{2V_d}{T_s \omega_0} \left[I_1 \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - \frac{(2V_d - V_{c1})}{Z_0} \left(\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) + 1 \right) + I_2 \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) + \frac{V_{c2}}{Z_0} \left[\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) - 1 \right] \right] \quad (4.30).$$

Ομοίως $P_{avg,out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{out}(t) dt$ και άρα

$$P_{avg,out} = \frac{2V_d}{T_s \omega_0} \left[(-I_1) \sin\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta\right) + \frac{(2V_d - V_{c1})}{Z_0} \left(\cos\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta\right) - 1 \right) + I_2 \sin\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta)\right) + \frac{V_{c2}}{Z_0} \left[\cos\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta)\right) - 1 \right] \right] \quad (4.31).$$

Λόγω του ότι το LC κύκλωμα δεν καταναλώνει ενεργό ισχύ πρέπει να ισχύει πως

$$P_{avg,in} = P_{avg,out} \text{ και παίρνουμε ότι: } I_1 = \frac{(V_d - V_{c1})}{Z_0} \cot\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta\right) \quad (4.32).$$

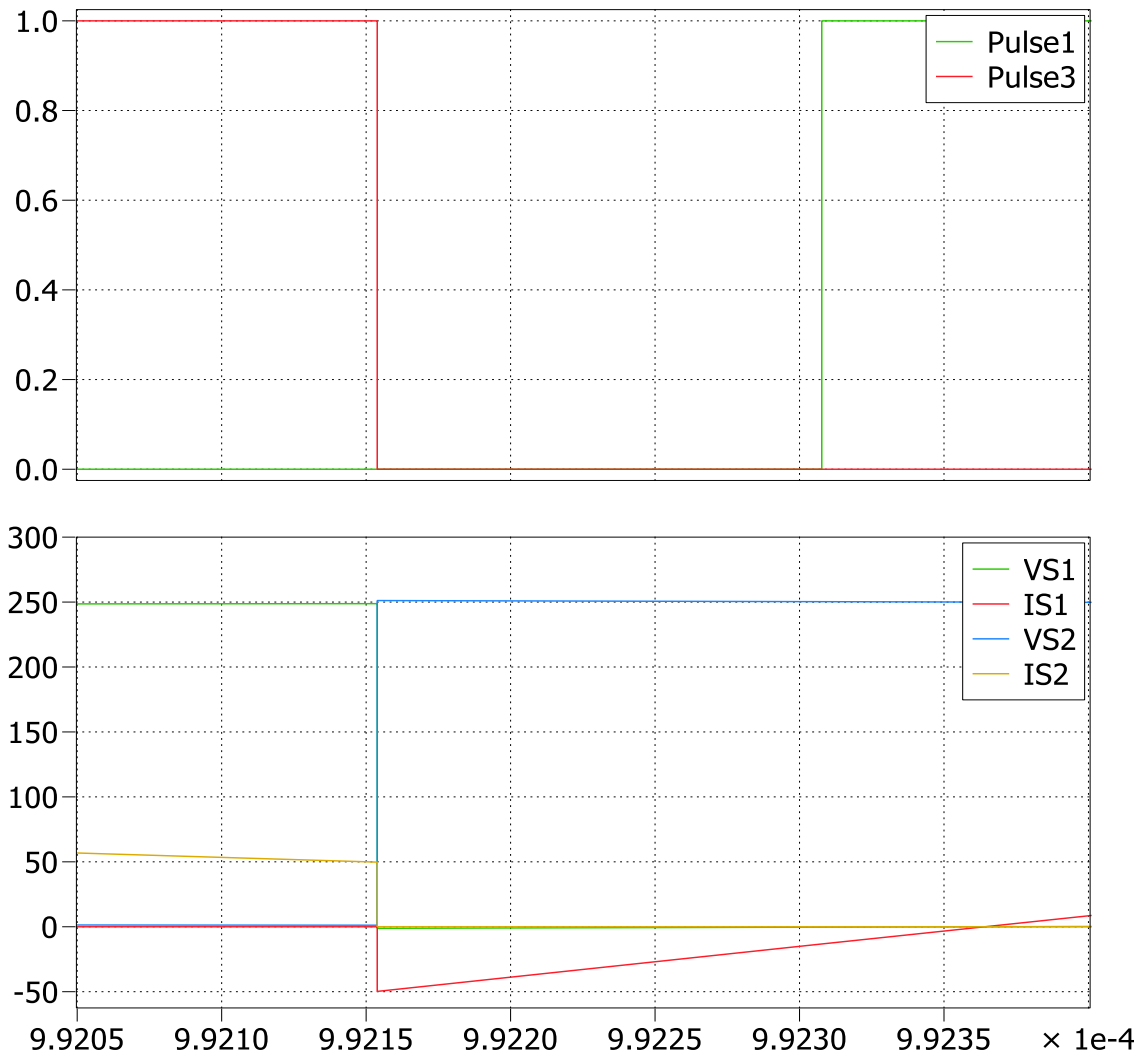
Μέσω της 4.32 καθώς και εφαρμόζοντας την συνέχεια των συναρτήσεων $i_L(t)$ και $V_L(t)$ εξάγουμε και την αναλυτική σχέση για το V_{c1} και έπειτα για όλες τις υπόλοιπες Α.Σ. Τελικά προκύπτει πως :

- $V_{C1} = -V_{C3} = \frac{1}{1+ZX} \left[Y + (WX) \left(\frac{X + \frac{ZY}{1+ZX}}{1 - \frac{WY}{1+ZX}} \right) \right] V_d \frac{\cot\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta\right)}{1 + \cot\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta\right)} \quad (4.32.\alpha)$
- $I_1 = -I_3 = \frac{(V_d - V_{c1})}{Z_0} \cot\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta\right) \quad (4.32.\beta)$
- $I_2 = -I_4 = I_1 \left(\frac{X + \frac{ZY}{1+ZX}}{1 - \frac{WY}{1+ZX}} \right) \quad (4.32.\gamma)$
- $V_{C2} = -V_{C4} = Z_0 \left[I_2 \left(\frac{WX}{1+ZX} \right) - I_1 \left(\frac{ZY}{1+ZX} \right) \right] \quad (4.32.\delta)$

Όπου $X = \cos\left(\omega_0 \frac{\delta T_s}{2\pi}\right)$, $Y = \sin\left(\omega_0 \frac{\delta T_s}{2\pi}\right)$, $Z = \cos\left(\omega_0 \frac{T_s}{2} \left(\frac{\pi - \delta}{\pi}\right)\right)$ και $W = \sin\left(\omega_0 \frac{T_s}{2} \left(\frac{\pi - \delta}{\pi}\right)\right)$.

4.3 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_s > f_0$

Αρχικά θα μελετήσουμε την μεταγωγή των διακοπών της γέφυρας εισόδου. Στο σχ.4.7 παρατηρούμε την σβέση των S2-S3 και την έναυση των S1-S4:

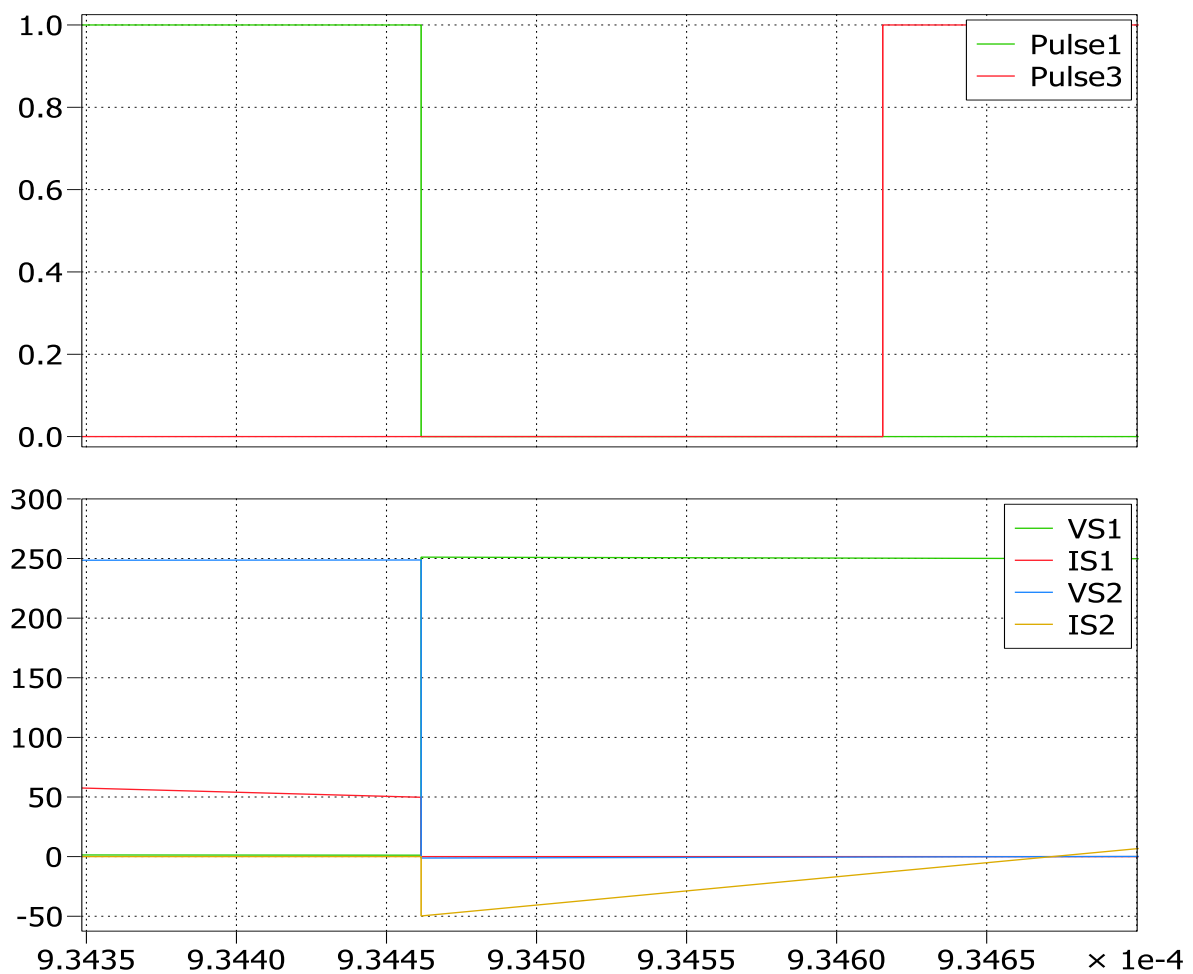


Σχ.4.7 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S2-S3 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με αρχική τιμή $|I_1|$ και επειδή η τάση του στοιχείου δεν περιορίζεται από την αγωγή της αντιπαράλληλης διόδου, έχουμε Hard Switching - off.
- Κατά το άνοιγμα των S1-S4 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι αρνητικό με τιμή $-|I_1|$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση των διακοπών σε τιμή ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου εντός πάντα του T_d . Το ρεύμα πριν το άνοιγμα ρέει μέσω των διόδων D1-D4 και συνεπώς μετά το πέρας του T_d οι S1-S4 έχουν ZVS-On.

Στο σχ.4.8 παρατηρούμε την σβέση των S1-S4 και το άνοιγμα των S2-S3:

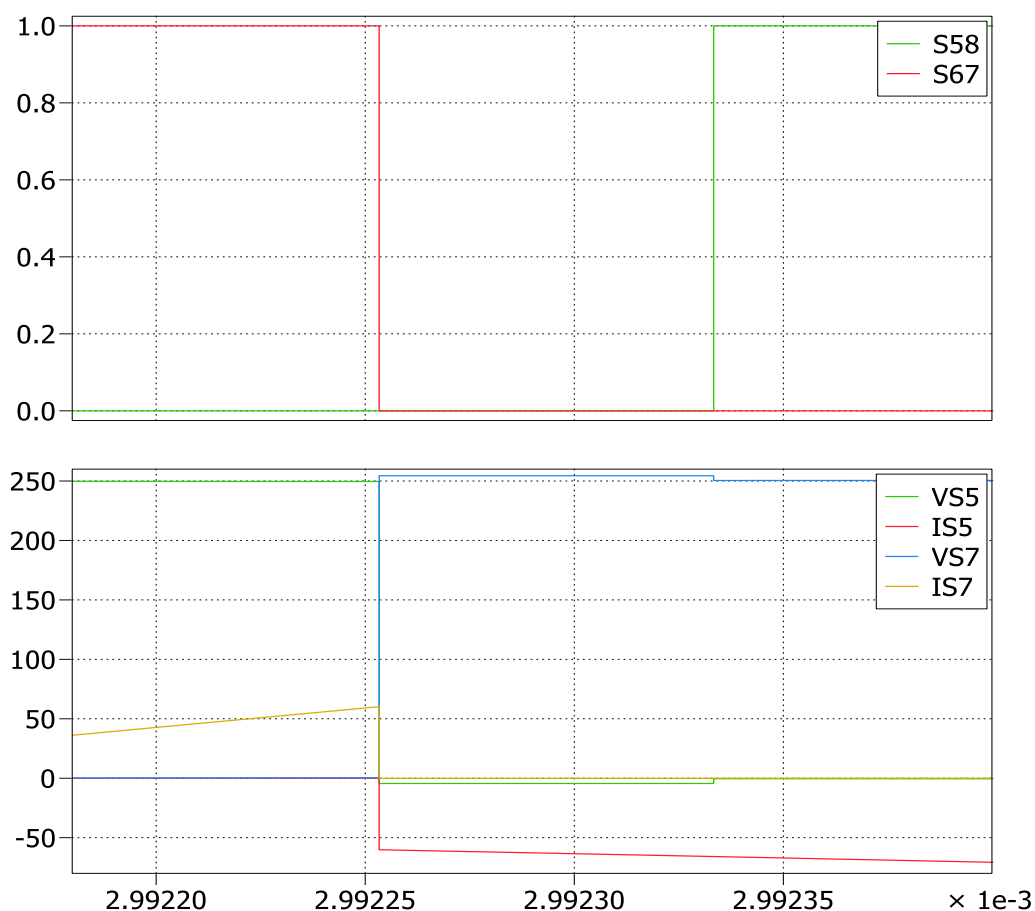


Σχ.4.8 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S1-S4 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με αρχική τιμή $|I_3|$ και επειδή η τάση του στοιχείου δεν περιορίζεται από την αγωγή της αντιπαράλληλης διόδου, παρατηρείται Hard Switching-off.
- Κατά το άνοιγμα των S2-S3 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι αρνητικό με τιμή $-|I_3|$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση των διακοπών σε τιμή ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου εντός πάντα του T_d . Έτσι λοιπόν το ρεύμα πριν το άνοιγμα ρέει μέσω των διόδων D2-D3 και συνεπώς μετά το πέρας του T_d οι S2-S3 έχουν ZVS-on.

Η μεταγωγή των στοιχείων της γέφυρας εξόδου παρουσιάζεται στο σχ.4.9 όπου φαίνεται η σβέση των S6-S7 και η έναυση των S5-S8:

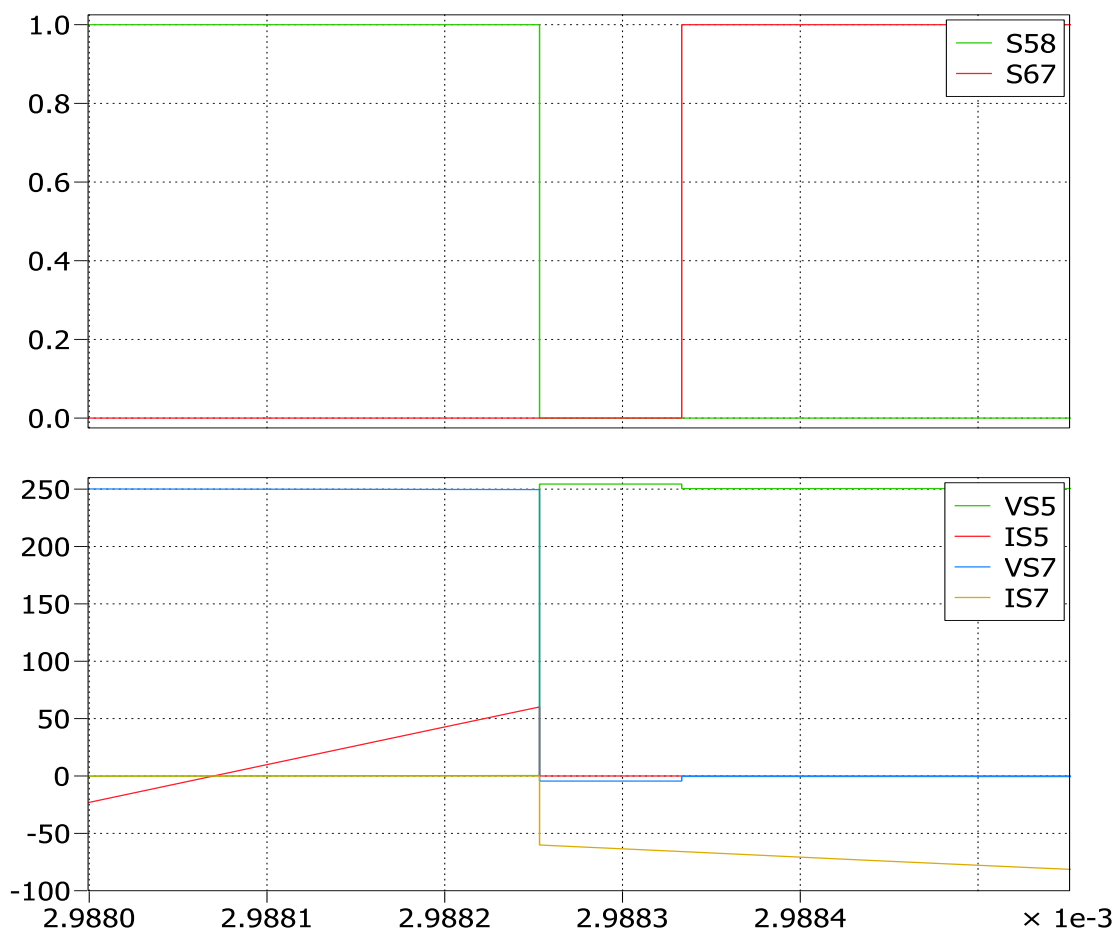


Σχ.4.9 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S6-S7 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με αρχική τιμή $|I_2|$ και επειδή η τάση του στοιχείου δεν περιορίζεται από την αγωγή της αντιπαράλληλης διόδου, παρατηρείται Hard Switching-off.
- Κατά το άνοιγμα των S5-S8 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι αρνητικό με τιμή $-|I_2|$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση των διακοπών σε τιμή ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου εντός πάντα του T_d . Έτσι λοιπόν το ρεύμα πριν το άνοιγμα ρέει μέσω των διόδων D5-D8 και συνεπώς μετά το πέρας του T_d οι S5-S8 έχουν ZVS-on.

Στο σχ.4.10 βλέπουμε την σβέση των S5-S8 και το άνοιγμα των S6-S7 :



Σχ.4.10 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S5-S8 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με αρχική τιμή $|I_4|$ και επειδή η τάση του στοιχείου δεν περιορίζεται από την αγωγή της αντιπαράλληλης διόδου, παρατηρείται Hard Switching-off.
- Κατά το άνοιγμα των S6-S7 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι αρνητικό με τιμή $-|I_4|$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση των διακοπών σε τιμή ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου εντός πάντα του T_d . Έτσι λοιπόν το ρεύμα πριν το άνοιγμα ρέει μέσω των διόδων D6-D7 και συνεπώς μετά το πέρας του T_d οι S6-S7 έχουν ZVS-on.

Συνεπώς, στην επαγωγική λειτουργία του κυκλώματος και με ροή ισχύος από το πρωτεύον στον δευτερεύον έχουμε ZVS κατά την έναυση όλων των διακοπών ενώ έχουμε Hard Switching κατά την σβέση για όλους του διακόπτες. Οι αναγκαίες συνθήκες για να ισχύουν τα παραπάνω είναι:

$$1) t_{c(on)} < T_d < \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \quad (4.42)$$

Όπου $t_{c(on)}$ (χρόνος μετάβασης σε αγωγή) όπως αναφέρουμε στο κεφάλαιο 2.1 εξαρτάται από το ρεύμα και την τάση διακοπής του στοιχείου ενώ για τις σημερινές τεχνολογίες ημιαγωγών είναι της τάξης των δεκάδων nsec. Το T_d που έχουμε θεωρήσει είναι ίσο με 1μsec. Επίσης όπως αναφέρουμε στην παράγραφο 3.3 η γωνία δ παίρνει τιμές $3^\circ < \delta < 45^\circ$. Επομένως η πρώτη συνθήκη ικανοποιείται.

2) Οι αρχικές τιμές του ρεύματος πηνίου I_1, I_4 πρέπει να είναι θετικές και άρα οι I_2, I_3 αρνητικές πράγμα που επαληθεύεται από τις κυματομορφές που φαίνονται στα σχήματα 4.6 έως 4.10. Για συχνότητες πάνω από τον συντονισμό το ρεύμα του πηνίου δεν προλαβαίνει να ολοκληρώσει μια ημιπερίοδο σε χρόνο μικρότερο από $T_s/2$ και επομένως αναγκαστικά ισχύει πως $I_2, I_3 > 0$ και $I_1, I_4 < 0$.

4.3 Ανάλυση του κυκλώματος στην χωρητική περιοχή λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος (CCM)- ($f_0/2 < f_s < f_0$).

Σε διακοπτικές συχνότητες μικρότερες της συχνότητας συντονισμού το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.4.1 αποκτά ωμικό-χωρητική συμπεριφορά και άρα το ρεύμα προπορεύεται της τάση εισόδου. Αρχικά θα αποτυπωθούν οι μαθητικές εκφράσεις για τις τάσεις, το ρεύμα και τις ισχύες εξόδου και εισόδου και έπειτα θα μελετηθεί το είδος της μεταγωγής των διακοπών. Οι υπολογισμοί των παραπάνω μεγεθών γίνονται θεωρώντας πως $T_d \approx 0$, όμως για να υπάρξει ενδεχόμενο για ομαλή μεταγωγή των διακοπών είναι απαραίτητο το T_d και άρα έχει ενσωματωθεί στις προσομοιώσεις. Η παραδοχή αυτή γίνεται καθώς, όπως δείξαμε και στην παράγραφο 3.4, οι παρασιτικοί πυκνωτές εξόδου έχουν πολύ μικρή τιμή και δεν μπορούν να αλλάξουν τον χαρακτήρα του κυκλώματος. Μια άλλη παραδοχή που μπορούμε να κάνουμε βάσει του σχ.3.23 είναι ότι μπορούμε να θεωρήσουμε πως $C_r' = C_r + 2C_{oss}(V_d = 0) \approx C_r$ (4.20) επειδή $C_{oss} \ll C_r$ καθώς οι πυκνωτές εξόδου είναι

της τάξης των μερικών pF ενώ ο πυκνωτής σειράς είναι της τάξης των δεκάδων μF. Τέλος θεωρούμε πως οι DC πηγές εξόδου και εισόδου έχουν τιμή ίση με V_d .

Πρέπει να τονίσουμε τα εξής δύο σημεία:

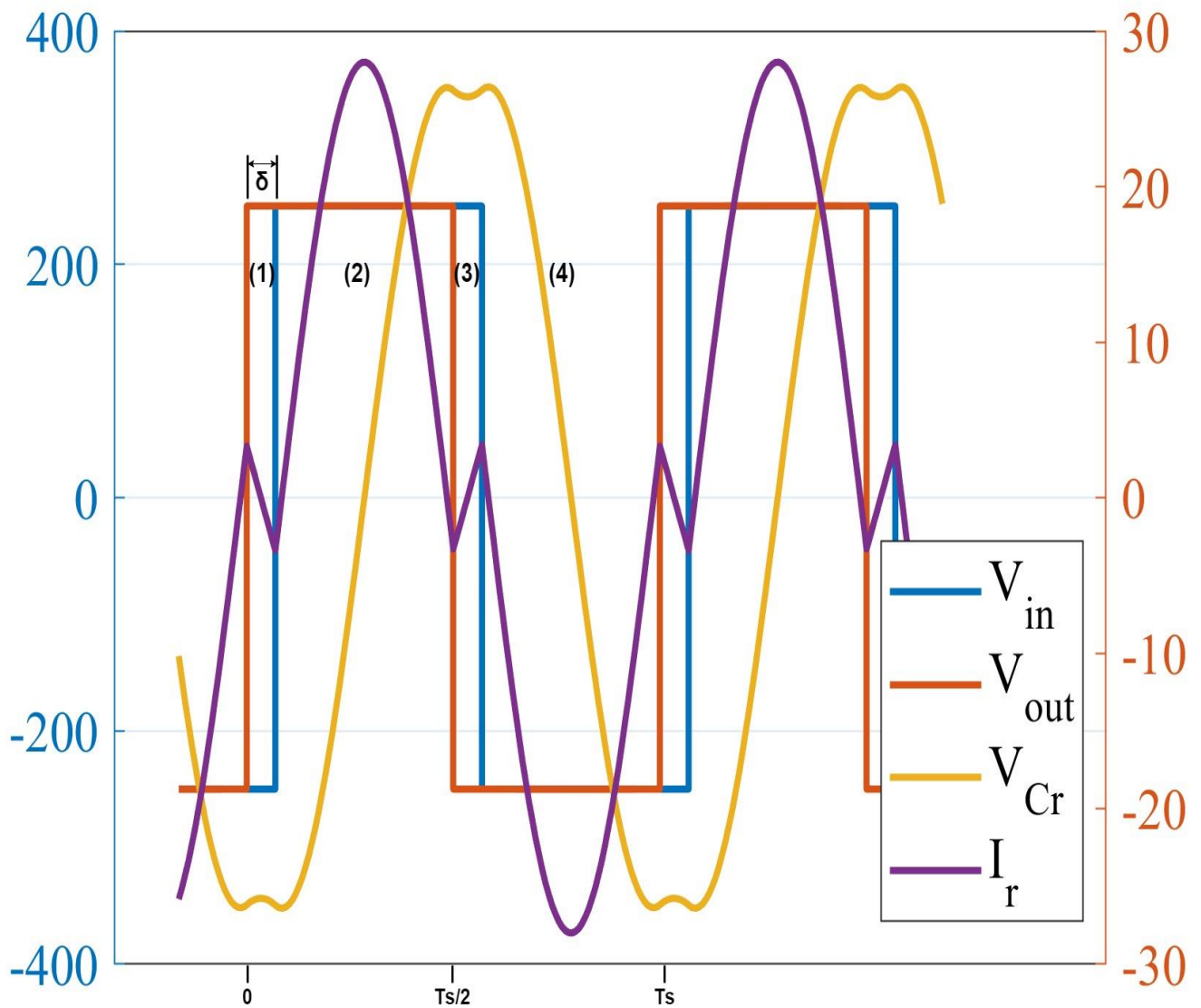
1) Δεν μελετάμε τις συχνότητες κάτω από $f_0/2$ καθώς τότε οι τάσεις εισόδου και εξόδου του HFL δεν είναι τετραγωνικοί παλμοί ίδια συχνότητας και με duty-cycle 50% ενώ παράλληλα το ρεύμα ολοκληρώνει τουλάχιστον 2 κύκλους εντός του χρόνου T_s . Αποτέλεσμα αυτών είναι να μην ισχύει οι σχέσεις που έχουμε αποδείξει στην παράγραφο 4.1.

2) Σύμφωνα με την (4.18), η μεταφερόμενη ισχύς είναι ανάλογη με το $\sin(-\delta)$ και για την μελέτη μας θεωρούμε $-45 < \delta < -3$ έτσι ώστε η ροή ισχύος να είναι από το πρωτεύον στον δευτερεύον.

Για το HFL έχουμε 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας κάθε μια με τις δικές τις αρχικές συνθήκες. Οι περιοχές διαμορφώνονται βάση του πρόσημου των τάσεων V_1 και V_2 όπως φαίνεται και στο σχ.4.11. :

$$\bullet \quad V_2 = \begin{cases} V_d, & 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.43) \quad \text{και} \quad V_1 = \begin{cases} -V_d, & 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ +V_d, & \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ -V_d, & \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.44)$$

- Περιοχή 1 : $V_2(t) = +V_d, V_1(t) = -V_d$ για διάστημα $0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}$.
- Περιοχή 2 : $V_2(t) = +V_d, V_1(t) = +V_d$ για διάστημα $\frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$.
- Περιοχή 3 : $V_2(t) = -V_d, V_1(t) = +V_d$ για διάστημα $\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}$.
- Περιοχή 4 : $V_2(t) = -V_d, V_1(t) = -V_d$ για διάστημα $\frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s$.



Σχ.4.11. Στο σχήμα φαίνονται οι τάσεις V_1 και V_2 του HFL , το ρεύμα του HFL καθώς και η τιμή της τάσης του πυκνωτή για τις 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας που υπάρχουν στο χρόνο μιας περιόδου.

Και ακολουθώντας την ίδια ακριβώς μεθοδολογία με την παράγραφο 4.2 έχουμε:

$$i_L(t) = \begin{cases} I_1 \cos(\omega_0 t) - \frac{2V_d + V_{c1}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ I_2 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_3 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] + \frac{2V_d - V_{c3}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ I_4 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c4}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.45).$$

$$v_L(t) = \begin{cases} -I_1 L \omega_0 \sin(\omega_0 t) - \frac{(2V_d + V_{c1}) L \omega_0}{Z_0} \cos(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ -I_2 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2} L \omega_0}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -I_3 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] + \frac{(2V_d - V_{c3}) \omega_0 L}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -I_4 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c4} L \omega_0}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.46).$$

$$v_C = \begin{cases} -2V_d + I_1 L \omega_0 \sin(\omega_0 t) + \frac{(2V_d + V_{c1}) L \omega_0}{Z_0} \cos(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ I_2 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{c2} L \omega_0}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ 2V_d + I_3 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] - \frac{(2V_d - V_{c3}) \omega_0 L}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ I_4 L \omega_0 \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{c4} L \omega_0}{Z_0} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.47)$$

Για τι συνοριακές συνθήκες , μηδενίζοντας την μέση τιμή των $i_L(t)$ και $v_L(t)$ και ξέροντας πως είναι συνεχείς συναρτήσεις , προκύπτει ότι:

$$I_1 = - I_3 \quad (4.48).$$

$$I_2 = - I_4 \quad (4.49).$$

$$V_{c1} = - V_{c3} \quad (4.50).$$

$$V_{c2} = - V_{c4} \quad (4.51).$$

Ακόμη για την στιγμιαία ισχύ εισόδου και εξόδου έχουμε:

$P_{in}(t) = V_1(t) * i_L(t)$ και άρα

$$P_{in}(t) = \begin{cases} -V_d I_1 \cos(\omega_0 t) + \frac{(2V_d + V_{c1})V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ V_d I_2 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d I_3 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] + \frac{(2V_d - V_{c3})V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -V_d I_4 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{c4} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.52).$$

$P_{out}(t) = V_2(t) * i_L(t)$ και άρα

$$P_{out}(t) = \begin{cases} V_d I_1 \cos(\omega_0 t) - \frac{(2V_d + V_{c1})V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ V_d I_2 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d I_3 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] - \frac{(2V_d - V_{c3})V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -V_d I_4 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{c4} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.53).$$

Τέλος η μέση ισχύς εισόδου και εξόδου είναι:

$P_{avg,in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{in}(t) dt$ και άρα

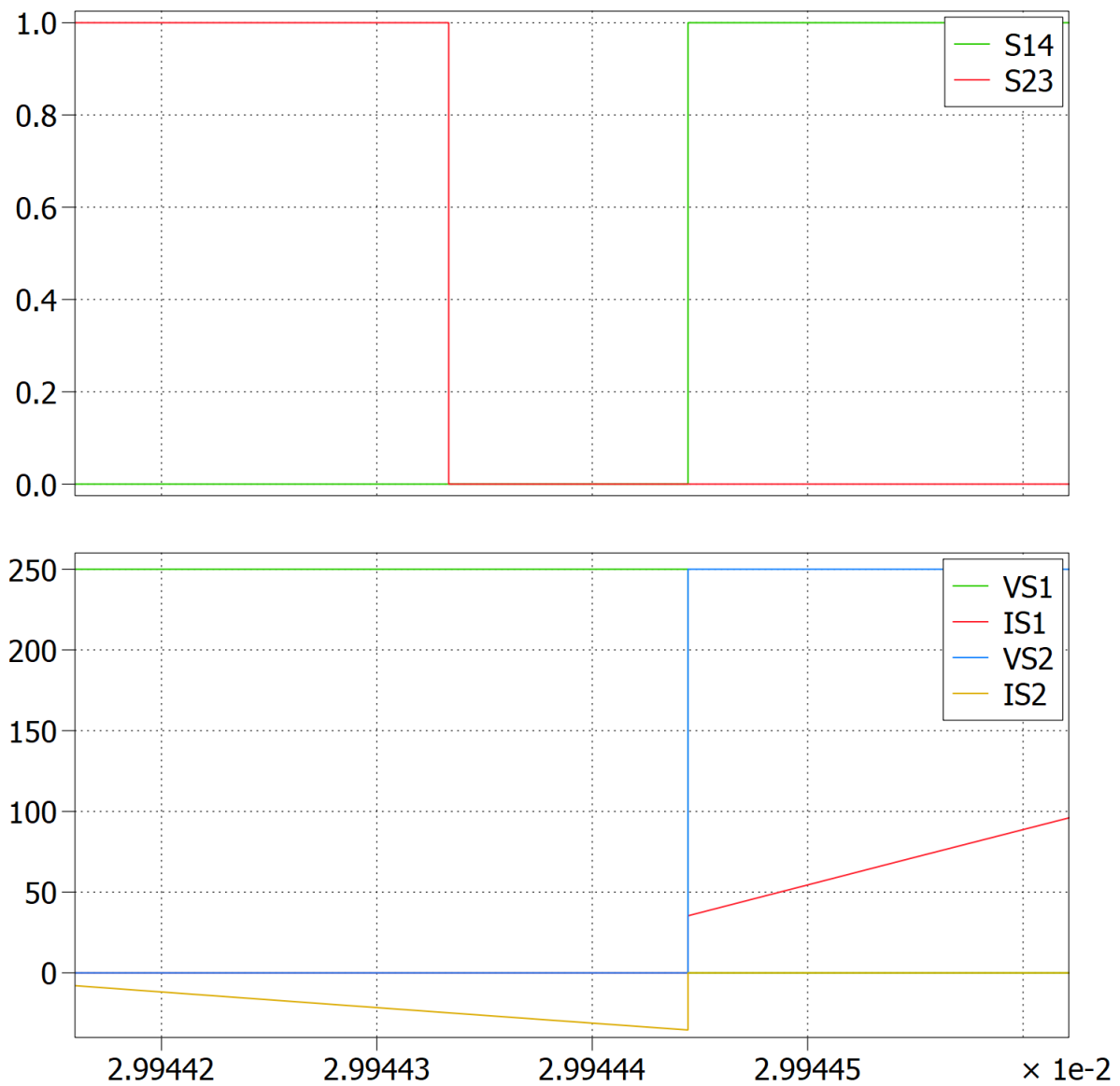
$$P_{avg,in} = \frac{2V_d}{T_s \omega_0} \left[(-I_1) \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - \frac{(2V_d + V_{c1})}{Z_0} \left(\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - 1 \right) + I_2 \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) + \frac{V_{c2}}{Z_0} \left[\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) - 1 \right] \right] \quad (4.54).$$

Ομοίως $P_{avg,out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{out}(t) dt$ και άρα

$$P_{avg,out} = \frac{2V_d}{T_s \omega_0} \left[I_1 \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - \frac{(2V_d + V_{c1})}{Z_0} \left(\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - 1 \right) + I_2 \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) + \frac{V_{c2}}{Z_0} \left[\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) - 1 \right] \right] \quad (4.55).$$

4.5 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_0/2 < f_s < f_0$ (CCM).

Αρχικά θα μελετήσουμε την μεταγωγή των διακοπών της γέφυρας εισόδου. Στο σχ.4.12 παρατηρούμε την σβέση των S2-S3 και το άνοιγμα των S1-S4:

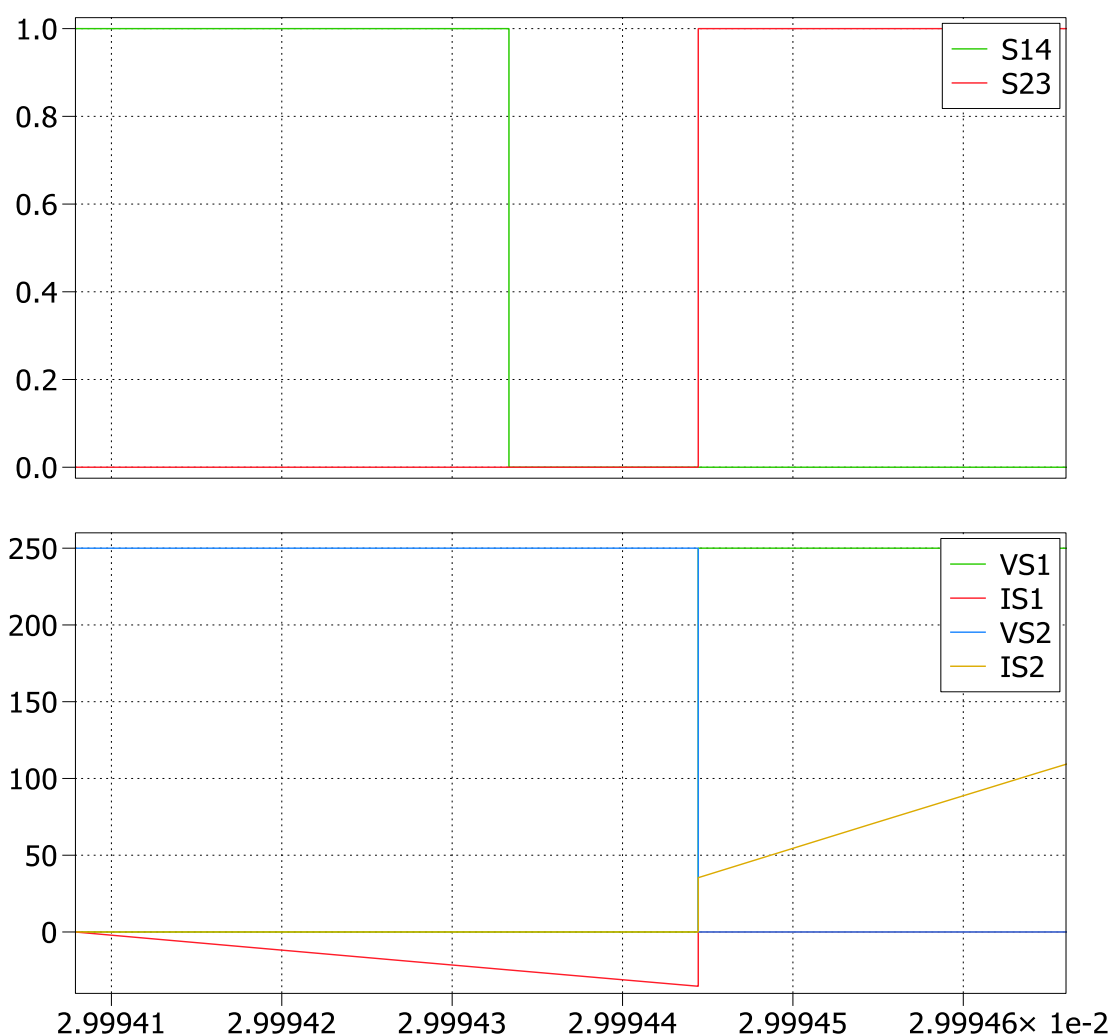


Σχ.4.12 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S2-S3 το ρεύμα τους είναι αρνητικό με τιμή $-|I_1|$. Κατά τον νεκρό χρόνο όλα τα στοιχεία είναι σβηστά επομένως το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D2-D3 ενώ παράλληλα η τάση των στοιχείων είναι ίση με τάση αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων ($-V_{fd}$). Επομένως οι S2-S3 έχουν ZVS-off.
- Κατά το άνοιγμα των S1-S4 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με τιμή $|I_1|$, ενώ η τάση τους μετά το πέρασ του T_d είναι ακαριαία V_d . Επομένως οι S1-S4 έχουν hard-switching-on.

Στο σχ.4.13 παρατηρούμε την σβέση των S1-S4 και η έναυση των S2-S3:

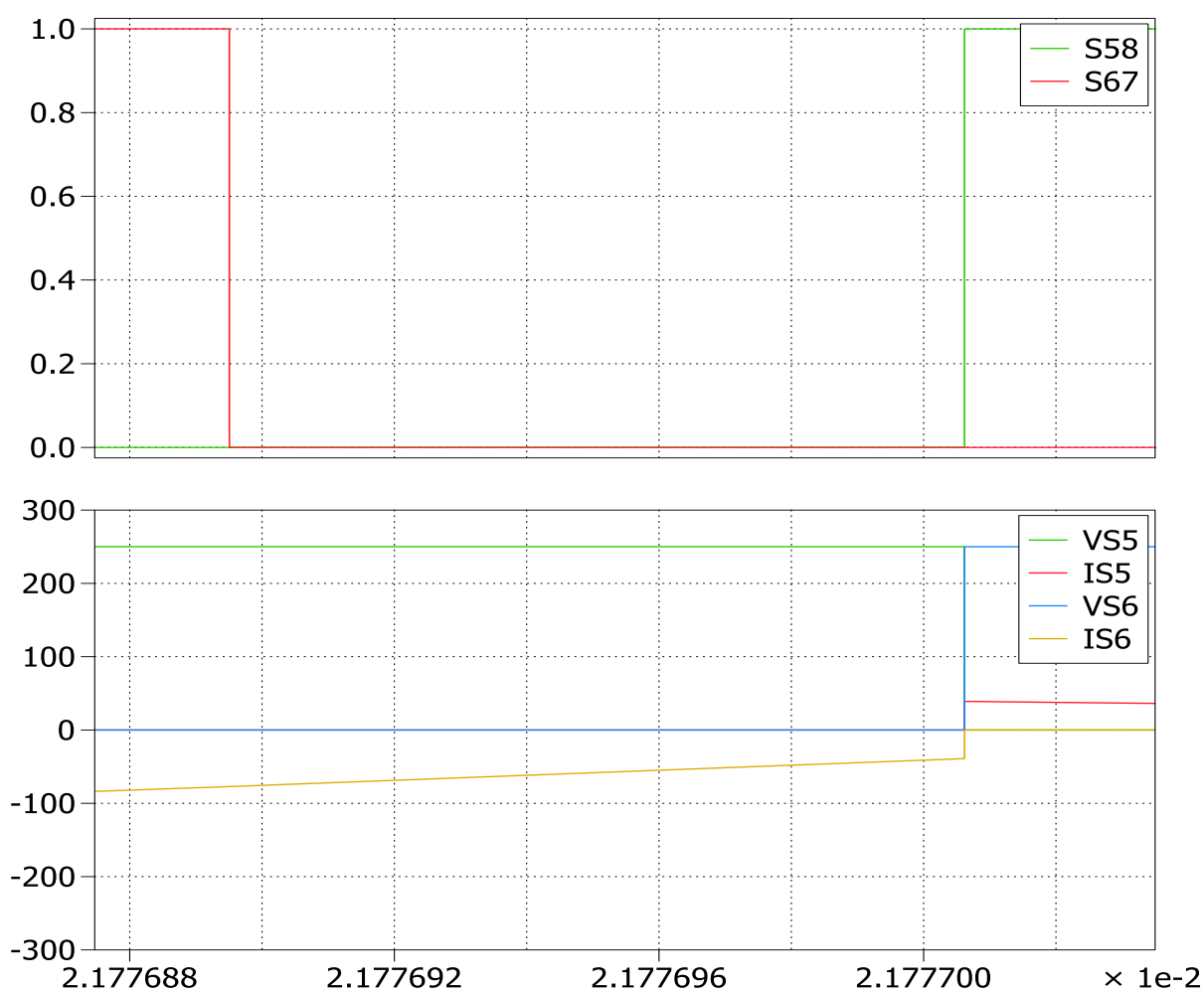


Σχ.4.13 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S1-S4 το ρεύμα τους είναι αρνητικό με τιμή $-|I_4|$. Κατά τον νεκρό χρόνο όλα τα στοιχεία είναι σβηστά επομένως το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D1-D4 ενώ παράλληλα η τάση των στοιχείων είναι ίση με τάση αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων ($-V_{fd}$). Επομένως οι S1-S4 έχουν ZVS-off.
- Κατά το άνοιγμα των S2-S3 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με τιμή $|I_4|$, ενώ η τάση τους μετά το πέρασ του T_d είναι ακαριαία V_d . Επομένως οι S2-S3 έχουν hard-switching-on.

Η μεταγωγή των στοιχείων της γέφυρας εξόδου παρουσιάζεται στο σχ.4.14, όπου φαίνεται η σβέση των S6-S7 και η έναυση των S5-S8

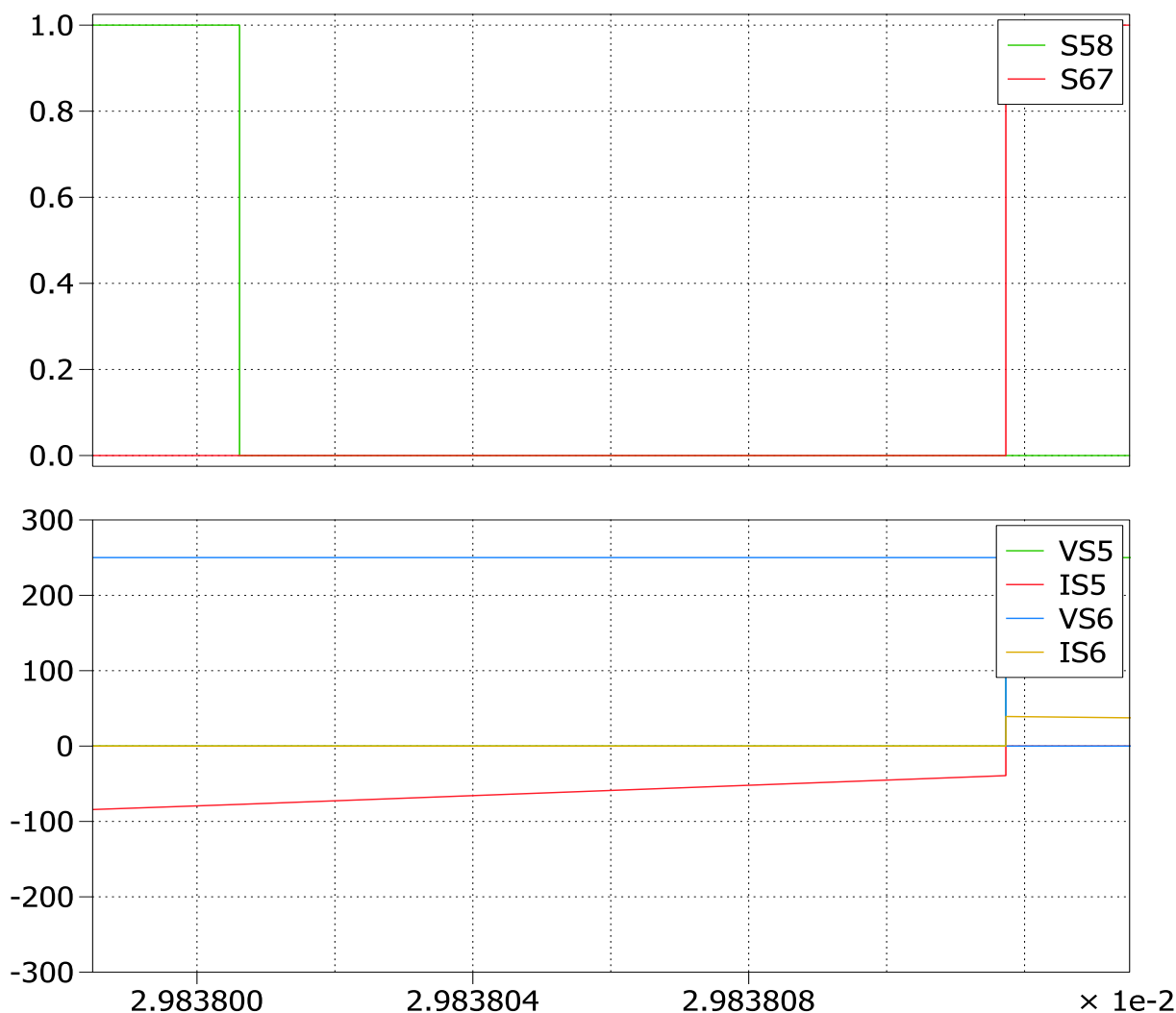


Σχ.4.14 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S6-S7 το ρεύμα τους είναι αρνητικό με τιμή $-|I_1|$. Κατά τον νεκρό χρόνο όλα τα στοιχεία είναι σβηστά επομένως το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D6-D7 ενώ παράλληλα η τάση των στοιχείων είναι ίση με τάση αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων ($-V_{fd}$). Επομένως οι S6-S7 έχουν ZVS-off.
- Κατά το άνοιγμα των S5-S8 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με τιμή $|I_1|$, ενώ η τάση τους μετά το πέρας του T_d είναι ακαριαία V_d . Επομένως οι S5-S8 έχουν hard-switching-on.

Στο σχ.4.15 βλέπουμε την σβέση των S5-S8 και την έναυση των S6-S7 :



Σχ.4.15 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

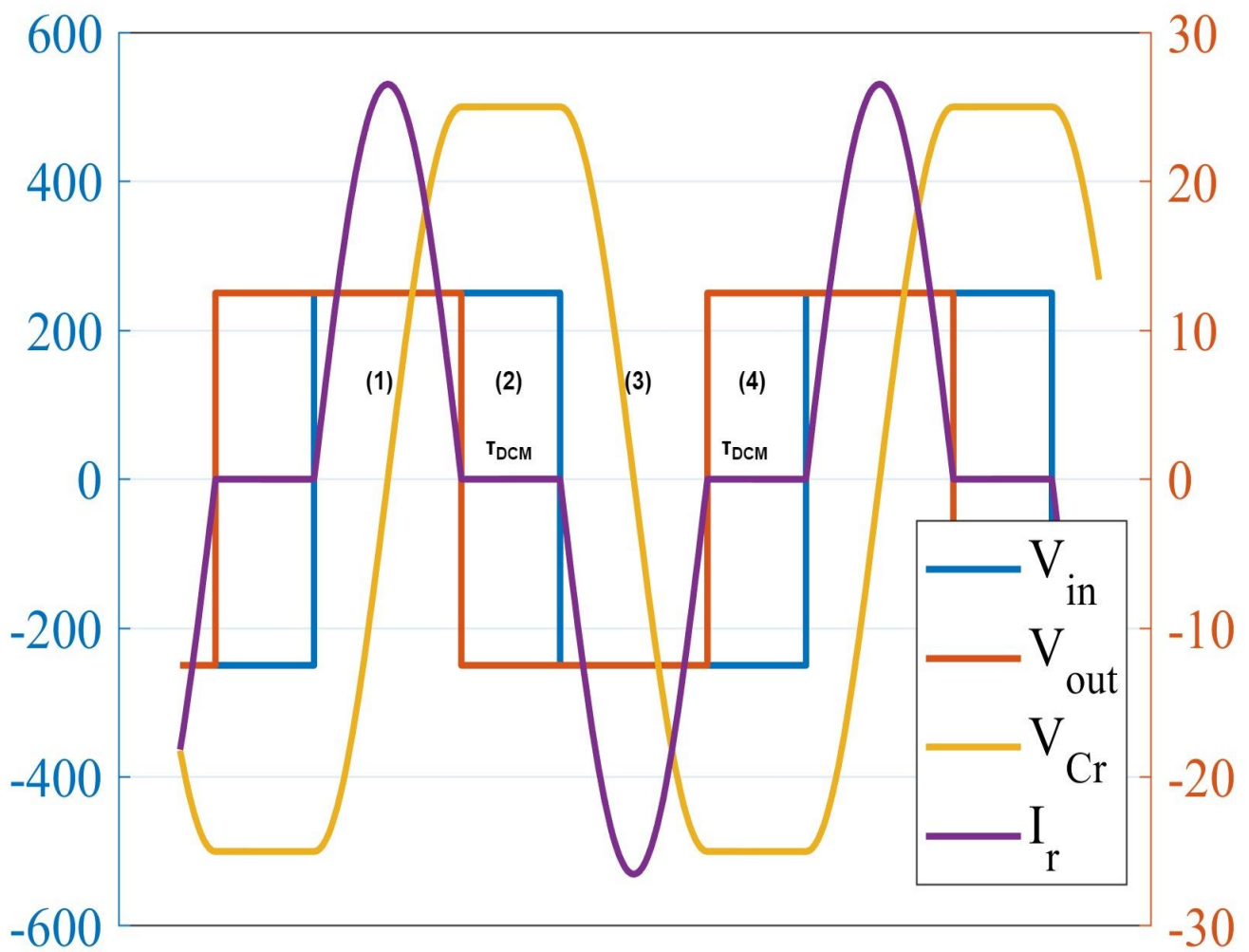
- Κατά την σβέση των S5-S8 το ρεύμα τους είναι αρνητικό με τιμή $|I_3|$. Κατά τον νεκρό χρόνο όλα τα στοιχεία είναι σβηστά επομένως το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D5-D8 ενώ παράλληλα η τάση των στοιχείων είναι ίση με τάση αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων ($-V_{fd}$). Επομένως οι S5-S8 έχουν ZVS-off.
- Κατά το άνοιγμα των S6-S7 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με τιμή $|I_3|$, ενώ η τάση τους μετά το πέρας του T_d είναι ακαριαία V_d . Επομένως οι S6-S7 έχουν hard-switching-on.

Στην χωρητική λειτουργία του κυκλώματος και με ροή ισχύος από το πρωτεύον στον δευτερεύον έχουμε ZVS κατά το κλείσιμο όλων των διακοπών ενώ έχουμε Hard Switching κατά το άνοιγμα, για όλους του διακόπτες. Οι αναγκαίες συνθήκες για να ισχύουν τα παραπάνω είναι:

- 1) $t_{c(on)} < T_d < \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}$ (4.42) το οποίο ισχύει όπως εξηγήσαμε στην παράγραφο 4.2
- 2) $I_2, I_3 < 0$ και $I_1, I_4 > 0$, όπως φαίνεται και στο σχ.4.11.

4.6 Ανάλυση του κυκλώματος στην χωρητική περιοχή λειτουργίας με ασυνεχή αγωγή ρεύματος (DCM) - ($f_0/2 < f_s < f_0$).

Η περιοχή λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής ρεύματος (DCM) δεν συναντάται σε συχνότητες πάνω από τον συντονισμό καθώς σε αυτό το εύρος συχνοτήτων το ρεύμα δεν προλαβαίνει να ολοκληρώσει μια δικιά του ημιπερίοδο σε χρόνο μικρότερο από αυτόν της διακοπτικής ημιπεριόδου. Χαρακτηριστικό αυτής της περιοχής λειτουργίας είναι ο μηδενισμός του ρεύματος του πηνίου πριν την διακοπτική ημιπερίοδο και μέχρι την έναρξη της επόμενης διακοπτικής ημιπεριόδου. Λόγω αυτής τη ασυνέχειας η προσεγγιστική ανάλυση μέσω FHA δεν μπορεί να περιγράψει αυτή την περιοχή, όμως οι εξισώσεις τάσεων και ρευμάτων θα περιγραφούν με TDA όπως ακριβώς και στις παραγράφους 4.2 και 4.4. Η ανάλυση θα γίνει βάσει του σχ. 4.16 που φαίνεται παρακάτω:



Σχ.4.16. Στο σχήμα φαίνονται οι τάσεις V_1 και V_2 του HFL , το ρεύμα του HFL καθώς και η τιμή της τάσης του πυκνωτή για τις 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας που υπάρχουν.

Παρατηρούμε λοιπόν πως το ρεύμα μηδενίζεται ακριβώς μόλις ολοκληρώσει μισό κύκλο ημιτόνου και επομένως το χρονικό διάστημα για το οποίο μηδενίζεται είναι: $\tau_{DCM} = \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right)$ (4.56). Κατά το χρονικό διάστημα αυτό η τάση στον πυκνωτή παραμένει σταθερή και ίση με $2V_d$ ή $-2V_d$ καθώς δεν υπάρχει ρεύμα για να τον αποφορτίσει.

Για το HFL έχουμε 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας κάθε μια με τις δικές τις αρχικές συνθήκες. Οι περιοχές διαμορφώνονται βάση του πρόσημου των τάσεων V_1 και V_2 όπως φαίνεται και στο σχ.4.16 :

$$\bullet \quad V_1 = \begin{cases} V_d, 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d, \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.57) \quad \text{και} \quad V_2 = \begin{cases} +V_d, 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ -V_d, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d, \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ +V_d, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.58)$$

- Περιοχή 1 : $V_1(t) = +V_d, V_2(t) = +V_d$ για διάστημα $0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0}$
- Περιοχή 2 : $V_1(t) = +V_d, V_2(t) = -V_d$ για διάστημα $\frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$
- Περιοχή 3 : $V_1(t) = -V_d, V_2(t) = -V_d$ για διάστημα $\frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right)$
- Περιοχή 4 : $V_1(t) = -V_d, V_2(t) = +V_d$ για διάστημα $\pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s$

Και ακολουθώντας την ίδια ακριβώς μεθοδολογία με την παράγραφο 4.2 έχουμε:

$$i_L(t) = \begin{cases} -\frac{V_{c1}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_{c3}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.59),$$

$$v_L(t) = \begin{cases} -\frac{L\omega_0 V_{C1}}{Z_0} \cos(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{L\omega_0 V_{C3}}{Z_0} \cos(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.60),$$

$$v_C(t) = \begin{cases} \frac{L\omega_0 V_{C1}}{Z_0} \cos(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 2V_d, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{L\omega_0 V_{C3}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ -2V_d, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.61).$$

Ακόμη για την στιγμιαία ισχύ εισόδου και εξόδου έχουμε:

$P_{in}(t) = V_1(t) * i_L(t)$ και άρα

$$P_{in}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{C1}V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_{C3}V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.62).$$

$P_{out}(t) = V_2(t) * i_L(t)$ και άρα

$$P_{out}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{C1}V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_{C3}V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (4.63).$$

Παρατηρούμε πως $P_{in}(t) = P_{out}(t)$ καθώς στις περιοχές 1-3 οι τιμές των V_1 και V_2 είναι ταυτόσημες.

Ακόμη η μέση ισχύς εισόδου και εξόδου είναι:

$$P_{avg,in} = P_{avg,out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{in}(t) dt \quad \text{και άρα}$$

$$P_{avg,in} = \frac{V_{c3}V_d}{z_0\omega_0T_s} \left[3 - \cos \left[\omega_0 \left(\pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) - \frac{T_s}{2} \right) \right] \right] \quad (4.64).$$

Επιπλέον, μέσω της συνέχειας της συνάρτησης $v_L(t)$ μπορούμε να υπολογίσουμε τις συνοριακές συνθήκες του προβλήματος, δηλαδή: $V_{c1} = -V_{c3} = -2V_d$ (4.65).

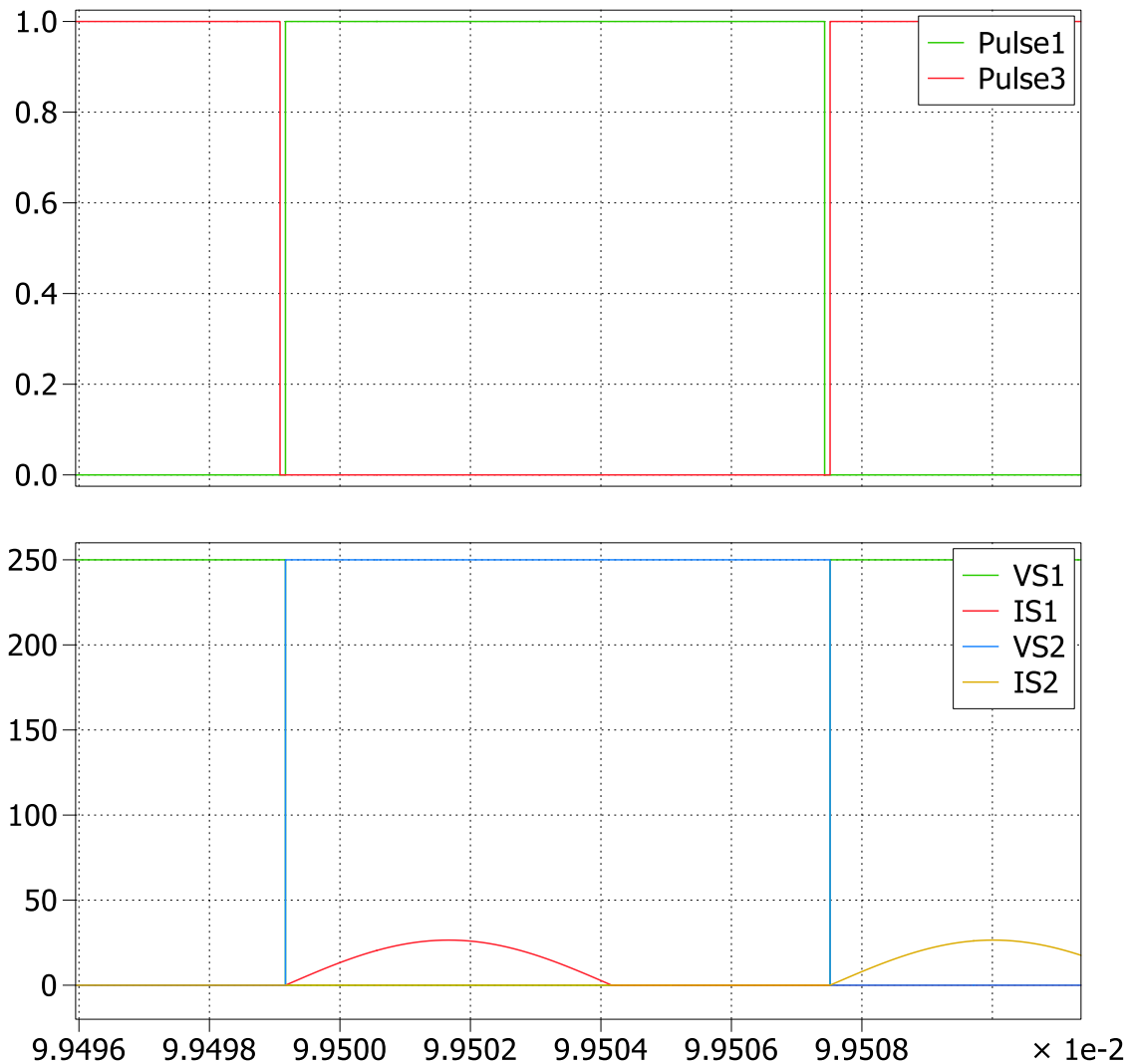
Τέλος, από την ανάλυση αυτής της παραγράφου καθώς και της παραγράφου 4.4 προκύπτουν κάποιες αναγκαίες συνθήκες έτσι ώστε το κύκλωμα να λειτουργεί στην DCM περιοχή λειτουργίας (συνθήκες που διαχωρίζουν την DCM περιοχή λειτουργίας από την CCM):

- Κοιτώντας τις αναλυτικές εκφράσεις των ρευμάτων πηνίου 4.45 και 4.59 πρέπει να ισχύει πως : $I_2 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c2}}{z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] = 0$ (4.65). Η σχέση αυτή πρέπει να μηδενίζεται σε σχέση με τα δ , T_s .
- Ομοίως πρέπει να ισχύει: $I_4 \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{c4}}{z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] = 0$ (4.66) σε σχέση με τα δ , T_s .
- Παρατηρώντας τις 4.57 και 4.56 και για να ισχύουν τα δύο παραπάνω πρέπει η τάσεις εισόδου και εξόδου του HFL να είναι ίσες καθώς μόνο τότε η τάση του πυκνωτή παραμένει σταθερή και το ρεύμα μηδενίζεται.
- Ακόμη η αρχική τιμή της τάση V_{c1} και V_{c3} πρέπει να είναι $V_{c1} = -V_{c3} = -2V_d$.
- Τέλος πρέπει να ισχύει $\tau_{DCM} = \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \neq \delta$ (4.67)

4.6 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_0/2 < f_s < f_0$ (DCM).

Στην DCM περιοχή η μεταγωγή όλων των διακοπών εισόδου και εξόδου είναι τύπου ZCS-on και ZCS-off (DCM) καθώς οι μεταγωγές των διακοπών γίνονται αφού ξεκινήσει και λίγο πριν τελειώσει το διάστημα μηδενισμού του ρεύματος τ_{DCM} .

Στο σχ.4.17 παρουσιάζεται η μεταγωγή των διακοπών της γέφυρας εισόδου:

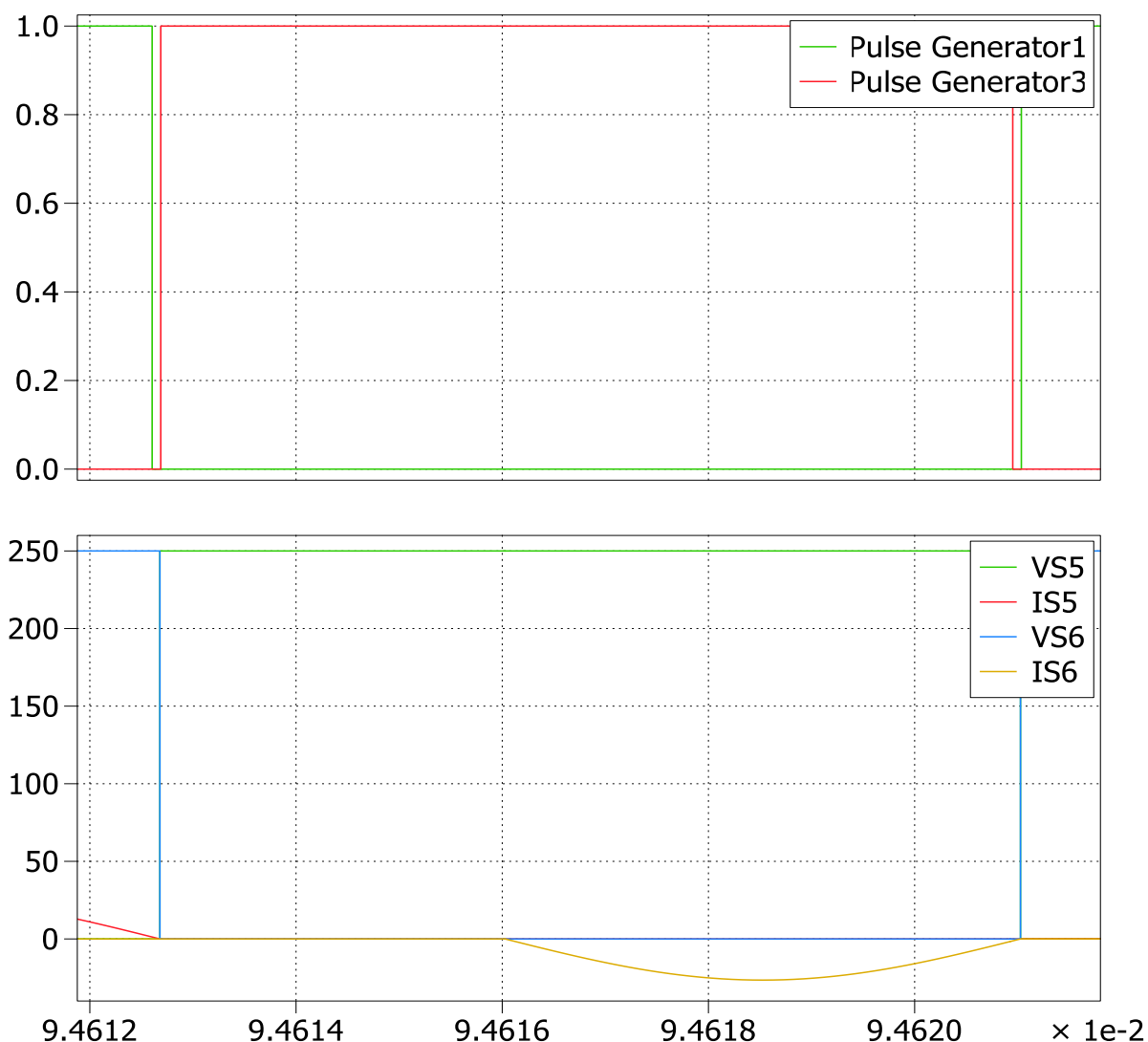


Σχ.4.17 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S1-S4 το ρεύμα τους έχει προ πολλού μηδενιστεί οπότε έχουμε μεταγωγή τύπου ZCS-off.
- Ομοίως λόγο του ότι το ρεύμα παραμένει μηδενικό μετά το πέρας του T_d οι S2-S3 ανοίγουν υπό μηδενικό ρεύμα και άρα έχουμε ZCS-on.
- Τα ίδια ακριβώς συμβαίνουν κατά την σβέση των S2-S3 και το άνοιγμα των S1-S4

Στο σχ.4.18 παρουσιάζεται η μεταγωγή των διακοπών της γέφυρας εισόδου:



Σχ.4.17 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

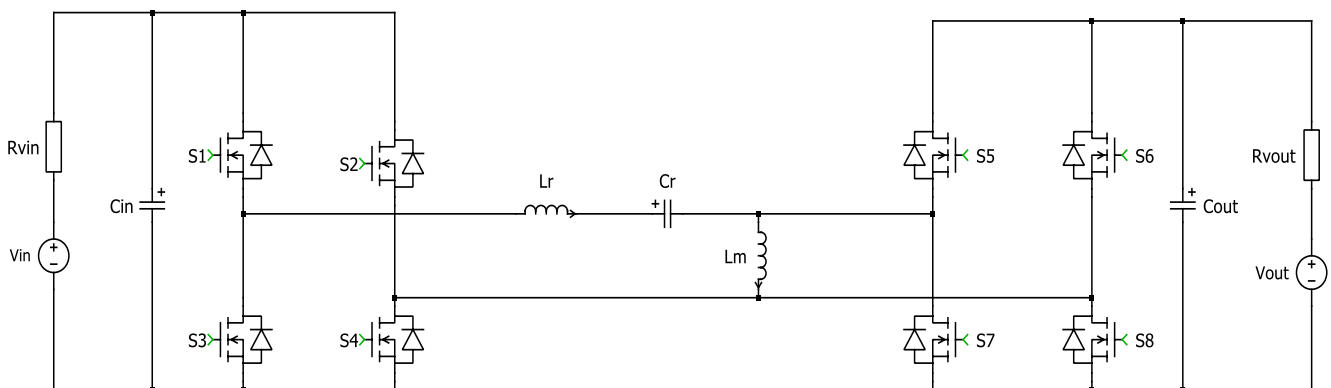
- Κατά την σβέση των S5-S8 το ρεύμα τους έχει προ πολλού μηδενιστεί οπότε έχουμε μεταγωγή τύπου ZCS-off.
- Ομοίως λόγο του ότι το ρεύμα παραμένει μηδενικό μετά το πέρας του T_d οι S6-S7 ανοίγουν υπό μηδενικό ρεύμα και άρα έχουμε ZCS-on.
- Τα ίδια ακριβώς συμβαίνουν κατά την σβέση των S6-S7 και το άνοιγμα των S5-S8.

5 Ανάλυση του LLC μετατροπέα συντονισμού DAB στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας.

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε την λειτουργία του DAB όταν το HFL είναι LLC κύκλωμα ενώ θα αναδείξουμε και την επίδραση της διακοπτικής συχνότητας τόσο στην ισχύ όσο και στις συνθήκες υπό τις οποίες ανοίγουν και κλείνουν οι διακόπτες. Ειδικότερα θα εξεταστούν οι περιοχές λειτουργίας πάνω από τον συντονισμό ($f_s > f_0$) και κάτω από αυτόν ($f_s < f_0$). Ο LLC μετατροπέας είναι από τους πιο δημοφιλείς μετατροπείς συντονισμού DAB καθώς έχει πληθώρα πλεονεκτημάτων όπως την γαλβανική απομόνωση, την μείωση των διακοπτικών απωλειών εξαιτίας της ομαλής μεταγωγής των διακοπών, τη μείωση των αρμονικών εξαιτίας των ημιτονοειδών ρευμάτων και τάσεων στο LLC-HFL καθώς και εξαιτίας της υψηλής πυκνότητας ισχύος που δίνει ο L-L-C συνδυασμός.

5.1 Λειτουργικές καταστάσεις του LLC κυκλώματος.

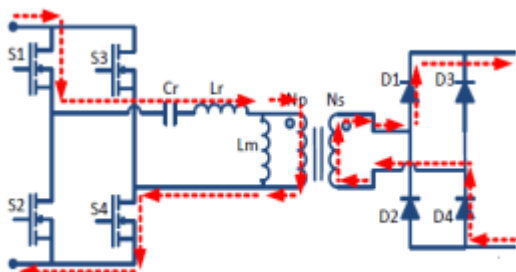
Στο σχ.5.1 φαίνεται το κύκλωμα του LLC μετατροπέα που θα εξετάσουμε:



Σχ.5.1. Συνολικό κύκλωμα του DAB μετατροπέα LLC.

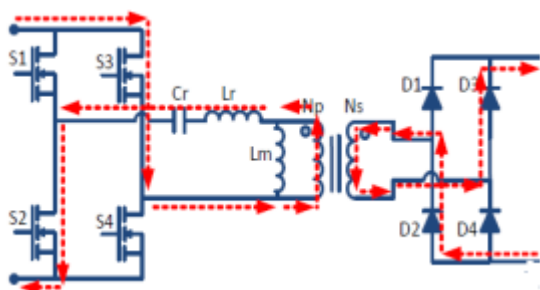
5.1.1 Λειτουργία μετάδοσης ισχύος.

Αρχικά θα αναλύσουμε την περίπτωση όπου η ροή ισχύος είναι από την πηγή εισόδου στην πηγή εξόδου. Στα σχ.5.2 και 5.3 απεικονίζεται η διαδρομή του ρεύματος για τάση εισόδου $+V_d$ και $-V_d$ αντίστοιχα:



Σχ.5.2. Ροή ρεύματος για θετική τάση εισόδου [20].

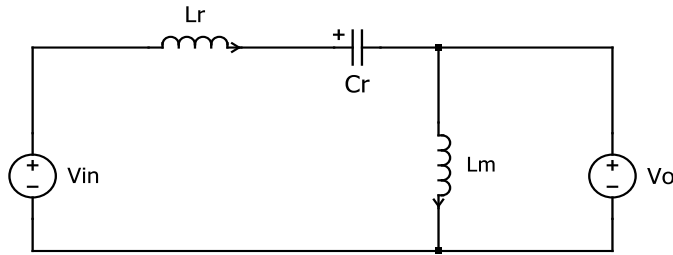
Δηλαδή βλέπουμε πως το ρεύμα στο πρωτεύον ακολουθεί την διαδρομή $V_{in}^+ \rightarrow S1 \rightarrow HFL \rightarrow HFT \rightarrow S4 \rightarrow V_{in}^-$ ενώ μέσω του HFT στο δευτερεύον ακολουθεί την διαδρομή $S5$ (μέσω της $D5$) $\rightarrow V_o \rightarrow S8$ (μέσω της $D8$) $\rightarrow HFT$.



Σχ.5.3. Ροή ρεύματος για αρνητική τάση εισόδου[20].

Δηλαδή βλέπουμε πως το ρεύμα στο πρωτεύον ακολουθεί την διαδρομή $V_{in}^+ \rightarrow S2 \rightarrow HFL \rightarrow HFT \rightarrow S3 \rightarrow V_{in}^-$ ενώ μέσω του HFT στο δευτερεύον ακολουθεί την διαδρομή $S6$ (μέσω της $D6$) $\rightarrow V_o \rightarrow S7$ (μέσω της $D7$) $\rightarrow HFT$.

Για την ανάλυση της λειτουργίας θα χρησιμοποιήσουμε TDA με βάση το σχ.5.4 που ακολουθεί:



Σχ.5.4. Ισοδύναμο κύκλωμα μετατροπέα LLC για την λειτουργία μετάδοσης ισχύος.

Παρατηρούμε πως για σταθερή διαφορά $V_{in} - V_o$ το εγκάρσιο πηνίο L_m , καθώς και το ρεύμα αυτού δεν συμμετέχουν στην εξίσωση που διέπει το ρεύμα του κυκλώματος ενώ παράλληλα η τάση του πηνίου είναι σταθερή και ίση με V_o . Καταλαβαίνουμε λοιπόν πως το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο σειράς L_r και τον πυκνωτή C_r έχει ακριβώς την ίδια έκφραση με αυτό του LC κυκλώματος:

- Ο νόμος τάσεων Kirchoff στον χρόνο μας δίνει:

$$V_{in} - V_o = V_{Lr} + V_{Cr} = L_r \frac{d}{dt} i_r + \frac{1}{C_r} \int i_r dt \quad (5.1).$$

- Θεωρώντας πως η διαφορά των τάσεων $V_{in} - V_o$ είναι σταθερή η σχέση 5.1 γίνεται: $L_r \frac{d^2}{dt^2} i_r + \frac{1}{C_r} i_r = 0$ (5.2).

- Η λύση της διαφορικής εξίσωσης (ΔΕ) 5.2 για το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο σειράς είναι: $i_{Lr} = i_{Cr} = I_{Lr0} \cos \omega_0 t + \frac{V_{in} - V_o - V_{Cr0}}{Z_0} \sin \omega_0 t$ (5.3).

- Το $I_{Lr0} = i_{Lr}(0)$ και $V_{Cr0} = v_{Cr}(0)$ είναι οι αρχικές συνθήκες του ρεύματος του πηνίου σειράς και του πυκνωτή.

- Η τάση του πηνίου σειράς είναι:

$$V_{Lr} = L_r \frac{d}{dt} i_{Lr} = (V_{in} - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_0 t - Z_0 I_{Lr0} \sin \omega_0 t \quad (5.4)$$

- Η τάση του πυκνωτή είναι :

$$V_{Cr} = V_{in} - V_o - V_{Lr} = V_{in} - V_o - (V_{in} - V_o - V_{Cr0}) \cos \omega_0 t - Z_0 I_{Lr0} \sin \omega_0 t \quad (5.5).$$

- Η Z_0 είναι η χαρακτηριστική αντίσταση του κυκλώματος και ω_0 η κυκλική συχνότητα: $Z_0 = \sqrt{L_r / C_r}$ (Ω) (5.6) και $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_r C_r}$ (r/s) (5.7).

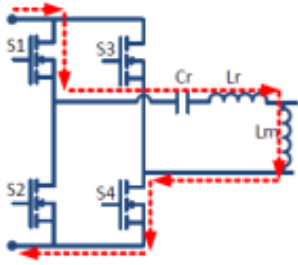
Το ρεύμα του εγκάρσιου πηνίου δίνεται από την σχέση :

- $i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int V_o dt = \frac{V_o}{L_m} t + I_{Lm0}$ (5.8), όπου $I_{Lm0} = i_{Lm}(0)$ είναι η αρχική συνθήκη του ρεύματος του εγκάρσιου πηνίου.

Τέλος το ρεύμα εξόδου που ρέει στην πηγή V_o είναι: $i_o = i_{Lr} - i_{Lm}$ (5.9).

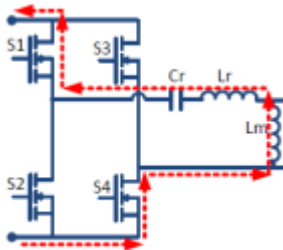
5.1.2 Λειτουργία αποκοπής φορτίου.

Σε αυτήν την κατάσταση λειτουργίας έχουμε πρακτικά διαχωρισμός του πρωτεύοντος από το δευτερεύον. Στο πρωτεύον έχουμε θετική και αρνητική φορά ρεύματος. Συγκεκριμένα δεδομένου ότι οι S1-S4 είναι ON, το θετικό ρεύμα ρέει μέσω των S1-S4 ενώ το αρνητικό ρεύμα ρέει μέσω των D1-D4. Τα παραπάνω φαίνονται στα σχ.5.5 και σχ.5.6:



Σχ.5.5. Θετική ροή ρεύματος στην λειτουργία αποκοπής φορτίου [20].

Δηλαδή βλέπουμε πως το ρεύμα στο πρωτεύον ακολουθεί την διαδρομή $V_{in}^+ \rightarrow S1 \rightarrow HFL \rightarrow S4 \rightarrow V_{in}^-$.

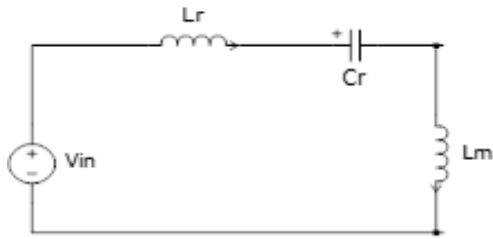


Σχ.5.6. Αρνητική ροή ρεύματος στην λειτουργία αποκοπής φορτίου [20].

Δηλαδή βλέπουμε πως το ρεύμα στο πρωτεύον ακολουθεί την διαδρομή $V_{in}^- \rightarrow S4 \rightarrow HFL \rightarrow S1 \rightarrow V_{in}^+$.

Τέλος καταλαβαίνουμε πως το δευτερεύον έχει πρακτικά ανοικτοκυκλωμένα άκρα.

Για την ανάλυση της λειτουργίας θα χρησιμοποιήσουμε TDA με βάση το σχ.5.7 που ακολουθεί:



Σχ.5.7. Ισοδύναμο κύκλωμα του LLC μετατροπέα κατά τη λειτουργία αποκοπής φορτίου.

- Ο νόμος τάσεων Kirchoff στον χρόνο μας δίνει:

$$V_{in} = V_{Lr} + V_{Lm} + V_{Cr} = (L_r + L_m) \frac{d}{dt} i + \frac{1}{C} \int i dt \quad (5.10).$$
- Θεωρώντας πως η τάση V_{in} είναι σταθερή η σχέση 5.10 γίνεται:

$$(L_r + L_m) \frac{d^2}{dt^2} i + \frac{1}{C} i = 0 \quad (5.11).$$
- Η λύση της διαφορικής εξίσωσης (ΔΕ) 5.11 για το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα είναι: $i_{Lr} = i_{Cr} = i_{Lm} = i = I_{Lr0} \cos \omega_m t + \frac{V_{in} - V_{Cr0}}{Z_m} \sin \omega_m t \quad (5.12).$
- Το $I_{Lr0} = i(0)$ και $V_{Cr0} = v_c(0)$ είναι οι αρχικές συνθήκες του ρεύματος και της τάσης του πυκνωτή.
- Η τάση του πηνίου σειράς είναι: $V_{Lr} = L_r \frac{d}{dt} i_{Lr}$, δηλαδή

$$V_{Lr} = L_r \omega_m \left[(V_{in} - V_{Cr0}) \frac{1}{Z_m} \cos \omega_m t - I_{Lr0} \sin \omega_m t \right] \quad (5.13).$$
- Η τάση του εγκάρσιου πηνίου είναι: $V_{Lm} = L_m \frac{d}{dt} i_{Lm}$, δηλαδή

$$V_{Lm} = L_m \omega_m \left[(V_{in} - V_{Cr0}) \frac{1}{Z_m} \cos \omega_m t - Z_m I_{Lr0} \sin \omega_m t \right] \quad (5.14).$$
- Η τάση του πυκνωτή είναι :

$$V_{Cr} = V_{in} - V_{Lr} - V_{Lm} \quad (5.15).$$
- Η Z_m είναι η χαρακτηριστική αντίσταση του κυκλώματος και ω_m η κυκλική συχνότητα: $Z_m = \sqrt{(L_r + L_m)/C_r} \text{ (}\Omega\text{)} \quad (5.16)$ και $\omega_m = 1/\sqrt{(L_r + L_m)C_r} \text{ (r/s)} \quad (5.17).$

Καταλαβαίνουμε λοιπόν πως σε αυτήν την κατάσταση η τάση του L_m , δηλαδή η τάση εξόδου HFL δεν είναι τετραγωνικός παλμός με πλάτος $T_s/2$ αλλά είναι ημιτονοειδής όπως και τα υπόλοιπα ρεύματα και τάσεις του HFL. Όπως και σε κάθε άλλη περίπτωση οι Α.Σ είναι διαφορετικές για κάθε περιοχή και εξαρτώνται από την συχνότητα και την γωνία δ .

5.2 Ανάλυση του DAB στην λειτουργία μετάδοσης ισχύος.

Στην παρούσα διπλωματική εξεταστικέ μόνο η λειτουργία μετάδοσης ισχύος για συχνότητες πάνω και κάτω από την συχνότητα συντονισμού (f_0) του κυκλώματος. Όπως ακριβώς και στην ανάλυση του LC κυκλώματος για συχνότητες κάτω από αυτή του συντονισμού έχουμε την CCM περιοχή και την DCM. Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε την λειτουργία του DAB όταν το HFL είναι LLC κύκλωμα ενώ θα αναδείξουμε και την επίδραση της διακοπτικής συχνότητας τόσο στην ισχύ όσο και στις συνθήκες υπό τις οποίες ανοίγουν και κλείνουν οι διακόπτες.

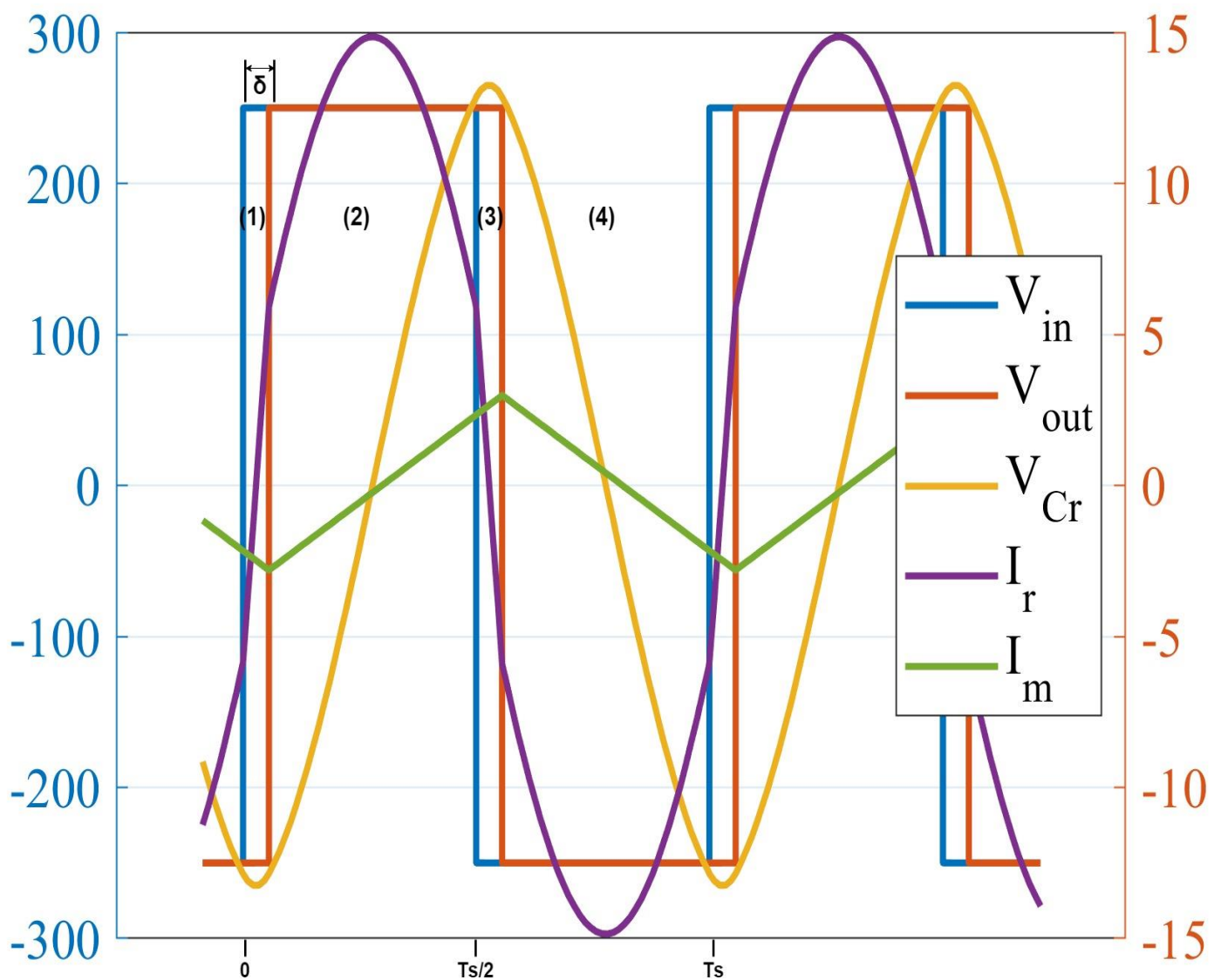
5.3 Ανάλυση του κυκλώματος στην επαγωγική περιοχή λειτουργίας ($f_s > f_0$).

Σε διακοπτικές συχνότητες μεγαλύτερες της συχνότητας συντονισμού το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.5.1 αποκτά ωμικό-επαγωγική συμπεριφορά και άρα το ρεύμα καθυστερεί σε σχέση με την τάση εισόδου, ενώ η τάση εξόδου όπως ξέρουμε καθυστερεί σε σχέση με την τάση εισόδου κατά διάστημα δ . Ο παράλληλος συνδυασμός της ισοδύναμης αντίστασης που βλέπει το HLF στην έξοδο R_{ac} (βλέπε σχ.4.1) σε συνδυασμό με την ισοδύναμη μιγαδική αντίσταση του πηνίου μαγνήτισης δεν αλλάζουν την συμπεριφορά του κυκλώματος. Αρχικά θα αποτυπωθούν οι μαθητικές εκφράσεις για τις τάσεις το ρεύμα και τις ισχύς εξόδου και εισόδου και έπειτα θα μελετηθεί το είδος της μεταγωγής των διακοπών. Οι υπολογισμοί των παραπάνω μεγεθών γίνονται θεωρώντας πως $T_d \approx 0$, όμως για να υπάρξει ενδεχόμενο για ομαλή μεταγωγή των διακοπών είναι απαραίτητο το T_d και άρα έχει ενσωματωθεί στις προσομοιώσεις. Η παραδοχή αυτή γίνεται καθώς όπως δείξαμε και στην παράγραφο 3.4 οι παρασιτικοί πυκνωτές εξόδου έχουν πολύ μικρή τιμή και δεν μπορούν να αλλάξουν τον χαρακτήρα του κυκλώματος. Μια άλλη παραδοχή που μπορούμε να κάνουμε βάσει του σχ.3.23 είναι ότι μπορούμε να θεωρήσουμε πως $C_r' = C_r + 2C_{oss}(V_d = 0) \approx C_r$ (4.20) επειδή $C_{oss} \ll C_r$ καθώς οι πυκνωτές εξόδου είναι της τάξης των μερικών μF ενώ ο πυκνωτής σειράς είναι της τάξης των δεκάδων μF . Τέλος θεωρούμε πως οι DC πηγές εξόδου και εισόδου έχουν τιμή ίση με V_d .

Για το HFL έχουμε 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας κάθε μια με τις δικές τις αρχικές συνθήκες. Οι περιοχές διαμορφώνονται βάση του πρόσημου των τάσεων V_1 και V_2 όπως φαίνεται και στο σχ.5.8 :

$$\bullet \quad V_1 = \begin{cases} V_d, 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d, \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.19) \quad \text{και} \quad V_2 = \begin{cases} -V_d, 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ +V_d, \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ -V_d, \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.20)$$

- Περιοχή 1 : $V_1(t) = +V_d, V_2(t) = -V_d$ για διάστημα $0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}$.
- Περιοχή 2 : $V_1(t) = +V_d, V_2(t) = +V_d$ για διάστημα $\frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$.
- Περιοχή 3 : $V_1(t) = -V_d, V_2(t) = +V_d$ για διάστημα $\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}$.
- Περιοχή 4 : $V_1(t) = -V_d, V_2(t) = -V_d$ για διάστημα $\frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s$.



Σχ.5.8. Στο σχήμα φαίνονται οι τάσεις V_1 και V_2 του HFL , το ρεύμα εισόδου του HFL , το ρεύμα του κλάδου μαγνήτισης και η τιμή της τάσης του πυκνωτή για τις 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας που υπάρχουν.

Ακολουθώντας την ίδια μεθοδολογία με την παράγραφο 5.12 και κοιτώντας προσεκτικά την (5.12) καταλαβαίνουμε πως το ρεύμα εισόδου του HFL $i_{in} = i_{Lr}$, είναι ίδιο με αυτό που βρήκαμε για το LC κύκλωμα. Προφανώς αυτό γίνεται καθώς το πηνίο L_m έχει προκαθορισμένη τάση από την ενεργή γέφυρα εξόδου και δεν εξαρτάται από το ρεύμα που το διαρρέει. Τελικά για το ρεύμα εισόδου του HFL (ρεύμα σειράς) έχουμε:

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} I_{r1} \cos(\omega_0 t) + \frac{2V_d - V_{cr1}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ I_{r2} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr2}}{Z_0} \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right], \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_{r3} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right] - \frac{2V_d + V_{cr3}}{Z_0} \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right], \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ I_{r4} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr4}}{Z_0} \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right], \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.21),$$

Και επομένως η τάση του πηνίου και του πυκνωτή δίνονται από τις (5.17) και (5.18) και είναι ακριβώς ίδιες με τις σχέσεις για το LC κύκλωμα:

$$v_{Lr}(t) = \begin{cases} -I_{r1} L_r \omega_0 \sin(\omega_0 t) + \frac{(2V_d - V_{cr1}) L_r \omega_0}{Z_0} \cos(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ -I_{r2} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr2} L_r \omega_0}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right], \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -I_{r3} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right] - \frac{(2V_d + V_{cr3}) \omega_0 L_r}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right], \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -I_{r4} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr4} L_r \omega_0}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right], \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.22),$$

$$v_{Cr} = \begin{cases} I_{r1} L_r \omega_0 \sin(\omega_0 t) - \frac{(2V_d - V_{cr1}) L_r \omega_0}{Z_0} \cos(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ 2V_d + I_{r2} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right] + \frac{V_{cr2} L_r \omega_0}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right], \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_{r3} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right] + \frac{(2V_d + V_{cr3}) \omega_0 L_r}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right], \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -2V_d + I_{r4} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr4} L_r \omega_0}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right], \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.23).$$

Ακόμη το ρεύμα του κλάδου μαγνήτισης δίνεται από την (5.8) και για τις 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας είναι:

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} -\frac{V_d}{L_m}t + I_{m1}, 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ \frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}\right) + I_{m2}, \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + I_{m3}, \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ -\frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}\right) + I_{m4}, \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.24).$$

Και τέλος το ρεύμα εξόδου δίνεται από την (5.9) και είναι:

$$i_o(t) = i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t) = \begin{cases} I_{r1} \cos(\omega_0 t) + \frac{2V_d - V_{cr1}}{Z_0} \sin(\omega_0 t) + \frac{V_d}{L_m}t - I_{m1}, 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ I_{r2} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}\right) \right] - \frac{V_{cr2}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}\right) \right] - \frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}\right) - I_{m2}, \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_{r3} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right) \right] - \frac{2V_d + V_{cr3}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}\right) \right] - \frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2}\right) - I_{m3}, \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ I_{r4} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}\right) \right] - \frac{V_{cr4}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}\right) \right] + \frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}\right) - I_{m4}, \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.25).$$

Στις σχέσεις 5.21 έως 5.23 εμφανίζονται οι αρχικές (συνοριακές) συνθήκες του κλάδου σειράς για κάθε περιοχή. Ξέρουμε ότι σε μόνιμη κατάσταση η μέση τιμή του i_{Lr} πρέπει να είναι 0 και επιπλέον η συνάρτηση $i_{Lr}(t)$ είναι συνεχής παντού:

$$I_{Lr,avg} = 0 \Rightarrow \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lr}(t) dt = 0$$

Για να συμβαίνουν τα 2 παραπάνω πρέπει να ισχύουν τα εξής:

$$I_{r1} = -I_{r3} \quad (5.26).$$

$$I_{r2} = -I_{r4} \quad (5.27).$$

Επίσης τα ίδια ακριβώς ισχύουν και για την τάση του πυκνωτή οπότε προκύπτουν:

$$V_{Cr1} = -V_{Cr3} \quad (5.28).$$

$$V_{Cr2} = -V_{Cr4} \quad (5.29).$$

Το ίδιο ακριβώς πρέπει να ισχύει και για το ρεύμα του κλάδου μαγνήτισης δηλαδή σε μόνιμη κατάσταση η μέση τιμή του i_{Lm} πρέπει να είναι 0:

$$I_{Lm,avg} = 0 \Rightarrow \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_m(t) dt = 0 .$$

Για να συμβαίνει αυτό πρέπει:

$$I_{m1} = - I_{m3} \quad (5.30).$$

$$I_{m2} = - I_{m4} \quad (5.31).$$

Ακόμη η συνάρτηση $i_{Lm}(t)$ είναι συνεχής παντού και επομένως μπορούμε να υπολογίσουμε τις συνοριακές συνθήκες:

$$I_{m1} = - I_{m3} = \frac{V_d T_s}{L_m 2} \left(\frac{3\pi - 2\delta}{2\pi} \right) \quad (5.32).$$

$$I_{m2} = - I_{m4} = - \frac{1}{2} \frac{V_d T_s}{L_m 2} \quad (5.33).$$

Παρατηρούμε πως στις (5.21) έως (5.23) εμφανίζονται μόνο οι συνοριακές συνθήκες που αφορούν ρεύματα και τάσεις του κλάδου σειράς ενώ στην (5.24) εμφανίζονται μόνο οι συνοριακές συνθήκες που αφορούν τον κλάδο μαγνήτισης. Στην (5.25) εμφανίζονται εξίσου οι συνοριακές συνθήκες που αφορούν ρεύματα και τάσεις του κλάδου σειράς και οι συνοριακές συνθήκες που αφορούν τον κλάδο μαγνήτισης. Αυτά μας δίνουν την δυνατότητα να θεωρήσουμε πως το πρόβλημα του LLC κυκλώματος μπορεί να λυθεί προσεγγιστικά ως την επαλληλία του προβλήματος του LC κυκλώματος και του κλάδου μαγνήτισης. Δηλαδή μέσω επαλληλίας μπορούμε να θεωρήσουμε πως:

- $I_{r1} = I_1 + I_{m1} \quad (5.34).$

- $I_{r2} = I_2 + I_{m2} \quad (5.35).$

- $I_{r3} = I_3 + I_{m3} \quad (5.36).$

- $I_{r4} = I_4 + I_{m4} \quad (5.37).$

Σε κάθε περίπτωση βέβαια οι συνοριακές συνθήκες του LLC κυκλώματος μπορούν να υπολογιστούν βάση της συνέχειας των συναρτήσεων και του ισοζυγίου ισχύος όπως ακριβώς και στον LC.

Οι στιγμιαία ισχύς εισόδου και εξόδου δίνονται από τις σχέσεις:

$P_{in}(t) = V_1(t) * i_{Lr}(t)$ και άρα

$$P_{in}(t) = \begin{cases} V_d I_{r1} \cos(\omega_0 t) + \frac{(2V_d - V_{cr1})V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ V_d I_{r2} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{cr2} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d I_{r3} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] + \frac{(2V_d + V_{cr3})V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -V_d I_{r4} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{cr4} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.38).$$

$$P_{out}(t) = V_2(t) * i_o(t) = V_2(t) * i_{lr}(t) - V_2(t) * i_{lm}(t) \quad (5.39).$$

Όμως το γινόμενο $V_2(t) * i_{lm}(t)$ δίνει μηδενική μέση τιμή καθώς ο κλάδος μαγνήτισης ούτε καταναλώνει ούτε παράγει ισχύ. Επομένως η (5.39) γίνεται:

$P_{out}(t) = V_2(t) * i_o(t) = V_2(t) * i_{lr}(t)$ και άρα

$$P_{out}(t) = \begin{cases} -V_d I_{r1} \cos(\omega_0 t) - \frac{(2V_d - V_{cr1})V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ V_d I_{r2} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{cr2} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d I_{r3} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] - \frac{(2V_d + V_{cr3})V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -V_d I_{r4} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{cr4} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.40)$$

Από τις (5.38) και (5.40) και εφαρμόζοντας τις (5.30) έως (5.33) μπορούμε να υπολογίσουμε αναλυτικά την μέση ισχύ στην είσοδο και στην έξοδο του HFL:

$$P_{avg,in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{in}(t) dt \quad \text{και άρα}$$

$$P_{avg,in} = \frac{2V_d}{T_s \omega_0} \left[I_{r1} \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - \frac{(2V_d - V_{cr1})}{Z_0} \left(\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) + 1 \right) + I_{r2} \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) + \frac{V_{cr2}}{Z_0} \left[\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) - 1 \right] \right] \quad (5.41).$$

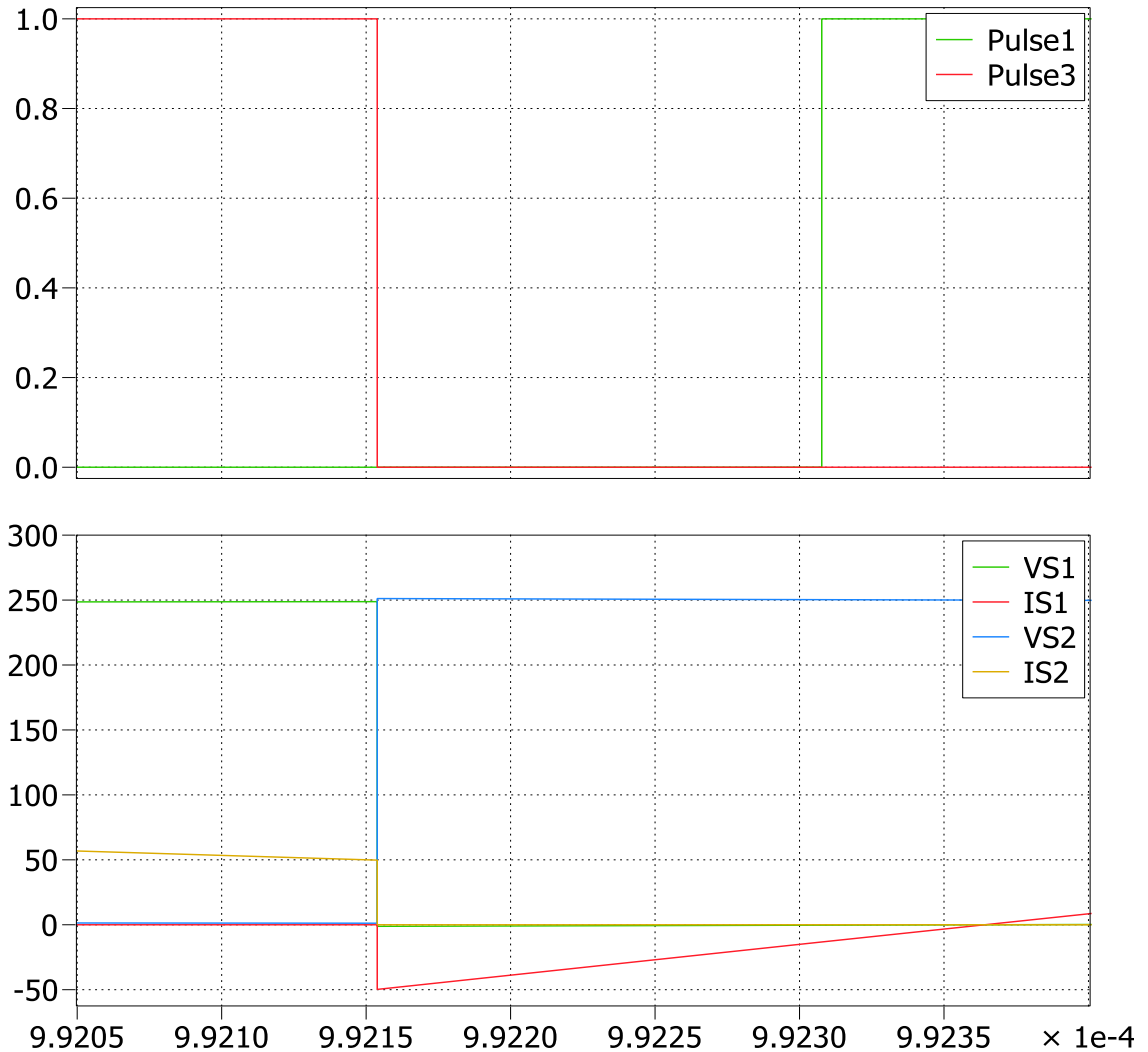
Ομοίως $P_{avg,out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{out}(t) dt$ και άρα

$$P_{avg,out} = \frac{2V_d}{T_s \omega_0} \left[(-I_{r1}) \sin\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta\right) + \frac{(2V_d - V_{cr1})}{Z_0} \left(\cos\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta\right) - 1 \right) + I_{r2} \sin\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta)\right) + \frac{V_{cr2}}{Z_0} \left[\cos\left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta)\right) - 1 \right] \right] \quad (5.42).$$

Παρατηρώντας τις (5.41) και (5.42) βλέπουμε πως η μέση ισχύ εισόδου και εξόδου του LLC δεν διαφέρει πολύ από αυτήν του LC, με τη μόνη διαφορά να έγκειται στις σταθερές όπως φαίνεται και στις (5.34) και (5.35) για τις συνοριακές συνθήκες.

5.4 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_s > f_0$

Αρχικά θα μελετήσουμε την μεταγωγή των διακοπών της γέφυρας εισόδου. Στο σχ.5.9 παρατηρούμε την σβέση των S2-S3 και την σβέση των S1-S4:

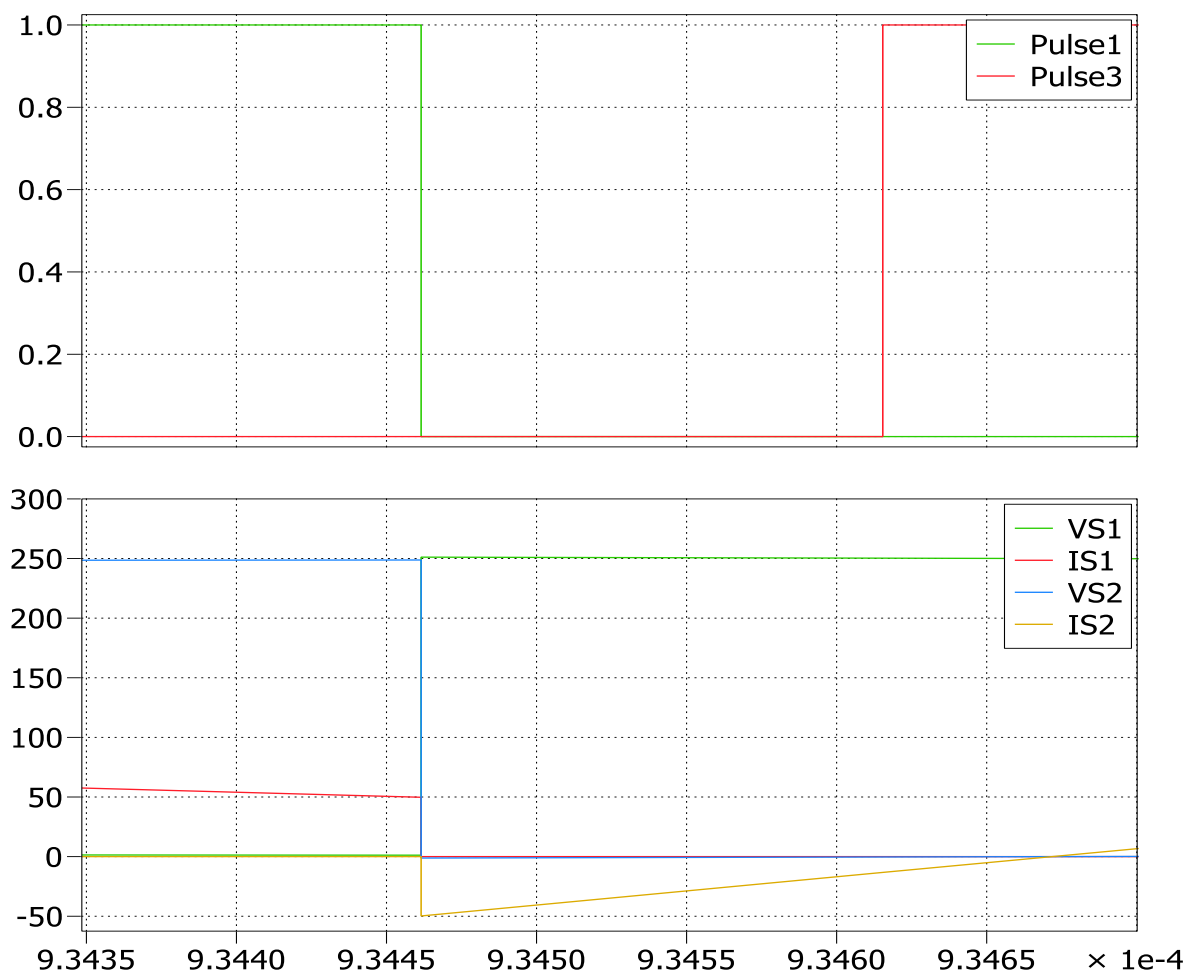


Σχ.5.9 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S2-S3 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με αρχική τιμή $|I_{r1}|$ και επειδή η τάση του στοιχείου δεν περιορίζεται από την αγωγή της αντιπαράλληλης διόδου, έχουμε Hard Switching -off.
- Κατά το άνοιγμα των S1-S4 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι αρνητικό με τιμή $-|I_{r1}|$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση των διακοπών σε τιμή ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου εντός πάντα του T_d . Έτσι λοιπόν το ρεύμα πριν το άνοιγμα ρέει μέσω των διόδων D1-D4 και συνεπώς μετά το πέρας του T_d οι S1-S4 έχουν ZVS-on.

Στο σχ.5.10 φαίνεται η σβέση των S1-S4 και η έναυση των S2-S3:

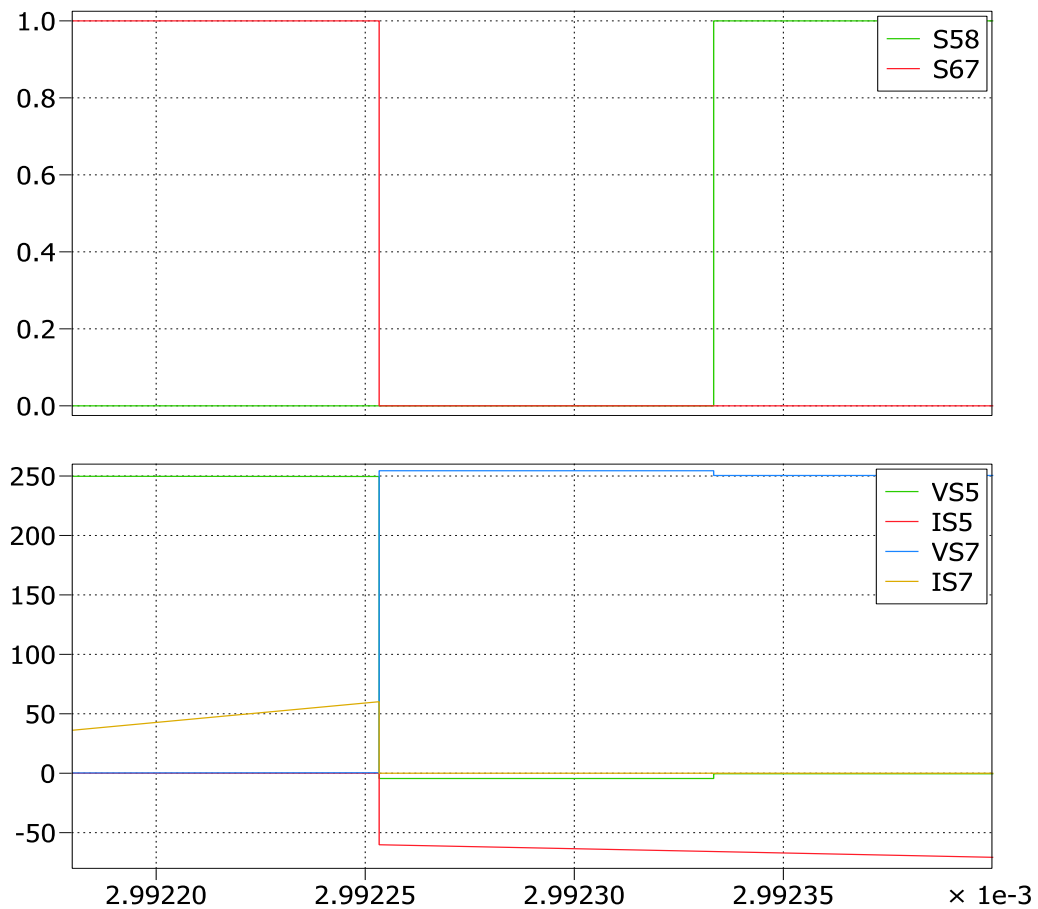


Σχ.5.10 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S1-S4 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με αρχική τιμή $|I_{r3}|$ και επειδή η τάση του στοιχείου δεν περιορίζεται από την αγωγή της αντιπαράλληλης διόδου, έχουμε Hard Switching-off.
- Κατά το άνοιγμα των S2-S3 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι αρνητικό με τιμή $-|I_{r3}|$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση των διακοπών σε τιμή ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου εντός πάντα του T_d . Έτσι λοιπόν το ρεύμα πριν το άνοιγμα ρέει μέσω των διόδων D2-D3 και συνεπώς μετά το πέρας του T_d οι S2-S3 έχουν ZVS-on.

Τώρα θα μελετήσουμε την μεταγωγή των στοιχείων της γέφυρας εξόδου. Στο σχ.5.11 φαίνεται η σβέση των S6-S7 και η έναυση των S5-S8:

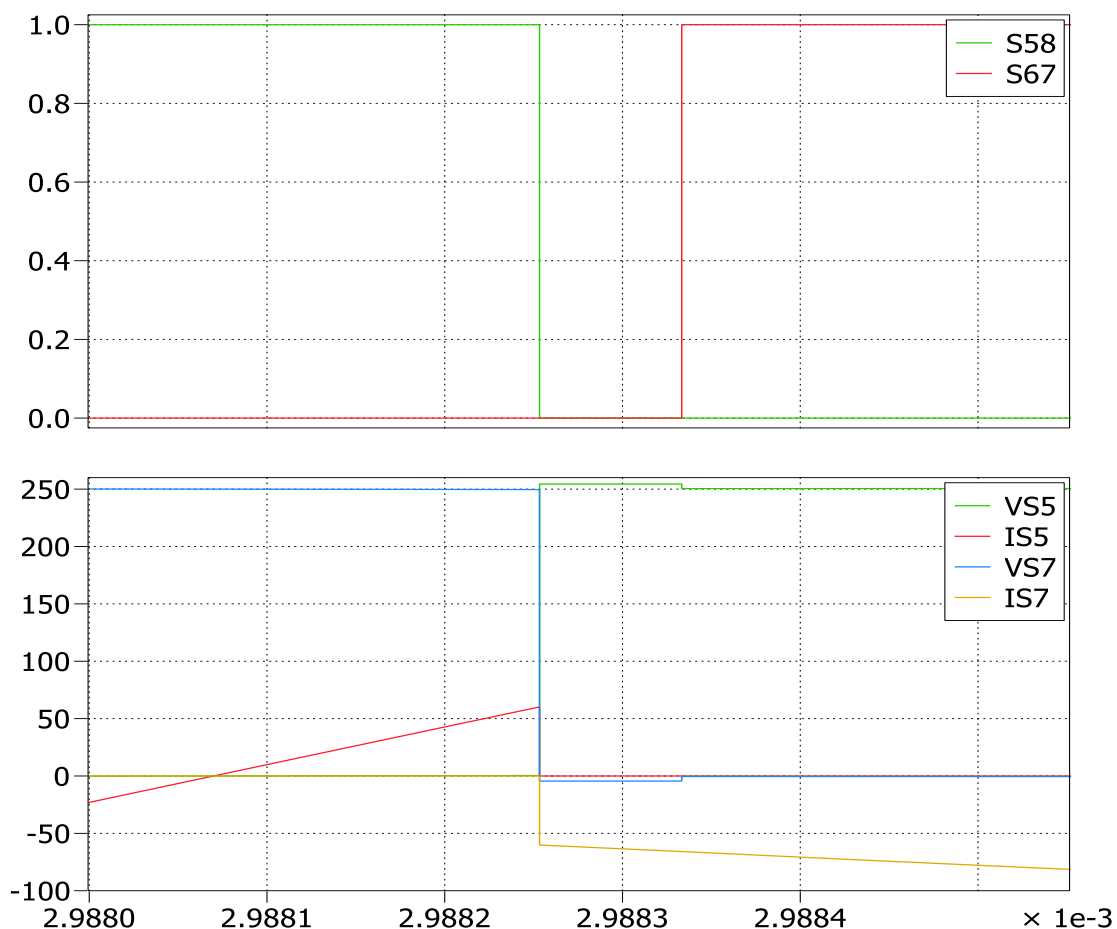


Σχ.5.11 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S6-S7 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με αρχική τιμή $|I_{r2}| - |I_{m2}|$ και επειδή η τάση του στοιχείου δεν περιορίζεται από την αγωγή της αντιπαράλληλης διόδου, έχουμε Hard Switching-off.
- Κατά το άνοιγμα των S5-S8 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι αρνητικό με τιμή $-|I_{r2}| - |I_{m2}|$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση των διακοπών σε τιμή ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου εντός πάντα του T_d . Έτσι λοιπόν το ρεύμα πριν το άνοιγμα ρέει μέσω των διόδων D5-D8 και συνεπώς μετά το πέρας του T_d οι S5-S8 έχουν ZVS-on.

Στο σχ.5.12 παρατηρούμε την σβέση των S5-S8 και την έναυση των S6-S7 :



Σχ.5.12 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S5-S8 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με αρχική τιμή $|I_{r4}| - |I_{m4}|$ και επειδή η τάση του στοιχείου δεν περιορίζεται από την αγωγή της αντιπαράλληλης διόδου, έχουμε Hard Switching-off.
- Κατά το άνοιγμα των S6-S7 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι αρνητικό με τιμή $-|I_{r4}| - |I_{m4}|$. Το αρνητικό αυτό ρεύμα κατεβάζει την τάση των διακοπών σε τιμή ίση με την τάση αγωγής της αντιπαράλληλης διόδου εντός πάντα του T_d . Έτσι λοιπόν το ρεύμα πριν το άνοιγμα ρέει μέσω των διόδων D6-D7 και συνεπώς μετά το πέρας του T_d οι S6-S7 έχουν ZVS-On.

Στην επαγωγική λειτουργία του κυκλώματος και με ροή ισχύος από το πρωτεύον στον δευτερεύον έχουμε ZVS κατά το άνοιγμα όλων των διακοπών ενώ έχουμε Hard Switching κατά την σβέση για όλους του διακόπτες. Οι αναγκαίες συνθήκες για να ισχύουν τα παραπάνω είναι:

$$1) t_{c(on)} < T_d < \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \quad (4.42)$$

Όπου $t_{c(on)}$ (χρόνος μετάβασης σε αγωγή) όπως αναφέρουμε στο κεφάλαιο 2.1 εξαρτάται από το ρεύμα και την τάση διακοπής του στοιχείου ενώ για τις σημερινές τεχνολογίες ημιαγωγών είναι της τάξης των δεκάδων nsec. Το T_d που έχουμε θεωρήσει είναι ίσο με 1μsec. Επίσης όπως αναφέρουμε στην παράγραφο 3.3 η γωνία δ παίρνει τιμές $3^\circ < \delta < 45^\circ$. Επομένως η πρώτη συνθήκη ικανοποιείται.

2) Οι αρχικές τιμές του ρεύματος πηνίου I_{r1} , I_{r4} πρέπει να είναι θετικές και άρα οι I_{r2} , I_{r3} αρνητικές, πράγμα που επαληθεύεται από τις κυματομορφές που φαίνονται στα σχήματα 5.8 έως 5.12 καθώς για συχνότητες πάνω από τον συντονισμό το ρεύμα του πηνίου σειράς δεν προλαβαίνει να ολοκληρώσει μια ημιπερίοδο σε χρόνο μικρότερο από $T_s/2$ και επομένως αναγκαστικά ισχύει πως I_{r2} , $I_{r3} > 0$ και I_{r1} , $I_{r4} < 0$.

5.5 Ανάλυση του κυκλώματος στην χωρητική περιοχή λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος (CCM)- ($f_0/2 < f_s < f_0$).

Σε διακοπτικές συχνότητες μικρότερες της συχνότητας συντονισμού το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ.5.8 αποκτά ωμικό-χωρητική συμπεριφορά και άρα το ρεύμα προπορεύεται της τάση εισόδου.

Πρέπει να τονίσουμε τα εξής δύο σημεία:

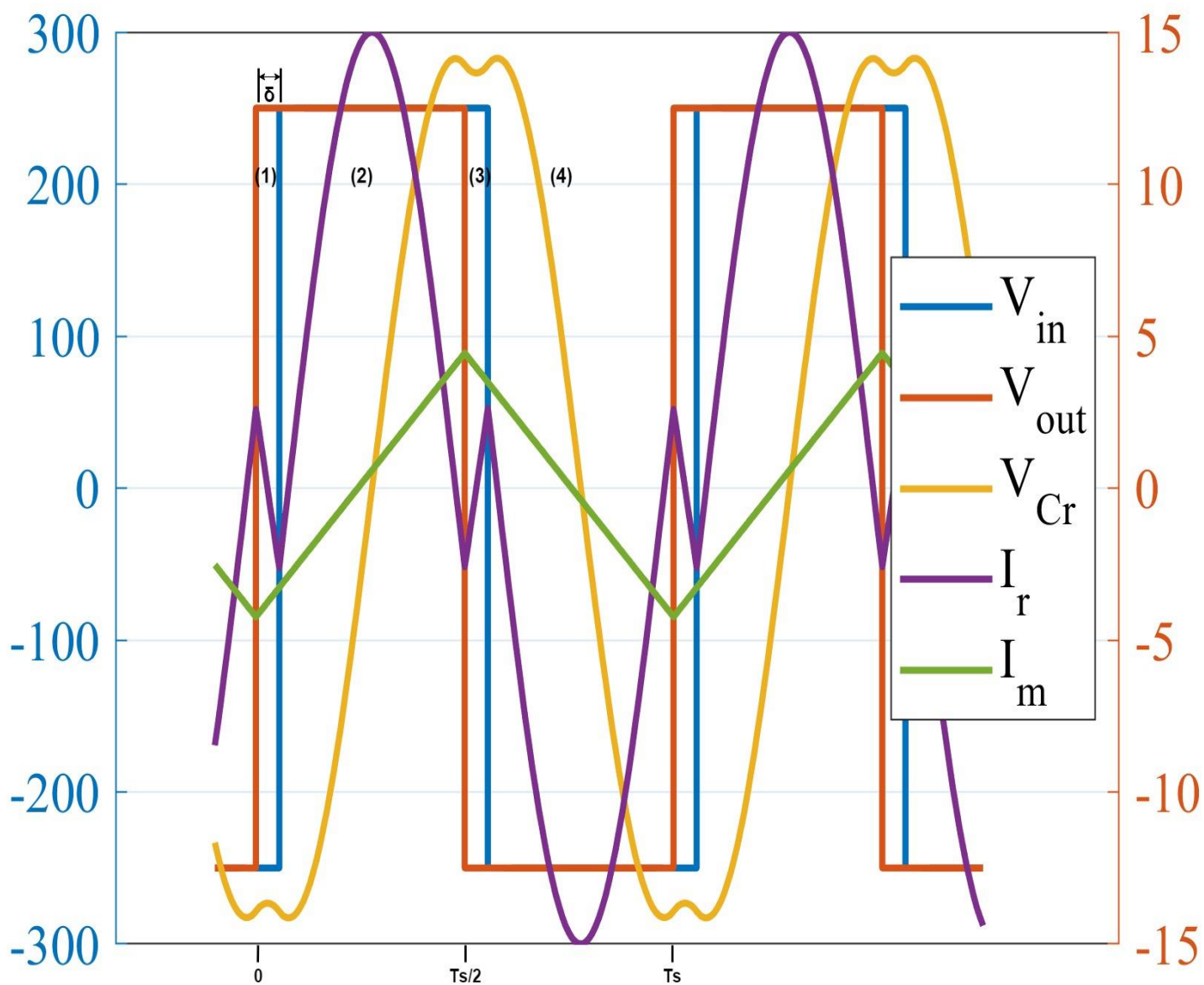
1) Δεν μελετάμε τις συχνότητες κάτω από $f_0/2$ καθώς τότε οι τάσεις εισόδου και εξόδου του HFL δεν είναι τετραγωνικοί παλμοί ίδια συχνότητας και με duty-cycle 50% ενώ παράλληλα το ρεύμα ολοκληρώνει τουλάχιστον 2 κύκλους εντός του χρόνου T_s . Αποτέλεσμα αυτών είναι να μην ισχύει οι σχέσεις που έχουμε αποδείξει στην παράγραφο 4.1.

2) Σύμφωνα με την (4.18), η μεταφερόμενη ισχύς είναι ανάλογη με το $\sin(-\delta)$ και για την μελέτη μας θεωρούμε $-45 < \delta < -3$ έτσι ώστε η ροή ισχύος να είναι από το πρωτεύον στον δευτερεύον.

Για το HFL έχουμε 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας κάθε μια με τις δικές τις αρχικές συνθήκες. Οι περιοχές διαμορφώνονται βάση του πρόσημου των τάσεων V_1 και V_2 όπως φαίνεται και στο σχ.5.13 :

$$\bullet \quad V_2 = \begin{cases} V_d, 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d, \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.43) \quad \text{και} \quad V_1 = \begin{cases} -V_d, 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ +V_d, \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ -V_d, \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.44)$$

- Περιοχή 1 : $V_2(t) = +V_d, V_1(t) = -V_d$ για διάστημα $0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}$.
- Περιοχή 2 : $V_2(t) = +V_d, V_1(t) = +V_d$ για διάστημα $\frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$.
- Περιοχή 3 : $V_2(t) = -V_d, V_1(t) = +V_d$ για διάστημα $\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}$.
- Περιοχή 4 : $V_2(t) = -V_d, V_1(t) = -V_d$ για διάστημα $\frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s$.



Σχ.5.13. Στο σχήμα φαίνονται οι τάσεις V_1 και V_2 του HFL , το ρεύμα εισόδου του HFL , το ρεύμα του κλάδου μαγνήτισης και η τιμή της τάσης του πυκνωτή για τις 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας που υπάρχουν.

Ακολουθώντας την ίδια μεθοδολογία με την παράγραφο 5.12 και κοιτώντας προσεκτικά την (5.12) καταλαβαίνουμε πως το ρεύμα εισόδου του HFL $i_{in} = i_{Lr}$, είναι ίδιο με αυτό που βρήκαμε για το LC κύκλωμα. Προφανώς αυτό γίνεται καθώς το πηνίο L_m έχει προκαθορισμένη τάση από την ενεργή γέφυρα εξόδου και δεν εξαρτάται από το ρεύμα που το διαρρέει. Τελικά για το ρεύμα εισόδου του HFL (ρεύμα σειράς) έχουμε:

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} I_{r1} \cos(\omega_0 t) - \frac{2V_d + V_{cr1}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ I_{r2} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr2}}{Z_0} \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ I_{r3} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right] + \frac{2V_d - V_{cr3}}{Z_0} \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ I_{r4} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr4}}{Z_0} \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.45),$$

$$v_{Lr}(t) = \begin{cases} -I_{r1} L_r \omega_0 \sin(\omega_0 t) - \frac{(2V_d + V_{cr1}) L_r \omega_0}{Z_0} \cos(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ -I_{r2} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr2} L_r \omega_0}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -I_{r3} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right] + \frac{(2V_d - V_{cr3}) \omega_0 L_r}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -I_{r4} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right] - \frac{V_{cr4} L_r \omega_0}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.46),$$

$$V_{Cr} = \begin{cases} -2V_d + I_{r1} L_r \omega_0 \sin(\omega_0 t) + \frac{(2V_d + V_{cr1}) L_r \omega_0}{Z_0} \cos(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ I_{r2} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right] + \frac{V_{cr2} L_r \omega_0}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi}\right)\right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ 2V_d + I_{r3} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right] - \frac{(2V_d - V_{cr3}) \omega_0 L_r}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ I_{r4} L_r \omega_0 \sin\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right] + \frac{V_{cr4} L_r \omega_0}{Z_0} \cos\left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi}\right)\right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.47)$$

Για τι συνοριακές συνθήκες, μηδενίζοντας την μέση τιμή των $i_{Lr}(t)$ και $v_{Lr}(t)$ και ξέροντας πως είναι συνεχής συναρτήσεις, προκύπτει ότι:

$$I_{r1} = -I_{r3} \quad (5.48).$$

$$I_{r2} = -I_{r4} \quad (5.49).$$

$$V_{Cr1} = -V_{Cr3} \quad (5.50).$$

$$V_{Cr2} = -V_{Cr4} \quad (5.51).$$

Ακόμη το ρεύμα του κλάδου μαγνήτισης δίνεται από την (5.8) και για τις 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας είναι:

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \frac{V_d}{L_m} t + I_{m1}, & 0 \leq t \leq \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \\ \frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi}\right) + I_{m2}, & \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2}\right) + I_{m3}, & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \\ -\frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi}\right) + I_{m4}, & \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.52).$$

Για τις συνοριακές συνθήκες, μηδενίζοντας την μέση τιμή του $i_{Lm}(t)$ παίρνουμε:

$$I_{m1} = -I_{m3} \quad (5.53).$$

$$I_{m2} = -I_{m4} \quad (5.54).$$

Επίσης μέσω της συνέχειας της συνάρτησης μπορούμε να υπολογίσουμε τις συνοριακές συνθήκες:

$$I_{m1} = -I_{m3} = -\frac{1}{2} \frac{V_d T_s}{L_m} \frac{T_s}{2} \quad (5.55).$$

$$I_{m2} = -I_{m4} = \frac{V_d T_s}{L_m} \frac{T_s}{2} \left(\frac{2\delta - \pi}{2\pi}\right) \quad (5.56).$$

Μέσω επαλληλίας, όπως εξηγήσαμε στην παράγραφο 5.3, μπορούμε να θεωρήσουμε πως:

- $I_{r1} = I_1 + I_{m1} \quad (5.57).$
- $I_{r2} = I_2 + I_{m2} \quad (5.58).$
- $I_{r3} = I_3 + I_{m3} \quad (5.59).$
- $I_{r4} = I_4 + I_{m4} \quad (5.60).$

Οι στιγμιαία ισχύς εισόδου και εξόδου δίνονται από τις σχέσεις:

$P_{in}(t) = V_1(t) * i_{lr}(t)$ και άρα

$$P_{in}(t) = \begin{cases} -V_d I_{r1} \cos(\omega_0 t) + \frac{(2V_d + V_{cr1})V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ V_d I_{r2} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{cr2} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ V_d I_{r3} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] + \frac{(2V_d - V_{cr3})V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -V_d I_{r4} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{cr4} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.61),$$

$$P_{out}(t) = V_2(t) * i_o(t) = V_2(t) * i_{lr}(t) - V_2(t) * i_{lm}(t) \quad (5.62) .$$

Το γινόμενο $V_2(t) * i_{lm}(t)$ δίνει μηδενική μέση τιμή. Επομένως η (5.62) γίνεται:

$P_{out}(t) = V_2(t) * i_o(t) = V_2(t) * i_{lr}(t)$ και άρα

$$P_{out}(t) = \begin{cases} V_d I_{r1} \cos(\omega_0 t) - \frac{(2V_d + V_{cr1})V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), & 0 \leq t \leq \frac{\delta * T_s}{2\pi} \\ V_d I_{r2} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{cr2} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{\delta * T_s}{2\pi} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d I_{r3} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{T_s}{2} \right) \right] - \frac{(2V_d - V_{cr3})V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \\ -V_d I_{r4} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right] + \frac{V_{cr4} V_d}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \right) \right], & \frac{(\delta + \pi) * T_s}{2\pi} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.63)$$

Από τις (5.61) έως (5.63) και εφαρμόζοντας τις (5.53) έως 5.56 μπορούμε να υπολογίσουμε αναλυτικά την μέση ισχύ στην είσοδο και στην έξοδο του HFL:

$$P_{avg,in} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{in}(t) dt \quad \text{και άρα}$$

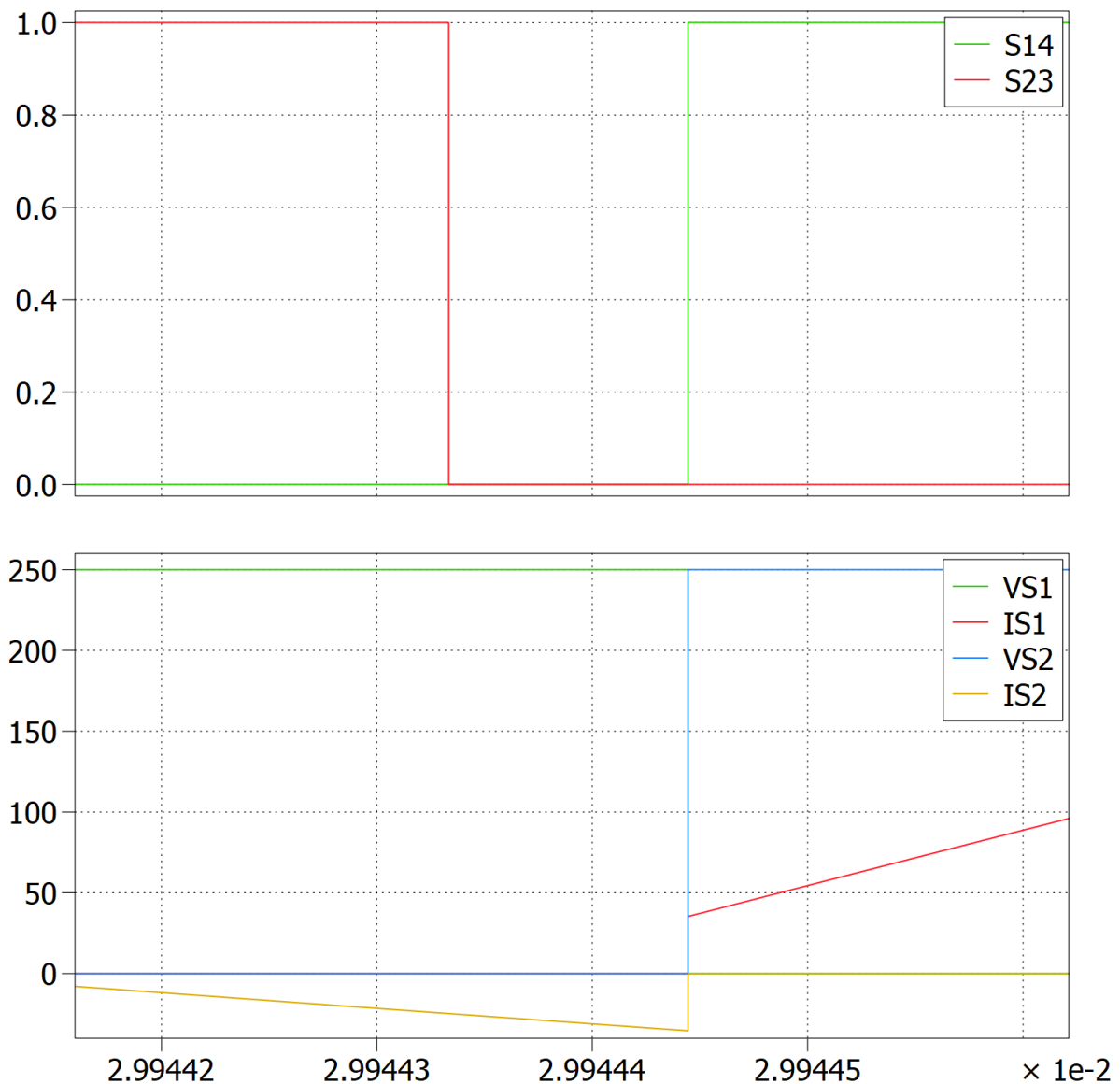
$$P_{avg,in} = \frac{2V_d}{T_s \omega_0} \left[(-I_{r1}) \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - \frac{(2V_d + V_{cr1})}{Z_0} \left(\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - 1 \right) + I_{r2} \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) + \frac{V_{cr2}}{Z_0} \left[\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) - 1 \right] \right] \quad (5.64).$$

Ομοίως $P_{avg,out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{out}(t) dt$ και άρα

$$P_{avg,out} = \frac{2V_d}{T_s \omega_0} \left[I_{r1} \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - \frac{(2V_d + V_{cr1})}{Z_0} \left(\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} \delta \right) - 1 \right) + I_{r2} \sin \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) + \frac{V_{cr2}}{Z_0} \left[\cos \left(\frac{\omega_0}{\omega_s} (\pi - \delta) \right) - 1 \right] \right] \quad (5.65).$$

5.6 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_0/2 < f_s < f_0$ (CCM).

Αρχικά θα μελετήσουμε την μεταγωγή των διακοπών της γέφυρας εισόδου. Στο σχ.5.13 παρατηρούμε την σβέση των S2-S3 και την έναυση των S1-S4:

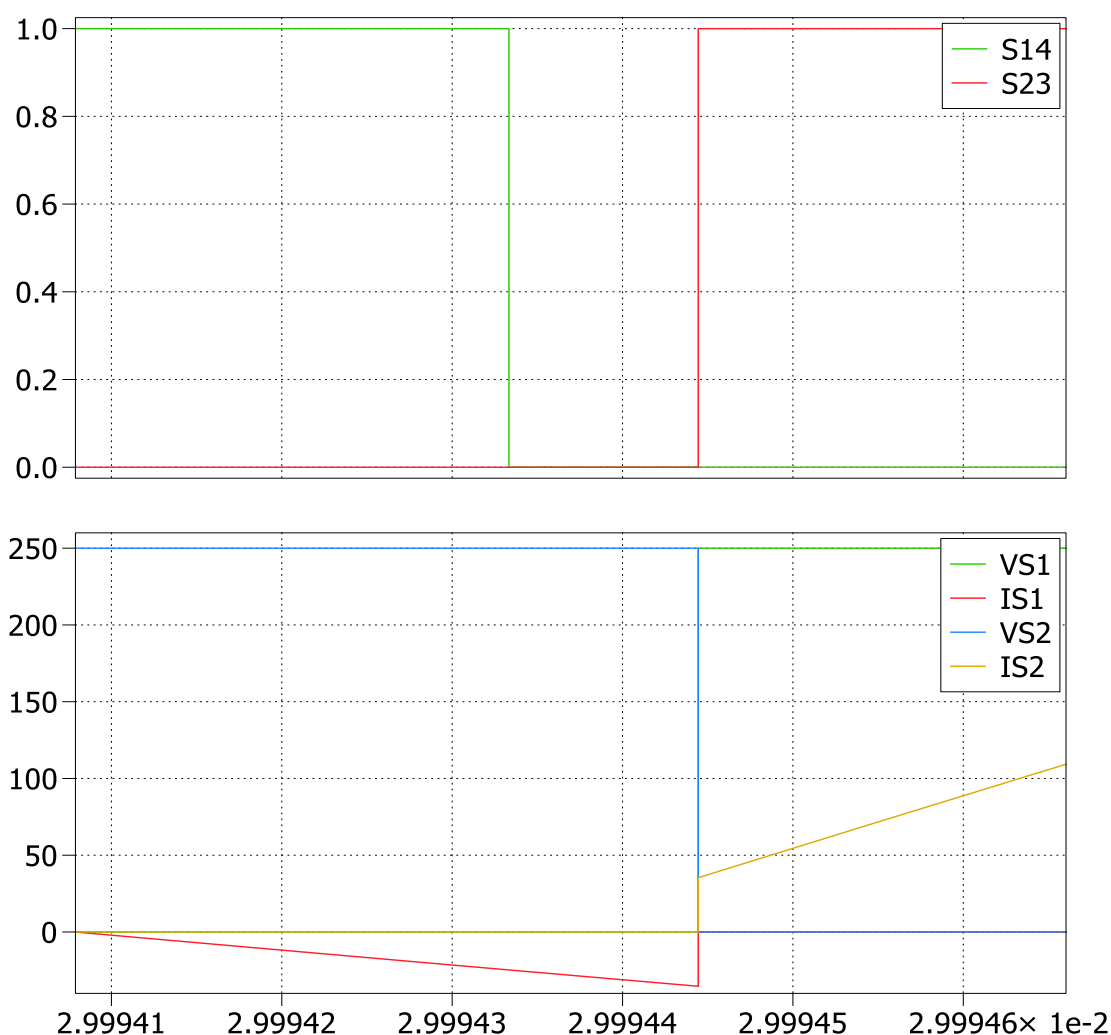


Σχ.5.13 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S2-S3 το ρεύμα τους είναι αρνητικό με τιμή $-|I_{r1}|$. Κατά τον νεκρό χρόνο όλα τα στοιχεία είναι σβηστά επομένως το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D2-D3 ενώ παράλληλα η τάση των στοιχείων είναι ίση με τάση αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων ($-V_{fd}$). Επομένως οι S2-S3 έχουν ZVS-off.
- Κατά το άνοιγμα των S1-S4 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με τιμή $|I_{r1}|$, ενώ η τάση τους μετά το πέρασ του T_d είναι ακαριαία V_d . Επομένως οι S1-S4 έχουν hard-switching-on.

Στο σχ.5.14 παρατηρούμε την σβέση των S1-S4 και η έναυση των S2-S3:

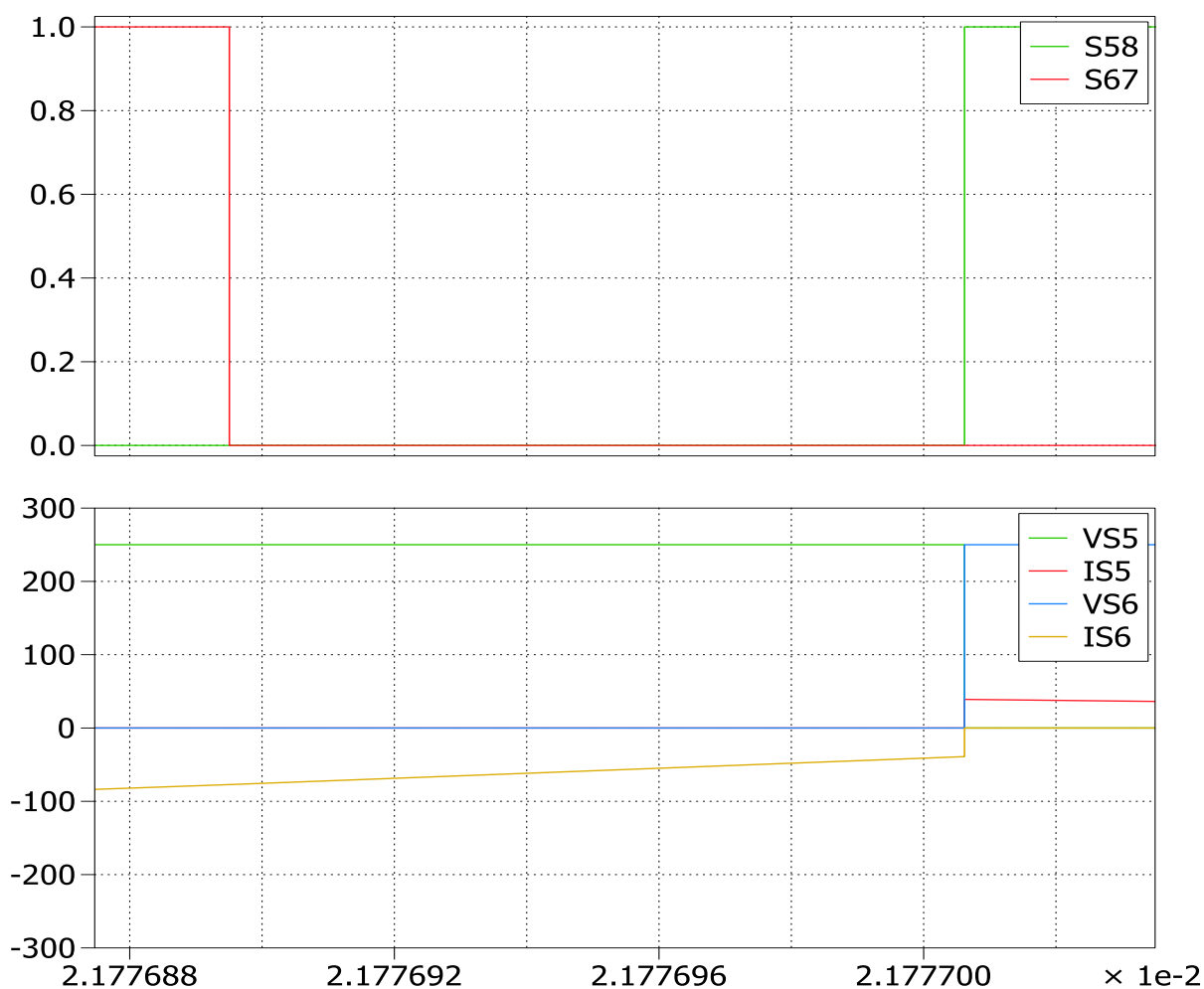


Σχ.5.14 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εισόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S1-S4 το ρεύμα τους είναι αρνητικό με τιμή $-|I_{r4}|$. Κατά τον νεκρό χρόνο όλα τα στοιχεία είναι σβηστά επομένως το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D1-D4 ενώ παράλληλα η τάση των στοιχείων είναι ίση με τάση αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων ($-V_{fd}$). Επομένως οι S1-S4 έχουν ZVS-off.
- Κατά το άνοιγμα των S2-S3 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με τιμή $|I_{r4}|$, ενώ η τάση τους μετά το πέρασ του T_d είναι ακαριαία V_d . Επομένως οι S2-S3 έχουν hard-switching-on.

Τώρα θα μελετήσουμε την μεταγωγή των στοιχείων της γέφυρας εξόδου. Στο σχ.5.15 παρατηρούμε την σβέση των S6-S7 και η έναυση των S5-S8:

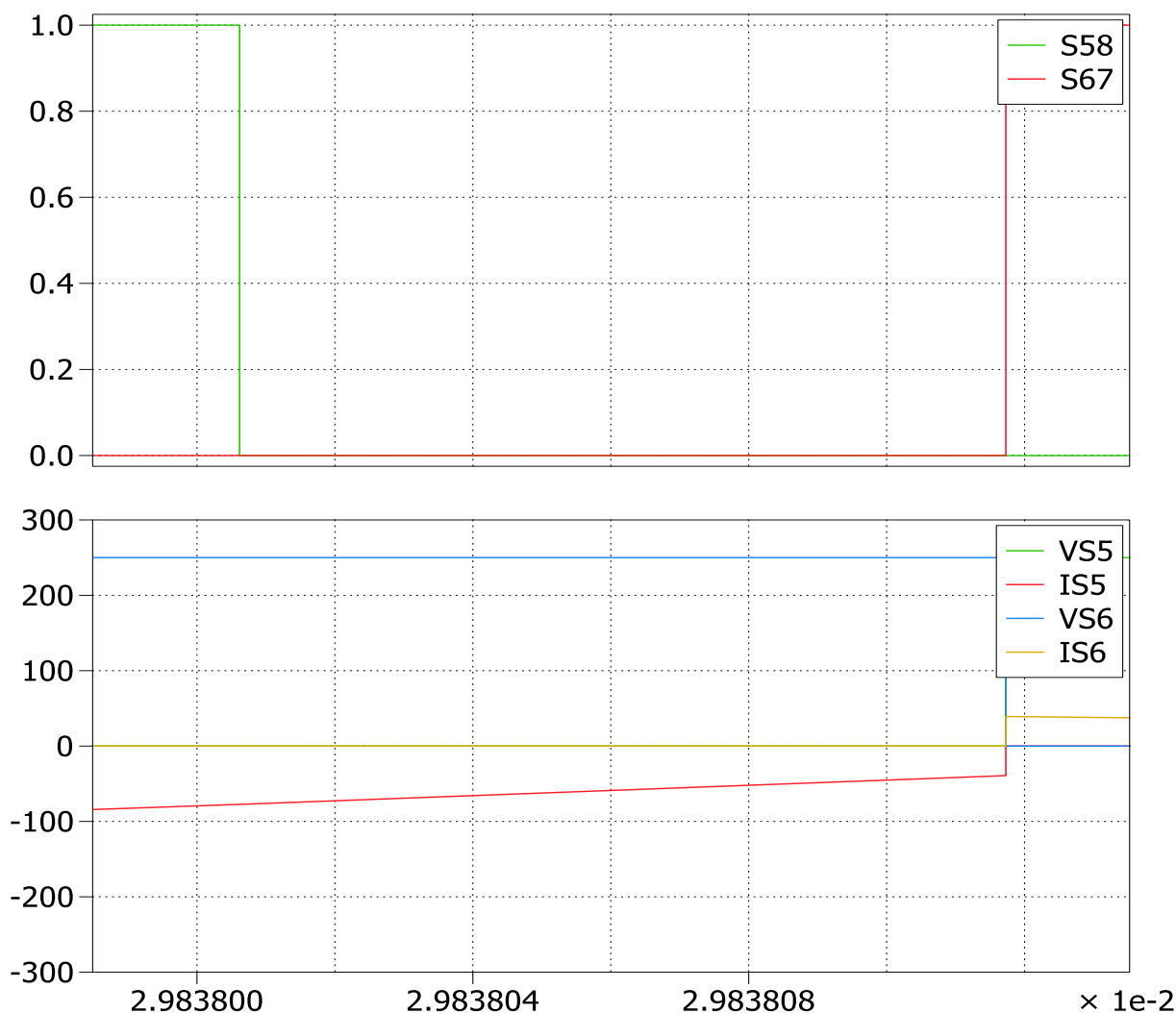


Σχ.5.15 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S6-S7 το ρεύμα τους είναι αρνητικό με τιμή $-|I_{r1}| - |I_{m1}|$. Κατά τον νεκρό χρόνο όλα τα στοιχεία είναι σβηστά επομένως το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D6-D7 ενώ παράλληλα η τάση των στοιχείων είναι ίση με τάση αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων ($-V_{fd}$). Επομένως οι S6-S7 έχουν ZVS-off.
- Κατά το άνοιγμα των S5-S8 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με τιμή $|I_{r1}| - |I_{m1}|$, ενώ η τάση τους μετά το πέρας του T_d είναι ακαριαία V_d . Επομένως οι S5-S8 έχουν hard-switching-on.

Στο σχ.5.16 παρατηρούμε την σβέση των S5-S8 και την έναυση των S6-S7 :



Σχ.5.16 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S5-S8 το ρεύμα τους είναι αρνητικό με τιμή $-|I_{r3}| - |I_{m1}|$. Κατά τον νεκρό χρόνο όλα τα στοιχεία είναι σβηστά επομένως το ρεύμα περνάει από τις αντιπαράλληλες διόδους D5-D8 ενώ παράλληλα η τάση των στοιχείων είναι ίση με τάση αγωγής των αντιπαράλληλων διόδων ($-V_{fd}$). Επομένως οι S5-S8 έχουν ZVS-off.
- Κατά το άνοιγμα των S6-S7 το ρεύμα που τους διαρρέει είναι θετικό με τιμή $|I_{r3}| - |I_{m1}|$, ενώ η τάση τους μετά το πέρας του T_d είναι ακαριαία V_d . Επομένως οι S6-S7 έχουν hard-switching-on.

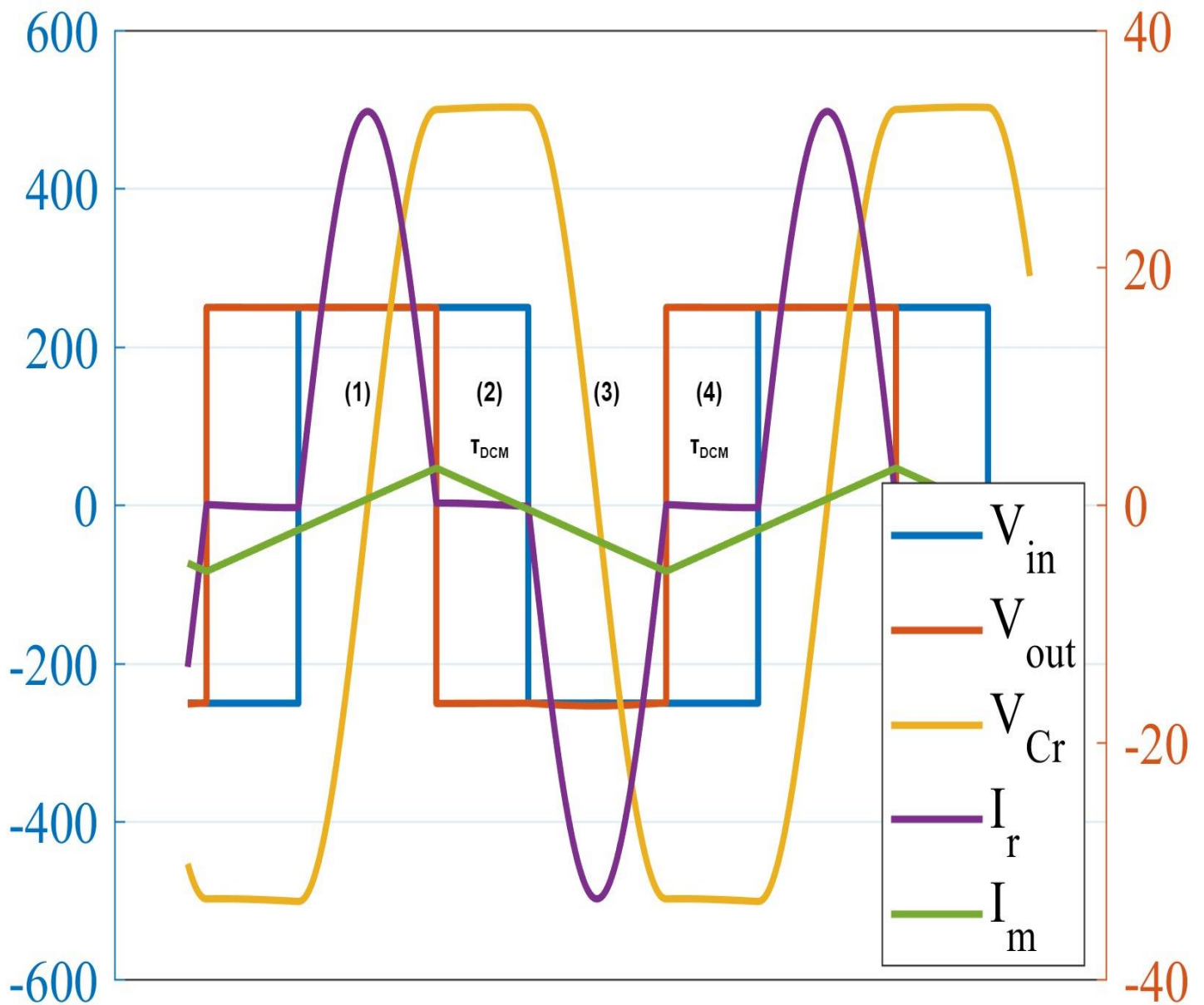
Για χωρητική λειτουργία του κυκλώματος και με ροή ισχύος από το πρωτεύον στον δευτερεύον έχουμε ZVS κατά το κλείσιμο όλων των διακοπών ενώ έχουμε Hard Switching κατά το άνοιγμα, για όλους του διακόπτες. Οι αναγκαίες συνθήκες για να ισχύουν τα παραπάνω είναι:

1) $t_{c(on)} < T_d < \frac{\delta * T_s}{2\pi}$ το t_c (χρόνος μετάβασης σε αγωγή).

2) $I_{r2}, I_{r3} < 0$ και $I_{r1}, I_{r3} > 0$, όπως φαίνεται και στο σχ.5.13.

5.7 Ανάλυση του κυκλώματος στην χωρητική περιοχή λειτουργίας με ασυνεχή αγωγή ρεύματος (DCM) - ($f_0/2 < f_s < f_0$).

Όπως αναφέρουμε και στην παράγραφο 4.5 η περιοχή αυτή δεν συναντάται σε συχνότητες πάνω από τον συντονισμό καθώς τότε ρεύμα δεν προλαβαίνει να ολοκληρώσει μια δικιά του ημιπερίοδο σε χρόνο μικρότερο από αυτών της διακοπτικής ημιπεριόδου. Η ανάλυση θα γίνει βάση του σχ.5.17:



Σχ.5.17. Στο σχήμα φαίνονται οι τάσεις V_1 και V_2 του HFL , το ρεύμα εισόδου του HFL , το ρεύμα του κλάδου μαγνήτισης και η τιμή της τάσης του πυκνωτή για τις 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας που υπάρχουν.

Παρατηρούμε λοιπόν πως το ρεύμα μηδενίζεται ακριβώς μόλις ολοκληρώσει μισό κύκλο ημιτόνου και επομένως το χρονικό διάστημα για το οποίο μηδενίζεται είναι: $\tau_{DCM} = \pi\left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0}\right)$ όπως ακριβώς και στην περίπτωση του LC κυκλώματος. Κατά το χρονικό διάστημα αυτό η τάση στον πυκνωτή παραμένει σταθερή και ίση με $2V_d$ ή $-2V_d$ καθώς δεν υπάρχει ρεύμα για να τον αποφορτίσει, ενώ εξαιτίας της τάσης που υπάρχει στο πηνίο L_m από την γέφυρα εξόδου, υπάρχει ροή ρεύματος στον εγκάρσιο κλάδο.

Για το HFL έχουμε 4 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας κάθε μια με τις δικές τις αρχικές συνθήκες. Οι περιοχές διαμορφώνονται βάση του πρόσημου των τάσεων V_1 και V_2 όπως φαίνεται και στο σχ.5.17 :

$$\bullet \quad V_1 = \begin{cases} V_d, 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d, \frac{T_s}{2} \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.66) \quad \text{και} \quad V_2 = \begin{cases} +V_d, 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ -V_d, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -V_d, \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi\left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0}\right) \\ +V_d, \pi\left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0}\right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.67)$$

- Περιοχή 1 : $V_1(t) = +V_d, V_2(t) = +V_d$ για διάστημα $0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0}$
- Περιοχή 2 : $V_1(t) = +V_d, V_2(t) = -V_d$ για διάστημα $\frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2}$
- Περιοχή 3 : $V_1(t) = -V_d, V_2(t) = -V_d$ για διάστημα $\frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi\left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0}\right)$
- Περιοχή 4 : $V_1(t) = -V_d, V_2(t) = +V_d$ για διάστημα $\pi\left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0}\right) \leq t \leq T_s$

Και ακολουθώντας την ίδια ακριβώς μεθοδολογία με την παράγραφο 4.2 έχουμε:

$$i_{Lr}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{cr1}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_{cr3}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.68).$$

$$v_{Lr}(t) = \begin{cases} -\frac{L_r \omega_0 V_{cr1}}{Z_0} \cos(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{L_r \omega_0 V_{cr3}}{Z_0} \cos(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.69).$$

$$v_{cr}(t) = \begin{cases} \frac{L_r \omega_0 V_{cr1}}{Z_0} \cos(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 2V_d, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{L_r \omega_0 V_{cr3}}{Z_0} \sin(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ -2V_d, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.70).$$

$$i_{Lm}(t) = \begin{cases} \frac{V_d}{L_m} t + I_{m1}, 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ -\frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{\pi}{\omega_0} \right) + I_{m2}, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ -\frac{V_d}{L_m} \left(t - \frac{T_s}{2} \right) + I_{m3}, \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ \frac{V_d}{L_m} \left(t - \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \right) + I_{m4}, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.71).$$

Όπως ακριβώς και στις προηγούμενες περιοχές η μέση τιμή του ρεύματος i_{Lm} πρέπει να είναι μηδέν, άρα:

$$I_{m1} = -I_{m3} \quad (5.72).$$

$$I_{m2} = -I_{m4} \quad (5.73).$$

Και επίσης η συνάρτηση $i_{Lm}(t)$ είναι συνεχής στον χρόνο και επομένως:

$$I_{m1} = -I_{m3} = -\frac{1}{2} \frac{V_d}{L_m} \frac{\pi}{\omega_s} \quad (5.74).$$

$$I_{m2} = -I_{m4} = \frac{V_d}{L_m} \pi \left(\frac{1}{\omega_0} - \frac{1}{2\omega_s} \right) \quad (5.75).$$

Ακόμη για την στιγμιαία ισχύ εισόδου και εξόδου έχουμε:

$$P_{in}(t) = V_1(t) * i_{Lr}(t) \text{ και άρα}$$

$$P_{in}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{cr1}V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_{cr3}V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.76).$$

$$P_{out}(t) = V_2(t) * i_o(t) = V_2(t) * i_{Lr}(t) - V_2(t) * i_{Lm}(t) = V_2(t) * i_{Lr}(t) \text{ και άρα}$$

$$P_{out}(t) = \begin{cases} -\frac{V_{cr1}V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 0, \frac{\pi}{\omega_0} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \\ \frac{V_{cr3}V_d}{Z_0} \sin(\omega_0 t), \frac{T_s}{2} \leq t \leq \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \\ 0, \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (5.77).$$

Ακόμη η μέση ισχύς εισόδου και εξόδου είναι:

$$P_{avg,in} = P_{avg,out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} P_{in}(t) dt \text{ και άρα}$$

$$P_{avg,in} = \frac{V_{cr3}V_d}{Z_0 \omega_0 T_s} \left[3 - \cos \left[\omega_0 \left(\pi \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_0} \right) - \frac{T_s}{2} \right) \right] \right] \quad (5.78).$$

Επιπλέον, μέσω της συνέχειας της συνάρτησης $v_{Lr}(t)$ μπορούμε να υπολογίσουμε τις συνοριακές συνθήκες του προβλήματος, δηλαδή: $V_{Cr1} = -V_{Cr3} = -2V_d$ (5.79).

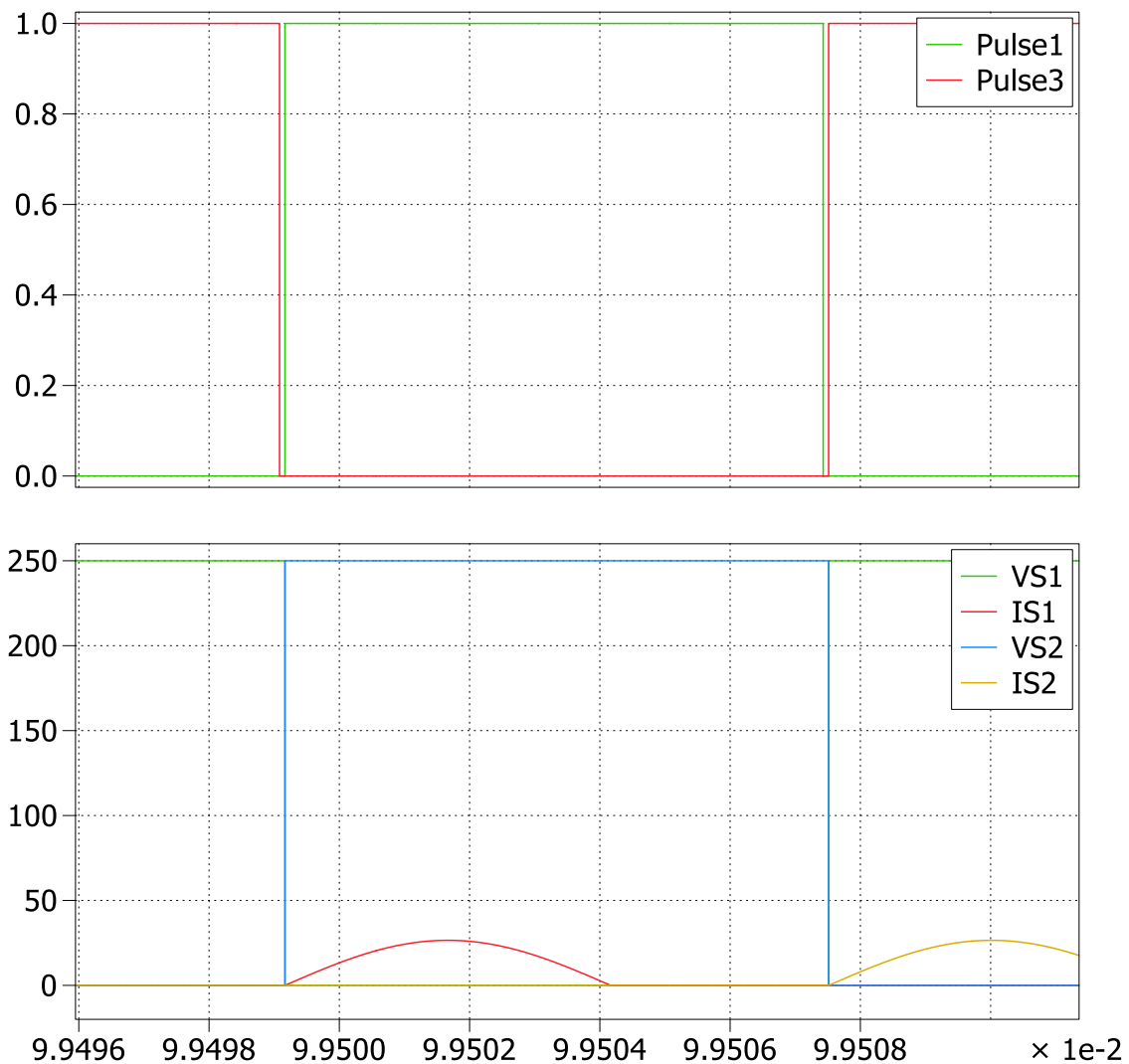
Τέλος, από την ανάλυση αυτής της παραγράφου καθώς και της παραγράφου 5.5 προκύπτουν κάποιες αναγκαίες συνθήκες έτσι ώστε το κύκλωμα να λειτουργεί στην DCM περιοχή λειτουργίας (συνθήκες που διαχωρίζουν την DCM περιοχή λειτουργίας από την CCM):

- Κοιτώντας τις αναλυτικές εκφράσεις των ρευμάτων του πηνίου σειράς 5.45 και 5.68 πρέπει να ισχύει πως: $I_{r2} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{cr2}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{\delta \cdot T_s}{2\pi} \right) \right] = 0$ (5.80). Η σχέση αυτή πρέπει να μηδενίζεται σε σχέση με τα δ, T_s .
- Ομοίως πρέπει να ισχύει: $I_{r4} \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \right) \right] - \frac{V_{cr4}}{Z_0} \sin \left[\omega_0 \left(t - \frac{(\delta + \pi) \cdot T_s}{2\pi} \right) \right] = 0$ (5.81) σε σχέση με τα δ, T_s .
- Παρατηρώντας τις 5.66 και 5.67 και για να ισχύουν τα δύο παραπάνω πρέπει οι τάσεις εισόδου και εξόδου του HFL να είναι ίσες καθώς μόνο τότε η τάση του πυκνωτή παραμένει σταθερή και το ρεύμα μηδενίζεται.
- Ακόμη η αρχική τιμή της τάση V_{Cr1} και V_{Cr3} πρέπει να είναι $V_{Cr1} = -V_{Cr3} = -2V_d$.
- Τέλος πρέπει να ισχύει $\tau_{DCM} = \pi \left(\frac{1}{\omega_s} - \frac{1}{\omega_0} \right) \neq \delta$ (5.82).

5.8 Μεταγωγή των Διακοπτικών Στοιχείων για $f_0/2 < f_s < f_0$ (DCM).

Στην DCM περιοχή η μεταγωγή όλων των διακοπών εισόδου και εξόδου είναι τύπου ZCS (DCM) καθώς οι μεταγωγές των διακοπών γίνονται αφού ξεκινήσει και λίγο πριν τελειώσει το διάστημα μηδενισμού του ρεύματος τ_{DCM} .

Στο σχ.5.18 φαίνεται η μεταγωγή των διακοπών της γέφυρας εισόδου:

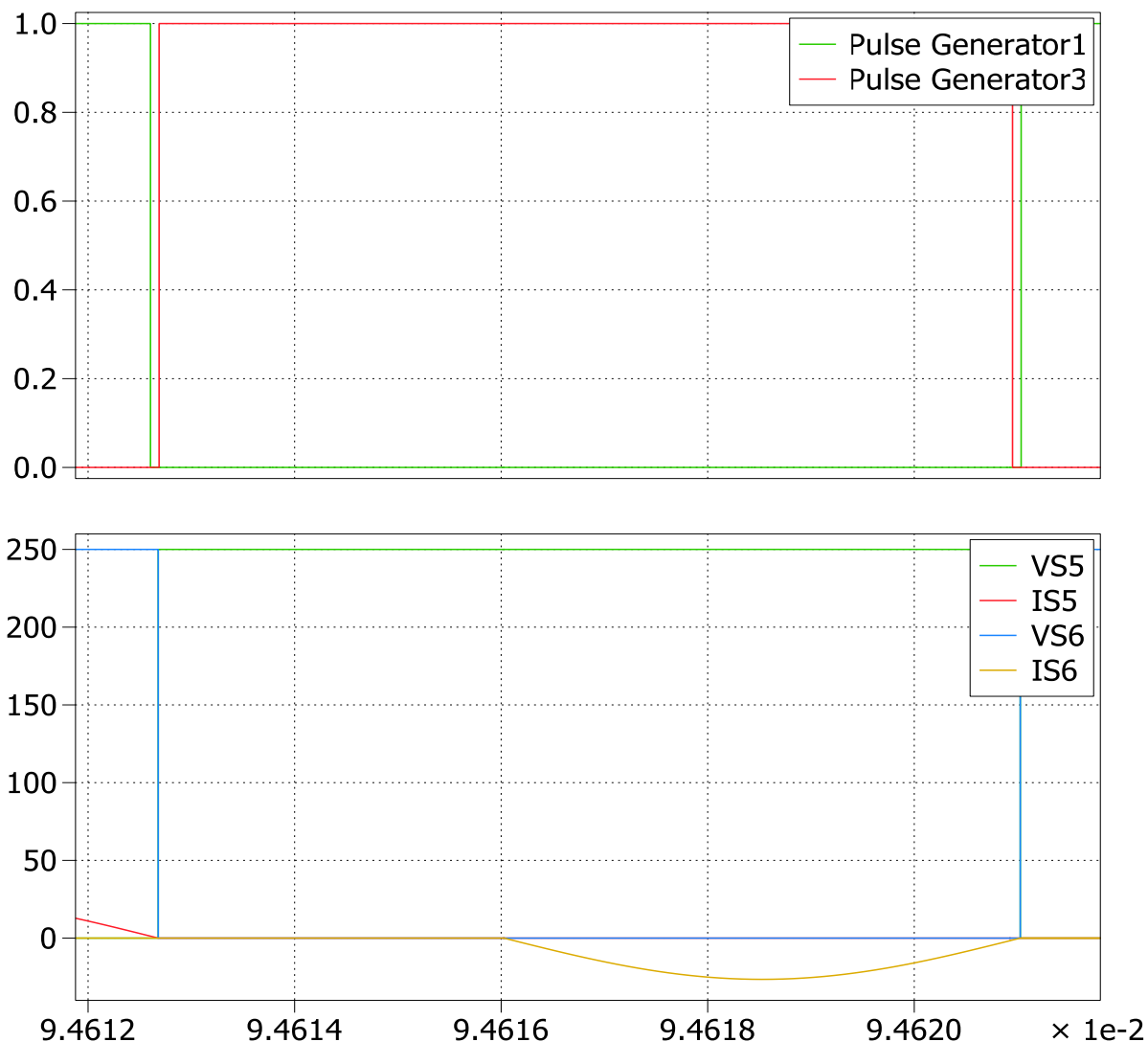


Σχ.5.18 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S1-S4 το ρεύμα τους έχει προ πολλού μηδενιστεί οπότε έχουμε μεταγωγή τύπου ZCS-off.
- Ομοίως λόγο του ότι το ρεύμα παραμένει μηδενικό μετά το πέρας του T_d οι S2-S3 ανοίγουν υπό μηδενικό ρεύμα και άρα έχουμε ZCS-on.
- Τα ίδια ακριβώς συμβαίνουν κατά την σβέση των S2-S3 και το άνοιγμα των S1-S4

Στο σχ.5.18 φαίνεται η μεταγωγή των διακοπών της γέφυρας εξόδου:



Σχ.5.19 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων των διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας εξόδου γύρω από τον νεκρό χρόνο T_d .

Παρατηρούμε πως:

- Κατά την σβέση των S5-S8 το ρεύμα τους έχει προ πολλού μηδενιστεί οπότε έχουμε μεταγωγή τύπου ZCS-off.
- Ομοίως λόγω του ότι το ρεύμα παραμένει μηδενικό μετά το πέρας του T_d οι S6-S7 ανοίγουν υπό μηδενικό ρεύμα και άρα έχουμε ZCS-on.
- Τα ίδια ακριβώς συμβαίνουν κατά την σβέση των S6-S7 και το άνοιγμα των S5-S8.

6 Συμπεράσματα

Η σημερινή τεχνολογία των ημιαγωγών ισχύος μας δίνει την δυνατότητα να μπορούμε να διαχειριστούμε μεγάλα ποσά ισχύος και να λειτουργούμε τους διακόπτες σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Η πρόοδος αυτή συμβάλει στην ενεργειακή μετάβαση του σημερινού δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας καθώς εγκαινιάζονται νέες τοπολογίες μετατροπών όπως αυτή των SSTs που φέρνουν το σημερινό δίκτυο πιο κοντά στο έξυπνο δίκτυο του αύριο.

Ο μετατροπέας DAB, όντως η καρδιά ενός SST, είναι μια αρκετά υποσχόμενη τοπολογία DC/DC μετατροπέα καθώς προσφέρει ακριβή έλεγχο της ισχύος ή/και της τάσης. Στον έλεγχο μονοφασικής μετατόπισης (SPS), ο ελεγκτής καθορίζει την διαφορά φάσης των τετραγωνικών παλμών εξόδου των δύο γεφυρών ενώ η διαφορά φάσης μετατοπίζει την καμπύλη του ρεύματος που διαρρέει το HFL. Χωρίς την προσθήκη κάποιου κυκλώματος συντονισμού και έχοντας πρακτικά μόνο τον HFT υπάρχει η δυνατότητα μείωσης των διακοπτικών απωλειών κατά 50% λόγω ομαλής μεταγωγής υπό μηδενική τάση στο άνοιγμα των διακοπών.

Προσθέτοντας τον πυκνωτή σειράς έχουμε σαν HFL ένα κύκλωμα LC-σειράς. Αποδείχθηκε πως με τον LC συνδυασμό τα ρεύματα και οι τάσεις του HFL δεν εξαρτώνται πλέον μόνο από την γωνία δ αλλά έχουν ημιτονοειδή μορφή και εξαρτώνται τόσο από την γωνία δ όσο και από την συχνότητα συντονισμού του LC συνδυασμού. Διακρίναμε 3 διαφορετικές περιοχές λειτουργίας, πάνω από τον συντονισμό, κάτω από τον συντονισμό και στον συντονισμό. Βρήκαμε τις αναλυτικές σχέσεις για τις τάσεις, τα ρεύματα και τις ισχύες εισόδου και εξόδου πάνω και κάτω από τον συντονισμό. Μέσα από τις διαφορικές εξισώσεις που διέπουν το κύκλωμα βρέθηκαν οι Α.Σ και έτσι τελικά αποτυπώθηκε η πλήρη αναλυτική λύση του προβλήματος. Αποδείχθηκε πως στην λειτουργία πάνω από τον συντονισμό οι διακόπτες έχουν ομαλή μεταγωγή υπό μηδενική τάση στο άνοιγμα, ενώ κάτω από τον συντονισμό έχουν ομαλή μεταγωγή υπό μηδενική τάση στο κλείσιμο. Στη λειτουργία κάτω από συντονισμό βρέθηκαν οι αναγκαίες συνθήκες για να λειτουργεί το κύκλωμα στην DCM περιοχή ενώ παράλληλα βρέθηκαν οι αναλυτικές σχέσεις για τις τάσεις και τα ρεύματα που την διέπουν. Τέλος αναδείχθηκε πως στην DCM περιοχή οι διακόπτες ανοίγουν και κλείνουν υπό μηδενικό ρεύμα.

Συμπεριλαμβάνοντας και τον κλάδο μαγνήτισης του HFT ακολουθήθηκε η ίδια διαδικασία έχοντας σαν HFL ένα κύκλωμα LLC. Διαχωρίστηκαν οι

λειτουργικές καταστάσεις του LLC μετατροπέα οι οποίες είναι η λειτουργία μετάδοσης ισχύος και η λειτουργία αποκοπής φορτίου. Στην λειτουργία μετάδοσης φορτίου η συχνότητα συντονισμού δεν εξαρτάται από το πηνίο μαγνήτισης καθώς η τάση αυτού είναι προκαθορισμένη από την τάση εξόδου της δευτερεύουσας γέφυρας και δεν εξαρτάται από το ρεύμα που ρέει το διαρρέει. Η λειτουργία αποκοπής φορτίου δεν μελετήθηκε καθώς δεν εντοπίστηκε στις προσομοιώσεις που έγιναν. Το πρόβλημα του LLC μετατροπέα αντιμετωπίστηκε ως επαλληλία του προβλήματος του LC κυκλώματος σειράς και του προβλήματος του κλάδου μαγνήτισης. Βρέθηκαν οι αναλυτικές σχέσεις και οι Α.Σ για την λειτουργία πάνω και κάτω από τον συντονισμό. Αποδείχθηκε πως στην λειτουργία πάνω από τον συντονισμό οι διακόπτες έχουν ομαλή μεταγωγή υπό μηδενική τάση στο άνοιγμα, ενώ κάτω από τον συντονισμό έχουν ομαλή μεταγωγή υπό μηδενική τάση στο κλείσιμο. Στη λειτουργία κάτω από συντονισμό βρέθηκαν οι αναγκαίες συνθήκες για να λειτουργεί το κύκλωμα στην DCM περιοχή ενώ παράλληλα βρέθηκαν οι αναλυτικές σχέσεις για τις τάσεις και τα ρεύματα που διέπουν και αναδείχθηκαν πως οι διακόπτες ανοίγουν και κλείνουν υπό μηδενικό ρεύμα.

Η λειτουργία στον συντονισμό δεν μελετήθηκε ούτε στον LC μετατροπέα, ούτε στον LLC. Στην λειτουργία αυτή το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα είναι τέλειο ημίτονο και οι τάσεις εισόδου και εξόδου είναι συμφασικές. Επομένως χάνεται το νόημα της διαφοράς φάσης των δύο γεφυρών και άρα δεν υπάρχει ποια έλεγχος από την γωνία δ .

7 Βιβλιογραφία

- [1] Mohan, Undeland, Robins, 2010, «Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος», Εκδόσεις ΤΖΙΟΛΑ, 3η επιμ. , pp. 535-543, 638-645, 702-707.
- [2] Στέφανος Ν. Μανιάς, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», 2η επιμ., Αθήνα: Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ, 2017, pp. 617-621.
- [3] Adel S. Sedra , «Microelectronic Circuits», SEVENTH EDITION University of Waterloo New York Oxford 2010,
- [4] Behzad Razavi , «Fundamentals of Microelectronics», University of California, Second Edition, Los Angeles, 2005,
- [5] David Cervero 1 , Maria Fotopoulou 2 , Jesús Muñoz-Cruzado 1 , Dimitrios Rakopoulos 2,* , Fotis Stergiopoulos 2 , Nikos Nikolopoulos 2 , Spyros Voutetakis 2 and José Francisco Sanz 3., «Solid State Transformers: A Critical Review of Projects with Relevant Prototypes and Demonstrators», 2018,
- [6] M. A. Hannan¹ , Senior Member, IEEE, Pin Jern Ker¹ , Member, IEEE, M. S. Hossain Lipu² , Zhen Hang Choi¹ , M. Safwan A. Rahman¹ , Kashem M. Muttaqi³ , Senior Member, IEEE, Frede Blaabjerg⁴ , Fellow, IEEE, «State of the Art of Solid-State Transformers: Advanced Topologies, Implementation Issues, Recent Progress and Improvements» , 2019
- [7] Biao Zhao, Student Member, IEEE, Qiang Song, Member, IEEE, Wenhua Liu, Member, IEEE, and Yandong Sun , «Overview of Dual-Active-Bridge»
- [8] Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System».
- [9] Christian Fontana*, Mattia Forato*, Kundan Kumar*, Student Member, IEEE, Maria T. Outeiro**, Member, IEEE, Manuele Bertoluzzo*[^], and Giuseppe Buja*, « Soft-switching capabilities of SAB vs. DAB converters » , Department of Industrial Engineering, University of Padova
- [10] Claudio ADRAGNA Francesco GENNARO , « Getting to know LLC Resonant Converters: A Guided Tour through Modelling, Design, Control and Practical Issues» , STMicroelectronics, Italy

- [11] Ziheng Xiao , Student Member, IEEE, Zhixing He , Member, IEEE, Renfeng Guan , Student Member, IEEE, and An Luo, Senior Member, IEEE , «Piecewise-Approximated Time Domain Analysis of LLC Resonant Converter Considering Parasitic Capacitors and Deadtime».
- [12] 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.
- [13] 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.2006.1620
- [14] Vishay Siliconix, « Power MOSFET Basics: Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance», Device Application Note AN608A, Document Number: 73217, February 2016.
- [15] Toshiba, « Discrete IGBTs Silicon N-Channel IGBT», GT15J341 datasheet, January 2014.
- [16] Infineon Technologies, December 2019, « MOSFET 650 V CoolSiC™ M1 SiC Trench Power Device», IMZA65R107M1H datasheet.
- [17] Rohm Semiconductor, November 2018, « Automotive Grade N-channel SiC power MOSFET», SCT3120ALHR datasheet.
- [18] Vinod Kumar Khanna «Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theory and Design» , 2016, 1st Edition .
- [19] Glenn R. Blackwell (Editor), Jerry C. Whitaker (Series Editor), Richard C. Dorf (Series Editor), Ray Prasad (Contributor), Victor Meeldijk (Contributor), Garry Grzelak (Contributor), Mary Sugden (Contributor), Peter Stipan (Contributor), Janet K. Lumpp (Contributor), Constantin Bolintineanu (Contributor), «The Electronic Packaging Handbook» (Electronics Handbook Series) 1st Edition.
- [20] ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ Α. ΚΟΝΤΟΣ , «ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗ DC/DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΣΥΝΤΟΝΙΣΜΟΥ ΑΠΛΗΣ ΕΝΕΡΓΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ» Νοέμβριος 2022