

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

## Τεχνικές Ελέγχου για Αρθρωτούς Μετατροπείς Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας σε Εφαρμογές Ηλεκτρικής Κίνησης

### $\Delta$ ΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

### ΣΩΤΗΡΙΟΣ Ι. ΚΑΤΣΟΥΡΙΝΗΣ

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

Αθήνα, Μάρτιος 2024



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

## Τεχνικές Ελέγχου για Αρθρωτούς Μετατροπείς Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας σε Εφαρμογές Ηλεκτρικής Κίνησης

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

### ΣΩΤΗΡΙΟΣ Ι. ΚΑΤΣΟΥΡΙΝΗΣ

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 12<sup>η</sup> Μαρτίου 2024.

..... Αντώνιος Αντωνόπουλος Επίχουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αντώνιος Κλαδάς Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

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

Αθήνα, Μάρτιος 2024

.....

Σωτήριος Ι. Κατσουρίνης

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

Copyright  $\bigodot$  Swthriog I. Katsourínns, 2024

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

## Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία εξετάζει τη λειτουργία των αρθρωτών μετατροπέων υψηλής διακοπτικής συχνότητας (MHFC) και αναδεικνύει τα χαρακτηριστικά που τους καθιστούν ενδιαφέρουσα προοπτική σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης. Αρχικά, εξάγονται οι βασικές εξισώσεις λειτουργίας του μετατροπέα στη μόνιμη χατάσταση χαι περιγράφεται το δυναμιχό του μοντέλο. Ξεχωριστή ανάλυση γίνεται για την περίπτωση του μονοφασικού φορτίου στην έξοδο του μετατροπέα, που απαιτεί ειδική διαχείριση. Το κύριο σκέλος της εργασίας περιλαμβάνει την υλοποίηση ενός συστήματος ελέγχου χλειστού βρόχου για τον μετατροπέα, που αφορά τα στάδια συνεχούς και εναλλασσόμενου ρεύματος της αρθρωτής διάταξης, με κάθε υπομονάδα σε τοπολογία DC-DC μετατροπέα ημιγέφυρας σε αλυσωτή διασύνδεση με τριφασικό αντιστροφέα. Συγχεχριμένα, για το στάδιο συνεχούς ρεύματος υλοποιούνται ελεγχτές για το ρεύμα εισόδου και τις τάσεις των πυκνωτών των υπομονάδων του μετατροπέα, με ιδιαίτερη έμφαση να δίνεται στην περίπτωση της ασύμμετρης κατάστασης λειτουργίας των υπομονάδων. Οι ελεγκτές αυτοί υλοποιούνται αρχικά σε περιβάλλον προσομοίωσης και στη συνέχεια εξετάζονται πειραματικά στο εργαστήριο. Όσον αφορά το στάδιο εναλλασσόμενου ρεύματος, μελετώνται σχήματα ελέγχου μηχανών επαγωγής σε περιβάλλον προσομοίωσης και πραγματοποιείται οδήγηση κινητήρα επαγωγής στο εργαστήριο. Ακόμη, ερευνώνται τεχνικές για την αποδοτικότερη λειτουργία του μετατροπέα.

Οι προσομοιώσεις πραγματοποιούνται στο περιβάλλον PLECS, όπου υλοποιούνται οι ελεγκτές συνεχούς χρόνου. Για την πειραματική υλοποίηση, ο σχεδιασμός των αντίστοιχων ελεγκτών διακριτού χρόνου γίνεται με κατάλληλο προγραμματισμό μιας πλατφόρμας ανάπτυξης FPGA, που περιλαμβάνει FPGA και επεξεργαστή. Η επαλήθευση της ορθής λειτουργίας τους πραγματοποιείται αξιοποιώντας ένα υπάρχον εργαστηριακό πρωτότυπο του MHF μετατροπέα, όπως αυτό σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε στα πλαίσια διαφορετικής διπλωματικής εργασίας. Όλες οι κυματομορφές που προκύπτουν παρουσιάζονται σε περιβάλλον Matlab.

#### Λέξεις Κλειδιά

Αρθρωτός Μετατροπέας Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας (MHFC), Ενσωματωμένα Αρθρωτά Κινητήρια Συστήματα (IMMD), Αντιστροφέας, DC-DC Μετατροπέας, PI Έλεγχος, Έλεγχος Ρεύματος, Έλεγχος Τάσεων, Έλεγχος Ασύμμετρων Καταστάσεων, Μηχανή Επαγωγής, Βαθμωτός Έλεγχος, Διανυσματικός Έλεγχος, Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης

### Abstract

This thesis examines the operation of the Modular High Frequency Converter (MHFC) and highlights the features that establish it as an interesting prospect in electric-drive applications. First, the basic steady-state equations for the converter operation are derived and its dynamic model is presented. A separate analysis is conducted for the case of single-phase load at the converter output, which requires special management. The main subject of this thesis concerns the implementation of a closed-loop control system for the converter, involving both its DC and AC stage, for the submodule topology of a half-bridge DC-DC converter in cascade connection with a three-phase inverter. More specifically, for the DC stage, controllers for the input current and the capacitor voltages of the converter submodules. These controllers are first implemented in a simulation environment and then tested expre-rimentally in the laboratory. Regarding the AC stage, induction motor control schemes are investigated in a simulation environment and the converter is used to drive an induction motor in the lab. Furthermore, techniques for more efficient operation of the converter are explored.

The simulations are carried out in the PLECS environment, where the continuous-time controllers are implemented. Regarding the experimental implementation, the design of the equivalent discrete-time controllers involves programming an FPGA development board, which includes an FPGA and a CPU. An existing lab prototype of the MHF converter, as designed and built during a different diploma thesis, is used to validate the correct operation of these controllers. All resulting waveforms are presented in the Matlab environment.

#### Keywords

Modular High Frequency Converter (MHFC), Integrated Modular Motor Drives (IMMD), Inverter, DC-DC Converter, PI Control, Current Control, Voltage Control, Unbalanced Operation Control, Induction Motor, Scalar Control, Vector Control, Drive System

## Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση αυτής της εργασίας και του προπτυχιακού κύκλου σπουδών, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους ανθρώπους που συνέβαλαν σε αυτή την προσπάθεια:

- Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή της διπλωματικής εργασίας,
   κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο, για την εξαιρετική συνεργασία που είχαμε, την εμπιστοσύνη του και την ανάθεση ενός θέματος που ανέπτυξε σημαντικά τις γνώσεις μου. Το άκρως ενδιαφέρον αντικείμενο των μαθημάτων "Ηλεκτρονικά Ισχύος" και "Συστήματα Ελέγχου Ηλεκτρικών Μηχανών", η προσέγγιση της διδασκαλίας τους και το εξαιρετικό κλίμα εντός του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος αποτέλεσαν σημαντικό κίνητρο για την επιτυχή περάτωση της εργασίας.
- Ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να απευθύνω στον υποψήφιο διδάκτορα Κωνσταντίνο Μάνο, για την πολύτιμη βοήθεια, την αδιάλειπτη καθοδήγησή του και το ιδιαίτερο ενδιαφέρον που επιδεικνύει για τον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος, που κινητοποίησε και εμένα να εντείνω την προσπάθειά μου και να διευρύνω τις γνώσεις μου.
- Θεωρώ σημαντικό να ευχαριστήσω τον υπεύθυνό μου κατά την πρακτική μου άσκηση στην Tesla Greece, Χάρη Βασιλόπουλο, τον Κωνσταντίνο Μπούρχα και όλους τους συναδέλφους μου, με τους οποίους συνεργαστήκαμε εξαιρετικά και χάρη στους οποίους διεύρυνα την αντίληψή μου για το αντικείμενο των ηλεκτρικών κινητήρων.
- Οφείλω ακόμη να ευχαριστήσω όλους τους φίλους και συμφοιτητές μου που δείχνουν καθημερινό ενδιαφέρον και έμπρακτη στήριξη, κάνοντας αυτή την πορεία πιο ευχάριστη, ενδιαφέρουσα και δημιουργική.
- Τέλος, ευχαριστώ βαθύτατα τους γονείς μου, Γιάννη και Σοφία, και τον αδερφό μου, Παναγιώτη, για τη συμπαράσταση και την καθοδήγησή τους καθ΄ όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

# Περιεχόμενα

Περίληψη			<b>5</b>
Abstract			6
Ευχαριστίες	5         ος σύγχρονους μετατροπείς         14         του ΜΗΓ μετατροπέα         15         τοο         του ΜΗΓ μετατροπέα         15         το         του ΜΗΓ μετατροπέα         17         ατροπείς         17         ατροπείς         17         ατροπείς         17         του         το         το         το         το		
<ul> <li>1 Εισαγωγή</li> <li>1.1 Απαιτήσεις από τους σύγχρονους μετατροπείς</li> </ul>			<b>14</b> 14
<ul> <li>1.2 Τα χαρακτηριστικά του MHF μετατροπέα</li></ul>	 	 	15 17
1.3.1 DC-DC μετατροπεις	 	••• •••	17 18
2 Ο MHF μετατροπέας 2.1 Βασικά γαρακτηριστικά			<b>20</b> 20
<ul> <li>2.2 Αρχή λειτουργίας</li> <li>2.3 Εξισώσεις χυμάτωσης ρεύματος πηνίου</li> </ul>	•••	· ·	$23 \\ 25$
<ul> <li>2.4 Επαλήθευση των εξισώσεων με προσομοιώσεις</li></ul>	•••	 	29 38
3 Έλεγχος του DC σταδίου του μετατροπέα			43
<ul> <li>3.1 Σύμμετρική και ασύμμετρη κατάσταση λειτουργίας</li> <li>3.2 Ελεγκτής ρεύματος εισόδου</li> <li>3.2.1 Έλεγχος υπό συμμετρικό φορτίο ανά υπομονάδα</li> </ul>	· · · ·	  	44 47 48
<ul> <li>3.2.2 Έλεγχος υπό ασύμμετρο φορτίο ανά υπομονάδα</li></ul>	· ·	••• •••	49 51 51
3.3.2 Ελεγχος υπο ασυμμετρο φορτιο ανα υπομοναοα 4 Έλεγγος του AC σταδίου του μετατροπέα		• •	52 58
<ul> <li>4.1 Τοπολογίες του AC φορτίου</li> <li>4.2 Η μηχανή επαγωγής</li> </ul>	•••	 	58 59
<ul> <li>4.3 Έλεγχος μηχανής επαγωγής</li></ul>	· · · ·	· · · ·	63 63 66

<b>5</b>	Πει	ραματικά αποτελέσματα	<b>71</b>
	5.1	Πειραματική διάταξη	71
	5.2	Έλεγχος ρεύματος εισόδου	77
		5.2.1 Λειτουργία με 1 υπομονάδα	77
		5.2.2 Λειτουργία με 3 υπομονάδες	79
	5.3	Έλεγχος τάσεων πυχνωτών	81
		5.3.1 Λειτουργία με 1 υπομονάδα	81
		5.3.2 Λειτουργία με 3 υπομονάδες	82
	5.4	Λειτουργία με μηχανή επαγωγής	89
	5.5	Ανάλυση χυμάτωσης ρεύματος εισόδου	92
6	Σύν	οψη - Συμπεράσματα - Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη	95
	6.1	Σύνοψη - Συμπεράσματα	95
	6.2	Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη	96
Bı	βλιο	γραφία	98

# Κατάλογος Σχημάτων

$1.1 \\ 1.2 \\ 1.3 \\ 1.4$	Ενσωματωμένα αρθρωτά κινητήρια συστήματα	15 15 17 18
$2.1 \\ 2.2 \\ 2.3 \\ 2.4 \\ 2.5 \\ 2.6 \\ 2.7 \\ 2.8$	Τοπολογίες των υπομονάδων	20 21 22 23 25 26 27 27
2.9 2.10 2.11 2.12 2.13	Λειτουργικές καταστάσεις για $D > 0.66$	28 29 30 32 33
$2.14 \\ 2.15 \\ 2.16 \\ 2.17 \\ 2.18 \\ 2.19 $	Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσης πυκνωτή	34 35 37 38 38 41
2.10 2.20 3.1 3.2 3.3 3.4	Αντιστάθμιση για $\varphi = 20^{\circ}$ Η εξεταζόμενη τοπολογία του MHFC Επίδραση ολίσθησης φάσης στην ασύμμετρη λειτουργία Παλμοδότηση ημιγέφυρας DC-DC μετατροπέων και αντιστροφέα	41 43 45 47 47
<ol> <li>3.4</li> <li>3.5</li> <li>3.6</li> <li>3.7</li> <li>3.8</li> <li>3.9</li> </ol>	Απόκριση ρεύματος εισόδου υπό συμμετρικό φορτίο	47 48 49 50 50 51

3.10	Δομή φωλιασμένου ελέγχου	51
3.11	Απόκριση τάσης πυκνωτή και ρεύματος εισόδου υπό συμμετρικό φορτίο	52
3.12	Απόκριση τάσεων πυκνωτών υπό ασύμμετρο φορτίο	53
3.13	Απόχριση ρεύματος εισόδου υπό ασύμμετρο φορτίο	53
3.14	Δομή ελεγχτή ασυμμετρίας για την πρώτη υπομονάδα	54
3.15	Πλήρης δομή συστήματος ελέγγου	54
3.16	Απόχριση τάσεων πυχνωτών, αθροίσματος τάσεων πυχνωτών χαι ρεύματος εισόδου	55
3.17	Απόχριση τάσεων πυχνωτών, αθροίσματος τάσεων πυχνωτών χαι ρεύματος εισόδου	56
4.1	Διαμόρφωση FSCW	58
4.2	Δρομείς ασύγχρονης μηχανής	59
4.3	Ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης	60
4.4	Δυναμικά μοντέλα μηχανής επαγωγής	60
4.5	Μοντέλο μηχανής επαγωγής	61
4.6	Υπολογισμός αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης	61
4.7	Κυκλωματική αναπαράσταση κινητήρα επαγωγής σε μία υπομονάδα	62
4.8	Χαρακτηριστικές ροπής-ταχύτητας και τάσης-συχνότητας υπό V/f έλεγχο	63
4.9	Σχήμα V/f ελέγχου για την πρώτη υπομονάδα	64
4.10	Απόκριση ταχύτητας και ροπής	65
4.11	Απόκριση μέτρου ρεύματος στάτη και ροής δρομέα	65
4.12	Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσης πυκνωτή	66
4.13	Ελεγκτής κλειδώματος φάσης	67
4.14	Ελεγκτής I <sub>d</sub> συνιστώσας	67
4.15	Ελεγκτής $I_q$ συνιστώσας	68
4.16	Ελεγκτής ταχύτητας	68
4.17	Απόκριση ταχύτητας και ροπής	69
4.18	Απόκριση μέτρου ρεύματος στάτη και ροής δρομέα	69
4.19	Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσης πυκνωτή	69
<b>F</b> 1		<b>H</b> 1
5.1	Άνω και κάτω όψεις υπομονάδας	71
5.2	Κάρτες ημιγέφυρας	72
5.3	Καμπύλη χωρητικότητας-τάσης (C-V) των πυκνωτών	72
5.4	Άνω και κάτω όψεις της τυπωμένης κάρτας του πηνίου	73
5.5	Πλήρης διάταξη του μετατροπέα	73
5.6	Μετρητικά τάσεων και ρεύματος	74
5.7	Διαδικασία βαθμονόμησης	74
5.8	Cora Z7-10	75
5.9	Διάρθρωση του συστήματος ελέγχου	75
5.10	Διαγράμματα βαθμίδων ΡΙ ελεγκτών	76
5.11	Πηνίο εισόδου 150 mH	77
5.12	Απόκριση ρεύματος εισόδου (1 υπομονάδα - πηνίο 65 μΗ)	78
5.13	Απόκριση ρεύματος εισόδου (1 υπομονάδα - πηνίο 150 mH)	79
5.14	Απόκριση ρεύματος εισόδου (3 υπομονάδες - συγχρονισμένοι παλμοί)	80
5.15	Απόχριση ρεύματος εισόδου (3 υπομονάδες - με ολίσθηση φάσης)	81
5.16	Απόκριση τάσης και ρεύματος εισόδου (1 υπομονάδα)	82
5.17	Απόκριση τάσης πυκνωτή και αθροίσματος τάσεων (3 υπομονάδες - συμμετρική	
	λειτουργία)	83

5.18	Έλεγχος τάσεων συμμετρικής λειτουργίας υπό ασύμμετρο φορτίο	84
5.19	Έλεγχος τάσεων ασύμμετρης λειτουργίας υπό ασύμμετρο φορτίο	85
5.20	Ελεγχος τάσεων συμμετρικής και ασύμμετρης λειτουργίας υπό ασύμμετρο φορτίο	86
5.21	Ελεγχος ασύμμετρης λειτουργίας υπό διαταραχές φορτίου: απόχριση τάσεων	87
5.22	Ελεγχος ασύμμετρης λειτουργίας υπό διαταραχές φορτίου: απόχριση ρεύματος	
	εισόδου	87
5.23	Ελεγχος ασύμμετρης λειτουργίας υπό διαταραχή τάσης εισόδου: απόκριση τάσεων	88
5.24	Ελεγχος ασύμμετρης λειτουργίας υπό διαταραχή τάσης εισόδου: απόχριση ρε-	
	ύματος εισόδου	88
5.25	Συνδεσμολογία πειραματικής διαδικασίας	89
5.26	Ρεύματα κινητήρα επαγωγής	90
5.27	Τάσεις πυχνωτών των υπομονάδων με έλεγχο συμμετριχής λειτουργίας	90
5.28	Τάσεις πυχνωτών των υπομονάδων με έλεγχο ασύμμετρης λειτουργίας	91
5.29	Κινητήρας επαγωγής και τριφασικοί μετασχηματιστές	91
5.30	Κυμάτωση ρεύματος εισόδου για διαφορετικούς βαθμούς χρησιμοποίησης χωρίς	
	ολίσθηση φάσης	92
5.31	Κυμάτωση ρεύματος εισόδου για διαφορετικούς βαθμούς χρησιμοποίησης με ο-	
	λίσθηση φάσης	93
5.32	Σύγκριση αποτελεσμάτων για D=0.5 και D=0.66	93
5.33	Πειραματική διάταξη για 3 υπομονάδες	94

## Κατάλογος Πινάχων

2.1	Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης	30
2.2	Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης	31
2.3	Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης	33
2.4	Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης	35
2.5	Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης	36
$3.1 \\ 3.2$	Υπολογισμός δεικτών ασυμμετρίας	$\begin{array}{c} 56 \\ 57 \end{array}$
4.1	Παράμετροι ανάστροφου-Γ δυναμιχού μοντέλου μηχανής επαγωγής	62
5.1	Υπολογισμός δεικτών ασυμμετρίας	84

### Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

#### 1.1 Απαιτήσεις από τους σύγχρονους μετατροπείς

Η ανάγκη για ταχύρρυθμο εξηλεκτρισμό των μεταφορών έχει δημιουργήσει ένα ευρύ ερευνητικό πεδίο επί των στοιχείων που απαρτίζουν το κινητήριο σύστημα. Κατά κύριο λόγο αυτά είναι οι συσσωρευτές, οι ηλεκτρικοί κινητήρες και οι μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος. Σαφώς τα τρία ερευνητικά πεδία είναι αλληλένδετα, ωστόσο εδώ θα εξεταστούν οι ειδικές απαιτήσεις που αφορούν τους σύγχρονους μετατροπείς στις διάφορες εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης.

Οι πρώτες διαχρονικές απαίτησεις από τους μετατροπείς είναι ο υψηλός βαθμός απόδοσης, προκειμένου το πλήρες σύστημα ηλεκτρομηχανικής μετατροπής να λειτουργεί με πολύ μικρές απώλειες, και η αξιοπιστία. Η τεχνολογική πρόοδος στο πεδίο των ημιαγωγών ισχύος ικανοποιεί εν γένει αυτές τις απαιτήσεις για τις κλασικές αλλά και πιο σύνθετες τοπολογίες μετατροπέων.

Η περαιτέρω ανάπτυξη των συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης προϋποθέτει την άριστη δυναμική συμπεριφορά και δυνατότητα ελέγχου του συστήματος. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη δυνατότητα αδιάλειπτης λειτουργίας ακόμα και σε καταστάσεις σφάλματος (fault tolerance) [1]. Ένα μέσο επίτευξης αυτού του στόχου είναι η αρθρωτή σχεδίαση των μετατροπέων ισχύος, όπου πανομοιότυπες υπομονάδες μπορούν να επιμερίζονται τις απαιτήσεις ενός κοινού συστήματος, ώστε να μη διαταράσσεται σημαντικά η λειτουργία του σε περίπτωση αστοχίας κάποιας υπομονάδας. Η αρθρωτή σχεδίαση μπορεί να αξιοποιηθεί και κατά διαφορετικό τρόπο, προσφέροντας τη δυνατότητα ταχύτατου και ανεξάρτητου ελέγχου πολλαπλών κινητήριων συστημάτων από ένα κοινό DC ζυγό. Σε αυτόν τον τομέα έχει συμβάλει η ανάπτυξη ψηφιακών επεξεργαστών χαμηλού κόστους, που επιτρέπουν την ταχύτατη και παράλληλη επεξεργασία ψηφιακών σημάτων προχειμένου τα επιμέρους υποσυστήματα να λειτουργούν απρόσκοπτα.

Ένα ακόμη κριτήριο σχεδιασμού αποτελεί η μεγάλη πυκνότητα ισχύος, που συνδέεται άμεσα με την μείωση του όγκου και του βάρους των μετατροπέων. Απαιτείται κυρίως η μείωση του μεγέθους των φίλτρων τους (πυκνωτές και πηνία), κάτι που μπορεί να επιτευχθεί με κατάλληλες σχεδιαστικές επιλογές. Ιδιαίτερα στις εναέριες μεταφορές, αλλά και στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, η σημασία του παραπάνω κριτηρίου είναι αυξημένη. Η μείωση του μεγέθους του μετατροπέα επιτρέπει την άμεση ενσωμάτωσή του (συνήθως σε αρθρωτή σχεδίαση) πάνω στον ηλεκτρικό κινητήρα. Αυτή η σύνθεση απαντάται στη βιβλιογραφία με τον όρο ενσωματωμένο αρθρωτό κινητήριο σύστημα (Integrated Modular Motor Drive - IMMD), και απεικονίζεται στο σχήμα 1.1. Κατ΄ αυτόν τον τρόπο ο μετατροπέας μπορεί να έχει κοινή ψύξη με τον κινητήρα, μειώνεται το μήκος της καλωδίωσης και περιορίζεται η ανάγκη για φίλτρα ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (EMI) που εισάγουν επίσης σημαντικό όγκο και βάρος στη διάταξη [2].



Σχήμα 1.1: Αριστερά: Υπόδειγμα λειτουργίας των IMMD [3] Δεξιά: Εργαστηριαχό πρωτότυπο IMMD 20 kW, 6 φάσεων που αναπτύχθηκε στο UW-Madison [3]

#### 1.2 Τα χαρακτηριστικά του ΜΗΓ μετατροπέα

Μια επιλογή που ικανοποιεί σε μεγάλο βαθμό τις παραπάνω απαιτήσεις είναι ο αρθρωτός μετατροπέας υψηλής διακοπτικής συχνότητας (Modular High Frequency Converter - MHFC). Δεδομένης της αρθρωτής δομής του, αποτελείται από πανομοιότυπες υπομονάδες (submodules), εν σειρά διασυνδεδεμένες. Η κάθε μία από αυτές συντίθεται από έναν DC-DC μετατροπέα σε αλυσωτή διασύνδεση με έναν αντιστροφέα και τροφοδοτεί τα τυλίγματα κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος. Η πλήρης δομή του μετατροπέα παρουσιάζεται παρακάτω:



Σχήμα 1.2: Γενική δομή του MHF μετατροπέα

Συγκεκριμένα, τα στοιχεία που καθιστούν αυτόν τον μετατροπέα μια ενδιαφέρουσα επιλογή για εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης είναι τα παρακάτω:

#### Ανεξάρτητος έλεγχος του DC και AC σταδίου

Η λειτουργία πολλαπλών χινητήριων συστημάτων από μια χοινή πηγή DC τροφοδοσίας είναι επιθυμητή, ωστόσο πρέπει να γίνεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να μην υπάρχουν αλληλεπιδράσεις μεταξύ των συστημάτων. Ο MHF μετατροπέας το επιτυγχάνει μέσω κατάλληλου ελέγχου των DC-DC μετατροπέων, που εξασφαλίζει ότι η τάση στην είσοδο κάθε αντιστροφέα έχει την επιθυμητή τιμή, ανεξαρτήτως της κατάστασης λειτουργίας των υπόλοιπων υπομονάδων και των διαταραχών της DC πηγής τροφοδοσίας. Παράλληλα, λόγω της δυνατότητας των μετατροπέων για ανύψωση τάσης, διευρύνονται τα όρια για την τάση εξόδου των αντιστροφέων χωρίς να χρειαστεί να μεταβούν σε κατάσταση υπερδιαμόρφωσης. Η συνδυαστική λειτουργία του DC και AC σταδίου για την παραγωγή της τάσης εξόδου συνεισφέρει και στην αποδοτικότερη λειτουργία του μετατροπέα, όπως θα εξηγηθεί παρακάτω. Τέλος, όταν διαταράσσεται η DC τάση εισόδου, αποδεικνύεται ότι ο έλεγχος εξασφαλίζει την ευσταθή λειτουργία του συστήματος σε όλο το εύρος λειτουργίας του, ανεξαρτήτως του αριθμού συνδεδεμένων υπομονάδων, απαλείφοντας την ανάγχη για μεγάλα παθητικά φίλτρα στην είσοδο [1].

#### Παθητικά φίλτρα εισόδου μικρού μεγέθους

Όπως προαναφέρθηκε, ο έλεγχος του DC σταδίου προσφέρει τη δυνατότητα μείωσης του μεγέθους των φίλτρων εισόδου, που αντιστοιχεί σε αύξηση της πυκνότητας ισχύος. Μάλιστα, καταργείται η ανάγκη για μεγάλους πυκνωτές παράλληλα με την DC τροφοδοσία, όπως συνηθίζεται στην κλασική τοπολογία αντιστροφέα 2 επιπέδων. Επιπλέον του όγκου και του βάρους τους, αυτοί οδηγούν σε μεγάλα ρεύματα εκφόρτισης σε περιπτώσεις σφάλματος [2]. Στον MHFC, χάρη στη δυνατότητα εν σειρά διασύνδεσης των υπομονάδων, υπάρχουν μόνο μικροί πυκνωτές ανά υπομονάδα που οδηγούν σε μικρότερα ρεύματα σε σφάλματα. Πέραν του ελέγχου, το σημαντικότερο χαρακτηριστικό που επιτρέπει τη μείωση του μεγέθους των φίλτρων είναι η μεγάλη διακοπτική συχνότητα των MOSFET. Για δεδομένη αυτεπαγωγή (L) και χωρητικότητα (C), η κυμάτωση (ripple) του ρεύματος εισόδου και της τάσης των πυκνωτών αντίστοιχα είναι αντιστρόφως ανάλογη της διακοπτικής συχνότητας *f*<sub>sw</sub>, καθώς αυτή καθορίζει και την συχνότητα της κυμάτωσης. Η κυμάτωση αυτή οφείλει να είναι μικρή, προκειμένου να μην εισάγει σημαντικές απώλειες στον μετατροπέα. Θεωρητικά, η επιθυμητή κυμάτωση μπορεί να επιτευχθεί για οποιαδήποτε αυτεπαγωγή ή χωρητικότητα, επιλέγοντας την κατάληλη διακοπτική συχνότητα των διακοπτική συχνότητα και ταν διακοπτικό. Ωστόσο, υπάρχουν μόνο σημαντικοί περιοριστικοί παράγοντες:

- Η αύξηση της διαχοπτιχής συχνότητας οδηγεί σε αύξηση των διαχοπτιχών απωλειών του μετατροπέα, με αποτέλεσμα η απόδοσή του να μειώνεται. Μάλιστα δημιουργείται η ανάγχη για ογχώδη συστήματα ψύξης, αναιρώντας τον αρχιχό σχεδιασμό για μεγάλη πυχνότητα ισχύος. Επομένως, πρέπει να υπάρξει ένας σχεδιαστιχός συμβιβασμός ως προς την πυχνότητα ισχύος και την απόδοση του μετατροπέα, ανάλογα τη σημασία του χάθε χριτηρίου ανά εφαρμογή.
- Τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των διακοπτικών στοιχείων και των πηνίων. Ειδικότεpa, οι διάφορες τεχνολογίες ημιαγωγών ισχύος επιτρέπουν διαφορετικά ρεύματα αντοχής, τάσεις αποκοπής και διακοπτικές συχνότητες. Η τεχνολογία των MOSFET χαμηλής τάσης μπορεί να επιτύχει διακοπτικές συχνότητες της τάξης των 100 kHz χωρίς υπέρμετρη αύξηση των διακοπτικών απωλειών. Όσον αφορά το πηνίο, η δυνατότητα μείωσης του μεγέθους του μέσω αύξησης της διακοπτικής συχνότητας περιορίζεται από τις απώλειες πυρήνα, που αυξάνονται σημαντικά [4].

Τέλος, ο συγκεκριμένος μετατροπέας αξιοποιεί την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης στους DC-DC μετατροπείς, χάρη στην αρθρωτή του σχεδίαση. Η συγκεκριμένη τεχνική επιτρέπει, σε συμμετρικές συνθήκες λειτουργίας, την αύξηση της συχνότητας της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου κατά N φορές, όπου N ο αριθμός των υπομονάδων του μετατροπέα, χωρίς αύξηση της διακοπτικής συχνότητας. Ακόμη και υπό ασύμμετρες συνθήκες λειτουργίας των υπομονάδων, το εύρος της κυμάτωσης μειώνεται σημαντικά. Επομένως, ο παράγοντας της απόδοσης του μετατροπέα λόγω διακοπτικών απωλειών παύει να είναι τόσο σημαντικός κατά τον σχεδιασμό για ικανό αριθμό υπομονάδων.

#### Κατασκευαστικά χαρακτηριστικά

Η αρθρωτή σχεδίαση του μετατροπέα επιτρέπει την επέκτασή του με πανομοιότυπες υπομονάδες (scalability), ενισχύοντας τη δυνατότητα αδιάλειπτης λειτουργίας του και ταυτόχρονα μειώνοντας το κατασκευαστικό κόστος ανά υπομονάδα. Λόγω της εν σειρά διασύνδεσης των υπομονάδων, αξιοποιείται η τεχνολογία των MOSFET χαμηλής τάσης, που αντέχουν σε υψηλότερες θερμοκρασίες από τα IGBTs και εμφανίζουν πολύ μικρή αντίσταση λειτουργίας [2]. Χρησιμοποιούνται ακόμη κεραμικοί πυκνωτές, οι οποίοι παρουσιάζουν αξιόπιστη λειτουργία σε υψηλές συχνότητες και προδιαγράφονται για μικρές χωρητικότητες. Ο υψηλός βαθμός απόδοσης συνεισφέρει στην περαιτέρω μείωση του βάρους, αφού οι ανάγκες ψύξης, που διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο στο τελικό βάρος του συστήματος, είναι μειωμένες. Ο μικρός όγκος της διάταξης ευνοεί την αξιοποίησή της σε εφαρμογές ενσωματωμένων αρθρωτών κινητήριων συστημάτων (IMMD), διευρύνοντας τη χρήση της και στις εναέριες μεταφορές.

#### 1.3 Θεωρητικό υπόβαθρο

Ο MHFC εμφανίζεται στη βιβλιογραφία με διάφορες τοπολογίες των επιμέρους μετατροπέων, τόσο στο DC (ημιγέφυρα ή πλήρης γέφυρα) όσο και στο AC στάδιο (μονοφασικός ή τριφασικός αντιστροφέας). Αυτοί οι επιμέρους μετατροπείς αποτελούν τα θεμελιώδη στοιχεία της διάταξης, επομένως κρίνεται σκόπιμη η πρωταρχική περιγραφή της λειτουργίας τους και η εξαγωγή των εξισώσεων που τους διέπουν.

#### 1.3.1 DC-DC μετατροπείς

Οι DC-DC μετατροπείς μετατρέπουν μια συνεχή τάση εισόδου σε συνεχή τάση άλλης τιμής στην έξοδο. Ειδική αναφορά θα γίνει για την περίπτωση του μετατροπέα ανύψωσης συνεχούς τάσης (boost ή step-up DC-DC converter), που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα. Μια αρθρωτή παραλλαγή του αξιοποιείται στο DC στάδιο του MHF μετατροπέα.



Σχήμα 1.3: Boost DC-DC μετατροπέας

Στην απλούστερη εκδοχή του ο μετατροπέας περιλαμβάνει ένα πηνίο ανύψωσης, τον πυκνωτή και το φορτίο εξόδου, ένα ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο και μια δίοδο (στη θέση του S2), με την τελευταία όμως να αντικαθίσταται επίσης από ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο λόγω βελτιωμένων χαρακτηριστικών λειτουργίας. Τα δύο στάδια λειτουργίας του είναι [5]:

- Η φόρτιση του πηνίου, όπου άγει το στοιχείο S1. Στα άχρα του πηνίου εφαρμόζεται η τάση εισόδου και το φορτίζει, ενώ ο πυκνωτής εξόδου τροφοδοτεί την αντίσταση του φορτίου.
- Η εκφόρτιση του πηνίου, όπου άγει το στοιχείο S2. Η ενέργεια της πηγής εισόδου και η αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου τροφοδοτούνται στον πυκνωτή εξόδου και στο φορτίο. Η τάση στα άκρα του πηνίου ισούται με V<sub>dc</sub> V<sub>out</sub>, με τη V<sub>out</sub> να θεωρείται σταθερή.

Ορίζοντας ως D τον βαθμό χρησιμοποίησης του διαχόπτη S1, με  $D = \frac{t_{on}}{T_{sw}}$ , οι βασιχές εξισώσεις λειτουργίας του μετατροπέα είναι:

$$\overline{V}_{\rm out} = \frac{V_{\rm dc}}{1-D} \tag{1.1}$$

$$\overline{I}_{\rm dc} = \frac{V_{\rm dc}}{(1-D)^2 \cdot R_L} \tag{1.2}$$

Ο έλεγχος της τάσης εξόδου γίνεται με την τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation - PWM), κατά την οποία ένα φέρον σήμα (τριγωνικό ή πριονωτό) υψηλής συχνότητας συγκρίνεται με ένα σήμα αναφοράς (συνήθως σταθερό) για την κατάλληλη παλμοδότηση των διακοπτικών στοιχείων και τη δημιουργία της επιθυμητής τάσεως εξόδου.

#### 1.3.2 Αντιστροφείς

Ο αντιστροφέας αποτελεί είδος μετατροπέα με την ιδιότητα να μετατρέπει μια συνεχή τάση εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση εξόδου, με ελεγχόμενο πλάτος και συχνότητα. Το πεδίο εφαρμογής του είναι ευρύ, αλλά η παρούσα εργασία εστιάζει στην αξιοποίησή του σε συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος [5]. Εξετάζονται συγκεκριμένα οι τοπολογίες μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας και τριφασικού αντιστροφέα που φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 1.4: **Αριστερά:** Μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας [6] **Δεξιά:** Τριφασικός αντιστροφέας [7]

Μια ιδιαίτερα διαδεδομένη τεχνική για τον έλεγχο της τάσης εξόδου είναι η Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Πλαμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM), που επιτρέπει τη μείωση του μεγέθους των φίλτρων εξόδου λόγω της υψηλής συχνότητας όπου εντοπίζεται η θεμελιώδης αρμονική συνιστώσα. Βασίζεται στη σύγκριση ενός τριγωνικού φέροντος σήματος (carrier), υψηλής συχνότητας και πλάτους  $V_c$ , με ένα ημιτονοειδές σήμα αναφοράς, συχνότητας ίδιας με εκείνη της επιθυμητής τάσης εξόδου και πλάτους  $V_r$ . Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ορίζεται ως  $m_a = \frac{V_r}{V_c}$ , και παρακάτω παρουσιάζονται οι εξισώσεις λειτουργίας που προχύπτουν στη γραμμική περιοχή ( $m_a \leq 1$ ) ([6], [7]).

Για την περίπτωση μονοφασιχού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, παράγεται θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου:

$$\widehat{V}_{AB,1} = m_a \cdot V_d \Rightarrow \widetilde{V}_{AB,1} = m_a \cdot \frac{V_d}{\sqrt{2}}$$
(1.3)

Η παραπάνω σχέση ισχύει ανεξαρτήτως της χρήσης μονοπολικού ή διπολικού ελέγχου (unipolar ή bipolar switching), με την πρώτη μέθοδο να προτιμάται λόγω διπλάσιας διακοπτικής συχνότητας και βηματικών μεταβολών μισού μεγέθους στην τάση εξόδου.

Αντίστοιχα, για την περίπτωση τριφασιχού αντιστροφέα, παράγεται θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου:

• Ημιγέφυρας (ως προς "o") και φασική φορτίου (ως προς "n"):

$$\widehat{V}_{\text{Lo},1} = \widehat{V}_{\text{Ln},1} = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \Rightarrow \widetilde{V}_{\text{Ln},1} = \frac{\widehat{V}_{\text{Ln},1}}{\sqrt{2}} = m_a \cdot \frac{V_d}{2\sqrt{2}}$$
(1.4)

• Πολιχή:

$$\widetilde{V}_{\text{LL},1} = \sqrt{3}\widetilde{V}_{\text{Ln},1} = \sqrt{3} \cdot m_a \cdot \frac{V_d}{2\sqrt{2}} \tag{1.5}$$

### Κεφάλαιο 2

## Ο MHF μετατροπέας

#### 2.1 Βασικά χαρακτηριστικά

Ο αρθρωτός μετατροπέας υψηλής διαχοπτικής συχνότητας (Modular High Frequency Converter - MHFC) αξιοποιείται σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης ειδικών απαιτήσεων, όπου το βάρος και ο όγκος του μετατροπέα και η δυνατότητα αδιάλειπτης λειτουργίας σε καταστάσεις σφάλματος αποτελούν κρίσιμες σχεδιαστικές παραμέτρους. Συντίθεται από μια DC πηγή τροφοδοσίας, ένα πηνίο ανύψωσης και N πανομοιότυπες υπομονάδες, εν σειρά διασυνδεδεμένες. Κάθε μία από αυτές περιλαμβάνει έναν DC-DC μετατροπέα σε αλυσωτή διασύνδεση με έναν αντιστροφέα και τροφοδοτεί τα τυλίγματα ενός κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 1.2. Η επιλογή του αριθμού των υπομονάδων είναι ευέλικτη και καθορίζεται από την εκάστοτε εφαρμογή και τον τύπο αντιστροφέα που χρησιμοποιείται. Αν και υπάρχουν αρθρωτές διατάξεις παράλληλα διασυνδεδεμένων υπομονάδων με πλεονεκτική, μετά-σφάλματος συμπεριφορά των οδηγούμενων ηλεκτρικών κινητήρων [8], ο MHFC εμφανίζεται εν γένει στη βιβλιογραφία με εν σειρά διασύνδεση των υπομονάδων. Κατ΄ αυτόν τον τρόπο, η τάση των πυκνωτών τους μπορεί να ρυθμίζεται ευέλικτα σε σχέση με την τιμή της DC τροφοδοσίας, σε τιμές μικρότερες ή μεγαλύτερες από αυτή, αναλόγως των απαιτήσεων.

Όσον αφορά τους επιμέρους μετατροπείς κάθε υπομονάδας, οι συνηθέστερες τοπολογίες αφορούν DC-DC μετατροπέα ημιγέφυρας ή πλήρους γέφυρας και μονοφασικό ή τριφασικό αντιστροφέα. Με βάση αυτούς τους συνδυασμούς, προκύπτουν οι παρακάτω 4 τοπολογίες των υπομονάδων:



Σχήμα 2.1: Τοπολογίες των υπομονάδων

Το DC στάδιο της υπομονάδας, για την περίπτωση ημιγέφυρας, περιλαμβάνει τις εξής διακοπτικές καταστάσεις:

- Αγωγή του άνω διακόπτη, όπου το ρεύμα της πηγής τροφοδοσίας παρακάμπτει την υπομονάδα, η τάση στους ακροδέκτες εισόδου της είναι πρακτικά μηδενική και το φορτίο εξόδου τροφοδοτείται από τον πυκνωτή.
- Αγωγή του κάτω διακόπτη, όπου το ρεύμα της πηγής τροφοδοσίας εισέρχεται στην υπομονάδα, τροφοδοτεί τον πυκνωτή και το φορτίο και η τάση στους ακροδέκτες εισόδου ισούται με την τάση του πυκνωτή.

Για την περίπτωση πλήρους γέφυρας αντίστοιχα:

- Η αγωγή των άνω ή των κάτω διακοπτών κάθε ημιγέφυρας ισοδυναμεί με την πρώτη διακοπτική κατάσταση που παρουσιάστηκε προηγουμένως.
- Η αγωγή του άνω διακόπτη της αριστερής ημιγέφυρας και του κάτω διακόπτη της δεξιάς ημιγέφυρας ισοδυναμεί με την δεύτερη διακοπτική κατάσταση που παρουσιάστηκε.
- Η αγωγή του κάτω διακόπτη της αριστερής ημιγέφυρας και του άνω διακόπτη της δεξιάς ημιγέφυρας δημιουργεί μια νέα διακοπτική κατάσταση, κατά την οποία το ρεύμα διαρρέει τον πυκνωτή της υπομονάδας με την αντίθετη κατεύθυνση, οπότε η τάση του τείνει να μειωθεί και η τάση των ακροδεκτών στην είσοδο της ημιγέφυρας είναι ίση με την τάση πυκνωτή με ανεστραμμένη πολικότητα.

Η διάρχεια χάθε διαχοπτιχής χατάστασης εντός μιας διαχοπτιχής περιόδου, όπως περιγράφεται από τον βαθμό χρησιμοποίησης D, χαθορίζει την ποσότητα του ρεύματος που εισέρχεται στην υπομονάδα χαι την τάση του πυχνωτή της, που αποτελεί χαι την τάση εισόδου του αντίστοιχου αντιστροφέα. Οι διαχοπτιχές χαταστάσεις που αναλύθηχαν απειχονίζονται παραχάτω:



Σχήμα 2.2: Διακοπτικές καταστάσεις των DC-DC μετατροπέων [9]

Η ύπαρξη του DC σταδίου προσφέρει κατά βάση τη δυνατότητα μετατροπής της DC τάσης τροφοδοσίας σε επιμέρους DC τάσεις πυκνωτών των υπομονάδων με ελεγχόμενο τρόπο. Έτσι, οι αντιστροφείς βλέπουν σταθερή τάση στην είσοδό τους ανεξαρτήτως των διαταραχών

της πηγής τροφοδοσίας και οποιωνδήποτε μεταβολών εντός του συστήματος, και ταυτόχρονα αποφεύγονται οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των εν σειρά διασυνδεμένων υπομονάδων. Οι DC-DC μετατροπείς πλήρους γέφυρας εξασφαλίζουν διπλάσια μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος της πηγής εισόδου σε σχέση με τον μετατροπέα ημιγέφυρας, μειώνοντας τις αντίστοιχες απώλειες. Ωστόσο, η αύξηση των διακοπτικών στοιχείων αυξάνει τις απώλειες της διάταξης και την πιθανότητα αστοχίας κάποιου στοιχείου. Επειδή η κυμάτωση του ρεύματος εισόδου μπορεί να μειωθεί σημαντικά με την αξιοποίηση της διαμόρφωσης εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης (phase-shifted PWM), η χρήση μετατροπέα ημιγέφυρας κρίνεται επαρκής και θα χρησιμοποιηθεί για την περαιτέρω ανάλυση της διάταξης.

Η λειτουργία του AC σταδίου αφορά τον έλεγχο ηλεκτρικού κινητήρα, τροφοδοτώντας τα τυλίγματά του με εναλλασσόμενη τάση ελεγχόμενου πλάτους και συχνότητας. Η διαφοροποίηση που προκύπτει σε σχέση με την τυπική διάταξη αντιστροφέα είναι ότι η τάση εισόδου δεν είναι πλέον σταθερή και ίση με αυτή της DC τροφοδοσίας, αλλά ελεγχόμενη, εισάγοντας έναν επιπλέον βαθμό ελευθερίας στη διαχείριση της διάταξης. Η ιδιότητα αυτή μπορεί να αξιοποιηθεί με πολλούς τρόπους. Συγκεκριμένα, όταν ο κινητήρας λειτουργεί υπό χαμηλή ταχύτητα, ενδείκνυται να μειωθεί η τάση πυκνωτή στην είσοδο του αντιστροφέα αντί του χρησιμοποιούμενου συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους, προκειμένου η επιθυμητή τάση να δημιουργηθεί με μειωμένες διακοπτικές απώλειες της διάταξης. Αντίστοιχα, όταν απαιτείται μεγάλη τάση στα τυλίγματα του κινητήρα δεν θα χρειαστεί να μεταβούν οι αντιστροφείς σε κατάσταση υπερδιαμόρφωσης, αλλά αυξάνοντας την τάση πυκνωτών μπορούν να αποφευχθούν οι χαμηλές αρμονικές που θα προέκυπταν. Οι αντιστροφείς των υπομονάδων απαντώνται σε μονοφασική και τριφασική τοπολογία, με την πρώτη να παρουσιάζει προκλήσεις στη διαχείριση, όπως θα αναλυθεί στη συνέχεια.

#### Διαμόρφωση εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης

Μια τεχνική που αξιοποιείται για τη μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου είναι η διαμόρφωση εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης (phase-shifted PWM, interleaved switching). Σύμφωνα με αυτή, οι DC-DC μετατροπείς κάθε υπομονάδας δεν έχουν κοινό πριονωτό φέρον, όπως συμβαίνει κατά την τυπική διαμόρφωση εύρους παλμών, αλλά το φέρον κάθε υπομονάδας μετατοπίζεται κατάλληλα. Σε διάταξη 3 υπομονάδων, διακοπτικής συχνότητας 100 kHz, οι δύο πιθανοί τρόποι διαμόρφωσης παρουσιάζονται στα παρακάτω σχήματα:



Σχήμα 2.3: Διαμόρφωση εύρους παλμών με συγχρονισμένους παλμούς (Αριστερά: Διαμόρφωση Δεξιά: Παλμοί)



Σχήμα 2.4: Διαμόρφωση εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης (Αριστερά: Διαμόρφωση Δεξιά: Παλμοί)

Στη γενική περίπτωση, το φέρον της υπομονάδας i σε μια διάταξη N υπομονάδων μετατοπίζεται χρονικά κατά  $\frac{i-1}{N} \cdot T_{sw}$ , με αποτέλεσμα οι αντίστοιχοι διακόπτες κάθε υπομονάδας να μην άγουν μονίμως ταυτόχρονα, ούτε κατά την περίπτωση συμμετρικής λειτουργίας της διάταξης. Με αυτόν τον τρόπο, η συχνότητα κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου αυξάνεται κατά N φορές σε περίπτωση συμμετρικής λειτουργίας, χωρίς να αυξάνονται οι διακοπτικές απώλειες, και περιορίζεται σημαντικά το εύρος κυμάτωσης. Ακόμα και κατά την περίπτωση ασύμμετρης λειτουργίας των υπομονάδων, όπου η συχνότητα κυμάτωσης του ρεύματος δεν μεταβάλλεται, το εύρος της περιορίζεται. Η τεχνική αυτή αξιοποιείται με δύο τρόπους: είτε για περιορισμό των απωλειών μέσω της μείωσης της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου, είτε, για δεδομένη επιθυμητή κυμάτωση, μειώνοντας το μέγεθος του πηνίου ανύψωσης και άρα τον όγχο του μετατροπέα.

#### 2.2 Αρχή λειτουργίας

Η ανάλυση λειτουργίας της διάταξης επιλέγεται να γίνει για τη γενιχή περίπτωση N υπομονάδων, με DC-DC μετατροπέα ημιγέφυρας και τριφασικό αντιστροφέα. Ο τελευταίος μπορεί να μοντελοποιηθεί ως αντίσταση  $R_L$  για λόγους απλότητας της ανάλυσης, με δεδομένο ότι κάθε υπομονάδα διακινεί σταθερή ισχύ προς τα τυλίγματα του κινητήρα. Προκειμένου η ανάλυση να είναι πλήρης, λαμβάνεται υπόψη και μια παρασιτική αντίσταση  $R_{\rm dc}$  στην είσοδο του μετατροπέα. Αυτή μοντελοποιεί την αντίσταση της πηγής τροφοδοσίας, του πηνίου, των καλωδίων και των διακοπτικών στοιχείων. Οι όροι  $I_{\rm dc}, V_{\rm cap,i}$  ορίζονται ως η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου και των τάσεων πυκνωτών κάθε υπομονάδας αντίστοιχα, και ο βαθμός χρησιμοποίησης  $D_i = \frac{t_{\rm on}}{T_{\rm sw}}$ χαρακτηρίζει τον άνω διακόπτη κάθε ημιγέφυρας των DC-DC μετατροπέων. Η τάση εισόδου ορίζεται ως  $V_{\rm dc}$ .

#### Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Στη μόνιμη κατάσταση, η μέση τιμή της τάσης στα άκρα του επαγωγικού στοιχείου εντός μιας διακοπτικής περιόδου πρέπει να είναι μηδενική (inductor volt-second balance). Σε αντίθετη περίπτωση, το ρεύμα του θα αυξανόταν συνεχώς. Κατ΄ αντιστοιχία, η μέση τιμή του ρεύματος που εισέρχεται στους πυκνωτές κάθε υπομονάδας πρέπει να είναι μηδενική (capacitor charge balance), ώστε να μην αυξάνεται συνεχώς η τάση τους. Αυτές οι συνθήκες, χρησιμοποιώντας προσέγγιση αμελητέας κυμάτωσης, μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$V_{\rm dc} - I_{\rm dc} \cdot R_{\rm dc} = \sum_{i=1}^{N} (1 - D_i) \cdot V_{\rm cap,i}$$
 (2.1)

$$(1 - D_i) \cdot I_{\rm dc} = \frac{V_{\rm cap,i}}{R_{\rm L,i}}$$

$$(2.2)$$

Πολλαπλασιάζοντας, για κάθε υπομονάδα, τη σχέση 2.2 με τον όρο  $R_{L,i} \cdot (1-D_i)$  και αθροίζοντας τις προκύπτουσες εξισώσεις, εμφανίζεται το δεξί μέρος της σχέσης 2.1. Τελικά, η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου υπολογίζεται ως:

$$I_{\rm dc} = \frac{V_{\rm dc}}{R_{\rm dc} + \sum_{i=1}^{N} (1 - D_i)^2 \cdot R_{\rm L,i}}$$
(2.3)

Με βάση τις σχέσεις 2.2, 2.3 και με κατάλληλες αντικαταστάσεις, η μέση τιμή της τάσης πυκνωτή κάθε υπομονάδας υπολογίζεται ως:

$$V_{\rm cap,i} = (1 - D_i) \cdot R_{\rm L,i} \cdot \frac{V_{\rm dc}}{R_{\rm dc} + \sum_{j=1}^{N} (1 - D_j)^2 \cdot R_{\rm L,j}}$$
(2.4)

Εδώ κρίνεται απαραίτητο να τονιστεί ότι οι παραπάνω εξισώσεις ισχύουν όταν το μέγεθος του πηνίου εισόδου είναι αρκετά μεγάλο ώστε να μπορεί να αγνοηθεί πλήρως η επίδραση της κυμάτωσης ρεύματος εισόδου. Σε αντίθετη περίπτωση, και συγκεκριμένα κατά την ασύμμετρη λειτουργία του μετατροπέα, οι παραπάνω εξισώσεις παύουν να ισχύουν.

Σε συνθήκες συμμετρικής λειτουργίας, όπου οι υπομονάδες λειτουργούν με κοινό βαθμό χρησιμοποίησης και κοινή τάση πυκνωτών, οι παραπάνω εξισώσεις παίρνουν την εξής μορφή:

$$V_{\rm cap} = \frac{V_{\rm dc}}{N \cdot (1 - D) + \frac{R_{\rm dc}}{(1 - D) \cdot R_{\rm L}}}$$
(2.5)

$$I_{\rm dc} = \frac{V_{\rm dc}}{R_{\rm dc} + N \cdot (1 - D)^2 \cdot R_{\rm L}}$$
(2.6)

Επιπλέον, αν αμεληθεί η πτώση τάσης στην παρασιτική αντίσταση:

$$V_{\rm cap} = \frac{V_{\rm dc}}{N \cdot (1-D)} \tag{2.7}$$

$$I_{\rm dc} = \frac{V_{\rm dc}}{N \cdot (1-D)^2 \cdot R_{\rm L}}$$
(2.8)

Οι σχέσεις 2.7, 2.8, κατ΄ αντιστοιχία με τις σχέσεις 1.1, 1.2, αποδεικνύουν ότι ο MHF μετατροπέας αποτελεί αρθρωτή παραλλαγή του μετατροπέα ανύψωσης τάσης (boost converter) για Ν εν σειρά διασυνδεδεμένες υπομονάδες. Αξίζει ακόμη να ερμηνευθεί η επίδραση της παρασιτικής αντίστασης στις τάσεις των πυκνωτών του μετατροπέα, εφόσον αυτή έχει ικανό μέγεθος ώστε να ληφθεί υπόψη. Για δεδομένη τάση εισόδου, φορτίο εξόδου και βαθμό χρησιμοποίησης των διακοπτών, η πτώση τάσης στην αντίσταση οδηγεί σε μειωμένη τάση πυκνωτών. Μάλιστα, επειδή το ρεύμα εισόδου εξαρτάται από το φορτίο στην έξοδο του μετατροπέα, και η πτώση τάσης στην αντίσταση είναι ανάλογη του ρεύματος εισόδου, δημιουργείται μια εξάρτηση των τάσεων πυκνωτών από το φορτίο εξόδου, η οποία δεν ήταν εμφανής στη περίπτωση αμελητέας παρασιτικής αντίδρασης.

#### Δυναμικό μοντέλο

Οι δυναμικές εξισώσεις του συστήματος εξάγονται χρησιμοποιώντας την προσέγγιση αμελητέας κυμάτωσης για το ρεύμα εισόδου και τις τάσεις πυκνωτών κάθε υπομονάδας, που αποτελούν και τις μεταβλητές κατάστασεις του συστήματος. Επομένως, για μια διάταξη Ν υπομονάδων προκύπτουν N+1 δυναμικές εξισώσεις:

$$\frac{dI_{\rm dc}}{dt} = -\frac{R_{\rm dc}}{L_{\rm dc}} \cdot I_{\rm dc} - \frac{1}{L_{\rm dc}} \cdot \sum_{j=1}^{N} (1 - D_j) \cdot V_{\rm cap,j} + \frac{1}{L_{\rm dc}} \cdot V_{\rm dc}$$
(2.9)

$$\frac{dV_{\text{cap,i}}}{dt} = \frac{1 - D_i}{C_{\text{SM,i}}} \cdot I_{\text{dc}} - \frac{1}{C_{\text{SM,i}} \cdot R_{L,i}} \cdot V_{\text{cap,i}}$$
(2.10)

Το δυναμικό σύστημα που περιγράφει τη λειτουργία του MHF μετατροπέα περιλαμβάνει συντελεστές των μεταβλητών κατάστασης που δεν είναι υποχρεωτικά σταθεροί, αλλά πιθανώς χρονομεταβλητοί, όπως το φορτίο εξόδου και ο βαθμός χρησιμοποίησης.

#### 2.3 Εξισώσεις χυμάτωσης ρεύματος πηνίου

Το επαγωγικό στοιχείο στην είσοδο του μετατροπέα, ως φίλτρο εισόδου, καθορίζει σε μεγάλο βαθμό το συνολικό όγκο και βάρος της διάταξης. Κατά την επιλογή της τιμή της αυτεπαγωγής, λοιπόν, πρέπει να υπάρξει σχεδιαστικός συμβιβασμός μεταξύ του μεγέθους και της επιθυμητής κυμάτωσης. Η κυμάτωση του ρεύματος, και μάλιστα σε υψηλές συχνότητες, αυξάνει τις απώλειες του μετατροπέα. Συγκεκριμένα, εμφανίζονται απώλειες πυρήνα στο επαγωγικό στοιχείο και αυξημένες απώλειες αγωγής, λόγω μεγαλύτερης rms τιμής του ρεύματος και λόγω του επιδερμικού φαινομένου, που αυξάνει την ισοδύναμη ωμική αντίσταση. Για αυτόν το λόγο εξάγονται οι εξισώσεις που περιγράφουν την κυμάτωση του ρεύματος εισόδου με διαμόρφωση εύρους παλμών, αρχικά συγχρονισμένων, και εξετάζεται η δυνατότητα μείωσης της κυμάτωσης μέσω ολίσθησης φάσης. Η ανάλυση αφορά την περίπτωση συμμετρικής λειτουργίας των υπομονάδων, όπου οι βαθμοί χρησιμοποίησης, οι τάσεις πυκνωτών και τα φορτία στην έξοδο είναι κοινά για κάθε υπομονάδα.

#### Περίπτωση συγχρονισμένων παλμών

Σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, υπό συμμετρικές συνθήκες, εμφανίζονται οι 2 παρακάτω διακοπτικές καταστάσεις στο DC στάδιο του μετατροπέα εντός μιας διακοπτικής περιόδου:



Σχήμα 2.5: Λειτουργικές καταστάσεις του DC σταδίου

Εξετάζοντας την περίπτωση αγωγής των άνω διακοπτών κάθε ημιγέφυρας, χρονικής διάρκειας  $D\cdot T_{
m sw},$  η κυμάτωση ΔΙ του ρεύματος εισόδου υπολογίζεται ως:

$$V_{\rm L} = L \cdot \frac{\Delta I}{D \cdot T_{\rm sw}} = V_{\rm dc} \Rightarrow \Delta I = \frac{V_{\rm dc}}{L} \cdot D \cdot T_{\rm sw}$$
(2.11)

Είναι σαφές ότι, για δεδομένη τάση εισόδου, η χυμάτωση του ρεύματος παρουσιάζει γραμμιχή εξάρτηση από τον βαθμό χρησιμοποίησης. Με δεδομένο ότι ο μετατροπέας εντέλει θα λειτουργεί υπό ελεγχόμενη τάση πυχνωτών, είναι χρήσιμη η ανάδειξη της σχέσης της χυμάτωσης ρεύματος με τον βαθμό χρησιμοποίησης για δεδομένη τάση πυχνωτών, με βάση τη σχέση 2.7:

$$\Delta I = \frac{N \cdot V_{\text{cap}}}{L} \cdot D \cdot (1 - D) \cdot T_{\text{sw}}$$
(2.12)



Οι σχέσεις 2.11, 2.12 απεικονίζονται γραφικά ως εξής:

Σχήμα 2.6: Εξάρτηση κυμάτωσης ρεύματος εισόδου από το βαθμό χρησιμοποίησης (Αριστερά: Υπό δεδομένη τάση εισόδου Δεξιά: Υπό δεδομένη τάση πυκνωτή)

Η επίδραση του βαθμού χρησιμοποίησης στην χυμάτωση, τόσο υπό δεδομένη τάση εισόδου όσο και υπό δεδομένη τάση πυχνωτών, καθιστά εμφανές ότι υπάρχουν τρόποι διαχείρισης της διάταξης που μπορούν να εξασφαλίσουν μεγαλύτερο βαθμό απόδοσης. Ένα προφανές παράδειγμα αποτελεί η αποφυγή λειτουργίας της διάταξης με βαθμό χρησιμοποίησης κοντά στο 0.5 υπό δεδομένη τάση πυχνωτών, κάτι που μπορεί να επιτευχθεί με κατάλληλες σχεδιαστικές επιλογές. Βεβαίως, εκτός της κυμάτωσης του ρεύματος, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη και η μέση τιμή του, που επίσης εξαρτάται από το βαθμό χρησιμοποίησης και καθορίζει σε σημαντικό ποσοστό τις απώλειες της διάταξης. Πέραν του βαθμού χρησιμοποίησης, είναι αντιληπτή η σχέση της κυμάτωσης του ρεύματος με την τιμή της αυτεπαγωγής και της διακοπτικής περιόδου. Επισημαίνεται ότι έχει αγνοηθεί η επίδραση της αντίστασης εισόδου R<sub>dc</sub> στις παραπάνω εξισώσεις, η οποία θα τροποποιούσε μόνο τη σχέση 2.11, εισάγοντας μια εξάρτηση από το φορτίο εξόδου.

#### Περίπτωση ολίσθησης φάσης

Όταν αξιοποιείται η τεχνική ολίσθησης φάσης, και με δεδομένη τη συμμετρική λειτουργία των υπομονάδων, προκύπτουν Ν διακριτές περιοχές λειτουργίας της διάταξης με βάση τον βαθμό χρησιμοποίησης, προκειμένου να προσδιοριστεί η κυμάτωση του ρεύματος εισόδου. Επιπλέον, λόγω ολίσθησης φάσης, η τάση στα άχρα του πηνίου εισόδου είναι περιοδιχή με περίοδο  $T_{\rm sw}/N$ . Συνεπώς, η περίοδος της χυμάτωσης του ρεύματος εισόδου είναι ίση με  $T_{\rm sw}/N$ , και αρχεί η χυχλωματιχή ανάλυση του μετατροπέα σε αυτό το διάστημα προχειμένου να υπολογιστεί το εύρος της χυμάτωσης. Το εύρος της χυμάτωσης υπολογίζεται, μέσω χλειστού τύπου, ως:

$$\Delta I = \frac{V_{\text{cap}} \cdot (1 - \tilde{D}) \cdot \tilde{D} \cdot T_{\text{sw}}}{N \cdot L} , \text{ όπου } \tilde{D} = N \cdot D - \lfloor N \cdot D \rfloor$$
(2.13)

Η παραπάνω σχέση επαληθεύεται για την περίπτωση 3 υπομονάδων, η οποία θα εξεταστεί αναλυτικότερα στην παρούσα εργασία. Συγκεκριμένα:

• Για D < 0.33 εμφανίζονται οι παραχάτω λειτουργιχές χαταστάσεις:



Σχήμα 2.7: Λειτουργικές καταστάσεις για D<0.33

Στο διάστημα  $D\cdot T_{
m sw},$  η τάση στα άχρα του επαγωγικού στοιχείου είναι:

$$V_{\rm L} = L \cdot \frac{\Delta I}{D \cdot T_{\rm sw}} = V_{\rm dc} - 2 \cdot V_{\rm cap} \Rightarrow \Delta I = \frac{V_{\rm dc} - 2 \cdot V_{\rm cap}}{L} \cdot D \cdot T_{\rm sw}$$
(2.14)

Επομένως, για δεδομένη τάση εισόδου:

$$\Delta I = \frac{V_{\rm dc} - 2 \cdot \frac{V_{\rm dc}}{3 \cdot (1-D)}}{L} \cdot D \cdot T_{\rm sw} = \frac{V_{\rm dc} \cdot (1-3D)}{3 \cdot (1-D) \cdot L} \cdot D \cdot T_{\rm sw}$$
(2.15)

Για δεδομένη τάση πυκνωτή:

$$\Delta I = \frac{V_{\text{cap}} \cdot 3 \cdot (1 - D) - 2 \cdot V_{\text{cap}}}{L} \cdot D \cdot T_{\text{sw}} = \frac{V_{\text{cap}} \cdot (1 - 3D) \cdot D \cdot T_{\text{sw}}}{L}$$
(2.16)

• Για 0.33 < D < 0.66 εμφανίζονται οι παρακάτω λειτουργικές καταστάσεις:



Σχήμα 2.8: Λειτουργικές καταστάσεις για 0.33 < D < 0.66

Στο διάστημα  $D\cdot T_{\rm sw}-\frac{T_{\rm sw}}{3},$ η τάση στα άχρα του επαγωγικού στοιχείου είναι:

$$V_{\rm L} = L \cdot \frac{\Delta I}{(D - \frac{1}{3}) \cdot T_{\rm sw}} = V_{\rm dc} - V_{\rm cap} \Rightarrow \Delta I = \frac{V_{\rm dc} - V_{\rm cap}}{L} \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T_{\rm sw}$$
(2.17)

Επομένως, για δεδομένη τάση εισόδου:

$$\Delta I = \frac{V_{\rm dc} - \frac{V_{\rm dc}}{3 \cdot (1-D)}}{L} \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T_{\rm sw} = \frac{V_{\rm dc} \cdot (2 - 3D)}{3 \cdot (1-D) \cdot L} \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T_{\rm sw}$$
(2.18)

Για δεδομένη τάση πυκνωτή:

$$\Delta I = \frac{V_{\text{cap}} \cdot 3 \cdot (1 - D) - V_{\text{cap}}}{L} \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T_{\text{sw}} = \frac{V_{\text{cap}} \cdot (2 - 3D) \cdot (D - \frac{1}{3}) \cdot T_{\text{sw}}}{L} \quad (2.19)$$

• Για D > 0.66 εμφανίζονται οι παρακάτω λειτουργικές καταστάσεις:



Σχήμα 2.9: Λειτουργικές καταστάσεις για D>0.66

Στο διάστημα  $D\cdot T_{\rm sw}-\frac{2\cdot T_{\rm sw}}{3},$ η τάση στα άκρα του επαγωγικού στοιχείου είναι:

$$V_{\rm L} = L \cdot \frac{\Delta I}{(D - \frac{2}{3}) \cdot T_{\rm sw}} = V_{\rm dc} \Rightarrow \Delta I = \frac{V_{\rm dc}}{L} \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T_{\rm sw}$$
(2.20)

Για δεδομένη τάση πυχνωτή:

$$\Delta I = \frac{V_{\text{cap}} \cdot 3 \cdot (1 - D)}{L} \cdot (D - \frac{2}{3}) \cdot T_{\text{sw}}$$
(2.21)

Οι παραπάνω σχέσεις οδηγούν στις εξής γραφικές απεικονίσεις:



Σχήμα 2.10: Εξάρτηση χυμάτωσης ρεύματος εισόδου από το βαθμό χρησιμοποίησης (Αριστερά: Υπό δεδομένη τάση εισόδου Δεξιά: Υπό δεδομένη τάση πυχνωτή)

Όπως και κατά την περίπτωση συγχρονισμένων παλμών, είναι εμφανές ότι η κυμάτωση μπορεί να μειωθεί με κατάλληλες σχεδιαστικές επιλογές που εξασφαλίζουν λειτουργία υπό συγκεκριμένες ζώνες του βαθμού χρησιμοποίησης. Η σχέση της κυμάτωσης με τον βαθμό χρησιμοποίησης είναι εν γένει μη γραμμική και στις δύο περιπτώσεις που παρουσιάζονται, εκτός της περίπτωσης  $D > \frac{2}{3}$  για δεδομένη τάση εισόδου. Υπογραμμίζεται ότι η ανάλυση αμελεί την επίδραση της παρασιτικής αντίστασης εισόδου.

#### 2.4 Επαλήθευση των εξισώσεων με προσομοιώσεις

Η επαλήθευση των εξισώσεων θα πραγματοποιηθεί για την περίπτωση 3 υπομονάδων (N=3), με ωμικό φορτίο στην έξοδο κάθε DC-DC μετατροπέα, προσομοιώνοντας τη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα. Εξετάζεται η λειτουργία μετατροπέα διακοπτικής συχνότητας 100 kHz, με χωρητικότητα πυκνωτών C = 50 μF και αυτεπαγωγή L = 65 μH για το πηνίο εισόδου. Επιβάλλονται μεταβολές του βαθμού χρησιμοποίησης, του φορτίου εξόδου και της τάσης εισόδου, και εξετάζεται η επίδραση της αντίστασης εισόδου και της τεχνικής διαμόρφωσης στη λειτουργία του μετατροπέα.

Αρχικά, εξετάζεται η περίπτωση συμμετρικής λειτουργίας του μετατροπέα χρησιμοποιώντας συγχρονισμένους παλμούς ή ολίσθηση φάσης, χωρίς να λαμβάνεται υπόψη η αντίσταση εισόδου. Αυτή η συνθήκη αντιστοιχεί σε  $R_{\rm dc} = 0.1~\Omega$ , με την πτώση τάσης στην παρασιτική αντίσταση να θεωρείται αμελητέα. Στη συνέχεια λαμβάνεται υπόψη η επίδραση της αντίστασης εισόδου, χρησιμοποιώντας  $R_{\rm dc} = 1~\Omega$ , με ολίσθηση φάσης. Λόγω συμμετρίας, η απόκριση της τάσης πυκνωτών κάθε υπομονάδας είναι κοινή. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται για αρχική φόρτιση των πυκνωτών στα 100 V. Για κάθε περίπτωση παρατίθεται ένας πίνακας με τα δεδομένα της προσομοίωσης και τα αποτελέσματα για τα κρίσιμα μεγέθη του προβλήματος, και οι αποκρίσεις του ρεύματος εισόδου και της τάσης πυκνωτών.

Κατάσταση	Δεδομένα	$I_{\rm dc}$ (A)	$V_{ m cap}$ (V)	$\Delta I (A)$
		Προσομοίωση -	Προσομοίωση -	
		Εξισώσεις	Εξισώσεις	
1	$V_{\rm dc} = 150$ V, $D = 0.6$ , $R_L = 30$ $\Omega$	10.34 - 10.34	124.04 - 124.14	13.7
2	$V_{\rm dc} = 150 \text{ V}, \ \boldsymbol{D} = \boldsymbol{0.5}, \ R_L = 30 \ \Omega$	6.63 - 6.64	99.46 - 99.55	11.48
3	$V_{\rm dc} = 210 \ V, D = 0.5, R_L = 30 \ \Omega$	9.28 - 9.29	139.25 - 139.38	16.08
4	$V_{\rm dc} = 210 \text{ V}, \ \boldsymbol{D} = 0.3, \ R_L = 30 \ \Omega$	4.75 - 4.75	99.66 - 99.77	9.67
5	$V_{\rm dc} = 210$ V, $D = 0.3$ , $R_L = 10$ $\Omega$	14.19 - 14.19	99.21 - 99.32	9.64

Συγχρονισμένοι παλμοί - Αντίσταση εισόδου 0.1 Ω

Πίνακας 2.1: Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης



Σχήμα 2.11: Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσης πυκνωτή

Τα παραπάνω αριθμητικά αποτελέσματα επαληθεύουν τις σχέσεις 2.3, 2.4 που έχουν διατυπωθεί, ενώ εξάγονται και ορισμένες παρατηρήσεις που αφορούν τις ποιοτικές σχέσεις των μεγεθών. Συγκεκριμένα, είναι εμφανές ότι η μικρή αντίσταση εισόδου για τις δεδομένες τιμές παθητικών φίλτρων δημιουργεί σημαντικές ταλαντώσεις στην απόκριση του συστήματος. Συγκρίνοντας τις καταστάσεις 1 και 2, όπου η τάση εισόδου είναι σταθερή και ο βαθμός χρησιμοποίησης μεταβάλλεται, επιβεβαιώνεται άμεσα η γραμμική σχέση της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου με τον βαθμό χρησιμοποίησης. Οι καταστάσεις 2,3 επαληθεύουν ότι η σχέση μεταξύ κυμάτωσης και τάσης εισόδου είναι πρακτικά γραμμική, για δεδομένο βαθμό χρησιμοποίησης. Στις καταστάσεις 2, 4 η τάση πυκνωτών είναι πρακτικά σταθερή και ο βαθμός χρησιμοποίησης μεταβάλλεται. Εκεί επιβεβαιώνεται ότι η σχέση της κυμάτωσης με τον βαθμό χρησιμοποίησης δεν είναι γραμμική, με τη μεγαλύτερη κυμάτωση να εντοπίζεται για D = 0.5. Μάλιστα, πέραν της κυμάτωσης, η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου είναι μικρότερη για D = 0.6, μειώνοντας περαιτέρω τις απώλειες αγωγής και καθιστώντας την κατάσταση 4 ως ευνοϊκότερη ισοδύναμη κατάσταση λειτουργίας. Τέλος, με βάση την κατάσταση 5, παρατηρείται ότι η μεταβολή του φορτίου εξόδου δεν μεταβάλλει τις τάσεις πυκνωτών όταν αμελείται η αντίσταση εισόδου.

Είναι αχόμα σημαντικό να επεξηγηθεί η συμπεριφορά του μετατροπέα κατά τις επιβαλλόμενες μεταβολές. Κατά την πρώτη μεταβολή, η μείωση του βαθμού χρησιμοποίησης αυξάνει προς στιγμή την τάση που βλέπει το επαγωγικό στοιχείο από τον μετατροπέα, άρα η τάση στα άκρα του και το ρεύμα εισόδου μειώνονται. Η μείωση του ρεύματος εισόδου οδηγεί στη μείωση της τάσης των πυχνωτών. Κατά τη δεύτερη μεταβολή, η αύξηση της τάσης εισόδου αυξάνεται την τάση στοις πυχνωτές των υπομονάδων και η τάση τους αυξάνεται. Κατά την τέσος που ρεύμα εισόδου αυξάνει προς στιγμή την τάση στα άκρα του επαγωγικού στοιχείου και άρα το ρεύμα εισόδου αυξάνεται. Κατά τη δεύτερη μεταβολή, η αύξηση της τάσης εισόδου αυξάνεται, επομένως, μεγαλύτερο ρεύμα στους πυχνωτές των υπομονάδων και η τάση τους αυξάνεται. Κατά την τελευταία μεταβολή, η μείωση των αντιστάσεων εξόδου  $R_L$  οδηγεί σε αύξηση του ρεύματος εξόδου, με το μέσο ρεύμα εισόδου κάθε υπομονάδας να είναι σταθερό. Επομένως, η τάση των πυχνωτών μειώνεται, και η τάση στα άκρα του επαγωγικού στοιχείου και όρα του χαθησεί στην προηγούμενη τιμή της. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι αμελείται η επίδραση της αντίστασης εισόδου, οπότε η τάση πυχνωτών είναι ανεξάρτητη του φορτίου.

Κατάσταση	Δεδομένα	$I_{ m dc}$ (A)	$V_{\rm cap}$ (V)	$\Delta I$ (A)
		Προσομοίωση -	Προσομοίωση -	
		Εξισώσεις	Εξισώσεις	
1	$V_{\rm dc} = 150 \text{ V}, D = 0.6, R_L = 30 \Omega$	10.34 - 10.34	124.1 - 124.14	1.01
2	$V_{\rm dc} = 150 \text{ V},  \boldsymbol{D} = 0.5,  R_L = 30  \Omega$	6.63 - 6.64	99.56 - 99.55	1.27
3	$V_{\rm dc} = 210 \ V, D = 0.5, R_L = 30 \ \Omega$	9.28 - 9.29	139.38 - 139.38	1.78
4	$V_{\rm dc} = 210 \text{ V},  \boldsymbol{D} = 0.3,  R_L = 30  \Omega$	4.75 - 4.75	99.77 - 99.77	0.46
5	$V_{\rm dc} = 210 \text{ V}, D = 0.3, R_L = 10 \Omega$	14.19 - 14.19	99.32 - 99.32	0.46

#### Ολίσθηση φάσης - Αντίσταση εισόδου 0.1 Ω

Πίνακας 2.2: Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης



Σχήμα 2.12: Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσης πυκνωτή

Μια πρώτη παρατήρηση που αφορά την ολίσθηση φάσης είναι η σημαντική μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος σε κάθε κατάσταση λειτουργίας, ανεξαρτήτως των ποιοτικών σχέσεων. Συγκρίνοντας τις καταστάσεις 1 και 2, όπου η τάση εισόδου είναι σταθερή, επαληθεύεται ότι η σχέση μεταξύ βαθμού χρησιμοποίησης και κυμάτωσης παύει να είναι γραμμική. Αντίστοιχα, για δεδομένη τάση πυκνωτή στις καταστάσεις 2 και 4, το ποσοστό μείωσης της κυμάτωσης για D = 0.6 είναι πολύ μεγαλύτερο σε σχέση με την περίπτωση συγχρονισμένων παλμών.

Τέλος, κρίνεται σημαντικό να εξεταστεί η διαφοροποίηση της κυμάτωσης του ρεύματος κατά τη διαμόρφωση με συγχρονισμένους παλμούς και με ολίσθηση φάσης. Πέραν του εύρους της κυμάτωσης, σε συνθήκες συμμετρικής λειτουργίας μεταβάλλεται και η περίοδός της και ισούται πλέον με  $T_{\rm sw}/N$ , όπου N ο αριθμός υπομονάδων. Λόγω συμμετρίας και κοινού βαθμού χρησιμοποίησης, η μέση τιμή του ρεύματος που εισέρχεται σε κάθε υπομονάδα είναι κοινή. Ενδεικτικά παρατίθεται η κυμάτωση του ρεύματος εισόδου για την κατάσταση 2:



Σχήμα 2.13: Σύγκριση κυμάτωσης ρεύματος εισόδου με συγχρονισμένους παλμούς και με ολίσθηση φάσης

Ολίσθηση	φάσης	- Αντίσταση	εισόδου	1	$\Omega$

Κατάσταση	Δεδομένα	$I_{\rm dc}$ (A)	$V_{\rm cap}$ (V)	$\Delta I (A)$
		Προσομοίωση -	Προσομοίωση -	
		Εξισώσεις	Εξισώσεις	
1	$V_{\rm dc} = 150$ V, $D = 0.6$ , $R_L = 30$ $\Omega$	9.74 - 9.74	116.88 - 116.88	0.96
2	$V_{\rm dc} = 150 \text{ V}, \ \boldsymbol{D} = \boldsymbol{0.5}, \ R_L = 30 \ \Omega$	6.38 - 6.38	95.75 - 95.74	1.23
3	$V_{\rm dc} = 210 \ V, D = 0.5, R_L = 30 \ \Omega$	8.93 - 8.94	134.04 - 134.04	1.73
4	$V_{\rm dc} = 210 \text{ V}, \ \boldsymbol{D} = 0.3, \ R_L = 30 \ \Omega$	4.65 - 4.66	97.78 - 97.78	0.45
5	$V_{\rm dc} = 210 \text{ V}, D = 0.3, R_L = 10 \Omega$	13.37 - 13.38	93.63 - 93.63	0.43

Πίναχας 2.3: Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης



Σχήμα 2.14: Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσης πυκνωτή

Κατά τις αντίστοιχες μεταβολές με προηγουμένως, η τάση πυκνωτών και το ρεύμα εισόδου είναι πλέον μειωμένα, λόγω της πτώσης τάσης στην αντίσταση εισόδου. Η τιμή της τάσης πυκνωτών εξαρτάται τώρα και από το φορτίο εξόδου, όπως φαίνεται μεταξύ των καταστάσεων 4 και 5. Η συμπεριφορά αυτή επιβάλλει την υλοποίηση ενός σχήματος ελέγχου κλειστού βρόχου για τον μετατροπέα, προκειμένου να αντιμετωπίζονται αυτές οι μεταβολές του φορτίου, πέραν των διαταραχών της τάσης εισόδου. Σε ένα ιδανικό σύστημα θα μπορούσε να υλοποιηθεί ένα απλό σχήμα ελέγχου όπου, με κατάλληλη μέτρηση της τάσης εισόδου, θα επιλεγόταν άμεσα ο βαθμός χρησιμοποίησης που εξασφαλίζει την επιθυμητή τάση πυκνωτών, σύμφωνα με τη σχέση 2.7. Ωστόσο, η επίδραση της αντίστασης εισόδου καθιστά αυτό το σχήμα ελέγχου ανεπαρκές.

#### Ασύμμετρη κατάσταση λειτουργίας

Η περίπτωση συμμετριχής λειτουργίας αποτελεί εν γένει εξιδανίχευση, ιδιαίτερα όταν ο μετατροπέας αξιοποιείται για ανεξάρτητη διαχείριση πολλαπλών χινητήρων μέσω των υπομονάδων. Επομένως, είναι σημαντιχό να εξεταστεί η περίπτωση ασύμμετρης λειτουργίας των υπομονάδων και να αναλυθεί η συμπεριφορά της διάταξης σε βηματιχές μεταβολές του φορτίου και του βαθμού χρησιμοποίησης. Οι μεταβολές εξετάζονται για τάση εισόδου  $V_{\rm dc} = 150$  V, με συγχρονισμένους παλμούς ή με ολίσθηση φάσης, λαμβάνοντας υπόψη την επίδραση της αντίστασης εισόδου ( $R_{\rm dc} = 1$  Ω).

#### Συγχρονισμένοι παλμοί

Κατάσταση	Δεδομένα	$I_{\rm dc}$ (A)	$V_{\rm cap}$ (V)	$\Delta I (A)$
		Προσομοίωση -	Προσομοίωση -	
		Εξισώσεις	Εξισώσεις	
	D1 = 0.7, D2 = 0.7,		V1: 145 - 145.16	
1	$D3 = 0.7, R_{L1} = 25 \ \Omega,$	19.45 - 19.35	V2:145 - 145.16	14
	$R_{L2} = 25 \ \Omega, \ R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3:145 - 145.16	
	D1 = 0.7, D2 = 0.7,		V1:224.74 - 225	
2	$D3 = 0.7, R_{L1} = 50 \Omega,$	15.1 - 15	V2: 112.37 - 112.5	14.6
	$R_{L2} = 25 \ \Omega, \ R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3: 112.37 - 112.5	
	D1 = 0.7, D2 = 0.7,		V1: 183.46 - 183.67	
3	$D3 = 0.7, R_{L1} = 50 \ \Omega,$	12.36 - 12.25	V2: 183.46 - 183.67	14.8
	$\boldsymbol{R_{L2}=50} \ \boldsymbol{\Omega}, \ \boldsymbol{R_{L3}=25} \ \boldsymbol{\Omega}$		V3:91.73-91.84	
	D1 = 0.7, D2 = 0.7,		V1:101.56 - 118.42	
4	$D3 = 0.4, R_{L1} = 50 \ \Omega,$	8.09 - 7.89	V2:101.56 - 118.42	9
	$R_{L2} = 50 \ \Omega, \ R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3: 134.87 - 118.42	
	D1 = 0.74, D2 = 0.74,		V1: 145.44 - 158.3	
5	$D3 = 0.573, R_{L1} = 50 \Omega,$	12.37 - 12.18	V2: 145.44 - 158.3	12.2
	$R_{L2} = 50 \ \Omega, \ R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3: 145.1 - 129.99	

Πίναχας 2.4: Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης



Σχήμα 2.15: Από<br/>κριση ρεύματος εισόδου και τάσεων πυκνωτών

Τα αριθμητικά αποτελέσματα που προκύπτουν παρουσιάζουν, σε ορισμένες περιπτώσεις, δια-

φοροποίηση σε σχέση με τις εξισώσεις 2.3, 2.4 για τη μέση τιμή του ρεύματος εισόδου και των τάσεων πυχνωτών. Όπως έχει διευχρινιστεί, χατά την ασύμμετρη λειτουργία των υπομονάδων, οι συγκεκριμένες εξισώσεις επαληθεύονται όταν το μέγεθος του πηνίου εισόδου είναι αρχετά μεγάλο ώστε να εξαλείψει την επίδραση της χυμάτωσης του ρεύματος εισόδου. Στη συγκεκριμένη περίπτωση αυτή η συνθήκη δεν ικανοποιείται. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η απόχριση της διάταξης χατά την εισαγωγή ασυμμετρίας, επειδή δεν παρατηρούνται μεταβολές αποκλειστικά στην υπομονάδα που δημιούργησε την ασυμμετρία, αλλά σε όλες τις υπομονάδες. Ενδειχτιχά, με βάση τις χαταστάσεις 2 χαι 3: η αύξηση της αντίστασης εξόδου  $R_L$  συνεπάγεται τη στιγμιαία μείωση του ρεύματος στην έξοδο της υπομονάδας, με το ρεύμα στην είσοδό της να μην έχει μεταβληθεί. Επομένως, το ρεύμα αυτό φορτίζει τον πυχνωτή και αυξάνει την τάση του, με αποτέλεσμα η τάση που βλέπει το επαγωγικό στοιχείο εισόδου από τον μετατροπέα να είναι αυξημένη. Άρα η τάση στα άχρα του επαγωγιχού στοιχείου μειώνεται, χαι αντίστοιχα μειώνεται το ρεύμα εισόδου. Το μειωμένο ρεύμα εισόδου οδηγεί στη μείωση των τάσεων των υπόλοιπων υπομονάδων. Εφόσον αυτές έχουν κοινό φορτίο και βαθμό χρησιμοποίησης, η τελική τιμή των τάσεων των πυκνωτών τους θα είναι κοινή στην περίπτωση συγγρονισμένων παλμών. Αντίστοιχα συμπεράσματα προχύπτουν για τη μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης (κατάσταση 4). Συγκρίνοντας τις καταστάσεις 1 και 5, όπου οι τάσεις πυκνωτών είναι κοινές σε συμμετρική και ασύμμετρη λειτουργία αντίστοιχα, είναι σαφές οτι στην ασύμμετρη λειτουργία αυτό μπορεί να επιτευχθεί μόνο με διαφορετιχούς βαθμούς χρησιμοποίησης για τις υπομονάδες που λειτουργούν υπό διαφορετικό φορτίο.

Κατάσταση	Δεδομένα	$I_{\rm dc}$ (A)	$V_{ m cap}$ (V)	$\Delta I (A)$
		Προσομοίωση -	Προσομοίωση -	
		Εξισώσεις	Εξισώσεις	
	D1 = 0.7, D2 = 0.7,		V1: 145.16 - 145.16	
1	$D3 = 0.7, R_{L1} = 25 \ \Omega,$	19.35 - 19.35	V2: 145.16 - 145.16	0.67
	$R_{L2} = 25 \ \Omega, \ R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3: 145.16 - 145.16	
	D1 = 0.7, D2 = 0.7,		V1:223.49-225	
2	$D3 = 0.7, R_{L1} = 50 \Omega,$	15.03 - 15	V2:106.86 - 112.5	4.05
	$R_{L2} = 25 \ \Omega, \ R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3: 119.54 - 112.5	
	D1 = 0.7, D2 = 0.7,		V1: 193.04 - 183.67	
3	$D3 = 0.7, R_{L1} = 50 \ \Omega,$	12.28 - 12.25	V2: 172.56 - 183.67	3.45
	$R_{L2} = 50 \ \Omega, R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3:93.46-91.84	
	D1 = 0.7, D2 = 0.7,		V1: 130.81 - 118.42	
4	$D3 = 0.4, R_{L1} = 50 \Omega,$	7.94 - 7.89	V2: 121.77 - 118.42	3.7
	$R_{L2} = 50 \ \Omega, \ R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3: 110.46 - 118.42	
	D1 = 0.772, D2 = 0.782,		V1: 144.3 - 137.89	
5	$D3 = 0.493, R_{L1} = 50 \Omega,$	12.15 - 12.09	V2: 144.64 - 131.84	4.35
	$R_{L2} = 50 \ \Omega, \ R_{L3} = 25 \ \Omega$		V3: 144.78 - 153.31	

#### Ολίσθηση φάσης

Πίναχας 2.5: Δεδομένα και αποτελέσματα προσομοίωσης


Σχήμα 2.16: Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσεων πυκνωτών

Κατά την ολίσθηση φάσης, υπάρχουν εκ νέου καταστάσεις όπου τα αριθμητικά αποτελέσματα παρουσιάζουν διαφοροποίηση σε σχέση με τις εξισώσεις μόνιμης κατάστασης για το ρεύμα εισόδου και τις τάσεις πυκνωτών, λόγω της επίδρασης της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου. Η ποιοτική απόκριση του συστήματος στις επιβαλλόμενες μεταβολές μοιάζει σε μεγάλο βαθμό με εχείνη των συγχρονισμένων παλμών. Ωστόσο, μια σημαντιχή διαφοροποίηση είναι η εξής: όταν στο σύστημα επικρατεί ασυμμετρία αλλά υπάρχουν υπομονάδες με κοινό φορτίο και βαθμό χρησιμοποίησης, η τάση αυτών δεν είναι πλέον κοινή αλλά διαφοροποιείται. Αυτό συμβαίνει γιατί το ρεύμα εισόδου στην ασύμμετρη λειτουργία δεν είναι συμμετρικό ανά  $T_{
m sw}/N,$  αλλά έχει περίοδο ίση με την διακοπτική, οπότε η επίδραση της κυμάτωσής του δεν μπορεί να αμεληθεί. Η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου που εισέρχεται στις υπομονάδες που λειτουργούν συμμετρικά δεν είναι κοινή, με αποτέλεσμα η τάση τους να διαφοροποιείται. Το εύρος της κυμάτωσης παραμένει βέβαια μειωμένο σε σχέση με την περίπτωση συγχρονισμένων παλμών. Αν και η αναμενόμενη μορφή της χυμάτωσης δεν έχει περιγράφει από χατάλληλες εξισώσεις σε συνθήχες ασύμμετρης λειτουργίας, χρίνεται σημαντιχό να παρουσιαστεί η διαφοροποίηση της χυμάτωσης ανάλογα με τη χρήση συγχρονισμένων παλμών ή ολίσθησης φάσης. Παραχάτω παρουσιάζονται οι χυματομορφές για το ρεύμα εισόδου σε αυτές τις περιπτώσεις χαι το αντίστοιχο ρεύμα χάθε υπομονάδας κατά την ολίσθηση φάσης, για την κατάσταση 2:



Σχήμα 2.17: Σύγκριση κυμάτωσης ρεύματος εισόδου με συγχρονισμένους παλμούς και με ολίσθηση φάσης



Σχήμα 2.18: Ρεύμα εισόδου χάθε υπομονάδας με ολίσθηση φάσης

## 2.5 Περίπτωση λειτουργίας με μονοφασικό φορτίο εξόδου

Σε οποιαδήποτε τοπολογία της διάταξης, η ενεργός ισχύς διατηρείται τόσο μεταξύ της εισόδου και των εξόδων του μετατροπέα, όσο και εντός κάθε υπομονάδας. Οι φασικές τάσεις και ρεύματα εξόδου κάθε αντιστροφέα ορίζονται ως  $V_{\rm out}$ , ο συντελεστής ισχύος του κινήτηρα

είναι cos φ και γίνεται θεώρηση θεμελιώδους συνιστώσας. Για την περίπτωση τριφασικού φορτίου στην έξοδο κάθε υπομονάδας, όπου η ισχύς που καταναλώνεται είναι σταθερή, οι σχέσεις διατήρησης ενεργού ισχύος εκφράζονται ως εξής:

$$V_{\rm dc} \cdot I_{\rm dc} = N \cdot 3 \cdot \widetilde{V}_{\rm out} \cdot \widetilde{I}_{\rm out} \cdot \cos\varphi \qquad (2.22)$$

$$V_{\rm cap} \cdot (1 - d(t)) \cdot I_{\rm dc} = 3 \cdot \widetilde{V}_{\rm out} \cdot \widetilde{I}_{\rm out} \cdot \cos \varphi$$
(2.23)

Όταν το φορτίο εξόδου είναι μονοφασικό, η ενεργός ισχύς που καταναλώνεται στην έξοδο κάθε υπομονάδας δεν είναι πλέον σταθερή, αλλά περιέχει και έναν ημιτονοειδή όρο:

$$v_1(t) = \widehat{V}_{\text{out}} \cdot \sin(\omega t) \qquad \qquad i_1(t) = \widehat{I}_{\text{out}} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \qquad (2.24)$$

$$p_1(t) = v_1(t) \cdot i_1(t) = \frac{\widehat{V}_{\text{out}} \cdot \widehat{I}_{\text{out}}}{2} \cdot \left[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)\right]$$
(2.25)

Για τις υπομονάδες που διαχειρίζονται τα υπόλοιπα μονοφασικά τυλίγματα του τριφασικού κινητήρα ισχύουν αντίστοιχες εξισώσεις, με κατάλληλη διαφορά φάσης. Επομένως, για την περίπτωση μετατροπέα 3 υπομονάδων με μονοφασικούς αντιστροφείς, οι εξισώσεις διατήρησης ενεργού ισχόυς εκφράζονται ως:

$$V_{\rm dc} \cdot I_{\rm dc} = p_1(t) + p_2(t) + p_3(t) = 3 \cdot \widetilde{V}_{\rm out} \cdot \widetilde{I}_{\rm out} \cdot \cos\varphi$$
(2.26)

$$V_{\rm cap} \cdot (1 - d_1(t)) \cdot I_{\rm dc} = \frac{\widehat{V}_{\rm out} \cdot \widehat{I}_{\rm out}}{2} \cdot \left[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)\right]$$
(2.27)

Σύμφωνα με την τελευταία εξίσωση, αν οι υπομονάδες λειτουργούν υπό σταθερό βαθμό χρησιμοποίησης, η χυμάτωση ισχύος απορροφάται από τον πυχνωτή [10]. Η απορρόφηση αυτής της χυμάτωσης, ωστόσο, απαιτεί σημαντική αύξηση της χωρητικότητας του πυχνωτή, μειώνοντας την πυχνότητα ισχύος της διάταξης. Προχειμένου η τάση  $V_{\rm cap}$  των πυχνωτών να παραμένει σταθερή, θα πρέπει η μέση τιμή του ρεύματος στο στάδιο εισόδου της υπομονάδας να ισούται με την μέση τιμή του ρεύματος στην έξοδο. Με δεδομένο ότι το ρεύμα εισόδου  $I_{\rm dc}$  είναι σταθερό, ο όρος που πρέπει να περιλαμβάνει ένα χρονομεταβλητό μέρος είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης d(t) [11]. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να επιτευχθεί ενεργός αντιστάθμιση της χυμάτωσης ισχύος, χωρίς να χρειαστεί πυχνωτής μεγάλης χωρητικότητας.

Η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί μοντελοποιώντας τους μονοφασικούς αντιστροφείς κάθε υπομονάδας ως πηγές ρεύματος  $I_{\rm SM,i}$  και με βάση τον βαθμό χρησιμοποίησης του κάτω διακόπτη της ημιγέφυρας κάθε DC-DC μετατροπέα, που ορίζεται ως k(t) και είναι συμπληρωματικός του d(t). Για την πρώτη υπομονάδα έχουμε:

$$I_{\rm SM,1} = \frac{P_{\rm SM,1}}{V_{\rm cap}} = \frac{\widehat{V}_{\rm out,1} \cdot \widehat{I}_{\rm out,1}}{2 \cdot V_{\rm cap}} \cdot \left[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)\right]$$
(2.28)

Ο βαθμός χρησιμοποίησης k(t) αποτελείται από έναν σταθερό και έναν χρονομεταβλητό όρο:

$$1 - d_1(t) = k_1(t) = K_1 + K_1(t)$$
(2.29)

$$K_{1} = \frac{\widehat{V}_{\text{out},1} \cdot \widehat{I}_{\text{out},1}}{2 \cdot V_{\text{cap}} \cdot I_{\text{dc}}} \cdot \cos\varphi \qquad \qquad K_{1}(t) = -\frac{\widehat{V}_{\text{out},1} \cdot \widehat{I}_{\text{out},1}}{2 \cdot V_{\text{cap}} \cdot I_{\text{dc}}} \cdot \cos(2\omega t - \varphi) \qquad (2.30)$$

$$k_1(t) = K_1 \cdot \left(1 - \frac{\cos(2\omega t - \varphi)}{\cos\varphi}\right)$$
(2.31)

Οι παραπάνω σχέσεις εφαρμόζονται και για τις υπόλοιπες υπομονάδες με κατάλληλη διαφορά φάσης. Με δεδομένο ότι:  $0 \le k_i(t) \le 1$  και  $-1 \le \cos x \le 1$ , εξάγονται άμεσα οι παρακάτω σχέσεις:

$$K_i \cdot \left(1 + \frac{1}{\cos\varphi}\right) \le 1$$
 xay  $K_i \cdot \left(1 - \frac{1}{\cos\varphi}\right) \ge 0$  (2.32)

Η δεύτερη ανισοτική σχέση επαληθεύεται μόνο για  $\cos \varphi = 1$ , και αντικαθιστώντας στην πρώτη σχέση προκύπτει:  $K_i \leq 0.5$ . Συνεπώς, η πλήρης αντιστάθμιση της κυμάτωσης ισχύος μπορεί να επιτευχθεί μόνο όταν το φορτίο στην έξοδο των υπομονάδων λειτουργεί υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Όταν αυτό δεν συμβαίνει, υπάρχουν διαστήματα όπου η ενεργός ισχύς μεταφέρεται από τον κινητήρα προς τον μετατροπέα ( $P_{\rm SM,i} < 0$ ). Επειδή το ρεύμα εισόδου  $I_{\rm dc}$  μπορεί μόνο να παρακάμπτει την υπομονάδα ή να φορτίζει τον πυκνωτή της, η αύξηση της τάσης του πυκνωτή σε εκείνο το διάστημα δεν μπορεί να αποφευχθεί.

Παραχάτω παρουσιάζονται οι περιπτώσεις πλήρους χαι μεριχής αντιστάθμισης της χυμάτωσης. Οι προσομοιώσεις υλοποιούνται για τάση εισόδου  $V_{\rm dc} = 150$  V, αυτεπαγωγή πηνίου εισόδου L = 2 mH, αντίσταση εισόδου  $R_{\rm dc} = 1$  Ω, συγχρονισμένους παλμούς ανά υπομονάδα χαι χωρητιχότητα των πυχνωτών C = 50 μF, προχειμένου να επιδειχθεί η αντιστάθμιση για μιχρή τιμή χωρητιχότητας. Το φορτίο στην έξοδο του μετατροπέα επιλέγεται να έχει σταθερό όρο ίσο με 8 · cos  $\varphi$  A και πλάτος της χρονομεταβλητής συνιστώσας 8 A, σύμφωνα με τη σχέση 2.28, και οι ημιγέφυρες λειτουργούν με  $K_i = 0.2$ . Τα αποτελέσματα που προχύπτουν για  $\varphi = 0^\circ$  και  $\varphi = 20^\circ$  αποτυπώνονται στα σχήματα 2.19, 2.20. Αρχιχά, ο βαθμός χρησιμοποίησης είναι σταθερό όρο, με την τάση πυχνωτών και το ρεύμα εισόδου να είναι πραχτιχά σταθερά. Τη χρονιχή στιγμή t = 0.2 s προστίθεται ο χρονομεταβλητός όρος στο φορτίο εξόδου. Τέλος, τη χρονιχή στιγμή t = 0.3 s προστίθεται ο χρονομεταβλητός όρος του βαθμού χρησιμοποίησης, ώστε να επιτευχθεί ενεργός αντιστάθμιση της χυμάτωσης.



Σχήμα 2.19: Αντιστάθμιση γι<br/>α $\varphi=0^\circ$ 



Σχήμα 2.20: Αντιστάθμιση γι<br/>α $\varphi=20^\circ$ 

Είναι εμφανές ότι στην περίπτωση μοναδιαίου συντελεστή ισχύος επιτυγχάνεται πλήρης αντιστάθμιση, ενώ στην περίπτωση όπου  $\varphi = 20^{\circ}$  (cos  $\varphi = 0.94$ ) οι τάσεις των πυχνωτών παρουσιάζουν ταλαντώσεις στη μόνιμη κατάσταση, αν και είναι σαφώς βελτιωμένες σε σχέση με την κατάσταση όπου δε χρησιμοποιείται αντιστάθμιση. Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι αυτό το σχήμα ελέγχου είναι ανοιχτού βρόχου και βασίζεται στην υπόθεση ότι ο συντελεστής ισχύος του φορτίου είναι μόνιμα γνωστός.

## Κεφάλαιο 3

# Έλεγχος του DC σταδίου του μετατροπέα

Το σχήμα ελέγχου του MHF μετατροπέα επιλέγεται να υλοποιηθεί για τοπολογία με 3 υπομονάδες, κάθε μία από τις οποίες συντίθεται από έναν DC-DC μετατροπέα ημιγέφυρας σε αλυσωτή διασύνδεση με έναν τριφασικό αντιστροφέα. Ο αριθμός των υπομονάδων επιλέχθηκε ώστε να είναι εμφανή τα πλεονεκτήματα της διαμόρφωσης εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης (interleaved switching) και να διασφαλίζεται η δυνατότητα αδιάλειπτης λειτουργίας της οδηγούμενης μηχανής ακόμα και σε περίπτωση σφάλματος, όπως η απώλεια μιας υπομονάδας. Ο DC-DC μετατροπέας ημιγέφυρας κρίνεται ικανοποιητικός για εφαρμογές συστημάτων κίνησης, χωρίς ταυτόχρονα να αυξάνει σημαντικά τον αριθμό διακοπτικών στοιχείων και άρα την πιθανότητα κάποιας αστοχίας στη διάταξη. Ακόμη, επιλέγεται τριφασικός αντιστροφέας για την οδήγηση των μηχανών με σταθερή ισχύ ανά υπομονάδα. Η κυμάτωση της ισχύος που δημιουργούν οι μονοφασικοί αντιστροφείς προκαλεί δυσκολίες στη διαχείριση της διάταξης που παρουσιάζουν σημαντικό ερευνητικό ενδιαφέρον, αλλά καθιστούν δύσκολη την καθιέρωσή τους σε εμπορικές εφαρμογές. Τέλος, οι επιλογές αυτές, όπως εμφανίζονται στο παρακάτω σχήμα, έχουν χρησιμοποιηθεί και κατά τον σχεδιασμό του εργαστηριακού πρωτοτύπου, οπότε δίνεται η δυνατότητα επαλήθευσης των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων με πειραματική διαδικασία.



Σχήμα 3.1: Η εξεταζόμενη τοπολογία του MHFC

Πριν υλοποιηθούν τα σχήματα ελέγχου του DC σταδίου, κρίνεται απαραίτητο να επεξηγηθεί το πρόβλημα το οποίο καλούνται να λύσουν. Η άμεση απαίτηση είναι να μπορούν να ελέγχονται με τέτοιο τρόπο οι DC-DC μετατροπείς ώστε οι τάσεις στα άκρα των πυκνωτών να παίρνουν την τιμή της αναφοράς, ανεξαρτήτως των διαταραχών της τάσης εισόδου ή οποιωνδήποτε μεταβολών στο AC στάδιο. Κατ΄ αυτόν τον τρόπο, οι αντιστροφείς βλέπουν σταθερή τάση στην είσοδό τους και υλοποιούν κατάλληλα τον έλεγχο του κινητήρα.

Ένα σχήμα ελέγχου που απαντάται στη σχετική βιβλιογραφία [1] αφορά δομή φωλιασμένου ελέγχου (nested control loop). Ο εσωτερικός βρόχος περιλαμβάνει τον ελεγκτή ρεύματος εισόδου, η αναφορά του οποίου προκύπτει από τον εξωτερικό βρόχο ελέγχου τάσης πυκνωτών. Η υλοποίηση των αντίστοιχων ελεγκτών οδηγεί σε ευσταθή λειτουργία του συστήματος, με ικανοποιητικές αποκρίσεις για το ρεύμα εισόδου και τις τάσεις πυκνωτών αντίστοιχα. Αυτό το σχήμα ελέγχου παρουσιάζεται παρακάτω σε περιβάλλον προσομοίωσης. Διαπιστώθηκε ακόμα ότι, υπό συγκεκριμένες συνθήκες, η ευσταθής λειτουργία μπορεί να επιτευχθεί και μέσω απευθείας ελέγχου των τάσεων των πυκνωτών. Η τελευταία επιλογή προτιμήθηκε κατά την πειραματική υλοποίηση, λόγω του διαθέσιμου εργαστηριακού εξοπλισμού, καθώς ο φωλιασμένος έλεγχος εισάγει σημαντικές υπολογιστικές απαιτήσεις που δεν μπορούν να καλυφθούν από το FPGA για μεγέθη διακοπτικής συχνότητας της τάξης των 100 kHz. Κατά την πειραματική διαδικασία, λοιπόν, υλοποιούνται ξεχωριστά ελεγκτές ρεύματος εισόδου και τάσεων πυκνωτών και προκύπτουν ενδιαφέρουσες παρατηρήσεις.

Επισημαίνεται ότι ο προσδιορισμός των χερδών για τους PI ελεγχτές έγινε με χατάλληλες δοχιμές, χάτι που αποτελεί συνηθισμένη πραχτιχή, χαθώς το σύστημα διαφοριχών εξισώσεων του μετατροπέα είναι μη γραμμικό και η ανάλυσή του απαιτεί ειδιχές τεχνιχές. Τέλος, ο έλεγχος του DC σταδίου υλοποιείται αρχιχά για ωμιχό-επαγωγικό (R-L) φορτίο στην έξοδο των τριφασιχών αντιστροφέων, ως μια απλή προσέγγιση φορτίου χινητήρα, ώστε να είναι πιο εμφανή ορισμένα σημαντιχά στοιχεία που αφορούν τον έλεγχο.

#### 3.1 Συμμετρική και ασύμμετρη κατάσταση λειτουργίας

Η υλοποίηση του ελεγχτή ρεύματος εισόδου δεν παρουσιάζει σημαντιχές διαφορές από υλοποιήσεις για άλλους DC-DC μετατροπείς. Ως αναφορά του ρεύματος ορίζεται η επιθυμητή μέση τιμή του, η τιμή της οποίας προχύπτει από τις απαιτήσεις ενεργού ισχύος των υπομονάδων. Η διαμόρφωση εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης χαι η συμμετριχή/ασύμμετρη λειτουργία μεταξύ των υπομονάδων μεταβάλλουν χάποια χαραχτηριστιχά της χυματομορφής (πλάτος χαι περίοδος χυμάτωσης), ωστόσο η λειτουργία του ελέγχου δεν μεταβάλλεται.

Ο έλεγχος τάσεων από την άλλη πλευρά παρουσιάζει ιδιαιτερότητα, η οποία έγκειται στην αρθρωτή σχεδίαση του μετατροπέα. Συγκεκριμένα, η τάση αναφοράς δεν προσδιορίζεται ως η επιθυμητή τιμή της τάσης πυκνωτή κάθε υπομονάδας, αλλά ως το άθροισμα των επιθυμητών τάσεων, χρησιμοποιώντας το άθροισμα των μετρούμενων τάσεων ως ανάδραση. Στην περίπτωση συμμετρικής λειτουργίας όλων των υπομονάδων, αυτή η αναφορά ισοκατανέμεται μεταξύ των υπομονάδων, όπως είναι επιθυμητό. Σε περίπτωση ασύμμετρης λειτουργίας μεταξύ των υπομονάδων, όταν δεν υπάρχει σύστημα έλεγχου κλειστού βρόχου για τις τάσεις πυκνωτών, ο τρόπος με τον οποίο κατανέμονται μελετάται στη βιβλιογραφία ως μηχανισμός φυσικής εξισορρόπησης (natural balancing mechanism) [12]. Αποδεικνύεται ότι υπάρχει δυνατότητα ευσταθούς λειτουργίας του συστήματος ακόμα και χωρίς έλεγχο, μέσω του ισχυρού και του ασθενούς μηχανισμού εξισορρόπησης, που εξαρτώνται από το μέγεθος των φίλτρων, την κατανομή του φορτίου ανά υπομονάδα και τη χρήση ή μη της διαμόρφωσης εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.2: Παράδειγμα διάταξης 2 υπομονάδων με εισαγωγή και αφαίρεση ασυμμετρίας στο φορτίο (Αριστερά: Με συγχρονισμένους παλμούς Δεξιά: Με ολίσθηση φάσης) [13]

Η συνεισφορά του απλού ελεγκτή τάσεων κλειστού βρόχου σε ασύμμετρες συνθήκες λειτουργίας είναι να εξασφαλίζει ότι το άθροισμα των τάσεων των τριών υπομονάδων θα είναι ίσο με την τιμή αναφοράς, ωστόσο οι τάσεις των πυκνωτών δεν είναι κοινές. Ο συγκεκριμένος ελεγκτής θα αναφέρεται στο εξής ως ελεγκτής συμμετρικής λειτουργίας. Η ανάγκη ελεγχόμενης και ανεξάρτητης λειτουργίας κάθε υπομονάδας επιβάλλει την υλοποίηση ενός πιο σύνθετου σχήματος ελέγχου, που επιτρέπει την ισοκατανομή της τάσης αναφοράς μεταξύ των υπομονάδων υπό συμμετρική και ασύμμετρη κατάσταση λειτουργίας και υπό οποιαδήποτε μεταβολή. Συμπληρωματικά, λοιπόν, του ελεγκτή συμμετρικής λειτουργίας υλοποιούνται και επιμέρους ελεγκτές τάσης ανά υπομονάδα, προχειμένου να επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα. Ο κοινός βαθμός χρησιμοποίησης D των διακοπτικών στοιχείων που προχύπτει από τον αρχικό ελεγκτή τροποποιείται κατάλληλα ανά υπομονάδα, όπως θα φανεί στη συνέχεια.

Προτού παρουσιαστεί το σχήμα ελέγχου που περιγράφεται, είναι σχόπιμο να αναλυθούν οι καταστάσεις ασυμμετρίας που μπορούν να προχύψουν κατά τη χρήση του MHF μετατροπέα, ώστε να επιβεβαιωθεί η χρησιμότητά του. Η συνηθέστερη μορφή ασυμμετρίας που προχύπτει σε ένα αρθρωτό σύστημα αφορά τα κατασχευαστικά χαραχτηριστικά του φορτίου, τα οποία στην πράξη δεν είναι ποτέ πλήρως συμμετρικά. Κατά τον έλεγχο μιας μηχανής, αχόμα και αν κάθε υπομονάδα ελέγχεται κατά τον ίδιο τρόπο από τους αντιστροφείς, η αντίσταση και η αυτεπαγωγή των τυλιγμάτων που διαχειρίζεται κάθε υπομονάδα αναμένεται να παρουσιάζει μικρές διαφοροποιήσεις, οι οποίες, χωρίς την παρουσία κατάλληλου ελέγχου, εισάγουν αλληλεπιδράσεις μεταξύ των υπομονάδων. Μεγάλες ασυμμετρίες εισάγονται σαφώς κατά τη διαχείριση πολλαπλών μηχανών, μία ανά υπομονάδα, με πλήρως ανεξάρτητη λειτουργία. Τέλος, οι ασύμμετρες καταστάσεις περιλαμβάνουν και καταστάσεις σφάλματος, με τη βραχυχύκλωση ή ανοιχτοχύκλωση κάποιας υπομονάδας, ή την απώλεια χάποιας φάσης των τυλιγμάτων.

Η σημαντικότερη συνεισφορά της βιβλιογραφίας σχετικά με την ασύμμετρη κατάσταση λειτουργίας αφορά τη μέθοδο ποσοτικοποίησης της ασυμμετρίας που επικρατεί [14], [15]. Αρχικά καταγράφονται οι βασικές εξισώσεις λειτουργίας του μετατροπέα, θεωρώντας κοινή τάση πυκνωτών λόγω του ελέγχου:

$$L_{\rm dc} \cdot \frac{dI_{\rm dc}}{dt} = V_{\rm dc} - \sum_{j=1}^{N} (1 - D_j) \cdot V_{\rm cap}$$
(3.1)

$$C_{\rm SMi} \cdot \frac{dV_{\rm cap}}{dt} = (1 - D_i) \cdot I_{\rm dc} - \frac{P_{\rm SMi}}{V_{\rm cap}}$$
(3.2)

Θεωρώντας αμελητέα χυμάτωση του ρεύματος εισόδου και των τάσεων πυχνωτών:

$$\sum_{i=1}^{N} (1 - D_i) = \frac{V_{\rm dc}}{V_{\rm cap}}$$
(3.3)

$$P_{\rm SMi} = (1 - D_i) \cdot V_{\rm cap} \cdot I_{\rm dc}$$
(3.4)

Εισάγεται ένας δείκτης ασυμμετρίας για κάθε υπομονάδα,  $\delta_i$ , που ορίζεται ως εξής:

$$\delta_i = \frac{P_{\rm SMi}}{P_{\rm total}} \tag{3.5}$$

Από τις σχέσεις 3.3, 3.4, 3.5 και με δεδομένο ότι  $0 \le D \le 1$ , προκύπτει ότι :

$$\delta_i = \frac{(1 - D_i) \cdot V_{\text{cap}}}{\sum_{j=1}^N (1 - D_j) \cdot V_{\text{cap}}} = \frac{(1 - D_i) \cdot V_{\text{cap}}}{V_{\text{dc}}} \Rightarrow \delta_{\text{max}} = \frac{V_{\text{cap}}}{V_{\text{dc}}}$$
(3.6)

Με βάση τα παραπάνω, εξάγονται άμεσα ορισμένα συμπεράσματα:

- Προκειμένου ο έλεγχος να είναι λειτουργικός και το σύστημα να μπορεί να διαχειριστεί την επικρατούσα ασυμμετρία, θα πρέπει να ισχύει  $\delta_i \leq \delta_{\max}$  για κάθε υπομονάδα.
- Όταν οι DC-DC μετατροπείς επιτελούν λειτουργία ανύψωσης τάσης ( $V_{\rm cap} > V_{\rm dc}$ ), το σύστημα μπορεί να διαχειριστεί οποιαδήποτε ασυμμετρία, αφού  $\delta_{\rm max} > 1$  και προφανώς  $\delta_i \leq 1$ .
- Κατά την περίπτωση συμμετρικής λειτουργίας ισχύει  $\delta_i = \frac{1}{N}$  για κάθε μία από τις Ν υπομονάδες, και οι υπομονάδες μπορούν να λειτουργούν υπό τη χαμηλότερη δυνατή τάση  $V_{\rm cap} = \frac{V_{\rm dc}}{N}$ .
- Αν η παραπάνω ανάλυση λάμβανε υπόψη την πτώση τάσης στην παρασιτική αντίσταση εισόδου, η μοναδική διαφοροποίηση θα αφορούσε τον δείκτη  $\delta_{\max}$ , με  $\delta_{\max} = \frac{V_{cap}}{V_{dc} I_{dc} \cdot R_{dc}}$ . Η συγκεκριμένη τιμή είναι μεγαλύτερη εκείνης που υπολογίστηκε αρχικά, οπότε το περιθώριο ασυμμετρίας είναι στην πραγματικότητα μεγαλύτερο.

Αν και δε θα αναλυθούν, παρουσιάζονται στη βιβλιογραφία σχήματα ελέγχου όπου, ανάλογα το μέγεθος της επικρατούσας ασυμμετρίας, προκύπτει η ελάχιστη τιμή αναφοράς της τάσης πυκνωτών που μπορεί να τη διαχειριστεί. Η αυτόματη εύρεση της κατάλληλης τάσης πυκνωτών, και μάλιστα της ελάχιστης που διασφαλίζει τη λειτουργικότητα του συστήματος, είναι σαφώς χρήσιμη, καθώς οι διακοπτικές απώλειες των MOSFET εξαρτώνται από την εφαρμοζόμενη τάση στα άκρα τους. Ακόμη, υπάρχει η δυνατότητα ανεξάρτητης διαχείρισης των τάσεων πυκνωτών κάθε υπομονάδας σε ξεχωριστή τιμή αναφοράς, αντί για την ισοκατανομή τους. Με αυτόν τον τρόπο μειώνονται ακόμα περισσότερο οι απώλειες της διάταξης, καθώς η λειτουργία της προσαρμόζεται στις απαιτήσεις κάθε υπομονάδας ξεχωριστά, αλλά περιορίζεται το εύρος της ασυμμετρίας που μπορεί να διαχειριστεί.

#### Υλοποίηση ελεγκτών

Τα σχήματα ελέγχου που υλοποιούνται σε περιβάλλον προσομοιώσης αφορούν τη χυχλωματική διάταξη του σχήματος 3.1, επιλέγοντας τιμές των στοιχείων αντίστοιχες με αυτές του εργαστηριαχού πρωτοτύπου. Η τιμή της παρασιτικής αντίστασης προσδιορίστηκε πειραματικά με τη βοήθεια του εργαστηριαχού πρωτοτύπου και υπολογίσθηκε περίπου 1 Ω. Οι τιμές της χωρητικότητας των πυκνωτών και της αυτεπαγωγής του πηνίου εισόδου επιλέχθηκαν να είναι 50 μF και 65 μH αντίστοιχα, και η διακοπτική συχνότητα της διάταξης ορίζεται στα 100 kHz. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιούνται για τάση εισόδου 200 V, και ωμικό φορτίο 2 Ω σε σειρά με αυτεπαγωγή 3 mH ανά φάση του αντιστροφέα και ανά υπομονάδα του μετατροπέα, με σύνδεση αστέρα εντός κάθε υπομονάδας. Αυτές οι τιμές αντιστοιχούν σε συντελεστή ισχύος 0.9, που αποτελεί τυπική τιμή κατά τη λειτουργία ενός κινητήρα. Όπως φαίνεται παρακάτω, οι DC-DC μετατροπείς παλμοδοτούνται με διαμόρφωση εύρους παλμών πριονωτού φέροντος, με δυνατότητα κατάλληλης ολίσθησης φάσης ανά υπομονάδα, και οι τριφασικοί αντιστροφείς με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών, κατά τον ίδιο τρόπο ανά υπομονάδα, παράγοντας στη συγκεκριμένη περίπτωση τάση εξόδου ελεγχόμενου πλάτους και σταθερής συχνότητας 50 Hz.



Σχήμα 3.3: Παλμοδότηση ημιγέφυρας DC-DC μετατροπέων (αριστερά) και αντιστροφέα (δεξιά)

#### 3.2 Ελεγκτής ρεύματος εισόδου

Η δομή του ελεγκτή ρεύματος εισόδου είναι η εξής:



Σχήμα 3.4: Ελεγκτής ρεύματος εισόδου

Όπως έχει αναφερθεί, τα κέρδη του ελεγκτή προσδιορίστηκαν πειραματικά ώστε να προκύπτουν ικανοποιητικές αποκρίσεις στις εφαρμοζόμενες μεταβολές. Η έξοδος του ελεγκτή προσδιορίζει το βαθμό χρησιμοποίησης, κοινό για κάθε υπομονάδα, οπότε δεν μπορούν να αποφευχθούν οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των υπομονάδων σε περίπτωση ασύμμετρης λειτουργίας. Όμως, ο έλεγχος ρεύματος λειτουργεί ορθά και στην περίπτωση ασύμμετρης λειτουργίας. Προκειμένου να επιβεβαιωθεί η ορθή λειτουργία του, επιβάλλονται στο σύστημα βηματικές μεταβολές υπό 4 διαφορετικές συνθήκες: χρησιμοποιώντας διαμόρφωση εύρους παλμών με συγχρονισμένους παλμούς και με ολίσθηση φάσης στο DC στάδιο, και υπό συμμετρική και ασύμμετρη λειτουργία των υπομονάδων, ώστε να εξαχθούν συγκεκριμένες παρατηρήσεις. Η ασυμμετρία, πέραν της περίπτωσης σφάλματος, μπορεί να εμφανίζεται με δύο τρόπους: είτε με διαφορετικά χαρακτηριστικά του φορτίου των υπομονάδων, προσομοιώνοντας κατασκευαστικές ασυμμετρίες, είτε με ανεξάρτητη λειτουργία των αντιστροφέων και άρα διαφορετικό συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους ανά υπομονάδα, προσομοιώνοντας την ανεξάρτητη διαχείριση διαφορετικών μηχανών. Επιλέγεται να εξεταστεί η δεύτερη περίπτωση, όπου οι προκύπτουσες ασυμμετρίες είναι μεγαλύτερες και η επίδρασή τους στη λειτουργία του συστήματος είναι εμφανέστερη. Τέλος, προκειμένου το μεταβατικό φαινόμενο αρχικής φόρτισης των πυκνωτών να μην επηρεάσει σημαντικά τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος, επιλέγεται μια αρχική τάση 50 V για τους πυκνωτές.

#### 3.2.1 Έλεγχος υπό συμμετρικό φορτίο ανά υπομονάδα

Οι διαδοχικά εφαρμοζόμενες μεταβολές στο σύστημα είναι οι εξής: τρεις μεταβολές της αναφοράς ρεύματος εισόδου (20 A  $\rightarrow$  30 A  $\rightarrow$  50 A), μεταβολή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους στους 3 αντιστροφείς (0.8  $\rightarrow$  0.5) και διαταραχή της τάσης εισόδου (200 V  $\rightarrow$  160 V). Παρουσιάζεται η απόκριση του ρεύματος εισόδου με συγχρονισμένους παλμούς και ολίσθηση φάσης, και της τάσης πυκνωτή μίας υπομονάδας. Λόγω συμμετρίας του φορτίου, δεν παρουσιάζονται διαφοροποιήσεις στην απόκριση της τάσης ανάλογα της τεχνικής διαμόρφωσης, ούτε μεταξύ των τάσεων των υπομονάδων.



Σχήμα 3.5: Απόχριση ρεύματος εισόδου υπό συμμετριχό φορτίο (Αριστερά: Με συγχρονισμένους παλμούς Δεξιά: Με ολίσθηση φάσης)



Σχήμα 3.6: Απόκριση τάσης πυκνωτή υπό συμμετρικό φορτίο

Είναι εμφανές ότι ο έλεγχος ρεύματος λειτουργεί ορθά, με τη μέση τιμή του ρεύματος εισόδου να παίρνει την τιμή αναφοράς σε διάστημα της τάξης του 1 ms. Η συχνότητα της χυμάτωσης είναι 100 ή 300 kHz, αναλόγως αν εφαρμόζεται διαμόρφωση με συγχρονισμένους παλμούς ή με ολίσθηση φάσης. Πέραν της εμφανούς ποσοτιχής μείωσης της χυμάτωσης με ολίσθηση φάσης, παρατηρούνται και ποιοτιχές μεταβολές της που εξαρτώνται από την τιμή του βαθμού χρησιμοποίησης D και την τάση εισόδου. Το ρεύμα εισόδου παρουσιάζει πραχτικά χρίσιμη απόσβεση σε όλες τις μεταβολές, πέραν της διαταραχής της τάσης εισόδου. Αντίστοιχα, η τάση πυχνωτών που προχύπτει εμφανίζει μια μιχρή υπερύψωση και μεταβαίνει στην τιμή μόνιμης κατάστασης σε διάστημα 5 ms. Η ορθή λειτουργία της διάταξης επαληθεύεται και από την τάση εξόδου του φορτίου, για την οποία ισχύει η σχέση 1.4, με τάση εισόδου την τάση πυχνωτή.

#### 3.2.2 Έλεγχος υπό ασύμμετρο φορτίο ανά υπομονάδα

Οι διαδοχικά εφαρμοζόμενες μεταβολές στο σύστημα είναι οι εξής: αναφορά ρεύματος 40 Α υπό κοινό συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a = 0.8$  για τους 3 αντιστροφείς, μεταβολή του  $m_a$  της δεύτερης υπομονάδας ( $0.8 \rightarrow 0.5$ ), μεταβολή του  $m_a$  της τρίτης υπομονάδας ( $0.8 \rightarrow 0.6$ ), μεταβολή του  $m_a$  της τρίτης υπομονάδας ( $0.8 \rightarrow 0.6$ ), μεταβολή του  $m_a$  της τασης εισόδου (200 V  $\rightarrow 160$  V). Παρουσιάζεται η απόκριση του ρεύματος εισόδου και των τάσεων πυκνωτών των υπομονάδων, με συγχρονισμένους παλμούς και με ολίσθηση φάσης.



Σχήμα 3.7: Απόκριση ρεύματος εισόδου υπό ασύμμετρο φορτίο (Αριστερά: Με συγχρονισμένους παλμούς Δεξιά: Με ολίσθηση φάσης)



Σχήμα 3.8: Απόκριση τάσεων πυκνωτών υπό ασύμμετρο φορτίο (Αριστερά: Με συγχρονισμένους παλμούς Δεξιά: Με ολίσθηση φάσης)

Ο έλεγχος ρεύματος εξακολουθεί να λειτουργεί ορθά και υπό ασύμμετρες συνθήκες λειτουργίας, με τη μόνιμη κατάσταση να αποκαθίσταται σε διάστημα 2-3 ms και τη μέση τιμή του ρεύματος να διατηρείται στα 40 A. Παρότι η κυμάτωση είναι αισθητά μειωμένη όταν χρησιμοποιείται ολίσθηση φάσης, η συχνότητα κυμάτωσης παραμένει στα 100 kHz, καθώς το σήμα δεν είναι συμμετρικό ανά  $T_{\rm sw}/3$ . Σημαντικό ενδιαφέρον παρουσιάζει και η συμπεριφορά των τάσεων πυκνωτών των υπομονάδων, οι οποίες εμφανίζουν μια ταλάντωση με μικρή υπερύψωση και παίρνουν τη μόνιμη τιμή τους σε διάστημα 10 ms. Όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους μιας υπομονάδας μειώνεται, μειώνεται αντίστοιχα το ρεύμα στο στάδιο εξόδου του μετατροπέα, με το μέσο ρεύμα που εισέρχεται στον πυκνωτή της υπομονάδας να είναι μεγαλύτερο από αυτό που απορροφά το στάδιο εξόδου. Επομένως, η τάση του αυξάνεται, όπως και η μέση τιμή της τάσης που προβάλει ο μετατροπέας στο επαγωγικό στοιχείο, οδηγώντας σε μείωση του ρεύματος εισόδου. Μειώνεται λοιπόν το ρεύμα που εισέρχεται στους πυκνωτές των υπόλοιπων υπομονάδων, ενώ τελικά ο έλεγχος ρεύματος θα καθορίσει τον λόγο χρησιμοποίησης και την τιμή των τάσεων πυκνωτών. Υπό ασύμμετρο φορτίο και κοινές εφαρμοζόμενες μεταβολές, η απόχριση των τάσεων εξαρτάται από την τεχνιχή διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται (συγχρονισμένοι παλμοί ή ολίσθηση φάσης). Συγχεχριμένα, μεταβάλλεται (σε μιχρό βαθμό) η τελιχή τιμή των τάσεων πυχνωτών των υπομονάδων χαι μάλιστα, με ολίσθηση φάσης, υπάρχουν υπομονάδες που λειτουργούν με χοινό συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους χαι φορτίο εξόδου, χωρίς να έχουν χοινή τάση πυχνωτών. Αυτή η συνθήχη διχαιολογείται από τη μη συμμετρία της χυμάτωσης του ρεύματος εισόδου στα 300 kHz, επομένως το ρεύμα που εισέρχεται σε αυτές τις υπομονάδες εντός μιας διαχοπτιχής περιόδου διαφέρει χαι οι αντίστοιχες τάσεις των πυχνωτών τους διαφοροποιούνται.

#### 3.3 Ελεγκτής τάσεων πυκνωτών

Η δομή του ελεγκτή τάσεων πυκνωτών και του πλήρους συστήματος ελέγχου του DC σταδίου είναι η εξής:



Σχήμα 3.9: Ελεγκτής τάσεων πυκνωτών



Σχήμα 3.10: Δομή φωλιασμένου ελέγχου

Εκ νέου τα κέρδη του ελεγκτή προσδιορίζονται πειραματικά. Ο ελεγκτής τάσεων αποτελεί τον εξωτερικό βρόχο δομής φωλιασμένου ελέγχου, με εσωτερικό βρόχο τον ελεγκτή ρεύματος που υλοποιήθηκε προηγουμένως. Στην απλή εκδοχή του, καθορίζει την αναφορά του ρεύματος εισόδου, λαμβάνοντας ως αναφορά το επιθυμητό άθροισμα των τάσεων πυκνωτών των υπομονάδων και ως ανάδραση το άθροισμα των μετρούμενων τιμών των τάσεων πυκνωτών. Η ορθή λειτουργία του ελέγχου θα εξεταστεί για βηματικές μεταβολές υπό τις ίδιες 4 συνθήκες που αναλύθηκαν για τον ελεγκτή ρεύματος.

#### 3.3.1 Έλεγχος υπό συμμετρικό φορτίο ανά υπομονάδα

Υπό συμμετρικό φορτίο, η λειτουργία του ελεγκτή τάσεων συμμετρικής λειτουργίας δεν επηρεάζεται από τη χρήση ή μη της τεχνικής ολίσθησης φάσης. Τα αποτελέσματα θα παρουσιαστούν χρησιμοποιώντας τη συγκεκριμένη τεχνική, εξασφαλίζοντας λειτουργία με μειωμένη κυμάτωση του ρεύματος εισόδου. Οι διαδοχικά εφαρμοζόμενες μεταβολές στο σύστημα είναι οι εξής: τρεις μεταβολές της αναφοράς του αθροίσματος τάσεων πυκνωτών (600 V → 750 V → 450 V), μεταβολή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους στους 3 αντιστροφείς  $(0.5 \rightarrow 0.7)$  και διαταραχή της τάσης εισόδου (200 V $\rightarrow$  160 V). Παρουσιάζεται η απόκριση της τάσης πυκνωτή μιας υπομονάδας, λόγω συμμετρίας, και του ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 3.11: Απόκριση τάσης πυκνωτή (αριστερά) και ρεύματος εισόδου (δεξιά) υπό συμμετρικό φορτίο

Είναι εμφανές ότι ο έλεγχος τάσεων λειτουργεί ορθά, με την τάση αναφοράς να ισοκατανέμεται μεταξύ των υπομονάδων υπό οποιαδήποτε μεταβολή. Το ρεύμα εισόδου εμφανίζει κρίσιμες αποσβέσεις, εκτός της περίπτωσης διαταραχής της τάσης εισόδου. Έχει συχνότητα κυμάτωσης 300 kHz λόγω συμμετρίας του φορτίου και το εύρος της κυμάτωσης διαφέρει ανάλογα το σημείο λειτουργίας του μετατροπέα. Οι τάσεις πυκνωτών και το ρεύμα εισόδου φτάνουν σε μόνιμη κατάσταση σε χρόνο 10 ms.

#### 3.3.2 Έλεγχος υπό ασύμμετρο φορτίο ανά υπομονάδα

Οι διαδοχικά εφαρμοζόμενες μεταβολές στο σύστημα είναι οι εξής: αναφορά αθροίσματος τάσεων 450 V υπό κοινό συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a = 0.5$  για τους 3 αντιστροφείς, μεταβολή του  $m_a$  της πρώτης υπομονάδας ( $0.5 \rightarrow 0.7$ ), μεταβολή του  $m_a$  της δεύτερης υπομονάδας ( $0.5 \rightarrow 0.7$ ), μεταβολή του  $m_a$  της τάσης εισόδου ( $200 \text{ V} \rightarrow 180 \text{ V}$ ).

#### Έλεγχος συμμετρικής λειτουργίας

Για την περίπτωση του ελέγχου τάσεων συμμετρικής λειτουργίας παρουσιάζεται η απόκριση των τάσεων πυκνωτών των υπομονάδων, του αθροίσματος των τάσεων πυκνωτών και του ρεύματος εισόδου, χωρίς και με ολίσθηση φάσης.



Σχήμα 3.12: Απόκριση τάσεων πυκνωτών υπό ασύμμετρο φορτίο (Αριστερά: Με συγχρονισμένους παλμούς Δεξιά: Με ολίσθηση φάσης)



Σχήμα 3.13: Απόχριση ρεύματος εισόδου υπό ασύμμετρο φορτίο (Αριστερά: Με συγχρονισμένους παλμούς Δεξιά: Με ολίσθηση φάσης)

Όπως έχει εξηγηθεί, ο έλεγχος συμμετρικής λειτουργίας υπό ασύμμετρο φορτίο μπορεί να εξασφαλίσει ότι το άθροισμα των τάσεων πυκνωτών θα παίρνει την τιμή αναφοράς, αλλά δεν διασφαλίζει την ισοκατανομή του μεταξύ των υπομονάδων. Άρα ο συγκεκριμένος έλεγχος δεν κρίνεται επαρκής για την περίπτωση ασύμμετρης λειτουργίας του συστήματος. Το ρεύμα εισόδου και οι τάσεις πυκνωτών παίρνουν τη τιμή μόνιμης κατάστασης σε χρόνο 10 ms, με τις παρατηρήσεις που έχουν προαναφερθεί σχετικά με την τεχνική ολίσθηση φάσης να είναι εμφανείς και στην περίπτωση του ελέγχου τάσεων.

#### Έλεγχος ασύμμετρης λειτουργίας

Ο ελεγχτής ασύμμετρης λειτουργίας ενσωματώνει στο υφιστάμενο σχήμα ελέγχου τη δομή ελέγχου που παρουσιάζεται παραχάτω. Παρουσιάζεται αχόμη η πλήρης δομή του συστήματος ελέγχου ασύμμετρης λειτουργίας με διάγραμμα βαθμίδων.



Σχήμα 3.14: Δομή ελεγκτή ασυμμετρίας για την πρώτη υπομονάδα



Σχήμα 3.15: Πλήρης δομή συστήματος ελέγχου

Αξιοποιώντας τη δομή του αρχικού ελεγκτή τάσεων συμμετρικής λειτουργίας, που τελικά προσδιορίζει ένα κοινό βαθμό χρησιμοποίησης D για τους DC-DC μετατροπείς, οι ελεγκτές ασύμμετρης λειτουργίας εισάγουν έναν πρόσθετο όρο Di ανά υπομονάδα, τροποποιώντας κατάλληλα τον βαθμό χρησιμοποίησης σε κάθε μετατροπέα ξεχωριστά. Η αναφορά κάθε ελεγκτή είναι ο μέσος όρος των τριών τάσεων πυκνωτών και η ανάδραση είναι η μετρούμενη τάση πυκυωτή της υπομονάδας, προκειμένου η αναφορά του αθροίσματος τάσεων να ισοκατανέμεται ανά υπομονάδα και οι τάσεις των πυκνωτών να είναι ίσες. Κατ΄ αυτόν τον τρόπο αποφεύγονται οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των υπομονάδων σε περιπτώσεις ασύμμετρης λειτουργίας. Κατά τη λειτουργία υπό συμμετρικό φορτίο ανά υπομονάδα, οι όροι Di μηδενίζονται και ο έλεγχος λειτουργεί όπως ο απλός έλεγχος τάσεων. Τα κέρδη των νέων ελεγκτών είναι κοινά και υπολογίζονται επίσης πειραματικά. Η συμπεριφορά του συστήματος εξετάζεται υπό τις μεταβολές που εφαρμόστηκαν για τον απλό ελεγκτή τάσεων, με ολίσθηση φάσης. Παρουσιάζεται η απόκριση των τάσεων πυκνωτών των υπομονάδων, του αθροίσματος των τάσεων πυκνωτών και του ρεύματος εισόδου:



Σχήμα 3.16: Αριστερά: Απόκριση τάσεων πυκνωτών και αθροίσματος τάσεων πυκνωτών Δεξιά: Απόκριση ρεύματος εισόδου

Ο έλεγχος ασύμμετρης λειτουργίας διατηρεί την τάση πυχνωτών στην τιμή αναφοράς υπό συμμετρικό φορτίο, με όλες τις υπομονάδες να λειτουργούν υπό κοινό D και οι όροι Di να είναι μηδενικοί. Υπό ασύμμετρο φορτίο, οι υπομονάδες λειτουργούν πλέον με διαφορετικούς βαθμούς χρησιμοποίησης, με αποτέλεσμα οι τάσεις τους να μπορούν να διατηρούνται σταθερές και η τιμή της αναφοράς να ισοκατανέμεται σε αυτές. Τα απεικονιζόμενα μεγέθη φτάνουν σε μόνιμη κατάσταση σε διάστημα 10 ms. Αυτός ο έλεγχος διασφαλίζει ότι δεν υπάρχουν αλληλεπιδράσεις μεταξύ των συστημάτων, εφόσον τηρούνται τα όρια ασυμμετρίας που έχουν διατυπωθεί. Συγκεκριμένα, με βάση τις σχέσεις 3.5, 3.6, για το συγκεκριμένο πείραμα με τάση εισόδου 200 V, τάση πυχνωτών 150 V, με θεώρηση αμελητέας κυμάτωσης και θεμελιώδους συνιστώσας ισχύουν τα παρακάτω:

$$\delta_i = \frac{P_{\rm SMi}}{\Sigma P_{\rm SM}} = \frac{3 \cdot V_{\rm out} \cdot I_{\rm out} \cdot \cos\left(\arctan\left(\frac{X}{R}\right)\right)}{\Sigma P_{\rm SM}} \tag{3.7}$$

$$\delta_i = \frac{3 \cdot \left(\frac{m_a \cdot V_{\text{cap}}}{2\sqrt{2}}\right)^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{X^2 + R^2}} \cdot \cos\left(\arctan\left(\frac{X}{R}\right)\right)}{\Sigma P_{\text{SM}}} = \frac{(m_{a,i})^2}{\Sigma(m_{a,j})^2} \tag{3.8}$$

$$\delta_{\max} = \frac{V_{\text{cap}}}{V_{\text{dc}}} = \frac{150}{200} = 0.75 \tag{3.9}$$

Μεταβολή	$\delta_1$	$\delta_2$	$\delta_3$	$\delta_{\max}$
1	0.333	0.333	0.333	0.75
2	0.495	0.25	0.25	0.75
3	0.398	0.398	0.2	0.75
4	0.458	0.458	0.084	0.75
5	0.458	0.458	0.084	0.75

Πίνακας 3.1: Υπολογισμός δεικτών ασυμμετρίας

Είναι σαφές ότι σε κάθε μεταβολή ισχύει  $\delta_i < \delta_{\max}$ , επομένως ο έλεγχος μπορεί να διαχειριστεί τις παραπαπάνω συνθήκες ασυμμετρίας. Υπάρχουν όμως καταστάσεις ασυμμετρίας όπου  $\delta_i > \delta_{\max}$ , κατά τις οποίες ο ελεγκτής αδυνατεί να ισοκατανείμει την τιμή της τάσης αναφοράς μεταξύ των υπομονάδων. Το άθροισμα των τάσεων, ωστόσο, παραμένει ίσο με την τιμή αναφοράς. Εδώ, η τάση αναφοράς ορίζεται στα 300 V και οι διαδοχικά εφαρμοζόμενες μεταβολές στο σύστημα είναι οι εξής: κοινός συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a = 0.8$  για τους 3 αντιστροφείς, μεταβολή του  $m_a$  της δεύτερης υπομονάδας (0.8  $\rightarrow$  0.4). Παρατίθενται οι αποκρίσεις των τάσεων πυκνωτών των υπομονάδων, του αθροίσματος των τάσεων πυκνωτών και του ρεύματος εισόδου:



Σχήμα 3.17: Αριστερά: Απόκριση τάσεων πυκνωτών και αθροίσματος τάσεων πυκνωτών Δεξιά: Απόκριση ρεύματος εισόδου

Υπό τις δύο πρώτες συνθήχες λειτουργίας, οι τάσεις των πυχνωτών ισοχατανέμονται μεταξύ των υπομονάδων. Στη συνέχεια, η επιβαλλόμενη ασυμμετρία διαταράσσει τις τάσεις των πυχνωτών, διατηρώντας ωστόσο το άθροισμά τους στην επιθυμητή τιμή. Αυτή η αδυναμία του ελέγχου επιβεβαιώνεται από τους δείχτες ασυμμετρίας:

Μεταβολή	$\delta_1$	$\delta_2$	$\delta_3$	$\delta_{\max}$
1	0.333	0.333	0.333	0.5
2	0.444	0.111	0.444	0.5
3	0.667	0.166	0.166	0.5

Πίναχας 3.2: Υπολογισμός δειχτών ασυμμετρίας

Επαληθεύεται, λοιπόν, ότι η συνθήκ<br/>η $\delta_i < \delta_{\max}$ είναι απαραίτητη προκειμένου ο έλεγχος ασύμμετρων καταστάσεων να λει<br/>τουργεί ορθά.

## Κεφάλαιο 4

# Έλεγχος του ΑC σταδίου του μετατροπέα

#### 4.1 Τοπολογίες του ΑC φορτίου

Η χρήση του ΜΗΓ μετατροπέα σε εφαρμογές ηλεκτρικής χίνησης απαιτεί εν γένει ειδικές διαμορφώσεις σε επίπεδο κινητήρα. Η πρώτη εφαρμογή του μετατροπέα αφορούσε ξεχωριστή διαχείριση των τυλιγμάτων από τα μονοφασικά στάδια εξόδου κάθε αντιστροφέα. Η χρήση του επεκτείνεται σε πολυφασικές μηχανές, με διαχείριση τριών φάσεων από κάθε τριφασικό στάδιο εξόδου αντιστροφέα. Υπάρχουν ακόμη ειδικές διαμορφώσεις μηχανών μονίμων μαγνητών (πολλαπλού αστέρα - Multiple Star PMSM) με αρθρωτή δομή τυλιγμάτων, τα οποία αναφέρονται ως υποτυλίγματα. Συγκεκριμένα, αξιοποιούνται συγκεντρωμένα τυλίγματα κλασματικού βήματος (Fractional Slot Concentrated Windings - FSCW), όπως εμφανίζονται στο σχήμα 4.1, ενώ υπάρχουν αρθρωτές διαμορφώσεις και για κατανεμημένα τυλίγματα σε μηχανές επαγωγής [8]. Τέλος, μια πιθανή σύνθεση αποτελεί ο έλεγχος διαφορετικών τριφασικών μηχανών από κάθε τριφασικό στάδιο εξόδου του μετατροπέα, ανεξαρτήτως του τύπου της μηχανής. Εδώ επιλέγεται να προσομοιωθεί η σύνδεση μηχανών επαγωγής, μια ανά υπομονάδα, προκειμένου να επιδειχθεί η δυνατότητα ανεξάρτητης λειτουργίας κάθε υπομονάδας υπό κοινή DC τροφοδοσία.



Σχήμα 4.1: Διαμόρφωση FSCW (Αριστερά: Αρθρωτά υποτυλίγματα Δεξιά: Συμμετρικά υποτυλίγματα) [8]

### 4.2 Η μηχανή επαγωγής

Η μηχανή επαγωγής χρησιμοποιείται χυρίως ως χινητήρας (induction motor), με σημαντιχά πλεονεχτήματα το χόστος χαι την αξιόπιστη λειτουργία. Κατά τη λειτουργία του χινητήρα επαγωγής, η τάση του δρομέα (που παράγει το ρεύμα διέγερσης χαι το πεδίο του δρομέα) επάγεται στα τυλίγματά του αντί να προσφέρεται με χάποια ηλεχτριχή σύνδεση. Ο στάτης είναι ίδιος με αυτόν της σύγχρονης μηχανής, ενώ ο δρομέας έχει διαφορετιχή δομή: βραχυχυχλωμένου χλωβού (squirrel-cage rotor) ή δαχτυλιοφόρου δρομέα (wound rotor) [16]. Αυτές οι διαμορφώσεις έχουν την εξής μορφή:



Σχήμα 4.2: Αριστερά: Δρομέας βραχυχυχλωμένου χλωβού Δεξιά: Δαχτυλιοφόρος δρομέας [17]

Εφαρμόζοντας τριφασική τάση στον στάτη, τα τριφασικά ρεύματα που διαρρέουν τους αγωγούς του παράγουν το πεδίο του στάτη. Αυτό περιστρέφεται με ταχύτητα  $n_{\rm sync}$  και επάγει τάση  $e_{\rm ind}$  στα άκρα των τυλιγμάτων του δρομέα:

$$n_{\text{sync}} = \frac{120 \cdot f_e}{P}$$
  $e_{\text{ind}} = (v \times B) \cdot l$ 

όπου  $f_e$ : η ηλεκτρική συχνότητα τροφοδοσίας του στάτη (Hz), P: ο αριθμός πόλων της μηχανής, v: η σχετική ταχύτητα των αγωγών του δρομέα ως προς το μαγνητικό πεδίο, B: η μαγνητική επαγωγή του πεδίου του στάτη, l: το μήκος του αγωγού του δρομέα.

Η τάση στα άχρα των αγωγών του δρομέα προχαλείται από τη σχετική κίνηση του δρομέα ως προς το μαγνητικό πεδίο του στάτη. Τα μεγέθη που περιγράφουν τη σχετική κίνηση είναι η ταχύτητα ολίσθησης (slip speed  $n_{\rm slip}$ ), που ορίζεται ως η διαφορά της ταχύτητας του δρομέα από τη σύγχρονη ταχύτητα, και η ολίσθηση (slip s), που εκφράζει τη ταχύτητα ολίσθησης σε ανά μονάδα βάση:

$$n_{\rm slip} = n_{\rm sync} - n_m$$
  $s = \frac{n_{\rm slip}}{n_{\rm sync}} (\cdot 100\%)$ 

Η μηχανή επαγωγής λειτουργεί ως κινητήρας για θετική ολίσθηση (ταχύτητα δρομέα μικρότερη της σύγχρονης) και ως γεννήτρια για αρνητική ολίσθηση (ταχύτητα δρομέα μεγαλύτερη της σύγχρονης). Σύμφωνα με τα παραπάνω, η μηχανική ταχύτητα δρομέα εκφράζεται ως:

$$n_m = (1-s) \cdot n_{\text{sync}}$$

#### Ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης

Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα επαγωγής που παρατίθεται παρακάτω περιλαμβάνει τις αντιδράσεις σκέδασης στάτη και δρομέα  $(L_{sl}, L_{rl})$ , τον κλάδο μαγνήτισης  $(L_m)$ , την ωμική αντίσταση τυλίγματος στάτη  $(R_s)$ , την ωμική αντίσταση τυλίγματος δρομέα  $(R_r)$  και έναν όρο που αντιπροσωπεύει την αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη (αντι-HEΔ) και εξαρτάται από την  $R_r$  και την ολίσθηση.



Σχήμα 4.3: Ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης [18]

Το παραπάνω ισοδύναμο χύχλωμα περιγράφει ικανοποιητικά τη λειτουργία του κινητήρα επαγωγής σε μόνιμη κατάσταση, με ανάλυση φασιθετών (phasors). Ωστόσο, η μελέτη των μεταβατικών φαινομένων της μηχανής και ο σχεδιασμός κατάλληλων συστημάτων ελέγχου προϋποθέτουν τη δυναμική ανάλυση της μηχανής και τη δημιουργία αντίστοιχων δυναμικών μοντέλων ισοδυνάμου κυκλώματος.

#### Δυναμικό μοντέλο μηχανής επαγωγής

Ένα ευρέως διαδεδομένο δυναμικό μοντέλο του κινητήρα επαγωγής είναι το T-ισοδύναμο μοντέλο (dynamic T-equivalent circuit), που βασίζεται στο ισοδύναμο κύκλωμα που παρουσιάστηκε παραπάνω με μικρές παραλλαγές. Όμως, δεν κρίνεται ικανοποιητικό για τη δυναμική ανάλυση της μηχανής και τον σχεδιασμό ελεγκτών, καθώς είναι υπερπαραμετροποιημένο. Έτσι, προτιμάται το ανάστροφο-Γ δυναμικό μοντέλο, που περιλαμβάνει κατάλληλες τροποποιήσεις:

$$L_M = \frac{L_m^2}{L_r} \qquad \qquad \qquad L_\sigma = L_{sl} + L_{rl}$$

$$R_R = (\frac{L_m}{L_r})^2 \cdot R_r$$



Σχήμα 4.4: Αριστερά: Δυναμικό Τ-Ισοδύναμο κύκλωμα Δεξιά: Ανάστροφο-Γ Δυναμικό μοντέλο [18]

Η ανάλυση της δυναμικής συμπεριφοράς της μηχανής σε περιβάλλον προσομοίωσης απαιτεί τη δημιουργία ενός μοντέλου, εδώ στο πεδίο αναφοράς α-β, σύμφωνα με τις δυναμικές εξισώσεις και με ανάλυση στο πεδίο Laplace. Το μοντέλο παρουσιάζεται σε περιβάλλον Matlab, ώστε να είναι πιο εμφανείς οι παράμετροί του, ενώ η υλοποίησή του γίνεται σε περιβάλλον Plecs.



Σχήμα 4.5: Μοντέλο μηχανής επαγωγής



Σχήμα 4.6: Υπολογισμός αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης

Αυτό το μοντέλο υλοποιείται για κάθε υπομονάδα του μετατροπέα, προσομοιώνοντας τη σύνδεση ενός κινητήρα επαγωγής ανά υπομονάδα. Σε μια τυπική διάταξη αντιστροφέα, η τριφασική τάση εισόδου V<sub>abc</sub> προέρχεται από τις εξόδους του αντιστροφέα και όλα τα χρήσιμα αποτελέσματα για τη λειτουργία της μηχανής είναι εμφανή μέσω του υφιστάμενου μοντέλου. Ωστόσο, λόγω της αρθρωτής σχεδίασης του MHF μετατροπέα, του ελέγχου του DC σταδίου και των αλληλεπιδράσεων μεταξύ των υπομονάδων, είναι σημαντικό να εξεταστεί η επίδραση της λειτουργίας των AC σταδίων στη λειτουργία του μετατροπέα. Επομένως, πρέπει να υπάρχει και ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ του μετατροπέα και των κινητήρων σε επίπεδο προσομοίωσης. Για αυτό χρησιμοποιείται το Ανάστροφο-Γ δυναμικό μοντέλο του σχήματος 4.4, με τον όρο της αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης να ανατροφοδοτείται από το μοντέλο Laplace στο ηλεκτρικό κύκλωμα, όπως φαίνεται στη κυκλωματική αναπαράσταση παρακάτω. Η ορθότητα του παραπάνω μοντέλου επαληθεύεται χρησιμοποιώντας το διαθέσιμο μοντέλο κινητήρα επαγωγής (slip-ring IM) του PLECS, όπου προκύπτουν αντίστοιχα αποτελέσματα, με βάση τις παραμέτρους που επιλέχθηκαν στον πίνακα 4.1.



Σχήμα 4.7: Κυκλωματική αναπαράσταση κινητήρα επαγωγής σε μία υπομονάδα

Παράμετροι	Τιμές
$P_n$ (HP)	10
$V_n$ (V)	400
$f_n$ (Hz)	50
$n_p \;$ (ζεύγη πόλων)	2
J $(kg \cdot m^2)$	0.2
$R_s (\Omega)$	0.858
$R_R(\Omega)$	0.643
$L_s$ (mH)	13.66
$L_M$ (mH)	170.67

Πίναχας 4.1: Παράμετροι ανάστροφου-Γ δυναμιχού μοντέλου μηχανής επαγωγής

## 4.3 Έλεγχος μηχανής επαγωγής

#### 4.3.1 V/f έλεγχος

Η πιο διαδεδομένη τεχνική ελέγχου μηχανών επαγωγής είναι ο V/f έλεγχος, λόγω της απλότητάς του. Αποτελεί τεχνική ελέγχου ανοιχτού βρόχου, κατά την οποία η μεταβολή της συχνότητας τροφοδοσίας των τυλιγμάτων του τυμπάνου συνοδεύεται από αντίστοιχη μεταβολή της τάσης τροφοδοσίας, με τον λόγο V/f να παραμένει σταθερός μέχρι την ονομαστική ταχύτητα. Σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας του κινητήρα, η πτώση τάσης του τυλίγματος τυμπάνου είναι πολύ μικρότερη της επαγόμενης αντι-ηλεκτρεγερτικής δύναμης, επομένως αποτελεί ικανοποιητιχή προσέγγιση ότι:  $V_s = E_r = 4.44 K_s f_s N_s \psi_m$  ( $V_s$ : τάση τροφοδοσίας,  $E_r$ : επαγόμενη αντι-HE $\Delta, K_s$ : κατασκευαστική σταθερά,  $N_s$ : αριθμοί σπειρών ανά τύλιγμα στάτη,  $f_s$ : ηλεκτρική συχνότητα στάτη,  $\psi_m$ : μαγνητική ροή ανά πόλο).  $\Delta$ ιατηρώντας τον λόγο  $V_s/f_s$  σταθερό, εξασφαλίζεται ότι η μαγνητιχή ροή στο διάχενο του χινητήρα παραμένει περίπου σταθερή σε οποιαδήποτε ταχύτητα. Η γραμμική αυτή εξάρτηση παύει να ισχύει σε χαμηλές συχνότητες, όπου η πτώση τάσης στην αντίσταση τυμπάνου αρχίζει να γίνεται σημαντική, και απαιτείται αύξηση της τάσης τροφοδοσίας προχειμένου η ροή, χαι συνεπώς η ροπή, να διατηρούνται σταarthetaερές σε μικρές ταχύτητες [5].  $\Sigma$ την παρούσα εργασία arthetaα εξεταστεί η περίπτωση της γραμμικής εξάρτησης, με λειτουργία του κινητήρα κοντά στις ονομαστικές τιμές. Η παραπάνω ανάλυση αποτυπώνεται γραφικά ως εξής:



Σχήμα 4.8: Χαραχτηριστικές ροπής-ταχύτητας και τάσης-συχνότητας υπό V/f έλεγχο [17]

Σε μια τυπική διάταξη αντιστροφέα, ο έλεγχος πραγματοποιείται υπό σταθερή DC τάση τροφοδοσίας, προσαρμόζοντας κατάλληλα τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους και τη συχνότητα του σήματος αναφοράς. Η περίπτωση του MHF μετατροπέα παρουσιάζει διαφοροποιήσεις, καθώς η αντίστοιχη DC τάση τροφοδοσίας είναι η τάση των πυκνωτών των υπομονάδων, η οποία είναι ελεγχόμενη. Υπάρχουν επομένως δύο βαθμοί ελευθερίας κατά τη διαχείριση της τάσης εξόδου των αντιστροφέων: οι τάσεις πυκνωτών και ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ma. Προκειμένου να βρεθεί το κατάλληλο σχήμα διαχείρισης αυτών των μεταβλητών, είναι σημαντικό να γίνουν οι εξής παρατηρήσεις:

Ο ελεγχτής ασύμμετρης λειτουργίας μπορεί να διαχειρίζεται χάθε πιθανή ασυμμετρία, ώστε να αποφεύγονται οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των υπομονάδων, μόνο όταν ιχανοποιείται η συνθήχη: V<sub>cap</sub> ≥ V<sub>dc</sub>.

- Οι διακοπτικές απώλειες των MOSFET εξαρτώνται από την εφαρμοζόμενη τάση στα άκρα τους, η οποία είναι η τάση των πυκνωτών. Επειδή αυτή είναι ελεγχόμενη, η διάταξη αναμένεται να λειτουργεί υπό τις ελάχιστες δυνατές διακοπτικές απώλειες όταν η τάση των πυκνωτών παίρνει τη χαμηλότερη επιτρεπτή τιμή.
- Λόγω της δυνατότητας ανύψωσης τάσης από τους DC-DC μετατροπείς, οι αντιστροφείς δε χρειάζεται να λειτουργούν στη περιοχή υπερδιαμόρφωσης  $(m_a > 1)$ , αποφεύγοντας έτσι τη δημιουργία αρμονιχών χαμηλών συχνοτήτων.

Όταν ο μετατροπέας διαχειρίζεται μια μόνο μηχανή με αρθρωτή δομή τυλιγμάτων, η λειτουργία κάθε υπομονάδας δεν διαφέρει σημαντικά. Οι ασυμμετρίες που προκύπτουν, πέραν της περίπτωσης σφάλματος, είναι εν γένει κατασκευαστικές και η κατανάλωση ισχύος ανά υπομονάδα δεν διαφέρει σημαντικά. Επομένως, μπορεί να προσδιοριστεί ένας μέγιστος βαθμός ασυμμετρίας, δ<sub>i,max</sub>, ώστε η τάση πυκνωτών να παίρνει την ελάχιστη δυνατή τιμή που επιτρέπει τη διαχείριση των παραπάνω ασυμμετριών περιορίζοντας ταυτόχρονα τις διακοπτικές απώλειες. Ιδιαίτερα σε καταστάσεις λειτουργίας όπου η απαιτούμενη ροπή είναι χαμηλή, η μειωμένη τάση πυκνωτών δεν επιφέρει σημαντική αύξηση των απωλειών αγωγής, οπότε μπορεί να επιτευχθεί συνολικά αποδοτικότερη λειτουργία της διάταξης.

Ωστόσο, το σχήμα ελέγχου που υλοποιείται στη παρούσα εργασία αφορά την ανεξάρτητη διαχείριση διαφορετικών μηχανών επαγωγής ανά υπομονάδα. Αυτή η κατάσταση λειτουργίας απαιτεί ασφαλώς τη διαχείριση κάθε πιθανής ασυμμετρίας, επομένως η ελάχιστη τάση των πυκνωτών πρέπει να ισούται με την τάση τροφοδοσίας, που επιλέγεται να είναι 650 V. Εδώ υπογραμμίζεται ότι η επιλογή των στοιχείων του εργαστηριακού πρωτοτύπου του μετατροπέα, που χρησιμοποιούνται και στη προσομοίωση, έχει πραγματοποιηθεί με προδιαγραφές μικρότερων τάσεων και φορτίων. Επομένως, οι αποκρίσεις ορισμένων μεγεθών δεν είναι πιθανώς ιδανικές, αλλά επιδεικνύεται η δυνατότητα ευσταθούς λειτουργίας ενός κινητήριου συστήματος ακόμα και με μικρές τιμές φίλτρων εισόδου.

Σε κάθε σχήμα ελέγχου, η επιθυμητή συχνότητα που προκύπτει θα υλοποιηθεί από τον αντιστροφέα. Η τάση εξόδου προκύπτει πολλαπλασιάζοντας την αναφορά ταχύτητας με τον λόγο της ονομαστικής τάσης προς την ονομαστική ταχύτητα, και αντίστοιχα η συχνότητα τροφοδοσίας προκύπτει πολλαπλασιάζοντας την αναφορά ταχύτητας με τον λόγο της ονομαστικής συχνότητας προς την ονομαστική ταχύτητα. Το σχήμα ελέγχου που περιγράφεται για την περίπτωση ανεξάρτητης διαχείρισης μηχανών επαγωγής ανά υπομονάδα παρουσιάζεται παρακάτω:



Σχήμα 4.9: Σχήμα V/f ελέγχου για την πρώτη υπομονάδα

#### Αποτελέσματα προσομοίωσης

Εφαρμόζοντας το παραπάνω σχήμα V/f ελέγχου, παρουσιάζεται η περίπτωση συμμετρικής λειτουργίας των τριών κινητήρων επαγωγής. Συγκεκριμένα, προσομοιώνεται η εκκίνηση των τριών κινητήρων με αναφορά ταχύτητας 900 rpm, μια βηματική μεταβολή της ταχύτητας (900 rpm  $\rightarrow$  1000 rpm) τη χρονική στιγμή t = 1.2 s και μια διαταραχή της τάσης εισόδου (650 V  $\rightarrow$  600 V) τη χρονική στιγμή t = 1.8 s. Οι δύο πρώτες λειτουργικές καταστάσεις επαληθεύουν την

ορθή λειτουργία του ελεγκτή ταχύτητας, ενώ η τελευταία επιβεβαιώνει επιπλέον την ανεξάρτητη λειτουργία μεταξύ του DC και AC σταδίου της διάταξης, καθώς η λειτουργία των κινητήρων δεν επηρεάζεται από την διαταραχή της τάσης εισόδου. Οι αποκρίσεις των σημαντικότερων μεγεθών για τη λειτουργία της διάταξης παρουσιάζονται παρακάτω:



Σχήμα 4.10: Απόκριση ταχύτητας και ροπής



Σχήμα 4.11: Απόκριση μέτρου ρεύματος στάτη και ροής δρομέα



Σχήμα 4.12: Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσης πυκνωτή

Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα, είναι εμφανές ότι μπορεί να επιτευχθεί ευσταθής λειτουργία και ορθός έλεγχος του συστήματος υπό τις εφαρμοζόμενες μεταβολές. Οι κινητήρες λειτουργούν με την ταχύτητα αναφοράς, με μικρές αποκλίσεις που οφείλονται στην ολίσθηση, η οποία δε μπορεί να ληφθεί υπόψη σε ένα σύστημα ελέγχου ανοιχτού βρόχου. Οι αποκρίσεις των μεγεθών της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, του μέτρου του ρεύματος στάτη και της μαγνητικής ροής του δρομέα περιλαμβάνουν σημαντικές ταλαντώσεις κατά την εκκίνηση των κινητήρων, ενώ και κατά την επόμενη βηματική μεταβολή οι αποκρίσεις αυτών των μεγεθών δεν είναι ιδανικές, κάτι που αποτελεί μειονέκτημα αυτής της απλής μεθόδου ελέγχου. Τα μεγέθη που αφορούν τους κινητήρες δεν παρουσιάζουν μεταβολές κατά τη διαταραχή της τάσης εισόδου, επιβεβαιώνοντας την ανεξάρτητη λειτουργία του DC και AC σταδίου της διάταξης. Αντίστοιχα, οι τάσεις πυκνωτών υφίστανται πολύ μικρές διαταραχές κατά τις βηματικές μεταβολές στη πλευρά του AC σταδίου και κατά τη διαταραχή της τάσης εισόδου.

#### 4.3.2 Έλεγχος προσανατολισμού πεδίου

Μια πιο σύνθετη τεχνική ελέγχου μηχανών επαγωγής είναι ο έλεγχος προσανατολισμού πεδίου (Field Oriented Control - FOC), με άμεση εφαρμογή στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης υψηλής επίδοσης. Αυτή η μέθοδος επιτρέπει τον ανεξάρτητο έλεγχο ροής και ροπής της μηχανής όταν, στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο, το διάνυσμα ροής του δρομέα είναι ευθυγραμμισμένο με τον d άξονα του πλαισίου αναφοράς. Ο προσανατολισμός πεδίου μπορεί να επιτευχθεί είτε μέσω υπολογισμού της θέσης της ροής δρομέα από εκτιμητή ή μέτρηση (άμεσος προσανατολισμός πεδίου - Direct FOC), είτε μέσω υπολογισμού της γωνίας ροής από διαθέσιμους υπολογισμούς ταχύτητας και ολίσθησης (έμμεσος προσανατολισμός πεδίου - Indirect FOC) [5]. Εδώ θα υλοποιηθούν ελεγκτές με βάση το μοντέλο ρεύματος, χρησιμοποιώντας έμμεσο προσανατολισμό πεδίου, σύμφωνα με τη βιβλιογραφία [18].

Στόχος της παρούσας ανάλυσης δεν είναι η πλήρης εξέταση του σχήματος ελέγχου, αλλά η συμπεριφορά του μετατροπέα και των μεγεθών των μηχανών στις επιβαλλόμενες μεταβολές. Επομένως, το σχήμα ελέγχου επιλέγεται να περιγραφεί συνοπτικά. Η ορθότητα της λειτουργίας του θα εξεταστεί για την περίπτωση φορτίου ανάλογου της ταχύτητας περιστροφής ( $b \cdot w_m$ ), και θεωρώντας ακριβείς εκτιμήσεις των παραμέτρων της μηχανής από τους ελεγκτές, που υλοποιούνται στο d-q πλαίσιο αναφοράς. Αρχικά υλοποιείται ο ελεγκτής κλειδώματος φάσης (PLL), όπου χρησιμοποιείται κατάλληλη εκτίμηση της μαγνητικής ροής για την επίτευξη τέλειου προσανατολισμού πεδίου. Στη συνέχεια υλοποιούνται ελεγκτές ρεύματος με κατάλληλες χρονικές σταθερές για τις συνιστώσες  $I_d$  και  $I_q$ . Αυτοί οι ελεγκτές είναι δύο βαθμών ελευθερίας, περιλαμβάνουν προστασία έναντι συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος και περιορίζουν την τάση εξόδου ώστε να μην ξεπερνά την ονομαστική τιμή. Τέλος, υλοποιείται ελεγκτής ταχύτητας ως εξωτερικός βρόχος του ελέγκτη ρεύματος της συνιστώσας  $I_q$ , δημιουργώντας μια δομή φωλιασμένου ελέγχου. Επισημαίνεται ότι οι ελεγκτές αυτοί υλοποιούνται για κάθε υπομονάδα ξεχωριστά, κατά τον ίδιο τρόπο. Ο έλεγχος προσανατολισμού πεδίου παρουσιάζει σαφώς βελτιωμένες αποκρίσεις στα μεγέθη της μηχανής σε σχέση με τον βαθμωτό έλεγχο. Η δομή των ελεγκτών που αναφέρθηκαν παρουσιάζεται παρακάτω για μία υπομονάδα:



Σχήμα 4.13: Ελεγκτής κλειδώματος φάσης



Σχήμα 4.14: Ελεγ<br/>χτής  $I_d$ συνιστώσας



Σχήμα 4.15: Ελεγκτής  $I_q$  συνιστώσας



Σχήμα 4.16: Ελεγκτής ταχύτητας

#### Αποτελέσματα προσομοίωσης

Οι πυχνωτές των υπομονάδων λειτουργούν υπό σταθερή τάση 650 V, ώστε οι τάσεις εισόδου στους αντιστροφείς να είναι σταθερές και ταυτόχρονα η τάση εξόδου τους να φτάνει μέχρι και την ονομαστική της τιμή χωρίς να μεταβαίνουν σε περιοχή υπερδιαμόρφωσης ( $m_a > 1$ ). Εφαρμόζοντας το παραπάνω σχήμα διανυσματικού ελέγχου, παρουσιάζεται η περίπτωση ασύμμετρης λειτουργίας των τριών κινητήρων επαγωγής. Συγκεκριμένα, οι κινητήρες 1 και 2 εκκινούν με αναφορά ταχύτητας 500 rpm και ο κινητήρας 3 με 600 rpm. Εφαρμόζονται ταυτόχρονες βηματικές μεταβολές των ταχυτήτων τους, με τον κινητήρα 1 να λειτουργεί με 800 rpm και τους κινητήρες 2 και 3 να λειτουργόν με 900 rpm. Επιβεβαιώνεται, λοιπόν, ότι μπορεί να επιτευχθεί ευσταθής λειτουργία του συστήματος ακόμα και σε καταστάσεις ασύμμετρης λειτουργίας. Οι αποκρίσεις των σημαντικότερων μεγεθών για τη λειτουργία της διάταξης παρουσιάζονται παρακάτω:



Σχήμα 4.17: Απόκριση ταχύτητας και ροπής



Σχήμα 4.18: Απόκριση μέτρου ρεύματος στάτη και ροής δρομέα



 $\Sigma \chi$ ήμα 4.19: Απόκριση ρεύματος εισόδου και τάσης πυκνωτή

Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα, επιτυγχάνεται ευσταθής λειτουργία και ορθός έλεγχος των κινητήριων συστημάτων υπό τις εφαρμοζόμενες μεταβολές, ακόμη και κατά την περίπτωση ασύμμετρης λειτουργίας των υπομονάδων. Κάθε κινητήρας, δηλαδή, μπορεί να λειτουργεί ανεξάρτητα, στην ταχύτητα της τιμής αναφοράς. Μάλιστα, η απόκριση της ταχύτητας είναι ταχύτερη από την περίπτωση V/f ελέγχου. Αντίστοιχα, οι αποκρίσεις της ηλεκτρομαγνητικής ροπής, του μέτρου του ρεύματος στάτη και της μαγνητικής ροής του δρομέα κρίνονται ικανοποιητικές και δεν εμφανίζουν τις ταλαντώσεις που παρουσιάστηκαν στον προηγούμενο έλεγχο. Οι μεταβολές στο AC στάδιο κατά τον έλεγχο προσανατολισμού πεδίου φαίνεται να έχουν σημαντικότερη επίδραση στη λειτουργία των πυκνωτών των υπομονάδων. Συγκεκριμένα, προκαλούνται μεγαλύτερες ταλαντώσεις στην τάση των πυκνωτών για τις δεδομένες τιμές φίλτρων εισόδου, κατά τις βηματικές μεταβολές της ταχύτητας των κινητήρων. Εντέλει, ωστόσο, η λειτουργία του DC και AC παραμένει ανεξάρτητη, καθώς οι πυκνωτές διατηρούν την τάση αναφοράς χωρίς να επηρεάζεται η ανεξάρτητη και ευσταθής λειτουργία των κινητήρων.

# Κεφάλαιο 5

# Πειραματικά αποτελέσματα

### 5.1 Πειραματική διάταξη

#### Εργαστηριακό πρωτότυπο

Προχειμένου τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων να επαληθευθούν μέσω πειραματιχής διαδιχασίας, αξιοποιείται το υπάρχον εργαστηριαχό πρωτότυπο ενός MHFC, όπως σχεδιάστηχε και υλοποιήθηχε σε προηγούμενη διπλωματιχή εργασία [9]. Ο εν λόγω MHF μετατροπέας έχει ονομαστιχή ισχύ 1 kW, ονομαστιχή τάση 100 V στο DC στάδιο χάθε υπομονάδας χαι συντίθεται από 3 πανομοιότυπες υπομονάδες, διαμορφωμένες ως εξής:



Σχήμα 5.1: Άνω και κάτω όψεις υπομονάδας [9]

Η ανάλυση των επιμέρους στοιχείων της υπομονάδας παρουσιάζει ιδαίτερο ενδιαφέρον, ωστόσο κρίνεται σκόπιμο να εξεταστούν κυρίως τα στοιχεία που παίζουν ρόλο για την πειραματική υλοποίηση των ελεγκτών. Συγκεκριμένα, η κάθε υπομονάδα αποτελείται από 4 πανομοιότυπες ημιγέφυρες, η διαχείριση των οποίων μπορεί να γίνει με ευέλικτο τρόπο. Όπως προαναφέρθηκε, στη συγκεκριμένη εφαρμογή θα χρησιμοποιηθούν ως ένας DC-DC μετατροπέας ημιγέφυρας σε αλυσωτή διασύνδεση με έναν τριφασικό αντιστροφέα. Οι ημιγέφυρες που εμφανίζονται παρακάτω υλοποιήθηκαν με ημιαγωγούς πυριτίου (Si) τύπου MOSFET, τάσης αποκοπής 150 V.



Σχήμα 5.2: Κάρτες ημιγέφυρας με ένα (αριστερά) και δύο (δεξιά) MOSFET συνδεδεμένα παράλληλα [9]

Κάθε υπομονάδα περιλαμβάνει τους (22) πυχνωτές που συνθέτουν τον DC ζυγό (DC link). Χρησιμοποιήθηκαν πολυστρωματικοί κεραμικοί πυκνωτές (multi-layer ceramic capacitors), 10 μF, 100 V, σε παράλληλη συνδεσμολογία. Η χωρητικότητα αυτών των πυκνωτών παρουσιάζει μη γραμμική εξάρτηση από την εφαρμοζόμενη τάση, με την καμπύλη C-V να παρατίθεται παρακάτω. Ενδεικτικά, στα 100 V η συνολική χωρητικότητα του DC ζυγού είναι 48.4 μF, ενώ η ονομαστική της τιμή είναι 220 μF. Αυτή η μη γραμμική σχέση δεν φαίνεται να επηρεάζει σημαντικά τον έλεγχο ούτε σε επίπεδο προσομοίωσης ούτε κατά την πειραματική υλοποίηση, επομένως η θεώρηση σταθερής χωρητικότητας σε επίπεδο προσομοίωσης κρίνεται ικανοποιητική.



Σχήμα 5.3: Καμπύλη χωρητικότητας-τάσης (C-V) των πυκνωτών [9]
Τέλος, η διάταξη περιλαμβάνει ένα επαγωγικό στοιχείο 65 μΗ με πυρήνα τύπου φερρίτη (MnZn), που υλοποιείται σε ξεχωριστή κάρτα. Παρακάτω παρουσιάζεται και η πλήρης διάταξη του μετατροπέα, ο οποίος επιλέγεται να λειτουργεί με διακοπτική συχνότητα 100 kHz.



Σχήμα 5.4: Άνω και κάτω όψεις της τυπωμένης κάρτας του πηνίου[9]



Σχήμα 5.5: Πλήρης διάταξη του μετατροπέα

#### Μετρητικά

Η υλοποίηση ενός συστήματος ελέγχου κλειστού βρόχου απαιτεί ανάδραση (feedback), ώστε η τιμή αναφοράς να συγκρίνεται με τις μετρούμενες τιμές των ελεγχόμενων μεγεθών. Είναι, λοιπόν, απαραίτητη η χρήση μετρητικών ρεύματος και τάσης για την σχεδίαση των αντίστοιχων ελεγκτών. Τα προαναφερθέντα μετρητικά που απεικονίζονται στο σχήμα 5.6 ήταν διαθέσιμα στο εργαστήριο, όπως σχεδιάστηκαν στα πλαίσια διαφορετικών διπλωματικών εργασιών. Για τη μέτρηση τάσεων αξιοποιούνται οι τρεις από τις τέσσερις διαθέσιμες θέσεις μέτρησης που φαίνονται παρακάτω, καθώς η διάταξη έχει 3 υπομονάδες. Έγινε κατάληλη βαθμονόμηση (calibration) των μετρητικών με τη βοήθεια πολύμετρου, παλμογράφου και του μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter - ADC) του FPGA, προκειμένου ο έλεγχος να λαμβάνει τις σωστές φυσικές τιμές των μετρούμενων μεγεθών. Ιδιαίτερα για το μετρητικό τάσεων, οι συναρτήσεις βαθμονόμησης που υπολογίστηκαν διαφέρουν ανά θέση μέτρησης, λόγω κατασκευαστικών ασυμμετριών της πλακέτας.



Σχήμα 5.6: Αριστερά: Μετρητικό τάσεων Δεξιά: Μετρητικό ρεύματος



Σχήμα 5.7: Διαδικασία βαθμονόμησης

#### Υλικό Ελέγχου

Το υλικό ελέγχου που χρησιμοποιείται είναι ένα FPGA Development Board, Cora Z7-10, που βασίζεται στο ολοκληρωμένο κύκλωμα XC7Z010-1CLG400 της σειράς Zynq 7000 της Xilinx και εμφανίζεται στο σχήμα 5.8. Εκεί υλοποιείται ο κώδικας του συστήματος ελέγχου σε γλώσσα C και παράγονται τα κατάλληλα σήματα οδήγησης με προγραμματισμό σε VHDL. Η αρχική διάταξη περιελάμβανε και έναν μικροελεγκτή, με δυνατότητα άμεσου προγραμματισμού από το περιβάλλον PLECS και επικοινωνίας με το FPGA μέσω διαύλων Σειριακής Περιφερειακής Διασύνδεσης (SPI). Ωστόσο, ένα σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου σε μια διάταξη διακοπτικής συχνότητας 100 kHz δημιουργεί αυξημένες υπολογιστικές απαιτήσεις, που περιλαμβάνουν την εκτέλεση όλων των απαιτούμενων υπολογισμών ανά 5 ή 10 μs, κάτι που η προηγούμενη σύνθεση δεν μπορούσε να υποστηρίζει και εγκαταλείφθηκε.



Σχήμα 5.8: Cora Z7-10 [19]

Κρίνεται σημαντικό να παρουσιαστεί η διάρθρωση του συστήματος ελέγχου που σχεδιάστηκε επί του συγκεκριμένου Development Board. Η διαμόρφωση επιτελείται στο FPGA, χρησιμοποιώντας ένα ρολόι 410 MHz και ελέγχοντας τους μετατροπείς του εργαστηριακού πρωτοτύπου σε διακοπτική συχνότητα 100 kHz. Ο κώδικας του ελέγχου υλοποιείται στο τμήμα του επεξεργαστή (CPU), τροφοδοτώντας τους κατάλληλους βαθμούς χρησιμοποίησης στο FPGA ανά χρονικό βήμα 10 μs. Η δομή του παραπάνω συστήματος παρουσιάζεται γραφικά ως εξής:



Σχήμα 5.9: Διάρθρωση του συστήματος ελέγχου

#### Έλεγχος Συστημάτων Διακριτού Χρόνου

Η σχεδίαση των ελεγκτών σε γλώσσα C απαιτεί κατάλληλη προσαρμογή του ελέγχου που έχει υλοποιηθεί στο περιβάλλον προσομοίωσης, προκειμένου να μετατραπεί από σύστημα συνεχούς χρόνου (ΣΧ) σε σύστημα διακριτού χρόνου (ΔΧ). Για αυτόν το σκοπό αξιοποιούνται δύο μέθοδοι διακριτοποίησης:

 Η μέθοδος Euler (ή Forward Difference), όπου γίνεται μετάβαση από το πεδίο Laplace στο πεδίο z (και αντίστροφα) ως:

$$s \to \frac{z-1}{T_{\text{sampling}}}$$
  $z \to 1 + s \cdot T_{\text{sampling}}$ 

Η μέθοδος Euler δημιουργεί απλές εξισώσεις αλλά υπάρχουν περιπτώσεις όπου μπορεί να οδηγήσει σε αστάθεια [18]. Χρησιμοποιώντας την παραπάνω μέθοδο ο αναλογικός όρος

των ΡΙ ελεγκτών δεν μεταβάλλεται, ενώ ο ολοκληρωτικός όρος παίρνει τη μορφή:

integral term = previous integral term +  $K_I \cdot T_{\text{sampling}} \cdot \text{error}$  (5.1)

Η μέθοδος Tustin (ή Bilinear Transformation), όπου γίνεται μετάβαση από το πεδίο Laplace στο πεδίο z ως:

$$s \to \frac{z-1}{z+1} \cdot \frac{2}{T_{\text{sampling}}}$$

Η μέθοδος Tustin δημιουργεί συχνά πολύπλοχες εξισώσεις αλλά διατηρεί την ευστάθεια του συστήματος συνεχούς χρόνου [18]. Χρησιμοποιώντας την παραπάνω μέθοδο ο αναλογιχός όρος των ΡΙ ελεγχτών δεν μεταβάλλεται, ενώ ο ολοχληρωτιχός όρος παίρνει τη μορφή:

integral term = previous integral term + 
$$K_I \cdot \frac{T_{\text{sampling}}}{2} \cdot (\text{error + previous error})$$
 (5.2)

Παραχάτω παρουσιάζονται τα αντίστοιχα διαγράμματα βαθμίδων των ελεγχτών. Οι τελιχοί ελεγχτές διαχριτού χρόνου υλοποιήθηχαν με βάση τη μέθοδο διαχριτοποίησης Tustin, χωρίς να παρατηρούνται ζητήματα ευστάθειας με τη χρήση της μεθόδου Euler.



Σχήμα 5.10: Διαγράμματα βαθμίδων ΡΙ ελεγκτών (Συνεχούς Χρόνου, Διακριτοποίηση Euler, Διακριτοποίηση Tustin)

### 5.2 Έλεγχος ρεύματος εισόδου

Σε έναν PI ελεγκτή διακριτού χρόνου, η περίοδος δειγματοληψίας μεταβάλλει κατάλληλα τον ολοκληρωτικό όρο. Στον ελεγκτή ρεύματος εισόδου η περίοδος δειγματοληψίας είναι 5 μs, προκειμένου να λαμβάνονται 2 δείγματα ανά περίοδο από το μετρούμενο σήμα, που έχει περίοδο 10 μs και σημαντική κυμάτωση εντός μιας περιόδου. Η δυνατότητα λήψης περισσότερων δειγμάτων ανά περίοδο με ταυτόχρονη εκτέλεση του κώδικα ελέγχου περιορίζεται από την υπολογιστική ισχύ του FPGA, ωστόσο η λήψη 2 δειγμάτων είναι ικανοποιητική για την υλοποίηση του σχήματος ελέγχου. Ο ελεγκτής ρεύματος διασφαλίζει ότι η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου θα είναι ίση με την τιμή αναφοράς.

Η πειραματική διαδικασία του ελέγχου ρεύματος εισόδου έγινε χρησιμοποιώντας αποκλειστικά το DC στάδιο κάθε υπομονάδας, συνδέοντας ωμικό φορτίο στην έξοδο κάθε DC-DC μετατροπέα. Η διάταξη αυτή οδηγεί σε απλούστερες συνδεσμολογίες επί του μετατροπέα, με την εφαρμογή του ίδιου ελέγχου να μπορεί να επεκταθεί άμεσα και στη πλήρη σύνθεση του μετατροπέα. Εξετάζεται η απόκριση του ρεύματος εισόδου σε διαδοχικές, βηματικές μεταβολές της αναφοράς του. Κατά τη λήψη των αποτελεσμάτων, το όργανο απεικόνισης (παλμογράφος) δειγματοληπτεί το μετρούμενο ρεύμα ανά 2 ms, διάστημα σημαντικά μεγαλύτερο από τα 10 μs της περιόδου κυμάτωσης του ρεύματος. Επομένως, η ορθότητα του ελέγχου κρίνεται κυρίως από τη μέση τιμή του ρεύματος, και τη μέγιστη και ελάχιστη τιμή που παίρνει ανά μεταβολή, καθώς δεν μπορεί να εξεταστεί η συμπεριφορά του ανά διακοπτική περίοδο. Τέλος, τα πειραματικά αποτελέσματα ξεκινούν με έλεγχο ανοιχτού βρόχου και στη συνέχεια εισάγεται ο ελεγκτής κλειστού βρόχου.

#### 5.2.1 Λειτουργία με 1 υπομονάδα

Αρχικά επιλέγεται να εξεταστεί η λειτουργία του ελέγχου με 1 υπομονάδα, για λόγους επαλήθευσης της ορθής λειτουργίας του σε απλούστερη συνδεσμολογία. Το πείραμα γίνεται για τάση εισόδου 10 V, ωμικό φορτίο 32 Ω στην έξοδο του DC-DC μετατροπέα και δίνονται διαδοχικές αναφορές 1, 1.5, 1.8 και 0.5 Α για το ρεύμα εισόδου. Προκειμένου να γίνει εμφανής η επίδραση των φίλτρων εισόδου στη λειτουργία της διάταξης, η πειραματική διαδικασία έγινε με δύο τρόπους: αρχικά με χρήση του υπάρχοντος πηνίου της διάταξης (65 μH) και στη συνέχεια με εν σειρά διασύνδεση ενός μεγάλου πηνίου (150 mH), κατά την οποία απαιτήθηκε και η αλλαγή του αναλογικού και ολοκληρωτικού κέρδους του ελεγκτή.



Σχήμα 5.11: Πηνίο εισόδου 150 mH

Σύμφωνα με τις εξισώσεις 1.1, 1.2, για δεδομένο φορτίο εξόδου  $R_L$  και τάση εισόδου  $V_{dc}$ , η αύξηση της αναφοράς του ρεύματος οδηγεί σε μείωση του όρου  $(1-D)^2$  και άρα αύξηση του βαθμού χρησιμοποίησης D. Οι σχέσεις αυτές τροποποιούνται εν μέρει λόγω της πτώσης τάσης στην παρασιτική αντίσταση, η οποία εδώ δεν μπορεί να αμεληθεί, αλλά τα ποιοτικά συμπεράσματα εξακολουθούν να ισχύουν. Κατά το χρόνο αγωγής του άνω διακόπτη ισχύει:

$$V_L = V_{\rm dc} - I_{\rm dc} \cdot R_{\rm dc} = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow \Delta i = (V_{\rm dc} - I_{\rm dc} \cdot R_{\rm dc}) \cdot D \cdot T_s \cdot \frac{1}{L}$$
(5.3)

Επομένως, η μεταβολή της αναφοράς του ρεύματος εισόδου αναμένεται να μεταβάλλει κατ΄ αντίστοιχο τρόπο και την κυμάτωσή του, με την ακριβή εξάρτηση των δύο όρων να είναι πιο σύνθετη.

#### Αποτελέσματα με χρήση πηνίου 65 μΗ

Όπως φαίνεται παραχάτω, ο έλεγχος εξασφαλίζει ότι η μέση τιμή του ρεύματος παίρνει την τιμή της αναφοράς, χάτι που χαι επαληθεύθηχε μέσω μετρήσεων από πολύμετρο χατά την πειραματιχή διαδιχασία. Ο χρόνος ανόδου του ρεύματος υπολογίζεται περίπου 2 ms, χωρίς μεγάλη αχρίβεια, χαθώς αυτή είναι χαι η περίοδος δειγματοληψίας από τον παλμογράφο. Η χυμάτωση του ρεύματος είναι εμφανώς μεγαλύτερη όσο αυξάνεται η μέση τιμή του.



Σχήμα 5.12: Απόχριση ρεύματος εισόδου (1 υπομονάδα - πηνίο 65 μΗ)

#### Αποτελέσματα με χρήση πηνίου 150 mH

Η χρήση μεγαλύτερου πηνίου εξασφαλίζει εκ νέου ότι το ρεύμα εισόδου παίρνει την τιμή αναφοράς, με σημαντική μείωση της κυμάτωσής του. Ωστόσο, είναι σαφές ότι αυτό το πηνίο είναι ιδιαίτερα ογκώδες και η μειωμένη κυμάτωση επιτυγχάνεται με σημαντική μείωση της πυκνότητας ισχύος της διάταξης. Ο χρόνος ανόδου του ρεύματος είναι επίσης μεγαλύτερος και υπολογίζεται

περίπου στα 8 ms. Η ποιοτική σχέση μεταξύ κυμάτωσης και μέσης τιμής του ρεύματος εισόδου δεν μεταβάλλεται, απλώς δεν είναι πλέον εμφανής λόγω της μεγάλης τιμής της αυτεπαγωγής.



Σχήμα 5.13: Απόκριση ρεύματος εισόδου (1 υπομονάδα - πηνίο 150 mH)

#### 5.2.2 Λειτουργία με 3 υπομονάδες

Κατά τη λειτουργία με 3 υπομονάδες, το πείραμα διεξάγεται εκ νέου για τάση εισόδου 10 V και ωμικά φορτία περίπου 32 Ω ανά υπομονάδα. Παρουσιάζονται μικρές αποκλίσεις ανά φορτίο, ωστόσο δεν είναι σημαντικές ώστε να θεωρηθεί ασύμμετρη κατάσταση λειτουργίας. Εξάλλου, ο έλεγχος ρεύματος λειτουργεί και σε ασύμμετρες καταστάσεις χωρίς ανάγκη για ξεχωριστό ελεγκτή ανά υπομονάδα. Δίνονται διαδοχικές αναφορές 1, 1.5, 1.8 και 1.2 Α για το ρεύμα εισόδου. Η πειραματική διαδικασία θα γίνει αποκλειστικά με το υπάρχον (μικρό) πηνίο εισόδου, με στόχο να γίνει εμφανής η διαφοροποίηση της κυμάτωσης του ρεύματος με την αξιοποίηση της ολίσθησης φάσης. Όπως αναλύθηκε, η κυμάτωση του ρεύματος εισόδου εξαρτάται από τη μέση τιμή του, μέσω του βαθμού χρησιμοποίησης. Στη συγκεκριμένη περίπτωση οι βαθμοί χρησιμοποίησης δεν διαφέρουν σημαντικά, οπότε δεν εμφανίζεται διαφοροποίηση στο εύρος της κυμάτωσης.

#### Αποτελέσματα χωρίς ολίσθηση φάσης

Ο έλεγχος είναι λειτουργικός και για την περίπτωση 3 υπομονάδων, με το ρεύμα εισόδου να παίρνει τις τιμές αναφοράς με χρόνο ανόδου περίπου 2 ms. Η ορθότητα των αποτελεσμάτων επιβεβαιώνεται και μέσω μέτρησης του ρεύματος εισόδου με πολύμετρο.



Σχήμα 5.14: Απόκριση ρεύματος εισόδου (3 υπομονάδες - συγχρονισμένοι παλμοί)

#### Αποτελέσματα με ολίσθηση φάσης

Με τη χρήση της ολίσθησης φάσης επιτυγχάνεται εμφανής μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος, χωρίς να χρησιμοποιούνται μεγάλα φίλτρα εισόδου, και ο χρόνος ανόδου του ρεύματος εισόδου παραμένει ίδιος. Η εξάρτηση της κυμάτωσης από το βαθμό χρησιμοποίησης δεν είναι πλέον κοινή για όλο το εύρος λειτουργίας της διάταξης. Ωστόσο, με τη βοήθεια προσομοίωσης βρέθηκε ότι τα συγκεκριμένα πειράματα οδηγούν σε  $D > \frac{2}{3}$ , διάστημα για το οποίο διατηρείται η ποιοτική εξάρτηση που προαναφέρθηκε.



Σχήμα 5.15: Απόκριση ρεύματος εισόδου (3 υπομονάδες - με ολίσθηση φάσης)

#### 5.3 Έλεγχος τάσεων πυκνωτών

Για τον έλεγχο τάσεων των πυχνωτών ισχύουν όσα αναφέρθηκαν παραπάνω για τον έλεγχο ρεύματος. Η διαφοροποίηση που προχύπτει αφορά την περίπτωση λειτουργίας με 3 υπομονάδες, όπου η περίοδος δειγματοληψίας γίνεται 10 με και λαμβάνεται ένα δείγμα για κάθε τάση πυχνωτή ανά περίοδο. Αυτό οφείλεται στις περιορισμένες υπολογιστικές δυνατότητες του FPGA, καθώς η δειγματοληψία 3 τάσεων σε συνδυασμό με την εκτέλεση του κώδικα του ελέγχου διαπιστώθηκε ότι δεν προλαβαίνει να ολοκληρωθεί σε διάστημα 5 με. Ωστόσο, δεν δημιουργείται πρόβλημα στη λειτουργία του ελέγχου, καθώς η κυμάτωση των τάσεων των πυχνωτών είναι αρκετά μικρή. Για τον ίδιο λόγο η πειραματική διαδικασία διεξήχθη χρησιμοποιώντας αποκλειστικά ελεγκτή τάσεων, χωρίς τη δομή φωλιασμένου ελέγχου που παρουσιάστηκε σε επίπεδο προσομοίωσης, αφού διαπιστώθηκε ότι μπορεί να επιτευχθεί και με αυτόν τον τρόπο ευσταθής λειτουργία.

#### 5.3.1 Λειτουργία με 1 υπομονάδα

Ο έλεγχος τάσης επιλέγεται να γίνει για τάση εισόδου 15 V, ωμικό φορτίο 32 Ω, με διαδοχικές αναφορές 22, 18, 25 και 20 V. Ο χρόνος ανόδου της τάσης υπολογίζεται περίπου 10 ms. Η τάση του πυκνωτή παίρνει την τιμή της αναφοράς, με μικρή κυμάτωση γύρω από τη μέση τιμή. Η υπερύψωση στην τιμή του ρεύματος κατά την πρώτη μεταβολή οφείλεται στην μετάβαση από έλεγχο ανοιχτού σε κλειστού βρόχου, ενώ κατά τις υπόλοιπες μεταβολές παρατηρείται πρακτικά κρίσιμη απόσβεση.



Σχήμα 5.16: Αριστερά: Απόκριση τάσης Δεξιά: Απόκριση ρεύματος εισόδου (1 υπομονάδα)

#### 5.3.2 Λειτουργία με 3 υπομονάδες

Ο έλεγχος τάσεων για την περίπτωση συμμετριχού φορτίου γίνεται για τάση εισόδου 10 V, ωμιχά φορτία 32 Ω και διαδοχιχές αναφορές 36 V και 30 V για το άθροισμα των τάσεων πυχνωτών. Επειδή το φορτίο είναι συμμετριχό, χρησιμοποιείται ο ελεγχτής τάσεων συμμετριχής λειτουργίας. Στη συνέχεια, εξετάζεται η λειτουργία του συγχεχριμένου ελεγχτή στην περίπτωση ασύμμετρου φορτίου, αλλάζοντας το τρίτο ωμιχό φορτίο σε 100 Ω. Τέλος, για το παραπάνω φορτίο, δοχιμάζεται η λειτουργία του ελέγχου ασύμμετρων χαταστάσεων, με διαδοχιχές αναφορές 36 V και 30 V. Χρησιμοποιείται διαμόρφωση με ολίσθησης φάσης, χωρίς ωστόσο να έχει χάποια επίδραση στις χυματομορφές των τάσεων.

#### Συμμετρικό φορτίο - Ελεγκτής συμμετρικής λειτουργίας

Παρουσιάζεται η απόκριση της τάσης πυκνωτή μιας υπομονάδας, καθώς οι άλλες δύο είναι πρακτικά πανομοιότυπες λόγω συμμετρίας του συστήματος, και του αθροίσματος των τάσεων πυκνωτών. Όπως και στην περίπτωση 1 υπομονάδας, υπό συμμετρικό φορτίο οι τάσεις πυκνωτών παίρνουν τις τιμές αναφοράς με χρόνο ανόδου περίπου 10 ms.



Σχήμα 5.17: Απόκριση τάσης πυκνωτή και αθροίσματος τάσεων (3 υπομονάδες - συμμετρική λειτουργία)

#### Ασύμμετρο φορτίο - Ελεγκτής συμμετρικής λειτουργίας

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η αναφορά των τάσεων δίνεται ως άθροισμα των 3 αναφορών τάσεων και πραγματοποιείται η κατανομή τους ανά υπομονάδα. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα δηλαδή, οι αναφορές των τάσεων είναι 36 V και 30 V, με αυτές τις τιμές να ισοκατανέμονται ανά υπομονάδα στην περίπτωση συμμετρικού φορτίου. Πλέον το φορτίο είναι ασύμμετρο, οπότε το άθροισμα των 3 τάσεων πυκνωτών θα παραμένει ίσο με την συνολική τιμή αναφοράς, ωστόσο οι τάσεις ανά υπομονάδα θα διαφέρουν σημαντικά. Παραδείγματος χάριν, για την περίπτωση αναφοράς 30 V, η μέση τιμή κάθε τάσης πυκνωτή είναι 4.87 V, 6.53 V και 18.64 V αντίστοιχα για κάθε υπομονάδα, αθροιζόμενες στα 30.04 V.



Σχήμα 5.18: Έλεγχος τάσεων συμμετρικής λειτουργίας υπό ασύμμετρο φορτίο

#### Ασύμμετρο φορτίο - Ελεγχτής ασύμμετρης λειτουργίας

Με βάση τις σχέσεις 3.5, 3.6, για το συγκεκριμένο πείραμα με ωμικό φορτίο στην έξοδο των DC-DC μετατροπέων και με τάση εισόδου 10 V ισχύουν τα παρακάτω:

$$\delta_i = \frac{P_{\rm SMi}}{\Sigma P_{\rm SM}} = \frac{\frac{V_{\rm cap}^2}{R_i}}{\Sigma P_{\rm SM}} \tag{5.4}$$

$V_{\rm cap}$	$\delta_1$	$\delta_2$	$\delta_3$	$\delta_{\max}$
12	0.431	0.431	0.138	1.2
10	0.431	0.431	0.138	1

Πίναχας 5.1: Υπολογισμός δειχτών ασυμμετρίας

Είναι σαφές ότι  $\delta_i < \delta_{max}$  σε κάθε περίπτωση, επομένως ο έλεγχος θα είναι λειτουργικός. Σε αντίθεση με προηγουμένως, παρότι το φορτίο είναι ασύμμετρο, οι τάσεις των πυκνωτών πλέον ισοκατανέμονται ανά υπομονάδα. Υπό ευρύτερη οπτική, με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται η δυνατότητα ανεξάρτητης λειτουργίας κάθε υπομονάδας χωρίς να υπάρχουν αλληλεπιδράσεις μεταξύ τους, κάτι που αποτελεί κρίσιμο ζητούμενο σε αρθρωτές διατάξεις. Με βάση τα παρακάτω αποτελέσματα, ο ελεγκτής εξασφαλίζει ότι η τιμή του αθροίσματος των τάσεων πυκνωτών θα είναι ίση με την τιμή αναφοράς και ταυτόχρονα ισοκατανέμει την τάση μεταξύ των υπομονάδων.



Σχήμα 5.19: Έλεγχος τάσεων ασύμμετρης λειτουργίας υπό ασύμμετρο φορτίο

Μια αντίστοιχη πειραματική διαδικασία που αναδεικνύει άμεσα τη χρησιμότητα του ελεγκτή ασύμμετρης λειτουργίας αφορά την αρχική λειτουργία του ελεγκτή συμμετρικής λειτουργίας υπό ασύμμετρο φορτίο υπομονάδων και τη μετέπειτα ενεργοποίηση του ελεγκτή ασυμμετρίας. Τα φορτία των υπομονάδων είναι 40 Ω, 80 Ω και 100 Ω αντίστοιχα, η τάση εισόδου είναι 10 V και η αναφορά του αθροίσματος τάσεων πυκνωτών είναι 30 V. Όπως παρουσιάζεται παρακάτω, η αρχική ασυμμετρία που εισάγουν τα διαφορετικά φορτία των υπομονάδων εξαλείφεται με την ενεργοποίηση του ελεγκτή ασυμμετρίας, και μάλιστα με ταχύτατη απόκριση.



Σχήμα 5.20: Ελεγχος τάσεων συμμετρικής και ασύμμετρης λειτουργίας υπό ασύμμετρο φορτίο

#### Ελεγκτής ασύμμετρης λειτουργίας: διαταραχές φορτίου και τάσης εισόδου

Πέραν της δυνατότητας εξισορρόπησης των τάσεων των υπομονάδων σε διαφορετικές τιμές αναφοράς, η ορθότητα λειτουργίας του ελεγκτή ασύμμετρων καταστάσεων εξετάζεται και υπό διαταραχές του φορτίου των υπομονάδων. Προκειμένου να μοντελοποιηθεί η λειτουργία ξεχωριστών κινητήρων από κάθε υπομονάδα του μετατροπέα, επιβάλλονται βηματικές μεταβολές στα ωμικά φορτία του DC σταδίου και εξετάζεται η επίδρασή τους στις τάσεις πυκνωτών των υπομονάδων. Συγκεκριμένα, η τάση εισόδου του μετατροπέα είναι 10 V, η αναφορά του αθροίσματος τάσεων πυκνωτών ορίζεται στα 30 V και επιβάλλονται οι εξής διαδοχικές μεταβολές: το ωμικό φορτίο της πρώτης υπομονάδας μεταβάλλεται από 40 Ω σε 55 Ω, το ωμικό φορτίο της δεύτερης μεταβάλλεται από 80 Ω σε 53 Ω και το ωμικό φορτίο της τρίτης μεταβάλλεται από 100 Ω σε 62 Ω. Παρακάτω παρατίθενται οι αποκρίσεις των τάσεων πυκνωτών και του ρεύματος εισόδου κατά τις επιβαλλόμενες μεταβολές. Οι τάσεις πυκνωτών παραμένουν πρακτικά σταθερές κατά τις επιβαλλόμενες μεταβολές, ύστερα αναδεικνύοντας τη δυνατότητα ανεξάρτητης λειτουργίας των υπομονάδων. Η μεταβολή του φορτίου είναι φανερή μέσω των μεταβολών του ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 5.21: Ελεγχος ασύμμετρης λειτουργίας υπό διαταραχές φορτίου: απόκριση τάσεων



Σχήμα 5.22: Ελεγχος ασύμμετρης λειτουργίας υπό διαταραχές φορτίου: απόχριση ρεύματος εισόδου

Τέλος, η λειτουργία του ελεγκτή ασύμμετρων καταστάσεων ελέγχεται υπό διαταραχές της τάσης εισόδου. Τα ωμικά φορτία στην έξοδο των DC-DC μετατροπέων έχουν τιμές 40 Ω, 80 Ω και 60 Ω αντίστοιχα ανά υπομονάδα, και η τάση εισόδου του μετατροπέα μεταβάλλεται, με διαδοχικές τιμές 8 V, 10.9 V και 12.5 V. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται παρακάτω, η τάση των πυκνωτών δεν επηρεάζεται από τις μεταβολές της τάσης εισόδου. Επομένως, τα AC στάδια των υπομονάδων μπορούν να λειτουργούν ανεξάρτητα από τις διαταραχές της τάσης εισόδου, με σταθερή τάση πυχνωτών. Η αύξηση της τάσης εισόδου αντιστοιχεί σε μείωση του ρεύματος εισόδου, καθώς ο μετατροπέας καταναλώνει σταθερή ισχύ στη συγκεκριμένη τοπολογία.



Σχήμα 5.23: Ελεγχος ασύμμετρης λειτουργίας υπό διαταραχή τάσης εισόδου: απόκριση τάσεων



Σχήμα 5.24: Ελεγχος ασύμμετρης λειτουργίας υπό διαταραχή τάσης εισόδου: απόκριση ρεύματος εισόδου

## 5.4 Λειτουργία με μηχανή επαγωγής

Η συγκεκριμένη πειραματική διαδικασία αξιοποιεί την πλήρη σύνθεση του μετατροπέα για την οδήγηση ενός κινητήρα επαγωγής. Λόγω απουσίας γαλβανικής απομόνωσης μεταξύ των υπομονάδων και δεδομένων των διαθέσιμων κινητήρων στο χώρο του εργαστηρίου, η συνδεσμολογία που επιλέχθηκε είναι η τροφοδότηση τριφασικού μετασχηματιστή (1:1) από κάθε τριφασικό στάδιο εξόδου του μετατροπέα, η εν σειρά διασύνδεση των δευτερεύοντων των μετασχηματιστών και η τελική σύνδεσή τους με τον κινητήρα επαγωγής. Η συγκεκριμένη συνδεσμολογία παρουσιάζεται παρακάτω για λόγους πληρότητας.



Σχήμα 5.25: Συνδεσμολογία πειραματικής διαδικασίας

Σε κάθε τριφασικό αντιστροφέα δίνονται τα ίδια σήματα αναφοράς για την παραγωγή των τριφασικών τάσεων μέσω ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, με την επιθυμητή συχνότητα και συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $(m_a)$  να καθορίζονται από το χρήστη. Στο DC στάδιο εξετάζονται οι ελεγκτές τάσεων συμμετρικής και ασύμμετρης λειτουργίας. Επιβεβαιώνεται ότι η κατάσταση ασυμμετρίας μπορεί να προκύψει και λόγω των κατασκευαστικών χαρακτηριστικών ενός θεωρητικά συμμετρικού συστήματος, σε αντίθεση με την εσκεμμένη ασυμμετρία που δημιουργήθηκε στα προηγούμενα πειράματα με τη χρήση διαφορετικών ωμικών φορτίων. Η ύπαρξη ασυμμετρίας επαληθεύεται από τις μετρούμενες τάσεις πυκνωτών των υπομονάδων, αναδεικνύοντας την αξία του ελέγχου ασύμμετρων καταστάσεων. Προτού παρουσιαστούν αυτά τα αποτελέσματα, επαληθεύεται η ορθή λειτουργία της διαμόρφωσης στους αντιστροφείς. Παρουσιάζονται τα ρεύματα μιας φάσης του κινητήρα επαγωγής για συχνότητες 10 και 50 Hz, χρησιμοποιώντας έλεγχο ανοιχτού βρόχου στο DC στάδιο.



Σχήμα 5.26: Ρεύματα χινητήρα επαγωγής Αριστερά: συχνότητα 10 Hz Δεξιά: συχνότητα 50 Hz

Η πειραματική διαδικασία που παρουσιάζεται παρακάτω πραγματοποιείται με τάση εισόδου 27 V, άθροισμα τάσεων αναφοράς 58 V στο DC στάδιο, συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a = 0.9$  και συχνότητα τάσεων εξόδου των αντιστροφέων 50 Hz.

#### Αποτελέσματα με ελεγκτή τάσεων συμμετρικής λειτουργίας

Παρότι το σύστημα αποτελείται από όμοια στοιχεία ανά υπομονάδα, τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά τους δημιουργούν ασυμμετρίες και επακόλουθη ανισοκατανομή των τάσεων ανά υπομονάδα. Συγκεκριμένα, οι μέσες τιμές των τάσεων πυκνωτών που απεικονίζονται μετρήθηκαν να είναι 21.3 V, 18.5 V και 17.8 V ανά υπομονάδα, αντί για την επιθυμητή τιμή 19.33 V.



Σχήμα 5.27: Τάσεις πυχνωτών των υπομονάδων με έλεγχο συμμετριχής λειτουργίας

#### Αποτελέσματα με ελεγχτή τάσεων για ασύμμετρη λειτουργία

Το παραπάνω αποτέλεσμα αναδειχνύει ότι η θεώρηση συμμετριχού φορτίου αποτελεί εν γένει εξιδανίχευση, αχόμα χαι όταν χάθε υπομονάδα επιτελεί αχριβώς την ίδια λειτουργία. Ο έλεγχος ασύμμετρων χαταστάσεων λοιπόν διορθώνει τόσο τις λειτουργιχές όσο χαι τις χατασχευαστιχές ασυμμετρίες της διάταξης, διασφαλίζοντας την ορθή λειτουργία της υπό τον περιορισμό του δείχτη  $\delta_{max}$  που έχει αναλυθεί. Στο συγχεχριμένο παράδειγμα οι απειχονιζόμενες τάσεις των πυχνωτών μετρήθηχαν να είναι 19.35, 19.4 χαι 19.3 V αντίστοιχα, με χρόνο ανόδου περίπου 5 ms.



Σχήμα 5.28: Τάσεις πυχνωτών των υπομονάδων με έλεγχο ασύμμετρης λειτουργίας

Παρουσιάζεται αχόμα η εργαστηριαχή διάταξη που χρησιμοποιήθηχε για το συγχεχριμένο πείραμα, που περιλαμβάνει τον χινητήρα επαγωγής χαι τους τριφασιχούς μετασχηματιστές:



Σχήμα 5.29: Αριστερά: Κινητήρας Επαγωγής Δεξιά: 3 τριφασικοί μετασχηματιστές

#### 5.5 Ανάλυση χυμάτωσης ρεύματος εισόδου

Η καταγραφή των παραπάνω πειραματικών μετρήσεων έγινε για χρονική διάρκεια κατά την οποία μπορεί να γίνει εμφανές το επιθυμητό αποτέλεσμα του ελέγχου, αλλά δεν υπάρχει επαρκής ανάλυση σε χρόνο αντίστοιχο των διακοπτικών φαινομένων, λόγω περιορισμών που εισάγουν τα μετρητικά στοιχεία. Για την εξέταση της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου αρκεί η χρήση του DC σταδίου του μετατροπέα, χρησιμοποιώντας τάση εισόδου 47 V και ωμικά φορτία 32 Ω σε κάθε έξοδο των υπομονάδων. Για τις δεδομένες τιμές, η πτώση τάσης στην παρασιτική αντίσταση εισόδου έχει αμελητέα επίδραση. Επιλέγεται έλεγχος ανοιχτού βρόχου, προκειμένου να είναι μετρητικό ρεύματος με κατάλληλο εύρος ζώνης (bandwidth) ώστε να μην φιλτράρονται τα σήματα υψηλών συχνοτήτων (πχ 300 kHz με ολίσθηση φάσης).

#### Χωρίς ολίσθηση φάσης

Με βάση τα παραχάτω αποτελέσματα επαληθεύεται ότι η χυμάτωση του ρεύματος έχει γραμμιχή εξάρτηση από το βαθμό χρησιμοποίησης, όταν χρησιμοποιείται η απλή διαμόρφωση εύρους παλμών υπό σταθερή τάση εισόδου. Η μείωση του βαθμού χρησιμοποίησης μειώνει προς στιγμή τη τάση που βλέπει το επαγωγικό στοιχείο από τον μετατροπέα, άρα η τάση στα άχρα του χαι το ρεύμα εισόδου αυξάνονται. Η αύξηση του ρεύματος εισόδου οδηγεί στην αύξηση της τάσης των πυχνωτών. Τέλος, η περίοδος των σημάτων είναι 10 μs, που αντιστοιχεί στη διαχοπτιχή συχνότητα 100 kHz.



Σχήμα 5.30: Κυμάτωση ρεύματος εισόδου για διαφορετικούς βαθμούς χρησιμοποίησης χωρίς ολίσθηση φάσης

#### Με ολίσθηση φάσης

Η αξιοποίηση της ολίσθησης φάσης επιτρέπει την αισθητή μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος, χωρίς να μεταβάλλονται οι διακοπτικές απώλειες, ενώ υπάρχουν τιμές για τις οποίες η χυμάτωση πραχτικά μηδενίζεται (D=0.33, D=0.66), όπως είναι εμφανές παρακάτω. Γίνεται αχόμη άμεση σύγκριση των δύο τεχνικών, υπό κοινά D, προκειμένου το παραπάνω να γίνει ξεκάθαρο. Όπως έχει αναφερθεί, η σχέση μεταξύ βαθμού χρησιμοποίησης και κυμάτωσης υπό σταθερή τάση εισόδου παύει να είναι γραμμική σε όλο το εύρος της λειτουργίας του μετατροπέα. Η συχνότητα των σημάτων είναι 300 kHz, τριπλάσια της διακοπτικής, όπως αναμενόταν σε συμμετρική κατάσταση λειτουργίας με 3 υπομονάδες.



Σχήμα 5.31: Κυμάτωση ρεύματος εισόδου για διαφορετιχούς βαθμούς χρησιμοποίησης με ολίσθηση φάσης



Σχήμα 5.32: Σύγκριση αποτελεσμάτων για D=0.5 και D=0.66

Τέλος, παρουσιάζεται μια εικόνα της πειραματικής διάταξης και της συνδεσμολογίας που υλοποιήθηκε για τη λήψη των παραπάνω αποτελεσμάτων, με την αξιοποίηση των DC-DC μετατροπέων και τη χρήση ωμικών φορτίων.



Σχήμα 5.33: Πειραματική διάταξη για 3 υπομονάδες

## Κεφάλαιο 6

# Σύνοψη - Συμπεράσματα - Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

### 6.1 Σύνοψη - Συμπεράσματα

Ανακεφαλαιώνοντας, κρίνεται σκόπιμο να συνοψιστούν τα κύρια σημεία της παρούσας εργασίας και τα συμπεράσματα που προέκυψαν κατά τη μελέτη του ΜΗF μετατροπέα:

#### Σε θεωρητικό επίπεδο:

- Παρουσιάζονται οι βασικές εξισώσεις λειτουργίας του μετατροπέα και περιγράφεται η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με ολίσθηση φάσης, που μειώνει την κυμάτωση του ρεύματος εισόδου και τις απώλειες που αντιστοιχούν σε αυτή. Εξετάζεται η περίπτωση του μονοφασικού φορτίου στην έξοδο του μετατροπέα, όπου αναδεικνύεται η σημασία του σχήματος ενεργού αντιστάθμισης της τάσης των πυκνωτών των υπομονάδων.
- Υλοποιείται σε επίπεδο προσομοίωσης ένα σχήμα ελέγχου χλειστού βρόχου για το DC στάδιο του μετατροπέα, που αφορά το ρεύμα εισόδου και τις τάσεις πυκνωτών των υπομονάδων. Επιδεικνύεται η δυνατότητα ευσταθούς λειτουργίας του συστήματος υπό πιθανές διαταραχές, για την περίπτωση 3 υπομονάδων με τριφασικό φορτίο σε κάθε έξοδο. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στον έλεγχο τάσεων υπό ασύμμετρες συνθήκες ανά υπομονάδα, όπου επιβεβαιώνεται η ευσταθής λειτουργία του συστήματος υπό ορισμένες προϋποθέσεις.
- Στα πλαίσια της αξιοποίησης του μετατροπέα σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης, υλοποιούνται ακόμη σχήματα ελέγχου για το AC στάδιο της διάταξης, που αφορούν έλεγχο πολλαπλών μηχανών επαγωγής από κοινή πηγή τροφοδοσίας. Αναδεικνύεται η δυνατότητα ανεξάρτητης διαχείρισης κάθε μηχανής χωρίς αλληλεπιδράσεις.

#### Σε επίπεδο υλοποίησης:

- Αξιοποιείται ένα υπάρχον εργαστηριακό πρωτότυπο προκειμένου να επαληθευθούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Σε επίπεδο ελέγχου ανοιχτού βρόχου, επιβεβαίωνεται η εξάρτηση της κυμάτωση του ρεύματος εισόδου από το λόγο χρησιμοποίησης των DC-DC μετατροπέων και από την χρήση ή μη της τεχνικής ολίσθησης φάσης.
- Υλοποιούνται ελεγκτές κλειστού βρόχου διακριτού χρόνου για το ρεύμα εισόδου και την

τάση των πυκνωτών των υπομονάδων, για συμμετρικές και ασύμμετρες συνθήκες λειτουργίας, χρησιμοποιώντας ένα FPGA development board.

 Αξιοποιείται η πλήρης σύνθεση του μετατροπέα για οδήγηση ενός χινητήρα επαγωγής του εργαστηρίου, χρησιμοποιώντας έλεγχο ανοιχτού βρόχου στο AC στάδιο. Στο DC στάδιο συγχρίνεται η λειτουργία των ελεγχτών τάσεων συμμετριχής χαι ασύμμετρης λειτουργίας, αναδειχνύοντας τη σημασία του τελευταίου αχόμα χαι σε ένα σύστημα θεωρητιχά συμμετριχό.

## 6.2 Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

Η παρούσα διπλωματική εργασία εστιάζει σε συγκεκριμένες πτυχές της λειτουργίας των αρθρωτών μετατροπέων υψηλής διακοπτικής συχνότητας, η μελέτη των οποίων μπορεί μελλοντικά να επεκταθεί ποικιλοτρόπως. Συγκεκριμένα, ορισμένοι τομείς που παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι οι παρακάτω:

- Περαιτέρω εμβάθυνση στη λειτουργία του μετατροπέα με μονοφασικό φορτίο στην έξοδο κάθε υπομονάδας, πειραματική μελέτη και εξέταση σχημάτων ελέγχου που επιτρέπουν την ενεργό αντιστάθμιση των τάσεων των υπομονάδων ανεξαρτήτως του συντελεστή ισχύος του φορτίου
- Διεξοδική ανάλυση της συμπεριφοράς μηχανής οδηγούμενης από MHFC σε καταστάσεις σφάλματος
- Πειραματική επαλήθευση του διανυσματικού ελέγχου μηχανής επαγωγής χρησιμοποιώντας το εργαστηριακό πρωτότυπο
- Πειραματική μέτρηση των απωλειών του μετατροπέα σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας των DC-DC μετατροπέων και των αντιστροφέων, για εύρεση πραγματικά βέλτιστου σχήματος διαχείρισης της διάταξης
- Εξέταση της επίδρασης διαφορετικών ημιαγωγών (SiC, GaN) στην απόδοση του μετατροπέα και πειραματική επαλήθευση χρησιμοποιώντας διάταξη θερμιδομετρικής μέτρησης απωλειών

## Βιβλιογραφία

- A. Mayer, C. Rolff, and R. Marquardt, "Control concept and stability considerations of the modular high frequency converter", in 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, 2014, pp. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2014.6910761.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] Στέφανος Ν. Μανιάς, "Ηλεκτρονικά Ισχύος". Εκδόσεις Συμεών, 2020.
- [6] Σταύρος Αθ. Παπαθανασίου, "1Φ Αντιστροφείς". Διαφάνειες μαθήματος: Ηλεκτρονική Ισχύος Ι.
- [7] Σταύρος Αθ. Παπαθανασίου, "3Φ Αντιστροφείς". Διαφάνειες μαθήματος: Ηλεκτρονική Ισχύος Ι.
- [8] H. Zhang and O. Wallmark, "Evaluation of winding arrangements in electric machinery for modular electric drives", in 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016, pp. 2820–2825. DOI: 10.1109/IPEMC.2016.7512744.
- [9] Κωνσταντίνος Μάνος, "Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Αρθρωτού Μετατροπέα Υψηλής Διακοπτικής Συχνότητας (MHFC) για την Οδήγηση Ηλεκτρικού Κινητήρα". Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα 2022.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] J. W. van der Merwe and H. d. T. Mouton, "An investigation of the natural balancing mechanisms of modular input-series-output-series dc-dc converters", in 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010, pp. 817–822. DOI: 10.1109/ECCE.2010.5617912.
- [13] J. W. van der Merwe and H. du T. Mouton, "An investigation of the natural balancing mechanisms of cascaded active-rectifiers", in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control* Conference EPE-PEMC 2010, 2010, T2-22-T2-28. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606840.
- [14] P. Chen, F. Xiao, J. Liu, Z. Zhu, and Q. Ren, "Unbalanced operation principle and fast balancing charging strategy of a cascaded modular multilevel converter-bidirectional dc-dc converter in the shipboard applications", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 3, pp. 1265– 1278, 2020. DOI: 10.1109/TTE.2020.3016029.

- [15] P. Chen, J. Liu, F. Xiao, Z. Zhu, and Q. Ren, "Independent voltage control strategy for cascaded modular multilevel converter -bidirectional dc/dc converter under unbalanced operation", in 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020, pp. 1378–1383. DOI: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368097.
- [16] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*.
- [17] Σταύρος Αθ. Παπαθανασίου, "AC Drives Presentation". Διαφάνειες μαθήματος: Βιομηχανική Ηλεκτρονική.
- [18] L. Harnefors, M. Hinkkanen, and O. Wallmar, Control of Voltage-Source Converters and Variable-Speed Drives.
- [19] Cora z7 digilent reference, https://digilent.com/reference/programmable-logic/coraz7/start, Accessed: 28-05-2023.