



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Αρθρωτού
Μετατροπέα Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας
(MHFC) για την Οδήγηση Ηλεκτρικού Κινητήρα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Ι. ΜΑΝΟΣ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2022



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Αρθρωτού
Μετατροπέα Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας
(MHFC) για την Οδήγηση Ηλεκτρικού Κινητήρα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Ι. ΜΑΝΟΣ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 7^η Νοεμβρίου 2022.

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2022

.....

Κωνσταντίνος Ι. Μάνος

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

Copyright © Κωνσταντίνος Μάνος, 2022

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου

Περίληψη

Τα συστήματα πρόωσης για τα ηλεκτρικά αεροσκάφη του μέλλοντος απαιτούν μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος με εξαιρετικά υψηλή απόδοση, πυκνότητα ισχύος και αξιοπιστία. Αντικείμενο αυτής της εργασίας είναι η μελέτη του Αρθρωτού Μετατροπέα Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας (MHFC) ο οποίος φαίνεται να παρουσιάζει ιδιαίτερα καλές προοπτικές για τέτοιου είδους εφαρμογές. Αρχικά, γίνεται μία ανάλυση της λειτουργίας μόνιμης κατάστασης και της δυναμικής συμπεριφοράς του σταδίου εισόδου του μετατροπέα. Μετά από μια διεξοδική επισκόπηση των μηχανισμών απωλειών σε διακόπτες τύπου MOSFET, παρουσιάζεται ένα αναλυτικό μοντέλο απωλειών το οποίο λαμβάνει υπόψιν τα φαινόμενα ηπίων μεταβάσεων. Ένα εργαστηριακό πρωτότυπο τριών υπομονάδων, ισχύος 1 kW και διακοπτικής συχνότητας 97.66 kHz σχεδιάζεται και υλοποιείται. Τα εξαρτήματα των ημιαγωγικών διακοπών και των πυκνωτών στο DC-link επιλέγονται κατόπιν αξιολόγησης διαφόρων διαθέσιμων εξαρτημάτων. Η δυναμική έναυσης και σβέσης των διακοπών καθώς και η επίδραση της παλμοδότησης με σχετική ολίσθηση φάσης (PS-PWM) στην κυμάτωση του ρεύματος του επαγωγικού στοιχείου αποτελούν αντικείμενο εκτενούς πειραματικής διερεύνησης. Ο μετατροπέας χρησιμοποιείται σε σχήμα τριφασικού σταδίου εξόδου για την οδήγηση ενός κινητήρα επαγωγής. Επιδεικνύεται ότι είναι δυνατόν να επιτευχθεί ευσταθής λειτουργία ακόμα και χωρίς την ύπαρξη ενός συστήματος ελέγχου κλειστού βρόχου για την εξισορρόπηση των τάσεων.

Λέξεις Κλειδιά

Αρθρωτός Μετατροπέας Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας, MHFC, IMMD, Αντιστροφέας, Υψηλή Απόδοση, Υψηλή Πυκνότητα Ισχύος, Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης, Ηλεκτρική Πρόωση σε Αεροσκάφη

Abstract

Electric drive systems for future aircraft propulsion require power converters of extremely high efficiency, power density and reliability. The subject of this thesis is the study of the Modular High Frequency Converter (MHFC) which appears to be a promising inverter concept for such applications. This work begins with a theoretical analysis of the steady-state operation and dynamical behavior of the input DC-DC conversion stage of the converter. After a detailed review of the loss mechanisms of power MOSFETS, an analytical loss model accounting for ZVS switching transitions is presented. A 1 kW 3-submodule MHF converter prototype with a switching frequency of 97.66 kHz is designed and implemented. The power semiconductor switches and the DC-link capacitor devices are selected after evaluating several available components. The switching dynamics as well as the effect of PS-PWM on the inductor current ripple are experimentally investigated. The converter is used to drive an induction motor in a 3-phase AC-stage configuration. It is demonstrated that stable operation can be achieved even without closed-loop balancing control.

Keywords

Modular High Frequency Converter, IMMD, Inverter, High Efficiency, High Power Density, Drive System, Electric Aircraft Propulsion

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση αυτής της εργασίας κλείνει ο κύκλος των προπτυχιακών μου σπουδών στο Ε.Μ.Π. Θα ήθελα να ευχαριστήσω τους ανθρώπους που συνέβαλαν με άμεσο ή έμμεσο τρόπο σε αυτή την προσπάθεια, και συγκεκριμένα:

1. Τον επιβλέποντα καθηγητή αυτής της εργασίας κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο για την ευκαιρία που μου έδωσε να συνεργαστώ μαζί του και για το χρόνο που αφιέρωσε. Οι διαλέξεις του στο μάθημα των Ηλεκτρονικών Ισχύος II ήταν σημαντική πηγή έμπνευσης που με ώθησε να ασχοληθώ με τον συγκεκριμένο τομέα. Η συνεχής καθοδήγηση, η ενθάρρυνση, οι συμβουλές του αλλά και το εξαιρετικό κλίμα συνεργασίας ήταν καθοριστικής σημασίας για την ολοκλήρωση αυτής της εργασίας.
2. Τα μέλη του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος και ιδιαίτερα τον τεχνικό υπεύθυνο κ. Παναγιώτη Ζάννη για τις συμβουλές και την πολύτιμη βοήθειά του στο στάδιο υλοποίησης του μετατροπέα. Ακόμα, τους υποψήφιους διδάκτορες Θεόφιλο Παπαδόπουλο, Άγγελο Τελλίδη αλλά και τον, επίσης προπτυχιακό φοιτητή, Βαγγέλη Ψαραδέλλη για τις ενδιαφέρουσες συζητήσεις.
3. Τα μέλη της εξεταστικής επιτροπής για το χρόνο που διέθεσαν για την εξέταση αλλά και ως δασκάλους για τις γνώσεις που αποκόμισα από τις διαλέξεις τους στο πλαίσιο του προπτυχιακού προγράμματος σπουδών.
4. Όλους τους ανθρώπους - φίλους, συμφοιτητές, δασκάλους - οι οποίοι ήταν πάντα πρόθυμοι να μοιραστούν τις γνώσεις και την εμπειρία τους και να αποτελέσουν πηγή έμπνευσης για πρόοδο. Στο πλαίσιο αυτό, θα ήθελα να αναφερθώ στον επιβλέποντα μου κατά τη διάρκεια εκπόνησης της πρακτικής άσκησης στην ABB MV Drives, Δρ. Wim van der Merwe οι συζητήσεις και η συνεργασία με τον οποίον, αυτούς τους 7 μήνες που πέρασα στην Πολωνία, με βοήθησαν να διευρύνω την αντίληψή μου για τον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος.
5. Τέλος, την Ελένη, τον Γιάννη, τον Δημήτρη και την Ολυμπία για την αδιάλειπτη ενθάρρυνση και υποστήριξη.

Acknowledgments

The completion of this thesis concludes my undergraduate studies at National Technical University of Athens. I would like to thank all the people that contributed to this effort, particularly:

1. My supervisor Prof. Antonios Antonopoulos for giving me the opportunity to work with him and for the time he spent. His lectures in the course ‘Power Electronics II’ have been a significant source of inspiration, pushing me to pursue the study of this field. His continuous guidance, encouragement, and advice were of decisive importance for the completion of this work.
2. The members of the Electric Machines and Power Electronics Laboratory and especially Mr. Panayiotis Zannis for his advice and valuable help during the implementation phase of the converter. Moreover, PhD candidates Theofilos Papadopoulos, Aggelos Tellidis and undergraduate student Vaggelis Psaradellis for the interesting discussions.
3. The members of the examination committee not only for their time related to the examination of the thesis, but also for their teaching that has been a precious source of knowledge.
4. All the people - friends, colleagues, teachers - who have always been willing to share their knowledge and experience and were a source of motivation for progress. In this regard, I would like to thank my supervisor during my 7-month internship at ABB MV Drives in Łódź Polad, Dr. Wim van der Merwe, the cooperation and discussions with whom greatly helped me broaden my perception of the field of power electronics.
5. Finally, Eleni, Ioannis, Dimitri and Olympia for their never-ending encouragement and support.

Περιεχόμενα

Περίληψη	5
Abstract	6
Ευχαριστίες	7
Acknowledgments	8
1 Υπόβαθρο	14
1.1 Εξηλεκτρισμός των Εναέριων Μεταφορών	14
1.2 Απαιτήσεις από τους Μετατροπείς	16
1.2.1 Σχέση Πυκνότητας Ισχύος και Απόδοσης	16
1.2.2 Εργαλεία Επίτευξης Στόχων	16
1.3 Ενσωματωμένα Αρθρωτά Κινητήρια Συστήματα (Integrated Modular Motor Drives)	18
2 Ο ΜΗF μετατροπέας	19
2.1 Αρχές Λειτουργίας	19
2.2 Εργαλεία Ανάλυσης	21
2.2.1 Ημιγέφυρα - Διακοπτικές Συναρτήσεις	21
2.2.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών	22
2.2.3 Μέση Τιμή Μεγεθών - Προσέγγιση Αμελητέας Κυμάτωσης	24
2.3 Μόνιμη Κατάσταση Λειτουργίας	25
2.3.1 Λειτουργία με Πολυφασικό Στάδιο Εξόδου	26
2.3.2 Λειτουργία με Μονοφασικό Στάδιο Εξόδου	27
2.4 Δυναμικό Μοντέλο	29
2.5 Επιβεβαίωση Μοντέλου μέσω Προσομοίωσης	30
2.5.1 Περίπτωση Αμελητέας Κυμάτωσης Ρεύματος Εισόδου ($L = 5 \text{ mH}$)	30
2.5.2 Περίπτωση μη Αμελητέας Κυμάτωσης Ρεύματος Εισόδου ($L = 50 \mu\text{H}$)	32
2.5.3 Προσομοίωση Λειτουργίας με Μονοφασικό Στάδιο Εξόδου	34
2.6 Διαστασιολόγηση Πηνίου	36
2.6.1 Περίπτωση Συγχρονισμένων Παλμών	37
2.6.2 Παλμοί Με Σχετική Ολίσηση Φάσης (PS-PWM / Interleaved PWM)	37
2.7 Διαστασιολόγηση Πυκνωτή DC-link	40

3 Μοντελοποίηση Απωλειών	42
3.1 Απώλειες Αγωγής	42
3.1.1 Αγωγή μέσω του Καναλιού	43
3.1.2 Αγωγή μέσω της Διόδου Σώματος	43
3.2 Διακοπτικές Απώλειες Επικάλυψης	44
3.2.1 Έναυση MOSFET και Σβέση Διόδου	45
3.2.2 Σβέση MOSFET	47
3.3 Απώλειες λόγω της Χωρητικότητας Εξόδου του MOSFET	49
3.3.1 Έναυση MOSFET	49
3.3.2 Περίπτωση μη Επαρκούς Νεκρού Χρόνου	50
3.4 Εφαρμογή στον MHF Μετατροπέα	54
3.4.1 Στάδιο Εξόδου	55
3.4.2 Στάδιο Εισόδου	63
3.5 Θερμικό Μοντέλο	66
4 Εργαστηριακό Πρωτότυπο	67
4.1 Επιλογή Ημιαγωγών	68
4.1.1 Ανάλυση Απωλειών για τον Επιλεγμένο Ημιαγωγό	74
4.1.2 Επίδραση Νεκρού Χρόνου	76
4.2 Πυκνωτές DC-link	79
4.3 Θεμελιώδης Διακοπτική Μονάδα	81
4.3.1 Βρόχος Οδήγησης Πύλης	81
4.3.2 Βρόχος Μεταγωγής	82
4.4 Διακοπτική Συμπεριφορά	83
4.4.1 Επίδραση Πυκνωτών Αποσύζευξης	84
4.4.2 Σβέση Διόδου	85
4.4.3 Έναυση MOSFET	86
4.4.4 Σβέση MOSFET	88
4.5 Θερμική Συμπεριφορά - Όρια Λειτουργίας	89
4.6 Προστασία από Υπερτάσεις	91
4.7 Υλικό Ελέγχου	93
5 Λειτουργία Συστήματος - Μετρήσεις	94
5.1 Οδήγηση Κινητήρα	95
5.2 Λειτουργία Σταδίου Εισόδου	96
6 Συμπεράσματα - Προτάσεις για περαιτέρω Μελέτη	101
Παράρτημα Α: Κατάλογος Πυκνωτών που Αξιολογήθηκαν	103

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Αρχιτεκτονικές συστημάτων ηλεκτρικής ώσης σε αεροσκάφη.	15
1.2	Ενδεικτικά παραδείγματα πρωτότυπων αεροσκαφών με ηλεκτρικά συστήματα ώσης.	15
1.3	Ενδεικτικά παραδείγματα eVTOL αεροσκαφών.	15
1.4	Ενσωματωμένα αρθρωτά κινητήρια συστήματα του κατασκευαστή Safran.	18
2.1	Δομή συστήματος κίνησης με MHF μετατροπέα.	19
2.2	Διακοπτικές καταστάσεις σταδίου εισόδου.	20
2.3	Διάταξη ημιγέφυρας και πλήρους γέφυρας.	22
2.4	Διαμόρφωση εύρους παλμών με πριονωτό και τριγωνικό φέρον σήμα.	23
2.5	Ισοδύναμο κύκλωμα υπομονάδας.	24
2.6	Προσομοίωση δυναμικής συμπεριφοράς σταδίου εισόδου όταν $L = 5 \text{ mH}$	31
2.7	Σύγκριση μοντέλου μέσης τιμής με την προσομοίωση όταν $L = 5 \text{ mH}$	32
2.8	Λεπτομέρεια της απόκρισης τάσης σε βηματική μεταβολή του λόγου χρησιμοποίησης.	33
2.9	Προσομοίωση δυναμικής συμπεριφοράς σταδίου εισόδου όταν $L = 50 \text{ }\mu\text{H}$	33
2.10	Σύγκριση μοντέλου μέσης τιμής με την προσομοίωση όταν $L = 50 \text{ }\mu\text{H}$	34
2.11	Μεγέθη ρευμάτων για συμμετρική και ασύμμετρη φόρτιση του μετατροπέα όταν $L = 50 \text{ }\mu\text{H}$	35
2.12	Λειτουργία όταν το φορτίο κάθε υπομονάδας είναι μονοφασικό.	35
2.13	Διαμόρφωση εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης (PS-PWM).	38
2.14	Κυματομορφή στιγμιαίας ισχύος στην περίπτωση μονοφασικού φορτίου.	40
3.1	Αλληλουχία διακοπτικών καταστάσεων ημιγέφυρας για θετικό και αρνητικό ρεύμα φορτίου.	44
3.2	Κυματομορφές κατά την έναυση του MOSFET.	45
3.3	Κυματομορφές κατά τη σβέση του MOSFET.	47
3.4	Κυματομορφές κατά την ήπια σβέση του MOSFET.	48
3.5	Πρόωρη έναυση MOSFET για τις δύο περιπτώσεις κατεύθυνσης του ρεύματος φορτίου.	51
3.6	Διαμόρφωση τριγωνικού φέροντος: Ρεύμα εξερχόμενο από το μέσον της ημιγέφυρας.	55
3.7	Διαμόρφωση τριγωνικού φέροντος: Ρεύμα εισερχόμενο στο μέσον της ημιγέφυρας.	56
3.8	Διαστήματα ήπιων μεταβάσεων στις ημιγέφυρες του σταδίου εξόδου.	60
3.9	Ισοδύναμο θερμικό κύκλωμα.	66
4.1	Άνω και κάτω όψεις υλοποιημένης υπομονάδας.	67
4.2	Άνω και κάτω όψεις της τυπωμένης κάρτας του πηνίου.	68
4.3	Συγκριτική ανάλυση απωλειών: Στάδιο εξόδου, $\hat{I}_L = 0.2 \text{ A}$	70
4.4	Συγκριτική ανάλυση απωλειών: Στάδιο εξόδου, $\hat{I}_L = 2 \text{ A}$	70
4.5	Συγκριτική ανάλυση απωλειών: Στάδιο εξόδου, $\hat{I}_L = 5 \text{ A}$	71
4.6	Συγκριτική ανάλυση απωλειών: Στάδιο εξόδου, $\hat{I}_L = 10 \text{ A}$	71
4.7	Συγκριτική ανάλυση απωλειών: Στάδιο εισόδου - άνω διακόπτης, $I_s = 2 \text{ A}$	72
4.8	Συγκριτική ανάλυση απωλειών: Στάδιο εισόδου - άνω διακόπτης, $I_s = 7 \text{ A}$	73
4.9	Συγκριτική ανάλυση απωλειών: Στάδιο εισόδου - κάτω διακόπτης, $I_s = 2 \text{ A}$	73

4.10	Συγκριτική ανάλυση απωλειών: Στάδιο εισόδου - κάτω διακόπτης, $I_s = 7$ A.	74
4.11	Απώλειες διακόπτη σταδίου εξόδου συναρτήσει του ρεύματος φορτίου.	74
4.12	Απώλειες άνω διακόπτη σταδίου εισόδου συναρτήσει του ρεύματος εισόδου.	75
4.13	Απώλειες κάτω διακόπτη σταδίου εισόδου συναρτήσει του ρεύματος εισόδου.	75
4.14	Συνολικές απώλειες διακόπτη του σταδίου εξόδου για διάφορες τιμές νεκρού χρόνου.	77
4.15	Συνολικές απώλειες διακόπτη του σταδίου εξόδου συναρτήσει της τιμής νεκρού χρόνου.	77
4.16	Συνολικές απώλειες του κάτω διακόπτη του σταδίου εισόδου για διάφορες τιμές νεκρού χρόνου.	78
4.17	Συνολικές απώλειες του κάτω διακόπτη του σταδίου εισόδου συναρτήσει της τιμής νεκρού χρόνου.	78
4.18	Εξάρτηση χωρητικότητας του επιλεγμένου εξαρτήματος από την εφαρμοζόμενη τάση.	79
4.19	Συγκριτική αξιολόγηση υποψηφίων εξαρτημάτων πυκνωτών.	80
4.20	Υλοποιημένες κάρτες ημιγέφυρας.	81
4.21	Σχηματικό κυκλώματος οδήγησης πύλης.	81
4.22	Βρόχοι μεταγωγής.	83
4.23	Probe Τάσης	84
4.24	Επίδραση χωρητικότητας αποσύζευξης.	84
4.25	Επίδραση της αντίστασης πύλης στη σβέση της διόδου σώματος.	86
4.26	Επίδραση της αντίστασης πύλης στην έναυση του MOSFET.	87
4.27	Τάση V_{ds} κατά τη σβέση του MOSFET για διάφορες τιμές αντίστασης πύλης.	88
4.28	Τάση V_{ds} κατά τη σβέση του MOSFET για διάφορες τιμές του ρεύματος φορτίου.	88
4.29	Θερμοκρασία διακοπών για ρεύμα $I = 6$ A.	89
4.30	Θερμοκρασία διακοπών για διάφορες τιμές τάσης Σ.Ρ. και μηδενικό ρεύμα.	90
4.31	Θερμοκρασία διακοπών για διάφορες τιμές ρεύματος.	91
4.32	Κύκλωμα προστασίας από υπερτάσεις.	92
4.33	Σχηματικό κυκλώματος προστασίας.	92
4.34	Απόκριση τάσης για διαφορετικές περιπτώσεις σχήματος προστασίας.	92
4.35	LAUNCHXL-F28379D [55]	93
4.36	Cora Z7-10 [56]	93
5.1	Εργαστηριακή διάταξη MHF μετατροπέα.	94
5.2	Κινητήρας επαγωγής και μετρητικό ρεύματος.	95
5.3	Κυματομορφές ρεύματος κινητήρα.	96
5.4	Ρεύμα πηνίου για διάφορους τρόπους λειτουργίας του σταδίου εισόδου.	97
5.5	Θερμοκρασία πηνίου για συγχρονισμένους παλμούς και παλμούς με σχετική ολίσθηση φάσης.	98
5.6	Φίλτρο Savitzky-Golay [57] 3ης τάξης με μέγεθος παραθύρου 21 δειγμάτων.	98
5.7	Εναλλασσόμενη συνιστώσα του ρεύματος εισόδου για διάφορες τιμές του λόγου χρησιμοποίησης.	99
5.8	Ανίχνευση των τοπικών ακρότατων και υπολογισμός μέσης τιμής.	99
5.9	Κυμάτωση ρεύματος συναρτήσει του λόγου χρησιμοποίησης.	100

Κατάλογος Πινάκων

1.1	Ιδιότητες ημιαγωγίμων υλικών για εφαρμογές ισχύος.	17
2.1	Παράμετροι λειτουργίας και θεωρητικές εκτιμήσεις μεγεθών σε κάθε στάδιο της προσομοίωσης.	30
3.1	Απώλειες Επικάλυψης Έναυσης	46
3.2	Απώλειες Επικάλυψης Σβέσης	47
3.3	Υπολογισμός Ισοδύναμου Νεκρού Χρόνου	57
3.4	Παράμετροι καθυστέρησης λόγω της χωρητικότητας εισόδου.	57
4.1	Βασικά Εξαρτήματα Μετατροπέα	68
4.2	Παράμετροι Μοντέλου Απωλειών.	69
4.3	Όργανα μετρήσεων.	84
4.4	Περιγραφή ταλαντωτικών φαινομένων	85
4.5	Θεωρητικές τιμές χρόνου πτώσης τάσης.	87
5.1	Τιμές μετρηθείσας κυμάτωσης ρεύματος.	96

Κεφάλαιο 1

Υπόβαθρο

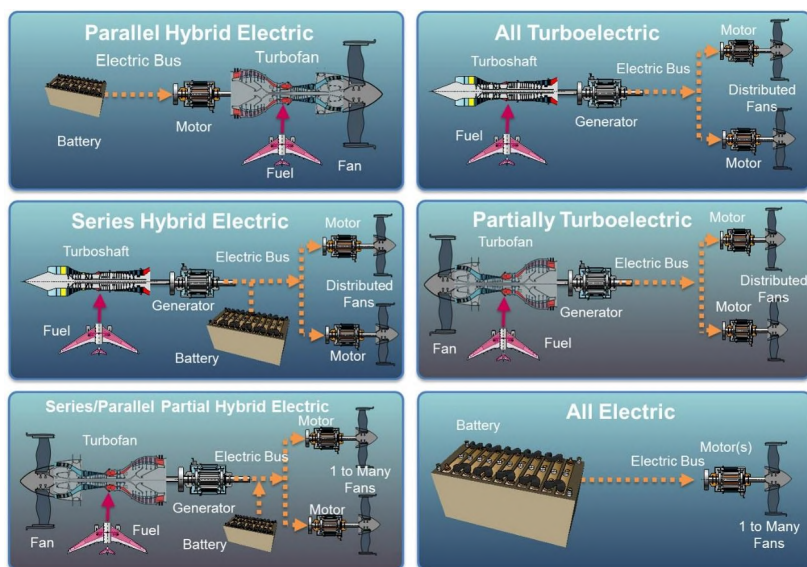
Η ανάγκη περιορισμού των εκπομπών CO₂, προς αποφυγή των καταστροφικών συνεπειών της κλιματικής αλλαγής, έχει οδηγήσει τα τελευταία χρόνια σε μία συστηματική προσπάθεια απεξάρτησης των ανθρώπινων δραστηριοτήτων από τα ορυκτά καύσιμα. Το έτος 2021 ο τομέας των μεταφορών (επιβατών και αγαθών) αποτέλεσε το 28% της συνολικής κατανάλωσης ενέργειας στις Η.Π.Α.. Από αυτή την ενέργεια το 8% αφορά τις εναέριες μεταφορές [1] οι οποίες για την ώρα στηρίζονται αποκλειστικά στην καύση υδρογονανθράκων. Για τα επόμενα έτη, έως το 2041 οι δύο μεγαλύτεροι κατασκευαστές εμπορικών αεροσκαφών, προβλέπουν ετήσιο ρυθμό ανάπτυξης της εναέριας επιβατικής κυκλοφορίας ίσο με 3.6% - 3.8% , ενώ εκτιμούν ότι το 80% των νέων παραδόσεων θα αφορά αεροσκάφη μικρού μεγέθους (single aisle) [2], [3]. Στο πλαίσιο αυτό, η εφαρμογή νέων τεχνολογιών στην αεροπλοΐα, κυρίως όσον αφορά τα συστήματα πρόωσης, τον αεροδυναμικό σχεδιασμό και τα υλικά γίνεται όλο και πιο επιτακτική [4].

1.1 Εξηλεκτρισμός των Εναέριων Μεταφορών

Η χρήση ηλεκτρικών συστημάτων κίνησης ως βασική πηγή ώσης σε αεροσκάφη αναμένεται να διαδραματίσει κεντρικό ρόλο τα επόμενα χρόνια, και έχει ήδη κεντρίσει το ερευνητικό ενδιαφέρον τόσο της ακαδημαϊκής κοινότητας και διάφορων κρατικών οργανισμών όσο και της βιομηχανίας. Πέρα από τη μηδενική εκπομπή ρύπων και αερίων του θερμοκηπίου, μερικά επιπλέον στοιχεία που καθιστούν τον εξηλεκτρισμό των συστημάτων αυτών ελκυστικό είναι τα πλεονεκτήματα που προκύπτουν από τη δυνατότητα κατανομής της ώσης (Distributed Electric Propulsion) [5], [6], καθώς και το ενδεχόμενο λειτουργίας με μειωμένο ακουστικό θόρυβο.

Όσον αφορά την πηγή ενέργειας σε ένα αμιγώς ηλεκτρικό αεροσκάφος, δύο είναι οι επικρατέστερες επιλογές: η χρήση συσσωρευτών ή/και η αποθήκευση υδρογόνου και η μετατροπή του σε ηλεκτρική ενέργεια μέσω κυψελών καυσίμου. Οι τεχνικές προκλήσεις που σχετίζονται, ωστόσο, με τη μέγιστη επιτεύξιμη πυκνότητα ενέργειας των συσσωρευτών αλλά και τη διαχείριση και αποθήκευση του υδρογόνου έχουν εμποδίσει έως σήμερα την υλοποίηση τέτοιων συστημάτων σε ευρεία κλίμακα. Για τον λόγο αυτό, ως ενδιάμεσο στάδιο μεταξύ των συμβατικών και των πλήρως εξηλεκτρισμένων αεροσκαφών έχουν προταθεί υβριδικές λύσεις [7] οι οποίες συνδυάζουν τα οφέλη των ηλεκτρικών συστημάτων ώσης με την αυξημένη πυκνότητα ενέργειας των συμβατικών καυσίμων. Στο Σχ. 1.1 απεικονίζονται διάφορα πιθανά σχήματα εφαρμογής ηλεκτρικών συστημάτων πρόωσης σε αεροσκάφη.

Ενώ η χρήση των ηλεκτρικών αεροσκαφών, μέχρι σήμερα, περιοριζόταν σε εφαρμογές εκπαιδευτικών πτήσεων οι οποίες έχουν μικρή διάρκεια, τα τελευταία χρόνια παρατηρείται έντονη



Σχήμα 1.1: Αρχιτεκτονικές συστημάτων ηλεκτρικής ώσης σε αεροσκάφη [7].

δραστηριότητα έρευνας και ανάπτυξης για εφαρμογές μεταφορών. Στο Σχ. 1.2 απεικονίζονται τρία τέτοια παραδείγματα.



Σχήμα 1.2: **Αριστερά:** Eviation Alice, Πρώτη πτήση: 27-09-2022 [8]. **Κέντρο:** NASA X-57 Maxwell, Αμιγώς ηλεκτρικό με εφαρμογή κατανεμημένης ηλεκτρικής ώσης [9]. **Δεξιά:** Daher EcoPulse, Υβριδικό σύστημα με εφαρμογή κατανεμημένης ηλεκτρικής ώσης [10].

Παράλληλα, ένα νέο είδος εναέριου μέσου που έχει εμφανιστεί και αποτελεί αντικείμενο ανάπτυξης τόσο από καθιερωμένους κατασκευαστές αεροσκαφών όσο και από νεοφυείς επιχειρήσεις, είναι αυτό των ηλεκτρικών αεροσκαφών καθέτου απογείωσης και προσγείωσης (eVTOL). Ο ρόλος των μέσων αυτών είναι οι μεταφορές μικρών αποστάσεων σε αστικό περιβάλλον. Διάφορα πρωτότυπα που έχουν κατασκευαστεί έχουν επιδείξει την δυνατότητα προσαρμογής της κατεύθυνσης της ώσης επιτρέποντας, έτσι, τη λειτουργία υπό περιορισμένο χώρο. Ενδεικτικά παραδείγματα παρουσιάζονται στο Σχ. 1.3.



Σχήμα 1.3: Ενδεικτικά παραδείγματα eVTOL αεροσκαφών. **Αριστερά:** Joby Aviation [11]. **Κέντρο:** Archer Aviation [12]. **Δεξιά:** Vertical Aerospace [13].

1.2 Απαιτήσεις από τους Μετατροπείς

Όσον αφορά τα ηλεκτρονικά ισχύος, η φύση της εφαρμογής επιβάλλει την επίτευξη ιδιαίτερα υψηλών τιμών πυκνότητας ισχύος, απόδοσης, αξιοπιστίας καθώς και τη δυνατότητα ανοχής σε σφάλματα. Μία επιπλέον πρόκληση είναι η ικανότητα αξιοπιστής λειτουργίας σε μεγάλα υψόμετρα. Στην αναφορά [14] παρουσιάζεται μια αναλυτική διερεύνηση των απαιτήσεων όσον αφορά την απόδοση και την πυκνότητα ισχύος σε υβριδικές εφαρμογές αεριοστροβίλου - ηλεκτρικής πρόωσης (turboelectric aircraft power system).

1.2.1 Σχέση Πυκνότητας Ισχύος και Απόδοσης

Προκειμένου να επιτευχθεί μεγάλη πυκνότητα ισχύος είναι αναγκαίο, αρχικά, να προσδιοριστεί το είδος των εξαρτημάτων του μετατροπέα που έχουν την κυρίαρχη συνεισφορά στο συνολικό όγκο και το βάρος. Εάν η αναζήτηση περιοριστεί στα μέρη του ηλεκτρικού συστήματος, συνήθως τα πιο ογκώδη και βαριά είναι τα παθητικά στοιχεία του κυκλώματος δηλαδή οι πυκνωτές και τα πηνία¹. Θεωρώντας έναν μετατροπέα δεδομένης ισχύος και τάσης λειτουργίας, οι τιμές της χωρητικότητας C και της επαγωγής L των στοιχείων κλιμακώνονται με τρόπο ανάλογο της ποσότητας $\frac{1}{f_s}$, όπου f_s είναι η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα [16]. Αυτό σημαίνει ότι εάν οι τιμές C και L υποδιπλασιαστούν, τότε, προκειμένου οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος να παραμείνουν αμετάβλητες, η διακοπτική συχνότητα θα πρέπει να διπλασιαστεί. Δεδομένου ότι το βάρος και ο όγκος είναι αύξουσες συναρτήσεις των τιμών C και L , η αύξηση της πυκνότητας ισχύος προϋποθέτει τη λειτουργία του μετατροπέα με υψηλότερες τιμές διακοπτικής συχνότητας.

Η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, ωστόσο, θα οδηγήσει σε μεγαλύτερες διακοπτικές απώλειες με αποτέλεσμα η απόδοση του μετατροπέα να μειωθεί. Συνεπώς, η πυκνότητα ισχύος και η απόδοση είναι, συνήθως, δύο σχεδιαστικές παράμετροι που πρέπει να συμβιβαστούν. Αξίζει να σημειωθεί, ακόμα, ότι οι αυξημένες διακοπτικές απώλειες ενδέχεται να δημιουργήσουν την απαίτηση για ένα σύστημα ψύξης μεγαλύτερης ικανότητας, το οποίο πιθανώς θα είναι πιο ογκώδες και βαρύ. Το γεγονός αυτό μπορεί να έρθει σε αντίφαση με τον αρχικό στόχο μεγιστοποίησης της πυκνότητας ισχύος, και έτσι, μετά από ένα σημείο, η περαιτέρω αύξηση της διακοπτικής συχνότητας ενδέχεται να μην είναι ιδιαίτερα σκόπιμη.

1.2.2 Εργαλεία Επίτευξης Στόχων

Η ανάπτυξη μετατροπέων που ικανοποιούν τις απαιτήσεις μπορεί να γίνει αφενός μεν αξιοποιώντας εξαρτήματα προηγμένης τεχνολογίας, αφετέρου δε, εφαρμόζοντας κατάλληλες σχεδιαστικές τεχνικές όπως περιγράφεται στις επόμενες υποενότητες.

Ημιαγωγοί Εκτεταμένου Ενεργειακού Διακένου

Οι εξελίξεις στην τεχνολογία των υλικών έχουν επιτρέψει την κατασκευή διακοπτικών στοιχείων από ημιαγωγούς εκτεταμένου ενεργειακού διακένου (Wide Bandgap Semiconductors), όπως πυρίτιο του καρβιδίου και αζωτούχου γάλλιο (SiC, GaN), οι οποίοι μπορούν να αντικαταστήσουν τους συμβατικούς διακόπτες πυριτίου (Si). Το αυξημένο ενεργειακό διάκενο αυτών των υλικών (Πίνακας 1.1) σημαίνει ότι και η μέγιστη τιμή του ηλεκτρικού πεδίου στον διακόπτη

¹Σημειώνεται ότι όσον αφορά τον όγκο, η επίδραση των επαγωγικών στοιχείων πιθανώς να είναι σημαντικότερη αφού, για δεδομένη τάση λειτουργίας, η πυκνότητα ενέργειας των πυκνωτών μπορεί να είναι τάξεις μεγέθους μεγαλύτερη από εκείνη των πηνίων [15].

είναι μεγαλύτερη. Έτσι, για δεδομένη τάση αποκοπής και ημιαγώγιμη επιφάνεια ένας διακόπτης από υλικό εκτεταμένου ενεργειακού θα παρουσιάζει σημαντικά μικρότερη πτώση τάσης κατά την αγωγή συγκριτικά με έναν διακόπτη πυριτίου. Αντίστοιχα, για δεδομένη τιμή πτώσης τάσης κατά την αγωγή, ένας διακόπτης εκτεταμένου ενεργειακού διακένου καταλαμβάνει μικρότερη επιφάνεια με αποτέλεσμα οι διακοπτικές απώλειες να είναι περιορισμένες. Τέλος, σημειώνεται ότι η θερμική αγωγιμότητα αυτών των υλικών είναι υψηλότερη από εκείνη του πυριτίου και, ως εκ τούτου, η ψύξη τους μπορεί να γίνει πιο αποτελεσματικά.

Υλικό	Si	4H-SiC	GaN
Διάκενο [eV]	1.1	3.4	3.4
Θερμική Αγωγιμότητα [$\frac{W}{cm \cdot K}$]	1.3	3.7	2.5

Πίνακας 1.1: Ιδιότητες ημιαγώγιμων υλικών για εφαρμογές ισχύος.

Πολυεπίπεδες Τοπολογίες

Ένα σχεδιαστικό εργαλείο που μπορεί να συνεισφέρει στην ικανοποίηση των απαιτήσεων, ιδιαίτερα σε περιπτώσεις υψηλών επιπέδων ισχύος και τάσης, είναι η χρήση πολυεπίπεδων τοπολογιών μετατροπών. Τέτοιου είδους μετατροπείς κυριαρχούν στις μέρες μας σε εφαρμογές βιομηχανικών συστημάτων κίνησης μέσης τάσης. Αναφορικά με εφαρμογές πρόωσης σε αεροσκάφη, έχουν μελετηθεί τοπολογίες μετατροπών όπως ο FCML και ο 3-L ANPC [17].

Το πλεονέκτημα που προκύπτει από τη χρήση πολλαπλών επιπέδων είναι η δυνατότητα περιορισμού του αρμονικού περιεχομένου της τάσης - και ακολούθως η μείωση των απωλειών στον κινητήρα - χωρίς να είναι απαραίτητο να αυξηθεί η διακοπτική συχνότητα. Αντίστοιχα, το περιορισμένο αρμονικό περιεχόμενο των ηλεκτρικών μεγεθών μπορεί να επιτρέψει τη μείωση του μεγέθους των παθητικών στοιχείων, όπως για παράδειγμα των φίλτρων εισόδου/εξόδου και έτσι να οδηγήσει σε μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος. Στο πλαίσιο της συγκεκριμένης εργασίας, και όπως θα φανεί στα επόμενα κεφάλαια, η παρατήρηση αυτή εφαρμόζεται στο επαγωγικό στοιχείο στην είσοδο του MHF μετατροπέα. Τέλος, οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς καθιστούν εφικτή τη χρήση τόσο πυκνωτών όσο και διακοπών με ονομαστική τάση αποκοπής σημαντικά μικρότερη των τάσεων λειτουργίας του συστήματος. Αυτοί οι διακόπτες, όσον αφορά τις απώλειες, συχνά παρουσιάζουν ευνοϊκότερα χαρακτηριστικά.

Αρθρωτή Σχεδίαση

Η σχεδίαση ενός μετατροπέα που αποτελείται από πανομοιότυπα δομικά μέρη-υπομονάδες παρουσιάζει πλεονεκτήματα όπως το χαμηλότερο κόστος κατασκευής, η ενδεχόμενη δυνατότητα λειτουργίας του συστήματος ακόμα και σε περίπτωση αστοχίας μίας ή περισσότερων υπομονάδων (fault tolerance) καθώς και η ευκολία προσαρμογής του συστήματος κίνησης σε διαφορετικές απαιτήσεις με την επιλογή του κατάλληλου πλήθους υπομονάδων (scalability). Η επιμέρους θεμελιώδης δομική μονάδα αναφέρεται συχνά στη βιβλιογραφία ως Power Electronic Building Block - PEBB ή submodule.

Ενσωμάτωση Μετατροπέα - Διαμόρφωση Κινητήρα

Τέλος, η δυνατότητα ενσωμάτωσης του μετατροπέα εντός του περιβλήματος του κινητήρα μπορεί να είναι ιδιαίτερα ωφέλιμη. Η διάταξη που προκύπτει αναφέρεται συχνά ως Ενσωματω-

μένο Κινητήριο Σύστημα (Integrated Motor Drive - IMD) [18] και παρουσιάζει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα:

1. Μειωμένο όγκο, βάρος και κόστος που προκύπτει από τη χρήση ενιαίου περιβλήματος αλλά και το ενδεχόμενο ύπαρξης ενός κοινού συστήματος ψύξης και για τον κινητήρα και για τον μετατροπέα.
2. Η εγγύτητα του μετατροπέα στα τυλίγματα του κινητήρα επιτρέπει την κατάργηση των μακριών καλωδίων που εκτός από το επιπλέον βάρος, όγκο και κόστος είναι πιθανό να επιβάλλουν τη χρήση επιπρόσθετων φίλτρων προκειμένου να αποφευχθούν προβλήματα με ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο και φαινόμενα ανακλάσεων.
3. Η απουσία καλωδίων καθιστά πλέον πρακτική τη χρήση πολυφασικών κινητήρων οι οποίοι, εκτός των ενδεχόμενων ευνοϊκών χαρακτηριστικών απόδοσης, παρέχουν ακόμα τη δυνατότητα συνεχόμενης λειτουργίας ακόμα και στην περίπτωση σφάλματος σε μία ή περισσότερες φάσεις.

1.3 Ενσωματωμένα Αρθρωτά Κινητήρια Συστήματα (Integrated Modular Motor Drives)

Ο συνδυασμός της αρθρωτής δομής του μετατροπέα και της ενσωμάτωσής του με τον κινητήρα οδηγεί σε διατάξεις γνωστές ως Ενσωματωμένα Αρθρωτά Κινητήρια Συστήματα [18]. Έχουν προταθεί διάφορες τοπολογίες μετατροπέων οι οποίες στηρίζονται στη σύνδεση επιμέρους υπομονάδων είτε παράλληλα, λειτουργώντας από έναν κοινό ζυγό τάσης Σ.Ρ., είτε σε σειρά [19]. Η δεύτερη περίπτωση, η οποία αφορά και τον υπό μελέτη μετατροπέα, είναι ιδιαίτερα πρακτική όταν το επίπεδο τάσης στον ζυγό Σ.Ρ. είναι υψηλό αφού επιτρέπει τη χρήση διακοπών και πυκνωτών μικρότερης τάσης λειτουργίας. Οι διατάξεις των ενσωματωμένων αρθρωτών κινητήριων συστημάτων έχουν αποτελέσει αντικείμενο έρευνας όχι μόνο σε ακαδημαϊκό επίπεδο [20], [21], [22] αλλά και στη βιομηχανία. Ενδεικτικά παραδείγματα εμπορικών εφαρμογών απεικονίζονται στο Σχ. 1.4.



Σχήμα 1.4: Ενσωματωμένα αρθρωτά κινητήρια συστήματα για αεροπορικές εφαρμογές του κατασκευαστή Safran.

Αριστερά: GENeUS Smart Generator: 300 kW, 550-800 V, 8 kW/kg [23],

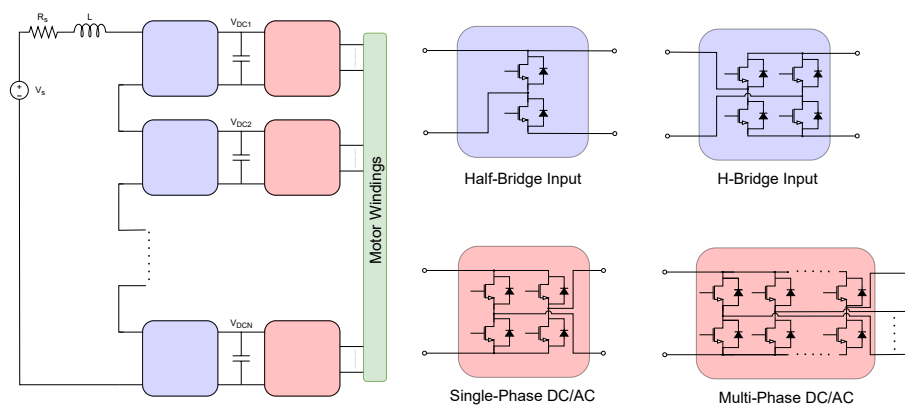
Δεξιά: ENGINeUS Smart Electric Motors: 50 – 500 kW, 850 V, 3.5 kW/kg [24]

Κεφάλαιο 2

Ο MHF μετατροπέας

2.1 Αρχές Λειτουργίας

Ο MHF μετατροπέας (Modular High Frequency Converter - MHFC), ως αρθρωτή τοπολογία, αποτελείται από πανομοιότυπες υπομονάδες (submodules) κάθε μία από τις οποίες τροφοδοτεί γαλβανικά απομονωμένα μεταξύ τους τυλίγματα ενός κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος. Το βασικό χαρακτηριστικό του μετατροπέα είναι η ύπαρξη ενός σταδίου Σ.Ρ. - Σ.Ρ. (στάδιο εισόδου) με τη βοήθεια του οποίου η τάση συνεχούς ρεύματος που παρέχει η πηγή ενέργειας μετατρέπεται με ελεγχόμενο τρόπο σε επιμέρους τάσεις Σ.Ρ. στους πυκνωτές DC-link κάθε υπομονάδας. Προϋπόθεση για τη λειτουργία αυτή είναι η ύπαρξη ενός επαγωγικού στοιχείου σε σειρά με την πηγή τάσης. Ακολούθως, οι συνεχείς τάσεις κάθε υπομονάδας μετατρέπονται σε εναλλασσόμενες οι οποίες τροφοδοτούν τα τυλίγματα του κινητήρα.

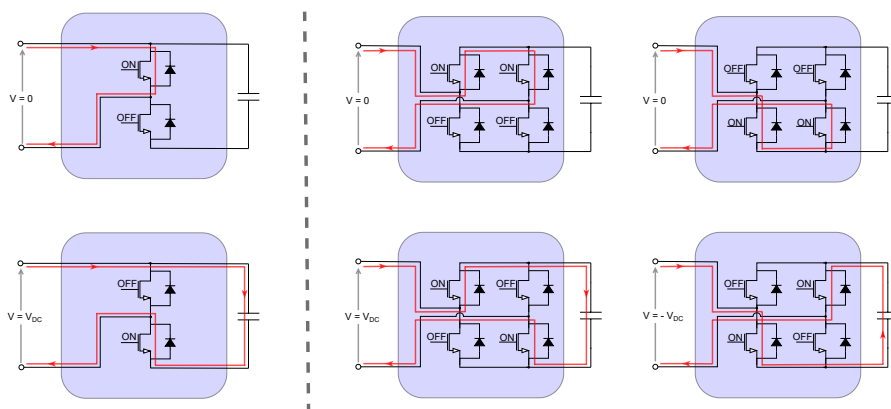


Σχήμα 2.1: Γενική περίπτωση δομής συστήματος κίνησης με MHF μετατροπέα διακοπών τύπου MOSFET.

Στο Σχ. 2.1 περιγράφεται η βασική δομή του MHF μετατροπέα. Το στάδιο εισόδου κάθε υπομονάδας μπορεί να αποτελείται είτε από μία ημιγέφυρα είτε από μια πλήρη γέφυρα. Το στάδιο μετατροπής της συνεχούς τάσης κάθε υπομονάδας σε εναλλασσόμενη ενδέχεται να είναι είτε μονοφασικό είτε πολυφασικό. Το Σχ. 2.1 δείχνει το στάδιο εξόδου υλοποιημένο με μετατροπείς δύο επιπέδων. Ωστόσο, θα ήταν δυνατή, επίσης, η χρήση άλλων πιο σύνθετων τύπων αντιστροφών όπως για παράδειγμα ενός πολυεπίπεδου αντιστροφέα αιωρούμενων πυκνωτών (Flying Capacitor Multilevel Converter). Σημειώνεται ότι στην παραλλαγή του μετατροπέα που προτάθηκε για πρώτη φορά, το στάδιο εισόδου υλοποιείται με ημιγέφυρα ενώ το στάδιο

εξόδου είναι μονοφασικό αποτελούμενο από μία πλήρη γέφυρα [25]. Σε αυτή την περίπτωση κάθε υπομονάδα τροφοδοτεί διαφορετική φάση του μετατροπέα.

Η λειτουργία του σταδίου E.P. του μετατροπέα συνίσταται στη διαμόρφωση του ρεύματος στο τύλιγμα του κινητήρα έτσι ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό σημείο λειτουργίας (ροπή, ταχύτητα). Αντίστοιχα, σκοπός του σταδίου εισόδου είναι η ρύθμιση των τάσεων στους πυκνωτές των υπομονάδων. Εάν αυτό είναι ημιγέφυρα και είναι ενεργοποιημένος ο πάνω διακόπτης, το ρεύμα που παρέχει η πηγή ενέργειας παρακάμπτει τη συγκεκριμένη υπομονάδα και η τάση στους ακροδέκτες εισόδου της είναι ίση με την πτώση τάσης κατά την αγωγή του διακόπτη, δηλαδή, περίπου μηδενική. Στην περίπτωση που άγει ο κάτω διακόπτης, το ρεύμα διαρρέει τους πυκνωτές του DC-link της υπομονάδας συνεισφέροντας στην αύξηση¹ της τάσης τους. Σε αυτή την κατάσταση η τάση στους ακροδέκτες εισόδου της υπομονάδας είναι ίση με την τάση των πυκνωτών. Όταν το στάδιο εισόδου αποτελείται από πλήρη γέφυρα προκύπτει μια επιπλέον πιθανή διακοπτική κατάσταση κατά την οποία το ρεύμα διαρρέει τους πυκνωτές της υπομονάδας με αντίθετη κατεύθυνση. Σε αυτή την περίπτωση η τάση Σ.Ρ. της υπομονάδας τείνει να μειωθεί¹ ενώ η τάση στους ακροδέκτες εισόδου της είναι ίση με την τάση των πυκνωτών με ανεστραμμένη πολικότητα. Οι διακοπτικές αυτές καταστάσεις απεικονίζονται στο Σχ. 2.2.



Σχήμα 2.2: Πιθανές διακοπτικές καταστάσεις σταδίου εισόδου. **Αριστερά:** ημιγέφυρα, **Δεξιά:** πλήρης γέφυρα.

Η αλληλουχία των διακοπτικών καταστάσεων στο σταδίου εισόδου του μετατροπέα θα καθορίσει την ποσότητα του ρεύματος που εισέρχεται στους πυκνωτές κάθε υπομονάδας. Θα διαμορφώσει, παράλληλα, το μέγεθος της τάσης που προβάλλει ο μετατροπέας στο ένα άκρο του επαγωγικού στοιχείου η οποία είναι ίση με το άθροισμα των τάσεων στους ακροδέκτες εισόδου των υπομονάδων. Η μέση τιμή αυτής της ποσότητας διαδραματίζει κυρίαρχο ρόλο στη δυναμική του μετατροπέα ενώ το αρμονικό της περιεχόμενο θα έχει επίδραση στην κυμάτωση που παρουσιάζει το ρεύμα του πηνίου. Η λειτουργία του σταδίου εισόδου παρουσιάζει ομοιότητες με τη λειτουργία ενός μετατροπέα ανύψωσης (boost converter) και, έτσι, θα μπορούσε να θεωρηθεί ως μία πολυεπίπεδη παραλλαγή αυτού. Η αναλυτική διερεύνηση της συμπεριφοράς του σταδίου εισόδου είναι το αντικείμενο του υπόλοιπου μέρους αυτού του κεφαλαίου.

Κλείνοντας αυτή την εισαγωγική ενότητα, παρουσιάζονται παρακάτω μερικά στοιχεία που αναδεικνύουν τις προοπτικές της διάταξης του MHF μετατροπέα και δίνουν κίνητρο για τη λεπτομερή μελέτη του. Πέρα από τα οφέλη που προκύπτουν από τη φύση του μετατροπέα ως

¹ Στην περίπτωση που το σύστημα κίνησης βρίσκεται σε κατάσταση αναγεννητικής πέδησης, το ρεύμα εισόδου έχει φορά εισερχόμενη στην πηγή ενέργειας και, έτσι, η επίδραση στην τάση των πυκνωτών είναι αντίθετη.

αφθρωτού και δυνητικά ενσωματώσιμου, στα οποία έγινε αναφορά στο Κεφάλαιο 1 , η τοπολογία του MHF μετατροπέα επιτρέπει επίσης:

1. Τη χρήση διακοπών χαμηλότερης τάσης αποκοπής οι οποίοι παρουσιάζουν ευνοϊκότερα χαρακτηριστικά [25]. Αυτό είναι άμεσο αποτέλεσμα της σύνδεσης των υπομονάδων σε σειρά.
2. Τη μείωση του μεγέθους των πυκνωτών του DC-link λόγω της δυνατότητας ταχείας ρύθμισης των τάσεων Σ.Ρ. των υπομονάδων με τη βοήθεια του σταδίου εισόδου.
3. Τη δυνατότητα διατήρησης τάσεων Σ.Ρ. των υπομονάδων στην επιθυμητή τιμή ακόμα και όταν η τάση V_s της πηγής ενέργειας παρουσιάζει διακυμάνσεις. Για παράδειγμα, σε εφαρμογές που η πηγή ενέργειας είναι μία συστοιχία συσσωρευτών, η σταδιακή μείωση της τάσης τους όσο μειώνεται η κατάσταση φόρτισης (state of charge) δε θα οδηγήσει σε μείωση της ικανότητας του συστήματος κίνησης.
4. Το ενδεχόμενο προσαρμογής των τάσεων Σ.Ρ. κάθε υπομονάδας ανάλογα με την ταχύτητα του κινητήρα. Όταν η ταχύτητα είναι μειωμένη και δεν απαιτείται υψηλή τιμή τάσης για να αντισταθμίσει την αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη, οι τάσεις στους πυκνωτές DC-link των υπομονάδων μπορούν να ελαττωθούν και το στάδιο εξόδου να λειτουργεί με υψηλότερο συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους. Αυτό θα επιτρέψει, αφενός, σημαντική μείωση των διακοπτικών απωλειών, αφετέρου, ενδέχεται να συνεισφέρει στη μεγαλύτερη διάρκεια ζωής των ημιαγωγικών διακοπών. Ένα παράδειγμα που υποστηρίζει τον ισχυρισμό για την αύξηση της αξιοπιστίας είναι η ισχυρή εξάρτηση της πιθανότητας αστοχίας ενός διακόπτη λόγω κοσμικής ακτινοβολίας από την τάση που εφαρμόζεται στον διακόπτη ([26]: 9.2.2).

2.2 Εργαλεία Ανάλυσης

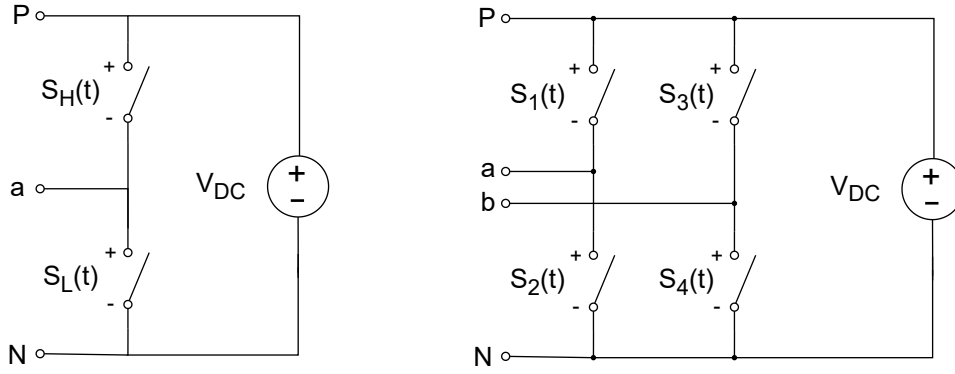
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζονται ορισμένες βασικές αρχές ανάλυσης και εισάγεται ο συμβολισμός που θα ακολουθηθεί για την περιγραφή της λειτουργίας του μετατροπέα.

2.2.1 Ημιγέφυρα - Διακοπτικές Συναρτήσεις

Η θεμελιώδης δομική μονάδα του μετατροπέα τόσο στο στάδιο εισόδου όσο και στο στάδιο εξόδου είναι η διάταξη της ημιγέφυρας (Σχ. 2.3). Αυτή αποτελείται από μία πηγή συνεχούς τάσης και δύο διακόπτες, τον πάνω (high-side switch) και τον κάτω (low-side switch). Κάθε διακόπτης μπορεί να βρίσκεται σε μία από δύο καταστάσεις: είτε να είναι ανοικτός, δηλαδή, να μην άγει ρεύμα και οι ακροδέκτες του να βρίσκονται υπό τάση V_{DC} , είτε να είναι κλειστός που σημαίνει ότι άγει ρεύμα και η τάση στα άκρα του να είναι μηδενική (ή στην περίπτωση που ο διακόπτης δεν είναι ιδανικός, περίπου μηδενική).

Για την περιγραφή της κατάστασης της ημιγέφυρας μπορεί να θεωρηθεί για κάθε διακόπτη η αντίστοιχη **διακοπτική συνάρτηση (switching function)** $s(t)$ η οποία ορίζεται για κάθε χρονική στιγμή και παίρνει την τιμή $s(t) = 1$ όταν ο διακόπτης είναι κλειστός και την τιμή $s(t) = 0$ όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός [27]. Ο κόμβος στο μέσον της ημιγέφυρας ενδέχεται να είναι συνδεδεμένος σε κύκλωμα που λειτουργεί ως πηγή ρεύματος και, επομένως, κάθε χρονική στιγμή ακριβώς ένας από τους δύο διακόπτες θα πρέπει να είναι κλειστός. Το ενδεχόμενο να είναι και οι δύο διακόπτες κλειστοί αποκλείεται αφού θα οδηγούσε σε βραχυκύκλωμα της πηγής τάσης. Προκύπτει, έτσι, η συμπληρωματικότητα των διακοπτικών συναρτήσεων :

$$s_H(t) + s_L(t) = 1$$



Σχήμα 2.3: **Αριστερά:** Διάταξη ημιγέφυρας με ιδανικούς διακόπτες **Δεξιά:** Διάταξη πλήρους γέφυρας.

Με τη βοήθεια των διακοπτικών συναρτήσεων μπορούν να εκφραστούν οι στιγμιαίες τάσεις στους ακροδέκτες της ημιγέφυρας:

$$V_{Pa}(t) = [1 - s_H(t)] \cdot V_{DC}(t) = s_L(t) \cdot V_{DC}(t) \quad (2.1)$$

$$V_{aN}(t) = s_H(t) \cdot V_{DC}(t) = [1 - s_L(t)] \cdot V_{DC}(t) \quad (2.2)$$

Αν στον ακροδέκτη a τοποθετηθεί πηγή ρεύματος $I(t)$ με κατεύθυνση εξερχόμενη από την ημιγέφυρα, μπορεί να υπολογιστεί το ρεύμα σε κάθε εξάρτημα:

$$I_H(t) = s_H(t) \cdot I(t) = [1 - s_L(t)] \cdot I(t) \quad (2.3)$$

$$I_L(t) = -s_L(t) \cdot I(t) = [s_H(t) - 1] \cdot I(t) \quad (2.4)$$

$$I_{V_{DC}}(t) = s_L(t) \cdot I(t) = [1 - s_H(t)] \cdot I(t) \quad (2.5)$$

Στην περίπτωση που οι διακοπτικές συναρτήσεις $s(t)$ είναι περιοδικά σήματα περιόδου $T_s = \frac{1}{f_s}$ ορίζεται ο **λόγος χρησιμοποίησης (duty cycle)** $d \in [0, 1]$ ως το ποσοστό του χρόνου (σε διάστημα μιας διακοπτικής περιόδου) κατά τον οποίο η διακοπτική συνάρτηση έχει τιμή 1:

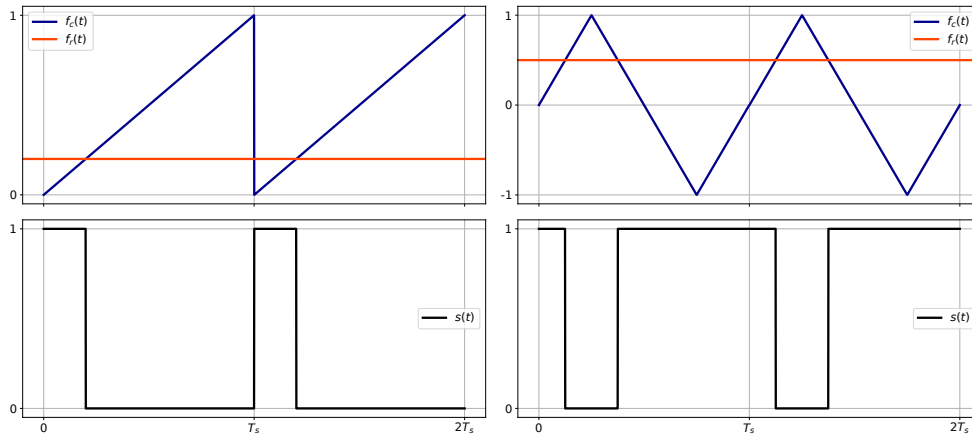
$$d = \frac{T_1}{T_s}$$

Η τιμή του λόγου χρησιμοποίησης ταυτίζεται με τη μέση τιμή της διακοπτικής συνάρτησης υπολογισμένη σε χρονικό παράθυρο εύρους T_s :

$$d = \frac{T_1}{T_s} = \int_{t_0 - \frac{T_s}{2}}^{t_0 + \frac{T_s}{2}} s(t) dt$$

2.2.2 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών

Μια διακοπτική συνάρτηση $s(t)$ μπορεί να δημιουργηθεί συγκρίνοντας μία τιμή αναφοράς $f_r(t)$ με ένα φέρον σήμα $f_c(t)$ συχνότητας f_s . Έτσι, μπορεί να θεωρηθεί ότι $s(t) = 1$ όταν $f_r(t) > f_c(t)$ και $s(t) = 0$ όταν $f_r(t) < f_c(t)$. Αυτή η μέθοδος παραγωγής των παλμών έναυσης για τους διακόπτες αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως Διαμόρφωση Εύρους Παλμών με Χρήση Φέροντος (Carrier-Based PWM).



Σχήμα 2.4: Διαμόρφωση εύρους παλμών με πριονωτό και τριγωνικό φέρον σήμα.

Δύο τύποι φερόντων σημάτων που χρησιμοποιούνται συχνά είναι το πριονωτό και το τριγωνικό (Σχ. 2.4) τα οποία παίρνουν τιμές στα διαστήματα $[0, 1]$ και $[-1, 1]$ αντίστοιχα και μπορούν να εκφραστούν μαθηματικά ως:

$$f_{\text{sawtooth}}(t) = f_s \cdot t - \lfloor f_s \cdot t \rfloor$$

$$f_{\text{triangle}}(t) = \frac{2}{\pi} \arcsin [\sin(2\pi f_s \cdot t)]$$

Αν το φέρον σήμα είναι πριονωτό, η τιμή του ο λόγου χρησιμοποίησης της διακοπτικής συνάρτησης που προκύπτει είναι ίση με την τιμή του σήματος αναφοράς δηλαδή:

$$d = f_r$$

Αντίστοιχα, στην περίπτωση που το φέρον σήμα είναι τριγωνικό ισχύει:

$$d = \frac{f_r + 1}{2}$$

Πλήρης Γέφυρα με Μονοπολική Διαμόρφωση Εύρους Παλμών

Όταν το στάδιο εισόδου είναι ημιγέφυρα, η παραγωγή των παλμών των διακοπών μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας είτε πριονωτό είτε τριγωνικό φέρον χωρίς η επιλογή να έχει κάποια ουσιαστική επίδραση στη λειτουργία του μετατροπέα. Ωστόσο, όταν το στάδιο εισόδου αποτελείται από μία πλήρη γέφυρα, είναι προτιμότερο να εφαρμοστεί ένα σχήμα διαμόρφωσης γνωστό ως Μονοπολική Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Unipolar PWM) αφού θα οδηγήσει σε διπλασιασμό της συχνότητας που εμφανίζεται στους ακροδέκτες εισόδου της υπομονάδας και έτσι σε μειωμένη χυμάτωση του ρεύματος εισόδου.

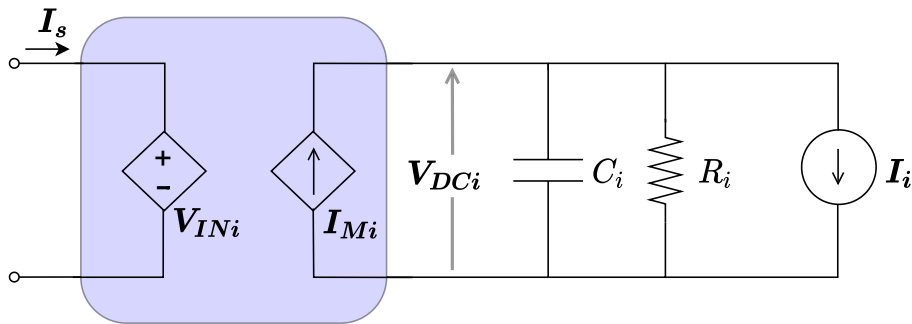
Σε αυτή την υλοποίηση οι διακοπτικές συναρτήσεις παράγονται μέσω σύγκρισης των σημάτων αναφοράς με τριγωνικό φέρον. Εάν η τιμή αναφοράς που χρησιμοποιείται για την παραγωγή παλμών στον άνω διακόπτη της μίας ημιγέφυρας (Σχ. 2.3: S_1) είναι f_r τότε, η αντίστοιχη τιμή αναφοράς για τον άλλον διακόπτη (Σχ. 2.3: S_3) είναι ίση με $-f_r$.

2.2.3 Μέση Τιμή Μεγεθών - Προσέγγιση Αμελητέας Κυμάτωσης

Τα μεγέθη του ρεύματος εισόδου και των τάσεων των πυκνωτών στις υπομονάδες παρουσιάζουν εν γένει κυμάτωση λόγω της διακοπτικής φύσης του μετατροπέα. Εάν όλοι οι διακόπτες αλλάζουν κατάσταση με την ίδια περίοδο T_s , τότε, στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, τα μεγέθη αυτά θα είναι περιοδικά με θεμελιώδη περίοδο το πολύ T_s . Η ακριβής μοντελοποίηση-προσομοίωση της λειτουργίας ενός μετατροπέα μπορεί να γίνει επιλύοντας κάθε φορά το σύστημα διαφορικών εξισώσεων που περιγράφει το κύκλωμα, όπως ορίζεται για κάθε διακοπτική κατάσταση. Συχνά, ωστόσο, είναι χρήσιμο να κατασκευαστεί ένα ισοδύναμο δυναμικό μοντέλο συνεχούς χρόνου το οποίο περιγράφει τη λειτουργία του μετατροπέα αμελώντας την επίδραση των διακοπτικών φαινομένων [28], [29]. Σε αυτή την περίπτωση το ενδιαφέρον συγκεντρώνεται γύρω από τη μέση τιμή των ηλεκτρικών μεγεθών υπολογισμένη σε χρονικό διάστημα εύρους T_s . Σημειώνεται ότι στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας η μέση τιμή των ποσοτήτων αυτών είναι σταθερή. Στο πλαίσιο της ανάλυσης που ακολουθεί, η μέση τιμή θα συμβολίζεται με έντονους χαρακτήρες:

$$\mathbf{f}(t) = \int_{t-\frac{T_s}{2}}^{t+\frac{T_s}{2}} f(\tau) d\tau \quad (2.6)$$

Ακολουθώντας αυτή τη μέθοδο συμβολισμού μπορεί να κατασκευαστεί ένα ισοδύναμο κύκλωμα για την i -οστή υπομονάδα του μετατροπέα όπως απεικονίζεται στο Σχ. 2.5 όπου τα μεγέθη \mathbf{I}_s , \mathbf{V}_{INi} , \mathbf{I}_{Mi} , \mathbf{V}_{DCi} και \mathbf{I}_i αφορούν τις μέσες τιμές των αντίστοιχων ποσοτήτων. Η ισχύς που απορροφά το στάδιο εξόδου έχει μοντελοποιηθεί ως συνδυασμός μιας πηγής ρεύματος \mathbf{I}_i και μίας αντίστασης R_i .



Σχήμα 2.5: Ισοδύναμο κύκλωμα υπομονάδας.

Ο προσδιορισμός των στιγμιαίων τιμών της τάσης που εμφανίζεται στους ακροδέκτες εισόδου V_{INi} της υπομονάδας και του ρεύματος I_{Mi} διαφοροποιείται ανάλογα με την τοπολογία του σταδίου εισόδου. Στην περίπτωση ημιγέφυρας, η χρήση των Εξ. 2.1 και 2.5 δίνει:

$$\begin{aligned} V_{INi}(t) &= s_L(t) \cdot V_{DCi}(t) \\ I_{Mi}(t) &= s_L(t) \cdot I_s(t) \end{aligned}$$

Στην περίπτωση πλήρους γέφυρας η τάση στους ακροδέκτες υπολογίζεται ως η διαφορά των τάσεων ανάμεσα στα μεσαία σημεία (Σχ. 2.3: a, b) και τον αρνητικό ακροδέκτη των δύο ημιγέφυρών. Με αντίστοιχο τρόπο υπολογίζεται και το ρεύμα:

$$\begin{aligned} V_{INi}(t) &= s_1(t) \cdot V_{DCi}(t) - s_3(t) \cdot V_{DCi}(t) = [s_1(t) - s_3(t)] \cdot V_{DCi}(t) \\ I_{Mi}(t) &= [s_1(t) - s_3(t)] \cdot I_s(t) \end{aligned}$$

Ο υπολογισμός των μέσων τιμών των μεγεθών των παραπάνω σχέσεων με βάση την Εξ. 2.6 παρουσιάζει κάποια δυσκολία επειδή εμφανίζονται γινόμενα χρονομεταβλητών όρων. Μπορεί, ωστόσο, να απλοποιηθεί αν γίνει η υπόθεση ότι το ρεύμα στο μέσον της ημιγέφυρας και η τάση Σ.Ρ. είναι μεγέθη περίπου σταθερά (προσέγγιση αμελητέας κυμάτωσης). Τότε η μέση τιμή του γινομένου μπορεί να αντικατασταθεί από το γινόμενο των μέσων τιμών των δύο παραγόντων. Όσον αφορά τις διακοπτικές συναρτήσεις, οι μέσες τιμές τους είναι ίσες με τους αντίστοιχους λόγους χρησιμοποίησης. Αντίστοιχα, οι μέσες τιμές του ρεύματος και της τάσης υπολογίζονται ως:

$$I_s(t) = \int_{t-\frac{T_s}{2}}^{t+\frac{T_s}{2}} I_s(\tau) d\tau, \quad V_{DCi}(t) = \int_{t-\frac{T_s}{2}}^{t+\frac{T_s}{2}} V_{DCi}(\tau) d\tau$$

Προκύπτει, τελικά, ότι στην περίπτωση της ημιγέφυρας είναι:

$$\begin{aligned} V_{INi}(t) &= d_L(t) \cdot V_{DCi}(t) \\ I_{Mi}(t) &= d_L(t) \cdot I_s(t) \end{aligned}$$

ενώ στην περίπτωση της πλήρους γέφυρας:

$$\begin{aligned} V_{INi}(t) &= [d_1(t) - d_3(t)] \cdot V_{DCi}(t) \\ I_{Mi}(t) &= [d_1(t) - d_3(t)] \cdot I_s(t) \end{aligned}$$

Προκειμένου να χρησιμοποιηθεί ενιαίος συμβολισμός θα θεωρηθεί για την i -οστή υπομονάδα μια ποσότητα $k_i(t)$ τέτοια ώστε:

$$V_{INi}(t) = k_i(t) \cdot V_{DCi}(t) \quad (2.7)$$

$$I_{Mi}(t) = k_i(t) \cdot I_s(t) \quad (2.8)$$

Στην περίπτωση ημιγέφυρας είναι $k_i(t) \in [0, 1]$ ενώ στην περίπτωση πλήρους γέφυρας $k_i(t) \in [-1, 1]$.

2.3 Μόνιμη Κατάσταση Λειτουργίας

Σε αυτή την ενότητα εξάγονται οι σχέσεις που συνδέουν τις μέσες τιμές των μεταβλητών κατάστασης του μετατροπέα, δηλαδή τα μεγέθη I_s και V_{DCi} με τις υπόλοιπες παραμέτρους λειτουργίας οι οποίες μπορούν να θεωρηθούν ως είσοδοι. Αυτές είναι η τιμή της πηγής τάσης Σ.Ρ. V_s , τα φορτία κάθε υπομονάδας R_i και I_i καθώς και οι παράμετροι k_i που χαρακτηρίζουν το στάδιο εισόδου του μετατροπέα.

2.3.1 Λειτουργία με Πολυφασικό Στάδιο Εξόδου

Όταν το στάδιο εξόδου είναι πολυφασικό, υπό συμμετρικές συνθήκες, η ισχύς με την οποία τροφοδοτεί κάθε υπομονάδα τα αντίστοιχα τυλίγματα του κινητήρα δεν περιέχει χρονομεταβλητές συνιστώσες χαμηλών συχνοτήτων² και, επομένως, οι τιμές των R_i και \mathbf{I}_i μπορούν να θεωρηθούν σταθερές.

Στη μόνιμη κατάσταση πρέπει τόσο η μέση τιμή της τάσης στα άκρα του επαγωγικού στοιχείου όσο και η μέση τιμή του ρεύματος που εισέρχεται σε κάθε πυκνωτή να είναι μηδενικές. Σε αντίθετη περίπτωση το ρεύμα του πηνίου και η τάση των πυκνωτών θα αυξάνονταν συνεχώς. Αυτές οι δύο συνθήκες μπορούν να εκφραστούν μαθηματικά ως:

$$V_s - \mathbf{I}_s \cdot R_s = \sum_{i=1}^N k_i \cdot V_{DCi} \quad (2.9)$$

$$k_i \cdot \mathbf{I}_s = \frac{1}{R_i} V_{DCi} + \mathbf{I}_i \quad (2.10)$$

όπου N είναι το πλήθος των υπομονάδων.

Η Εξ. 2.10 αναφέρεται στη διατήρηση της μέσης τιμής του φορτίου που είναι αποθηκευμένο στους πυκνωτές του DC-link και μπορεί να γραφεί για κάθε υπομονάδα ξεχωριστά. Πολλαπλασιάζοντας με $R_i \cdot k_i$ και αθροίζοντας τις N το πλήθος σχέσεις της μορφής 2.10 προκύπτει η ποσότητα στο δεξί μέρος της Εξ. 2.9. Έτσι μπορεί να προσδιοριστεί η τιμή του ρεύματος εισόδου και, ακολούθως, οι τάσεις των πυκνωτών:

$$\mathbf{I}_s = \frac{V_s + \sum_{i=1}^N k_i \cdot R_i \cdot \mathbf{I}_i}{R_s + \sum_{i=1}^N k_i^2 \cdot R_i} \quad (2.11)$$

$$V_{DCi} = R_i \cdot (k_i \cdot \mathbf{I}_s - \mathbf{I}_i) \quad (2.12)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις, λόγω της ύπαρξης των πηγών ρεύματος που μοντελοποιούν το φορτίο, ενδέχεται να προκύψουν αρνητικές τιμές τάσεων (όταν $\mathbf{I}_i > k_i \cdot \mathbf{I}_s$). Κάτι τέτοιο, φυσικά, δεν είναι δυνατόν διότι οποιαδήποτε αρνητική τάση στους πυκνωτές θα εκτονωθεί μέσω των διόδων ελεύθερης διέλευσης. Αν χρησιμοποιηθούν μόνο αντιστάσεις για τη μοντελοποίηση του φορτίου οι παραπάνω σχέσεις απλοποιούνται στη μορφή:

$$\mathbf{I}_s = \frac{V_s}{R_s + \sum_{i=1}^N k_i^2 \cdot R_i} \quad (2.13)$$

$$V_{DCi} = k_i \cdot R_i \cdot \mathbf{I}_s \quad (2.14)$$

Υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας η ισχύς που παρέχει ο μετατροπέας κατανέμεται ισόποσα μεταξύ των υπομονάδων οπότε είναι $R_i = R$ και $k_i = k \ \forall i$ και έτσι:

$$\mathbf{I}_s = \frac{V_s}{R_s + N \cdot k^2 \cdot R} \quad (2.15)$$

$$V_{DCi} = \frac{V_s}{N \cdot k + \frac{R_s}{k \cdot R}} \quad (2.16)$$

²Λόγω της διακοπτικής λειτουργίας θα υπάρχουν χρονομεταβλητές συνιστώσες σε συχνότητες τάξης μεγέθους της διακοπτικής συχνότητας.

Η έκφραση για τον υπολογισμό των τάσεων είναι παρόμοια με εκείνη του μετατροπέα ανύψωσης με τη διαφορά ότι σε αυτή την περίπτωση υπάρχει ο παράγοντας N ο οποίος αναπαριστά τον επιμερισμό της τάσης στις υπομονάδες. Ενδιαφέρον παρουσιάζει, επίσης, η περίπτωση κατά την οποία τα φορτία δεν είναι ίσα σε όλες τις υπομονάδες. Τότε, η λειτουργία του μετατροπέα με κοινή παράμετρο k σε όλες τις υπομονάδες θα οδηγήσει σε διαφορετικές τιμές τάσεων V_{DCi} οι οποίες μπορούν άμεσα να υπολογιστούν εφαρμόζοντας τις Εξ. 2.13 - 2.14. Κατόπιν, μπορούν να υπολογιστούν οι απαιτούμενες παράμετροι k_i η εφαρμογή των οποίων θα οδηγήσει στην επαναφορά των τάσεων σε όλες τις υπομονάδες στην τιμή V_{nom} .

$$k_i = \frac{V_{nom}}{R_i \cdot I_s} \quad (2.17)$$

όπου η τιμή του ρεύματος I_s προκύπτει από τη λύση της εξίσωσης:

$$R_s \cdot I_s^2 - V_s \cdot I_s + V_{nom}^2 \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i} = 0 \quad (2.18)$$

ή προσεγγιστικά αν αγνοηθεί η επίδραση της αντίστασης R_s από τη σχέση:

$$I_s = \frac{V_{nom}^2}{V_s} \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i} \quad (2.19)$$

2.3.2 Λειτουργία με Μονοφασικό Στάδιο Εξόδου

Στην περίπτωση που το στάδιο εξόδου είναι μονοφασικό, η στιγμιαία ισχύς που τροφοδοτεί κάθε υπομονάδα δεν είναι σταθερή αλλά περιέχει έναν ημιτονοειδή όρο σε συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους. Εάν στην i -οστή υπομονάδα το ρεύμα φορτίου και η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου είναι:

$$\begin{aligned} V_{Li}(t) &= \hat{V}_{Li} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \\ I_{Li}(t) &= \hat{I}_{Li} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - \phi) \end{aligned}$$

όπου $\cos(\phi)$ ο συντελεστής ισχύος του κινητήρα, τότε η στιγμιαία ισχύς υπολογίζεται ως:

$$P_i(t) = V_{Li}(t) \cdot I_{Li}(t) = \hat{V}_{Li} \cdot \hat{I}_{Li} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - \phi)$$

Εφαρμόζοντας την τριγωνομετρική ταυτότητα για το γινόμενο ημιτόνων προκύπτει:

$$P_i(t) = \frac{1}{2} \cdot \hat{V}_{Li} \cdot \hat{I}_{Li} \cdot [\cos(\phi) - \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t - \phi)] \quad (2.20)$$

Το φορτίο μπορεί να μοντελοποιηθεί με πηγή ρεύματος $I_i(t)$ αποτελούμενη από ένα σταθερό και ένα χρονομεταβλητό όρο:

$$I_i(t) = I_i + I_{ACi}(t) = \frac{P_i(t)}{V_{DCi}} = \frac{\hat{I}_{Li}}{2} \cdot \frac{\hat{V}_{Li}}{V_{DCi}} \cdot \cos(\phi) - \frac{\hat{I}_{Li}}{2} \cdot \frac{\hat{V}_{Li}}{V_{DCi}} \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t - \phi) \quad (2.21)$$

Προκειμένου η τάση V_{DCi} να παραμείνει σταθερή³ πρέπει η μέση τιμή του ρεύματος που εισέρχεται στους πυκνωτές να είναι ίση με τη μέση τιμή του ρεύματος που απορροφά το στάδιο

³Η αντιστάθμιση της κυμάτωσης της τάσης του DC-link που προκαλείται από την ημιτονοειδή μορφή της στιγμιαίας ισχύος αποτελεί μία σημαντική πρόκληση σε μονοφασικούς μετατροπείς [30], [31]. Η χρήση αυξημένης τιμής χωρητικότητας για την απορρόφηση των διακυμάνσεων της ισχύος δεν ενδείκνυται για τη συγκεκριμένη εφαρμογή λόγω της ανάγκης για μειωμένο βάρος και όγκο. Είναι σκόπιμο, επομένως, η αντιστάθμιση να γίνει με ενεργό τρόπο.

εξόδου, δηλαδή:

$$\mathbf{I}_{Mi}(t) = k_i(t) \cdot \mathbf{I}_s(t) = \mathbf{I}_i(t) \quad (2.22)$$

Υπό κανονικές συνθήκες, οι φάσεις του κινητήρα τροφοδοτούνται με συμμετρικό τρόπο και έτσι η συνολική ισχύς που παρέχει η πηγή ενέργειας είναι σταθερή. Συνεπώς, και το μέγεθος $\mathbf{I}_s(t)$ θα πρέπει να είναι σταθερό. Αν η τιμή της παραμέτρου $k_i(t)$ χωριστεί σε ένα σταθερό και ένα χρονομεταβλητό μέρος:

$$k_i(t) = k_i + k_{ACi}(t)$$

από την Εξ. 2.22 προκύπτει ότι:

$$k_i = \frac{\mathbf{I}_i}{\mathbf{I}_s} = \frac{\hat{I}_{Li}}{2\mathbf{I}_s} \cdot \frac{\hat{V}_{Li}}{\mathbf{V}_{DCi}} \cdot \cos(\phi) \quad (2.23)$$

$$k_{ACi}(t) = \frac{\mathbf{I}_{ACi}(t)}{\mathbf{I}_s} = -\frac{\hat{I}_{Li}}{2\mathbf{I}_s} \cdot \frac{\hat{V}_{Li}}{\mathbf{V}_{DCi}} \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t - \phi) = -\frac{k_i}{\cos(\phi)} \cdot \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t - \phi) \quad (2.24)$$

και έτσι η στιγμιαία τιμή της παραμέτρου $k_i(t)$ μπορεί να εκφραστεί ως:

$$k_i(t) = k_i \cdot \left(1 - \frac{\cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t - \phi)}{\cos(\phi)} \right) \quad (2.25)$$

Στην περίπτωση που το στάδιο εισόδου υλοποιείται με ημιγέφυρα πρέπει να ισχύει:

$$0 \leq k_i(t) \leq 1 \quad (2.26)$$

Λαμβάνοντας υπόψιν τη μέγιστη και την ελάχιστη τιμή του ημιτονοειδούς όρου, η ικανοποίηση της συνθήκης της Εξ. 2.26 για κάθε χρονική στιγμή είναι ισοδύναμη με:

$$k_i \cdot \left(1 + \frac{1}{\cos(\phi)} \right) \leq 1 \quad \text{και} \quad k_i \cdot \left(1 - \frac{1}{\cos(\phi)} \right) \geq 0$$

Η δεύτερη ανισότητα αληθεύει μόνο όταν $\cos(\phi) = 1$ και έτσι αντικαθιστώντας στην πρώτη προκύπτει ότι $k_i \leq 0.5$.

Αυτά τα αποτελέσματα [32] μπορούν να ερμηνευθούν ως εξής: Η πλήρης αντιστάθμιση της κυμάτωσης της τάσης μπορεί να επιτευχθεί μόνον όταν ο συντελεστής ισχύος είναι μοναδιαίος. Σε αντίθετη περίπτωση υπάρχουν στιγμές κατά τις οποίες η τιμή της στιγμιαίας ισχύος αλλάζει πρόσημο. Εάν, για παράδειγμα, στο σύστημα κίνησης η ροή ενέργειας έχει φορά από την πηγή προς τον κινητήρα και ο συντελεστής ισχύος είναι μικρότερος της μονάδας, θα υπάρχουν στιγμές κατά τις οποίες η ενέργεια επιστρέφει από τον κινητήρα στον μετατροπέα οδηγώντας σε αύξηση της τάσης των πυκνωτών. Μέσω της ημιγέφυρας του σταδίου εισόδου, ωστόσο, το ρεύμα \mathbf{I}_s είναι δυνατόν μόνο είτε να παρακάμψει είτε να φορτίσει την χωρητικότητα της υπομονάδας αλλά όχι να την εκφορτίσει. Έτσι, η αύξηση της τάσης του DC-link σε αυτά τα διαστήματα όπου $P_i(t) < 0$ είναι αναπόφευκτη. Αντίστοιχα, προκειμένου να είναι δυνατή η στιγμιαία τροφοδότηση της υπομονάδας μέσω του σταδίου εισόδου με τη μέγιστη τιμή που παρουσιάζει η $P_i(t)$ θα πρέπει να υπάρχει το αντίστοιχο περιθώριο αύξησης της παραμέτρου $k_i(t)$, και συγκεκριμένα όπως προέκυψε, πρέπει να είναι $k_i \leq 0.5$.

Εάν το στάδιο εισόδου υλοποιηθεί με πλήρη γέφυρα η επιπλέον διακοπτική κατάσταση που είναι διαθέσιμη επιτρέπει την πλήρη αντιστάθμιση της κυμάτωσης ακόμα και όταν $\cos(\phi) \neq 1$. Η αντίστοιχη συνθήκη είναι:

$$-1 \leq k_i(t) \leq 1 \quad (2.27)$$

ή οποία μεταφράζεται:

$$k_i \cdot \left(1 + \frac{1}{\cos(\phi)}\right) \leq 1 \quad \text{και} \quad k_i \cdot \left(1 - \frac{1}{\cos(\phi)}\right) \geq -1$$

ή ισοδύναμα:

$$k_i \leq \frac{\cos(\phi)}{1 + \cos(\phi)} \quad \text{και} \quad k_i \leq \frac{\cos(\phi)}{1 - \cos(\phi)}$$

Όταν ικανοποιείται η πρώτη ανισότητα θα ικανοποιείται και η δεύτερη οπότε τελικά:

$$k_i \leq \frac{\cos(\phi)}{1 + \cos(\phi)} \quad (2.28)$$

Όταν $\cos(\phi) = 1$ προκύπτει $k_i \leq 0.5$ όπως στην περίπτωση της ημιγέφυρας. Όσο μειώνεται ο συντελεστής ισχύος τόσο μικρότερη θα πρέπει να είναι η τιμή του k_i που σημαίνει ότι το στάδιο εισόδου θα πρέπει να λειτουργεί με μεγαλύτερο λόγο ανύψωσης.

2.4 Δυναμικό Μοντέλο

Η δυναμική του μετατροπέα μπορεί να διερευνηθεί χρησιμοποιώντας και πάλι τη μέθοδο υπολογισμού των μέσων τιμών. Οι μεταβλητές κατάστασης είναι το ρεύμα του επαγωγικού στοιχείου και οι τάσεις των πυκνωτών κάθε υπομονάδας. Έτσι, ένας MHF μετατροπέας N υπομονάδων μπορεί να μοντελοποιηθεί με ένα δυναμικό σύστημα τάξης $N + 1$. Εφαρμόζοντας τις θεμελιώδεις σχέσεις που συνδέουν το ρεύμα και την τάση σε χωρητικά και επαγωγικά στοιχεία προκύπτει:

$$L \cdot \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} = V_L = V_s - R_s \cdot \mathbf{I}_s - \sum_{i=1}^N k_i \cdot \mathbf{V}_{DCi}$$

$$C_i \cdot \frac{d\mathbf{V}_{DCi}}{dt} = I_c = k_i \cdot \mathbf{I}_s - \frac{1}{R_i} \mathbf{V}_{DCi} - \mathbf{I}_i$$

Αναδιατάσσοντας τους όρους, οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να εκφραστούν ως:

$$\frac{d\mathbf{I}_s(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L} \cdot \mathbf{I}_s(t) - \frac{1}{L} \cdot \sum_{i=1}^N k_i(t) \cdot \mathbf{V}_{DCi}(t) + \frac{1}{L} \cdot V_s(t) \quad (2.29)$$

$$\frac{d\mathbf{V}_{DCi}(t)}{dt} = \frac{1}{C_i} \cdot k_i(t) \cdot \mathbf{I}_s(t) - \frac{1}{C_i} \cdot \frac{1}{R_i(t)} \cdot \mathbf{V}_{DCi}(t) - \frac{1}{C_i} \cdot \mathbf{I}_i(t) \quad (2.30)$$

όπου έχει τονιστεί η πιθανή εξάρτηση των διαφόρων μεγεθών από το χρόνο. Το παραπάνω σύστημα το οποίο είναι ισοδύναμο με αυτό που παρουσιάζεται στο [33] είναι μη γραμμικό καθώς οι συντελεστές των μεταβλητών κατάστασης δεν είναι εν γένει σταθεροί. Σημειώνεται ότι οι σχέσεις που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα και αφορούν τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας μπορούν, εναλλακτικά, να προκύψουν και από τις Εξ. 2.29 και 2.30 θέτοντας τις παραγώγους ίσες με το μηδέν.

2.5 Επιβεβαίωση Μοντέλου μέσω Προσομοίωσης

Προκειμένου να διερευνηθεί η ακρίβεια των παραπάνω σχέσεων που βασίζονται στην ανάλυση μέσης τιμής έγινε προσομοίωση ενός μετατροπέα 3 υπομονάδων με τη βοήθεια του λογισμικού PLECS. Το στάδιο εισόδου υλοποιήθηκε με ημιγέφυρα η οποία ελέγχεται από σήματα έναυσης με σχετική διαφορά φάσης (PS-PWM) διακοπτικής συχνότητας 100 kHz. Χρησιμοποιήθηκαν οι εξής παράμετροι: $V_s = 150 \text{ V}$, $R_s = 1 \Omega$, $C = 40 \mu\text{F}$ και το στάδιο εξόδου μοντελοποιήθηκε με συνδυασμό ωμικών αντιστάσεων και πηγών ρεύματος. Η τιμή της ωμικής αντίστασης εισόδου R_s που χρησιμοποιήθηκε είναι σκόπιμα αυξημένη για να γίνει πιο έντονη η επίδρασή της. Εξετάστηκαν δύο περιπτώσεις όσον αφορά την τιμή του επαγωγικού στοιχείου: $L = 5 \text{ mH}$ και $L = 50 \mu\text{H}$.

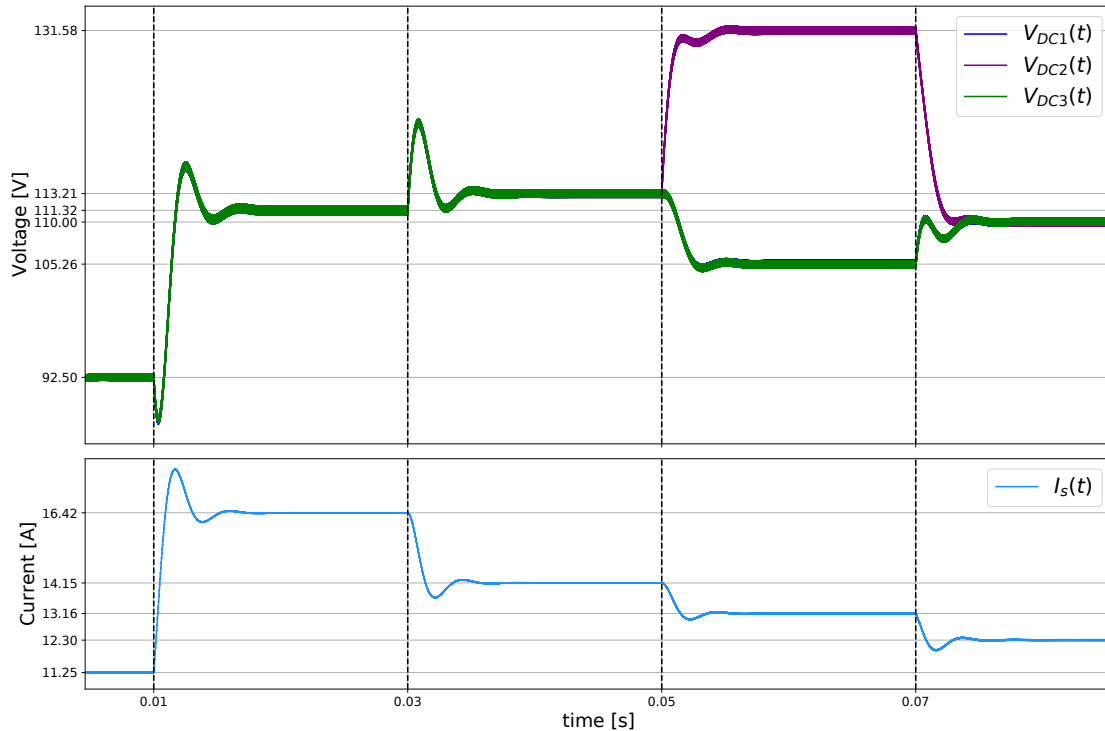
Προσομοιώθηκε η λειτουργία για 5 διαφορετικές καταστάσεις όπως περιγράφονται στον Πίνακα 2.1 μεταξύ των οποίων συμβαίνουν βηματικές μεταβολές τόσο στο φορτίο όσο και στις μεταβλητές ελέγχου του σταδίου εισόδου (παράμετροι k_i). Στον Πίνακα 2.1 περιλαμβάνονται, επίσης, τα αποτελέσματα από τη χρήση των Εξ. 2.11 και 2.12 για τον θεωρητικό υπολογισμό των τιμών μόνιμης κατάστασης για κάθε στάδιο της προσομοίωσης. Όσον αφορά το τελευταίο χρονικό διάστημα (Κατάσταση 5), οι συντελεστές k_i έχουν υπολογιστεί σύμφωνα με τις Εξ. 2.17 και 2.18 με στόχο να εξισορροπηθούν οι τάσεις των υπομονάδων στην τιμή $V_{nom} = 110 \text{ V}$.

Κατάσταση 1	Κατάσταση 2	Κατάσταση 3	Κατάσταση 4	Κατάσταση 5
$I_1 = I_2 = I_3 = 1 \text{ A}$	$I_1 = I_2 = I_3 = 1 \text{ A}$	$I_1 = I_2 = I_3 = 0$	$I_1 = I_2 = I_3 = 0$	$I_1 = I_2 = I_3 = 0$
$R_2 = 20 \Omega$ $R_1 = R_3 = 20 \Omega$	$R_2 = 20 \Omega$ $R_1 = R_3 = 20 \Omega$	$R_2 = 20 \Omega$ $R_1 = R_3 = 20 \Omega$	$R_2 = 25 \Omega$ $R_1 = R_3 = 20 \Omega$	$R_2 = 20 \Omega$ $R_1 = R_3 = 20 \Omega$
$k_2 = 0.5$ $k_1 = k_3 = 0.5$	$k_2 = 0.4$ $k_1 = k_3 = 0.4$	$k_2 = 0.4$ $k_1 = k_3 = 0.4$	$k_2 = 0.4$ $k_1 = k_3 = 0.4$	$k_2 = 0.35765$ $k_1 = k_3 = 0.44707$
$I_s = 11.25 \text{ A}$	$I_s = 16.42 \text{ A}$	$I_s = 14.15 \text{ A}$	$I_s = 13.16 \text{ A}$	$I_s = 12.30 \text{ A}$
$V_{DC1} = 92.50 \text{ V}$	$V_{DC1} = 111.32 \text{ V}$	$V_{DC1} = 113.21 \text{ V}$	$V_{DC1} = 105.26 \text{ V}$	$V_{DC1} = 110 \text{ V}$
$V_{DC2} = 92.50 \text{ V}$	$V_{DC2} = 111.32 \text{ V}$	$V_{DC2} = 113.21 \text{ V}$	$V_{DC2} = 131.58 \text{ V}$	$V_{DC2} = 110 \text{ V}$
$V_{DC3} = 92.50 \text{ V}$	$V_{DC3} = 111.32 \text{ V}$	$V_{DC3} = 113.21 \text{ V}$	$V_{DC3} = 105.26 \text{ V}$	$V_{DC3} = 110 \text{ V}$

Πίνακας 2.1: Παράμετροι λειτουργίας και θεωρητικές εκτιμήσεις μεγεθών σε κάθε στάδιο της προσομοίωσης.

2.5.1 Περίπτωση Αμελητέας Κυμάτωσης Ρεύματος Εισόδου ($L = 5 \text{ mH}$)

Όπως προκύπτει από το Σχ. 2.6 οι τιμές μόνιμης κατάστασης που υπολογίστηκαν είναι σε συμφωνία με της κυματομορφές της προσομοίωσης. Ακόμα, η χρήση των θεωρητικά υπολογισμένων παραμέτρων k_i οδηγεί στην επιτυχή εξισορρόπηση των τάσεων στην τιμή των 110 V. Από το Σχ. 2.7 γίνεται φανερό ότι για τις παραμέτρους που χρησιμοποιήθηκαν το αναλυτικό μοντέλο των Εξ. 2.29 και 2.30 μπορεί περιγράψει με ακρίβεια τη δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα. Στην περίπτωση του ρεύματος η κυμάτωση είναι τόσο μικρή έτσι ώστε οι δύο κυματομορφές σχεδόν συμπίπτουν. Η διαφορά των πραγματικών μεγεθών και αυτών του ισο-

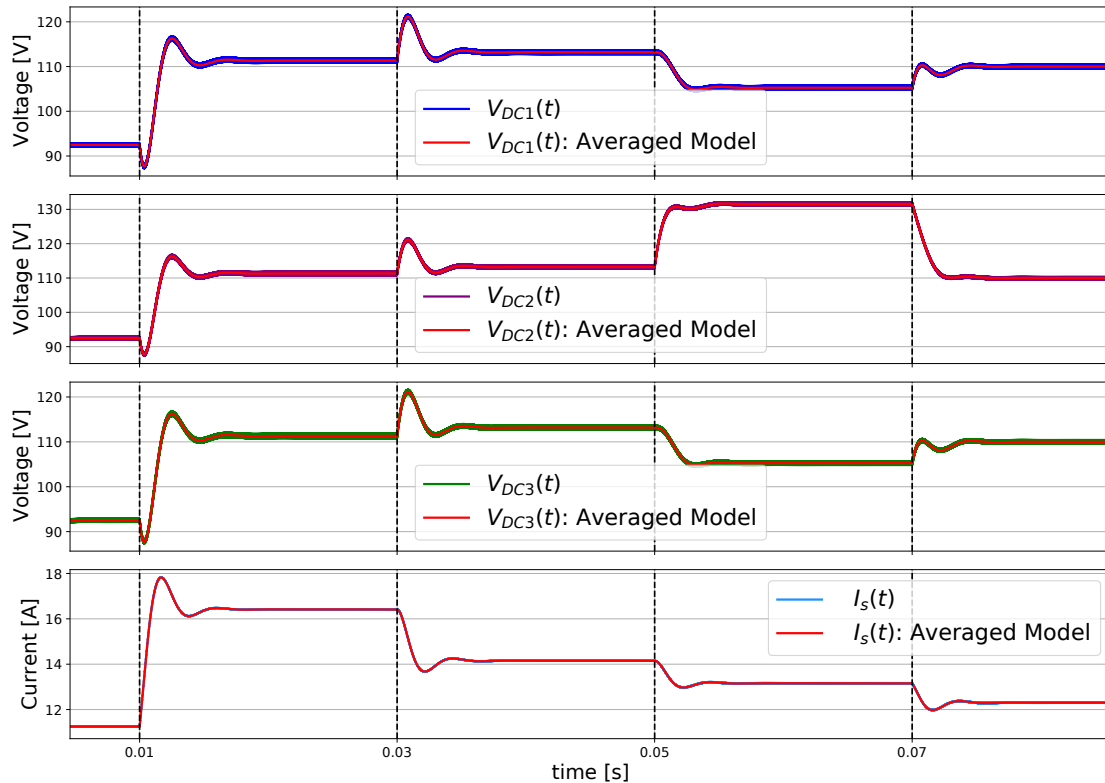


Σχήμα 2.6: Τάσεις πυκνωτών υπομονάδων και ρεύμα εισόδου για $L = 5$ mH (προσομοίωση).

δυναμού μοντέλου μέσης τιμής φαίνεται ξεκάθαρα στο Σχ. 2.8 το οποίο δείχνει την απόκριση της τάσης V_{DC1} τη χρονική στιγμή όπου οι παράμετροι k_i μειώνονται βηματικά.

Σχετικά με τις αποκρίσεις που παρουσιάστηκαν αξίζει να αναφερθούν δύο ενδιαφέροντα σημεία. Πρώτον, η μεταβολή του φορτίου μίας υπομονάδας επηρεάζει τις τάσεις και των υπολοίπων υπομονάδων. Αντίστοιχα, η διορθωτική ενέργεια για την εξισορρόπηση των τάσεων αφορά τις παραμέτρους k_i όλων των υπομονάδων και όχι μόνο εκείνης στην οποία άλλαξε το φορτίο. Στην περίπτωση που προσομοιώθηκε, η αύξηση της αντίστασης R_2 οδηγεί σε μία κατάσταση κατά την οποία το μέσο ρεύμα που εισέρχεται στον πυκνωτή είναι μεγαλύτερο από αυτό που απορροφά το στάδιο εξόδου με αποτέλεσμα η τάση V_{DC2} να αυξηθεί. Αυτή η αύξηση συνεπάγεται αύξηση της μέσης τιμής της τάσης που προβάλλει ο μετατροπέας στο επαγωγικό στοιχείο γεγονός που οδηγεί στη μείωση του ρεύματος. Ακολούθως, η μείωση του ρεύματος θα οδηγήσει σε ελάττωση του μέσου ρεύματος που εισέρχεται στους πυκνωτές των υπόλοιπων υπομονάδων και ως εκ τούτου στη μείωση των τάσεών τους.

Το δεύτερο σημείο που αξίζει να αναφερθεί σχετίζεται με την απόκριση των τάσεων τη στιγμή που οι παράμετροι k_i μειώνονται βηματικά (Σχ. 2.6 - 2.8: πρώτο μεταβατικό φαινόμενο). Ενώ το τελικό αποτέλεσμα είναι η αύξηση των τάσεων, τις πρώτες στιγμές παρατηρείται μία μείωση. Αυτή η συμπεριφορά συναντάται συχνά σε μετατροπείς Σ.Ρ.- Σ.Ρ. [29] και παραπέμπει σε δυναμικά συστήματα με μηδενικά στο δεξί μιγαδικό ημιπίεδο. Μπορεί να ερμηνευθεί ως εξής: Τις πρώτες στιγμές μείωσης των k_i η μέση τιμή του ρεύματος που εισέρχεται στους πυκνωτές κάθε υπομονάδας μειώνεται και έτσι προκαλείται η σχετική πτώση της τάσης. Είναι αναγκαίο να μεσολαβήσει ένα χρονικό διάστημα έως ότου η μειωμένη τάση που προβάλλει ο μετατροπέας στο πηνίο να οδηγήσει στην αύξηση του ρεύματος και έτσι στην αύξηση των τάσεων Σ.Ρ. των υπομονάδων.



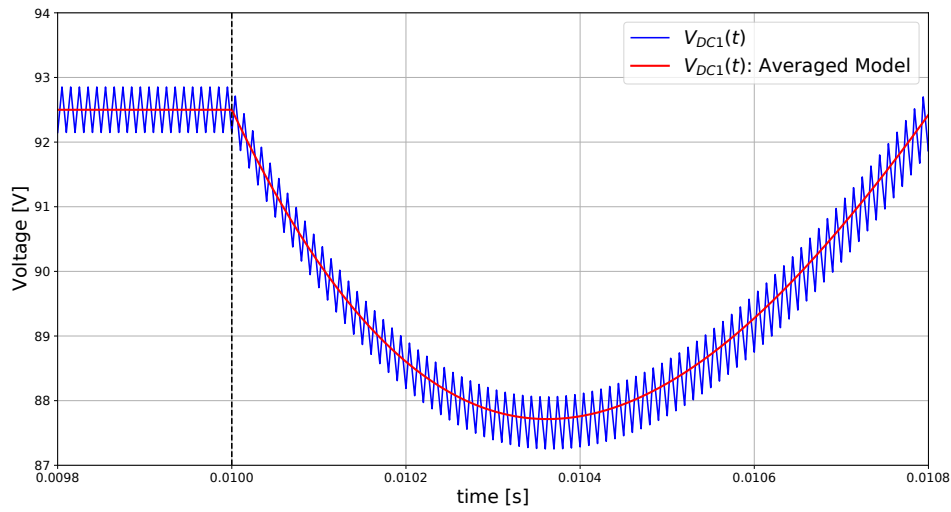
Σχήμα 2.7: Σύγκριση μοντέλου μέσης τιμής με την προσομοίωση όταν $L = 5 \text{ mH}$.

2.5.2 Περίπτωση μη Αμελητέας Κυμάτωσης Ρεύματος Εισόδου ($L = 50 \mu\text{H}$)

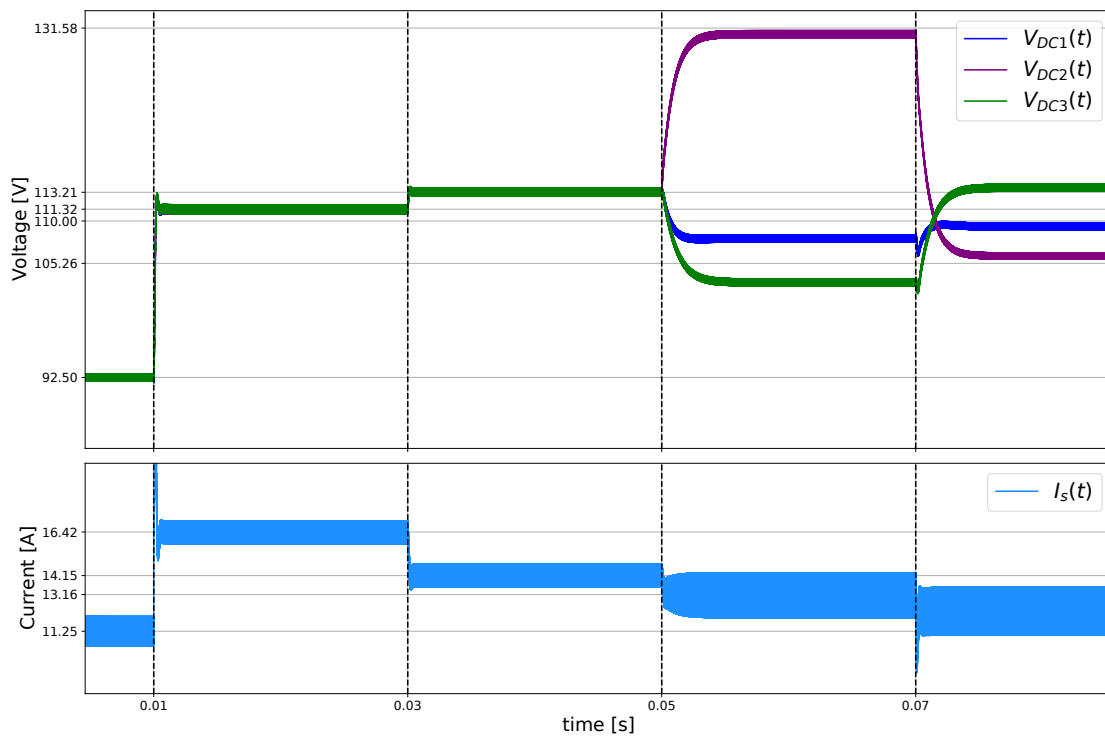
Ένα κρίσιμο βήμα κατά την εξαγωγή των παραπάνω αναλυτικών εκφράσεων ήταν ο προσδιορισμός της μέσης τιμής του ρεύματος που εισέρχεται στους πυκνωτές κάθε υπομονάδας αλλά και της τάσης στους ακροδέκτες εισόδου της (Εξ. 2.8 και 2.7 αντίστοιχα). Για τον υπολογισμό αυτών των μεγεθών έγινε η παραδοχή ότι το ρεύμα εισόδου $I_s(t)$ και οι τάσεις $V_{DCi}(t)$ στους πυκνωτές κάθε υπομονάδας είναι περίπου σταθερά. Έτσι, δικαιολογήθηκε ο υπολογισμός της μέσης τιμής ως γινομένου μέσων τιμών. Η σωστή λειτουργία του σταδίου εξόδου προϋποθέτει ότι οι τάσεις στο DC-link κάθε υπομονάδας παρουσιάζουν μικρή κυμάτωση και, επομένως, οι πυκνωτές διαστασιολογούνται κατάλληλα. Ως εκ τούτου, η χρήση της Εξ. 2.7 είναι σχεδόν πάντοτε εύλογη. Στην περίπτωση του ρεύματος, ωστόσο, ως συνέπεια της μείωσης του μεγέθους του επαγωγικού στοιχείου στο πλαίσιο της προσπάθειας ελαχιστοποίησης του όγκου και του βάρους, η κυμάτωση ενδέχεται να μην είναι ασήμαντη.

Για τη μελέτη της ακρίβειας του μοντέλου σε αυτή την περίπτωση προσομοιώθηκε και πάλι η ακολουθία καταστάσεων του πίνακα 2.1 με τη διαφορά ότι η τιμή του επαγωγικού στοιχείου ελαττώθηκε κατά δύο τάξεις μεγέθους ($L = 50 \mu\text{H}$). Οι κυματομορφές των Σχ. 2.9 και 2.10 επιβεβαιώνουν την αυξημένη κυμάτωση του ρεύματος και δείχνουν ότι το μοντέλο μέσης τιμής είναι ακριβές μόνον όσο ο μετατροπέας λειτουργεί με ίσα φορτία σε κάθε υπομονάδα. Τη στιγμή, που αλλάζει η τιμή της R_2 παρουσιάζονται αποκλίσεις. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ότι οι τάσεις V_{DC1} και V_{DC3} δεν σταθεροποιούνται στην ίδια τιμή μόνιμης κατάστασης. Ακολούθως, η εξισορρόπηση των τάσεων με τις τιμές των k_i που υπολογίστηκαν δεν είναι επιτυχής.

Προκειμένου να γίνει κατανοητός ο τρόπος με τον οποίο η μεγάλη κυμάτωση του ρεύμα-

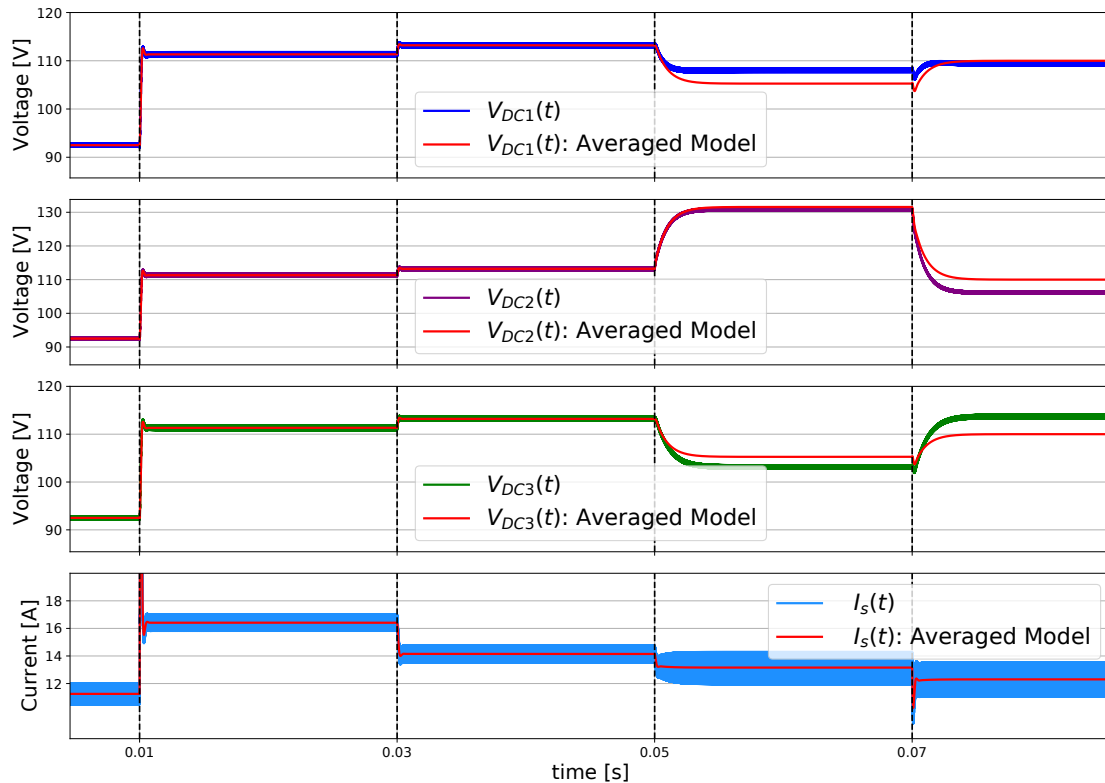


Σχήμα 2.8: Λεπτομέρεια της απόκρισης της τάσης της πρώτης υπομονάδας κατά τη μετάβαση από την Κατάσταση 1 στην Κατάσταση 2.



Σχήμα 2.9: Τάσεις πυκνωτών υπομονάδων και ρεύμα εισόδου για $L = 50 \mu\text{H}$ (προσομοίωση).

τος οδηγεί σε αυτή την ιδιαίτερη συμπεριφορά, μπορούν να εξεταστούν οι κυματομορφές των ρευμάτων που εισέρχονται στις υπομονάδες 1 και 3 (Σχ. 2.11). Αριστερά απεικονίζεται στιγμιότυπο της κατάστασης 3 όπου τα φορτία σε κάθε υπομονάδας είναι ίσα. Λόγω της ισότητας των φορτίων αλλά και της διαφοράς φάσης των διακοπτικών συναρτήσεων (PS-PWM) η συχνότητα



Σχήμα 2.10: Σύγκριση μοντέλου μέσης τιμής με την προσομοίωση όταν $L = 50 \mu\text{H}$.

του ρεύματος εισόδου $I_s(t)$ είναι τριπλάσια⁴ της διακοπτικής συχνότητας ($f_s = 100 \text{ kHz}$). Εάν για κάθε υπομονάδα απομονωθεί το διάστημα όπου το ρεύμα $I_{M_i}(t)$ είναι μη μηδενικό και υπολογιστεί η μέση τιμή του, η ποσότητα που θα προκύψει θα είναι ίση με τη μέση τιμή του $I_s(t)$. Αυτό δε συμβαίνει στην περίπτωση μη ίσων φορτίων όπου, λόγω της έλλειψης συμμετρίας, η συχνότητα του ρεύματος εισόδου είναι ίση με τη διακοπτική συχνότητα. Στο Σχ. 2.11 φαίνεται ξεκάθαρα ότι η μέση τιμή του $I_{M_3}(t)$ είναι μικρότερη από εκείνη του $I_{M_1}(t)$ γεγονός που οδηγεί στην κατάσταση όπου $V_{DC1} > V_{DC3}$.

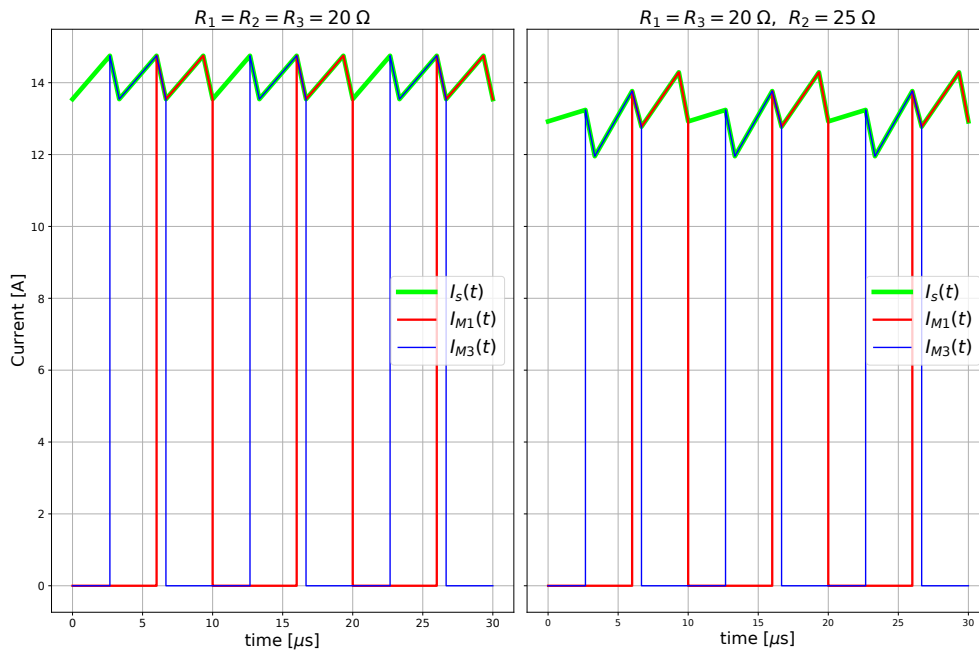
Συμπερασματικά, το μοντέλο που παρουσιάστηκε είναι ακριβές μόνον όταν ισχύει η Εξ. 2.8. Η εγκυρότητά της μπορεί να διασφαλιστεί όταν η κυμάτωση του ρεύματος είναι αμελητέα, για παράδειγμα με χρήση μεγάλης τιμής πηνίου ή/και διακοπτικής συχνότητας. Όταν η κυμάτωση του ρεύματος είναι αυξημένη, η προσέγγιση της Εξ. 2.8 ενδέχεται να ισχύει, όπως φάνηκε, μόνο υπό ορισμένες συνθήκες όταν παρουσιάζεται συμμετρία. Μια λεπτομερής μελέτη της δυναμικής εξισορρόπησης σε μετατροπείς, όπου η επίδραση της κυμάτωσης λαμβάνεται υπόψιν, μπορεί να βρεθεί στη διατριβή [34].

2.5.3 Προσομοίωση Λειτουργίας με Μονοφασικό Στάδιο Εξόδου

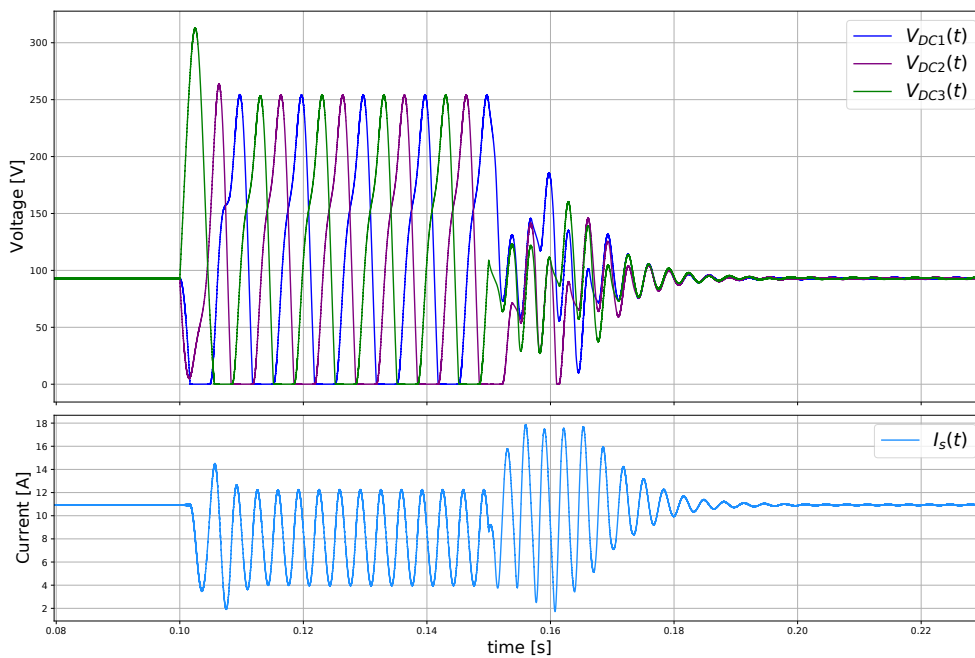
Για την επιβεβαίωση της ικανότητας ενεργού αντιστάθμισης της κυμάτωσης των τάσεων Σ.Ρ. των υπομονάδων προσομοιώθηκε η λειτουργία μετατροπέα με χαρακτηριστικά όπως στις προηγούμενες ενότητες και τιμή επαγωγικού στοιχείου $L = 5 \text{ mH}$ (Σχ. 2.12).

Αρχικά, το φορτίο κάθε υπομονάδας είναι σταθερό στα 5 A και για τις παραμέτρους k_i ι-

⁴Το φαινόμενο αυτό μελετάται αναλυτικά στην ενότητα 2.6.



Σχήμα 2.11: Μεγέθη ρευμάτων για συμμετρική και ασύμμετρη φόρτιση του μετατροπέα όταν $L = 50 \mu\text{H}$.



Σχήμα 2.12: Τάσεις στις υπομονάδες και ρεύμα εισόδου όταν το φορτίο κάθε υπομονάδας είναι μονοφασικό.

σχέι $k_1 = k_2 = k_3 = 0.5$. Τη χρονική στιγμή $t = 0.1 \text{ s}$ στην τιμή της πηγής ρεύματος που μοντελοποιεί το φορτίο κάθε υπομονάδας προστίθεται ένας ημιτονοειδής όρος πλάτους 5 A και συχνότητας 100 Hz με αρχικές φάσεις $0, \frac{4\pi}{3}$, και $-\frac{4\pi}{3}$ σε κάθε υπομονάδα αντίστοιχα. Οι παράμετροι k_i αρχικά παραμένουν στην τιμή 0.5 και έτσι παρατηρούνται εξαιρετικά μεγάλες διακυμάνσεις στις τάσεις αφού η τιμή χωρητικότητας δεν είναι αρκετά μεγάλη για τις απορρο-

φήσει. Τη χρονική στιγμή $t = 0.15$ s οι παράμετροι ελέγχου k_i αρχίζουν να προσαρμόζονται δυναμικά σύμφωνα με την Εξ. 2.25 και έτσι οι τάσεις στους πυκνωτές DC-link κάθε υπομονάδας επανέρχονται στην ονομαστική τους τιμή. Σε αυτό σημείο λειτουργίας κάθε υπομονάδα τροφοδοτεί μία από τις τρεις φάσεις του κινητήρα ο οποίος παρουσιάζει μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.

2.6 Διαστασιολόγηση Πηνίου

Η αυτεπαγωγή στο στάδιο εισόδου του μετατροπέα, ως μαγνητικό στοιχείο, αναμένεται να συνεισφέρει σημαντικά στην πυκνότητα ισχύος αλλά και στην απόδοση του μετατροπέα. Στο πλαίσιο της προσπάθειας μείωσης του βάρους και του όγκου είναι επιθυμητό να χρησιμοποιηθεί όσο το δυνατόν μικρότερη τιμή επαγωγής. Η ενδεχόμενη μείωση, ωστόσο, θα προκαλέσει αυξημένη κυμάτωση του ρεύματος η οποία συνεπάγεται μεγαλύτερες απώλειες. Οι αυξημένες απώλειες στο πηνίο μπορεί να εμφανίζονται ως απώλειες στον πυρήνα αλλά και ως απώλειες αγωγής λόγω της υψηλότερης rms τιμής του ρεύματος αλλά και της αυξημένης ισοδύναμης ωμικής αντίστασης που οφείλεται στο επιδερμικό φαινόμενο.

Σε αυτή την ενότητα, εξάγονται σχέσεις με τη βοήθεια των οποίων μπορεί να γίνει η επιλογή της αυτεπαγωγής με κριτήριο την κυμάτωση του ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Μελετάται η περίπτωση πολυφασικού σταδίου εξόδου και σταδίου εισόδου υλοποιημένο με ημιγέφυρα του οποίου η παλμοδότηση γίνεται με χρήση παλμών είτε συγχρονισμένων είτε με σχετική διαφορά φάσης (PS-PWM). Για τον προσδιορισμό της κυμάτωσης υπολογίζεται η τάση $V_{conv}(t) = \sum_{i=1}^N V_{INi}(t)$ που προβάλλει ο μετατροπέας μεταξύ του ενός άκρου του πηνίου και του αρνητικού πόλου της πηγής τάσης Σ.Ρ..

Υποθέσεις

Η ανάλυση που ακολουθεί βασίζεται στις εξής παραδοχές:

1. Ο μετατροπέας βρίσκεται σε κανονική κατάσταση λειτουργίας. Αυτό σημαίνει ότι τα φορτία και οι τάσεις Σ.Ρ. κάθε υπομονάδας είναι σταθερές και ίσες μεταξύ τους. Ως εκ τούτου, τα σήματα αναφοράς για την παραγωγή των διακοπτικών συναρτήσεων και έτσι και οι λόγοι χρησιμοποίησης κάθε ημιγέφυρας είναι επίσης σταθεροί και ίσοι μεταξύ τους.

$$V_{DC1} = V_{DC2} = \dots = V_{DCN} = V_{DC}$$

$$d_1 = d_2 = \dots = d_N = d$$

Δεδομένης της υπόθεσης ότι το στάδιο εισόδου είναι ημιγέφυρα οι παράμετροι k_i κάθε υπομονάδας ταυτίζονται με τους αντίστοιχους λόγους χρησιμοποίησης d_i οι οποίοι αναφέρονται στους κάτω διακόπτες των ημιγεφυρών.

2. Οι ημιαγωγοί κάθε ημιγέφυρας μοντελοποιούνται ως ιδανικοί διακόπτες οδηγούμενοι από συμπληρωματικούς παλμούς. Αμελείται η επίδραση της δυναμικής έναυσης/σβέσης και του νεκρού χρόνου (dead/interlock time).
3. Οι παλμοί οδήγησης των ημιγεφυρών παράγονται με χρήση πριονωτού φέροντος. Χωρίς βλάβη της γενικότητας γίνεται η υπόθεση ότι για το φέρον σήμα της πρώτης υπομονάδας ισχύει $f_{c1}(t = 0) = 0$

2.6.1 Περίπτωση Συγχρονισμένων Παλμών

Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιείται ένα κοινό φέρον σήμα για την παραγωγή των διακοπτικών συναρτήσεων για τους ημιαγωγούς κάθε ημιγέφυρας. Έτσι, ορίζονται δύο διαφορετικές καταστάσεις:

- Για χρονικό διάστημα $d \cdot T_s$ άγουν ταυτόχρονα οι κάτω διακόπτες και έτσι: $V_{conv} = N \cdot V_{DC}$
- Για χρονικό διάστημα $(1 - d) \cdot T_s$ άγουν ταυτόχρονα οι άνω διακόπτες και έτσι: $V_{conv} = 0$

Η τάση $V_{conv}(t)$ είναι ένας τετραγωνικός παλμός με συνεχή συνιστώσα $V_{conv} = N \cdot V_{DC} \cdot d$. Η κυμάτωση του ρεύματος μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$\Delta i = \frac{N \cdot V_{DC} - N \cdot V_{DC} \cdot d}{L} \cdot \Delta t = \frac{N \cdot V_{DC} \cdot (1 - d)}{L} \cdot d \cdot T_s$$

Έτσι η κυμάτωση είναι:

$$\Delta i = \frac{N \cdot V_{DC} \cdot d \cdot (1 - d)}{L \cdot f_s} \quad (2.31)$$

Για δεδομένη κυμάτωση Δi η απαιτούμενη τιμή της αυτεπαγωγής θα είναι:

$$L = \frac{N \cdot V_{DC} \cdot d \cdot (1 - d)}{\Delta i \cdot f_s} \quad (2.32)$$

Η τιμή της τάσης των υπομονάδων V_{DC} μπορεί να υπολογιστεί προσεγγιστικά ως $\frac{V_s}{N_d}$ ή με βάση την Εξ. 2.16 έτσι ώστε να ληφθεί υπόψη η επίδραση της ωμικής αντίστασης R_s .

2.6.2 Παλμοί Με Σχετική Ολίσθηση Φάσης (PS-PWM / Interleaved PWM)

Σε αυτή την περίπτωση οι αρχικές φάσεις των πριονωτών φερόντων κατανέμονται ομοιόμορφα με αποτέλεσμα οι παλμοί έναυσης του σταδίου εισόδου κάθε υπομονάδας να παρουσιάζουν σχετική ολίσθηση φάσης. Για την ποσοτικοποίηση της ανάλυσης μπορεί να οριστεί το μέγεθος της ανά μονάδα ολίσθησης φάσης του πριονωτού φέροντος $f_{ci}(t)$ το οποίο θα συμβολίζεται με p_i . Υπολογίζεται ως ο λόγος της χρονικής στιγμής του πρώτου μηδενισμού του φέροντος σήματος προς τη διακοπτική περίοδο. Έτσι, στην περίπτωση ενός μετατροπέα με τρεις υπομονάδες οι αντίστοιχες ανά μονάδα τιμές της ολίσθησης φάσης θα είναι $p_1 = 0$, $p_2 = 1/3$ και $p_3 = 2/3$ (Σχ. 2.13). Σε έναν MHF μετατροπέα με N υπομονάδες για το φέρον σήμα της i -οστής υπομονάδας θα ισχύει:

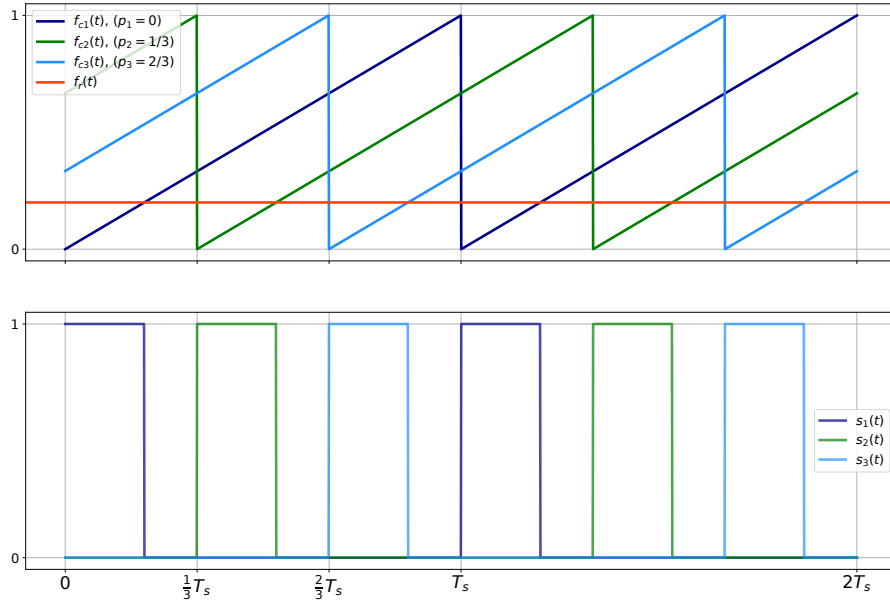
$$p_i = \frac{i - 1}{N}$$

Η αντίστοιχη διακοπτική συνάρτηση του κάτω διακόπτη μπορεί να εκφραστεί με μιγαδική σειρά Fourier ως:

$$s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_i(n) \cdot e^{j2\pi n f_s t}$$

όπου,

$$C_i(n) = \begin{cases} \frac{j}{2\pi n} \cdot e^{-j2\pi n \frac{i-1}{N}} \cdot (e^{-j2\pi n d} - 1) & \text{αν } n \neq 0 \\ d_i = d & \text{αν } n = 0 \end{cases}$$



Σχήμα 2.13: Διαμόρφωση εύρους παλμών με ολίσηση φάσης (PS-PWM).

Η τάση $V_{conv}(t)$ υπολογίζεται ως εξής:

$$V_{conv}(t) = \sum_{i=1}^N V_{DCi} \cdot s_i(t) = V_{DC} \sum_{i=1}^N s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{conv}(n) \cdot e^{j2\pi n f_s \cdot t}$$

και προκύπτει:

$$C_{conv}(n) = \begin{cases} \frac{jV_{DC}}{2\pi n} \cdot (e^{-j2\pi n d} - 1) \cdot \sum_{i=1}^N e^{-j2\pi n \frac{i-1}{N}} & \text{αν } n \neq 0 \\ N \cdot V_{DC} \cdot d & \text{αν } n = 0 \end{cases}$$

Για τον όρο $\sum_{i=1}^N e^{-j2\pi n \frac{i-1}{N}}$ διακρίνονται οι περιπτώσεις:

- Αν $n = \pm kN$, ($k \in \mathbb{N}$) τότε: $\sum_{i=1}^N e^{-j2\pi n \frac{i-1}{N}} = N$
- Αν $n \neq \pm kN$, ($k \in \mathbb{N}$) τότε $\sum_{i=1}^N e^{-j2\pi n \frac{i-1}{N}} = \sum_{i=0}^{N-1} (e^{-j2\pi \frac{n}{N}})^i$ το οποίο είναι το μερικό άθροισμα γεωμετρικής προόδου με λόγο $r = e^{-j2\pi \frac{n}{N}}$ και έτσι:

$$\sum_{i=0}^{N-1} (e^{-j2\pi \frac{n}{N}})^i = \frac{e^{-j2\pi \frac{n}{N} \cdot N} - 1}{e^{-j2\pi \frac{n}{N}} - 1} = 0$$

Χρησιμοποιώντας το συμπέρασμα ότι οι συντελεστές $C_{conv}(n)$ είναι διάφοροι του μηδενός μόνο όταν η τάξη της αρμονικής n είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του πλήθους των υπομονάδων N η τάση $V_{conv}(t)$ μπορεί να εκφραστεί ως:

$$V_{conv}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{conv}(n) \cdot e^{j2\pi n N f_s \cdot t}$$

όπου:

$$C_{conv}(n) = \begin{cases} \frac{jV_{DC}}{2\pi n} \cdot (e^{-j2\pi n N d} - 1) & \text{αν } n \neq 0 \\ N \cdot V_{DC} \cdot d & \text{αν } n = 0 \end{cases}$$

Η παραπάνω έκφραση αναγνωρίζεται εύκολα ως η μιγαδική σειρά Fourier ενός τετραγωνικού παλμού ο οποίος έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Μέση τιμή: $N \cdot V_{DC} \cdot d$
- Πλάτος από κορυφή σε κορυφή (peak to peak): V_{DC}
- Συχνότητα: $N \cdot f_s$
- Δεδομένου ότι η τιμή $N \cdot d$ μπορεί να πάρει τιμές μεγαλύτερες της μονάδας ο λόγος χρησιμοποίησης υπολογίζεται ως: $\tilde{d} = N \cdot d - \lfloor N \cdot d \rfloor$

Έτσι η κυμάτωση μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$\Delta i = \frac{V_{DC} - \tilde{d} \cdot V_{DC}}{L} \cdot \Delta t = \frac{V_{DC} \cdot (1 - \tilde{d})}{L} \cdot \tilde{d} \cdot \frac{T_s}{N}$$

επομένως, τελικά:

$$\Delta i = \frac{V_{DC} \cdot \tilde{d} \cdot (1 - \tilde{d})}{N \cdot f_s \cdot L} \quad (2.33)$$

Για δεδομένη κυμάτωση Δi η απαιτούμενη τιμή της αυτεπαγωγής θα είναι:

$$L = \frac{V_{DC} \cdot \tilde{d} \cdot (1 - \tilde{d})}{N \cdot f_s \cdot \Delta i}, \text{ όπου } \tilde{d} = N \cdot d - \lfloor N \cdot d \rfloor \quad (2.34)$$

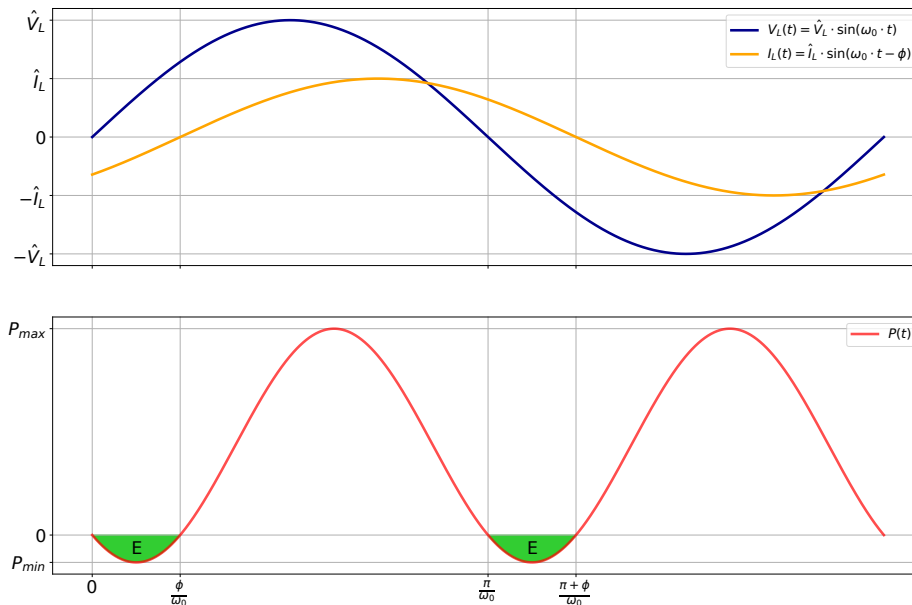
Η απαιτούμενη αυτεπαγωγή όταν χρησιμοποιούνται παλμοί με ολίσθηση φάσης (Εξ. 2.34) είναι κατά έναν παράγοντα N^2 μικρότερη από εκείνη της περίπτωσης όπου οι παλμοί είναι συγχρονισμένοι (Εξ. 2.32). Ο ένας παράγοντας N οφείλεται στην αύξηση της συχνότητας της τάσης V_{conv} από f_s σε $N \cdot f_s$ ενώ ο δεύτερος προκύπτει λόγω της μείωσης του μεγέθους της βηματικής μεταβολής της τάσης από $N \cdot V_{DC}$ σε V_{DC} .

Ενώ αυτός ο νόμος κλιμάκωσης του μεγέθους της επαγωγής είναι γνωστός [35], η παραπάνω ανάλυση αποκαλύπτει κάποια επιπλέον χρήσιμα στοιχεία. Όταν η τιμή $N \cdot d$ είναι ακέραιος αριθμός τότε ο λόγος χρησιμοποίησης \tilde{d} της τάσης V_{conv} είναι μηδενικός με αποτέλεσμα η κυμάτωση να μηδενίζεται. Αυτό σημαίνει ότι σε περίπτωση που τα φορτία κάθε υπομονάδας είναι ίσα μεταξύ τους και οι λόγοι χρησιμοποίησης έχουν την κατάλληλη τιμή, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί επαγωγικό στοιχείο μειωμένης τιμής χωρίς να είναι απαραίτητο ο αριθμός των υπομονάδων και η τιμή της διακοπτικής συχνότητας να είναι ιδιαίτερα αυξημένα. Στην ενότητα 5.2 παρουσιάζονται πειραματικά αποτελέσματα που αναδεικνύουν την εξάρτηση της κυμάτωσης του ρεύματος από τον λόγο χρησιμοποίησης d .

2.7 Διαστασιολόγηση Πυκνωτή DC-link

Η ορθή λειτουργία του σταδίου εξόδου προϋποθέτει ότι η κυμάτωση των τάσεων στους πυκνωτές των υπομονάδων είναι επαρκώς περιορισμένη. Ένα βασικό κριτήριο, λοιπόν, για την επιλογή της τιμής της χωρητικότητας είναι η επίτευξη αποδεκτής τιμής κυμάτωσης της τάσης⁵. Στην περίπτωση του MHF μετατροπέα δύο είναι οι παράγοντες που οδηγούν σε κυμάτωση των τάσεων των πυκνωτών. Πρώτον, οι αρμονικές του ρεύματος που διαρρέουν τον πυκνωτή οι οποίες οφείλονται στα διακοπτικά φαινόμενα και δεύτερον, η αδυναμία πλήρους αντιστάθμισης της κυμάτωσης χαμηλής συχνότητας στην περίπτωση μονοφασικού φορτίου όταν το στάδιο εισόδου είναι υλοποιημένο με ημιγέφυρα και ο συντελεστής ισχύος του κινητήρα δεν είναι μοναδιαίος (ενότητα 2.3.2). Όσον αφορά τις αρμονικές υψηλών συχνοτήτων, μια μελέτη στην επίδραση πολυφασικών μετατροπέων δύο επιπέδων στην κυμάτωση της τάσης του DC-link μπορεί να βρεθεί στην αναφορά [36].

Στο υπόλοιπο μέρος αυτής της ενότητας θα δοθεί έμφαση στη δεύτερη αιτία που προκαλεί κυμάτωση. Στο Σχ. 2.14 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος του μονοφασικού τυλίγματος καθώς επίσης και της στιγμιαίας ισχύος με την οποία τροφοδοτείται το τυλίγμα.



Σχήμα 2.14: Όταν ο συντελεστής ισχύος του κινητήρα δεν είναι μοναδιαίος υπάρχουν χρονικά διαστήματα κατά τα οποία η κατεύθυνση ροής της ενέργειας αντιστρέφεται.

Οι περιοχές όπου η ισχύς είναι αρνητική (Σχ. 2.14: πράσινο) οδηγούν σε αύξηση της τάσης Σ.Ρ. της υπομονάδας χωρίς να είναι δυνατή η ενεργός αντιστάθμισή της. Με βάση την Εξ. 2.20

⁵Ένα ακόμα κριτήριο είναι η επίδραση του μεγέθους της χωρητικότητας στη δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα. Είναι πιθανό το εύρος ζώνης του συστήματος ελέγχου ή οι απαιτήσεις απόκρισης του μετατροπέα σε φαινόμενα ακραίων διαταραχών να επιβάλλουν επιπρόσθετους περιορισμούς στο μέγεθος των στοιχείων. Η μελέτη αυτών των παραγόντων ξεφεύγει από τα όρια αυτής της εργασίας.

η αντίστοιχη ενέργεια E μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$E = - \int_0^{\frac{\phi}{\omega_0}} P_i(t) dt = -\frac{1}{2} \cdot \hat{V}_L \cdot \hat{I}_L \cdot \int_0^{\frac{\phi}{\omega_0}} [\cos(\phi) - \cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t - \phi)] dt$$

και τελικά προκύπτει:

$$E = \frac{1}{2} \cdot \hat{V}_L \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{\sin(\phi) - \phi \cdot \cos(\phi)}{\omega_0} \quad (2.35)$$

Θεωρώντας ιδανικό πυκνωτή χωρητικότητας C μπορεί να υπολογιστεί η κυμάτωση της τάσης ΔV γύρω από την τιμή V_{DC} που θα προκληθεί από την απορρόφηση της ενέργειας E :

$$E = \frac{1}{2} C \cdot \left(V_{DC} + \frac{\Delta V}{2} \right)^2 - \frac{1}{2} C \cdot \left(V_{DC} - \frac{\Delta V}{2} \right)^2 = C \cdot V_{DC} \cdot \Delta V = C \cdot V_{DC}^2 \cdot \delta V$$

όπου δV είναι η ποσοστιαία κυμάτωση της τάσης $\delta V = \frac{\Delta V}{V_{DC}}$. Έτσι προκύπτει:

$$C = \frac{\hat{V}_L \cdot \hat{I}_L \cdot [\sin(\phi) - \phi \cdot \cos(\phi)]}{2 \cdot \delta V \cdot V_{DC}^2 \cdot \omega_0} \quad (2.36)$$

Η χωρητικότητα μπορεί επίσης να εκφραστεί συναρτήσει της ενεργού ισχύος $P = \frac{1}{2} \hat{V}_L \hat{I}_L \cos(\phi)$:

$$C = P \cdot \frac{\tan(\phi) - \phi}{\delta V \cdot V_{DC}^2 \cdot \omega_0} \quad (2.37)$$

Στην αναφορά [35] παρουσιάζεται η παρακάτω έκφραση η οποία μπορεί να προκύψει από την Εξ. 2.36 προσεγγίζοντας την ποσότητα που εμπλέκει τη γωνία ϕ με το ανάπτυγμα Taylor γύρω από το 0, δηλαδή, $\sin(\phi) - \phi \cdot \cos(\phi) \approx \frac{\phi^3}{3}$:

$$C = \frac{\phi^3 \cdot \hat{V}_L \cdot \hat{I}_L}{6 \cdot \delta V \cdot V_{DC}^2 \cdot 2\pi f} \quad (2.38)$$

Οι παραπάνω σχέσεις εμπεριέχουν έναν όρο της θεμελιώδους συχνότητας στον παρανομαστή. Το γεγονός αυτό μπορεί να οδηγήσει στη σκέψη ότι είναι αναγκαία μια μεγάλη τιμή χωρητικότητας έτσι ώστε να επιτυγχάνονται αποδεκτές τιμές κυμάτωσης σε μειωμένες ταχύτητες λειτουργίας. Ωστόσο, υπό αυτές τις συνθήκες, συνήθως και η ενεργός ισχύς η οποία εμφανίζεται στον αριθμητή θα είναι μειωμένη. Σε κάθε περίπτωση, για την ορθή διαστασιολόγηση του πυκνωτή είναι ιδιαίτερα χρήσιμο να είναι διαθέσιμα δεδομένα της χαρακτηριστικής καμπύλης ροπής-ταχύτητας του φορτίου. Στην αναφορά [37] παρουσιάζεται μια στρατηγική ελέγχου του σταδίου εξόδου που οδηγεί σε περαιτέρω μείωση της χωρητικότητας. Αυτό γίνεται προσαρμόζοντας την τιμή της στιγμιαίας ισχύος έτσι ώστε οι ποσότητες της ενέργειας E (Σχ. 2.14) να είναι μειωμένες. Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι στην παραπάνω ανάλυση έγινε η υπόθεση ότι η χωρητικότητα των πυκνωτών είναι σταθερή. Κάτι τέτοιο ενδέχεται να μην ισχύει για συγκεκριμένους τύπους πυκνωτών σε συνθήκες αυξημένης κυμάτωσης (βλ. ενότητα 4.2).

Κεφάλαιο 3

Μοντελοποίηση Απωλειών

Αντικείμενο αυτού του κεφαλαίου είναι η θεωρητική μελέτη των φαινομένων που οδηγούν σε έκλυση θερμότητας κατά τη λειτουργία του μετατροπέα. Αρχικά, αναλύονται οι μηχανισμοί απωλειών στους διακόπτες ενώ στη συνέχεια, τα αποτελέσματα της ανάλυσης εφαρμόζονται στην τοπολογία του MHF μετατροπέα και εξάγεται ένα αναλυτικό μοντέλο απωλειών. Η αξία ενός τέτοιου μοντέλου κατά το στάδιο της σχεδίασης έγκειται στη δυνατότητα εκτίμησης της απόδοσης του μετατροπέα για κάθε σημείο λειτουργίας. Έτσι, γίνεται εφικτή η επιλογή του καταλληλότερου ημιαγωγού και η διαστασιολόγηση του συστήματος ψύξης.

Η ανάλυση που ακολουθεί αφορά διακόπτες τύπου MOSFET. Αυτή η επιλογή δικαιολογείται λόγω της αυξημένης διακοπτικής συχνότητας που είναι άμεσο αποτέλεσμα της ανάγκης για υψηλή πυκνότητα ισχύος. Ο ακριβής προσδιορισμός των απωλειών σε ένα διακόπτη για διάφορες συνθήκες λειτουργίας δεν είναι πάντοτε τριτοβάθμια διαδικασία και συχνά απαιτεί σειρά πειραματικών μετρήσεων. Η μοντελοποίηση των απωλειών που παρουσιάζεται σε αυτό το κεφάλαιο βασίζεται μόνο σε δεδομένα που είναι άμεσα διαθέσιμα στα φύλλα τεχνικών μεγεθών των MOSFET. Έτσι, είναι δυνατή η άμεση αξιολόγηση διαφορετικών εξαρτημάτων και η επιλογή του βέλτιστου.

Σχετικά με την επιλογή του καταλληλότερου διακόπτη, μία κρίσιμη παράμετρος είναι το μέγεθος της ημιαγωγικής επιφάνειας (die area). Για δεδομένη τεχνολογία κατασκευής, αυξάνοντας την επιφάνεια του ημιαγωγού μειώνεται η ισοδύναμη αντίσταση υποδοχής-πηγής με αποτέλεσμα να μειωθούν αντίστοιχα και οι απώλειες αγωγής. Η αυξημένη επιφάνεια, ωστόσο, συνεπάγεται αύξηση των χωρητικότητων η οποία οδηγεί σε αύξηση των διακοπτικών απωλειών. Είναι σκόπιμο, λοιπόν, κατά την επιλογή του διακόπτη να βρεθεί ο βέλτιστος συμβιβασμός που θα ελαχιστοποιήσει τις συνολικές απώλειες. Συνήθως στην πράξη, ο σχεδιαστής του μετατροπέα δεν έχει την ελευθερία να καθορίσει επακριβώς το μέγεθος της ημιαγωγικής επιφάνειας αλλά καλείται να επιλέξει ανάμεσα σε ένα πλήθος από διακριτά εξαρτήματα. Συχνά, για την αξιολόγηση μιας συγκεκριμένης τεχνολογίας κατασκευής MOSFET χρησιμοποιούνται οι δείκτες: $R_{ds} \cdot Q_{GD}$ και $R_{ds} \cdot C_{oss}$ (Figure of Merit). Αυτές οι ποσότητες δεν εξαρτώνται από την επιφάνεια αφού η αντίσταση R_{ds} είναι αντιστρόφως ανάλογη ενώ η χωρητικότητα (ή ισοδύναμο το φορτίο) είναι προσεγγιστικά ανάλογη της επιφάνειας.

3.1 Απώλειες Αγωγής

Η πρώτη κατηγορία απωλειών αφορά τη θερμότητα που εκλύεται λόγω της αγωγής του ρεύματος μέσα από τον διακόπτη. Ανάλογα με το μηχανισμό αγωγής διακρίνονται δύο περιπτώσεις.

3.1.1 Αγωγή μέσω του Καναλιού

Όταν στην πύλη του MOSFET εφαρμόζεται σήμα έναυσης ($V_{gs} = V_{drv}$), το ρεύμα, ανεξαρτήτως της πολικότητάς του, ρέει μέσω του καναλιού. Αυτή η ικανότητα των MOSFET να άγουν μέσω του καναλιού προς και τις δύο διευθύνσεις αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως σύγχρονη ανόρθωση (synchronous rectification). Το κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μια αντίσταση R_{ds} και, έτσι, οι απώλειες αγωγής που προκύπτουν είναι της μορφής:

$$P_{ch} = R_{ds} \cdot I^2 \quad (3.1)$$

Η αντίσταση R_{ds} αυξάνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας. Αυτή η εξάρτηση μπορεί να προσεγγιστεί [38] από τη σχέση:

$$R_{ds}(T) = R_{ds}(25^\circ\text{C}) \cdot \left(1 + \frac{\lambda}{100}\right)^{T-25} \quad (3.2)$$

όπου T η θερμοκρασία σε $^\circ\text{C}$. Η σταθερά λ μπορεί να προσδιοριστεί χρησιμοποιώντας δύο ζεύγη τιμών από την καμπύλη $R_{ds}(T)$ που δίνεται στα φύλλα τεχνικών μεγεθών [38]. Χρησιμοποιώντας την κανονικοποιημένη τιμή αντίστασης στους 100°C (R_{ds100}) η παράμετρος λ υπολογίζεται ως:

$$\lambda = 100 \cdot \left(\sqrt[75]{R_{ds100}} - 1\right) \quad (3.3)$$

3.1.2 Αγωγή μέσω της Διόδου Σώματος

Όταν δεν εφαρμόζεται σήμα έναυσης στην πύλη του MOSFET ($V_{gs} = 0$) και το ρεύμα έχει φορά από την πηγή προς την υποδοχή, ενεργοποιείται η ενδογενής p-i-n διόδος του MOSFET (δίοδος σώματος). Δεδομένης της δυνατότητας σύγχρονης ανόρθωσης των MOSFET, ο χρόνος αγωγής των διόδων περιορίζεται στο διάστημα νεκρού χρόνου (dead time - interlock time) κατά το οποίο τα σήματα έναυσης και των δύο διακοπών της ημιγέφυρας είναι απενεργοποιημένα. Οι απώλειες αγωγής μπορούν να υπολογιστούν ως το γινόμενο του ρεύματος επί την πτώση τάσης v_f η οποία προκύπτει από την καμπύλη $I(v_f)$ του εξαρτήματος. Προσεγγίζοντας γραμμικά την σχέση $I(v_f)$ είναι:

$$v_f = v_{f0} + r_D \cdot I$$

και έτσι οι απώλειες έχουν τη μορφή:

$$P_d = I \cdot v_{f0} + r_D \cdot I^2 \quad (3.4)$$

Οι όροι v_{f0} και r_D μπορούν να υπολογιστούν ως:

$$v_{f0} = \frac{10V_1 - V_{10}}{9}$$
$$r_D = \frac{V_{10} - V_1}{9}$$

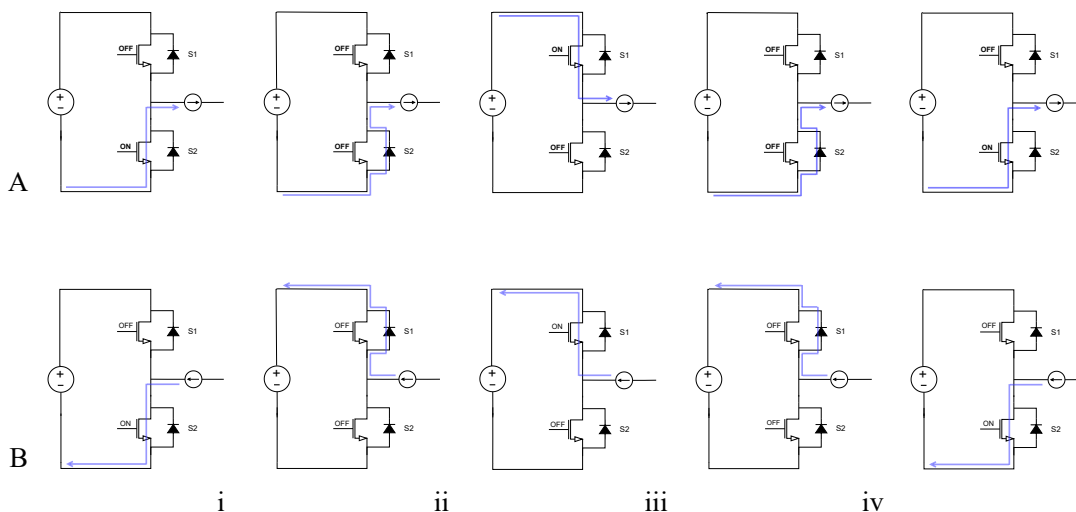
όπου V_1 και V_{10} οι πτώσεις τάσης για $1A$ και $10A$ αντίστοιχα οι οποίες εξάγονται από την καμπύλη στο φύλλο τεχνικών μεγεθών.

Στην περίπτωση p-i-n διόδων πυριτίου η τιμή της πτώσης τάσης μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας ([39] : 5.4.6). Υπολογίζοντας, επομένως, τους παραπάνω συντελεστές με βάση την καμπύλη σε θερμοκρασία 25°C η εκτίμηση για τις απώλειες θα είναι συντηρητική. Τέλος,

σημειώνεται ότι λόγω της διαδικασίας κατασκευής, οι καμπύλες $I(v_f)$ ενδέχεται να διαφέρουν από δείγμα σε δείγμα. Οι κατασκευαστές συχνά καθορίζουν μια τυπική και μια μέγιστη τιμή πτώσης τάσης για δεδομένο ρεύμα και θερμοκρασία. Η διαφορά μεταξύ των δύο αυτών τιμών μπορεί να είναι σημαντική. Για παράδειγμα, οι καμπύλες στο φύλλο τεχνικών μεγεθών του MOSFET BSC0403NS δείχνουν ότι στους 25°C και για ρεύμα $I = 2\text{ A}$ $v_f \in [0.71, 0.94]$. Δεδομένων αυτών των αβεβαιοτήτων, ενδέχεται κατά περίπτωση η συμπερίληψη του όρου $r_D \cdot I^2$ να μην έχει νόημα. Στο πλαίσιο της ανάλυσης που ακολουθεί θα χρησιμοποιηθούν οι τυπικές (και όχι οι δυσμενέστερες) καμπύλες $I(v_f)$ που δίνονται για θερμοκρασία 25°C .

3.2 Διακοπτικές Απώλειες Επικάλυψης

Οι διακοπτικές απώλειες οφείλονται στα δυναμικά φαινόμενα κατά τη μετάβαση από μία διακοπτική κατάσταση σε μια άλλη. Στο Σχ. 3.1 απεικονίζεται η αλληλουχία των καταστάσεων μιας ημιγέφυρας για τις δύο περιπτώσεις κατεύθυνσης του ρεύματος φορτίου. Δύο είναι οι μεταβάσεις που ενδέχεται να οδηγήσουν σε απώλειες: η σβέση του MOSFET (Σχ. 3.1: A-iii και B-i) και η έναυση του MOSFET με την ταυτόχρονη σβέση της συμπληρωματικής διόδου (Σχ. 3.1: A-ii και B-iv). Κατά τη διάρκεια αυτών των μεταβάσεων παρατηρείται μεταγωγή του ρεύματος φορτίου στον συμπληρωματικό διακόπτη. Αντίθετα, οι υπόλοιπες μεταβάσεις (Σχ. 3.1: A-i, A-iv, B-ii και B-iii) αλλάζουν απλώς το μηχανισμό αγωγής του ρεύματος στον ίδιο διακόπτη. Αυτή η αλλαγή συμβαίνει υπό σχεδόν μηδενική τάση και επομένως οι μεταβάσεις αυτές δεν οδηγούν σε έκλυση θερμότητας.

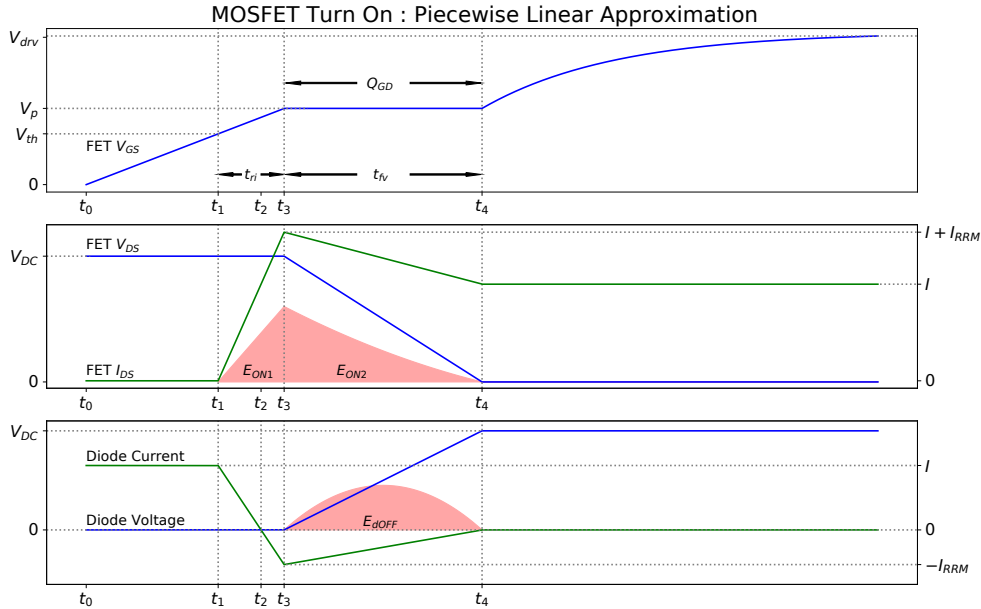


Σχήμα 3.1: Αλληλουχία διακοπτικών καταστάσεων ημιγέφυρας για θετικό και αρνητικό ρεύμα φορτίου.

Στις υποενότητες που ακολουθούν αναλύονται οι δύο τύποι μεταβάσεων που προκαλούν απώλειες. Ο υπολογισμός των απωλειών γίνεται εξετάζοντας την τάση υποδοχής-πηγής και το ρεύμα στο κανάλι του MOSFET. Η ενέργεια που χάνεται προκύπτει από το χρονικό διάστημα όπου και τα δύο αυτά μεγέθη είναι μη μηδενικά. Ο επαγωγικός χαρακτήρας του ρεύματος και η αντίστοιχη μοντελοποίησή του με χρήση μιας πηγής ρεύματος δικαιολογείται λόγω της επαγωγής των τυλιγμάτων του κινητήρα στην περίπτωση του σταδίου εξόδου και λόγω της ύπαρξης του πηνίου σε σειρά με την πηγή ενέργειας στην περίπτωση του σταδίου εισόδου.

3.2.1 Έναυση MOSFET και Σβέση Διόδου

Κατά την έναυση του MOSFET εμφανίζονται απώλειες τόσο στον ίδιο το διακόπτη που κλείνει όσο και στη διόδο του συμπληρωματικού διακόπτη η οποία μεταβαίνει σε αποκοπή. Η δυναμική έναυσης απεικονίζεται στο Σχ. 3.2 όπου έχει γίνει η προσέγγιση ότι το ρεύμα και η τάση μεταβάλλονται γραμμικά [39].



Σχήμα 3.2: Κυματομορφές κατά την έναυση του MOSFET.

Όταν η τάση πύλης-πηγής ξεπεράσει την τιμή κατωφλίου ($V_{gs} > V_{th}$) το μέρος του ρεύματος φορτίου I που ρέει μέσω του MOSFET αρχίζει να αυξάνεται μέχρι το σημείο όπου το ρεύμα της διόδου του συμπληρωματικού διακόπτη έχει μηδενιστεί. Προκειμένου να ξεκινήσει η αύξηση της τάσης στα άκρα της διόδου είναι απαραίτητο, αρχικά, να απομακρυνθούν οι φορείς μειονότητας και στη συνέχεια να δημιουργηθεί η περιοχή απογύμνωσης της επαφής (depletion region). Αυτή η μεταφορά φορτίου αντιστοιχεί στο ανάστροφο ρεύμα επαναφοράς (reverse recovery current). Τη χρονική στιγμή t_3 που το ρεύμα παρουσιάζει την ελάχιστη τιμή I_{RRM} οι φορείς μειονότητας έχουν απομακρυνθεί και η διόδος είναι σε θέση να αρχίσει να δέχεται ανάστροφη τάση. Έχει γίνει η υπόθεση ότι ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος της διόδου παραμένει σταθερός μέχρι τη στιγμή t_3 και ότι στη συνέχεια αυξάνεται γραμμικά για χρονικό διάστημα ίσο με t_{fv} ([39]: 5.7.2). Σημειώνεται ότι το ανάστροφο ρεύμα επαναφοράς θα περάσει μέσα από το κανάλι του MOSFET που κλείνει. Επομένως, ο μηχανισμός επαναφοράς σε αναστροφή της διόδου (reverse recovery) δεν προκαλεί μόνο απώλειες στην ίδια τη διόδο αλλά επιβαρύνει επιπλέον και το συμπληρωματικό διακόπτη που μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής.

Από τη χρονική στιγμή t_3 και μετά, η τάση στα άκρα του MOSFET μειώνεται έως ότου μηδενιστεί μετά από χρονικό διάστημα t_{fv} το οποίο εξαρτάται από το κύκλωμα οδήγησης πύλης και τα χωρητικά χαρακτηριστικά του διακόπτη. Οι εκφράσεις για τις απώλειες υπολογίζονται ολοκληρώνοντας το γινόμενο τάσης και ρεύματος σε κάθε περιοχή. Τα αποτελέσματα συνο-

Απώλεια Ενέργειας	Παράμετροι
$E_{ON1} = \frac{1}{2}V_{DC} \cdot (I + I_{RRM}) \cdot t_{ri}$	$t_{ri} = R_{ON} \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{V_{drv}-V_{th}}{V_{drv}-V_p}$
$E_{ON2} = \frac{1}{2}V_{DC} \cdot (I + \frac{2}{3}I_{RRM}) \cdot t_{fv}$	$t_{fv} = R_{ON} \cdot \frac{Q_{GD}}{V_{drv}-V_p}$
$E_{dOFF} = \frac{1}{6}V_{DC} \cdot I_{RRM} \cdot t_{fv}$	$I_{RRM} = C_{RRM} \cdot I$

Πίνακας 3.1: Απώλειες Επικάλυψης Έναυσης

ψίζονται στον Πίνακα 3.1. Ο υπολογισμός των χρονικών μεγεθών έχει γίνει σύμφωνα με την ανάλυση που παρουσιάζεται στο [40] και την υπόθεση ότι η τάση εξόδου του ολοκληρωμένου κυκλώματος οδήγησης όταν ο διακόπτης δεν άγει είναι 0. Οι ποσότητες που εμπεριέχονται στις εκφράσεις μπορούν να εξαχθούν από το φύλλο τεχνικών μεγεθών του MOSFET .

- R_{ON} : Συνολική ωμική αντίσταση πύλης κατά την έναυση. Άθροισμα της αντίστασης εξόδου του κυκλώματος οδήγησης, της εξωτερικής αντίστασης και της αντίστασης εισόδου του MOSFET . ($R_{ON} = R_{ON-DRIVER} + R_{on} + R_{G-MOSFET}$)
- Q_{GD} : Φορτίο που απορροφά η πύλη κατά τη διάρκεια του Miller plateau. Προκύπτει από την καμπύλη $V_{gs}(Q_{gate})$ για την επιθυμητή τάση αποκοπής V_{DC}
- V_p : Τιμή της τάσης V_{gs} κατά τη διάρκεια του Miller plateau.
- V_{th} : Τιμή της τάσης κατωφλίου.
- V_{drv} : Τιμή της τάσης εξόδου του κυκλώματος οδήγησης όταν το MOSFET είναι ενεργοποιημένο.
- C_{iss} : Χωρητικότητα εισόδου του MOSFET .
- I_{RRM} : Μέγιστη τιμή του ανάστροφου ρεύματος επαναφοράς.

Η τιμή του I_{RRM} συνδέεται με το συνολικό φορτίο Q_{rr} . Ορίζοντας $t_a = t_3 - t_2$:

$$Q_{rr} = \frac{1}{2}I_{RRM} \cdot (t_a + t_{fv})$$

$$t_a = \frac{I_{RRM}}{I + I_{RRM}} \cdot t_{ri}$$

προκύπτει έτσι:

$$I_{RRM} = \frac{Q_{rr} - \frac{1}{2}I \cdot t_{fv} + \sqrt{(Q_{rr} - \frac{1}{2}I \cdot t_{fv})^2 + 2Q_{rr} \cdot I \cdot (t_{fv} + t_{ri})}}{t_{fv} + t_{ri}}$$

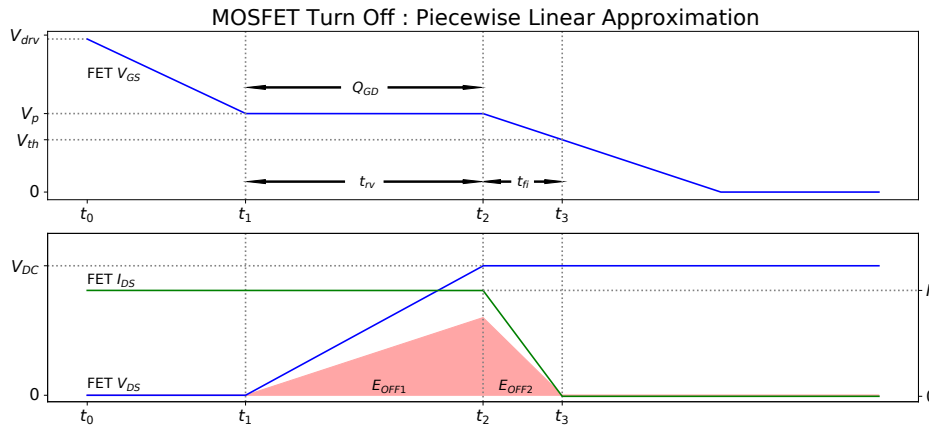
Η τιμή του φορτίου επαναφοράς Q_{rr} δίνεται στα φύλλα τεχνικών μεγεθών για συγκεκριμένες συνθήκες μεταγωγής. Θεωρώντας γραμμική εξάρτηση από το ρεύμα αγωγής ([39]: 5.5) : $Q_{rr} = k \cdot I$ όπου η σταθερά k μπορεί να υπολογιστεί από το φύλλο τεχνικών μεγεθών ως $k = Q_{rr0}/I_{f0}$ προκύπτει τελικά:

$$I_{RRM} = I \cdot \frac{k - \frac{1}{2} \cdot t_{fv} + \sqrt{(k - \frac{1}{2} \cdot t_{fv})^2 + 2k \cdot (t_{fv} + t_{ri})}}{t_{fv} + t_{ri}} = C_{RRM} \cdot I$$

Πρέπει να αναφερθεί ότι τα χαρακτηριστικά επαναφοράς της διόδου έχουν ισχυρή εξάρτηση από τη θερμοκρασία και από την τιμή $\frac{di}{dt}$ [41]. Με την αύξηση της θερμοκρασίας οι απώλειες αναμένεται να αυξηθούν. Η μοντελοποίηση αυτών των εξαρτήσεων, ωστόσο, είναι δυνατή μόνο όταν οι αντίστοιχες λεπτομερείς καμπύλες είναι διαθέσιμες. Με βάση μόνο τα περιορισμένα στοιχεία που συνήθως παρέχονται στα φύλλα τεχνικών μεγεθών η συμπερίληψη αυτών των εξαρτήσεων είναι μάλλον δύσκολη. Σημειώνεται, τέλος, ότι η χρήση πολύ μικρής αντίστασης πύλης R_{ON} αναμένεται να οδηγήσει σε ταλαντωτικά φαινόμενα τα οποία θα προκαλέσουν επιπλέον απώλειες. Αυτές οι απώλειες δεν συνυπολογίζονται στην παραπάνω ανάλυση και έτσι σε αυτή την περίπτωση η ακρίβεια του μοντέλου απωλειών θα είναι μειωμένη. Μια αναλυτική διερεύνηση αυτών των μηχανισμών παρουσιάζεται στο [42].

3.2.2 Σβέση MOSFET

Αντίστοιχα στο Σχ. 3.3 απεικονίζονται τα ηλεκτρικά μεγέθη κατά τη σβέση του MOSFET και την ταυτόχρονη έναυση της διόδου του συμπληρωματικού διακόπτη [40]. Οι απώλειες έναυσης της διόδου είναι αμελητέες ([39]: 5.6) και έτσι δε λαμβάνονται υπόψιν. Στον Πίνακα 3.2 συνοψίζονται οι μαθηματικές εκφράσεις των απωλειών σβέσης.



Σχήμα 3.3: Κυματομορφές κατά τη σβέση του MOSFET.

Σε αυτή την περίπτωση η αντίσταση R_{OFF} είναι η συνολική ισοδύναμη αντίσταση πύλης κατά τη σβέση του MOSFET. Αν χρησιμοποιηθεί η διάταξη του Σχ. 4.21 τότε $R_{OFF} = R_{OFF-DRIVER} + R_{on} || R_{off} + R_{G-MOSFET}$.

Απώλεια Ενέργειας	Παράμετροι
$E_{OFF1} = \frac{1}{2} V_{DC} \cdot I \cdot t_{rv}$	$t_{rv} = R_{OFF} \cdot \frac{Q_{GD}}{V_p}$
$E_{OFF2} = \frac{1}{2} V_{DC} \cdot I \cdot t_{fi}$	$t_{fi} = R_{OFF} \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{V_p}{V_{th}}$

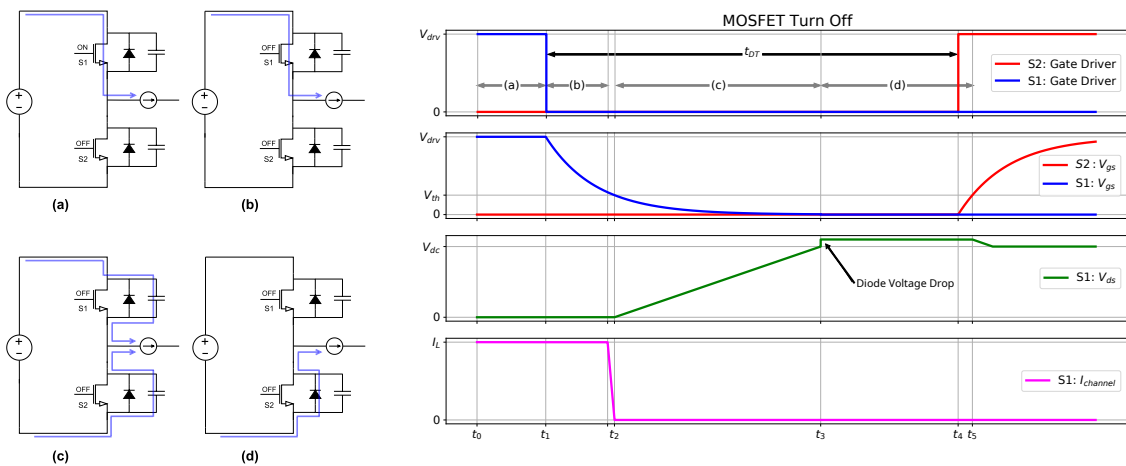
Πίνακας 3.2: Απώλειες Επικάλυψης Σβέσης

Επίδραση Χωρητικότητας Εξόδου

Το παραπάνω μοντέλο για τον υπολογισμό των απωλειών σβέσης προτείνεται συχνά στη βιβλιογραφία [38], [39], [40]. Η ακρίβειά του, ωστόσο, στηρίζεται στις ακόλουθες υποθέσεις. Πρώτον, ότι κατά το χρόνο ανόδου της τάσης το ρεύμα που διαρρέει το κανάλι του MOSFET είναι ίσο με το ρεύμα εξόδου της ημιγέφυρας, και ακόμα ότι ο επικρατών μηχανισμός που καθορίζει την ταχύτητα ανόδου της τάσης V_{ds} είναι η φόρτιση της χωρητικότητας πύλης-υποδοχής C_{gd} μέσω του ρεύματος που απορροφά το κύκλωμα οδήγησης από τον κόμβο της πύλης.

Κατά τη σβέση του MOSFET οι χωρητικότητες C_{gd} και C_{ds} του διακόπτη φορτίζουν μέχρι την τάση V_{DC} . Αντίστοιχα, η χωρητικότητα εξόδου C_{oss} του συμπληρωματικού διακόπτη πρέπει να εκφορτιστεί. Αυτή η μεταφορά φορτίου γίνεται μέσω ενός μέρους του ρεύματος εξόδου ενώ μόνο το υπόλοιπο ρέει μέσω του καναλιού. Έτσι, προκειμένου το μοντέλο απωλειών να είναι ακριβές, η τιμή της χωρητικής συνιστώσας του ρεύματος θα πρέπει να είναι πολύ μικρότερη από το ρεύμα του φορτίου. Αυτό μπορεί να συμβεί περιορίζοντας τον ρυθμό ανόδου της τάσης V_{ds} με τη χρήση αυξημένης τιμής αντίστασης πύλης. Η αντίσταση πύλης θα καθορίσει το ρεύμα (και επομένως και το χρόνο) φόρτισης της C_{gd} . Κατά τη διάρκεια φόρτισης της C_{gd} η τάση V_{gs} παραμένει σταθερή στην τιμή V_p (Miller plateau), την ελάχιστη τιμή τάσης πύλης-πηγής που απαιτείται έτσι ώστε να διατηρηθεί το ρεύμα του καναλιού. Συνεπώς, η εκτίμηση των απωλειών σύμφωνα με το παραπάνω μοντέλο είναι ακριβής μόνο όταν η αντίσταση πύλης R_{OFF} και το ρεύμα φορτίου είναι αυξημένα.

Εάν οι τιμές του ρεύματος εξόδου της αντίστασης πύλης R_{OFF} είναι μικρές, ολόκληρο το ρεύμα φορτίου χρησιμοποιείται για τη φόρτιση και εκφόρτιση των χωρητικοτήτων των διακοπών και, επομένως, το ρεύμα που διαρρέει το κανάλι θα είναι μηδενικό. Σε αυτή την περίπτωση ο χρόνος ανόδου της τάσης V_{ds} δεν καθορίζεται από το ρεύμα του κυκλώματος οδήγησης αλλά αποκλειστικά από το ρεύμα του φορτίου και τα χωρητικά χαρακτηριστικά του διακόπτη. Ακόμα, δεν παρατηρείται η περιογή του Miller plateau στην τάση V_{gs} . Τη στιγμή που ξεκινάει η αύξηση της τάσης V_{ds} το ρεύμα του καναλιού έχει ήδη μηδενιστεί και ως εκ τούτου οι απώλειες επικάλυψης που προκύπτουν είναι αμελητέες. Αυτός ο μηχανισμός σβέσης αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως ήπια σβέση (soft turn off) [43], [44]. Οι κυματομορφές των ηλεκτρικών μεγεθών απεικονίζονται στο Σχ. 3.4.



Σχήμα 3.4: Κυματομορφές κατά την ήπια σβέση του MOSFET.

Για πολύ μικρές τιμές αντίστασης R_{OFF} η μέγιστη τιμή του ρεύματος φορτίου για το οποίο η σβέση δεν οδηγεί σε απώλειες ενδέχεται να είναι αρκετά υψηλή έτσι ώστε να είναι εύλογο να αγνοηθούν εντελώς οι απώλειες σβέσης σε όλο το εύρος λειτουργίας του μετατροπέα. Μια έκφραση για τον υπολογισμό της μέγιστης αυτής τιμής παρουσιάζεται στο [44].

Ο χρόνος ανόδου της τάσης μπορεί να υπολογιστεί συναρτήσει του ρεύματος του φορτίου ως:

$$t_{rv} = \frac{Q_{eq}}{I_L}$$

όπου η ποσότητα Q_{eq} είναι το συνολικό φορτίο που απαιτείται για τη φόρτιση της ισοδύναμης χωρητικότητας όπως φαίνεται από τον ενδιάμεσο κόμβο της ημιγέφυρας. Σε αυτό περιλαμβάνεται η επίδραση των χωρητικότητας εξόδου των δύο διακοπών καθώς επίσης και της συνολικής παρασιτικής χωρητικότητας που οφείλεται στην πρακτική υλοποίηση της διάταξης (τυπωμένη κάρτα κυκλώματος, καλώδια).

$$Q_{eq} = 2 \cdot Q_{oss}(V_{DC}) + C_{stray} \cdot V_{DC} = 2 \cdot \int_0^{V_{DC}} C_{oss}(v) dv + C_{stray} \cdot V_{DC}$$

3.3 Απώλειες λόγω της Χωρητικότητας Εξόδου του MOSFET

Σύμφωνα με τις εξισώσεις που παρουσιάστηκαν παραπάνω, η εκτίμηση των διακοπτικών απωλειών, είναι μη μηδενική μόνο όταν το ρεύμα στο μέσον της ημιγέφυρας είναι μη μηδενικό. Στην πράξη, παρατηρείται αύξηση της θερμοκρασίας των διακοπών ακόμα και όταν το μέσον της ημιγέφυρας είναι αποσυνδεδεμένο από οποιοδήποτε άλλο κύκλωμα (βλ. Σχ. 4.30). Οι απώλειες αυτές οφείλονται στην εκφόρτιση της χωρητικότητας εξόδου του διακόπτη που κλείνει και την αντίστοιχη φόρτιση της χωρητικότητας εξόδου του συμπληρωματικού διακόπτη. Το φαινόμενο αυτό συναντάται κανονικά σε κάθε διακοπτική περίοδο κατά την έναυση του MOSFET (Σχ 3.1 A-ii, B-iv). Απώλειες παρόμοιας προέλευσης, ωστόσο, ενδέχεται να προκύψουν αμέσως μετά τη σβέση του συμπληρωματικού MOSFET (Σχ 3.1 A-iv, B-ii) όταν το διάστημα νεκρού χρόνου δεν είναι επαρκώς μεγάλο. Αυτές οι δύο περιπτώσεις αναλύονται παρακάτω.

3.3.1 Έναυση MOSFET

Όταν ο διακόπτης βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής η χωρητικότητα εξόδου C_{oss} είναι φορτισμένη υπό τάση V_{DC} . Κατά την έναυση του MOSFET η χωρητικότητα C_{oss} εκφορτίζεται και η αντίστοιχη ενέργεια μετατρέπεται σε θερμότητα στην αντίσταση του καναλιού. Η τιμή της ενέργειας είναι ίση με:

$$E_{discharge} = \int_0^{V_{DC}} v \cdot C_{oss}(v) dv = E_{oss}(V_{DC}) \quad (3.5)$$

Αντίστοιχα, η φόρτιση της χωρητικότητας εξόδου του συμπληρωματικού διακόπτη προκαλεί απώλειες οι οποίες εμφανίζονται στην ωμική συνιστώσα του βρόχου φόρτισης.¹ Η κυρίαρχη

¹Η φόρτιση μιας χωρητικότητας C μέσω σύνδεσής της σε μια πηγή τάσης V_{DC} είναι αδύνατον να γίνει χωρίς την έκλυση θερμότητας. Αν η αρχική τάση του πυκνωτή είναι $V_0 < V_{DC}$ τότε η ενέργεια που χάνεται είναι ίση με $E_{loss} = \frac{1}{2}C(V_{DC} - V_0)^2$. $E_{loss} = E_{source} - \Delta E = V_{DC} \cdot \Delta Q - (\frac{1}{2}CV_{DC}^2 - \frac{1}{2}CV_0^2) = V_{DC} \cdot C \cdot (V_{DC} - V_0) - \frac{1}{2}CV_{DC}^2 + \frac{1}{2}CV_0^2 = \frac{1}{2}C(V_{DC}^2 + V_0^2 - 2V_{DC} \cdot V_0)$

συνεισφορά στην ωμική αντίσταση του βρόχου φόρτισης είναι η αντίσταση του MOSFET το οποίο κλείνει. Οι απώλειες λόγω φόρτισης μπορούν να υπολογιστούν αφαιρώντας από τη συνολική ενέργεια που παρέχει η πηγή τάσης την χωρητική ενέργεια που έχει αποθηκεύσει στο τέλος του μεταβατικού φαινομένου η χωρητικότητα εξόδου.

$$E_{\text{charge}} = V_{DC} \cdot Q_{oss}(V_{DC}) - E_{oss}(V_{DC}) = V_{DC} \int_0^{V_{DC}} C_{oss}(v) dv - \int_0^{V_{DC}} v \cdot C_{oss}(v) dv \quad (3.6)$$

Στην περίπτωση που οι άνω και κάτω διακόπτες της ημιγέφυρας είναι πανομοιότυποι η έκφραση για τις συνολικές χωρητικές απώλειες έναυσης απλοποιείται στη μορφή:

$$E_{\text{oss-on}} = V_{DC} \cdot Q_{oss}(V_{DC}) \quad (3.7)$$

Στις παραπάνω σχέσεις το ηλεκτρικό φορτίο $Q_{oss}(V_{DC})$ και η ενέργεια $E_{oss}(V_{DC})$ της χωρητικότητας εξόδου υπολογίζονται ως ολοκληρώματα της ποσότητας $C_{oss}(V_{DC})$. Αυτό είναι αναγκαίο λόγω της (μη γραμμικής) εξάρτησης της χωρητικότητας εξόδου από την τάση.

3.3.2 Περίπτωση μη Επαρκούς Νεκρού Χρόνου

Ο βασικός μηχανισμός που καθιστά αμελητέες τις απώλειες κατά την ήπια σβέση του MOSFET είναι ο μηδενισμός του ρεύματος στο κανάλι και η χρήση του ρεύματος φορτίου για τη φόρτιση και εκφόρτιση των χωρητικότητων εξόδου των διακοπών κατά τη διάρκεια του νεκρού χρόνου. Στην περίπτωση που η έναυση του συμπληρωματικού διακόπτη συμβεί πρώιμα, δηλαδή προτού η τάση στα άκρα του μηδενιστεί, θα προκύψουν επιπλέον απώλειες. Οι απώλειες αυτές οφείλονται στο γεγονός ότι το ρεύμα φόρτισης και εκφόρτισης των χωρητικότητων διαρρέει το κανάλι του MOSFET που κλείνει. Η απολεστική αυτή έναυση αναφέρεται ως ημιτελής ήπια μετάβαση (incomplete soft switching) ή μερικώς σκληρή έναυση (partial hard turn on) [43], [45].

Ο υπολογισμός των σχετικών απωλειών μπορεί να γίνει θεωρώντας το ενεργειακό ισοζύγιο στους δύο διακόπτες [45] κατά τη διάρκεια της μετάβασης (Σχ. 3.5):

$$E_{\text{initial}} + E_{\text{source}} + E_{\text{load}} = E_{\text{final}} + E_{\text{loss}}$$

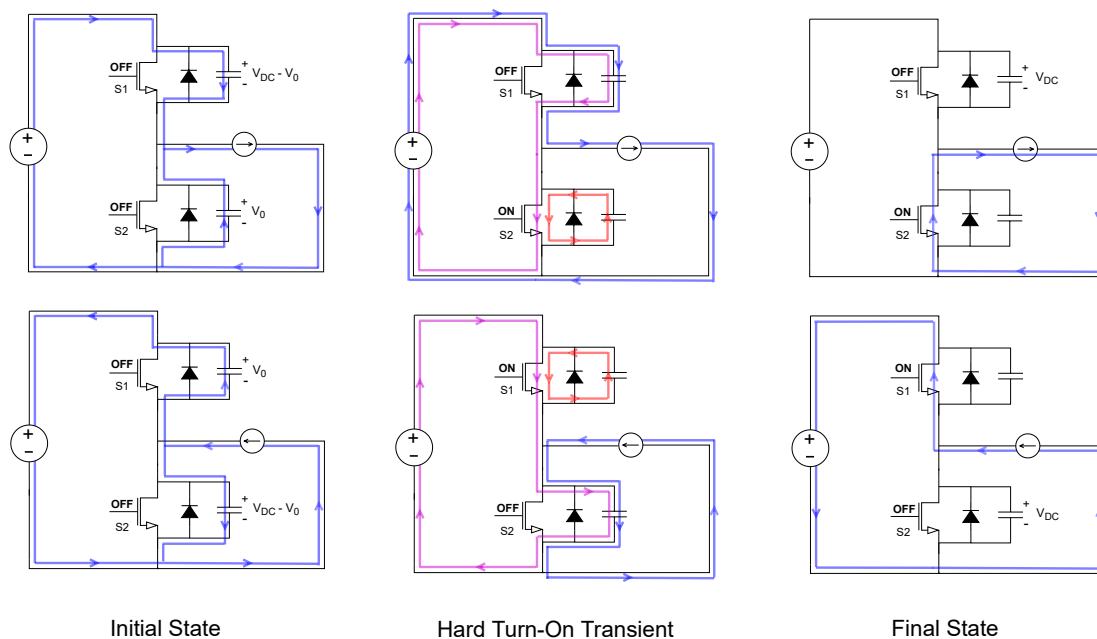
Όπου E_{initial} και E_{final} είναι η αρχική και τελική ενέργεια αποθηκευμένη στη χωρητικότητα εξόδου των διακοπών και E_{source} και E_{load} είναι τα ποσά ενέργειας που παρέχονται στους διακόπτες από την πηγή τάσης και την πηγή ρεύματος του φορτίου αντίστοιχα. Συμβολίζοντας με V_0 την υπολειπόμενη τάση στον διακόπτη που κλείνει, και θεωρώντας ότι οι άνω και κάτω διακόπτες είναι πανομοιότυποι, προκύπτουν οι τιμές της ενέργειας στην αρχική και τελική κατάσταση:

$$E_{\text{initial}} = E_{oss}(V_0) + E_{oss}(V_{DC} - V_0)$$

$$E_{\text{final}} = E_{oss}(V_{DC})$$

Ανάλογα με τη φορά του ρεύματος φορτίου, ο υπολογισμός των ποσοτήτων E_{source} και E_{load} γίνεται ως εξής:

Όταν το ρεύμα εξέρχεται από την ημιγέφυρα, η πηγή συνεχούς τάσης παρέχει όλο το ηλεκτρικό φορτίο που απαιτείται για την φόρτιση της χωρητικότητας του άνω διακόπτη από την



Σχήμα 3.5: Πρόωρη έναυση MOSFET για τις δύο περιπτώσεις κατεύθυνσης του ρεύματος φορτίου.

τιμή $V_{DC} - V_0$ στην τιμή V_{DC} . Το φορτίο αυτό είναι ίσο με $Q_{oss}(V_{DC}) - Q_{oss}(V_{DC} - V_0)$ και έτσι η αντίστοιχη ενέργεια είναι:

$$E_{source} = V_{DC} \cdot [Q_{oss}(V_{DC}) - Q_{oss}(V_{DC} - V_0)]$$

Κατά τη διάρκεια του μεταβατικού φαινομένου η τάση στα άκρα της πηγής ρεύματος (που ταυτίζεται με την τάση V_{ds} του κάτω διακόπτη) μειώνεται από την τιμή V_0 έως το 0. Αν αυτή η μείωση θεωρηθεί ότι είναι γραμμική και ότι καταλαμβάνει χρονική διάρκεια t_{fv} η ενέργεια που παρέχεται από το κύκλωμα του φορτίου είναι:

$$E_{load} = -\frac{1}{2}V_0 \cdot I_L \cdot t_{fv}$$

Η ποσότητα t_{fv} μπορεί να υπολογιστεί με βάση τη σχέση του Πίνακα 3.1 προσαρμόζοντας κατάλληλα την τιμή του φορτίου Q_{gd} έτσι ώστε να ανταποκρίνεται στην τάση V_0 .

Η εκλυόμενη ενέργεια είναι ίση, λοιπόν, με:

$$E_{loss} = E_{oss}(V_0) + E_{oss}(V_{DC} - V_0) - E_{oss}(V_{DC}) + V_{DC} \cdot [Q_{oss}(V_{DC}) - Q_{oss}(V_{DC} - V_0)] - \frac{1}{2}V_0 \cdot I_L \cdot t_{fv} \quad (3.8)$$

Όταν το ρεύμα φορτίου εισέρχεται στο μέσον της ημιγέφυρας, αυτό συνεισφέρει στη φόρτιση της χωρητικότητας εξόδου του κάτω διακόπτη παρέχοντας ηλεκτρικό φορτίο ίσο με $I_L \cdot t_{fv}$. Έτσι, η πηγή συνεχούς τάσης παρέχει το υπολειπόμενο ηλεκτρικό φορτίο και επομένως:

$$E_{source} = V_{DC} \cdot [Q_{oss}(V_{DC}) - Q_{oss}(V_{DC} - V_0)] - V_{DC} \cdot I_L \cdot t_{fv}$$

Αντίστοιχα η τάση στα άκρα της πηγής ρεύματος μεταβάλλεται από την τιμή $V_{DC} - V_0$ έως τιμή V_{DC} . Αν η αύξηση είναι γραμμική και διαρκεί χρονικό διάστημα t_{fv} η ενέργεια που παρέχει το κύκλωμα φορτίου στην ημιγέφυρα είναι:

$$E_{\text{load}} = (V_{DC} - V_0) \cdot I_L \cdot t_{fv} + \frac{1}{2} V_0 \cdot I_L \cdot t_{fv} = V_{DC} \cdot I_L \cdot t_{fv} - \frac{1}{2} V_0 \cdot I_L \cdot t_{fv}$$

Αθροίζοντας, οι όροι της μορφής $V_{DC} \cdot I_L \cdot t_{fv}$ ακυρώνονται και προκύπτει πάλι η έκφραση της εξίσωσης 3.2. Στην παραπάνω ανάλυση ο δεύτερος ακροδέκτης της πηγής του ρεύματος του φορτίου συνδέθηκε στον αρνητικό πόλο της πηγής συνεχούς τάσης. Εάν η σύνδεση γίνει στο θετικό ακροδέκτη θα διαφοροποιηθούν οι εκφράσεις των E_{source} και E_{load} χωρίς όμως να μεταβληθεί το άθροισμά τους. Η έκφραση για τις απώλειες είναι ανεξάρτητη του σημείου σύνδεσης όπως είναι αναμενόμενο.

Ο υπολογισμός των όρων της Εξ. 3.8 γίνεται χρησιμοποιώντας την καμπύλη $C_{oss}(v)$ που συνήθως δίνεται στα φύλλα τεχνικών μεγεθών των MOSFETs .

$$Q_{oss}(v_x) = \int_0^{v_x} C_{oss}(v) dv$$

$$E_{oss}(v_x) = \int_0^{v_x} v \cdot C_{oss}(v) dv$$

Για μια ταχύτερη εκτίμηση των απωλειών μπορεί να θεωρηθεί μια ισοδύναμη σταθερή χωρητικότητα C_{oss} . Αντικαθιστώντας $Q_{oss}(v) = C_{oss} \cdot v$ και $E_{oss}(v) = \frac{1}{2} C_{oss} \cdot v^2$ προκύπτει:

$$E_{\text{loss}} = C_{oss} \cdot V_0^2 - \frac{1}{2} V_0 \cdot I_L \cdot t_{fv} \quad (3.9)$$

Τέλος, μπορεί να αγνοηθεί ο και ο όρος $\frac{1}{2} V_0 \cdot I_L \cdot t_{fv}$ δεδομένου ότι συνθήκες ημιτελούς ήπιας μετάβασης προκύπτουν όταν το ρεύμα I_L είναι μειωμένο. Έτσι, οι απώλειες λόγω μη επαρκούς νεκρού χρόνου μπορούν να προσεγγιστούν από τη σχέση:

$$E_{\text{loss}} \approx C_{oss} \cdot V_0^2 \quad (3.10)$$

Για τον υπολογισμό των απωλειών μένει να προσδιοριστεί η τιμή της υπολειπόμενης τάσης V_0 . Η τιμή αυτή εξαρτάται από τον ισοδύναμο νεκρό χρόνο αλλά και από την τιμή του ρεύματος φορτίου η οποία θα καθορίσει την ταχύτητα φόρτισης των χωρητικότητας C_{oss} . Με αναφορά το Σχ 3.4 το χρονικό διάστημα κατά το οποίο φορτίζει η χωρητικότητα C_{oss} είναι:

$$t_{\text{charge}} = t_{DT} - (t_2 - t_1) + (t_5 - t_4) \quad (3.11)$$

Η τιμή t_{DT} αφορά το νεκρό χρόνο όπως φαίνεται στις εξόδους των κυκλωμάτων οδήγησης των δύο διακοπών. Η φόρτιση της C_{oss} δεν ξεκινάει προτού η τάση V_{gs} του διακόπτη που σβήνει μειωθεί στην τιμή κατωφλίου V_{th} . Αντίστοιχα, η έναυση του συμπληρωματικού διακόπτη ξεκινάει μόλις η τάση V_{gs} ξεπεράσει την τιμή κατωφλίου. Επομένως, πρέπει να συνυπολογιστούν τα χρονικά διαστήματα φόρτισης και εκφόρτισης της χωρητικότητας εισόδου στην πύλη. Θεωρώντας το πρώτης τάξης ισοδύναμο κύκλωμα αντίστασης-πυκνωτή τα διαστήματα αυτά υπολογίζονται ως:

$$t_2 - t_1 = R_{\text{OFF}} \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{V_{drv}}{V_{th}}$$

$$t_5 - t_4 = R_{\text{ON}} \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{V_{drv}}{V_{drv} - V_{th}}$$

Η μεταβολή της τάσης θα είναι:

$$\Delta V = V_{DC} - V_0 = \frac{I_L \cdot t_{\text{charge}}}{C_{eq}}$$

όπου C_{eq} είναι η ισοδύναμη χωρητικότητα όπως φαίνεται από το μέσο της ημιγέφυρας.

$$C_{eq} = \frac{2Q_{oss}(V_{DC})}{V_{DC}} + C_{\text{stray}}$$

Έτσι:

$$V_0 = V_{DC} \cdot \left[1 - I_L \cdot \frac{t_{DT} + C_{iss} \cdot \left(R_{ON} \cdot \ln \frac{V_{drv}}{V_{drv} - V_{th}} - R_{OFF} \cdot \ln \frac{V_{drv}}{V_{th}} \right)}{2 \cdot Q_{oss}(V_{DC}) + V_{DC} \cdot C_{\text{stray}}} \right] \quad (3.12)$$

Με βάση τη σχέση μπορούν να προσδιοριστούν δύο χρήσιμα μεγέθη: Η ελάχιστη τιμή νεκρού χρόνου $t_{DT_{\min}}$ που διασφαλίζει ότι για δεδομένο ρεύμα φορτίου η ήπια μετάβαση ολοκληρώνεται. Το ελάχιστο ρεύμα φορτίου $I_{L_{\min}}$ που διασφαλίζει ότι για δεδομένη τιμή νεκρού χρόνου η ήπια μετάβαση ολοκληρώνεται.

$$t_{DT_{\min}} = \frac{1}{I_L} \cdot [2 \cdot Q_{oss}(V_{DC}) + V_{DC} \cdot C_{\text{stray}}] + C_{iss} \cdot \left(R_{OFF} \cdot \ln \frac{V_{drv}}{V_{th}} - R_{ON} \cdot \ln \frac{V_{drv}}{V_{drv} - V_{th}} \right) \quad (3.13)$$

$$I_{L_{\min}} = \frac{2Q_{oss}(V_{DC}) + V_{DC} \cdot C_{\text{stray}}}{t_{DT} + C_{iss} \cdot \left(R_{ON} \cdot \ln \frac{V_{drv}}{V_{drv} - V_{th}} - R_{OFF} \cdot \ln \frac{V_{drv}}{V_{th}} \right)} \quad (3.14)$$

Για τον υπολογισμό της C_{eq} έχει χρησιμοποιηθεί η κατά-φορτίο ισοδύναμη χωρητικότητα εξόδου ($\frac{Q_{oss}(V_{DC})}{V_{DC}}$) υπολογισμένη στην τάση V_{DC} . Συνέπεια αυτού είναι ότι η εκτίμηση της Εξ. 3.12 ενδέχεται να παρουσιάζει αποκλίσεις λόγω της εξάρτησης της C_{oss} από την τάση. Ωστόσο, είναι πιθανό αυτές οι αποκλίσεις να είναι ασήμαντες². Αυτό επιβεβαιώνεται στην περίπτωση του μετατροπέα που υλοποιήθηκε όπου η μεταβολή της τάσης V_{ds} κατά την ήπια σβέση είναι σχεδόν γραμμική (ενότητα 4.4.4). Η παραπάνω παρατήρηση, δεν εφαρμόζεται στις εκφράσεις των Εξ. 3.13 και 3.14, διότι αυτές αφορούν την περίπτωση όπου η φόρτιση των χωρητικότητων C_{oss} είναι πλήρης.

Παρατηρήσεις Σχετικά με την Επιλογή του Διαστήματος Νεκρού Χρόνου

Προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η απόδοση του μετατροπέα είναι επιθυμητό να αποφεύγονται οι ημιτελείς ήπιες μεταβάσεις. Όσο μικρότερο είναι το ρεύμα φορτίου τόσο μεγαλύτερο πρέπει να είναι το διάστημα νεκρού χρόνου. Συνήθως, όμως, η τιμή του νεκρού χρόνου αποτελεί

²Ο τελικός παράγοντας που θα καθορίσει αν η χρήση της Εξ. 3.12 είναι εύλογη είναι η επιθυμητή ακρίβεια και η χαρακτηριστική $C_{oss}(v)$. Σε κάθε περίπτωση, μια πιο ακριβής εκτίμηση της V_0 μπορεί να γίνει αριθμητικά θεωρώντας όλα τα σημεία της καμπύλης $C_{oss}(v)$ με επακόλουθο κόστος την αυξημένη πολυπλοκότητα.

προκαθορισμένη παράμετρο που ορίζεται στο στάδιο της σχεδίασης. Μια επιλογή είναι να χρησιμοποιηθεί μια τιμή νεκρού χρόνου σύμφωνα με την Εξ. 3.13 υπολογισμένη για τη μικρότερη τιμή του I_L . Σε εφαρμογές όπου το ρεύμα εξόδου της ημιγέφυρας δεν παρουσιάζει μεγάλες διακυμάνσεις μια τέτοια στρατηγική μπορεί να είναι κατάλληλη. Σε αντίθετη περίπτωση, όταν δηλαδή υπάρχει έντονη μεταβλητότητα στο ρεύμα του φορτίου, η υλοποίηση της παραπάνω μεθόδου θα οδηγήσει σε μεταβάσεις όπου το διάστημα νεκρού χρόνου είναι υπερβολικά αυξημένο. Κάτι τέτοιο δεν είναι ιδιαίτερα ευνοϊκό αφού θα οδηγήσει σε:

1. Αυξημένες απώλειες λόγω της αγωγής της διόδου σώματος του MOSFET . Η πτώση τάσης αγωγής στη δίοδο είναι συνήθως μεγαλύτερη από την αντίστοιχη πτώση τάσης στο κανάλι. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο αυξημένος νεκρός χρόνος δεν αφορά μόνο τις μεταβάσεις σβέσης (Σχ. 3.1: A-iii και B-i) αλλά και τις μεταβάσεις υπό μηδενική τάση (Σχ. 3.1: A-i και B-iii).
2. Παραμόρφωση της τάσης εξόδου λόγω της μεγάλης τιμής του διαστήματος νεκρού χρόνου.

Χαρακτηριστική περίπτωση τέτοιας εφαρμογής αποτελούν οι αντιστροφείς όπου το ρεύμα φορτίου στιγμιαία μηδενίζεται. Σε τέτοιες περιπτώσεις η ύπαρξη ημιτελών ηπίων μεταβάσεων είναι αναπόφευκτη και η επιλογή του νεκρού χρόνου πρέπει να γίνεται με γνώμονα τόσο την ποιότητα της τάσης εξόδου όσο και την ελαχιστοποίηση των συνολικών απωλειών (λόγω αγωγής της διόδου και λόγω μερικώς σκληρών εναύσεων). Όταν οι απαιτήσεις για αυξημένη απόδοση είναι ιδιαίτερα αυστηρές αξίζει πλέον να διερευνηθεί η δυνατότητα προσαρμογής του νεκρού χρόνου σε πραγματικό χρόνο [46], [47].

3.4 Εφαρμογή στον MHF Μετατροπέα

Έχοντας ποσοτικοποιήσει τα μεγέθη ενέργειας που εκλύονται λόγω των διάφορων μηχανισμών απωλειών στους διακόπτες τύπου MOSFET, είναι πλέον δυνατό η παραπάνω θεωρία να εφαρμοστεί στην τοπολογία του υπό μελέτη μετατροπέα. Αντικείμενο αυτής της ενότητας είναι η παρουσίαση ενός αναλυτικού μοντέλου το οποίο επιτρέπει τον υπολογισμό των απωλειών θερμότητας σε κάθε διακόπτη για κάθε σημείο λειτουργίας (μόνιμη κατάσταση) του MHF μετατροπέα. Η ανάλυση στηρίζεται στις ακόλουθες υποθέσεις:

1. Η διαμόρφωση των παλμών γίνεται μέσω σύγκρισης ενός σήματος αναφοράς με ένα φέρον σήμα. (Carrier Based Pulse Width Modulation)
2. Η κυμάτωση του ρεύματος κάθε ημιγέφυρας λόγω των διακοπτικών φαινομένων θεωρείται αμελητέα. Έτσι, στην περίπτωση του σταδίου εξόδου το ρεύμα μοντελοποιείται ως καθαρό ημίτονο ενώ στην περίπτωση του σταδίου εισόδου ως σταθερό.
3. Η διακοπτική συχνότητα είναι αρκετά μεγαλύτερη της θεμελιώδους έτσι ώστε η μεταβολή του ρεύματος σε χρονικό διάστημα μιας διακοπτικής περιόδου να είναι μικρή.
4. Στις περιπτώσεις όπου τα μεγέθη περιέχουν ημιτονοειδή συνιστώσα υπολογίζεται η μέση τιμή των απωλειών εντός μιας θεμελιώδους περιόδου. Όταν η θεμελιώδης περίοδος είναι αρκετά μικρότερη από τη σταθερά χρόνου που ορίζεται από τη θερμική αντίσταση ημιαγωγού-ψυκτικού σώματος και τη θερμοχωρητικότητα του ψυκτικού σώματος, οι διακυμάνσεις της θερμικής ισχύος φιλτράρονται επαρκώς με αποτέλεσμα η διακύμανση της θερμοκρασίας του ημιαγωγού να είναι περιορισμένη.

Στις υποενότητες που ακολουθούν χρησιμοποιείται ο ακόλουθος συμβολισμός:

- V_s : Συνεχής τάση που παρέχει η πηγή ενέργειας στον μετατροπέα.
- I_s : Συνεχής συνιστώσα ρεύματος του σταδίου εισόδου.
- V_{DC} : Συνεχής τάση πυκνωτών υπομονάδας.
- \hat{I}_L : Πλάτος του ρεύματος του σταδίου εξόδου.
- f_0 : Θεμελιώδης συχνότητα. Αντίστοιχα, $\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$ και $T_0 = \frac{1}{f_0}$.
- f_s : Διακοπτική συχνότητα. Αντίστοιχα, $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$ και $T_s = \frac{1}{f_s}$.

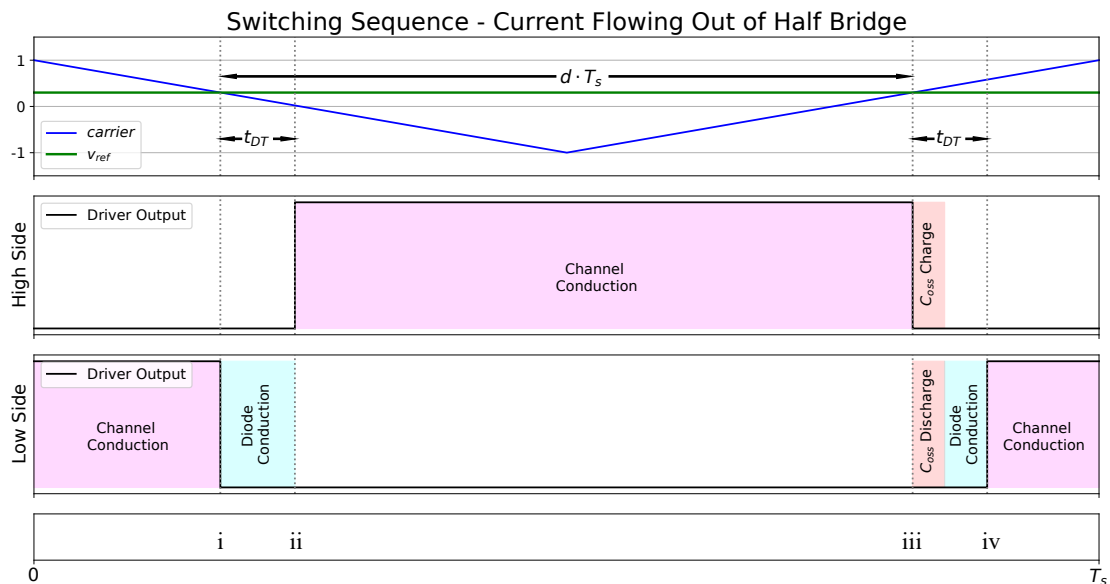
3.4.1 Στάδιο Εξόδου

Οι ημιγέφυρες του σταδίου εξόδου τροφοδοτούν τα τυλίγματα του κινητήρα με εναλλασσόμενο ρεύμα. Γίνεται η υπόθεση ότι οι παλμοί έναυσης που ελέγχουν τον άνω διακόπτη προκύπτουν από τη σύγκριση ενός σήματος αναφοράς $v_{ref}(t)$ με ένα τριγωνικό φέρον σήμα $f_c(t)$ συχνότητας f_s , ενώ ο κάτω διακόπτης ελέγχεται από τους συμπληρωματικούς παλμούς. Εφαρμόζεται ένα διάστημα νεκρού χρόνου t_{DT} πριν την έναυση κάθε διακόπτη.

$$v_{ref}(t) = m_a \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) , m_a \in [0, 1] \quad (3.15)$$

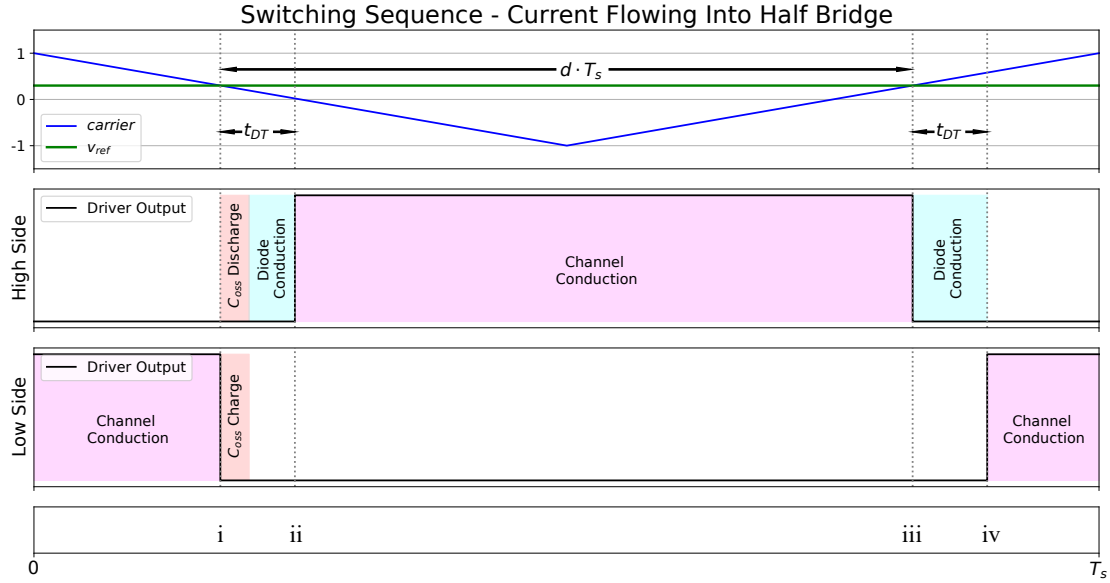
$$f_c(t) = \frac{2}{\pi} \arcsin [\sin(\omega_s \cdot t)] \quad (3.16)$$

Η μέθοδος διαμόρφωσης καθώς και οι μηχανισμοί αγωγής σε χρονικό διάστημα μιας διακοπτικής περιόδου απεικονίζονται στα Σχ. 3.6 και 3.7. όπου η αρίθμηση των μεταβάσεων είναι σύμφωνη με το Σχ. 3.1 .



Σχήμα 3.6: Διαμόρφωση τριγωνικού φέροντος: Ρεύμα εξερχόμενο από το μέσον της ημιγέφυρας.

Ο λόγος χρησιμοποίησης (duty cycle) του άνω διακόπτη χωρίς την επίδραση του νεκρού χρόνου συνδέεται με την τιμή του σήματος αναφοράς ως εξής:



Σχήμα 3.7: Διαμόρφωση τριγωνικού φέροντος: Ρεύμα εισερχόμενο στο μέσον της ημιγέφυρας.

$$d(t) = \frac{1 + v_{ref}(t)}{2} = \frac{1}{2} + \frac{m_a}{2} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad (3.17)$$

Το ρεύμα φορτίου έχει την ακόλουθη μορφή.

$$I_L(t) = \hat{I}_L \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - \phi) \quad (3.18)$$

όπου $\cos(\phi)$ είναι ο συντελεστής ισχύος του κινητήρα. Θεωρείται ότι το ρεύμα είναι θετικό όταν εξέρχεται από την ημιγέφυρα.

Αγωγή Καναλιού

Με βάση τα Σχ. 3.6 και 3.7, η απώλεια ενέργειας στους διακόπτες σε διάστημα μιας διακοπτικής περιόδου λόγω της αγωγής του καναλιού μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$E_{HS} = R_{ds} \cdot I^2 \cdot (d \cdot T_s - t_{DTeff}) = \int_t^{t+T_s} R_{ds} \cdot I^2 \cdot \left(d - \frac{t_{DTeff}}{T_s} \right) dt$$

$$E_{LS} = R_{ds} \cdot I^2 \cdot (T_s - d \cdot T_s - t_{DTeff}) = \int_t^{t+T_s} R_{ds} \cdot I^2 \cdot \left(1 - d - \frac{t_{DTeff}}{T_s} \right) dt,$$

όπου d η είναι τιμή του λόγου χρησιμοποίησης και I είναι η τιμή του ρεύματος φορτίου κατά τη συγκεκριμένη διακοπτική περίοδο. Το μέγεθος t_{DTeff} αναφέρεται στο ισοδύναμο διάστημα νεκρού χρόνου. Διαφέρει από το προκαθορισμένο διάστημα νεκρού χρόνου t_{DT} όπως φαίνεται στην έξοδο των κυκλωμάτων οδήγησης επειδή περιλαμβάνει την επίδραση της καθυστέρησης φόρτισης και εκφόρτισης της χωρητικότητας εισόδου του MOSFET. Ο τρόπος υπολογισμού του t_{DTeff} παρουσιάζεται στους Πίνακες 3.3 και 3.4.

Δεδομένης της υπόθεσης ότι η διακοπτική συχνότητα είναι αρκετά μεγάλη, οι μεταβολές του σήματος αναφοράς $v_{ref}(t)$ και του ρεύματος εντός μιας διακοπτικής περιόδου είναι μικρές και,

t_{DTeff}	Ρεύμα Εξερχόμενο	Ρεύμα Εισερχόμενο
Άνω Διακόπτης	$t_{DT} + t_a - t_b$	$t_{DT} + t_c - t_b$
Κάτω Διακόπτης	$t_{DT} + t_c - t_b$	$t_{DT} + t_a - t_b$

Πίνακας 3.3: Υπολογισμός Ισοδύναμου Νεκρού Χρόνου

Μέγεθος	Περιγραφή
$t_a = R_{ON} \cdot C_{iss} \ln \frac{V_{drv}}{V_{drv} - V_p} + R_{ON} \cdot \frac{Q_{GD}}{V_{drv} - V_p}$	Πριν ξεκινήσει η αγωγή του ρεύματος στο κανάλι, πρέπει πρώτα η τάση V_{gs} φτάσει την τιμή του plateau (πρώτος όρος) και στη συνέχεια να εκφορτιστεί η C_{gd} (δεύτερος όρος).
$t_b = R_{OFF} \cdot C_{iss} \ln \frac{V_{drv}}{V_{th}}$	Κατά την ήπια σβέση, το ρεύμα στο κανάλι έχει μηδενιστεί αφού η τάση V_{gs} μειωθεί στην τιμή κατωφλίου V_{th} . Το ίδιο χρονικό διάστημα απαιτείται προτού ολοκληρωθεί η αλλαγή του μηχανισμού αγωγής από το κανάλι στη δίοδο του ίδιου διακόπτη.
$t_c = R_{ON} \cdot C_{iss} \ln \frac{V_{drv}}{V_{drv} - V_{th}}$	Ο μηχανισμός αγωγής θα αλλάξει από τη δίοδο στο κανάλι του ίδιου διακόπτη αφού η τάση V_{gs} ξεπεράσει την τιμή κατωφλίου V_{th} . Αυτό συμβαίνει αμέσως μετά την ήπια σβέση του συμπληρωματικού διακόπτη.

Πίνακας 3.4: Παράμετροι καθυστέρησης λόγω της χωρητικότητας εισόδου.

επομένως, είναι εύλογο στις παραπάνω εξισώσεις να αντικατασταθούν οι εκφράσεις των Εξ. 3.17 και 3.18.

$$E_{HS} = \int_t^{t+T_s} R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) \cdot \left(\frac{m_a}{2} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + \frac{1}{2} - \frac{t_{DTeff}}{T_s} \right) dt$$

$$E_{LS} = \int_t^{t+T_s} R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{m_a}{2} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) - \frac{t_{DTeff}}{T_s} \right) dt$$

Η συνολική ενέργεια που εκλύεται σε διάστημα μιας θεμελιώδους περιόδου είναι το άθροισμα των παραπάνω ποσοτήτων για κάθε διακοπτική περίοδο. Αυτό μπορεί να εκφραστεί ως ολοκλήρωμα σε διάστημα μιας θεμελιώδους περιόδου:

$$E_{HS-T_0} = R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \int_t^{t+T_0} \frac{m_a}{2} \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) dt +$$

$$+ R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \int_t^{t+T_0} \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{DTeff}}{T_s} \right) \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) dt$$

$$E_{LS-T_0} = - R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \int_t^{t+T_0} \frac{m_a}{2} \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) dt +$$

$$+ R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \int_t^{t+T_0} \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{DTeff}}{T_s} \right) \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) dt$$

Οι πρώτοι όροι στις παραπάνω εκφράσεις είναι μηδενικοί. Το ολοκλήρωμα των δεύτερων όρων υπολογίζεται ξεχωριστά στις δύο ημιπεριόδους όπου το ρεύμα φορτίου έχει σταθερή φορά. Η τιμή του $t_{DT_{eff}}$ είναι σταθερή.

$$\begin{aligned}
E_{HS-T_0} &= R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \int_{\frac{\phi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}} \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{DT} + t_a - t_b}{T_s} \right) \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) dt + \\
&+ R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \int_{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+2\pi}{\omega_0}} \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{DT} + t_c - t_b}{T_s} \right) \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) dt \\
E_{LS-T_0} &= R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \int_{\frac{\phi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}} \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{DT} + t_c - t_b}{T_s} \right) \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) dt + \\
&+ R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \int_{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+2\pi}{\omega_0}} \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{DT} + t_a - t_b}{T_s} \right) \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) dt
\end{aligned}$$

τελικά προκύπτει:

$$E_{HS-T_0} = E_{LS-T_0} = \frac{1}{4} \cdot R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \left(1 - \frac{2t_{DT} - 2t_b + t_a + t_c}{T_s} \right) \cdot T_0$$

και η μέση ισχύς είναι:

$$P_{channel} = \frac{1}{4} \cdot R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \left(1 - \frac{2t_{DT} - 2t_b + t_a + t_c}{T_s} \right) \quad (3.19)$$

Όπως είναι αναμενόμενο λόγω συμμετρίας, οι απώλειες αγωγής στο κανάλι είναι ίσες και για τον άνω και για τον κάτω διακόπτη. Επίσης, είναι ανεξάρτητες από τον συντελεστή ισχύος και το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a . Η συμπερίληψη των όρων t_a, t_b και t_c έχει νόημα μόνο όταν οι αντιστάσεις στην πύλη είναι αρκετά αυξημένες (Πίνακας 3.4). Για μικρές τιμές αντιστάσεων αυτές είναι αμελητέες οπότε προκύπτει για τις απώλειες αγωγής:

$$P_{channel} = \frac{1}{2} \cdot R_{ds} \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{DT}}{T_s} \right) \quad (3.20)$$

Απώλειες Αγωγής Διόδου

Όπως φαίνεται στα Σχ. 3.6 και 3.7, ανάλογα με τη φορά ρου ρεύματος ενεργοποιείται η διόδος σώματος του ενός μόνο διακόπτη. Η διόδος του άνω διακόπτη άγει κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου κατά την οποία το ρεύμα είναι αρνητικό (κατεύθυνση εισερχόμενη στην ημιγέφυρα). Μπορούν να αναγνωριστούν δύο διαστήματα αγωγής (Σχ. 3.7): Το διάστημα πριν την έναυση του συμπληρωματικού διακόπτη και το διάστημα μετά τη σβέση του συμπληρωματικού διακόπτη το οποίο ενδέχεται να μην υπάρχει όταν η ήπια σβέση είναι ημιτελής. Συμβολίζοντας με t_{d1} και t_{d2} τις χρονικές διάρκειες των δύο παραπάνω διαστημάτων αγωγής αντίστοιχα υπολογίζονται:

$$t_{d1} = t_{DT} + t_c - t_b \quad (3.21)$$

$$t_{d2} = t_{DT} + t_c - t_b - \frac{V_{DC} \cdot C_{eq}}{I} = t_{d1} - \frac{V_{DC} \cdot C_{eq}}{I}, \quad (3.22)$$

όπου οι ποσότητες t_a, t_b και t_c έχουν ήδη οριστεί στον Πίνακα 3.4 . Προκειμένου να υπάρχει το δεύτερο διάστημα αγωγής ($t_{d2} > 0$) πρέπει το ρεύμα φορτίου να είναι μεγαλύτερο από την έκφραση της Εξ. 3.14. Σε αντίθετη περίπτωση, η μεταφορά φορτίου στην C_{eq} δε θα προλάβει να ολοκληρωθεί και η ήπια μετάβαση θα είναι ημιτελής.

Χρησιμοποιώντας το μοντέλο απωλειών της Εξ. 3.4, η απώλεια ενέργειας σε μία διακοπτική περίοδο λόγω του πρώτου διαστήματος είναι:

$$E_{d1} = v_{f0} \cdot I \cdot t_{d1} + r_D \cdot I^2 \cdot t_{d1} = f_s \cdot \int_t^{t+T_s} v_{f0} \cdot I \cdot t_{d1} dt + f_s \cdot \int_t^{t+T_s} r_D \cdot I^2 \cdot t_{d1} dt$$

Αντικαθιστώντας για το ρεύμα την έκφραση της 3.18 και αθροίζοντας προκύπτουν οι σχετικές απώλειες ενέργειας σε διάστημα μιας θεμελιώδους περιόδου:

$$E_{d1-T_0} = f_s \cdot v_{f0} \cdot t_{d1} \int_{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+2\pi}{\omega_0}} |\hat{I}_L \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - \phi)| dt + f_s \cdot r_D \cdot t_{d1} \cdot \int_{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+2\pi}{\omega_0}} \hat{I}_L^2 \cdot \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) dt$$

$$\Rightarrow E_{d1-T_0} = \frac{1}{\pi} \cdot T_0 \cdot f_s \cdot v_{f0} \cdot \hat{I}_L \cdot t_{d1} + \frac{1}{4} \cdot T_0 \cdot f_s \cdot r_D \cdot \hat{I}_L^2 \cdot t_{d1}$$

και η αντίστοιχη ισχύς απωλειών είναι:

$$P_{d1-T_0} = \frac{1}{\pi} \cdot f_s \cdot t_{d1} \cdot \left(v_{f0} \cdot \hat{I}_L + \frac{\pi}{4} \cdot r_D \cdot \hat{I}_L^2 \right) \quad (3.23)$$

Για τον υπολογισμό των απωλειών που οφείλονται στο δεύτερο διάστημα (t_{d2}), προσδιορίζεται αρχικά με τη βοήθεια της Εξ. 3.14 το τμήμα της θεμελιώδους περιόδου για το οποίο ισχύει $t_{d2} > 0$. Οι περιοχές αυτές απεικονίζονται στο Σχ. 3.8. Εξυπηρετεί να οριστεί το μέγεθος της γωνίας ήπιας σβέσης δ ως εξής:

$$\delta = \arcsin \left[\min \left(\frac{I_{L-\min}}{\hat{I}_L}, 1 \right) \right] \quad (3.24)$$

Έτσι, όσον αφορά τον άνω διακόπτη, το διάστημα αγωγής της διόδου t_{d2} εμφανίζεται μεταξύ των χρονικών στιγμών $t_1 = \frac{\phi+\pi+\delta}{\omega_0}$ και $t_2 = \frac{\phi+2\pi-\delta}{\omega_0}$. Δεδομένου ότι:

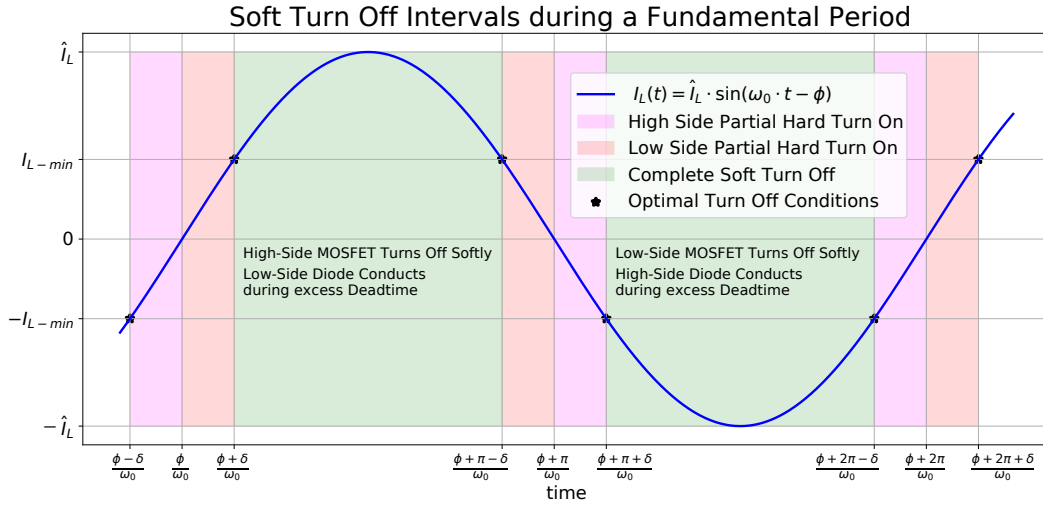
$$\int_{\frac{\phi+\pi+\delta}{\omega_0}}^{\frac{\phi+2\pi-\delta}{\omega_0}} |\sin(\omega_0 \cdot t - \phi)| dt = \frac{T_0}{\pi} \cos(\delta)$$

$$\int_{\frac{\phi+\pi+\delta}{\omega_0}}^{\frac{\phi+2\pi-\delta}{\omega_0}} \sin^2(\omega_0 \cdot t - \phi) dt = \frac{T_0}{4\pi} \cdot [\pi - 2\delta + \sin(2\delta)]$$

Η απώλεια ενέργειας σε διάστημα της θεμελιώδους περιόδου είναι:

$$E_{d2-T_0} = \frac{1}{\pi} \cdot T_0 \cdot \cos(\delta) \cdot f_s \cdot v_{f0} \cdot \hat{I}_L \cdot t_{d1} + \frac{1}{4\pi} \cdot [\pi - 2\delta + \sin(2\delta)] \cdot T_0 \cdot f_s \cdot r_D \cdot \hat{I}_L^2 \cdot t_{d1} +$$

$$- f_s \cdot v_{f0} \int_{\frac{\phi+\pi+\delta}{\omega_0}}^{\frac{\phi+2\pi-\delta}{\omega_0}} V_{DC} \cdot C_{eq} dt - f_s \cdot r_D \cdot V_{DC} \cdot C_{eq} \cdot \int_{\frac{\phi+\pi+\delta}{\omega_0}}^{\frac{\phi+2\pi-\delta}{\omega_0}} \hat{I}_L \cdot |\sin(\omega_0 \cdot t - \phi)| dt$$



Σχήμα 3.8: Όταν το ρεύμα στο μέσον της ημιγέφυρας είναι ημιτονοειδές η ήπια σβέση ολοκληρώνεται μόνο στα διαστήματα όπου $|I| > I_{L-min}$.

$$\Rightarrow E_{d2-T_0} = \frac{1}{\pi} \cdot T_0 \cdot f_s \cdot t_{d1} \cdot \left[\cos(\delta) \cdot v_{f0} \cdot \hat{I}_L + \frac{\pi - 2\delta + \sin(2\delta)}{4} \cdot r_D \cdot \hat{I}_L^2 \right] + \frac{1}{\pi} \cdot T_0 \cdot V_{DC} \cdot C_{eq} \cdot f_s \cdot \left[v_{f0} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right) + r_D \cdot \hat{I}_L \cdot \cos(\delta) \right]$$

και η αντίστοιχη ισχύς:

$$P_{d2-T_0} = \frac{1}{\pi} \cdot f_s \cdot t_{d1} \cdot \left[\cos(\delta) \cdot v_{f0} \cdot \hat{I}_L + \frac{\pi - 2\delta + \sin(2\delta)}{4} \cdot r_D \cdot \hat{I}_L^2 \right] + \frac{1}{\pi} \cdot V_{DC} \cdot C_{eq} \cdot f_s \cdot \left[v_{f0} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right) + r_D \cdot \hat{I}_L \cdot \cos(\delta) \right]$$

Αθροίζοντας τις εκφράσεις για τα δύο διαστήματα προκύπτει τελικά:

$$P_{diode} = \frac{1}{\pi} \cdot f_s \cdot t_{d1} \cdot \left[v_{f0} \cdot \hat{I}_L \cdot [\cos(\delta) + 1] + \frac{2\pi - 2\delta + \sin(2\delta)}{4} \cdot r_D \cdot \hat{I}_L^2 \right] + \frac{1}{\pi} \cdot V_{DC} \cdot C_{eq} \cdot f_s \cdot \left[v_{f0} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right) + r_D \cdot \hat{I}_L \cdot \cos(\delta) \right] \quad (3.25)$$

Με ακριβώς ανάλογο τρόπο προκύπτει η έκφραση της Εξ. 3.25 για τις απώλειες διόδου του κάτω διακόπτη.

Απώλειες Επικάλυψης Έναυσης

Οι απώλειες επικάλυψης κατά την έναυση υπολογίζονται με βάση τις εκφράσεις του Πίνακα 3.1. Αυτές μπορούν να συμπυκνωθούν στη μορφή:

$$E_{ON} = C_{ON} \cdot V_{DC} \cdot I \quad (3.26)$$

$$E_{ON-RR} = C_{ON-RR} \cdot V_{DC} \cdot I \quad (3.27)$$

όπου E_{ON} είναι η απώλεια ενέργειας κατά την έναυση χωρίς να συνυπολογίζεται η συνεισφορά του αναστροφου ρεύματος επαναφοράς η οποία μπορεί να υπολογιστεί ξεχωριστά ως E_{ON-RR} . Οι συντελεστές C_{ON} και C_{ON-RR} προκύπτουν αμέσως από τον Πίνακα 3.1:

$$C_{ON} = \frac{1}{2} \cdot (t_{ri} + t_{fv})$$

$$C_{ON-RR} = \frac{1}{2} \cdot C_{RRM} (t_{ri} + \frac{2}{3} t_{fv})$$

Σε μία διακοπτική περίοδο οι απώλειες ενέργειας είναι:

$$E_{ON} = C_{ON} \cdot V_{DC} \cdot I = f_s \cdot \int_t^{t+T_s} C_{ON} \cdot V_{DC} \cdot I dt$$

$$E_{ON-RR} = C_{ON-RR} \cdot V_{DC} \cdot I = f_s \cdot \int_t^{t+T_s} C_{ON-RR} \cdot V_{DC} \cdot I dt$$

Για τον άνω διακόπτη, η έναυση συμβαίνει κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου όπου το ρεύμα φορτίου εξέρχεται από την ημιγέφυρα. Επομένως, η συνολική απώλεια ενέργειας κατά τη διάρκεια της θεμελιώδους περιόδου θα είναι:

$$E_{ON-T_0} = f_s \cdot \int_{\frac{\phi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}} C_{ON} \cdot V_{DC} \cdot |I_L(t)| dt = f_s \cdot C_{ON} \cdot V_{DC} \cdot \hat{I}_L \cdot \int_{\frac{\phi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}} \sin(\omega_0 \cdot t - \phi) dt$$

$$E_{ON-RR-T_0} = f_s \cdot \int_{\frac{\phi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}} C_{ON-RR} \cdot V_{DC} \cdot |I_L(t)| dt = f_s \cdot C_{ON-RR} \cdot V_{DC} \cdot \hat{I}_L \cdot \int_{\frac{\phi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}} \sin(\omega_0 \cdot t - \phi) dt$$

Υπολογίζοντας το ολοκλήρωμα και διαιρώντας με τη θεμελιώδη περίοδο προκύπτει:

$$P_{ON} = \frac{1}{\pi} \cdot C_{ON} \cdot V_{DC} \cdot \hat{I}_L \cdot f_s \quad (3.28)$$

$$P_{ON-RR} = \frac{1}{\pi} \cdot C_{ON-RR} \cdot V_{DC} \cdot \hat{I}_L \cdot f_s \quad (3.29)$$

Όσον αφορά τον κάτω διακόπτη, ο αντίστοιχος υπολογισμός οδηγεί ακριβώς στις ίδιες εκφράσεις.

Απώλειες Επαναφοράς της Διόδου

Οι απώλειες στη διόδο λόγω του αναστροφου ρεύματος προκύπτουν με ακριβώς παρόμοιο τρόπο:

$$E_{RR} = C_{RR} \cdot V_{DC} \cdot I$$

όπου

$$C_{RR} = \frac{1}{6} \cdot C_{RRM} \cdot t_{fv}$$

Η μέση εκλυόμενη θερμική ισχύς σε διάστημα μιας θεμελιώδους περιόδου είναι:

$$P_{RR} = \frac{1}{\pi} \cdot C_{RR} \cdot V_{DC} \cdot \hat{I}_L \cdot f_s \quad (3.30)$$

Σημειώνεται ότι όπως και η έναυση, έτσι και η σβέση της διόδου κάθε διακόπτη συμβαίνει κατά το ήμισυ της διάρκειας της θεμελιώδους περιόδου, ανάλογα με τη φορά του ρεύματος φορτίου.

Απώλειες Έναυσης λόγω Χωρητικότητας Εξόδου

Η συμμετρία στο στάδιο εξόδου δεν οδηγεί σε ανάγκη διαφοροποίησης του άνω από τον κάτω διακόπτη. Έτσι, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η σχέση 3.7 για τον υπολογισμό των απωλειών. Σε μία διακοπτική περίοδο η απώλεια ενέργειας είναι:

$$E_{oss} = V_{DC} \cdot Q_{oss}(V_{DC}) = f_s \cdot \int_t^{t+T_s} V_{DC} \cdot Q_{oss}(V_{DC}) dt$$

Η συνολική απώλεια ενέργειας σε διάστημα της θεμελιώδους περιόδου είναι:

$$E_{oss-T_0} = f_s \cdot \int_{\frac{\phi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}} V_{DC} \cdot Q_{oss}(V_{DC}) dt = \frac{1}{2} \cdot T_0 \cdot f_s \cdot V_{DC} \cdot Q_{oss}(V_{DC})$$

και η αντίστοιχη ισχύς:

$$P_{C_{oss}} = \frac{1}{2} \cdot f_s \cdot V_{DC} \cdot Q_{oss}(V_{DC}) \quad (3.31)$$

Απώλειες λόγω Ημιτελούς Ήπιας Σβέσης

Για τον υπολογισμό των απωλειών κατά τη μερικώς σκληρή έναυση θα χρησιμοποιηθεί η προσεγγιστική σχέση 3.10. Η υπολειπόμενη τάση V_0 μπορεί να προσδιοριστεί με τη βοήθεια της Εξ. 3.12 η οποία έχει τη μορφή:

$$V_0 = V_{DC} - \alpha \cdot V_{DC} \cdot I$$

Σε μια διακοπτική περίοδο, η απώλεια ενέργειας θα είναι ίση με:

$$E_{i-ss} = C_{oss} \cdot V_0^2 = C_{oss} \cdot V_{DC}^2 \cdot (1 - \alpha \cdot I)^2 = f_s \cdot \int_t^{t+T_s} C_{oss} \cdot V_{DC}^2 \cdot (1 + \alpha^2 \cdot I^2 - 2\alpha \cdot I) dt$$

Με αναφορά το Σχ. 3.8, δύο είναι τα χρονικά διαστήματα όπου ο κάθε διακόπτης μεταβαίνει σε αγωγή πριν ολοκληρωθεί η ήπια σβέση. Η απώλεια ενέργειας για τον κάτω διακόπτη σε διάστημα μιας θεμελιώδους περιόδου υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} E_{i-ss} &= f_s \cdot C_{oss} \cdot V_{DC}^2 \left[\int_{\frac{\phi}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\delta}{\omega_0}} 1 + \alpha^2 \cdot I_L^2(t) - 2\alpha \cdot |I_L(t)| dt + \int_{\frac{\phi+\pi-\delta}{\omega_0}}^{\frac{\phi+\pi}{\omega_0}} 1 + \alpha^2 \cdot I_L^2(t) - 2\alpha \cdot |I_L(t)| dt \right] \\ &= f_s \cdot C_{oss} \cdot V_{DC}^2 \left[T_0 \cdot \frac{\delta}{\pi} + \alpha^2 \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \frac{T_0}{2\pi} \cdot \left(\delta - \frac{\sin(2\delta)}{2} \right) - 4 \cdot \alpha \cdot \hat{I}_L \cdot \frac{T_0}{2\pi} \cdot [1 - \cos(\delta)] \right] \end{aligned}$$

και η αντίστοιχη ισχύς:

$$P_{i-ss} = \frac{1}{\pi} \cdot C_{oss} \cdot V_{DC}^2 \cdot f_s \cdot \left[\delta + \frac{1}{2} \cdot \alpha^2 \cdot \hat{I}_L^2 \cdot \left(\delta - \frac{\sin(2\delta)}{2} \right) - 2 \cdot \alpha \cdot \hat{I}_L \cdot [1 - \cos(\delta)] \right] \quad (3.32)$$

Η ίδια έκφραση προκύπτει εάν ο υπολογισμός γίνει για τον άνω διακόπτη.

3.4.2 Στάδιο Εισόδου

Για τη μελέτη των απωλειών στο στάδιο Σ.Ρ.-Σ.Ρ. θα θεωρηθεί ότι το ρεύμα στο μέσον της ημιγέφυρας είναι σταθερό³ και ότι εξέρχεται από αυτήν. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν μπορούν να προσαρμοστούν έπειτα στην περίπτωση που το ρεύμα έχει την αντίθετη κατεύθυνση. Η λειτουργία με ρεύμα εισερχόμενο στο μέσον της ημιγέφυρας προκύπτει είτε όταν η ροή ισχύος έχει φορά από την ηλεκτρική μηχανή προς στην πηγή Σ.Ρ., είτε όταν στο στάδιο εισόδου χρησιμοποιείται πλήρης γέφυρα. Σε αυτή την περίπτωση, το ρεύμα εισέρχεται στη μία ημιγέφυρα και εξέρχεται από την άλλη.

Σχετικά με τη διαμόρφωση των παλμών στη μόνιμη κατάσταση, διακρίνονται δύο περιπτώσεις. Όταν το στάδιο εξόδου είναι πολυφασικό οι διακόπτες του σταδίου εισόδου ελέγχονται από παλμούς με σταθερό λόγο χρησιμοποίησης. Όταν το στάδιο εξόδου είναι μονοφασικό, τότε στη σταθερή τιμή του λόγου χρησιμοποίησης προστίθεται μια ημιτονοειδής συνιστώσα συχνότητας $2f_0$ με σκοπό να αντισταθμίσει την διακύμανση της στιγμιαίας ισχύος. Όσον αφορά τις απώλειες, η ύπαρξη ή μη της συνιστώσας αυτής έχει επίδραση μόνο στη στιγμιαία τιμή των απωλειών αγωγής του καναλιού όπως θα φανεί παρακάτω.

Απώλειες Αγωγής Καναλιού

Εξετάζεται, αρχικά, η περίπτωση που το τύλιγμα που τροφοδοτεί κάθε υπομονάδα είναι πολυφασικό. Έστω ότι ο λόγος χρησιμοποίησης (duty cycle) του κάτω διακόπτη είναι σταθερός και ίσος με d ενώ αντίστοιχα του άνω διακόπτη ίσος με $1 - d$. Υποθέτοντας ότι το ρεύμα εξέρχεται από την ημιγέφυρα η απώλεια ενέργειας λόγω αγωγής του καναλιού σε διάστημα μιας διακοπτικής περιόδου θα είναι ίση με:

$$E_{HS} = R_{ds} \cdot I_s^2 \cdot [T_s - d \cdot T_s - (t_{DT} + t_a - t_b)]$$

$$E_{LS} = R_{ds} \cdot I_s^2 \cdot [d \cdot T_s - (t_{DT} + t_c - t_b)]$$

Η αντίστοιχη απώλεια ισχύος προκύπτει:

$$P_{HS} = R_{ds} \cdot I_s^2 \cdot [1 - d - f_s \cdot (t_{DT} + t_a - t_b)] \quad (3.33)$$

$$P_{LS} = R_{ds} \cdot I_s^2 \cdot [d - f_s \cdot (t_{DT} + t_c - t_b)] \quad (3.34)$$

Όταν το φορτίο Ε.Ρ. είναι μονοφασικό, το σήμα αναφοράς για την παραγωγή των παλμών της ημιγέφυρας εισόδου θα πρέπει να περιέχει μια ημιτονοειδή συνιστώσα. Έστω ότι η τιμή του λόγου χρησιμοποίησης του κάτω διακόπτη δίνεται από τη σχέση:

$$d(t) = d_0 - \hat{d} \cdot \cos(2\omega_0 \cdot t - \phi)$$

³Η υπόθεση αμελητέας κυμάτωσης στο ρεύμα του πηνίου εισόδου είναι εύλογη δεδομένων: 1) της ήδη αυξημένης διακοπτικής συχνότητας στην/στις ημιγέφυρα/ες εισόδου κάθε υπομονάδας 2) στη διαφορά φάσης των αντίστοιχων διακοπτικών συναρτήσεων (interleaving) 3) στη σχεδίαση του όλου συστήματος έτσι ώστε ο μετατροπέας να λειτουργεί σε περιοχές λόγων χρησιμοποίησης που δεν προκαλούν αυξημένα πλάτη εναλλασσόμενης τάσης στο πηνίο.

όπου πρέπει να ισχύει: $d_0 + \hat{d} \leq 1$ και $d_0 - \hat{d} \geq 0$. Ακολούθως, οι απώλειες σε μια διακοπτική περίοδο είναι:

$$E_{HS-T_0} = \int_0^{T_0} R_{ds} \cdot I_s^2 \cdot \left[1 - d_0 + \hat{d} \cdot \cos(2\omega_0 \cdot t - \phi) - f_s \cdot (t_{DT} + t_a - t_b) \right] dt$$

$$E_{LS-T_0} = \int_0^{T_0} R_{ds} \cdot I_s^2 \cdot \left[d_0 - \hat{d} \cdot \cos(2\omega_0 \cdot t - \phi) - f_s \cdot (t_{DT} + t_c - t_b) \right] dt$$

Τα ολοκληρώματα των χρονομεταβλητών όρων είναι μηδενικά οπότε προκύπτουν οι εκφράσεις των Εξ. 3.33 και 3.34 με $d = d_0$. Επομένως, η φύση του φορτίου (μονοφασικό ή πολυφασικό) δεν έχει επίδραση στη μέση τιμή των απωλειών αγωγής του καναλιού.

Απώλειες Αγωγής Διόδου

Οι απώλειες αγωγής της διόδου εμφανίζονται στον κάτω διακόπτη όταν το ρεύμα εξέρχεται από την ημιγέφυρα. Προσδιορίζονται, όπως στην προηγούμενη ενότητα, αναγνωρίζοντας τα δύο διαστήματα αγωγής. Έτσι, όσον αφορά το πρώτο διάστημα (Εξ. 3.21) η ισχύς απωλειών υπολογίζεται ως:

$$P_{d1} = v_{f0} \cdot I_s \cdot t_{d1} \cdot f_s + r_D \cdot I_s^2 \cdot t_{d1} \cdot f_s$$

Ακολούθως, η ισχύς απωλειών κατά το δεύτερο διάστημα (Εξ. 3.22) είναι:

$$P_{d2} = P_{d1} - v_{f0} \cdot V_{DC} \cdot C_{eq} \cdot f_s - r_D \cdot I_s \cdot V_{DC} \cdot C_{eq} \cdot f_s$$

και, επομένως, οι συνολικές απώλειες αγωγής της διόδου είναι:

$$P_{diode} = 2 \cdot P_{d1} - v_{f0} \cdot V_{DC} \cdot C_{eq} \cdot f_s - r_D \cdot I_s \cdot V_{DC} \cdot C_{eq} \cdot f_s \quad (3.35)$$

Στην περίπτωση που $I_0 < I_{L-min}$ το διάστημα αγωγής t_{d2} δεν υπάρχει οπότε, $P_{diode} = P_{d1}$.

Απώλειες Επιτάλωσης Έναυσης

Όταν το ρεύμα εξέρχεται από την ημιγέφυρα οι απώλειες επιτάλωσης κατά την έναυση αφορούν τον άνω διακόπτη. Διαχωρίζοντας τη συνεισφορά του ανάστροφου ρεύματος επαναφοράς, οι απώλειες ενέργειας σε μια διακοπτική περίοδο είναι:

$$E_{ON} = C_{ON} \cdot V_{DC} \cdot I_s$$

$$E_{ON-RR} = C_{ON-RR} \cdot V_{DC} \cdot I_s$$

και έτσι η αντίστοιχη ισχύς απωλειών:

$$P_{ON} = C_{ON} \cdot V_{DC} \cdot I_s \cdot f_s \quad (3.36)$$

$$P_{ON-RR} = C_{ON-RR} \cdot V_{DC} \cdot I_s \cdot f_s \quad (3.37)$$

Απώλειες Σβέσης Διόδου

Όταν το ρεύμα εξέρχεται από την ημιγέφυρα οι απώλειες στη δίοδο λόγω του ανάστροφου ρεύματος επαναφοράς αφορούν τον κάτω διακόπτη. Αφού η ενέργεια που εκλύεται σε κάθε διακοπτική περίοδο είναι:

$$E_{RR} = C_{RR} \cdot V_{DC} \cdot I_s$$

η αντίστοιχη ισχύς απωλειών που προκύπτει είναι:

$$P_{RR} = C_{RR} \cdot V_{DC} \cdot I_s \cdot f_s \quad (3.38)$$

Απώλειες Έναυσης λόγω Χωρητικότητας Εξόδου

Όταν το ρεύμα εξέρχεται από την ημιγέφυρα οι απώλειες αυτές εμφανίζονται στον άνω διακόπτη. Εάν ο ίδιος τύπος διακόπτη χρησιμοποιείται στην άνω και κάτω θέση, η ισχύς υπολογίζεται ως:

$$P_{C_{oss}} = f_s \cdot V_{DC} \cdot Q_{oss}(V_{DC}) \quad (3.39)$$

Απώλειες λόγω Ημιτελούς Ήπιας Σβέσης

Δεδομένου ότι το ρεύμα είναι σταθερό ο νεκρός χρόνος t_{DT} θα πρέπει να ρυθμιστεί έτσι ώστε η ήπια σβέση να είναι πάντοτε ολοκληρωμένη όταν ο μετατροπέας λειτουργεί υπό ονομαστικό φορτίο. Επομένως, οι μόνες συνθήκες που θα προκαλέσουν μερικώς σκληρές μεταβάσεις παρουσιάζονται όταν ο μετατροπέας λειτουργεί υπό μειωμένο φορτίο (light load).

Όταν το ρεύμα εξέρχεται από την ημιγέφυρα οι απώλειες λόγω των ημιτελών ήπιων μεταβάσεων εμφανίζονται στον κάτω διακόπτη. Υποθέτοντας πανομοιότυπους άνω και κάτω διακόπτες η ενέργεια απωλειών είναι ίση με:

$$E_{i-ss} = C_{oss} \cdot V_0^2 = C_{oss} \cdot V_{DC}^2 \cdot (1 - \alpha \cdot I_s)^2$$

και έτσι η αντίστοιχη ισχύς:

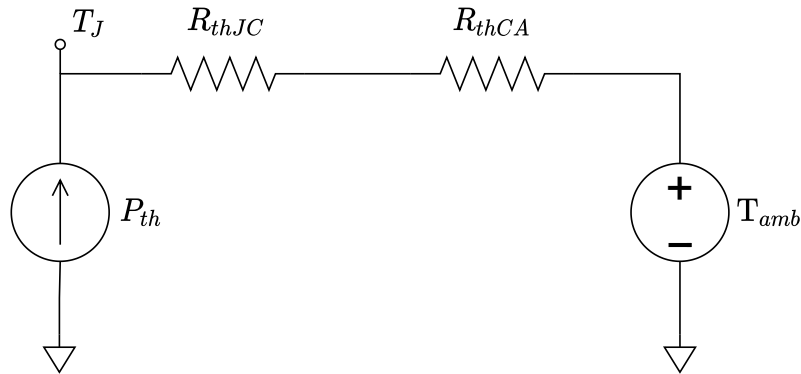
$$P_{i-ss} = f_s \cdot C_{oss} \cdot V_{DC}^2 \cdot (1 - \alpha \cdot I_s)^2 \quad (3.40)$$

Παρατηρήσεις

Σε αντίθεση με το στάδιο εξόδου, η λειτουργία της ημιγέφυρας στο στάδιο Σ.Ρ.-Σ.Ρ. δεν παρουσιάζει συμμετρία οπότε τα μεγέθη των απωλειών είναι διαφορετικά για τον άνω και τον κάτω διακόπτη. Οι εκφράσεις που παρουσιάστηκαν βασίζονται στην υπόθεση ότι οι δύο διακόπτες της ημιγέφυρας είναι πανομοιότυποι. Ωστόσο, η απουσία συμμετρίας καθιστά εύλογη τη διερεύνηση χρήσης διαφορετικών διακοπών στην άνω και κάτω θέση. Σε αυτή την περίπτωση, μπορούν να εφαρμοστούν τα μοντέλα των ενοτήτων 3.1-3.3 επιλέγοντας κατάλληλα την πηγή προέλευσης κάθε παραμέτρου. Όσον αφορά τις απώλειες λόγω της χωρητικότητας εξόδου, σε αυτή την περίπτωση θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί το άθροισμα των Εξ. 3.5 και 3.6. Αντίστοιχα, οι απώλειες λόγω των ημιτελών ήπιων μεταβάσεων θα πρέπει να υπολογιστούν με βάση την Εξ. 3.8 και όχι σύμφωνα με την 3.10. Τέλος, κατά τον υπολογισμό των C_{eq} , Q_{eq} , I_{L-min} και $t_{DT_{min}}$ ο όρος $2Q_{oss}(V_{DC})$ πρέπει να αντικατασταθεί από το άθροισμα των επιμέρους φορτίων $Q_{oss}(V_{DC})$ για κάθε διακόπτη.

3.5 Θερμικό Μοντέλο

Για τον προσδιορισμό της θερμοκρασίας των ημιαγωγών θα χρησιμοποιηθεί το ισοδύναμο θερμικό μοντέλο μόνιμης κατάστασης όπως παρουσιάζεται με μορφή κυκλώματος στο Σχ. 3.9. Με P_{th} συμβολίζεται η (μέση) θερμική ισχύς που εκλύεται στο διακόπτη, T_{amb} είναι η θερμοκρασία περιβάλλοντος και R_{thJC} και R_{thCA} οι θερμικές αντιστάσεις μεταξύ επαφής ημιαγωγού-συσκευασίας ημιαγωγού (junction - case) και συσκευασίας ημιαγωγού-περιβάλλοντος (case - ambient) αντίστοιχα.



Σχήμα 3.9: Ισοδύναμο θερμικό κύκλωμα για τον υπολογισμό των θερμοκρασιών των MOSFET.

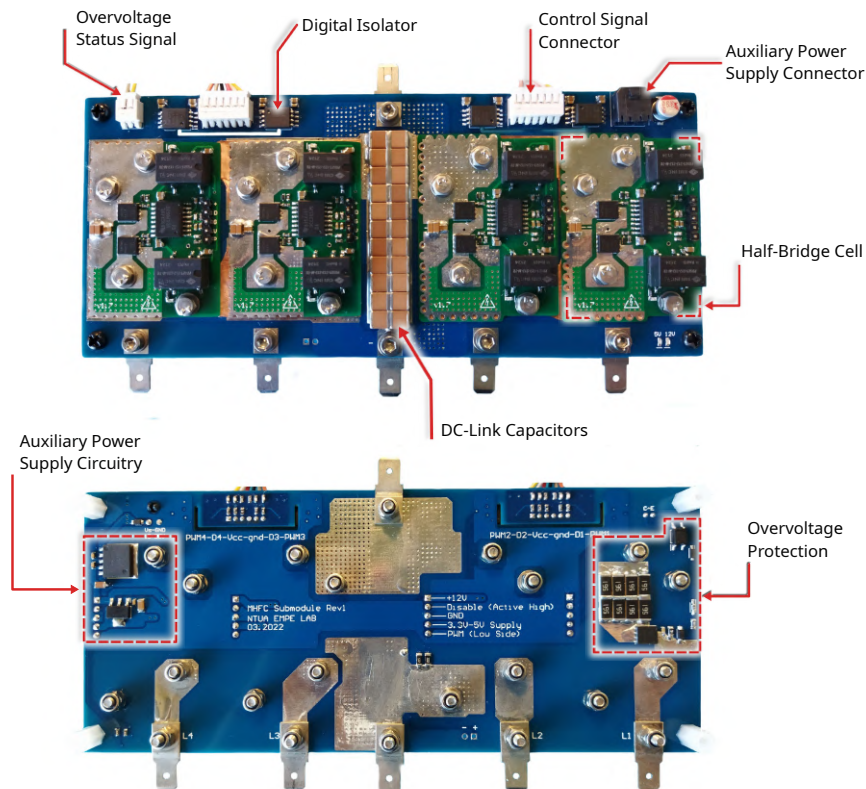
Η θερμοκρασία της επαφής μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$T_j = T_{amb} + P_{th} \cdot (R_{thJC} + R_{thCA}) \quad (3.41)$$

Κεφάλαιο 4

Εργαστηριακό Πρωτότυπο

Στα πλαίσια της εργασίας υλοποιήθηκε ένας MHF μετατροπέας ισχύος 1kW αποτελούμενος από τρεις πανομοιότυπες υπομονάδες ονομαστικής τάσεως Σ.Ρ. 100 V. Κάθε υπομονάδα περιλαμβάνει τέσσερις ημιγέφυρες. Αυτή η επιλογή επιτρέπει τη δυνατότητα λειτουργίας του μετατροπέα σε διαφορετικές συνδεσμολογίες. Όταν η υπομονάδα τροφοδοτεί τριφασικό τύλιγμα η τέταρτη ημιγέφυρα χρησιμοποιείται στο στάδιο ΣΡ-ΣΡ. Στην περίπτωση μονοφασικού τυλίγματος το στάδιο εισόδου μπορεί να είναι είτε ημιγέφυρα είτε πλήρης γέφυρα. Για την ψύξη του μετατροπέα δεν χρησιμοποιήθηκαν πρόσθετα ψυκτικά σώματα αλλά μόνο η επιφάνεια της τυπωμένης κάρτας. Στο σχήμα 4.1 παρουσιάζεται η άνω και κάτω όψη της υλοποιημένης υπομονάδας ενώ στον πίνακα συνοψίζονται τα βασικά εξαρτήματα του μετατροπέα.

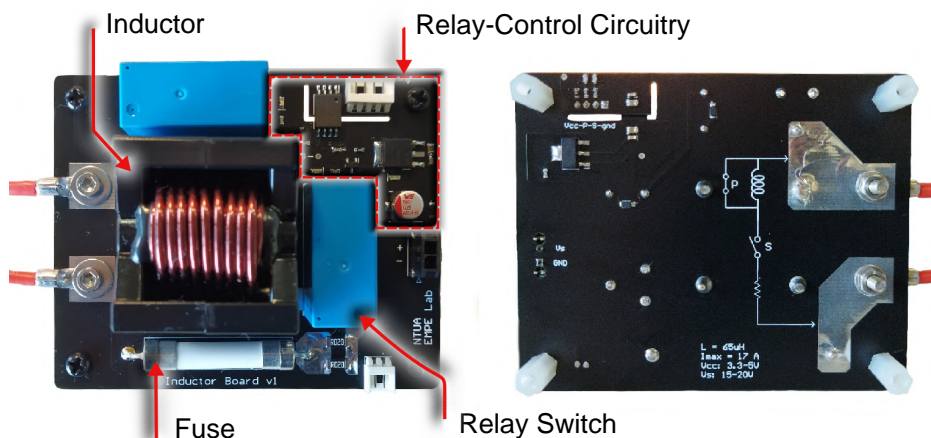


Σχήμα 4.1: Άνω και κάτω όψεις υλοποιημένης υπομονάδας.

Εξάρτημα	Τύπος	Παράμετροι
Διακόπτης	BSC0403NS	Si MOSFET 150V
Απομονωτής Ισχύος	PDSE1-S12-S12-M-TR	12 V - 12 V
Ολοκληρωμένο Κύκλωμα Οδήγησης Πύλης	UCC20520	Isolated, Single Input
Απομονωτής Ψηφιακού Σήματος	ADUM225N1BRIZ	150Mbps, 0.7 ns PWD
Πυκνωτές Αποσύζευξης	2× C0805C103KAREC7210 2× CGA5L3X7T2E224M160AA	10 nF, 250 V 220 nF, 250 V
Πυκνωτές DC-link	22× 22201C106MAT2A	10 μF, 100 V
Πηνίο	WE 7443783533650	65 μH, 13.13 mΩ

Πίνακας 4.1: Βασικά Εξαρτήματα Μετατροπέα

Το επαγωγικό στοιχείο, του οποίου ο πυρήνας είναι τύπου φερρίτη (MnZn), υλοποιήθηκε σε ξεχωριστή κάρτα όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2. Στις ενότητες που ακολουθούν περιγράφεται αναλυτικά η σχεδιαστική διαδικασία και παρουσιάζονται κρίσιμες μετρήσεις της διακοπτικής συμπεριφοράς του μετατροπέα.



Σχήμα 4.2: Άνω και κάτω όψεις της τυπωμένης κάρτας του πηνίου.

4.1 Επιλογή Ημιαγωγών

Η επιλογή του ημιαγωγικού διακόπτη αποτελεί μία από τις σημαντικότερες αποφάσεις που πρέπει να ληφθούν κατά τη σχεδίαση ενός μετατροπέα. Μια βασική παράμετρος που χαρακτηρίζει τους διακόπτες είναι η τιμή της μέγιστης τάσης αποκοπής. Σε εφαρμογές συστημάτων οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων, το απαιτούμενο επίπεδο της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα καθορίζεται από τα χαρακτηριστικά του κινητήρα. Στην προκειμένη περίπτωση, το ονομαστικό επίπεδο τάσης Σ.Ρ. στους πυκνωτές κάθε υπομονάδας ορίστηκε στα 100 V.

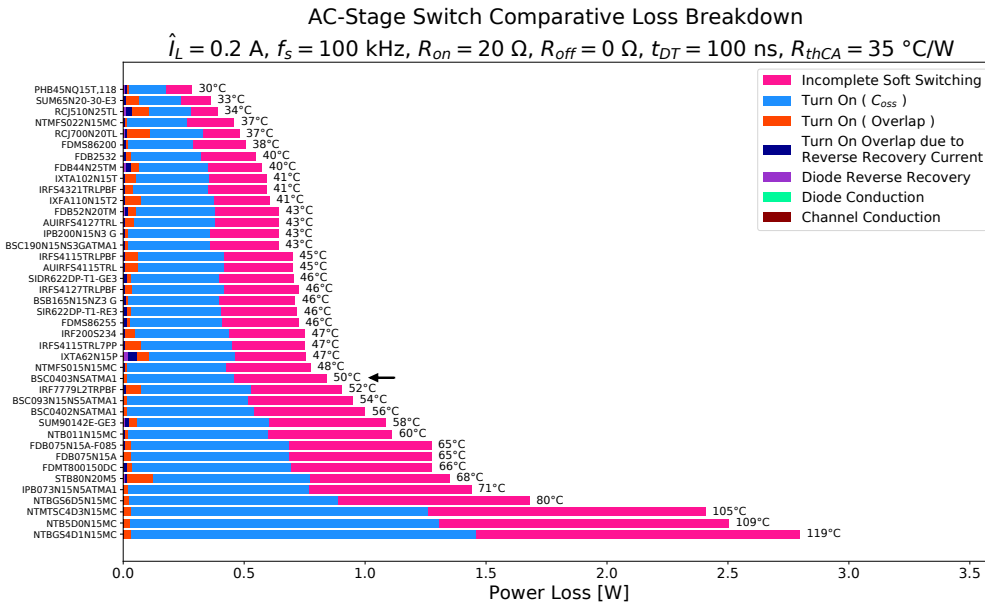
Σε αυτό το επίπεδο τάσης, δύο είναι οι επικρατέστερες τεχνολογίες κατασκευής ημιαγωγών: οι ημιαγωγοί πυριτίου (Si) και οι ημιαγωγοί αζωτούχου γαλλίου (GaN). Οι ημιαγωγοί πυριτίου του καρβιδίου (SiC) είναι συνήθως διαθέσιμοι για τάσεις αποκοπής άνω των 500 V. Παρά τις ευνοϊκότερες ιδιότητες του αζωτούχου γαλλίου ως ημιαγωγού εκτεταμένου ενεργειακού διακένου, σε αυτή την αρχική υλοποίηση αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθούν MOSFETS πυριτίου.

Η επιλογή του διακόπτη έγινε κατόπιν σύγκρισης της επίδοσης 41 διαφορετικών εξαρτημάτων τα οποία ήταν διαθέσιμα στο εμπόριο. Με βάση το μοντέλο απωλειών που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο υπολογίστηκαν τα μεγέθη θερμικής ισχύος που εκλύονται σε κάθε διακόπτη για διάφορα σημεία λειτουργίας του μετατροπέα. Ο υπολογισμός των απωλειών έγινε με επαναληπτικό τρόπο: Μετά από κάθε υπολογισμό η θερμοκρασία του ημιαγωγού χρησιμοποιείται για να επαναπροσδιοριστεί η αντίσταση αγωγής του καναλιού. Η διαδικασία σταματάει είτε όταν επιτευχθεί σύγκλιση είτε όταν η θερμοκρασία του ημιαγωγού ξεπεράσει τους 140°C , τιμή η οποία θεωρήθηκε ως η ανώτατη θερμοκρασία λειτουργίας. Στον Πίνακα 4.2 συνοψίζονται οι τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν.

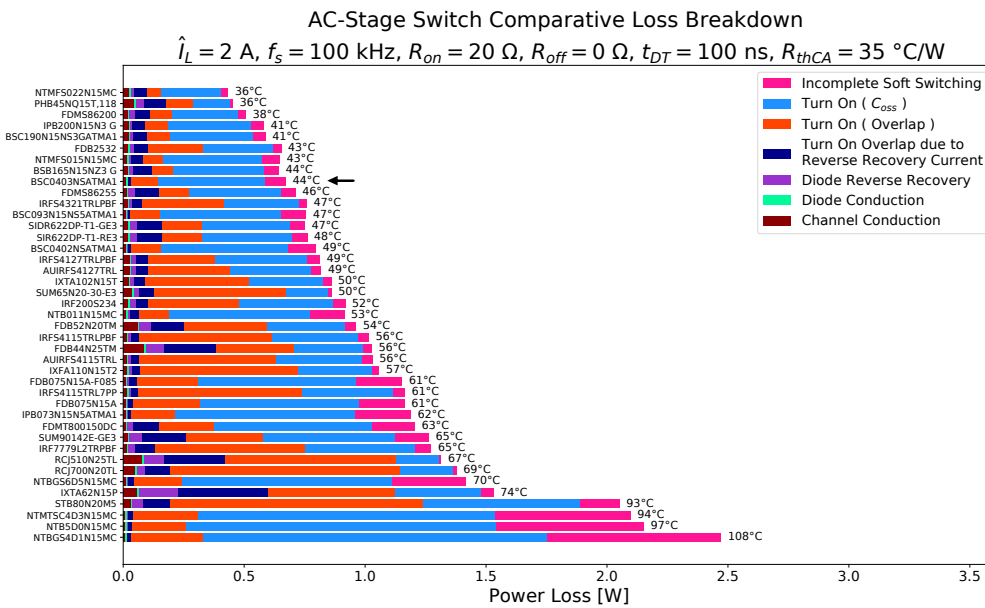
Μέγεθος	Τιμή	Περιγραφή
V_{DC}	100 V	Τάση Σ.Ρ. υπομονάδας.
f_s	100 kHz	Διακοπτική Συχνότητα.
V_{drv}	12 V	Επίπεδο Τάσης Οδήγησης Πύλης.
R_{on}	20 Ω	Εξωτερική Αντίσταση Πύλης Έναυσης.
R_{off}	0 Ω	Εξωτερική Αντίσταση Πύλης Σβέσης. Η τιμή της είναι μηδενική προκειμένου να επιτευχθεί ήπια σβέση.
$R_{ON-DRIVER}$	1.47 Ω	Αντίσταση εξόδου Ολοκληρωμένου Κυκλώματος Οδήγησης κατά την έναυση σύμφωνα με το [48].
$R_{OFF-DRIVER}$	0.55 Ω	Αντίσταση εξόδου Ολοκληρωμένου Κυκλώματος Οδήγησης κατά τη σβέση σύμφωνα με το [48].
C_{stray}	0.2 nF	Παρασιτική χωρητικότητα όπως φαίνεται από το μέσον της ημιγέφυρας. Δεν περιλαμβάνει τις χωρητικότητες εξόδου των διακοπών.
t_{DT}	100 ns	Τιμή νεκρού χρόνου όπως φαίνεται στις εξόδους του ολοκληρωμένου κυκλώματος οδήγησης.
T_{amb}	20 $^{\circ}\text{C}$	Θερμοκρασία Περιβάλλοντος.
R_{thCA}	35 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$	Θερμική αντίσταση μεταξύ της συσκευασίας του ημιαγωγού και του περιβάλλοντος. Η τιμή της εξαρτάται κυρίως από τη σχεδίαση της τυπωμένης κάρτας.

Πίνακας 4.2: Παράμετροι Μοντέλου Απωλειών.

Τα αποτελέσματα για το διακόπτη στο στάδιο εξόδου παρουσιάζονται στα Σχ. 4.3 - 4.6 όπου το βέλος δείχνει τον ημιαγωγό που επιλέχθηκε. Κριτήριο επιλογής ήταν η μεγιστοποίηση του εύρους λειτουργίας. Έτσι, ενώ σε συνθήκες μειωμένου φορτίου υπάρχουν διακόπτες που οδηγούν σε χαμηλότερες απώλειες, όταν το πλάτος ρεύματος ξεπεράσει τα 10 A ο τύπος MOSFET που επιλέχθηκε είναι ο καταλληλότερος. Σε περίπτωση που είναι γνωστά τα χαρακτηριστικά μεταβλητότητας του φορτίου, η επιλογή του βέλτιστου ημιαγωγού μπορεί να γίνει με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της συνολικής απώλειας ενέργειας σε έναν κύκλο λειτουργίας.



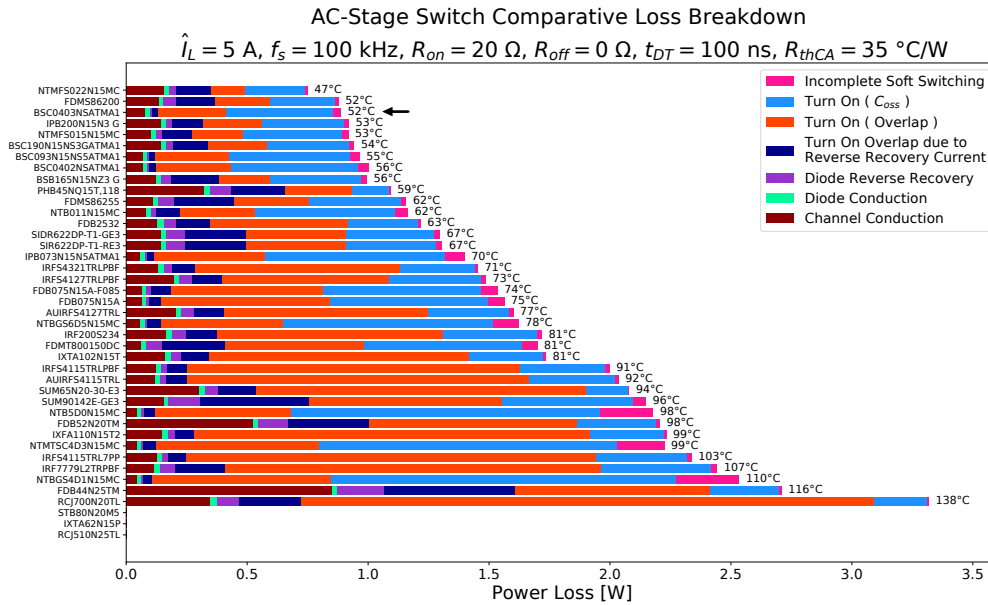
Σχήμα 4.3: Για μικρές τιμές του ρεύματος φορτίου κυριαρχούν οι διακοπτικές απώλειες που οφείλονται στη χωρητικότητα εξόδου C_{oss} . Η υπολειπόμενη τάση V_0 είναι ίση περίπου με την τάση V_{DC} και, έτσι, οι απώλειες λόγω των ημιτελών ήπιων μεταβάσεων είναι περίπου ίσες τις απώλειες έναυσης λόγω της C_{oss} .



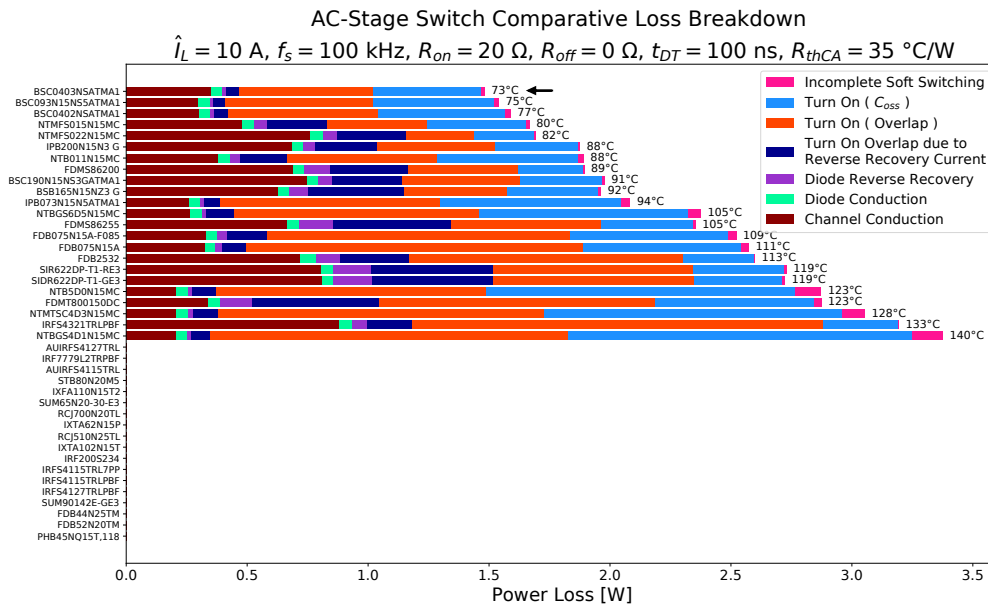
Σχήμα 4.4: Όταν το ρεύμα φορτίου αυξηθεί οι απώλειες λόγω ημιτελών ήπιων μεταβάσεων ελαττώνονται.

Τα παραπάνω διαγράμματα αποκαλύπτουν ότι ο βέλτιστος, από άποψη απωλειών, διακόπτης δεν είναι μοναδικός για όλα τα σημεία λειτουργίας. Αναδεικνύεται, παράλληλα, η επίδραση του μεγέθους της ημιαγωγικής επιφάνειας (die area). Ο διακόπτης NTMFS022N15MC, για παράδειγμα, με αντίσταση αγωγής $R_{ds}(25^\circ\text{C}) = 22 \text{ m}\Omega$ παρουσιάζει περίπου τις μισές διακοπτικές

απώλειες σε σχέση με τον διακόπτη BSC0403NS αντίστασης $R_{ds}(25^{\circ}C) = 11\text{ m}\Omega$ ο οποίος τελικά επιλέχθηκε. Έτσι, στην περίπτωση μειωμένων τιμών ρεύματος φορτίου ο πρώτος διακόπτης είναι καταλληλότερος, ενώ το αντίθετο συμβαίνει όταν το ρεύμα φορτίου είναι αυξημένο.



Σχήμα 4.5: Όσο αυξάνεται το ρεύμα η επίδραση των διακοπτικών απωλειών επικάλυψης γίνεται σημαντικότερη.

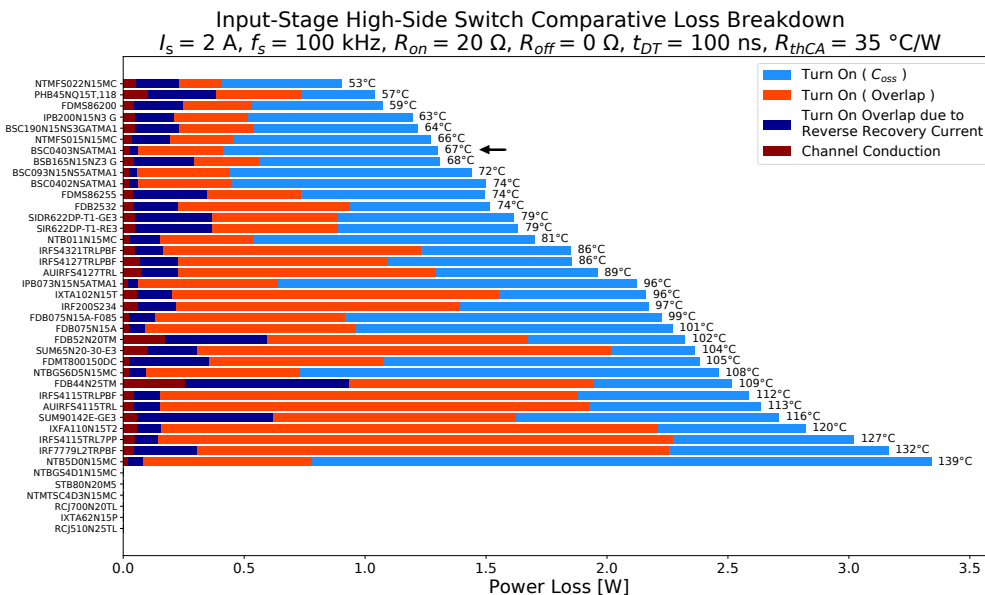


Σχήμα 4.6: Για αυξημένες τιμές του ρεύματος φορτίου, οι απώλειες αγωγής καταλαμβάνουν σημαντικό μέρος των συνολικών απωλειών.

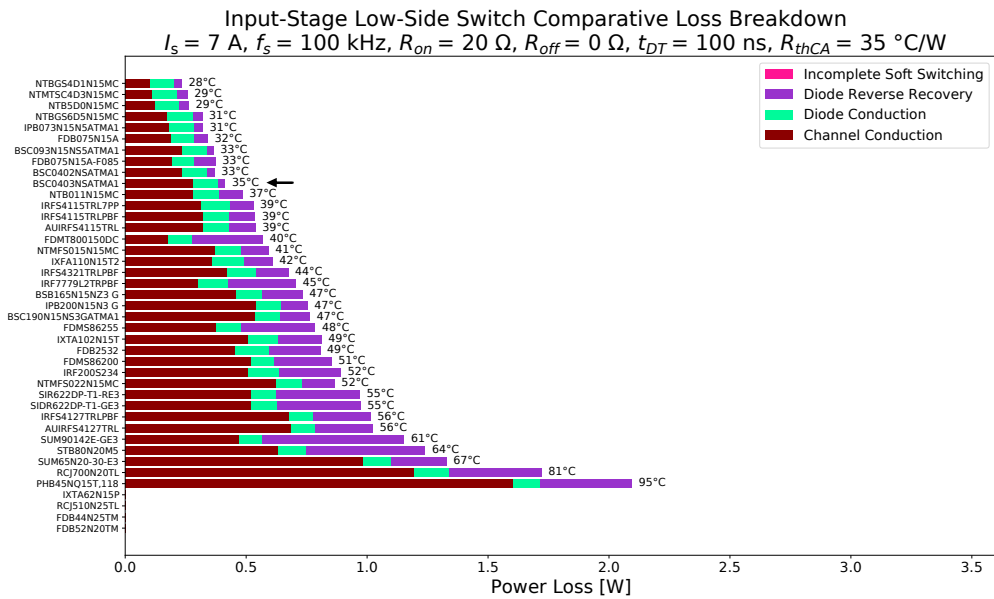
Αντίστοιχη ανάλυση έγινε και για τους διακόπτες του σταδίου εισόδου όπου έχει θεωρηθεί ότι το ρεύμα εξέρχεται από το μέσον της ημιγέφυρας. Ο λόγος χρησιμοποίησης των διακοπών έχει οριστεί στην τιμή 50% που, στην περίπτωση ημιγέφυρας στο στάδιο εισόδου, αντιστοιχεί σε λειτουργία κατά την οποία οι τάσεις Σ.Ρ. και των τριών υπομονάδων είναι $V_{DC} = 100\text{ V}$ όταν η τάση της πηγής τροφοδοσίας είναι $V_s = 150\text{ V}$. Τα Σχ. 4.7 - 4.8 αφορούν τον άνω διακόπτη ενώ τα Σχ. 4.9 - 4.10 τον κάτω.

Δεδομένης της σταθερής φοράς του ρεύματος, δεν εμφανίζονται όλοι οι μηχανισμοί απωλειών σε κάθε διακόπτη. Έτσι ο άνω διακόπτης δεν παρουσιάζει απώλειες αγωγής διόδου, επαναφοράς διόδου, και ημιτελούς μετάβασης. Αντίστοιχα, ο κάτω διακόπτης παρουσιάζει μόνο απώλειες αγωγής (καναλιού και διόδου), επαναφοράς διόδου και, όταν το ρεύμα είναι μειωμένο, απώλειες λόγω πρόωρης έναυσης. Παρατηρείται ότι στον κάτω διακόπτη οι συνολικές απώλειες είναι σημαντικά μικρότερες. Αυτό είναι άμεσο αποτέλεσμα της απουσίας διακοπτικών απωλειών οι οποίες κυριαρχούν για αυτή την τιμή διακοπτικής συχνότητας.

Πρέπει να σημειωθεί ότι όσον αφορά τον κάτω διακόπτη, επιλέχθηκε το ίδιο εξάρτημα που χρησιμοποιείται για τον άνω διακόπτη και για το στάδιο εξόδου παρά το γεγονός ότι δεν είναι το βέλτιστο από άποψη απωλειών. Αυτή η απόφαση δικαιολογείται λαμβάνοντας υπόψιν ότι σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης υπάρχουν καταστάσεις όπου η ροή ισχύος στον μετατροπέα θα αντιστρέφεται. Σε αυτή την περίπτωση οι απώλειες στον κάτω διακόπτη θα έχουν τη μορφή των Σχ. 4.7 και 4.8. Δεδομένου ότι τότε η θερμική καταπόνηση είναι μεγαλύτερη, είναι κρίσιμο ο επιλεγμένος διακόπτης να μπορεί να ανταποκριθεί σε αυτή τη λειτουργία. Η επιλογή χρήσης του ίδιου διακόπτη υποστηρίζεται, επίσης, και από το γεγονός ότι σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας - όταν δηλαδή η ροή ενέργειας έχει κατεύθυνση από την πηγή στον κινητήρα - η τιμή των συνολικών απωλειών είναι μειωμένη. Έτσι, το κέρδος από τη χρήση του βέλτιστου (με βάση τα Σχ. 4.9 και 4.10) διακόπτη θα ήταν σχετικά μικρό, ενώ ταυτόχρονα θα περιόριζε τη δυνατότητα λειτουργίας του μετατροπέα στην περιοχή αναγεννητικής πέδησης.



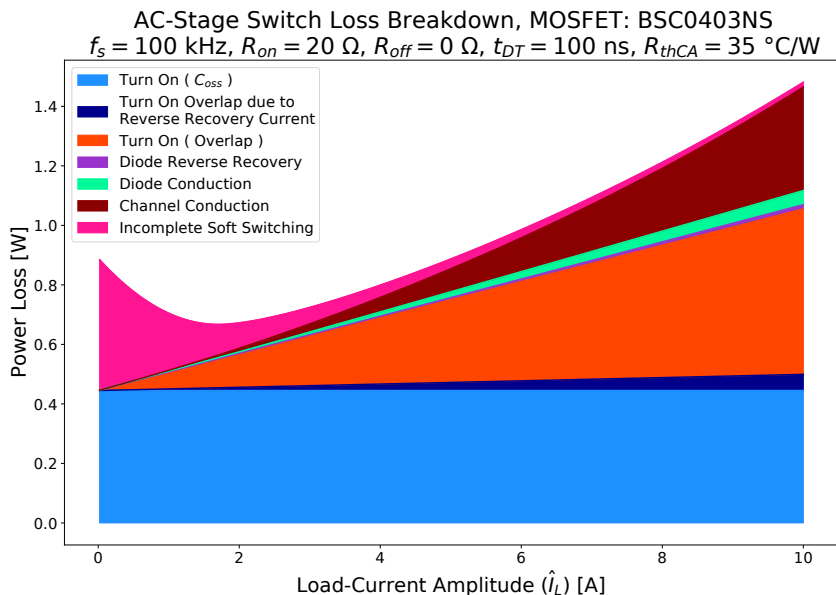
Σχήμα 4.7: Όπως παρατηρήθηκε και για το στάδιο εξόδου, έτσι και για το στάδιο εισόδου όταν το φορτίο είναι μειωμένο, ο επιλεγμένος διακόπτης δεν είναι ο βέλτιστος.



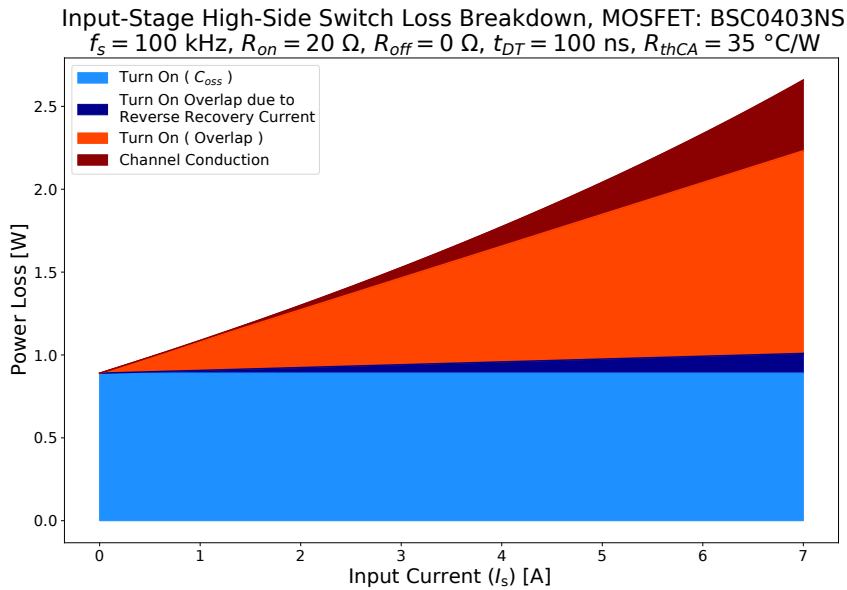
Σχήμα 4.10: Σε συνθήκες αυξημένου φορτίου οι απώλειες αγωγής κυριαρχούν. Παρά το γεγονός ότι η διόδος άγει μόνο κατά τη διάρκεια διαστημάτων του νεκρού χρόνου, οι σχετικές απώλειες αγωγής δεν είναι ασήμαντες.

4.1.1 Ανάλυση Απωλειών για τον Επιλεγμένο Ημιαγωγό

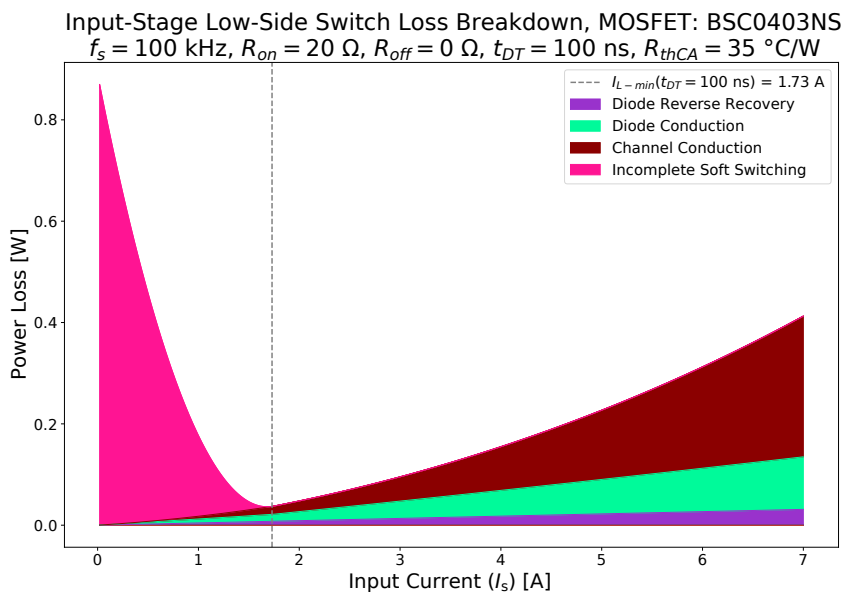
Έχοντας επιλέξει το MOSFET που θα χρησιμοποιηθεί, είναι σκόπιμο πλέον να γίνει μια πιο λεπτομερής θεωρητική ανάλυση των απωλειών. Στα Σχ. 4.11 - 4.13 παρουσιάζεται ο καταμερισμός των απωλειών για κάθε διακόπτη συναρτήσει του ρεύματος.



Σχήμα 4.11: Οι συνολικές απώλειες στο στάδιο εξόδου παρουσιάζουν ελάχιστη τιμή όταν $\hat{I}_L = 1.7 \text{ A}$



Σχήμα 4.12: Οι συνολικές απώλειες στον άνω διακόπτη κυριαρχούνται από τις διακοπτικές απώλειες.



Σχήμα 4.13: Για τον κάτω διακόπτη, οι δυσμενέστερες συνθήκες λειτουργίας παρουσιάζονται όταν το φορτίο είναι μειωμένο λόγω των ημιτελών ηπίων μεταβάσεων.

Γίνεται φανερό ότι η μεγαλύτερη θερμική καταπόνηση παρουσιάζεται στον άνω διακόπτη του σταδίου εισόδου. Στην περίπτωση του σταδίου εξόδου και του κάτω διακόπτη του σταδίου εισόδου εμφανίζεται ένα σημείο ελάχιστων απωλειών όταν το πλάτος του ρεύματος είναι περίπου 1.7 A (υπενθυμίζεται ότι $t_{DT} = 100 \text{ ns}$). Αυτό οφείλεται στις απώλειες που εμφανίζονται κατά την πρόωμη έναυση του MOSFET πριν ολοκληρωθεί η εκφόρτιση της χωρητικότητας εξόδου

του. Στον διακόπτη του σταδίου εξόδου οι απώλειες λόγω των ημιτελών ήπιων μεταβάσεων μειώνονται με την αύξηση του ρεύματος αλλά δεν μηδενίζονται (Σχ. 4.11) διότι, λόγω της ημιτονοειδούς φύσης του ρεύματος, πάντοτε θα υπάρχουν διαστήματα όπου το ρεύμα θα είναι πολύ μικρό. Αντίθετα, στον κάτω διακόπτη του σταδίου εισόδου αυτές οι απώλειες μηδενίζονται όταν το ρεύμα ξεπεράσει την τιμή $I_{L-\min} = 1.7 \text{ A}$ της Εξ. 3.14 (Σχ. 4.13).

Και για τις τρεις θέσεις διακοπών, οι απώλειες όταν το ρεύμα είναι μηδενικό είναι περίπου 0.9 W. Στον άνω διακόπτη του σταδίου εισόδου εμφανίζονται ως απώλειες έναυσης λόγω των χωρητικότητων εξόδου C_{oss} , στον κάτω διακόπτη ως απώλειες λόγω ημιτελών ήπιων μεταβάσεων, ενώ στον διακόπτη του σταδίου εξόδου ως συνδυασμός των δύο. Αυτή η διαφοροποίηση δεν έχει κάποιο φυσικό νόημα (αφού και στις τρεις περιπτώσεις περιγράφεται η ίδια κατάσταση όπου οι διακόπτες ανοιγοκλείνουν με τον κόμβο στο μέσον της ημιγέφυρας αποσυνδεδεμένο) αλλά είναι αποτέλεσμα του τρόπου με τον οποίο έγινε η διάκριση μεταξύ των δύο αυτών κατηγοριών απωλειών. Από όποια σκοπιά και αν ερμηνευθούν, εν τέλει, οι απώλειες αυτές οφείλονται αποκλειστικά στη φόρτιση και εκφόρτιση των χωρητικότητων εξόδου. Πράγματι, η αντικατάσταση $V_0 = V_{DC}$ στην Εξ. 3.8 οδηγεί στην έκφραση της Εξ. 3.7 όταν το ρεύμα φορτίου είναι μηδενικό.

4.1.2 Επίδραση Νεκρού Χρόνου

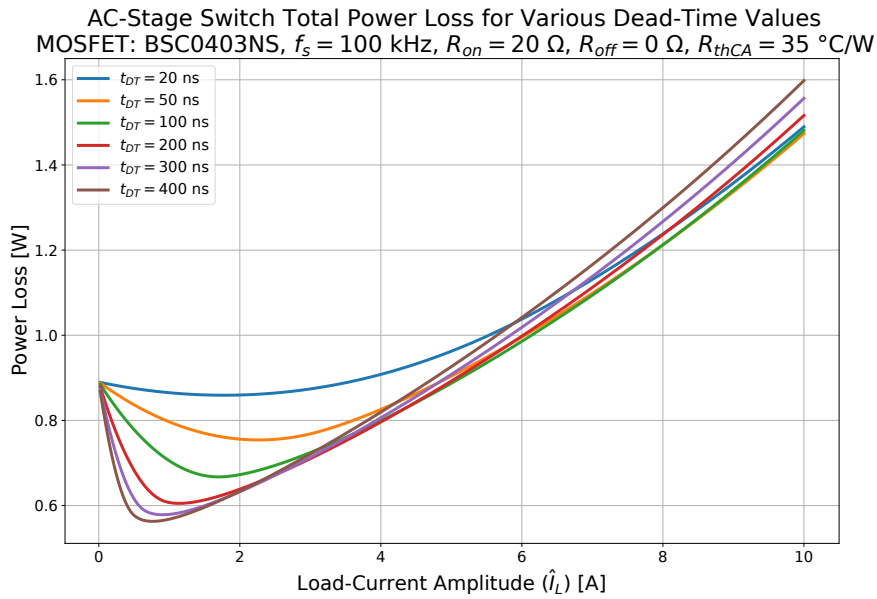
Η μη αμελητέα συνεισφορά των απωλειών λόγω μη ολοκληρωμένων ήπιων μεταβάσεων και των απωλειών αγωγής των διόδων εγείρει το ερώτημα του κατά πόσο η επιλογή του νεκρού χρόνου μπορεί να επηρεάσει τις συνολικές απώλειες που εκλύονται σε κάθε διακόπτη. Η επίδραση του νεκρού χρόνου στις απώλειες αφορά μόνο τους διακόπτες του σταδίου εξόδου και τον κάτω διακόπτη του σταδίου εισόδου όπου εμφανίζονται απώλειες λόγω ημιτελών ήπιων μεταβάσεων¹. Η αναφορά στην επίδραση του νεκρού χρόνου σχετίζεται με το χρόνο αγωγής της διόδου και τα φαινόμενα μερικώς σκληρών εναύσεων (μη ολοκληρωμένων ήπιων μεταβάσεων). Αν ο νεκρός χρόνος μειωθεί υπερβολικά ενδέχεται να υπάρξει ραγδαία αύξηση απωλειών λόγω φαινομένων στιγμιαίων βραχυκυκλωμάτων της πηγής μέσω της γέφυρας (shoot-through) κάτι το οποίο πρέπει να αποφεύγεται.

Στα Σχ. 4.14 και 4.15 απεικονίζονται χαρακτηριστικές καμπύλες των απωλειών για τον διακόπτη του σταδίου εξόδου. Είναι εμφανές ότι όσο μικρότερο είναι το ρεύμα φορτίου τόσο πιο ευνοϊκή είναι η χρήση μεγάλων τιμών νεκρού χρόνου². Το Σχ. 4.15 αναδεικνύει ότι για επαρκώς μεγάλο ρεύμα υπάρχει κάποια βέλτιστη τιμή νεκρού χρόνου που ελαχιστοποιεί τις συνολικές απώλειες. Ακόμα, φαίνεται ότι η επιλογή μίας υποβέλτιστης τιμής νεκρού χρόνου μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση των συνολικών απωλειών της τάξης ακόμα και του 5-10%.

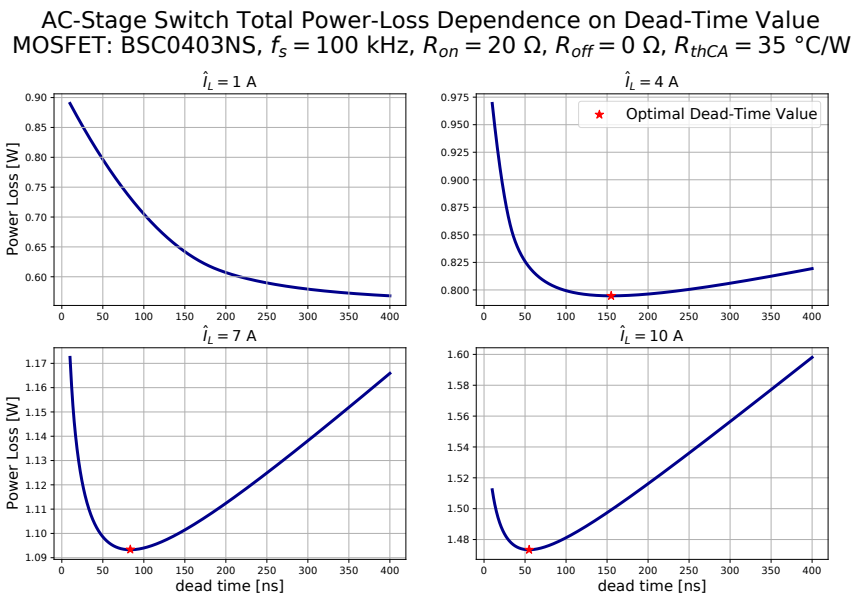
Αντίστοιχα, στα Σχ. 4.16 και 4.17 απεικονίζονται χαρακτηριστικές καμπύλες των απωλειών για τον κάτω διακόπτη του σταδίου εισόδου. Σε αντίθεση με το στάδιο εξόδου όπου στην τιμή νεκρού χρόνου που ελαχιστοποιεί τις απώλειες επιτυγχάνεται ο βέλτιστος συμβιβασμός απωλειών (λόγω μερικώς σκληρών εναύσεων και λόγω αγωγής της διόδου), σε αυτή την περίπτωση όταν εφαρμοστεί η τιμή του βέλτιστου νεκρού χρόνου όλα τα διακοπτικά φαινόμενα σβέσης ολοκληρώνονται επιτυχώς και έτσι δεν εμφανίζονται απώλειες λόγω ημιτελών ήπιων μεταβάσεων. Η βέλτιστη αυτή τιμή μπορεί να υπολογιστεί από την Εξ. 3.13. Το Σχ. 4.17 φανερώνει ότι η χρήση μιας ακατάλληλης τιμής νεκρού χρόνου μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση των συνολικών απωλειών της τάξης ακόμα και του 100%.

¹ Η παρατήρηση αυτή βασίζεται στην υπόθεση ότι το ρεύμα εξέρχεται από την ημιγέφυρα του σταδίου εισόδου. Αν η φορά ροής της ενέργειας αντιστραφεί τότε η τιμή του νεκρού χρόνου θα επιδράσει στις απώλειες του άνω διακόπτη.

² Πρέπει να αναφερθεί, ότι η υπερβολική αύξηση του νεκρού χρόνου σε τιμές συγκρίσιμες με τη διακοπτική περίοδο θα προκαλέσει παραμόρφωση στην τάση εξόδου, φαινόμενο που ενδεχομένως να μπορεί να αντιμετωπιστεί προσαρμόζοντας κατάλληλα το σήμα αναφοράς.

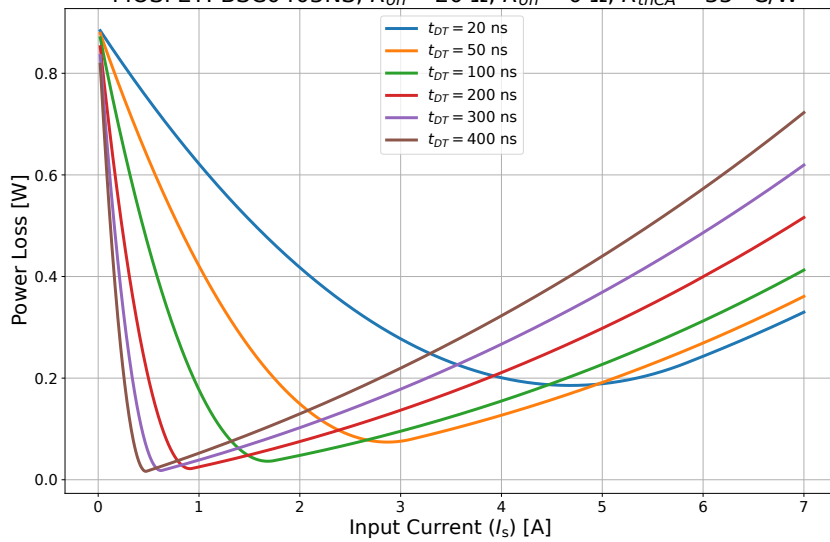


Σχήμα 4.14: Συνολικές απώλειες διακόπτη του σταδίου εξόδου συναρτήσει του ρεύματος φορτίου για διάφορες τιμές νεκρού χρόνου.



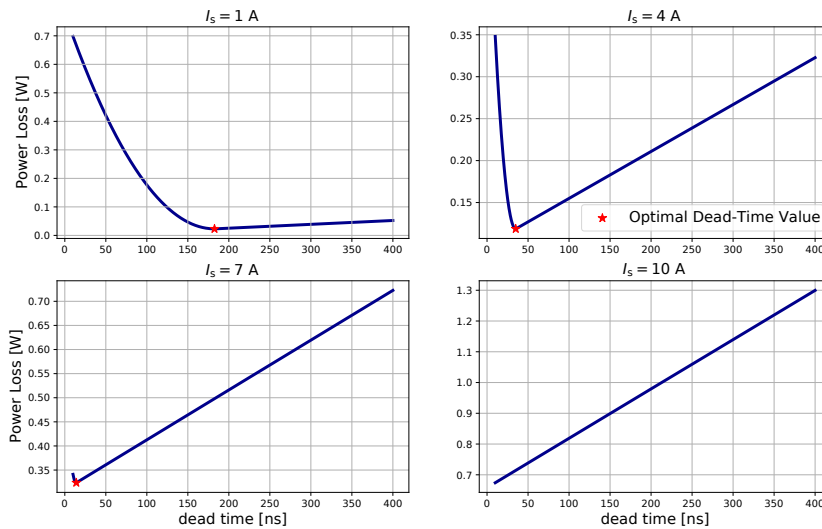
Σχήμα 4.15: Εξάρτηση των συνολικών απωλειών του σταδίου εξόδου από την τιμή του νεκρού χρόνου για διάφορες τιμές ρεύματος φορτίου.

Input-Stage Low-Side Switch Total Power Loss for Various Dead-Time Values
MOSFET: BSC0403NS, $R_{on} = 20 \Omega$, $R_{off} = 0 \Omega$, $R_{thCA} = 35 \text{ }^\circ\text{C/W}$



Σχήμα 4.16: Συνολικές απώλειες του κάτω διακόπτη του σταδίου εισόδου συναρτήσει του ρεύματος εισόδου για διάφορες τιμές νεκρού χρόνου.

Input-Stage Low-Side Switch Total Power-Loss Dependence on Dead-Time Value
MOSFET: BSC0403NS, $R_{on} = 20 \Omega$, $R_{off} = 0 \Omega$, $R_{thCA} = 35 \text{ }^\circ\text{C/W}$

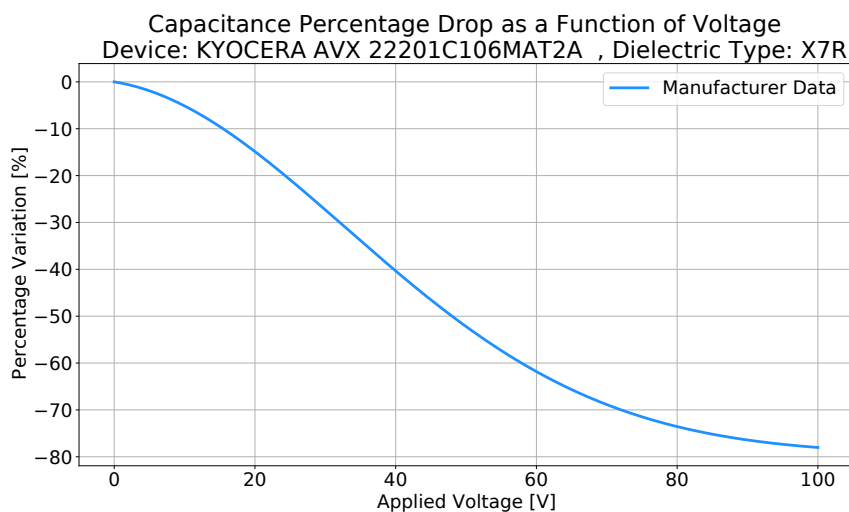


Σχήμα 4.17: Εξάρτηση των συνολικών απωλειών του κάτω διακόπτη του σταδίου εισόδου από την τιμή του νεκρού χρόνου για διάφορες τιμές ρεύματος εισόδου.

4.2 Πυκνωτές DC-link

Υπάρχουν διάφορες υποψήφιες τεχνολογίες πυκνωτών που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν στο DC-link κάθε υπομονάδας όπως ηλεκτρολυτικοί, κεραμικοί και πυκνωτές τύπου φιλμ. Δεδομένων των ιδιοτήτων της εφαρμογής όπου απαιτείται μεγάλη αξιοπιστία και αντοχή σε υψηλές θερμοκρασίες η καταλληλότερη τεχνολογία φαίνεται να είναι αυτή των πολυστρωματικών κεραμικών πυκνωτών (multi-layer ceramic capacitors). Η καταλληλότητα αυτού του τύπου πυκνωτή για χρήση σε μετατροπείς υψηλών προδιαγραφών για κρίσιμες εφαρμογές έχει επιδειχθεί στη βιβλιογραφία, όπως για παράδειγμα στο [49]. Μια συνοπτική ανάλυση πάνω στα πλεονεκτήματα και τους περιορισμούς κάθε τεχνολογίας πυκνωτών σε εφαρμογές DC-link μπορεί να βρεθεί στον πίνακα 3.1 στην αναφορά [26].

Ένα μεγάλο μέρος των πολυστρωματικών κεραμικών πυκνωτών ανήκουν σε μία από δύο κατηγορίες: τους πυκνωτές κλάσης I και τους πυκνωτές κλάσης II [50]. Οι πρώτοι αποτελούνται από παραηλεκτρικά υλικά και παρουσιάζουν μικρές μεταβολές στα χαρακτηριστικά τους όσο μεταβάλλεται η τάση και η θερμοκρασία. Η σχετική διηλεκτρική σταθερά τους, όμως, είναι μειωμένη με αποτέλεσμα η πυκνότητα ενέργειας να είναι περιορισμένη. Αντίθετα, οι πυκνωτές κλάσης II των οποίων το διηλεκτρικό είναι φερροηλεκτρικό παρουσιάζουν μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας και έτσι είναι καταλληλότεροι σε εφαρμογές όπου το βάρος και ο όγκος είναι κρίσιμα. Τα χαρακτηριστικά τους, ωστόσο, μεταβάλλονται με τις συνθήκες λειτουργίας [51] γεγονός που πρέπει να ληφθεί υπόψιν κατά τη σχεδιαστική διαδικασία. Στο Σχ. 4.18 απεικονίζεται η χαρακτηριστική καμπύλη χωρητικότητας - τάσης [52] για το εξάρτημα πυκνωτή που τελικά επιλέχθηκε.

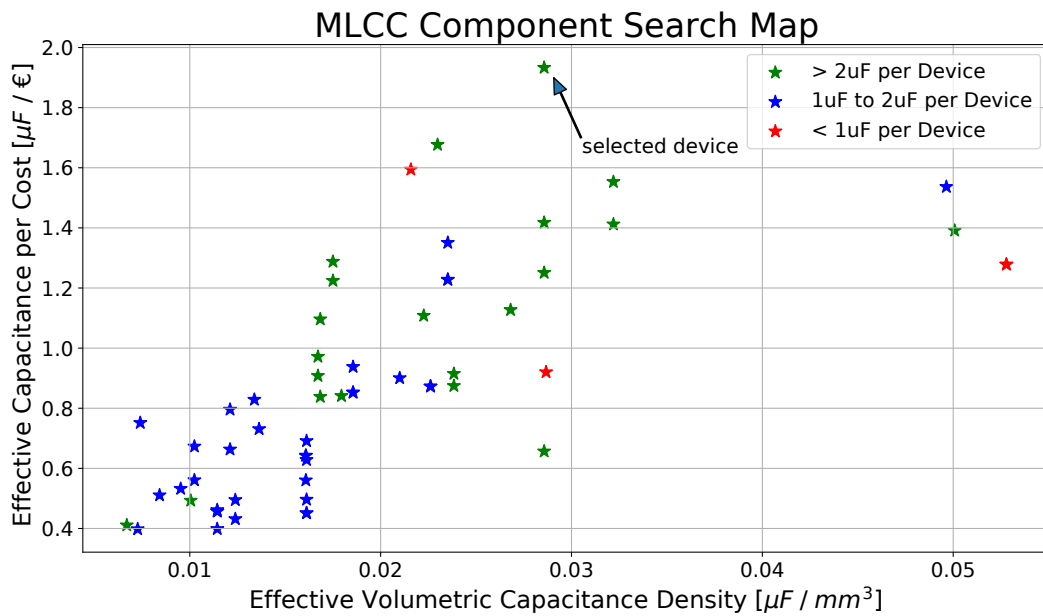


Σχήμα 4.18: Στην ονομαστική τάση των 100 V η χωρητικότητα έχει μειωθεί στο 22 % της αρχικής τιμής.

Η συστοιχία των πυκνωτών μπορεί να δομηθεί συνδέοντας επιμέρους εξαρτήματα παράλληλα και σε σειρά. Στην περίπτωση που συνδεθούν περισσότεροι πυκνωτές σε σειρά είναι δυνατόν η ονομαστική τάση κάθε στοιχείου να είναι μικρότερη από τη συνολική τάση στο DC-link. Ωστόσο, λόγω της μεγάλης διαθεσιμότητας εξαρτημάτων στην περιοχή των 100 V και της επιπλέον δυσκολίας ομοιόμορφου καταμερισμού της τάσης μεταξύ των πυκνωτών στην περίπτωση της σύνδεσης σε σειρά, η αναζήτηση επικεντρώθηκε σε εξαρτήματα με ονομαστική τάση ≥ 100 V. Αξιολογήθηκε ένα σύνολο διαθέσιμων εξαρτημάτων η απαρίθμηση των οποίων μπορεί να

βρεθεί στο Παράρτημα Α.

Παρά τη μη γραμμική εξάρτηση της χωρητικότητας από την τάση, για τα εξαρτήματα τα οποία αξιολογήθηκαν βρέθηκε ότι η μέγιστη τιμή χωρητικότητας ανά εξάρτημα επιτυγχάνεται όταν κάθε παράλληλος κλάδος αποτελείται από ένα μόνο πυκνωτή³. Για κάθε διαφορετικό εξάρτημα αξιολογήθηκε ο όγκος, το κόστος αλλά και το πλήθος των απαιτούμενων στοιχείων (Σχ. 4.19). Το εξάρτημα που επιλέχθηκε παρουσιάζει το βέλτιστο κόστος ανά χωρητικότητα, μικρό συνολικό πλήθος απαιτούμενων στοιχείων και αρκετά καλή (αλλά όχι τη μέγιστη δυνατή) πυκνότητα χωρητικότητας. Συνολικά χρησιμοποιήθηκαν 22 στοιχεία τα οποία οδηγούν σε συνολική χωρητικότητα 48.4μF στα 100 V.

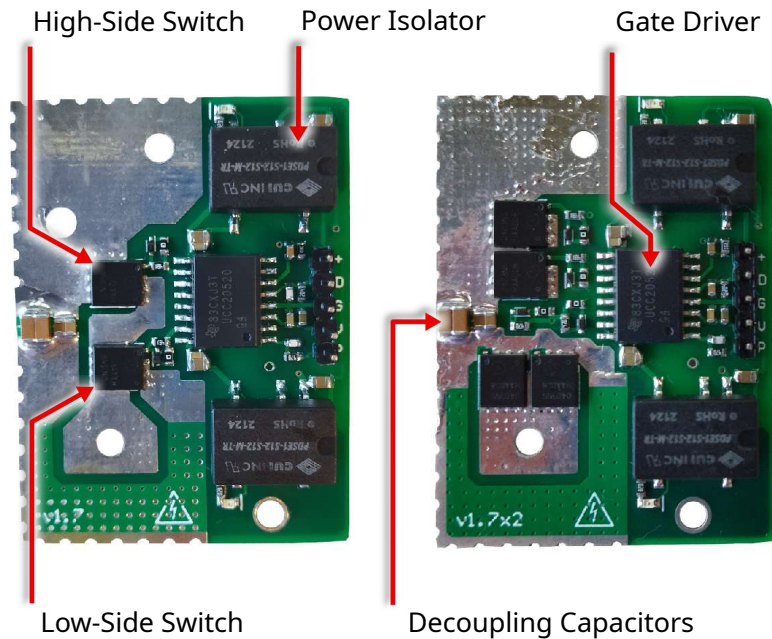


Σχήμα 4.19: Συγκριτική αξιολόγηση υποψηφίων εξαρτημάτων πυκνωτών.

³Η μη γραμμικότητα της καμπύλης $C(V)$ καθιστά δυνατό το ενδεχόμενο να είναι προτιμότερη η σε σειρά σύνδεση πυκνωτών έναντι της παράλληλης σύνδεσης. Έστω για παράδειγμα ότι ένας πυκνωτής με χωρητικότητα C στα 0 V έχει χωρητικότητα $0.7C$ και $0.1C$ σε τάσεις 50 V και 100 V αντίστοιχα. Τότε, στην περίπτωση που η τάση στο DC-link είναι 100 V η παράλληλη σύνδεση δύο στοιχείων θα οδηγήσει σε συνολική χωρητικότητα $0.2C$ ενώ η σε σειρά σύνδεση σε συνολική χωρητικότητα $0.35C$.

4.3 Θεμελιώδης Διακοπτική Μονάδα

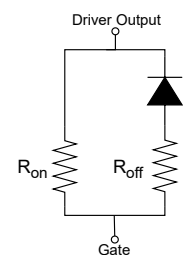
Με δεδομένο ότι κάθε υπομονάδα αποτελείται από 4 πανομοιότυπες ημιγέφυρες διακοπών, η αρθρωτή σχεδιαστική προσέγγιση εφαρμόστηκε και στο επίπεδο της υπομονάδας. Έτσι, κάθε ημιγέφυρα υλοποιείται σε ξεχωριστές κάρτες (daughterboards) οι οποίες, τελικά, με τη βοήθεια βιδών, ενώνονται με τη μητρική κάρτα κάθε υπομονάδας. Υλοποιήθηκε ακόμα μια παραλλαγή της ημιγέφυρας με δύο ημιαγωγούς συνδεδεμένους παράλληλα έτσι ώστε να αξιολογηθεί η δυνατότητα χρήσης της ως ημιγέφυρα του σταδίου εισόδου.



Σχήμα 4.20: Κάρτες ημιγέφυρας με ένα (αριστερά) και δύο (δεξιά) MOSFET συνδεδεμένα παράλληλα

4.3.1 Βρόχος Οδήγησης Πύλης

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα οδήγησης (gate driver) που επιλέχθηκε δέχεται ως είσοδο το σήμα έναυσης για τον ένα διακόπτη και παράγει εσωτερικά τους δύο συμπληρωματικούς παλμούς οδήγησης εφαρμόζοντας ένα διάστημα νεκρού χρόνου (dead time) που ρυθμίζεται μέσω μιας εξωτερικής αντίστασης. Προκειμένου να ελέγχονται ανεξάρτητα οι χρόνοι φόρτισης και εκφόρτισης της χωρητικότητας πύλης-πηγής C_{gs} , και έτσι η ταχύτητα έναυσης και σβέσης των διακοπών, υλοποιήθηκε διάταξη του σχήματος 4.21. Με αυτόν τον τρόπο, η ταχύτητα φόρτισης μπορεί να ρυθμιστεί από την αντίσταση R_{on} ενώ ο ρυθμός εκφόρτισης καθορίζεται από τον παράλληλο συνδυασμό $R_{on}||R_{off}$.



Σχήμα 4.21

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα οδήγησης τοποθετείται όσο το δυνατόν πιο κοντά στους διακόπτες έτσι ώστε η επαγωγή του βρόχου που περιλαμβάνει την έξοδο του ολοκληρωμένου κυκλώματος οδήγησης, τις αντιστάσεις R_{on} , R_{off} και τη χωρητικότητα C_{gs} του MOSFET να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η δημιουργία ταλαντώσεων κατά τη φόρτιση και εκφόρτιση της χωρητικότητας C_{gs} . Επιπλέον, έγινε προσπάθεια έτσι ώστε ο βρόχος οδήγησης της πύλης να μην εμπλέκει τμήματα που διαρρέονται από το ρεύμα μεταγωγής. Η παρασιτική επαγωγή αυτών των τμημάτων σε συνδυασμό με τις μεγάλες τιμές $\frac{di}{dt}$ κατά την έναυση και σβέση θα οδηγήσει σε δυναμική πτώση τάσης η οποία θα αντιτίθεται στην επιθυμητή διακοπτική ενέργεια. Αυτός ο μηχανισμός αρνητικής ανάδρασης μπορεί να υποβαθμίσει την αποτελεσματικότητα της έναυσης/σβέσης.

Κατά τη σχεδίαση της κάρτας ημιαγωγού με δύο ημιαγωγούς συνδεδεμένους παράλληλα έχει δοθεί προτεραιότητα στην ελαχιστοποίηση του μεγέθους των βρόχων οδήγησης πύλης των άνω διακοπτών (Σχ. 4.20). Η επιλογή αυτή βασίζεται στο ακόλουθο σκεπτικό: Δεδομένου ότι για τον περισσότερο χρόνο η ροή ισχύος στον μετατροπέα έχει φορά από την πηγή ενέργειας προς τον κινητήρα, το ρεύμα θα εξέρχεται από την ημιαγωγή. Έτσι, οι αντιστάσεις R_{on} , R_{off} των κάτω διακοπτών θα καθορίσουν τη διακοπτική ταχύτητα μεταβάσεων που συμβαίνουν υπό μηδενική τάση (ZVS). Αυτές οι μεταβάσεις αλλάζουν τον μηχανισμό αγωγής του ρεύματος εντός του κάτω διακόπτη (ενδογενής δίοδος ή κανάλι) και οι σχετικές διακοπτικές απώλειες θα είναι αμελητέες. Έτσι, μια αυξημένη επαγωγή στο βρόχο οδήγησης πύλης των κάτω διακοπτών που θα οδηγήσει σε χρήση μεγαλύτερων τιμών αντιστάσεων R_{on} , R_{off} τελικά δε θα έχει κόστος στις απώλειες παρά μόνον όταν ο μετατροπέας βρίσκεται σε λειτουργία αναγεννητικής πέδησης.

4.3.2 Βρόχος Μεταγωγής

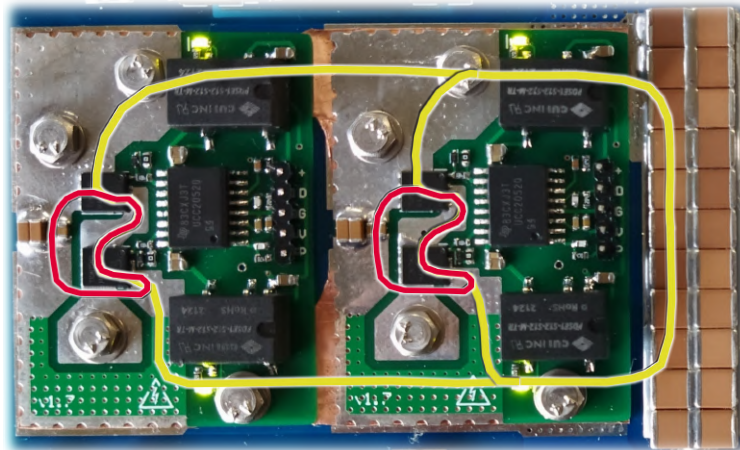
Η τοποθέτηση των ημιαγωγών έγινε με προτεραιότητα την ελαχιστοποίηση της επαγωγής του βρόχου μεταγωγής (commutation loop). Ο βρόχος αυτός περιλαμβάνει τους δύο διακόπτες της ημιαγωγού και την πηγή της συνεχούς τάσης αποκοπής. Ως τέτοια πηγή μπορεί να θεωρηθεί η πλησιέστερη συστοιχία πυκνωτών. Όσο αυξάνεται το μήκος του βρόχου αυξάνεται και η επαγωγή του. Κατά την έναυση και σβέση ενός διακόπτη και την αντίστοιχη μεταγωγή του ρεύματος, η παρασιτική επαγωγή αυτού του βρόχου αλληλεπιδρά με τη χωρητικότητα εξόδου των ημιαγωγών προκαλώντας φαινόμενα ταλαντώσεων τα οποία εκδηλώνονται στην τάση υποδοχής-πηγής V_{ds} του διακόπτη που μεταβαίνει σε κατάσταση αποκοπής. Αυτές οι ταλαντώσεις υποβαθμίζουν τη λειτουργία του μετατροπέα διότι:

1. Οδηγούν σε υποχρησιμοποίηση της ικανότητας των διακοπτών να αποκόπτουν τάση, αναγκάζουν, δηλαδή, το σχεδιαστή είτε να μειώσει την τάση λειτουργίας είτε να επιλέξει ημιαγωγούς με υψηλότερη τάση κατάρρευσης.
2. Αυξάνουν τη δυναμική καταπόνηση λόγω τάσης στους διακόπτες μειώνοντας έτσι την αξιοπιστία τους.
3. Αποτελούν πηγή ηλεκτρομαγνητικού θορύβου.
4. Ενδέχεται να προκαλέσουν επιπλέον απώλειες στους ημιαγωγούς.

Ο περιορισμός αυτών των ταλαντώσεων μπορεί να επιτευχθεί ελαττώνοντας την ταχύτητα έναυσης και σβέσης με χρήση μεγαλύτερης τιμής αντιστάσεων R_{on} και R_{off} μεταξύ του κυκλώματος οδήγησης και της πύλης του ημιαγωγού. Μια τέτοια αντιμετώπιση, ωστόσο, είναι

ιδιαίτερα ανεπιθύμητη αφού θα αυξήσει δραματικά τις διακοπτικές απώλειες που οφείλονται στην επικάλυψη ρεύματος και τάσης (overlap switching losses). Γίνεται φανερή, λοιπόν, η σημασία της ελαχιστοποίησης της επαγωγής του βρόχου μεταγωγής: Μικρότερη τιμή επαγωγής θα επιτρέψει τη χρήση μικρότερων αντιστάσεων R_{on} και R_{off} οδηγώντας σε ταχύτερα διακοπτικά φαινόμενα και έτσι μεγαλύτερη απόδοση του μετατροπέα.

Προκειμένου να μειωθεί η επαγωγή αυτή τοποθετούνται τοπικά στην τυπωμένη κάρτα κάθε ημιγέφυρας, και όσο το δυνατόν πιο κοντά στους ημιαγωγούς, επιπλέον πυκνωτές. Αυτοί οι πυκνωτές οι οποίοι ονομάζονται πυκνωτές αποσύζευξης (decoupling capacitors) είναι ηλεκτρικά συνδεδεμένοι παράλληλα με το DC-link και λειτουργούν ως πηγή τάσης. Με αυτόν τον τρόπο, το μήκος των βρόχων μεταγωγής ελαττώνεται σημαντικά αφού αυτοί δεν εμπλέκουν τη συστοιχία πυκνωτών του DC-link (Σχ. 4.22) .



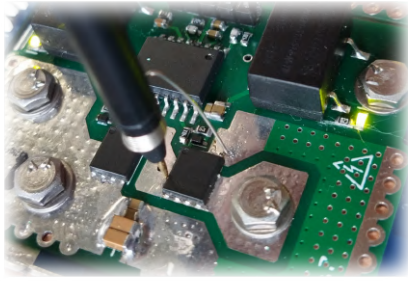
Σχήμα 4.22: Βρόχοι μεταγωγής με και χωρίς πυκνωτές αποσύζευξης (κόκκινο και κίτρινο αντίστοιχα).

Για τη μείωση της επαγωγής αξιοποιήθηκαν, ακόμα, τα επιπλέον στρώματα στην κάρτα τυπωμένου κυκλώματος, έγινε χρήση πολλαπλών διαστρωματικών ενώσεων (via) και το πάχος της κάρτας κυκλώματος περιορίστηκε στα 0.6 mm.

4.4 Διακοπτική Συμπεριφορά

Σκοπός των αρχικών εργαστηριακών μετρήσεων ήταν η διερεύνηση των μεταβατικών φαινομένων κατά τη μεταγωγή του ρεύματος. Χρησιμοποιήθηκαν δύο ημιγέφυρες σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας η έξοδος της οποίας τροφοδοτεί φορτίο αντίστασης $R_L = 3.65 \Omega$ και επαγωγής $L_L = 300 \text{ mH}$. Η πλευρά συνεχούς ρεύματος συνδέθηκε σε τροφοδοτικό. Μεταβάλλοντας το εύρος των παλμών είναι δυνατή η ρύθμιση του συνεχούς ρεύματος που διαρρέει το φορτίο. Ο επαγωγικός χαρακτήρας του φορτίου σε συνδυασμό με την υψηλή διακοπτική συχνότητα διασφαλίζουν ότι η κυμάτωση του ρεύματος θα είναι αμελητέα.

Για τις μετρήσεις τάσης χρησιμοποιήθηκε αγωγός γείωσης μικρού μήκους έτσι ώστε να αποφευχθεί η δημιουργία μεγάλου βρόχου και η μέτρηση τάσεων εξ επαγωγής (Σχήμα 4.23). Ο εξοπλισμός που χρησιμοποιήθηκε συνοψίζεται στον Πίνακα 4.3.



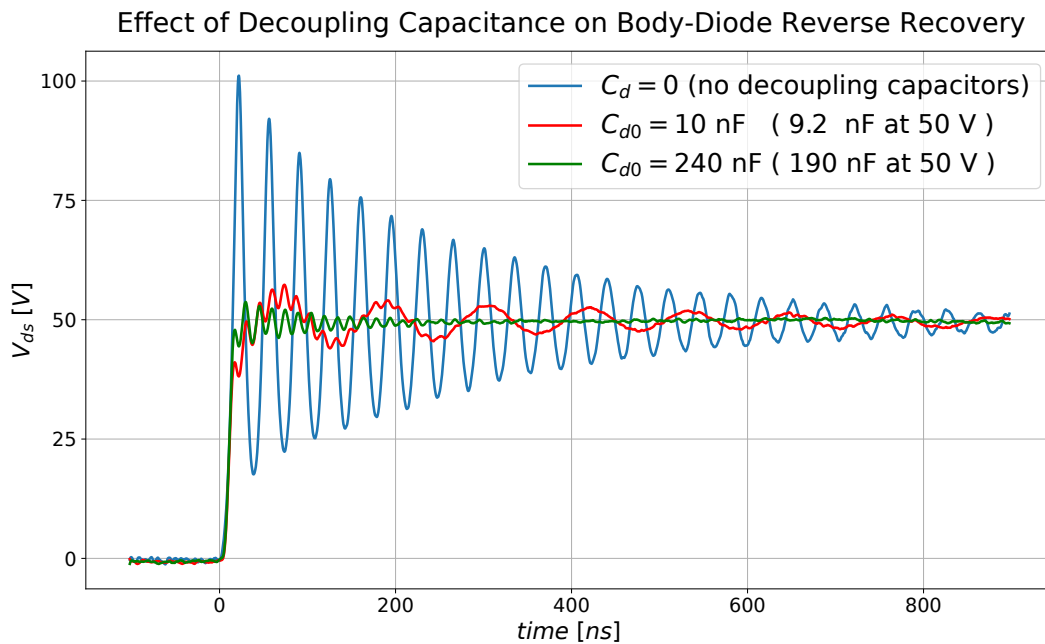
Σχήμα 4.23: Probe Τάσης

Περιγραφή	Τύπος
Παλμογράφος	Tektronix TDS 2024C
Probe Τάσης	Tektronix TPP0201
Μετρητικό Ρεύματος Φορτίου	Agilent 34405A

Πίνακας 4.3: Όργανα μετρήσεων

4.4.1 Επίδραση Πυκνωτών Αποσύζευξης

Για τη διερεύνηση της επίδρασης της χωρητικότητας αποσύζευξης C_d μετρήθηκε η τάση V_{ds} κατά τη μετάβαση της ενδογενούς διόδου σε αποκοπή για διαφορετικές τιμές χωρητικότητας. Οι μετρήσεις έγιναν στην ημιγέφυρα που βρίσκεται στη μεγαλύτερη απόσταση από τους πυκνωτές του DC-link (Σχ. 4.22. - πρώτη ημιγέφυρα από αριστερά). Για την προστασία των διακοπών από τις έντονες υπερακοντίσεις της τάσης V_{ds} που αναμένονται, η τάση στην πλευρά Σ.Ρ. ρυθμίστηκε στη μισή της ονομαστικής. Οι αποκρίσεις της τάσης απεικονίζονται στο Σχ. 4.24.



Σχήμα 4.24: Σβέση διόδου σώματος για 3 τιμές χωρητικότητας αποσύζευξης. $I = 1 \text{ A}$, $R_{on} = 30.9 \Omega$

Η αναγκαιότητα των πυκνωτών αποσύζευξης επιβεβαιώνεται από το γεγονός ότι η παράλειψή τους οδηγεί σε μέγιστη στιγμιαία τιμή τάσης περίπου διπλάσια της τάσης Σ.Ρ. Τα επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία που είναι υπεύθυνα για τη δημιουργία των ταλαντωτικών φαινομένων που παρατηρούνται παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.3. Με L_1 συμβολίζεται η επαγωγή του βρόχου μεταγωγής που εμπλέκει τους πυκνωτές του DC-link (Σχ.4.22: κίτρινο) ενώ με L_2 η επαγωγή

	Περιγραφή	f [MHz]	Χωρητικό Στοιχείο	Επαγωγικό Στοιχείο
A	Μπλε Κυματομορφή	28.7	Χωρητικότητα Εξόδου Διακόπτη C_{oss}	Επαγωγή Μεγάλου Βρόχου Μεταγωγής L_1
B	Κόκκινη Κυματομορφή Αργή Ταλάντωση	8.6	Χωρητικότητα Αποσύζευξης C_d	Επαγωγή Μεγάλου Βρόχου Μεταγωγής L_1
C	Κόκκινη Κυματομορφή Ταχεία Ταλάντωση	70	Χωρητικότητα Εξόδου Διακόπτη C_{oss}	Επαγωγή Μικρού Βρόχου Μεταγωγής L_2
D	Πράσινη Κυματομορφή	68	Χωρητικότητα Εξόδου Διακόπτη C_{oss}	Επαγωγή Μικρού Βρόχου Μεταγωγής L_2

Πίνακας 4.4: Περιγραφή ταλαντωτικών φαινομένων

του βρόχου μεταγωγής που εμπλέκει τους πυκνωτές αποσύζευξης (Σχ. 4.22: κόκκινο).

Χρησιμοποιώντας τη γνωστή τιμή της χωρητικότητας αποσύζευξης σε συνδυασμό με τη συχνότητα της ταλάντωσης B υπολογίζεται η τιμή επαγωγής του μεγάλου βρόχου μεταγωγής:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_B^2 C_d} = 37 \text{ nH}$$

Η χωρητικότητα εξόδου του διακόπτη μπορεί να υπολογισθεί ως:

$$C_{oss} = \frac{1}{4\pi^2 f_A^2 L_1} = 0.826 \text{ nF}$$

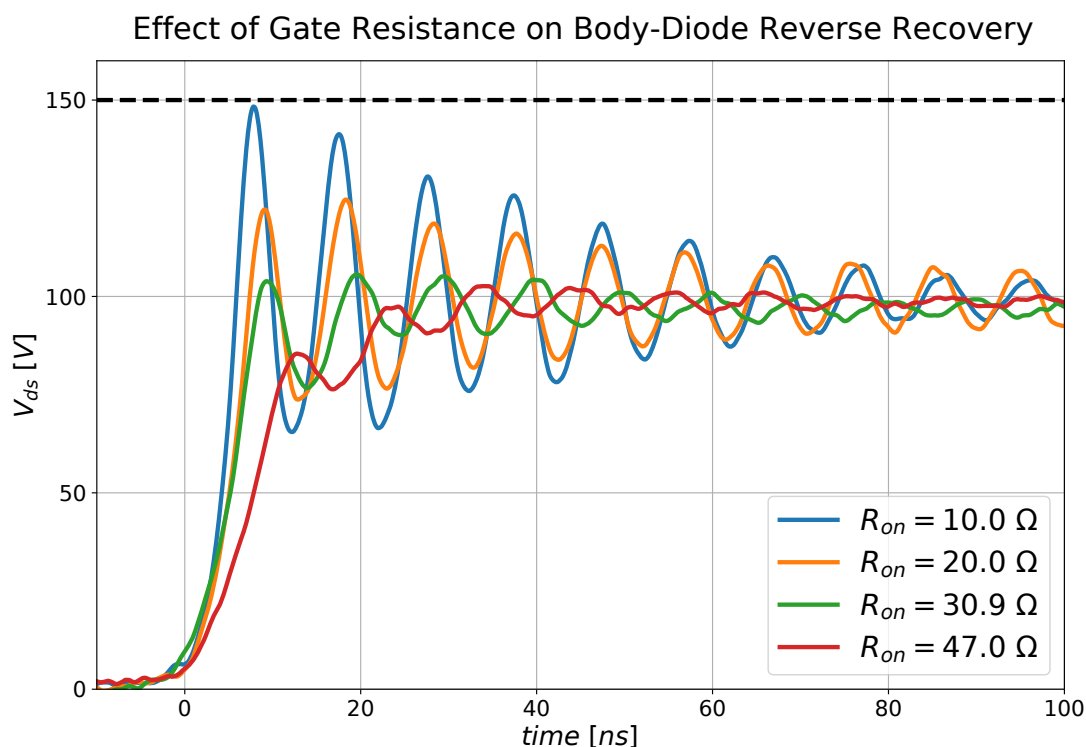
Η παραπάνω πειραματική εκτίμηση είναι σε συμφωνία με την τιμή $C_{oss}(50 \text{ V}) = 0.8 \text{ nF}$ όπως προκύπτει από το φύλλο τεχνικών μεγεθών. Χρησιμοποιώντας την εκτίμηση της χωρητικότητας εξόδου του διακόπτη μπορεί, να υπολογισθεί η επαγωγή του μικρού βρόχου μεταγωγής L_2 :

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_D^2 C_d} = 6.6 \text{ nH}$$

4.4.2 Σβέση Διόδου

Η σβέση της διόδου σώματος του κάθε διακόπτη προκαλείται από την έναυση του συμπληρωματικού διακόπτη. Έτσι, η ταχύτητα του μεταβατικού αυτού φαινομένου μπορεί να ρυθμιστεί από την αντίσταση R_{on} . Οι κυματομορφές της τάσης υποδοχής-πηγής (Σχ. 4.25) δείχνουν, όπως αναμένεται, ότι όσο μικρότερη είναι η αντίσταση R_{on} τόσο πιο έντονες είναι οι ταλαντώσεις. Με βάση τις κυματομορφές επιλέγεται η μικρότερη τιμή αντίστασης που περιορίζει τα ταλαντωτικά φαινόμενα εντός αποδεκτών ορίων, στην προκειμένη περίπτωση: $R_{on} = 30.9 \Omega$. Η συμπεριφορά σβέσης της διόδου, επομένως, επιβάλλει ένα κάτω όριο στην αντίσταση R_{on} .

Η ταλαντωτική συμπεριφορά που παρατηρείται στις διόδους σχετίζεται με το φαινόμενο απομάχρυνσης των φορέων μειονότητας (reverse recovery). Ορισμένες συνθήκες (συμπεριλαμβανομένης της μεγάλης επαγωγής του βρόχου μεταγωγής) οδηγούν σε έντονες ταλαντώσεις, φαινόμενο που αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως snappy diode reverse recovery [53].

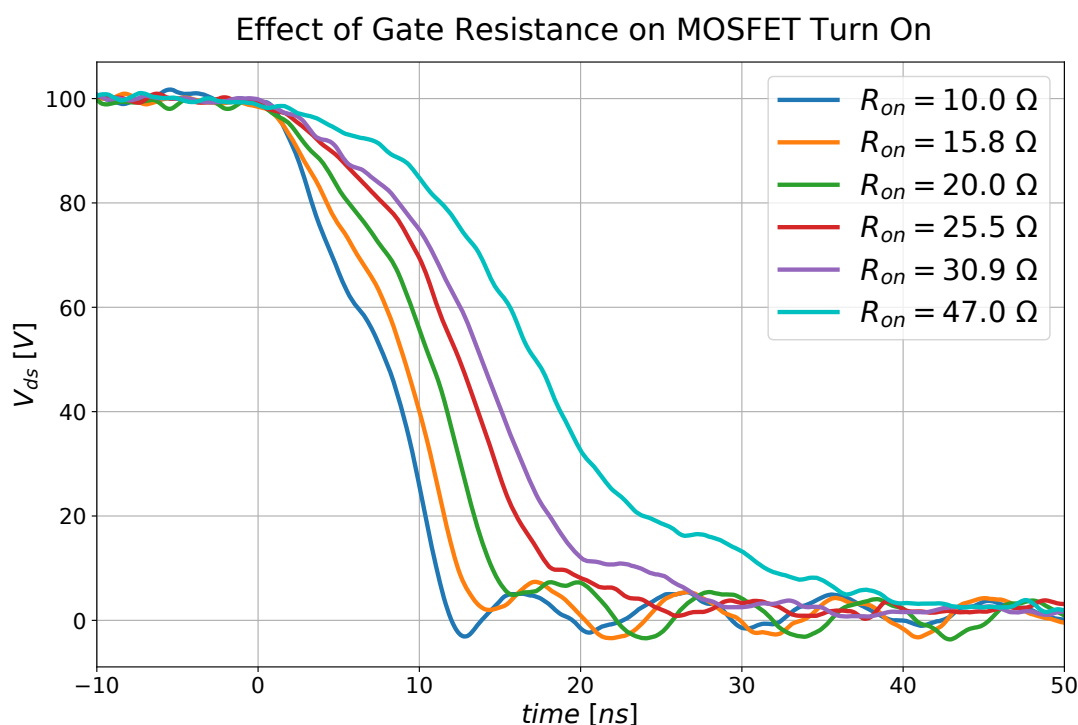


Σχήμα 4.25: Σβέση διόδου σώματος για διάφορες τιμές αντίστασης έναυσης. $I_L = 4 A$

4.4.3 Έναυση MOSFET

Αντίστοιχα, εξετάζοντας τις κυματομορφές της τάσης υποδοχής-πηγής του διακόπτη που κλείνει (Σχ. 4.26) επιβεβαιώνεται η εξάρτηση της ταχύτητας έναυσης από την τιμή της αντίστασης πύλης R_{on} , ενώ ακόμα παρατηρούνται και εδώ τα ταλαντωτικά φαινόμενα που οφείλονται στην ταυτόχρονη σβέση της διόδου του συμπληρωματικού διακόπτη. Το γεγονός ότι το πλάτος των ταλαντώσεων είναι μικρότερο από εκείνο των ταλαντώσεων που παρατηρούνται στην τάση στα άκρα της συμπληρωματικής διόδου σημαίνει ότι το άθροισμα των τάσεων στα άκρα των δύο διακοπών δεν παραμένει σταθερό και ίσο με την τιμή της τάσης Σ.Ρ. καθ'όλη τη διάρκεια της μεταγωγής. Αυτή η απόκλιση αντιστοιχεί στην πτώση τάσης πάνω στην παρασιτική επαγωγή του βρόχου μεταγωγής.

Παρόλο που δεν έχει μετρηθεί το ρεύμα που διαρρέει τον διακόπτη, η μέτρηση τάσης αποκαλύπτει χρήσιμες πληροφορίες για τις απώλειες έναυσης. Τη στιγμή που η τάση αρχίζει να μειώνεται, η μεταγωγή του ρεύματος έχει ήδη ολοκληρωθεί (αφού δεν θα ήταν δυνατόν η συμπληρωματική δίοδος να άγει υπό ανάστροφη τάση) και έτσι ο δεύτερος όρος των απωλειών έναυσης είναι ανάλογος του εμβαδού που ορίζεται από τις καμπύλες τάσης. Γίνεται εμφανές το μέγεθος της αύξησης των απωλειών έναυσης που προέρχεται από τη χρήση μεγάλης τιμής αντίστασης πύλης ($R_{on} = 30.9\Omega$) - άμεση συνέπεια της ανάγκης περιορισμού των ταλαντώσεων κατά τη σβέση της διόδου.



Σχήμα 4.26: Έναυση MOSFET για διάφορες τιμές αντίστασης έναυσης.

Ο χρόνος πτώσης της τάσης όπως προκύπτει από τις μετρήσεις μπορεί να συγκριθεί με τις τιμές που υπολογίζονται θεωρητικά και χρησιμοποιούνται στο μοντέλο απωλειών. Από το φύλλο τεχνικών μεγεθών του MOSFET και του ολοκληρωμένου κυκλώματος οδήγησης προκύπτουν οι τιμές: $Q_{GD} = 6 \text{ nC}$, $V_p = 5.8 \text{ V}$, $R_{G\text{-MOSFET}} = 1 \text{ } \Omega$ και $R_{ON\text{-DRIVER}} = 1.47 \text{ } \Omega$. Εφαρμόζοντας την εξίσωση του Πίνακα 3.1 υπολογίζεται ο χρόνος πτώσης της τάσης:

$$t_{fv} = (R_{on} + R_{G\text{-MOSFET}} + R_{ON\text{-DRIVER}}) \cdot \frac{Q_{GD}}{V_{drv} - V_p} = (R_{on} + 2.47) \cdot \frac{6}{6.2} \text{ [ns]}$$

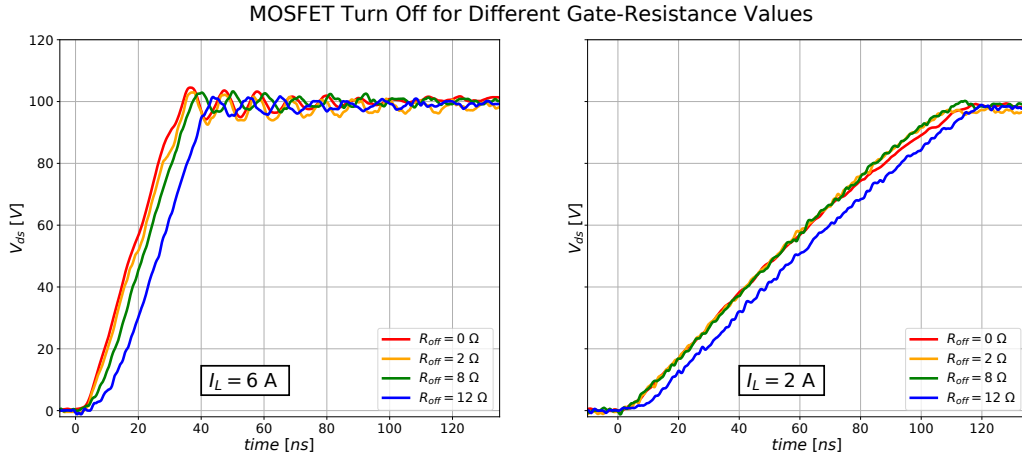
Οι υπολογισμένες τιμές παρουσιάζονται στον πίνακα 4.5 και είναι σε συμφωνία με τις κυματομορφές του σχήματος 4.26. Μία ακριβής αριθμητική σύγκριση είναι μάλλον δύσκολη αφού η ύπαρξη των ταλαντώσεων καθιστά τον προσδιορισμό του πειραματικού χρόνου πτώσης της τάσης προβληματικό. Αξίζει να σημειωθεί, τέλος, ότι για μεγάλες τιμές αντίστασης πύλης, μετά από ένα σημείο, ο ρυθμός μείωσης της τάσης ελαττώνεται. Αυτό σημαίνει ότι η εκτίμηση των απωλειών έναυσης που προκύπτουν από το κατά-μήματα γραμμικό μοντέλο απωλειών που περιγράφηκε στο Κεφ. 3 αναμένεται να είναι αυξημένη για μεγάλες τιμές αντίστασης πύλης.

$R_{on} \text{ [} \Omega \text{]}$	10.0	15.8	20.0	25.5	30.9	47.0
$t_{fv} \text{ [ns]}$	12.1	17.7	21.8	27.1	33.3	47.9

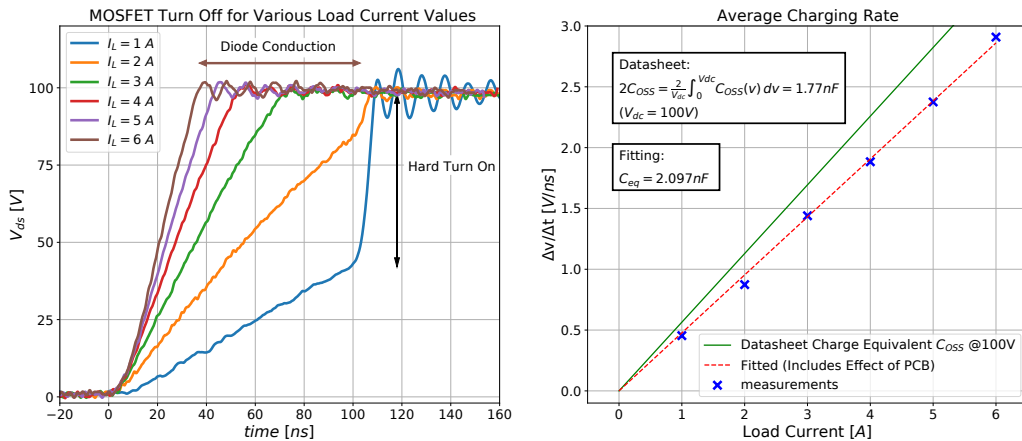
Πίνακας 4.5: Θεωρητικές τιμές χρόνου πτώσης τάσης.

4.4.4 Σβέση MOSFET

Η δυναμική σβέσης του MOSFET μελετήθηκε μετρώντας την τάση V_{ds} για διάφορες τιμές αντιστάσεων πύλης και τιμών ρεύματος φορτίου (Σχ. 4.27 και 4.28 αντίστοιχα).



Σχήμα 4.27: Τάση V_{ds} κατά τη σβέση του MOSFET για διάφορες τιμές αντίστασης πύλης.



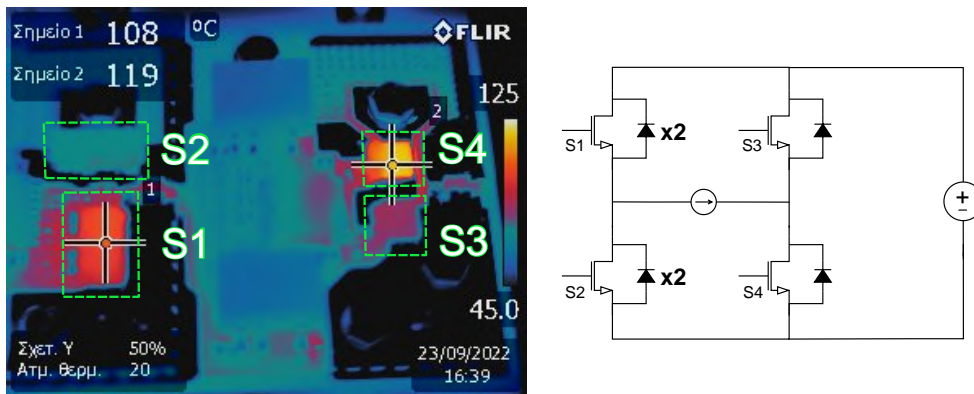
Σχήμα 4.28: Τάση V_{ds} κατά τη σβέση του MOSFET για διάφορες τιμές του ρεύματος φορτίου. Η τιμή του νεκρού χρόνου έχει οριστεί στα 100 ns.

Όπως φαίνεται στο Σχ. 4.27, για δεδομένο ρεύμα στο μέσον της ημιγέφυρας, ο ρυθμός ανόδου της τάσης V_{ds} κατά τη σβέση του MOSFET είναι ανεξάρτητος από την αντίσταση πύλης αλλά καθορίζεται από το ρεύμα φορτίου και την ισοδύναμη χωρητικότητα C_{eq} (Σχ. 4.28). Το φαινόμενο της μερικώς σκληρής έναυσης (μη ολοκληρωμένης σβέσης) μπορεί να παρατηρηθεί στην κυματομορφή της τάσης V_{ds} όταν το ρεύμα είναι ίσο με 1 και 2 A. Σε αυτή την περίπτωση ο συμπληρωματικός διακόπτης ενεργοποιείται πριν ολοκληρωθεί η μεταφορά φορτίου στην ισοδύναμη χωρητικότητα C_{eq} με αποτέλεσμα να παρατηρείται (Σχ. 4.28: χρονική στιγμή 100 ns) απότομη φόρτιση της χωρητικότητας εξόδου του διακόπτη που ανοίγει.

Στο Σχ. 4.28 αναδεικνύεται επίσης η επίδραση της παρασιτικής χωρητικότητας C_{stray} στο ρυθμό ανόδου της τάσης και επιβεβαιώνεται η ανάγκη συμπερίληψής της κατά τον υπολογισμό των απωλειών. Τέλος, μπορεί να παρατηρηθεί ότι η αύξηση της τάσης V_{ds} παρουσιάζει έντονη γραμμικότητα, γεγονός που σημαίνει ότι για το συγκεκριμένο εξάρτημα η χρήση της Εξ. 3.12 για τον υπολογισμό της υπολειπόμενης τάσης V_0 αναμένεται να οδηγήσει σε ικανοποιητική ακρίβεια.

4.5 Θερμική Συμπεριφορά - Όρια Λειτουργίας

Μετά τη μελέτη των διακοπτικών φαινομένων και τον προσδιορισμό των κατάλληλων τιμών των εξωτερικών αντιστάσεων πύλης ($R_{on} = 30.9 \Omega$ και $R_{off} = 0 \Omega$) ακολούθησε η διερεύνηση της θερμικής συμπεριφοράς των διακοπών με τη βοήθεια θερμικής κάμερας.



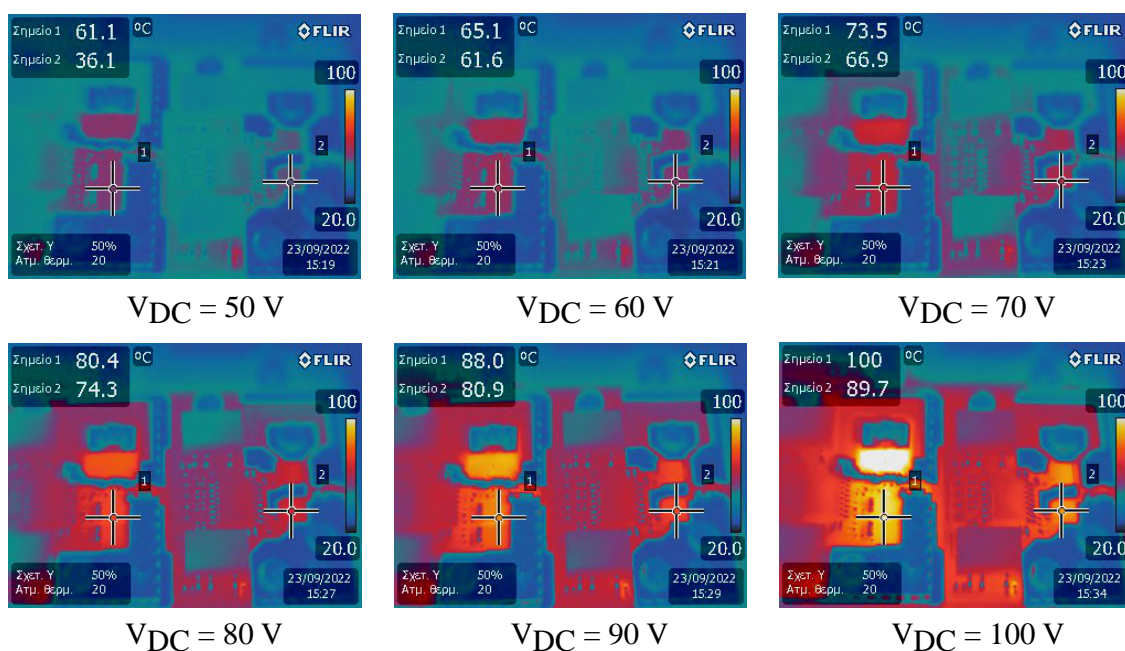
Σχήμα 4.29: Θερμοκρασία διακοπών όταν το ρεύμα είναι $I = 6 \text{ A}$.

Το Σχ. 4.29 απεικονίζει δύο ημιγέφυρες σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας όπου η ημιγέφυρα στα αριστερά αποτελείται από δύο διακόπτες συνδεδεμένους παράλληλα σε κάθε θέση. Ως φορτίο έχει χρησιμοποιηθεί επαγωγικό - ωμικό στοιχείο με χαρακτηριστικά $L = 300 \text{ mH}$ και $R = 3.65 \Omega$. Εφαρμόστηκε διπολική διαμόρφωση παλμών (bipolar switching) και προσαρμόστηκε το ρεύμα φορτίου στην τιμή των 6 A με κατεύθυνση εξερχόμενη από την ημιγέφυρα των δύο παράλληλα συνδεδεμένων εξαρτημάτων. Υπό αυτές τις συνθήκες ο λόγος χρησιμοποίησης των διακοπών S1 και S4 είναι περίπου 60%.

Οι θερμοκρασίες των διακοπών στις θέσεις S2 και S3 είναι σημαντικά μικρότερες από αυτές των διακοπών στις θέσεις S1 και S4. Αυτό είναι αναμενόμενο διότι, δεδομένης της φοράς του ρεύματος, στους διακόπτες αυτούς παρουσιάζονται μόνο απώλειες αγωγής και επαναφοράς των διόδων σώματος (Σχ. 4.13). Στους δύο παράλληλα συνδεδεμένους διακόπτες στη θέση S2 η θερμοκρασία είναι μικρότερη σε σχέση με το διακόπτη στη θέση S3. Αυτή η παρατήρηση δικαιολογείται λόγω του υποδιπλασιασμού των συνολικών απωλειών αγωγής καναλιού στη θέση S2 (η ισοδύναμη αντίσταση αγωγής είναι η μισή). Σημειώνεται ότι λόγω της διπολικής διαμόρφωσης παλμών που εφαρμόστηκε, ο λόγος χρησιμοποίησης του διακόπτη S2 ταυτίζεται με αυτόν του S3 οπότε η σύγκριση είναι δίκαιη. Το συμπέρασμα που προκύπτει από την εικόνα του Σχ. 4.29 είναι ότι στη συγκεκριμένη υλοποίηση και για μεγάλες τιμές του ρεύματος εισόδου, η χρήση δύο διακοπών παράλληλα οδηγεί σε μικρότερη θερμική καταπόνηση των διακοπών.

Για τη διερεύνηση της επίδρασης των απωλειών λόγω της χωρητικότητας εξόδου των διακοπών, μετρήθηκε η θερμοκρασία τους για διάφορες τιμές τάσης στο DC-link. Οι κόμβοι

στα μέσα κάθε ημιγέφυρας δε συνδέθηκαν σε κάποιο άλλο κύκλωμα. Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο Σχ. 4.30 επιβεβαιώνουν ότι η αύξηση της τάσης οδηγεί και σε αύξηση των απωλειών. Στην ονομαστική τάση των 100 V οι απώλειες αυτές οδηγούν σε ιδιαίτερα υψηλές θερμοκρασίες. Σε κάθε φωτογραφία η θερμοκρασία των παράλληλα συνδεδεμένων ημιαγωγών (Σημείο 1) είναι μεγαλύτερη από εκείνη της ημιγέφυρας με έναν μόνο διακόπτη σε κάθε θέση (Σημείο 2). Όσον αφορά την ημιγέφυρα με έναν ημιαγωγό σε κάθε θέση παρατηρείται περίπου ίδια θερμοκρασία στον άνω και κάτω διακόπτη. Αυτή η παρατήρηση σε συνδυασμό με το γεγονός ότι οι ποσότητες απωλειών είναι ίσες σε κάθε εξάρτημα οδηγεί στο συμπέρασμα ότι οι ισοδύναμες θερμικές αντιστάσεις μεταξύ ημιαγωγού και περιβάλλοντος είναι περίπου ίσες στην άνω και κάτω θέση. Το συμπέρασμα αυτό δεν εφαρμόζεται στην περίπτωση της τυπωμένης κάρτας με δύο ημιαγωγούς σε κάθε θέση, αφού στην περίπτωση όπου $V_{DC} = 100\text{ V}$ η θερμοκρασία των κάτω διακοπτών είναι αρκετά υψηλότερη.



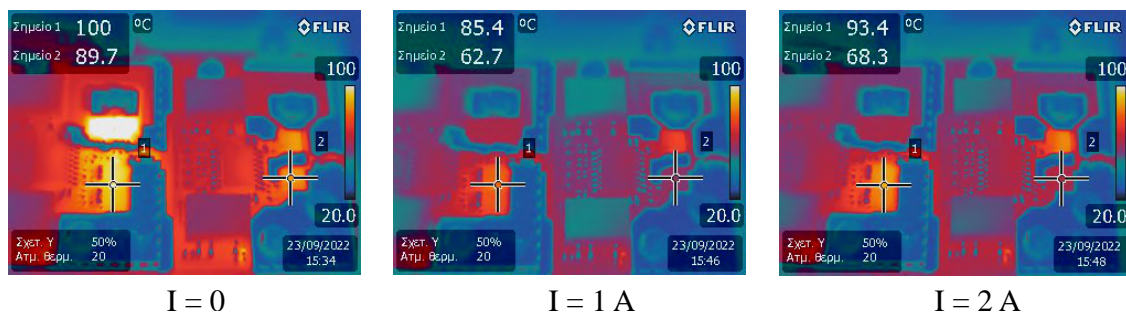
Σχήμα 4.30: Θερμοκρασία διακοπτών για διάφορες τιμές τάσης Σ.Ρ. και μηδενικό ρεύμα.

Στο Σχ. 4.31 παρουσιάζονται, όπως προηγουμένως, οι θερμοκρασίες των διακοπτών όσο το ρεύμα, ενώ εξέρχεται από την ημιγέφυρα στα αριστερά, αυξάνεται από τα 0 στα 2 A. Σύμφωνα με το θεωρητικό μοντέλο απωλειών, όσο η τιμή του ρεύματος αυξάνεται, οι απώλειες στους διακόπτες S1 και S4 θα πρέπει επίσης να αυξάνονται⁴ (Σχ. 4.12). Αντίθετα, στους διακόπτες S2 και S3 οι απώλειες αρχικά αναμένεται να μειωθούν (λόγω του περιορισμού των μη ολοκληρωμένων ήπιων μεταβάσεων) προτού αρχίσουν και πάλι να αυξάνονται λόγω της υψηλότερης τιμής ρεύματος.

Οι παραπάνω τάσεις επιβεβαιώνονται για τους διακόπτες S1 και S4 στις φωτογραφίες για 1 A και 2 A, και για τους διακόπτες S2 και S3 στις φωτογραφίες για 0 A και 1 A. Η θερμοκρασία των διακοπτών S1 και S4, παρόλα αυτά, μειώνεται όταν το ρεύμα αυξηθεί από τα 0 A στο 1 A. Αντίστοιχα, η θερμοκρασία των διακοπτών S2 και S3 αυξάνεται ελαφρώς όταν το ρεύμα μεταβληθεί από 1 A σε 2 A. Αυτές οι παρατηρήσεις οφείλονται κατά πάσα πιθανότητα στη

⁴Στη συγκεκριμένη περίπτωση αυτή η αυξητική τάση ενισχύεται ελαφρώς και από την παράλληλη αύξηση του λόγου χρησιμοποίησης από 50% σε 54% προκειμένου να ρυθμιστεί η τιμή του ρεύματος.

θερμική αλληλεπίδραση των διακοπών στην άνω και κάτω θέση.



Σχήμα 4.31: Θερμοκρασία διακοπών για διάφορες τιμές ρεύματος.

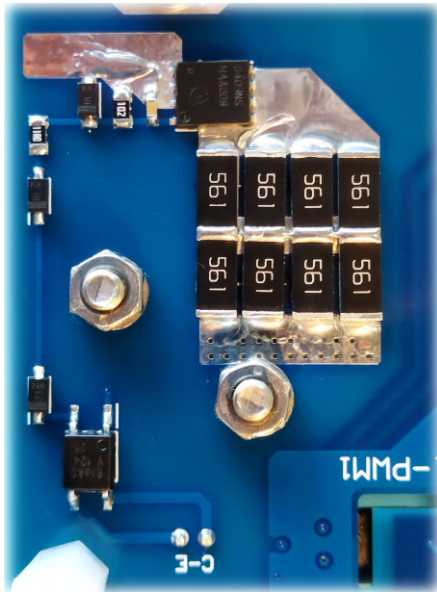
Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι, όπως προκύπτει από τα παραπάνω σχήματα, όταν δύο MOSFETS λειτουργούν συνδεδεμένα παράλληλα η θερμοκρασία τους είναι περίπου η ίδια. Παρόλο που στη συγκεκριμένη υλοποίηση η μέτρηση του ρεύματος που διαρρέει κάθε εξάρτημα ξεχωριστά δεν είναι εφικτή, η κοινή θερμοκρασία των διακοπών αποτελεί μία θετική ένδειξη ότι οι απώλειες επιμερίζονται ισόποσα στους δύο διακόπτες, γεγονός το οποίο δεν είναι πάντοτε αυτονόητο [54].

4.6 Προστασία από Υπερτάσεις

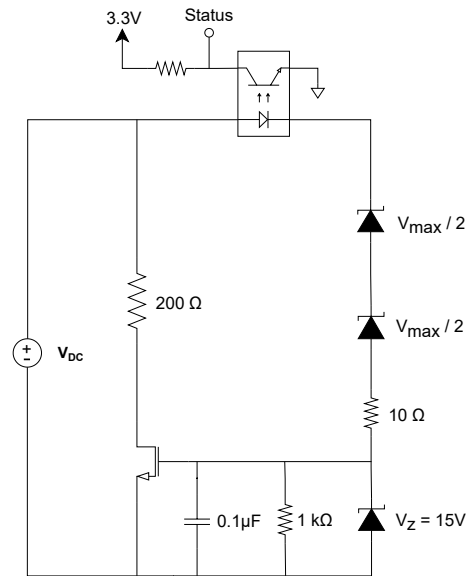
Υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας οι συνεχείς τάσεις των πυκνωτών κάθε υπομονάδας πρέπει να παραμένουν εντός συγκεκριμένου εύρους τιμών. Ορισμένες καταστάσεις, ωστόσο, ενδέχεται να προκαλέσουν υπερβολική αύξηση των τάσεων αυτών. Για παράδειγμα, η ξαφνική αποσύνδεση του φορτίου μιας υπομονάδας ή η αποσύνδεση της πηγής τροφοδοσίας (πρακτικά φορτίου) όταν το σύστημα βρίσκεται σε λειτουργία αναγεννητικής πέδησης. Όταν η αύξηση της τάσης ξεπεράσει την τάση κατάρρευσης των διακοπών αυτοί θα καταστραφούν. Δεδομένου, μάλιστα, ότι ο τρόπος αστοχίας των ημιαγωγών σε τέτοιες περιπτώσεις είναι συνήθως βραχυκύκλωμα η καταστροφή μιας υπομονάδας θα οδηγήσει σε αύξηση των τάσεων των υπόλοιπων υπομονάδων γεγονός που καθιστά πιθανή την αλυσιδωτή καταστροφή όλου του μετατροπέα. Γίνεται, λοιπόν, φανερή η ανάγκη προστασίας από υπερτάσεις, ιδιαίτερα δε όταν πρόκειται για ένα εργαστηριακό πρωτότυπο στο οποίο δοκιμάζονται και αξιολογούνται διάφορα σχήματα λειτουργίας.

Το τυπωμένο κύκλωμα κάθε υπομονάδας περιλαμβάνει κύκλωμα εκτόνωσης υπερτάσεων όπως φαίνεται στο Σχ. 4.32 και περιγράφεται το σχηματικό 4.33. Όταν η τάση των πυκνωτών ξεπεράσει την τάση κατωφλίου V_{max} που ορίζεται από την τιμή των διόδων $zener$, η τάση πύλης-πηγής του τρανζίστορ αρχίζει να αυξάνεται και αυτό μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής εκφορτίζοντας μέσω των αντιστάσεων τους πυκνωτές της υπομονάδας. Η εκφόρτιση σταματάει αυθόρμητα όταν η τάση επανέλθει σε τιμή μικρότερη του κατωφλίου. Η τοποθέτηση ενός οπτικού συζεύκτη επιτρέπει την ενημέρωση του υλικού ελέγχου ότι έχει ενεργοποιηθεί η προστασία από υπέρταση.

Για τη δοκιμή του συστήματος προστασίας χρησιμοποιήθηκε μία υπομονάδα τροφοδοτούμενη απευθείας με 50 V από τροφοδοτικό και το κατώφλι ενεργοποίησης τέθηκε στα 60 V. Χρησιμοποιώντας τις τρεις από τις τέσσερις ημιγέφυρες οδηγήθηκε τριφασικός κινητήρας επαγωγής του εργαστηρίου και πραγματοποιήθηκε επιβράδυνση του από 900 στροφές/λεπτό σε 200 στροφές/λεπτό. Κατά τη διάρκεια αυτού του χειρισμού μέρος της κινητικής ενέργειας των στρεφόμενων μερών μεταφέρεται στους πυκνωτές και προκαλεί την αύξηση της τάσης τους. Αυτή

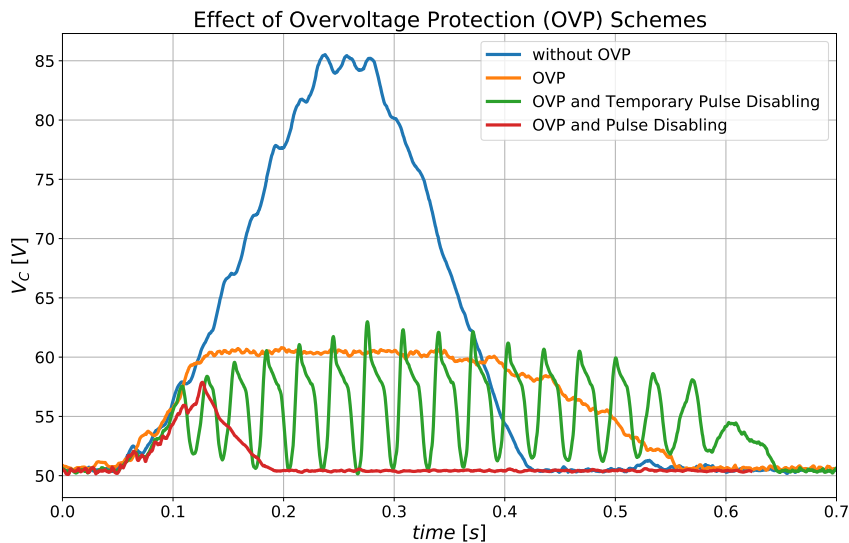


Σχήμα 4.32: Κύκλωμα προστασίας.



Σχήμα 4.33: Σχηματικό κυκλώματος προστασίας.

η αύξηση καθίσταται δυνατή λόγω της αδυναμίας του τροφοδοτικού να απορροφήσει ενέργεια. Μετρήθηκε η τιμή της τάσης (Σχ. 4.34) για 4 διαφορετικές περιπτώσεις λειτουργίας.



Σχήμα 4.34: Απόκριση τάσης για διαφορετικές περιπτώσεις σχήματος προστασίας.

Η μπλε κυματομορφή αντιστοιχεί την αύξηση της τάσης όταν η διάταξη προστασίας είναι απενεργοποιημένη. Όταν το κύκλωμα προστασίας τεθεί σε λειτουργία, οι αντιστάσεις απορροφούν την ενέργεια που επιστρέφει στο μετατροπέα και έτσι η τάση των πυκνωτών παραμένει σταθερή στη μέγιστη τιμή των 60 V μέχρι να ολοκληρωθεί η επιβράδυνση (χίτρινη κυματομορφή). Στις άλλες δύο περιπτώσεις χρησιμοποιείται το σήμα του οπτικού συζεύκτη για να ενημερώσει το

υλικό ελέγχου για την ενεργοποίηση του συστήματος προστασίας. Η πράσινη κυματομορφή καταγράφτηκε όταν το σύστημα ελέγχου διακόπτει την παλμοδότηση όταν το κύκλωμα προστασίας είναι ενεργοποιημένο. Παρατηρείται, έτσι, το περιοδικό φαινόμενο κατά το οποίο ο μετατροπέας τίθεται εντός και εκτός λειτουργίας. Στην τελευταία περίπτωση (κόκκινη κυματομορφή) η παλμοδότηση σταματάει οριστικά μόλις ανιχνευθεί κάποια υπέρταση. Η τελευταία περίπτωση είναι και η πιο ασφαλής για το υλικό, οπότε και υιοθετήθηκε. Σε μια πραγματική εφαρμογή, ωστόσο, είναι επιθυμητό η λειτουργία του συστήματος κίνησης να μην διακοπεί. Σε αυτή την περίπτωση θα μπορούσε να εφαρμοστεί ένα σχήμα λειτουργίας όπου η παλμοδότηση σταματάει μόνο όταν η θερμοκρασία των αντιστάσεων ξεπεράσει ένα ανώτατο όριο.

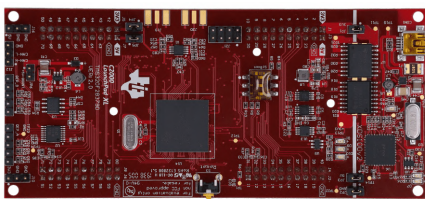
4.7 Υλικό Ελέγχου

Το υλικό ελέγχου αποτελείται από δύο βασικά μέρη: Τον μικροελεγκτή και τα στοιχεία προγραμματιζόμενης λογικής (Programmable Logic) τα οποία υλοποιήθηκαν σε FPGA. Η επιλογή χρήσης FPGA έγινε λόγω των ιδιαίτερων απαιτήσεων της εφαρμογής, κυρίως:

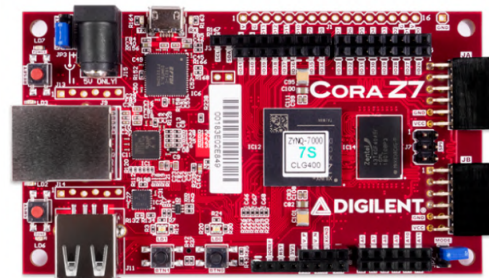
1. Τη δημιουργία σημάτων οδήγησης υψηλής συχνότητας και καθορισμένων σχετικών διαφορών φάσεων. (PS-PWM)
2. Το μεγάλο πλήθος σημάτων οδήγησης (3 υπομονάδες \times 4 ημιγέφυρες = 12 σήματα).

Χρησιμοποιήθηκε ο μικροελεγκτής TMS320F28379D του κατασκευαστή Texas Instruments λόγω της δυνατότητας προγραμματισμού του απευθείας από το περιβάλλον του PLECS. Όσον αφορά την υλοποίηση της προγραμματιζόμενης λογικής επιλέχθηκε το ολοκληρωμένο κύκλωμα XC7Z010-1CLG400 της σειράς Zynq 7000 της Xilinx. Και στις δύο περιπτώσεις έγινε χρήση έτοιμων τυπωμένων κυκλωμάτων αξιολόγησης (Evaluation Boards): LAUNCHXL-F28379D [55] και Cora Z7-10 [56].

Ο καταμερισμός των λειτουργιών μεταξύ του μικροελεγκτή και του FPGA γίνεται ως εξής: Οι υπολογισμοί για την παραγωγή των αναφορών των PWM σημάτων γίνονται στον μικροελεγκτή ενώ στο FPGA παράγονται όλα τα σήματα οδήγησης και υλοποιούνται οι λοιπές βοηθητικές λειτουργίες. Η επικοινωνία μεταξύ μικροελεγκτή και FPGA υλοποιείται μέσω δύο διαύλων Σειριακής Περιφερειακής Διασύνδεσης (SPI) καθένας από τους οποίους μπορεί να υποστηρίξει την αποστολή τριών συμβολοσειρών των 16 bit κάθε 10 μ s.



Σχήμα 4.35: LAUNCHXL-F28379D [55]

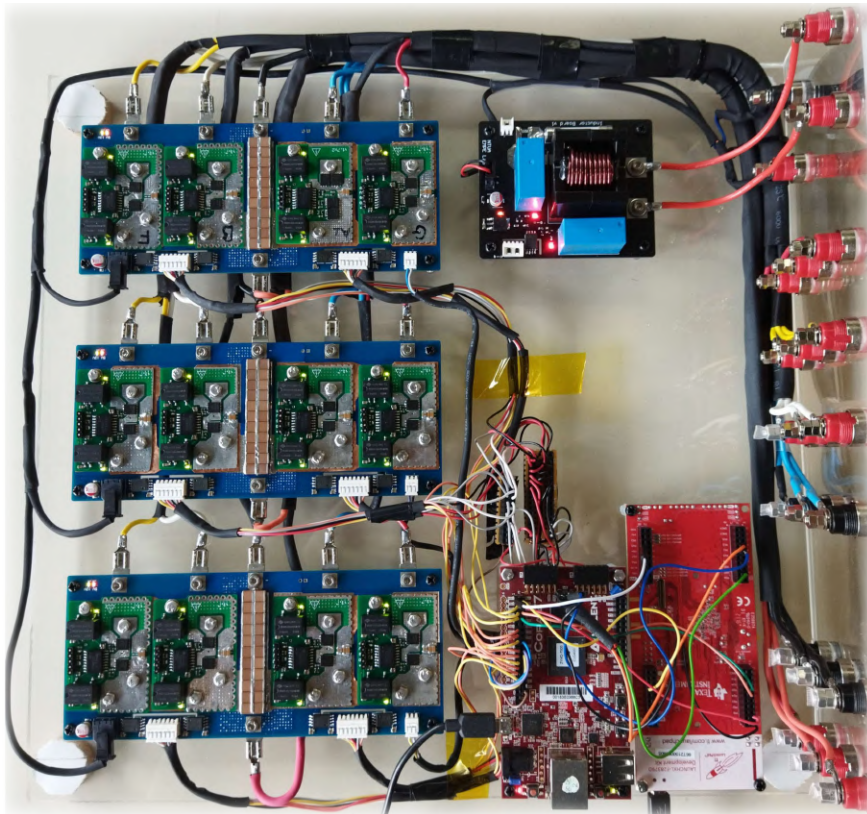


Σχήμα 4.36: Cora Z7-10 [56]

Κεφάλαιο 5

Λειτουργία Συστήματος - Μετρήσεις

Έχοντας ολοκληρώσει τη μελέτη της διακοπτικής συμπεριφοράς των ημιαγωγών και της λειτουργίας κάθε υπομονάδας ξεχωριστά, σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται μετρήσεις και αποτελέσματα από την ταυτόχρονη λειτουργία και των τριών υπομονάδων στην τοπολογία του ΜΗF μετατροπέα. Στο Σχ. 5.1 παρουσιάζεται η διάταξη του μετατροπέα όπου τα επιμέρους στοιχεία έχουν τοποθετηθεί σε βάση από ακρυλικό γυαλί.



Σχήμα 5.1: Διάταξη με 3 υπομονάδες, το επαγωγικό στοιχείο και το υλικό ελέγχου.

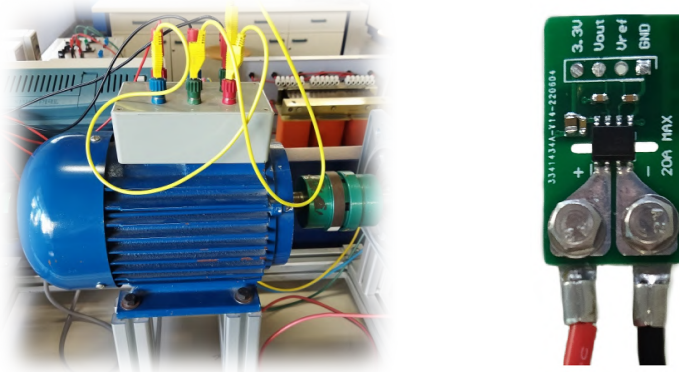
5.1 Οδήγηση Κινητήρα

Για την επιβεβαίωση της λειτουργίας του μετατροπέα ως μέρος ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης, χρησιμοποιήθηκε ένας από τους τριφασικούς κινητήρες επαγωγής του εργαστηρίου, ενώ υλοποιήθηκε ακόμα μια τυπωμένη κάρτα για μέτρηση του ρεύματος με χρήση αισθητήρα Hall (Σχ. 5.2). Μία ημιγέφυρα σε κάθε υπομονάδα λειτουργεί ως στάδιο εισόδου ενώ οι υπόλοιπες τρεις ως τριφασικό στάδιο εξόδου. Υπό αυτές τις συνθήκες, η διαμόρφωση του κινητήρα ιδανικά αποτελείται από τρία τριφασικά και γαλβανικά απομονωμένα μεταξύ τους τυλίγματα. Αξίζει να σημειωθεί ότι δεδομένης της απουσίας γαλβανικής απομόνωσης μεταξύ των υπομονάδων, δεν είναι δυνατόν οι ακροδέκτες εξόδου κάθε υπομονάδας να συνδεθούν σε σειρά έτσι ώστε να προκύψει μία τριφασική, πολυεπίπεδη εναλλασσόμενη τάση.

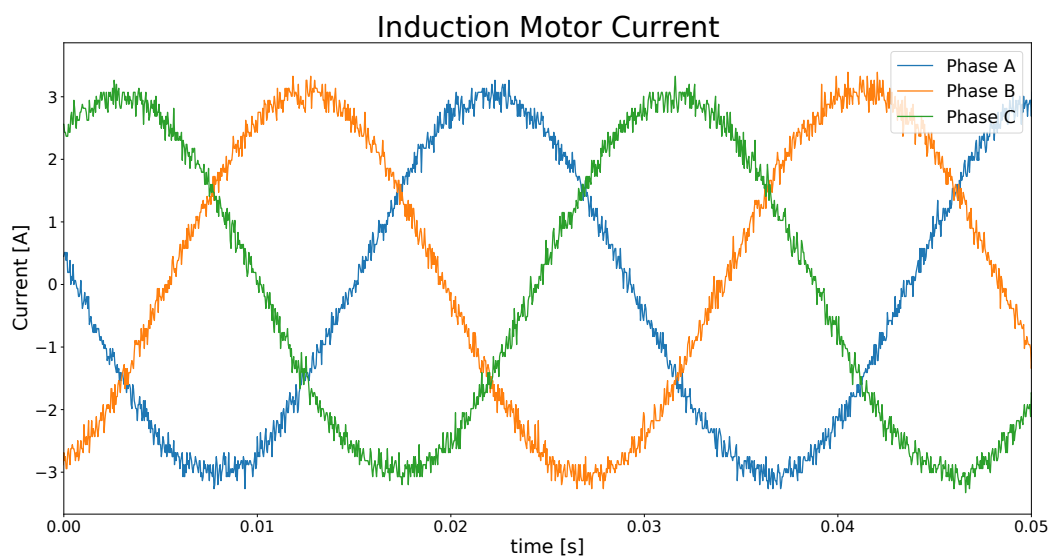
Προκειμένου να συμβιβαστεί η λειτουργία του ενός τριφασικού τυλίγματος του διαθέσιμου κινητήρα με τους συνολικά 9 ακροδέκτες εξόδου του μετατροπέα έγινε χρήση τριών τριφασικών μετασχηματιστών. Η τριφασική τάση εξόδου που παράγει κάθε υπομονάδα τροφοδοτεί το τριφασικό τύλιγμα εισόδου κάθε μετασχηματιστή. Ακολούθως, οι έξοδοι των μετασχηματιστών συνδέονται σε σειρά και τροφοδοτούν το τύλιγμα του κινητήρα επαγωγής. Τα σήματα αναφοράς για την παραγωγή των τριφασικών τάσεων (SPWM) είναι τα ίδια σε κάθε υπομονάδα.

Η πλευρά Σ.Ρ. του μετατροπέα συνδέθηκε σε τροφοδοτικό και οι τάσεις Σ.Ρ. των πυκνωτών κάθε υπομονάδας ρυθμίστηκαν σε διάφορα επίπεδα τιμών προσαρμόζοντας το λόγο χρησιμοποίησης (duty cycle) στις ημιγέφυρες του σταδίου εισόδου. Χωρίς να χρησιμοποιείται κάποιο σχήμα ελέγχου κλειστού βρόχου και εφαρμόζοντας παλμούς με τον ίδιο λόγο χρησιμοποίησης και σχετική ολίσθηση φάσης παρατηρήθηκε ότι οι αποκλίσεις των τάσεων Σ.Ρ. κάθε υπομονάδας είναι μικρότερες του 20%. Αυτές οι αποκλίσεις οφείλονται κυρίως στις διαφοροποιήσεις των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών των μετασχηματιστών.

Όσον αφορά τα στάδια εξόδου, πραγματοποιήθηκε βαθμωτός έλεγχος. Το πλάτος και η συχνότητα των σημάτων αναφοράς ρυθμίζονται μέσω του Η/Υ ο οποίος επικοινωνεί με το υλικό ελέγχου μέσω του περιβάλλοντος PLECS. Δείγμα των κυματομορφών του ρεύματος απεικονίζεται στο Σχ. 5.3.



Σχήμα 5.2: **Αριστερά:** Κινητήρας Επαγωγής. Πίσω διακρίνεται τμήμα του ενός από τους τρεις τριφασικούς μετασχηματιστές. **Δεξιά:** Διάταξη μετρητικού ρεύματος που υλοποιήθηκε στο πλαίσιο της εργασίας.



Σχήμα 5.3: Κυματομορφές ρεύματος στα τυλίγματα του κινητήρα.

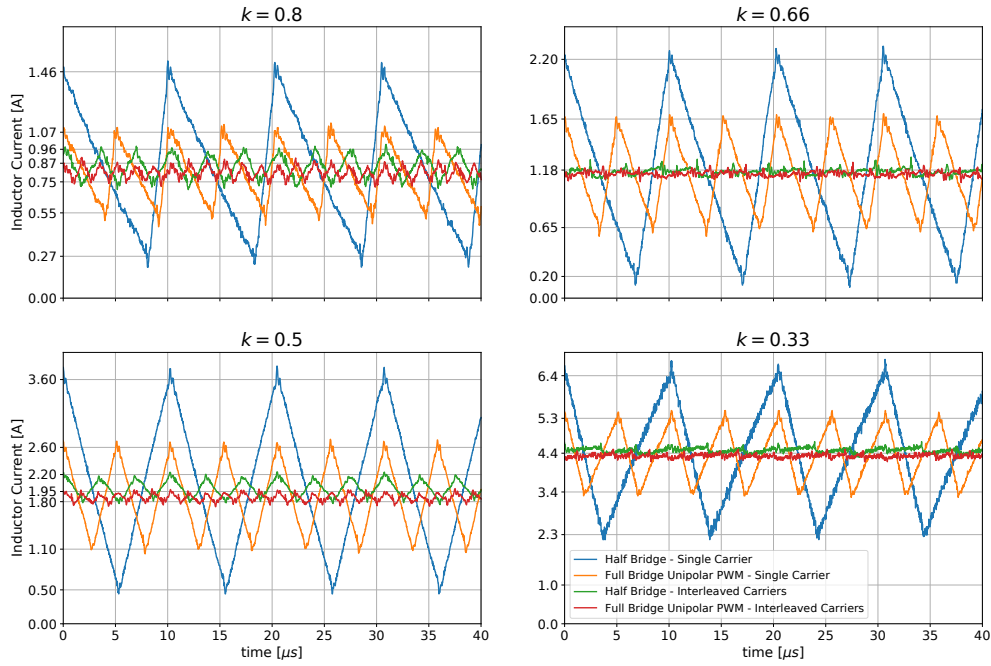
5.2 Λειτουργία Σταδίου Εισόδου

Για τη μελέτη της συμπεριφοράς του σταδίου εισόδου συνδέθηκαν ίσα ωμικά φορτία παράλληλα στους πυκνωτές κάθε υπομονάδας έτσι ώστε να διασφαλιστεί ο ομοιόμορφος επιμερισμός της ισχύος μεταξύ των υπομονάδων. Δοκιμάστηκαν 4 διαφορετικά σχήματα λειτουργίας του σταδίου εισόδου και μετρήθηκε το ρεύμα του πηνίου (Σχ. 5.4).

Η τάση Σ.Ρ. εισόδου του μετατροπέα ορίστηκε στα 40 V και η διακοπτική συχνότητα στα 97.66 kHz. Η παράμετρος k στο Σχ. 5.4 υποδηλώνει το λόγο της μέσης τιμής (υπολογισμένης σε διάστημα μιας διακοπτικής περιόδου) της τάσης που προβάλλει κάθε υπομονάδα στους ακροδέκτες εισόδου της προς την τιμή της τάσης Σ.Ρ. των πυκνωτών της. Όταν το στάδιο εισόδου είναι ημιγέφυρα ισχύει $k = d$, όπου d είναι ο λόγος χρησιμοποίησης του κάτω διακόπτη. Στην περίπτωση, όμως, που το στάδιο εισόδου είναι πλήρης γέφυρα και χρησιμοποιείται μονοπολική διαμόρφωση (unipolar PWM) τότε είναι $k = 2 \cdot (d - 0.5)$. Οι μετρήσεις της κυμάτωσης ρεύματος συνοψίζονται στον Πίνακα 5.1.

Δi [A]	Ημιγέφυρα Συγχρονισμένοι Παλμοί	Πλήρης Γέφυρα Συγχρονισμένοι Παλμοί	Ημιγέφυρα Παλμοί με Ολίσθηση Φάσης	Πλήρης Γέφυρα Παλμοί με Ολίσθηση Φάσης
$k = 0.80$	1.2	0.5	0.2	0.1
$k = 0.66$	2.0	1.0	≈ 0	≈ 0
$k = 0.50$	3.1	1.5	0.4	0.15
$k = 0.33$	4.1	1.9	≈ 0	≈ 0

Πίνακας 5.1: Τιμές μετρηθείσας κυμάτωσης ρεύματος.



Σχήμα 5.4: Ρεύμα πηνίου για διάφορους τρόπους λειτουργίας του σταδίου εισόδου.

Η κυμάτωση του ρεύματος είναι μεγαλύτερη όταν οι παλμοί είναι συγχρονισμένοι και το στάδιο εισόδου είναι ημιγέφυρα. Σε αυτή την περίπτωση οι τιμές του Πίνακα 5.1 είναι σύμφωνες με τη σχέση:

$$\Delta i = \frac{V_s \cdot (1 - d)}{L \cdot f_s}$$

όπου $V_s = 40 \text{ V}$, $L = 65 \mu\text{H}$, $f_s = 97.66 \text{ kHz}$. Όταν χρησιμοποιηθεί πλήρης γέφυρα στο στάδιο εισόδου και μονοπολική διαμόρφωση παλμών η κυμάτωση του ρεύματος υποδιπλασιάζεται. Αυτό είναι άμεση συνέπεια της ιδιότητας του μονοπολικού σχήματος διαμόρφωσης να διπλασιάζει τη συχνότητα που εμφανίζεται μεταξύ των ενδιάμεσων σημείων των δύο ημιγεφυρών.

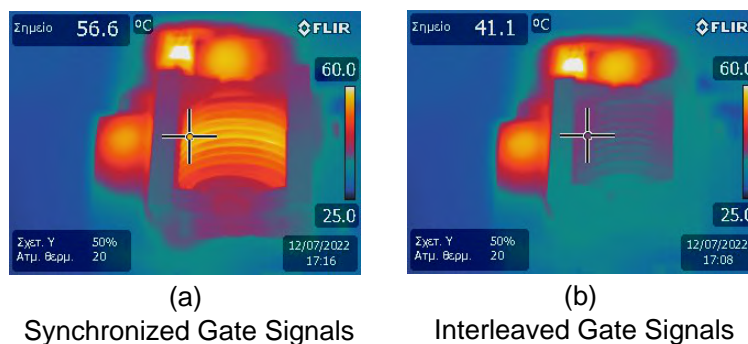
Όταν στο στάδιο εισόδου ημιγέφυρας εφαρμοστούν παλμοί με σχετική ολίσθηση φάσης (Interleaved PWM / PS-PWM), η συχνότητα του ρεύματος τριπλασιάζεται ($N \cdot f_s$, $N = 3$) και η αντίστοιχη κυμάτωση μειώνεται σημαντικά. Ειδικά για τιμές $k = d = 0.33$ και $k = d = 0.66$ η κυμάτωση του ρεύματος είναι περίπου μηδενική όπως αναμένεται με βάση τα όσα παρουσιάστηκαν στο Κεφάλαιο 2. Σε αυτές τις δύο περιπτώσεις, ο λόγος χρησιμοποίησης της εναλλασσόμενης συνιστώσας της τάσης V_{conv} που προβάλλει ο μετατροπέας στα άκρα του πηνίου είναι περίπου μηδέν. Οι μετρηθείσες τιμές κυμάτωσης για $k = d = 0.8$ και $k = d = 0.5$ είναι παραπλήσιες με τις τιμές $\Delta i(d = 0.8) = 0.21 \text{ A}$ και $\Delta i(d = 0.5) = 0.35 \text{ A}$ που προκύπτουν από την εξίσωση:

$$\Delta i = V_{DC} \cdot \frac{\tilde{d} \cdot (1 - \tilde{d})}{L \cdot N \cdot f_s}, \quad \text{όπου: } \tilde{d} = N \cdot d - [N \cdot d], \quad V_{DC} = \frac{V_s}{N \cdot d} \quad (5.1)$$

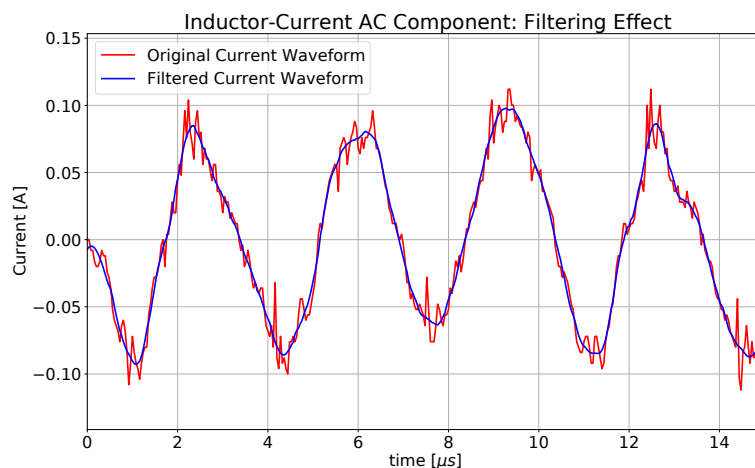
Αντίστοιχα, όταν χρησιμοποιηθεί πλήρης γέφυρα, η συχνότητα του ρεύματος διπλασιάζεται ($2 \cdot N \cdot f_s$, $N = 3$) και η αντίστοιχη κυμάτωση γίνεται περίπου η μισή. Πρέπει να σημειωθεί

ότι η επιλογή χρήσης πλήρους γέφυρας (αντί ημιγέφυρας) στο στάδιο εισόδου συνεπάγεται αύξηση των απωλειών. Επομένως, δεδομένου ότι με τη χρήση ημιγέφυρας μπορεί να επιτευχθεί σημαντικός περιορισμός της κυμάτωσης όταν χρησιμοποιούνται παλμοί με ολίσθηση φάσης, η χρήση πλήρους γέφυρας με αποκλειστικό στόχο τη μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος δεν φαίνεται ιδιαίτερα συμφέρουσα.

Το όφελος που προκύπτει από τον περιορισμό της κυμάτωσης του ρεύματος, όσον αφορά την απόδοση του μετατροπέα, αναδεικνύεται στο Σχ. 5.5, όπου και στις δύο περιπτώσεις η ισχύς εξόδου του μετατροπέα είναι η ίδια. Η θερμοκρασία του πηνίου στην περίπτωση χρήσης παλμών με ολίσθηση φάσης είναι σημαντικά μικρότερη. Οι αυξημένες απώλειες στην περίπτωση συγχρονισμένων παλμών οφείλονται σε απώλειες στον πυρήνα του πηνίου αλλά και στο χαλκό (η rms τιμή του ρεύματος είναι αυξημένη), οι οποίες ενδεχομένως γίνονται ακόμα μεγαλύτερες εξαιτίας της αυξημένης αντίστασης λόγω του επιδερμικού φαινομένου.



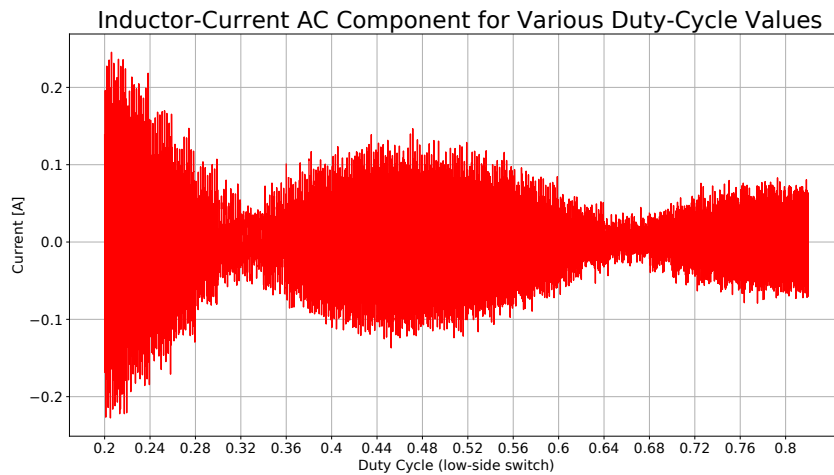
Σχήμα 5.5: Θερμοκρασία πηνίου για συγχρονισμένους παλμούς και παλμούς με σχετική ολίσθηση φάσης όταν το στάδιο εισόδου είναι ημιγέφυρα και ο λόγος χρησιμοποίησης 50 %.



Σχήμα 5.6: Φίλτρο Savitzky-Golay [57] 3ης τάξης με μέγεθος παραθύρου 21 δειγμάτων.

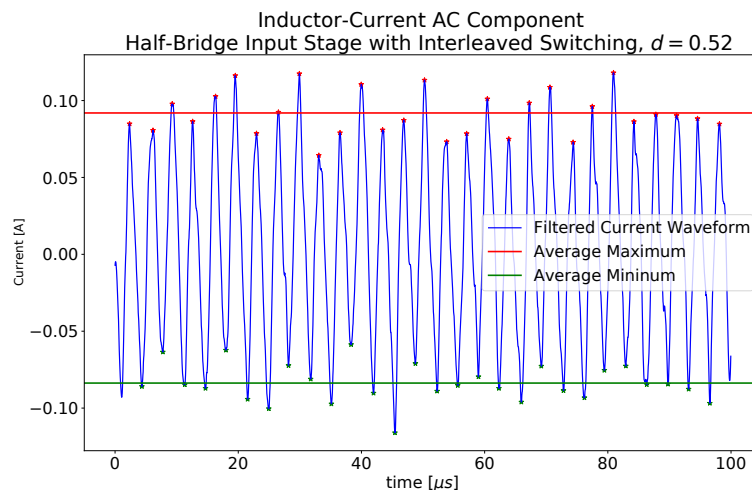
Προκειμένου να διερευνηθεί πιο αναλυτικά η εξάρτηση της κυμάτωσης του ρεύματος από το σημείο λειτουργίας του μετατροπέα όταν εφαρμόζεται το σχήμα διαμόρφωσης με ολίσθηση φάσης, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις για τιμές λόγου χρησιμοποίησης από 0.2 έως 0.8. Το στάδιο εισόδου υλοποιήθηκε με μία ημιγέφυρα, η τάση εισόδου ορίστηκε στα $V_s = 30 \text{ V}$ και

σε κάθε υπομονάδα συνδέθηκε ωμικό φορτίο $R_L = 32.1\Omega$. Χρησιμοποιήθηκε ένα φίλτρο έτσι ώστε να αφαιρεθεί ο θόρυβος που καθιστά τον προσδιορισμό της κυμάτωσης προβληματικό η επίδραση του οποίου παρουσιάζεται στο Σχ. 5.6. Στο Σχ. 5.7 απεικονίζεται η κυματομορφή της εναλλασσόμενης συνιστώσας του ρεύματος όσο αυξάνεται η τιμή του λόγου χρησιμοποίησης. Γίνονται εμφανείς οι περιοχές μειωμένης κυμάτωσης όταν $N \cdot d = \lfloor N \cdot d \rfloor$.



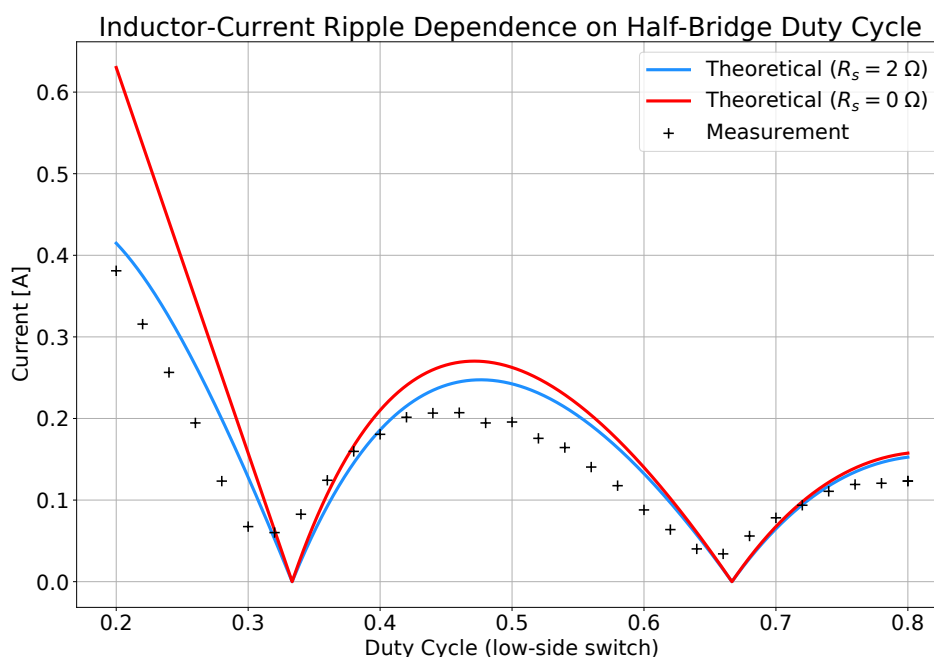
Σχήμα 5.7: Η τιμή του λόγου χρησιμοποίησης αυξάνεται σε βήματα του 0.02 κάθε $100\mu s$.

Στις μετρήσεις του ρεύματος παρουσιάζονται κάποιες αργές διακυμάνσεις¹ όπως φαίνεται στο Σχ. 5.8. Για να οριστεί η κυμάτωση του ρεύματος υπολογίστηκε η μέση τιμή των τοπικών μεγίστων και ελαχίστων. Οι τιμές κυμάτωσης που προκύπτουν για κάθε τιμή λόγου χρησιμοποίησης παρουσιάζονται στο Σχ. 5.9.



Σχήμα 5.8: Ανίχνευση των τοπικών ακρότατων και υπολογισμός μέσης τιμής.

¹Ο προσδιορισμός της προέλευσης αυτών των διακυμάνσεων απαιτεί περαιτέρω διερεύνηση. Ως πιθανές αιτίες μπορούν να θεωρηθούν οι μη ιδανικότητες των διακοπτικών φαινομένων, η επίδραση του νεκρού χρόνου και η συμπεριφορά των τροφοδοτικών.



Σχήμα 5.9: Κυμάτωση ρεύματος συναρτήσει του λόγου χρησιμοποίησης: Θεωρητικές καμπύλες και μετρήσεις.

Όπως προκύπτει από το Σχ. 5.9, οι πειραματικές μετρήσεις ακολουθούν τη μορφή των καμπυλών του θεωρητικού μοντέλου είναι, όμως, στην πλειοψηφία τους μικρότερες. Αυτή η απόκλιση μπορεί να αποδοθεί σε ένα βαθμό στην ύπαρξη συνολικής ωμικής αντίστασης η οποία οφείλεται συνδυαστικά στην αντίσταση εξόδου της πηγής, την αντίσταση αγωγής του πηνίου και των καλωδίων, την αντίσταση αγωγής των διακοπών και την αντίσταση επαφής στους ακροδέκτες.

Η κόκκινη καμπύλη έχει κατασκευαστεί με βάση την Εξ. 5.1 όπου έχει χρησιμοποιηθεί η έκφραση $V_{DC} = \frac{V_s}{N \cdot d}$ για την τάση στους πυκνωτές της υπομονάδας. Η μπλε καμπύλη έχει φτιαχτεί λαμβάνοντας υπόψιν τη μείωση της τάσης στους πυκνωτές των υπομονάδων που οφείλεται στην ωμική αντίσταση. Αυτό έγινε χρησιμοποιώντας την έκφραση:

$$V_{DC} = \frac{V_s}{N \cdot d + \frac{R_s}{R_L \cdot d}}$$

όπου $R_L = 32.1 \Omega$ είναι η αντίσταση φορτίου σε κάθε υπομονάδα και R_s είναι η συνολική ωμική αντίσταση. Όταν ληφθεί υπόψιν η ωμική αντίσταση, η συμφωνία με τις πειραματικές μετρήσεις είναι καλύτερη. Οι αποκλίσεις που παραμένουν οφείλονται πιθανώς στη διαδικασία μέτρησης, και σε άλλες μη ιδανικότητες που δεν έχουν μοντελοποιηθεί όπως για παράδειγμα τα παρασιτικά στοιχεία της διάταξης, η συμπεριφορά του τροφοδοτικού, πιθανές καθυστερήσεις στους παλμούς και ο νεκρός χρόνος.

Κεφάλαιο 6

Συμπεράσματα - Προτάσεις για περαιτέρω Μελέτη

Ανακεφαλαιώνοντας, τα βασικά σημεία στα οποία δόθηκε έμφαση κατά την εκπόνηση αυτής της εργασίας αλλά και τα συμπεράσματα που προέκυψαν μπορούν να συνοψιστούν ως εξής:

Σε θεωρητικό επίπεδο:

1. Παρουσιάστηκαν οι εξισώσεις που διέπουν τη λειτουργία του μετατροπέα όταν η κυμάτωση του ρεύματος στο επαγωγικό στοιχείο εισόδου είναι αμελητέα. Ιδιαίτερη αναφορά έγινε στην περίπτωση που το φορτίο κάθε υπομονάδας είναι μονοφασικό και στη δυνατότητα ενεργού αντιστάθμισης της κυμάτωσης στην τάση του πυκνωτή.
2. Μέσω προσομοίωσης, επιδείχθηκε η ανάγκη προσαρμογής του μοντέλου λειτουργίας του μετατροπέα όταν η κυμάτωση στο πηνίου εισόδου γίνεται σημαντική. Σε αυτή την περίπτωση, όχι μόνο οι λόγοι χρησιμοποίησης αλλά και οι σχετικές φάσεις των διακοπτικών συναρτήσεων επιδρούν στη λειτουργία του μετατροπέα.
3. Αποδείχθηκε μια σχέση για τον υπολογισμό της κυμάτωσης του ρεύματος του πηνίου εισόδου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα όταν το στάδιο εξόδου είναι πολυφασικό και όταν χρησιμοποιηθούν στο στάδιο εισόδου παλμοί με σχετική ολίσηση φάσης (Interleaved Signals, PS-PWM). Η σχέση αυτή φανερώνει ότι η κυμάτωση του ρεύματος μηδενίζεται όταν υπό συμμετρικές συνθήκες φόρτισης οι λόγοι χρησιμοποίησης είναι ακέραια πολλαπλάσια της ποσότητας $\frac{1}{N}$.
4. Παρουσιάστηκαν οι μηχανισμοί απωλειών σε διακόπτες τύπου MOSFET και, κατόπιν, εξάχθηκε ένα αναλυτικό μοντέλο απωλειών για το μετατροπέα στο οποίο λαμβάνεται υπόψιν η επίδραση του νεκρού χρόνου.

Σε επίπεδο υλοποίησης:

1. Σχεδιάστηκε ένας μετατροπέας MHFC αποτελούμενος από 3 υπομονάδες. Κατά τη σχεδίαση έγινε αξιολόγηση πλήθους διαφορετικών εξαρτημάτων MOSFET. Από αυτή τη διαδικασία αποκαλύφθηκαν οι συμβιβασμοί που πρέπει να γίνουν κατά την επιλογή του διακόπτη. Πιο συγκεκριμένα έγινε σαφές ότι ο βέλτιστος διακόπτης διαφέρει από σημείο σε σημείο λειτουργίας. Θεμελιώδη ρόλο διαδραματίζει το μέγεθος της ημιαγωγικής επιφάνειας και ο

επιμερισμός των απωλειών σε διακοπτικές απώλειες και απώλειες αγωγής. Ακόμα, αναδείχθηκε η σημασία της προσεκτικής επιλογής της τιμής του νεκρού χρόνου.

2. Κατασκευάστηκε ο μετατροπέας και επιδείχθηκε η λειτουργικότητά του. Αξιοποιήθηκε η δυνατότητα χρήσης υψηλής διακοπτικής συχνότητας ($f_s = 97.66 \text{ kHz}$) και μικρής συνολικής χωρητικότητας DC-link το οποίο υλοποιήθηκε με κεραμικούς πολυστρωματικούς πυκνωτές. Πιο συγκεκριμένα, δείξαμε ότι η λειτουργία του μετατροπέα και η οδήγηση ενός κινητήρα επαγωγής είναι δυνατή ακόμα και χωρίς τη χρήση κάποιου ελεγκτή κλειστού βρόχου για τη ρύθμιση (και εξισορρόπηση) των τάσεων Σ.Ρ. κάθε υπομονάδας.
3. Μετρήθηκε το ρεύμα εισόδου και επιδείχθηκε η δραστική μείωση της κυμάτωσής του αλλά και των απωλειών στο πηνίο εισόδου ως αποτέλεσμα της χρήσης διακοπτικών σημάτων με σχετική ολίσθηση φάσης (PS-PWM). Παρατηρήθηκαν ακόμα οι περιοχές μηδενισμού της κυμάτωσης του ρεύματος. Η ύπαρξη αυτών των περιοχών μπορεί να αποδειχθεί ιδιαίτερα χρήσιμη κατά τη διαστασιολόγηση του πηνίου. Για παράδειγμα, υπό τις προϋποθέσεις ύπαρξης συμμετρίας στα φορτία κάθε υπομονάδας και λειτουργίας του μετατροπέα με τους κατάλληλους λόγους χρησιμοποίησης στο στάδιο εισόδου, μπορεί να επιτευχθεί σημαντική μείωση του μεγέθους του επαγωγικού στοιχείου χωρίς να είναι αναγκαίο να αυξηθεί η διακοπτική συχνότητα ή να χρησιμοποιηθεί μεγαλύτερο πλήθος υπομονάδων.
4. Έγινε, τέλος, μια λεπτομερής πειραματική διερεύνηση των διακοπτικών φαινομένων. Οι ταλαντώσεις κατά την επαναφορά της διόδου αναδείχθηκαν ως βασικός ανασταλτικός παράγοντας στην προσπάθεια περαιτέρω αύξησης της απόδοσης του μετατροπέα, αφού μας υποχρέωσαν στη χρήση υψηλότερης τιμής αντίστασης πύλης ($R_{on} = 30.9 \Omega$) η οποία οδήγησε σε αύξηση των διακοπτικών απωλειών επικάλυψης. Όσον αφορά τη σβέση των διακοπών, παρατηρήθηκε το φαινόμενο ήπιας σβέσης αλλά και η περίπτωση των μη ολοκληρωμένων ήπιων μεταβάσεων.

Με την ολοκλήρωση αυτής της εργασίας μπορούν να προταθούν διάφορα σημεία τα οποία προσφέρονται για επιπλέον διερεύνηση στο μέλλον. Πιο συγκεκριμένα:

- Επιβεβαίωση της λειτουργίας του μετατροπέα με ενεργό αντιστάθμιση της κυμάτωσης των τάσεων στις υπομονάδες όταν το φορτίο σε κάθε υπομονάδα είναι μονοφασικό.
- Υλοποίηση ενός ελεγκτή κλειστού βρόχου για τον έλεγχο των τάσεων Σ.Ρ. στις υπομονάδες και την εξισορρόπησή τους σε περιπτώσεις ασυμμετρίας των φορτίων.
- Μελέτη στρατηγικών ελέγχου προκειμένου να επιτευχθεί αδιάλειπτη λειτουργία του μετατροπέα σε περίπτωση αστοχίας κάποιας/ων υπομονάδας/ων.
- Θερμιδομετρική μέτρηση των απωλειών και αξιολόγηση της εγκυρότητας του θεωρητικού μοντέλου απωλειών που χρησιμοποιήθηκε.
- Υλοποίηση του μετατροπέα με ημιαγωγούς αζωτούχου γαλλίου GaN και ενδεχομένως με ταυτόχρονη χρήση προηγμένων τύπων κεραμικών πυκνωτών (π.χ. CeraLink [58]) προκειμένου να επιτευχθεί μεγαλύτερη απόδοση και πυκνότητα ισχύος.
- Αντικατάσταση του επαγωγικού στοιχείου το οποίο αποτελείται από πυρήνα φερρίτη με πηνίο πυρήνα αέρος (air-core inductor) και ενδεχόμενη κατανομή του στις τυπωμένες κάρτες κάθε υπομονάδας.

Παράρτημα Α: Κατάλογος Πυκνωτών

Τύπος	Κατασκευαστής	Τάση [V]	Χωρητικότητα [μF]
12101C225K4T2A	KYOCERA AVX	100	2.2
22201C106MAT2A	KYOCERA AVX	100	10
22201C106K4Z2A	KYOCERA AVX	100	10
22201C106KAZ2A	KYOCERA AVX	100	10
22201C106K4T2A	KYOCERA AVX	100	10
KRM55WR72A226MH01	Murata Electronics	100	22
KCM55WR72A156MH01	Murata Electronics	100	15
KRM55WR72A156MH01	Murata Electronics	100	15
KCM55TR72A106MH01	Murata Electronics	100	10
KRM55TR72A106MH01	Murata Electronics	100	10
GRM32EC72A106KE05	Murata Electronics	100	10
KCM55QR72A106KH01	Murata Electronics	100	10
KCM55QR72A685KH01	Murata Electronics	100	6.8
GRM31CC72A475KE11	Murata Electronics	100	4.7
GRM31CC72A475KE11	Murata Electronics	100	4.7
KC355WD72E225MH01	Murata Electronics	250	2.2
KRM55TR72E225MH01	Murata Electronics	250	2.2
KC355WD7LP225MV01	Murata Electronics	450	2.2
CKG57NX7T2W225M500JH	TDK Corporation	450	2.2
CKG57NX7T2W225M500JJ	TDK Corporation	450	2.2
CAA572X7T2V225M640LH	TDK Corporation	350	2.2
CAA573X7T2V335M640LH	TDK Corporation	350	3.3
C5750X7T2E225K250KA	TDK Corporation	250	2.2
CKG57NX7T2E335M500JJ	TDK Corporation	250	3.3
CGA9P3X7T2E225K250KE	TDK Corporation	250	2.2
CKG57KX7T2E225K335JH	TDK Corporation	250	2.2
CKG57KX7T2E225M335JJ	TDK Corporation	250	2.2
CKG57NX7R2E225M500JJ	TDK Corporation	250	2.2
CGA9P3X7T2E225M250KE	TDK Corporation	250	2.2
CGA9P3X7T2E225K250KA	TDK Corporation	250	2.2
C5750X7T2E225K250KE	TDK Corporation	250	2.2
CNC6P1X7R2A475K250AE	TDK Corporation	250	3.3
C5750X7S2A685K200KB	TDK Corporation	100	4.7
CGA9M3X7S2A685K200KB	TDK Corporation	100	6.8
CGA9N3X7S2A106K230KE	TDK Corporation	100	6.8
CKG57KX7S2A106M335JH	TDK Corporation	100	10
CKG57KX7S2A156M335JH	TDK Corporation	100	10
CKG57KX7S2A106M335JJ	TDK Corporation	100	15
CKG57KX7R2A475K335JH	TDK Corporation	100	10
CKG57KX7S2A685M335JJ	TDK Corporation	100	4.7
CKG57KX7S2A685M335JH	TDK Corporation	100	6.8
CKG57KX7S2A106K335JH	TDK Corporation	100	6.8
CKG57KX7S2A106K335JH	TDK Corporation	100	10
CKG57KX7S2A156M335JJ	TDK Corporation	100	15
C5750X7S2A106K230KB	TDK Corporation	100	10
CGA9N3X7S2A106K230KB	TDK Corporation	100	10
CGA9N3X7S2A106M230KB	TDK Corporation	100	10
C5750X7S2A156M250KB	TDK Corporation	100	15
CGA9P3X7S2A156M250KB	TDK Corporation	100	15
C5750X7S2A106K230KE	TDK Corporation	100	10
CGA9N3X7S2A106M230KE	TDK Corporation	100	10
CKG57NX7R2A106M500JH	TDK Corporation	100	10
CKG57NX7R2A106M500JJ	TDK Corporation	100	10
CKG57NX7S2A226M500JJ	TDK Corporation	100	22
C5750X7S2A226M280KB	TDK Corporation	100	22
CAA572X7S2A336M640LH	TDK Corporation	100	33
CGA9M3X7S2A685M200KB	TDK Corporation	100	6.8
CKG57KX7S2A685K335JH	TDK Corporation	100	6.8
CKG57KX7S2A685K335JJ	TDK Corporation	100	6.8

Πίνακας Α.1: Κατάλογος εξαρτημάτων πυκνωτών που αξιολογήθηκαν.

Βιβλιογραφία

- [1] U.S. Energy Information Administration. “Use of energy explained - energy use for transportation”. (2021), [Online]. Available: <https://www.eia.gov/energyexplained/use-of-energy/transportation.php> (visited on 11/02/2022).
- [2] Airbus. “Global Market Forecast 2022”. (2022), [Online]. Available: <https://www.airbus.com/sites/g/files/jlcbta136/files/2022-07/GMF-Presentation-2022-2041.pdf> (visited on 11/02/2022).
- [3] Boeing. “Commercial Market Outlook 2022–2041 ”. (2022), [Online]. Available: https://www.boeing.com/resources/boeingdotcom/market/assets/downloads/CMO_2022_Report_FINAL_v02.pdf (visited on 11/02/2022).
- [4] IATA. “New Aircraft Technology Fact sheet”. (2022), [Online]. Available: <https://www.iata.org/en/iata-repository/pressroom/fact-sheets/fact-sheet-new-aircraft-technology/> (visited on 11/02/2022).
- [5] H. D. Kim, A. T. Perry, and P. J. Ansell, “A review of distributed electric propulsion concepts for air vehicle technology”, in *2018 AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium (EATS)*, 2018, pp. 1–21.
- [6] K. V. Papathakis, “Distributed electric propulsion portfolio, safety and certification considerations”, NASA Armstrong Flight Research Center, Presentation Slides, Oct. 2017.
- [7] C. L. Bowman, J. L. Felder, and T. Marien, “Turbo- and hybrid-electrified aircraft propulsion concepts for commercial transport”, in *2018 AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium (EATS)*, 2018, pp. 1–8.
- [8] The Seattle Times. “First all-new, electric commuter airplane takes flight at Moses Lake.” (2022), [Online]. Available: <https://www.seattletimes.com/business/boeing-aerospace/first-u-s-all-electric-airplane-takes-flight-at-moses-lake/> (visited on 11/03/2022).
- [9] NASA. “X-57”. (2022), [Online]. Available: <https://www.nasa.gov/specials/X57/> (visited on 11/03/2022).
- [10] DAHER. “ECOPULSE - Defining the future of hybrid-electric aviation”. (2022), [Online]. Available: <https://www.daher.com/en/ecopulse/> (visited on 11/03/2022).
- [11] FLYING. “FAA Approves Joby Aviation Initial Systems and Compliance Reviews”. (2022), [Online]. Available: <https://www.flyingmag.com/faa-approves-joby-aviation-initial-systems-and-compliance-reviews/> (visited on 11/03/2022).
- [12] FLYING. “Archer Aviation’s Air Taxi Prototype Completes First Hover Test”. (2021), [Online]. Available: <https://www.flyingmag.com/archer-aviations-air-taxi-prototype-completes-first-hover-test/> (visited on 11/03/2022).
- [13] FLYING. “Vertical Aerospace Becomes Fourth eVTOL Company to Go Public”. (2021), [Online]. Available: <https://www.flyingmag.com/vertical-aerospace-becomes-fourth-evtol-company-to-go-public/> (visited on 11/03/2022).
- [14] R. H. Jansen, G. V. Brown, and J. L. Felder, “Turboelectric aircraft drive key performance parameters and functional requirements”, NASA Glenn Research Center, May 2016.

- [15] R. Pilawa-Podgurski, “High power density converter designs – new circuit topologies, control techniques, and packaging to achieve extreme size reductions in applications ranging from datacenter power delivery to electric aircrafts.”, University of California, Berkeley, Presentation Slides, IEEE Sweden Seminar, Nov. 2021. [Online]. Available: https://r8.ieee.org/sweden/wp-content/uploads/sites/130/2021/10/KTH_Pilawa_2021_rev1.pdf.
- [16] D. J. Perreault, J. Hu, J. M. Rivas, *et al.*, “Opportunities and challenges in very high frequency power conversion”, in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 1–14. DOI: 10.1109/APEC.2009.4802625.
- [17] NASA Glenn Research Center. “EAP Technology - Converters”. (2022), [Online]. Available: <https://www1.grc.nasa.gov/aeronautics/eap/technology/converters/> (visited on 11/02/2022).
- [18] T. M. Jahns and B. Sarlioglu, “The incredible shrinking motor drive: Accelerating the transition to integrated motor drives”, *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 7, no. 3, pp. 18–27, 2020. DOI: 10.1109/MPEL.2020.3011275.
- [19] Z. Hui, J. Lebing, W. Oskar, and N. Staffan, “Evaluation of modular integrated electric drive concepts for automotive traction applications”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*,
- [20] L. Jin, “Integrated compact drives for electric and hybrid electric vehicles”, Ph.D. dissertation, KTH Royal Institute of Technology, 2016.
- [21] J. Wang, “Design of multilevel integrated modular motor drive with gallium nitride power devices”, Ph.D. dissertation, University of Wisconsin – Madison, 2015.
- [22] A. H. Mohamed, H. Vansompel, and P. Sergeant, “An integrated modular motor drive with shared cooling for axial flux motor drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 11, pp. 10467–10476, 2021. DOI: 10.1109/TIE.2020.3028818.
- [23] Safran. “GENeUS™ Smart Generator”. (2022), [Online]. Available: <https://www.safran-group.com/products-services/geneustm-smart-generator> (visited on 11/02/2022).
- [24] Safran. “ENGINEUS™ Smart Electric Motors”. (2022), [Online]. Available: <https://www.safran-group.com/products-services/engineustm> (visited on 11/02/2022).
- [25] L. Lambertz, R. Marquardt, and A. Mayer, “Modular converter systems for vehicle applications”, in *2010 Emobility - Electrical Power Train*, 2010, pp. 1–6. DOI: 10.1109/EMOBILITY.2010.5668055.
- [26] Henry Shu-hung Chung, Huai Wang, Frede Blaabjerg, and Michael Pecht, *Reliability of Power Electronic Converter Systems*. The Institution of Engineering and Technology, 2015.
- [27] D. Grahame Holmes and Thomas A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press, 2003.
- [28] R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modelling switching-converter power stages”, in *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976, pp. 18–34. DOI: 10.1109/PESC.1976.7072895.
- [29] Robert W. Erickson and Dragan Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer Cham, 2020.
- [30] H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, and Z. J. Shen, “A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in pv systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, 2013. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2221482.
- [31] C. B. Barth, T. Foulkes, I. Moon, Y. Lei, S. Qin, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, “Experimental evaluation of capacitors for power buffering in single-phase power converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 7887–7899, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2878825.
- [32] S. Norrga, L. Jin, O. Wallmark, A. Mayer, and K. Ilves, “A novel inverter topology for compact ev and hev drive systems”, in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 6590–6595. DOI: 10.1109/IECON.2013.6700222.
- [33] M. Lutze and M. Kopf, “Inversion-based control of modular high frequency inverters”, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, pp. 1–8. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695450.

- [34] J. W. van der Merwe, “Natural balancing mechanisms in converters”, Ph.D. dissertation, University of Stellenbosch, 2011.
- [35] M. Schulz, L. Lambertz, and R. Marquardt, “Dimensioning of modular high frequency converter for drives”, in *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, 2013, pp. 675–680. DOI: 10.1109/ECCE-Asia.2013.6579173.
- [36] M. Vujacic, O. Dordevic, and G. Grandi, “Evaluation of dc-link voltage switching ripple in multiphase pwm voltage source inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3478–3490, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2936429.
- [37] M. Schulz, R. Marquardt, and A. Mayer, “Optimized control strategy enabling minimized capacitance in modular high frequency converters”, in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2014, pp. 1–8. DOI: 10.1109/EPE.2014.6910764.
- [38] D. Graovac, M. Pürschel, and A. Kiep, “Mosfet power losses calculation using the data-sheet parameters”, Infineon, Application Note V 1.1, Jul. 2006.
- [39] Josef Lutz, Heinrich Schlangenotto, Uwe Scheuermann, and Rik De Doncker, *Semiconductor Power Devices Physics, Characteristics, Reliability*. Springer, Berlin, Heidelberg, 2011.
- [40] “Power mosfet basics: Understanding gate charge and using it to assess switching performance”, Vishay Siliconix, Device Application Note AN608A, Feb. 2016.
- [41] P. Haaf and J. Harper, “Diode reverse recovery and its effect on switching losses”, Fairchild Semiconductor, Presentation Slides, Nov. 2006.
- [42] Z. Zhang, B. Guo, F. Wang, *et al.*, “Impact of ringing on switching losses of wide band-gap devices in a phase-leg configuration”, in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 2542–2549. DOI: 10.1109/APEC.2014.6803661.
- [43] M. Kasper, R. M. Burkart, G. Deboy, and J. W. Kolar, “Zvs of power mosfets revisited”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8063–8067, 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2574998.
- [44] D. Christen and J. Biela, “Analytical switching loss modeling based on datasheet parameters for mosfets in a half-bridge”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3700–3710, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2851068.
- [45] M. Shen and S. Krishnamurthy, “Simplified loss analysis for high speed sic mosfet inverter”, in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 1682–1687. DOI: 10.1109/APEC.2012.6166047.
- [46] L. Zhang, X. Yuan, J. Zhang, X. Wu, Y. Zhang, and C. Wei, “Modeling and implementation of optimal asymmetric variable dead-time setting for sic mosfet-based three-phase two-level inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 11 645–11 660, 2019. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2905882.
- [47] Z. Zhang, H. Lu, D. J. Costinett, F. Wang, L. M. Tolbert, and B. J. Blalock, “Model-based dead time optimization for voltage-source converters utilizing silicon carbide semiconductors”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8833–8844, 2017. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2645578.
- [48] “Ucc20520 isolated dual-channel gate driver”, Texas Instruments, Datasheet, Nov. 2016.
- [49] T. Modeer, N. Pallo, T. Foulkes, C. B. Barth, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, “Design of a gan-based interleaved nine-level flying capacitor multilevel inverter for electric aircraft applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 12 153–12 165, 2020. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2989329.
- [50] M.-J. Pan and C. A. Randall, “A brief introduction to ceramic capacitors”, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 26, no. 3, pp. 44–50, 2010. DOI: 10.1109/MEI.2010.5482787.
- [51] I. Novak, K. B. Williams, J. R. Miller, G. Blando, and N. Shannon, “Dc and ac bias dependence of capacitors”, in *DesignCon 2011*, 2011.
- [52] K. A. C. Corporation. “Chartview - 22201c106mat2a”. (2022), [Online]. Available: <https://spicat.kyocera-avx.com/product/mlcc/chartview/22201C106MAT2A> (visited on 10/08/2022).

- [53] M. Rahimo and N. Shamma, “Freewheeling diode reverse-recovery failure modes in igbt applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 661–670, 2001. DOI: 10.1109/28.913734.
- [54] “Paralleling power mosfets in high current applications”, Infineon, Application Note V 1.1, May 2021.
- [55] T. Instruments. “LAUNCHXL-F28379D”. (2022), [Online]. Available: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D> (visited on 10/05/2022).
- [56] Digilent. “Cora Z7-10”. (2022), [Online]. Available: <https://digilent.com/shop/cora-z7-zynq-7000-single-core-and-dual-core-options-for-arm-fpga-soc-development/> (visited on 10/05/2022).
- [57] T. S. Community. “Scipy Reference - scipy signal savgol filter”. (2022), [Online]. Available: https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.signal.savgol_filter.html (visited on 10/05/2022).
- [58] D. Neumayr, D. Bortis, J. W. Kolar, M. Koini, and J. Konrad, “Comprehensive large-signal performance analysis of ceramic capacitors for power pulsation buffers”, in *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2016, pp. 1–8. DOI: 10.1109/COMPEL.2016.7556762.