ΕΛΛΗΝΙΚΟ ΜΕΣΟΓΕΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Διπλωματική Εργασία

Μελέτη και υλοποίηση ελεγκτή για υβριδικό πολυεπίπεδο μετατροπέα Συνεχούς σε Συνεχή τάση

Κοτούλας Γεώργιος

Επιβλέπων: ***Δρ. Ορφανουδάκης Γεώργιος***

Συνεπιβλέπων: Δρ. Ευάγγελος Πομποδάκης

Ηράκλειο, Σεπτέμβριος 2025

HELLENIC MEDITERRANEAN UNIVERSITY

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING

ENERGY SYSTEMS SECTOR

Final Thesis

Study and Implementation of a Controller for a Hybrid Multilevel DC-DC Converter

Kotoulas Georgios

Supervisor: Dr ORFANOUDAKIS GEORGIOS

Co-supervisor: Dr Evangelos Pompodakis

Heraklion, September 2025

Copyright© Γεώργιος Κοτούλας 2025

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται κάθε χρήση για μη κερδοσκοπικό σκοπό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα.

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 ΕΛΜΕΠΑ.

Ευχαριστίες

Η παρούσα πτυχιακή εργασία πραγματοποιήθηκε στο Εργαστήριο Μηχανών, του Ελληνικού Μεσογειακού Πανεπιστημίου κατά τη χειμερινή περίοδο του 2024-2025.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κύριο Ορφανουδάκη Γεώργιο για την εμπιστοσύνη δίνοντάς μου το συγκεκριμένο θέμα, αλλά και για την εξειδικευμένη μεταλαμπάδευση γνώσεων και καθοδήγησή του κατά την διεξαγωγή των πειραμάτων. Ένα μεγάλο ευχαριστώ αξίζει στους συμφοιτητές και φίλους μου για τις ώρες συνεργασίας, τις συζητήσεις και τη στήριξη, ειδικά όταν τα πράγματα δυσκόλευαν.

Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για τη συνεχή ενθάρρυνση, την υπομονή και την ηθική υποστήριξη σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Σύνοψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζει έναν υβριδικό μετατροπέα DC/DC υποβιβασμού, κατάλληλο για συστήματα μέσης-υψηλής τάσης. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας περιλαμβάνει μόνο έναν βραχίονα με Η-γέφυρες (SMs), προσφέροντας σαφή πλεονεκτήματα σε σχέση με υπάρχοντες σχεδιασμούς, όπως μικρότερο αριθμό εν σειρά συνδεδεμένων ημιαγωγών και SMs, καθώς και λιγότερους πυκνωτές στις υπομονάδες. Ως αποτέλεσμα, μειώνεται το κόστος, το μέγεθος και η πολυπλοκότητα, ενώ παράλληλα απλοποιείται η μέτρηση τάσης και οι μέθοδοι εξισορρόπησης. Επιπλέον, ο μετατροπέας λειτουργεί χωρίς κυκλοφορούντα ρεύματα μεταξύ διαφορετικών βραχιόνων, γεγονός που διευκολύνει τον έλεγχο και προσφέρει εξαιρετική δυναμική απόκριση σε αλλαγές φορτίου ή επιθυμητής τάσης.

Στόχος της εργασίας είναι η θεωρητική μελέτη του μετατροπέα να επιβεβαιωθεί τόσο σε προσομοιώσεις όσο και σε πειραματική υλοποίηση. Για τον σκοπό αυτό, αξιοποιήθηκε το λογισμικό MATLAB-Simulink, στο οποίο διερευνήθηκε εκτενώς η συμπεριφορά του μετατροπέα σε διάφορες συνθήκες λειτουργίας, ενώ παράλληλα πραγματοποιήθηκε η πειραματική υλοποίηση με τη χρήση του συστήματος Typhoon HIL 402 και του μικροελεγκτή TI C2000 LAUNCHXL-F28379D. Το HIL 402 αποτελεί σύστημα προσομοίωσης σε πραγματικό χρόνο, σχεδιασμένο για την ανάπτυξη, τον έλεγχο και τη δοκιμή ηλεκτρονικών συστημάτων χωρίς την ανάγκη άμεσης εφαρμογής σε φυσικό υλικό κατά τα πρώτα στάδια ανάπτυξης. Σε συνδυασμό με τον μικροελεγκτή F28379D, ο οποίος προγραμματίστηκε μέσω MATLAB-Simulink και των βιβλιοθηκών του Embedded Coder, κατέστη δυνατή η υλοποίηση του ελεγκτή και η εξαγωγή των απαραίτητων πειραματικών αποτελεσμάτων. Τα αποτελέσματα αυτά παρουσιάζονται και αναλύονται στις επόμενες ενότητες, ώστε να επιβεβαιωθεί η ορθότητα της θεωρητικής ανάλυσης και η αποδοτικότητα του προτεινόμενου μετατροπέα.

Λέξεις κλειδιά

Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης, βραχίονα, Η-γέφυρες (SMs), Μικροελεγκτής , υπομονάδες, μεθόδους εξισορρόπησης , δυναμική απόκριση, embedded coder.

Abstract

This diploma thesis presents a hybrid step-down DC/DC converter suitable for medium-to-high voltage systems. The proposed converter consists of only one arm with H-bridge submodules (SMs), offering clear advantages compared to existing designs, such as a reduced number of series-connected semiconductors and SMs, as well as fewer capacitors within the submodules. As a result, it achieves lower cost, smaller size, and reduced complexity, while also simplifying voltage measurement and capacitor voltage balancing methods. In addition, the converter operates without circulating currents between different arms, which facilitates control and provides excellent dynamic response to changes in load or desired output voltage.

The objective of this work is to validate the theoretical analysis of the converter both through simulation and experimental implementation. For this purpose, MATLAB-Simulink software was employed to thoroughly investigate the converter's behavior under various operating conditions, while the experimental validation was carried out using the Typhoon HIL 402 system in combination with the TI C2000 LAUNCHXL-F28379D microcontroller. The HIL 402 is a real-time simulation platform designed for the development, testing, and control of power electronic systems (such as power converters, electric vehicles, and microgrids) without the need for direct implementation on physical hardware during the initial stages of development. Coupled with the F28379D microcontroller, which was programmed through MATLAB-Simulink using Embedded Coder libraries, it enabled the realization of the controller and the extraction of all necessary experimental results. These results are presented and analyzed in the following sections to confirm the accuracy of the theoretical study and demonstrate the effectiveness of the proposed converter.

Keywords

Step-down converter, arm, H-bridge (SMs), microcontroller, submodules, balancing, dynamic response, embedded coder.

Περιεχόμενα

Περιεχόμενα
Ευχαριστίες 4
Σύνοψη 5
Abstract 6
1 Εισαγωγή 10
1.1 Στόχος και δομή της εργασίας 10
1.2 DC-DC μετατροπείς 11
1.3 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης 12
2 Modular Multilevel Converter 15
2.1 Έλεγχος Modular Multilevel Converter 16
2.2 Υβριδικός πολυεπίπεδος μετατροπέας υποβιβασμού τάσης 17
2.3 Αρχή λειτουργίας 18
2.4 Διατήρηση και Εξισορρόπηση της Τάσης στους Πυκνωτές 21
2.4.1 Έλεγχος Μέσης Τάσης Πυκνωτών 21
2.4.2 Εξισορρόπηση Τάσης Πυκνωτών 22
2.5 Απλοποιημένος αλγόριθμος ελέγχου χωρίς μέτρηση τάσεων πυκνωτών 24
2.6 Υβριδικός πολυεπίπεδος μετατροπέας ανύψωσης τάσης 29
2.6.1 Τροποποιήσεις Συστήματος και Προσαρμογές Παραμέτρων Λειτουργίας 29
3 Υλοποίηση του ελεγκτή 31
3.1 Εισαγωγή στους Μικροελεγκτές 31
3.2 Προγραμματισμός Μικροελεγκτών, Model-Based Design, Embedded Coder 32
3.3 Αναπτυξιακή πλακέτα LAUNCHXL-F28379D 34
3.3.1 Τροφοδοσία LAUNCHXL-F28379D 36
3.4 Περιγραφή του προγράμματος ελέγχου του συστήματος 37
3.4.1 Αλγόριθμος παραγωγής PWM παλμών (State) 39
3.4.2 Σύστημα μετρήσεων (ADC) 40
3.4.3 Αλγόριθμος λειτουργίας του μετατροπέα. 43
3.4.4 PI έλεγχος για την εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών. 46
3.4.5 Παραγωγή παλμών PWM για τα SMs 48
4 Προσομοιωτής πραγματικού χρόνου Typhoon HIL 52
4.1 Typhoon HIL402 52

4.2 HIL TI Launchpad Interface 54
4.3 Schematic Editor 55
4.3.1 Μοντελοποίηση του Υβριδικού Πολυεπίπεδου Μετατροπέα στο HIL Schematic Editor 56
4.4 HIL Scada 59
5 Αποτελέσματα προσομοίωσης και γραφικές παραστάσεις. 63
5.1 Αποτελέσματα Simulink Step Down Converter 63
5.2 Αποτελέσματα Simulink Step Up Converter 67
5.3 Αποτελέσματα με Μικροελεγκτή και Typhoon HIL 68
5.3.1 Αποτελέσματα με Μικροελεγκτή και Typhoon HIL step down converter 69
5.3.2 Αποτελέσματα με Μικροελεγκτή και Typhoon HIL step up converter 73
Μελλοντικές επεκτάσεις της εργασίας 76
Πηγές 77

Εικόνα 1: Διακοπτικό στοιχείο (MOSFET) σε κατάσταση αγωγής 13
Εικόνα 2: Διακοπτικό στοιχείο (δίοδος) σε κατάσταση αγωγής 13
Εικόνα 3: Αποτελέσματα Buck Converter με Duty Cycle 70% 14
Εικόνα 4: Συνήθης τοπολογία MMC 16
Εικόνα 5: Προτεινόμενη τοπολογία DC/DC Step-Down Converter. 17
Εικόνα 6: Ελεγκτής Μέσης Τάσης Πυκνωτών των Υπομονάδων (SMs) 22
Εικόνα 7: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου εξισορρόπησης τάσης των πυκνωτών 24
Εικόνα 8: LAUNCHXL-F28379D C2000 Delfino MCU F28379D Launchpad 35
Εικόνα 9:LAUNCHXL-F28379D C2000 Delfino MCU F28379D Launchpad GPIO 36
Εικόνα 10: Πρόγραμμα ελέγχου του συστήματος σε περιβάλλον Simulink (Target-Model) 38
Εικόνα 11: PWM State algorithm 39
Εικόνα 12: Ρύθμιση ADC block για συγχρονισμό με PWM 41
Εικόνα 13: Μετατροπή σημάτων ADC σε πραγματική τάση 42
Εικόνα 14: Matlab Function Block 43
Εικόνα 15: PI ελεγκτής 46
Εικόνα 16: Ρυθμίσεις PI ελεγκτή 48
Εικόνα 17: PWM Blocks 50
Εικόνα 18: PWM ρυθμίσεις για Down Count mode 51
Εικόνα 19: PWM ρυθμίσεις για Up Count mode 52
Εικόνα 20: Typhoon Hil 402 53
Εικόνα 21: HIL TI LaunchpadTM Interface 55
Εικόνα 22: Typhoon HIL Schematic Editor 57
Εικόνα 23: Δομή Core Couple στο SM 58
Εικόνα 24: Ρυθμίσεις IGBT Block. 59
Εικόνα 25: HIL SCADA 61
Εικόνα 26: Ρυθμίσεις αναλογικών εξόδων HIL 62

Εικόνα 27: Αποτελέσματα προσομοίωσης κατά τη λειτουργία σε μόνιμη κατάσταση, με τις παραμέτρους του Πίνακα I και D = 0,61 65
Εικόνα 28: Αποτελέσματα προσομοίωσης για βηματικές μεταβολές του duty cycle στα t = 1 s και 1,5 s. 65
Εικόνα 29: Αποτελέσματα προσομοίωσης που απεικονίζουν τη διόρθωση της μέσης τάσης των πυκνωτών μέσω αύξησης του DSt1. 66
Εικόνα 30: Αποτελέσματα προσομοίωσης μετά από βηματική μεταβολή του φορτίου στη χρονική στιγμή t = 1 s 66
Εικόνα 31: Αποτελέσματα προσομοίωσης για την εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών. 67
Εικόνα 32: Αποτελέσματα προσομοίωσης κατά τη λειτουργία σε μόνιμη κατάσταση, με τις παραμέτρους του Πίνακα 2 και D = 0,75 68
Εικόνα 33: Περιβάλλον SCADA Typhoon HIL 69
Εικόνα 34: PWM σήματα IGBT και τάση εξόδου 70
Εικόνα 35: Ρεύμα κεντρικής διόδου-IGBT, τάση SMs , ρεύμα εξόδου και τάση εξόδου 71
Εικόνα 36: Φιλτραρισμένη τάση εξόδου, τάση SMs, τάση εξοδου και τάσεις πυκνωτών 72
Εικόνα 37: Περιβάλλον SCADA Typhoon HIL 73
Εικόνα 38: Τάση εξόδου, Τάση SMs, Τάση πηνίου και ρεύματα IGBT-διόδου 74
Εικόνα 39: PWM σήματα IGBT και τάση εξόδου χωρίς φίλτρο 75

1 Εισαγωγή

1.1 Στόχος και δομή της εργασίας

Λόγω της συνεχώς αυξανόμενης χρήσης των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας και της ανάγκης να βρούμε πιο αποδοτικούς και ευέλικτους τρόπους να μεταφέρουμε και να διαχειριζόμαστε την ηλεκτρική ισχύ, έχει αρχίσει να υπάρχει μεγάλο ενδιαφέρον για τα συστήματα συνεχούς ρεύματος (DC) και πιο συγκεκριμένα για τους μετατροπείς ισχύος DC/DC. Αυτοί οι μετατροπείς έχουν βασικό ρόλο σε εφαρμογές όπως είναι τα μικροδίκτυα, τα ηλεκτρικά οχήματα, οι μπαταρίες αποθήκευσης ενέργειας και οι βιομηχανικές εγκαταστάσεις μέσης και υψηλής τάσης.

Αν και οι κλασικοί μετατροπείς DC/DC έχουν χρησιμοποιηθεί αρκετά σε χαμηλές τάσεις, όταν χρησιμοποιούνται σε μέση ή υψηλή τάση υπάρχουν αρκετά προβλήματα. Κύριοι λόγοι των περιορισμών των ημιαγωγών στοιχείων , των μεγαλύτερων απωλειών και της ανάγκης για πιο πολύπλοκα κυκλώματα φιλτραρίσματος. Για να αντιμετωπιστούν τα ζητήματα αυτά, έχουν προταθεί πολυεπίπεδες και υβριδικές τοπολογίες βασισμένες στην αρχιτεκτονική του Modular Multilevel Converter (MMC).

Μέσα σε αυτό το πλαίσιο η εργασία αυτή έχει σαν στόχο την μελέτη, προσομοίωση και υλοποίηση ενός υβριδικού πολυεπίπεδου μετατροπέα DC/DC που υποβιβάζει την τάση. Ο σκοπός είναι να μειωθεί η πολυπλοκότητα, το κόστος και οι απώλειες, κρατώντας όμως υψηλή την απόδοση και σταθερότητα του συστήματος. Η μελέτη περιλαμβάνει θεωρητική ανάλυση και πειραματική προσέγγιση, χρησιμοποιώντας εργαλεία προσομοίωσης και υλοποίησης σε πραγματικό χρόνο.

Αρχικά, γίνεται μια θεωρητική ανάλυση στους κλασικούς μετατροπείς DC-DC, στον τρόπο λειτουργίας τους. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστεί ο προτεινόμενος υβριδικός πολυεπίπεδος μετατροπέας και τα οφέλη που προσφέρει σε σχέση με τις συμβατικές λύσεις. Ακολουθεί η αναλυτική περιγραφή της αρχής λειτουργίας του μετατροπέα, καθώς και ο αλγόριθμος που σχεδιάστηκε για τον έλεγχό του. Στη συνέχεια, θα παρουσιαστεί η προσομοίωση του κυκλώματος στο MATLAB-Simulink και θα γίνει σχολιασμός των αποτελεσμάτων σε διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας. Τέλος, θα παρουσιαστεί ο έλεγχος του μετατροπέα με τη

χρήση μικροελεγκτή και θα σχολιαστούν τα αποτελέσματα που προέκυψαν μέσα από την πειραματική διάταξη με τη χρήση του συστήματος Typhoon HIL.

1.2 DC-DC μετατροπείς

Οι μετατροπείς DC-DC είναι ηλεκτρονικά κυκλώματα που χρησιμοποιούνται για να μετατρέπουν μια συνεχή τάση σε άλλο επίπεδο τάσης, είτε μεγαλύτερη είτε μικρότερη. Χρησιμοποιούνται ευρέως σε συστήματα που βασίζονται σε DC τροφοδοσία, όπως φωτοβολταϊκά, μπαταρίες, ηλεκτρικά οχήματα και διάφορα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Ανάλογα με το πώς λειτουργούν, χωρίζονται σε τρεις βασικές κατηγορίες, step down (υποβιβασμού τάσης), step up (ανύψωσης τάσης) και step up-down που μπορούν να κάνουν και τα δύο. Κάθε τύπος έχει τις δικές του εφαρμογές και χαρακτηριστικά, ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος.

Η βασική ιδέα πίσω από τη λειτουργία τους είναι ότι με τη χρήση διακοπτών (όπως MOSFET ή IGBT), πηνίων και πυκνωτών, μπορούν να ελέγξουν το πόση ενέργεια περνάει και πώς αποθηκεύεται προσωρινά, ώστε να δώσουν τελικά την επιθυμητή τάση στην έξοδο. Σε εφαρμογές μέσης και υψηλής τάσης όμως, οι απλές τοπολογίες έχουν περιορισμούς λόγω απωλειών, φαινομένων μεταγωγής και ορίων στα υλικά, οπότε χρειάζονται πιο εξελιγμένες λύσεις όπως οι πολυεπίπεδοι ή υβριδικοί μετατροπείς.

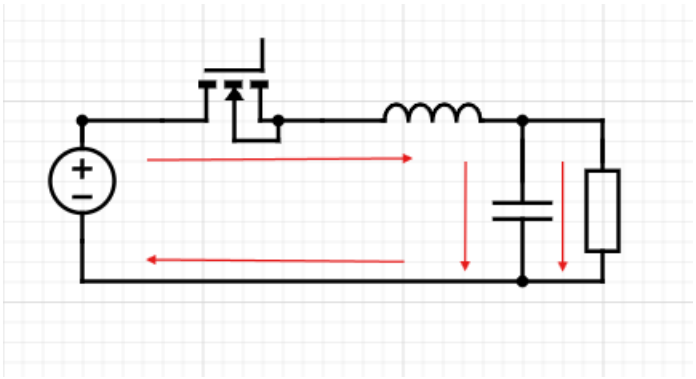
Για τον έλεγχο των μετατροπέων αυτών χρησιμοποιούνται συνήθως σήματα PWM τα οποία παλμοδοτούν κατάλληλα τα IGBTs ή MOSFETs για να επιτευχθεί η επιθυμητή τάση λειτουργίας και να παραμείνει σταθερή, ανεξάρτητα από μεταβολές στο φορτίο. Ο πιο συνηθισμένος τρόπος ελέγχου είναι με μεταβολή του Duty Cycle του διακόπτη, δηλαδή για πόσο χρόνο άγει το κάθε ημιαγωγικό στοιχείο σε κάθε κύκλο λειτουργίας. Ο έλεγχος σε ένα κύκλωμα μετατροπέα επιτυγχάνεται με ανάδραση της τάσης εξόδου, η οποία συγκρίνεται με την τάση αναφοράς. Για την διατήρηση της τάσης αναφοράς, συνήθως χρησιμοποιείται PI ελεγκτής, ο οποίος μεταβάλλει κατάλληλα το Duty Cycle των παλμών για να μηδενίσει το σφάλμα ανάμεσα στις δύο τιμές.

Η διακοπτική τους λειτουργία προκαλεί ανεπιθύμητες συμπεριφορές στο κύκλωμα και στη συνολική λειτουργία του συστήματος, για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται κατάλληλα φίλτρα τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο για να εξαλειφθούν τέτοιου είδους φαινόμενα. Όσο υψηλότερη είναι η διακοπτική συχνότητα των IGBT τόσο μικρότερα φίλτρα χρησιμοποιούνται, παρέχει καλύτερη ποιότητα τάσης στην έξοδο και επιτρέπει στον ελεγκτή να αντιδράσει γρηγορότερα. Ωστόσο, αυξάνονται οι απώλειες μεταγωγής (switching losses), αυξάνεται η θερμότητα και συνάμα μειώνεται το εύρος ζωής του εξαρτήματος.[1]

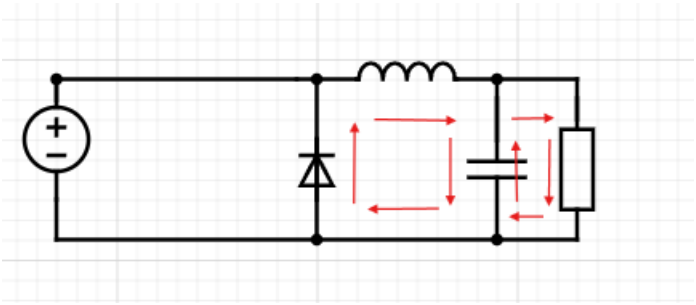
1.3 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης

Ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης είναι ένα κύκλωμα ηλεκτρονικών ισχύος ο οποίος έχει πληθώρα εφαρμογών. Χρησιμοποιείται σε φωτοβολταϊκά συστήματα που η τάση των συστοιχιών είναι υψηλότερη από την επιθυμητή τάση φόρτισης της μπαταρίας και χρειάζεται να υποβιβαστεί. Σε ηλεκτρικά οχήματα και συγκεκριμένα στα υπό μέρους κυκλώματα του αυτοκίνητου που χρειάζεται χαμηλότερη τάση (οθόνες, φωτά, ηλεκτρονικά συστήματα χαμηλότερης τάσης). Σε βιομηχανικά συστήματα που χρειάζονται πολλά διαφορετικά επίπεδα τάσεις χρησιμοποιούνται τέτοιου είδους μετατροπείς. Σε συστήματα αποθήκευσης ενέργειας για τη σωστή φόρτιση και εκφόρτιση με ελεγχόμενη τάση.

Η τοπολογία του μετατροπέα αποτελείται από το κεντρικό IGBT η MOSFET το οποίο συνδέεται σε σειρά με τη DC πηγή, μια δίοδο και το φίλτρο εξόδου πηνίο-πυκνωτής. Κατά τη λειτουργία με συνεχή αγωγή το ρεύμα του πηνίου στην έξοδο δεν μηδενίζεται και προκύπτουν δυο καταστάσεις για το σύστημα. Το διακοπτικό στοιχείο να είναι σε κατάσταση αγωγής ή σε κατάσταση αποκοπής.

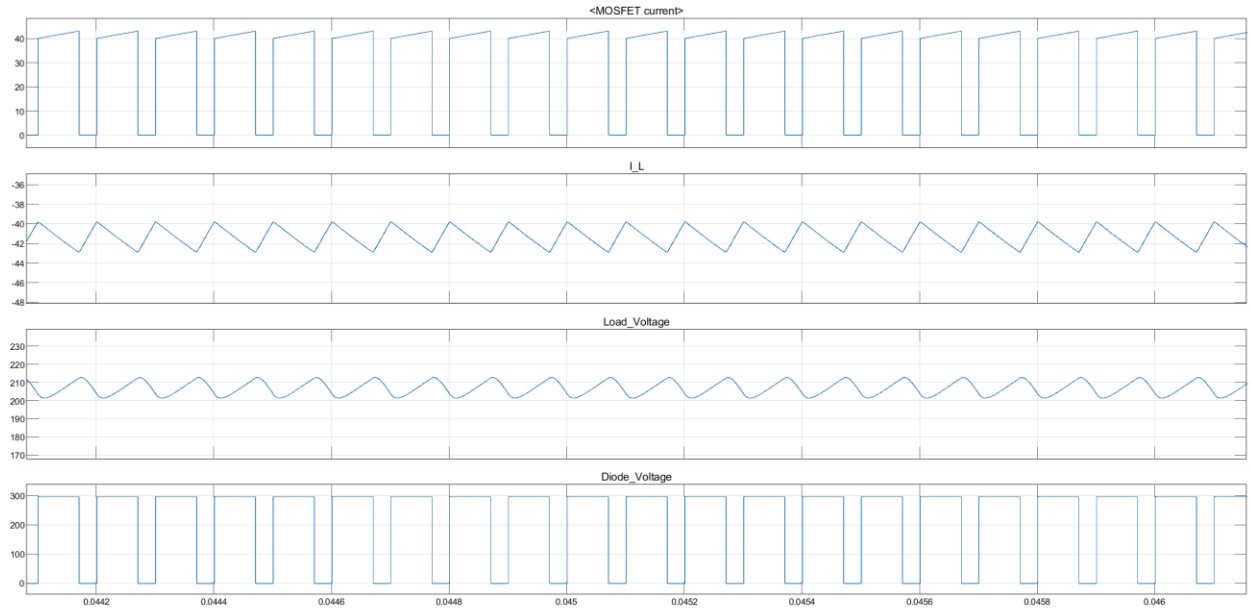


Εικόνα 1: Διακοπτικό στοιχείο (MOSFET) σε κατάσταση αγωγής



Εικόνα 2: Διακοπτικό στοιχείο (δίοδος) σε κατάσταση αγωγής

Κατά τη διάρκεια της αγώγιμης κατάστασης, το ρεύμα διαρρέει την πηγή μέσω του διακοπτικού στοιχείου προς το φίλτρο LC και στη συνέχεια προς το φορτίο. Η τάση εξόδου προκύπτει από τη διαμόρφωση της τάσης της πηγής με βάση τον κύκλο λειτουργίας (Duty Cycle) του σήματος PWM, με αποτέλεσμα το φορτίο να «αντιλαμβάνεται» τη μέση τιμή της διακοπτικής τάσης. Αντίστοιχα, η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου καθορίζει την παροχή ισχύος στο φορτίο, ενώ η κυμάτωση που προκύπτει λόγω της διακοπτικής λειτουργίας καταστέλλεται μέσω του πυκνωτή στο φίλτρου εξόδου. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι αντίστοιχες κυματομορφές που περιγράφουν τη λειτουργία του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.[2][3]



Εικόνα 3: Αποτελέσματα Buck Converter με Duty Cycle 70%

Τα αποτελέσματα προέκυψαν μέσω προσομοίωσης στο λογισμικό MATLAB/Simulink, στο οποίο υλοποιήθηκε το μοντέλο του μετατροπέα τύπου Buck με κατάλληλα επιλεγμένες παραμέτρους λειτουργίας. Παρατηρείται ότι η τάση εξόδου παρουσιάζει μικρού πλάτους κυμάτωση η οποία κρίνεται αποδεκτή, λαμβάνοντας υπόψη τα χαρακτηριστικά των φίλτρων εξόδου που έχουν χρησιμοποιηθεί. Κατά τη φάση αγωγής του MOSFET η ενέργεια μεταφέρεται απευθείας στο φορτίο μέσω του πηνίου, ενώ όταν το MOSFET είναι απενεργοποιημένο, η δίοδος τίθεται σε αγωγή, διατηρώντας τη συνεχή ροή του ρεύματος στο φορτίο. Επιπλέον, πρέπει να τονισθεί ότι η μορφή του ρεύματος στο πηνίο είναι σχεδόν τριγωνική γεγονός που συμφωνεί με τη θεωρητική ανάλυση λειτουργίας σε συνεχή αγωγή. Η θεωρητική ανάλυση του μετατροπέα προκύπτει από τις παρακάτω εξισώσεις.

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \tag{1.1}$$

$$V_D - L \cdot \frac{d \cdot i_L}{dt} = V_{out} \tag{1.2}$$

Για ασυνεχή αγωγή: $\frac{d \cdot i_L}{dt} = 0$, *άρα*

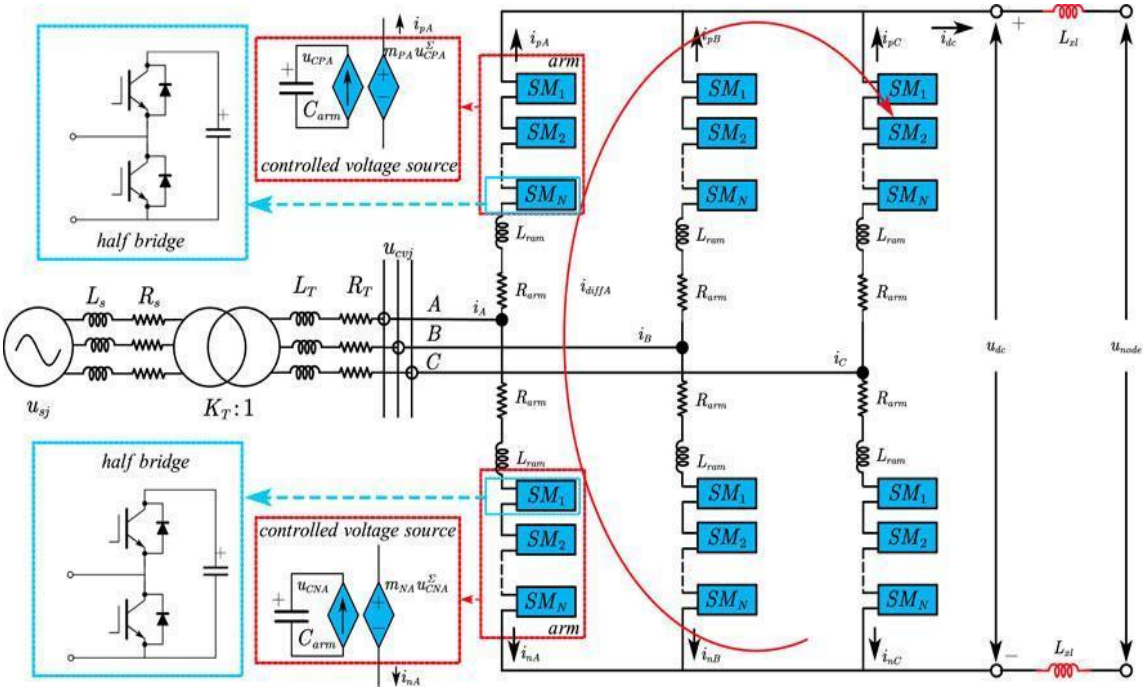
$$V_D = V_{out} \tag{1.3}$$

2 Modular Multilevel Converter

Η τεχνολογία των μετατροπέων πηγής τάσης (Voltage source-converter) έχει εξελιχθεί σημαντικά τα τελευταία χρόνια. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι αρθρωτοί πολυεπίπεδοι μετατροπείς (MMC), οι οποίοι έχουν επεκτείνει τη χρήση των VSC-HVDC συστημάτων. Σήμερα χρησιμοποιούνται ευρέως για τη διασύνδεση δικτύων, τη σύνδεση νησιών με την ηπειρωτική χώρα και τη μεταφορά ενέργειας από υπεράκτια αιολικά πάρκα.

Παρότι η τεχνολογία HVDC προχωρά με γρήγορους ρυθμούς, εξακολουθούν να υπάρχουν προκλήσεις. Μία από τις βασικότερες είναι η μετατροπή συνεχούς τάσης σε διαφορετικά επίπεδα. Οι κλασικοί μετασχηματιστές δεν μπορούν να εξυπηρετήσουν αυτή τη λειτουργία, καθώς δεν είναι σχεδιασμένοι για συστήματα συνεχούς τάσης. Για τον λόγο αυτό απαιτούνται DC/DC μετατροπείς υψηλής τάσης, οι οποίοι όμως συνοδεύονται από προβλήματα όπως αυξημένες απώλειες, υψηλό κόστος και ανάγκη για εξειδικευμένο φιλτράρισμα. Η λύση που προτείνεται από τη βιβλιογραφία βασίζεται σε αρθρωτές τοπολογίες DC/DC μετατροπέων. Οι τοπολογίες αυτές, απομονωμένες ή μη, χρησιμοποιούν υπομονάδες για την κατανομή της τάσης και την αύξηση της απόδοσης. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι υβριδικοί διαδοχικοί μετατροπείς (Hybrid-Cascaded DC–DC), οι οποίοι συνδυάζουν χαρακτηριστικά των MMC με μειωμένες απαιτήσεις σε φιλτράρισμα και χωρίς χρήση μετασχηματιστή.

Παρά τα πλεονεκτήματά τους, οι περισσότερες τοπολογίες HCDC χρησιμοποιούν τρεις κλάδους υπομονάδων, κάτι που αυξάνει το κόστος, το μέγεθος και την πολυπλοκότητα. Στο πλαίσιο αυτής της εργασίας παρουσιάζεται μια απλοποιημένη τοπολογία HCDC, η οποία περιλαμβάνει έναν κλάδο υπομονάδων (SMs). Η δομή αυτή μειώνει τον αριθμό των SMs, τις απαιτήσεις σε χωρητικότητα από πυκνωτές και την πολυπλοκότητα του ελέγχου. Επίσης εξαλείφεται η παρουσία κυκλοφορούντων ρευμάτων και περιορίζονται οι απώλειες. Η προτεινόμενη τοπολογία έχει εξαιρετική δυναμική απόκριση, απαιτεί ελάχιστο φιλτράρισμα στην έξοδο και δεν βασίζεται σε μετασχηματιστή. Στις επόμενες ενότητες αναλύεται η δομή και ο έλεγχός της, ενώ παρουσιάζονται ενδεικτικά αποτελέσματα προσομοίωσης στο περιβάλλον MATLAB/Simulink. [4]



Εικόνα 4: Συνήθης τοπολογία MMC

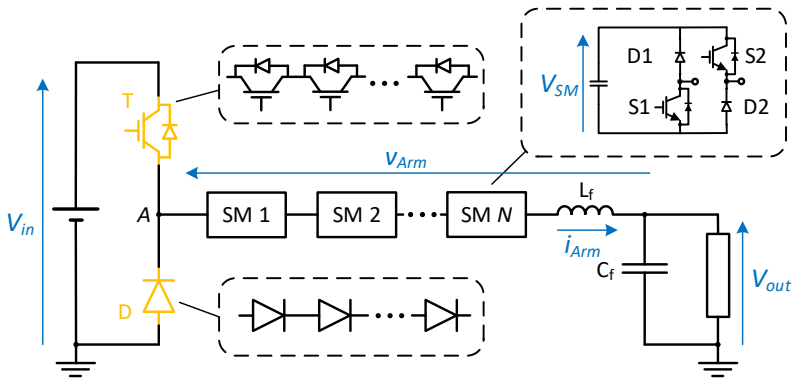
2.1 Έλεγχος Modular Multilevel Converter

Κάθε είδος μετατροπέα στα ηλεκτρονικά ισχύος απαιτεί διαφορετική προσέγγιση ως προς τον έλεγχό του. Ο έλεγχος εξαρτάται από την τοπολογία του μετατροπέα, το επιθυμητό αποτέλεσμα στην έξοδό του και τα φυσικά φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα κατά τη λειτουργία του. Οι μετατροπείς τύπου MMC ανήκουν σε μια ιδιαίτερη κατηγορία, λόγω της πολυπλοκότητάς τους η οποία αυξάνεται όσο μεγαλώνει ο αριθμός των υπομονάδων (SMs) και των βραχιόνων. Αντίθετα με τους κλασικούς μετατροπείς, η στρατηγική ελέγχου σε κάθε MMC είναι διαφορετική και αυτό οφείλεται στις διαφορετικές τοπολογίες που χρησιμοποιούνται ανάλογα με την εφαρμογή. Ο έλεγχος του Modular Multilevel Converter (MMC) παίζει καθοριστικό ρόλο στη σωστή λειτουργία του συστήματος, καθώς εξυπηρετεί τόσο εξωτερικούς όσο και εσωτερικούς στόχους. Οι εξωτερικοί στόχοι αφορούν κυρίως τη ρύθμιση του ρεύματος και της τάσης στην πλευρά AC, τη σταθερότητα της τάσης στην πλευρά DC, καθώς και τον έλεγχο της ενεργού και άεργης ισχύος. Αυτοί επιτυγχάνονται μέσω του ελέγχου εξόδου του μετατροπέα, ο οποίος προσαρμόζεται ανάλογα με την εφαρμογή και τη σύνδεση του MMC με το δίκτυο.

Οι εσωτερικοί στόχοι σχετίζονται με την εξισορρόπηση της τάσης στους πυκνωτές των υπομονάδων (SMs) και τον περιορισμό των κυκλοφορούντων ρευμάτων ανάμεσα στις φάσεις. Για τον σκοπό αυτό, εφαρμόζονται συγκεκριμένες στρατηγικές ελέγχου: η εξισορρόπηση τάσης πυκνωτών (Voltage Balancing Control - VBC) και ο έλεγχος κυκλοφορούντος ρεύματος (Circulating Current Control - CCC). Επειδή ο MMC περιλαμβάνει μεγάλο πλήθος πυκνωτών που δεν είναι γειωμένοι και λειτουργούν ως ενδιάμεσα αποθέματα ενέργειας, είναι κρίσιμο οι τάσεις τους να παραμένουν όσο το δυνατόν πιο ισορροπημένες. Έτσι εξασφαλίζεται σταθερότητα και αποδοτικότητα στη λειτουργία. Γι' αυτόν τον λόγο, ο VBC είναι απαραίτητος για την ασφάλεια και αξιοπιστία του συστήματος. Αντίστοιχα, τα κυκλοφορούντα ρεύματα δεν επηρεάζουν την AC πλευρά άμεσα, όμως αυξάνουν τις απώλειες στους βραχίονες του MMC, επιβαρύνοντας τα διακοπτικά στοιχεία. Στην παρούσα εργασία, το βασικό σημείο μελέτης είναι η DC πλευρά του μετατροπέα, καθώς ανήκει στην κατηγορία HCDC.

2.2 Υβριδικός πολυεπίπεδος μετατροπέας υποβιβασμού τάσης

Στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής μελετάται και επεκτείνεται η αρχιτεκτονική ενός υβριδικού πολυεπίπεδου μετατροπέα συνεχούς σε συνεχή τάση, ο οποίος έχει προταθεί από τους Γεώργιος Ορφανουδάκης, Ευάγγελος Πομποδάκης, Γεώργιος Κοτούλας και Alon Kuperman, με τίτλο “A Simplified Modular Multilevel Step-Down DC/DC Converter for Medium to High-Voltage Applications”. Ο μετατροπέας αυτός παρουσιάστηκε στο συνέδριο ICDCM IEEE 2025. Στοχεύει στην αποδοτική μετατροπή ισχύος για εφαρμογές μέσης και υψηλής τάσης, με έμφαση στην απλοποίηση της δομής και στον περιορισμό των απωλειών.



Εικόνα 5: Προτεινόμενη τοπολογία DC/DC Step-Down Converter.

Το προτεινόμενο κύκλωμα ισχύος, όπως φαίνεται στην Εικόνα 5, βασίζεται σε μία διάταξη από N υπομονάδες (SMs) συνδεδεμένες σε σειρά. Οι υπομονάδες αυτές διαθέτουν απλοποιημένη δομή H-γέφυρας, καθώς απαιτείται να άγουν μόνο προς μία κατεύθυνση (σύμφωνα με την κατεύθυνση του ρεύματος στον βραχίονα). Σε αρχικό στάδιο της μελέτης πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις με τοπολογία πλήρους H-γέφυρας (full H-bridge). Τα αποτελέσματα επιβεβαίωσαν την ορθότητα της λειτουργίας, ωστόσο κρίθηκε ότι η επιλογή απλοποιημένης H-γέφυρας (half H-bridge) παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα. Συγκεκριμένα, η τοπολογία αυτή μειώνει το κόστος κατασκευής και την πολυπλοκότητα ελέγχου, ενώ επιπλέον απαιτεί μόλις τα μισά PWM σήματα συγκριτικά με τη H-bridge τοπολογία. Κατά συνέπεια, εξοικονομούνται πολύτιμοι υπολογιστικοί πόροι από τον μικροελεγκτή, καθιστώντας την υλοποίηση πιο αποδοτική και πρακτική για φυσικά συστήματα.

Το άκρο εισόδου της σειράς των SMs (σημείο A εικόνα 5) μπορεί να συνδεθεί είτε στον θετικό πόλο της πηγής συνεχούς τάσης μέσω μιας διάταξης από ημιαγωγικούς διακόπτες αλυσίδα T (IGBT), είτε στον αρνητικό ή γειωμένο πόλο μέσω μιας αντίστοιχης αλυσίδας από διόδους ισχύος αλυσίδα D (Power Diodes). Ο αριθμός των στοιχείων που περιλαμβάνονται σε κάθε μία από τις δύο αλυσίδες καθορίζεται ανάλογα με την τάση εισόδου του μετατροπέα και τις ονομαστικές αντοχές των εξαρτημάτων. Οι πυκνωτές σε κάθε SM διατηρούν σταθερή τάση σε προκαθορισμένη τιμή βάση του τύπου:

$$V_{SM} = \frac{V_{in}}{N} \tag{2.1}$$

2.3 Αρχή λειτουργίας

Η αρχή λειτουργίας του μετατροπέα βασίζεται στην εναλλαγή μεταξύ δύο καταστάσεων. Στην κατάσταση 1, άγει το κεντρικό IGBT(T), ενώ στην κατάσταση 0 η δίοδος (D). Κατά τη διάρκεια της 1^{ης} κατάστασης, η τάση που εμφανίζεται στα άκρα του φορτίου (V_{out}) υπολογίζεται ως η διαφορά μεταξύ της τάσης εισόδου (V_{in}) και της τάσης που αναπτύσσεται στα άκρα της

διάταξης των SMs (V_{arm}). Η μέση τιμή αυτής της τάσης κατά την Κατάσταση 1 οριζεται ως $V_{arm,1}$ και είναι θετική.

$$V_{in} - V_{Arm,1} = V_{out} \tag{2.2}$$

Αντίστοιχα, κατά την Κατάσταση 0, η μέση τιμή της τάσης στα άκρα των υπομονάδων $V_{arm,0}$ είναι αρνητική. Επιπλέον ορίζεται ο συντελεστής D και δηλώνει τον επιθυμητό λόγο υποβιβασμού του μετατροπέα.

$$-V_{Arm,0} = V_{out} \tag{2.3}$$

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{2.4}$$

$$V_{Arm,1} = (1 - D) \cdot V_{in} \tag{2.5}$$

$$V_{Arm,0} = -D \cdot V_{in} \tag{2.6}$$

Επιπλέον, παρατηρείται ότι το πρόσημο της τάσης v_{Br} μεταβάλλεται μεταξύ των δύο καταστάσεων, ενώ η φορά του ρεύματος παραμένει σταθερή (προς το φορτίο). Το γεγονός αυτό αποτελεί τη βάση για τη διατήρηση των τάσεων των πυκνωτών των υπομονάδων (SMs) γύρω από την ονομαστική τους τιμή, όπως ορίζεται στη σχέση (2.1). Δεδομένου ότι η τάση v_{Arm} αντιστοιχεί στο άθροισμα των τάσεων των πυκνωτών των ενεργών SMs, η ισορροπία φορτίου (ή ενέργειας) στους πυκνωτές επιτυγχάνεται εφόσον ισχύει:

$$V_{Arm,1} \cdot I_{Arm} \cdot t_1 = V_{Arm,0} \cdot I_{Arm} \cdot t_0 \tag{2.7}$$

όπου t_1 και t_0 είναι τα χρονικά διαστήματα των αντίστοιχων καταστάσεων. Αν θεωρήσουμε ότι η περίοδος εναλλαγής μεταξύ των δύο καταστάσεων είναι $T_{St} = 1/f_{St}$, τότε από τις σχέσεις (2.4) έως (10) προκύπτει ότι:

$$\frac{t_1}{T_{St}} = D \tag{2.8}$$

Κατά συνέπεια, σύμφωνα με τη σχέση (2.8), ο κύκλος λειτουργίας της Κατάστασης 1 D_{St1} εντός κάθε περιόδου T_{St} θα πρέπει να είναι ίσος με τον επιθυμητό λόγο υποβιβασμού του μετατροπέα. Όσον αφορά τις καταστάσεις μεταγωγής των επιμέρους υπομονάδων (SMs), αυτές προσδιορίζονται ως εξής.

Κατά τη διάρκεια της κατάστασης 1, προκειμένου να ικανοποιηθεί η συνθήκη $V_{Arm,1}$ να είναι θετική, όπως προκύπτει από τη σχέση (2.5), ένας αριθμός από k_1 SMs τίθεται σε θετική κατάσταση (D1–D2 Εικόνα 5), μία υπομονάδα SM μεταβαίνει μεταξύ θετικής και μηδενικής κατάστασης (D1–S2 ή S1–D2) με συχνότητα PWM f_s, ενώ οι υπόλοιπες [N – (k_1 + 1)] βρίσκονται σε μηδενική κατάσταση.

Κατά τη διάρκεια της κατάστασης 0, για να ικανοποιηθεί η συνθήκη $V_{Arm,0}$ να είναι αρνητική, όπως προκύπτει από τη σχέση (2.6), ένας αριθμός k_0 υπομονάδων τίθεται σε αρνητική κατάσταση (S1–S2), μία υπομονάδα μεταβαίνει μεταξύ αρνητικής και μηδενικής κατάστασης, ενώ οι υπόλοιπες [N – (k_0 + 1)] παραμένουν σε μηδενική κατάσταση.

Οι τιμές των k_1 και k_0, καθώς και το Duty Cycle της θετικής/αρνητικής κατάστασης για την υπομονάδα SM που μεταβαίνει, οι οποίοι συμβολίζονται ως $D_{PWM,1}$ και $D_{PWM,0}$ αντίστοιχα και υπολογίζονται ως εξής:

$$k_1 = N - floor(D \cdot N) - 1 \quad (2.9)$$

$$k_0 = floor(D \cdot N) \quad (2.10)$$

$$D_{PWM,1} = 1 - mod(D \cdot N, 1) \quad (2.11)$$

$$D_{PWM,0} = mod(D \cdot N, 1) \quad (2.12)$$

Για παράδειγμα, αν ο μετατροπέας λειτουργεί με τάση εισόδου ίση με $V_{in} = 1000\,V$ και αποτελείται από N = 10 υπομονάδες (SMs), κάθε μία από τις οποίες έχει ονομαστική τάση V_{SM} = 100 V, τότε αν η επιθυμητή τάση εξόδου είναι 740 V, δηλαδή λόγος υποβιβασμού D = 0.74 σύμφωνα με τη σχέση (2.4), τότε:

Κατά τη διάρκεια της κατάστασης 1 θα υπάρχουν k_1 = 2 SMs σε θετική κατάσταση, παρέχοντας συνολικά $2\,V_{SM}$ = 200 V, και ένα SM το οποίο μεταβαίνει μεταξύ θετικής και μηδενικής κατάστασης με $D_{PWM,1}$ = 0.6 παρέχοντας κατά μέσο όρο 60 V. Συνεπώς, βάσει της σχέσης (2.2), η μέση τάση εξόδου κατά την κατάσταση 1 θα είναι 1000 – 260 = 740 V.

Κατά τη διάρκεια της κατάστασης 0 θα υπάρχουν k_0 = 7 SMs σε αρνητική κατάσταση, παρέχοντας συνολικά $-7\ V_{SM}$ = –700 V, και ένα SM το οποίο μεταβαίνει μεταξύ αρνητικής και μηδενικής κατάστασης με $D_{PWM,0}$ = 0.4, παρέχοντας κατά μέσο όρο –40 V. Συνεπώς, βάσει της σχέσης (2.3), η μέση τάση εξόδου κατά την κατάσταση 0 θα είναι επίσης 740 V.

Συνεπώς, σύμφωνα με την παραπάνω αρχή, ο μετατροπέας επιτυγχάνει την επιθυμητή τάση εξόδου και στις δύο καταστάσεις, διατηρώντας ταυτόχρονα ενεργειακή ισορροπία στις υπομονάδες. Επιπλέον, οι κύκλοι λειτουργίας των υπομονάδων μπορούν να εναλλάσσονται με συχνότητα που αποτελεί υποπολλαπλάσιο της συχνότητας μεταγωγής, ώστε οι απώλειες και οι διαδικασίες φόρτισης/εκφόρτισης των πυκνωτών να κατανέμονται ομοιόμορφα. Ωστόσο, μη ιδανικές συνθήκες και μεταβατικά φαινόμενα μπορεί να προκαλέσουν αποκλίσεις στις τάσεις των πυκνωτών των υπομονάδων, οι οποίες πρέπει να αντισταθμίζονται ενεργά, όπως περιγράφεται στην επόμενη ενότητα.

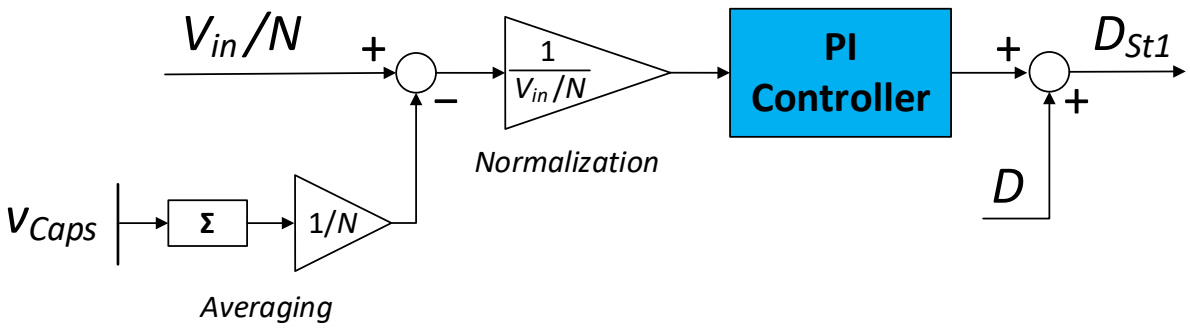
2.4 Διατήρηση και Εξισορρόπηση της Τάσης στους Πυκνωτές

Αποκλίσεις στις τάσεις των πυκνωτών μπορούν να εμφανιστούν ως προς τη μέση τάση των πυκνωτών των επιμέρους υπομονάδων (SMs) σε σχέση με τη θεωρητική ονομαστική τους τιμή και ως προς τις μεταξύ τους διαφορές. Η ενότητα αυτή εξηγεί πώς η προτεινόμενη προσέγγιση αντιμετωπίζει καθένα από τα δύο αυτά φαινόμενα.

2.4.1 Έλεγχος Μέσης Τάσης Πυκνωτών

Ο έλεγχος της μέσης τάσης στους πυκνωτές των SMs βασίζεται στο γεγονός ότι οι πυκνωτές των υπομονάδων μπορούν να φορτίζονται μόνο κατά τη διάρκεια της κατάστασης 1 και να εκφορτίζονται κατά τη διάρκεια της κατάστασης 0. Οι εξισώσεις (2.7) και (2.8) ορίζουν τη συνθήκη για τη διατήρηση ενεργειακής ισορροπίας, δηλαδή την ίδια συνολική φόρτιση και μέση τάση των πυκνωτών σε έναν πλήρη κύκλο των δύο καταστάσεων.

Συγκεκριμένα, σύμφωνα με την εξίσωση (2.8), ο κύκλος λειτουργίας (duty cycle) της κατάστασης 1 πρέπει να είναι ίσος με τον λόγο υποβιβασμού D ώστε να επιτυγχάνεται αυτή η ισορροπία. Ωστόσο, όταν η μέση τάση των πυκνωτών πρέπει να αυξηθεί ή να μειωθεί, η χρονική κατανομή μεταξύ των δύο καταστάσεων πρέπει να τροποποιηθεί υπέρ αυτής που έχει το επιθυμητό αποτέλεσμα. Δηλαδή, αν η μέση τάση πρέπει να αυξηθεί ή να μειωθεί, τότε και ο κύκλος λειτουργίας της κατάστασης 1 D_{St1} πρέπει να ρυθμιστεί αναλόγως. Η ρύθμιση του D_{St1} μπορεί να ανατεθεί σε έναν ελεγκτή, ο οποίος λειτουργεί όπως φαίνεται στην εικόνα 6. Το σφάλμα του ελεγκτή υπολογίζεται από τη διαφορά μεταξύ της ονομαστικής και της μετρούμενης μέσης τάσης των πυκνωτών, ενώ η έξοδός του προστίθεται ως διόρθωση στον όρο feedforward της εξίσωσης (2.8), ο οποίος αντιστοιχεί στην ιδανική τιμή του κύκλου λειτουργίας της κατάστασης 1, δηλαδή του D_{St1}.



Εικόνα 6: Ελεγκτής Μέσης Τάσης Πυκνωτών των Υπομονάδων (SMs)

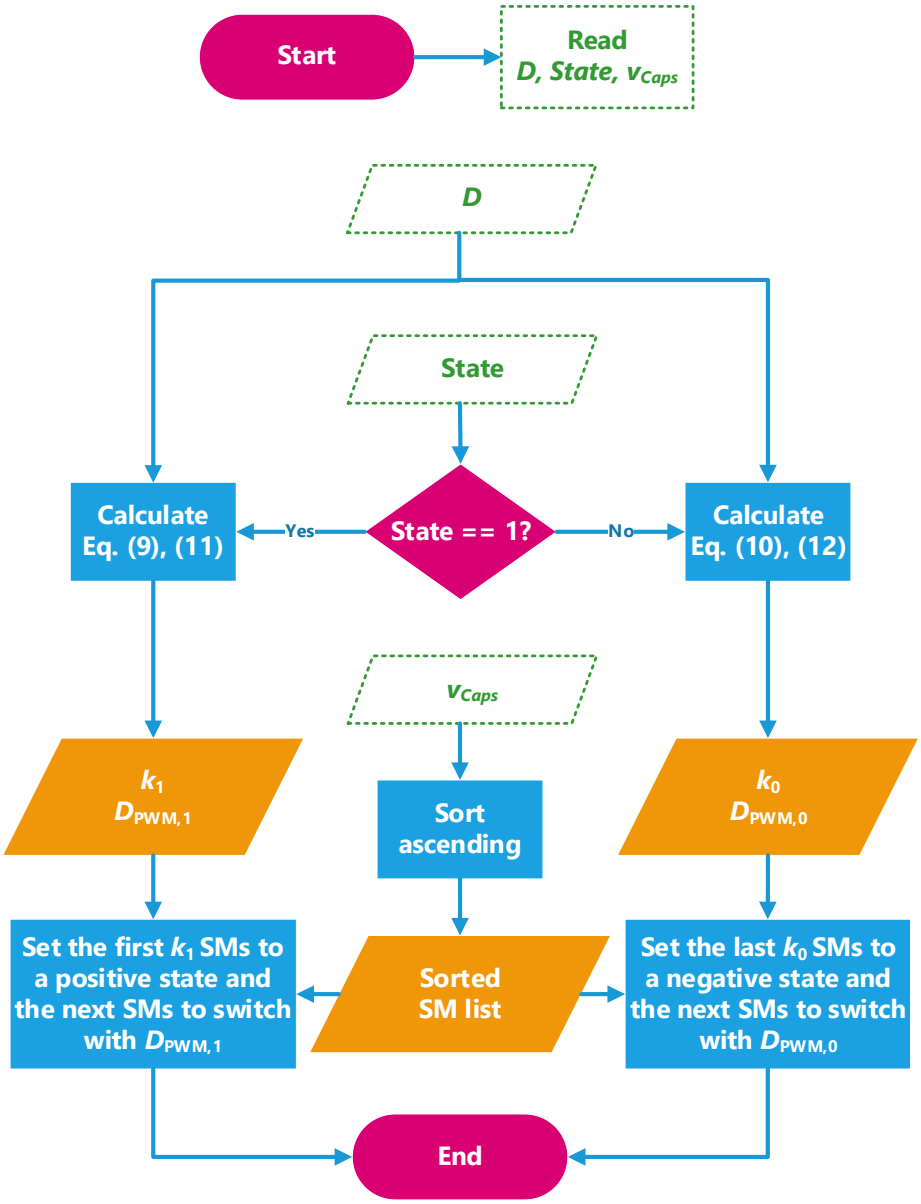
2.4.2 Εξισορρόπηση Τάσης Πυκνωτών

Δεδομένης της κατάστασης λειτουργίας του μετατροπέα, η εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών μπορεί να επιτευχθεί μέσω της κατάλληλης επιλογής των SMs που τίθενται σε μη μηδενική κατάσταση, δηλαδή των SMs των οποίων οι πυκνωτές συμμετέχουν στη ροή του ρεύματος. Κατά τη διάρκεια της κατάστασης 1, όλοι αυτοί οι πυκνωτές θα φορτίζονται, ενώ κατά την κατάσταση 0 θα εκφορτίζονται. Επιπλέον, ο πυκνωτής του SM που πραγματοποιεί διαμόρφωση PWM θα φορτίζεται/εκφορτίζεται λιγότερο συγκριτικά με τους υπόλοιπους, καθώς αυτο το SM βρίσκεται μερικώς σε μηδενική κατάσταση.

Για να καθοριστεί ποια SMs θα επιλέγονται σε κάθε χρονική στιγμή, οι τάσεις των πυκνωτών μετρώνται και ταξινομούνται από έναν αλγόριθμο που λειτουργεί με συχνότητα f_{sel}, με:

$$f_{St} < f_{sel} < f_s \tag{16}$$

Στην κατάσταση 1, ο αλγόριθμος επιλέγει τα k_1 SMs με τις χαμηλότερες τάσεις πυκνωτών και τους θέτει σε θετική κατάσταση, ενώ το επόμενο SM στη ταξινομημένη λίστα τίθεται σε διαμόρφωση PWM με κύκλο λειτουργίας $D_{PWM,1}$. Αντίστοιχα, στην κατάσταση 0, επιλέγονται τα k_0 SMs με τις υψηλότερες τάσεις πυκνωτών και τίθενται σε αρνητική κατάσταση, ενώ το επόμενο SM της λίστας τίθεται σε διαμόρφωση PWM με κύκλο λειτουργίας $D_{PWM,0}$. Το διάγραμμα ροής της εικόνας 7 απεικονίζει τη λειτουργία του αλγορίθμου εξισορρόπησης των πυκνωτών.



Εικόνα 7: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου εξισορρόπησης τάσης των πυκνωτών

2.5 Απλοποιημένος αλγόριθμος ελέγχου χωρίς μέτρηση τάσεων πυκνωτών

Ένας απλοποιημένος αλγόριθμος ελέγχου του μετατροπέα χωρίς τη μέτρηση της τάσης των πυκνωτών, μπορεί να αποδειχθεί ιδιαίτερα ωφέλιμος για απλούστερα συστήματα. Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος εναλλάσσει περιοδικά μεταξύ 10 προκαθορισμένων καταστάσεων,

την αλληλουχία των SM που άγουν. Με αυτόν τον τρόπο, όλα τα SMs συμμετέχουν κυκλικά και ισομερώς στο κύκλωμα, φορτίζοντας και εκφορτίζοντας τους πυκνωτές τους με τον ίδιο ρυθμό.

Τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις ήταν ικανοποιητικά, αποδεικνύοντας τη λειτουργικότητα του αλγορίθμου. Ωστόσο, για τη μέγιστη απόδοση του συστήματος, αξιοποιήθηκε ο βελτιστοποιημένος αλγόριθμος ελέγχου με μέτρηση τάσεων. Παρακάτω παρουσιάζονται αναλυτικοί πίνακες με την αλληλουχία εναλλαγής των SMs, για λόγο μετατροπής D = 0.74, τάση εισόδου Vin=3000 V και αριθμό υπομονάδων N = 10.

Table 1 State =1

	(State=1)									
	Sel0	Sel1	Sel2	Sel3	Sel4	Sel5	Sel6	Sel7	Sel8	Sel9
ARMB_SM1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMB_SM10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM1	0	0,6	1	1	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM2	0	0	0,6	1	1	0	0	0	0	0
ARMA_SM3	0	0	0	0,6	1	1	0	0	0	0
ARMA_SM4	0	0	0	0	0,6	1	1	0	0	0
ARMA_SM5	0	0	0	0	0	0,6	1	1	0	0
ARMA_SM6	0	0	0	0	0	0	0,6	1	1	0
ARMA_SM7	0	0	0	0	0	0	0	0,6	1	1
ARMA_SM8	1	0	0	0	0	0	0	0	0,6	1
ARMA_SM9	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0,6
ARMA_SM10	0,6	1	1	0	0	0	0	0	0	0

Table 2 State=0

(State=0)									
Sel0	Sel1	Sel2	Sel3	Sel4	Sel5	Sel6	Sel7	Sel8	Sel9

ARMB_SM1	0,4	0	0	1	1	1	1	1	1	1
ARMB_SM2	1	0,4	0	0	1	1	1	1	1	1
ARMB_SM3	1	1	0,4	0	0	1	1	1	1	1
ARMB_SM4	1	1	1	0,4	0	0	1	1	1	1
ARMB_SM5	1	1	1	1	0,4	0	0	1	1	1
ARMB_SM6	1	1	1	1	1	0,4	0	0	1	1
ARMB_SM7	1	1	1	1	1	1	0,4	0	0	1
ARMB_SM8	1	1	1	1	1	1	1	0,4	0	0
ARMB_SM9	0	1	1	1	1	1	1	1	0,4	0
ARMB_SM10	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0,4
ARMA_SM1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
ARMA_SM10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Table 3 Pulses State=1

	State=1									
	Sel0	Sel1	Sel2	Sel3	Sel4	Sel5	Sel6	Sel7	Sel8	Sel9
					P1					
SM1	0	0,6	1	1	0	0	0	0	0	0
SM2	0	0	0,6	1	1	0	0	0	0	0
SM3	0	0	0	0,6	1	1	0	0	0	0
SM4	0	0	0	0	0,6	1	1	0	0	0
SM5	0	0	0	0	0	0,6	1	1	0	0
SM6	0	0	0	0	0	0	0,6	1	1	0
SM7	0	0	0	0	0	0	0	0,6	1	1
SM8	1	0	0	0	0	0	0	0	0,6	1
SM9	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0,6
SM10	0,6	1	1	0	0	0	0	0	0	0
					P3					
SM1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

SM5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Table 4 Pulses State=0

	State=0									
	SM1	SM2	SM3	SM4	SM5	SM6	SM7	SM8	SM9	SM10
						P1				
SM1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
SM10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
						P3				
SM1	1	0,4	0	0	1	1	1	1	1	1
SM2	1	1	0,4	0	0	1	1	1	1	1
SM3	1	1	1	0,4	0	0	1	1	1	1
SM4	1	1	1	1	0,4	0	0	1	1	1
SM5	1	1	1	1	1	0,4	0	0	1	1
SM6	1	1	1	1	1	1	0,4	0	0	1
SM7	1	1	1	1	1	1	1	0,4	0	0
SM8	0	1	1	1	1	1	1	1	0,4	0
SM9	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0,4
SM10	0,4	0	0	1	1	1	1	1	1	1

Table 5 Voltages State=1

	State=1(charging SMs with V>0)									
	Sel0	Sel1	Sel2	Sel3	Sel4	Sel5	Sel6	Sel7	Sel8	Sel9
SM1	0	180	300	300	0	0	0	0	0	0
SM2	0	0	180	300	300	0	0	0	0	0
SM3	0	0	0	180	300	300	0	0	0	0
SM4	0	0	0	0	180	300	300	0	0	0
SM5	0	0	0	0	0	180	300	300	0	0

SM6	0	0	0	0	0	0	180	300	300	0
SM7	0	0	0	0	0	0	0	180	300	300
SM8	300	0	0	0	0	0	0	0	180	300
SM9	300	300	0	0	0	0	0	0	0	180
SM10	180	300	300	0	0	0	0	0	0	0
Output	2220	2220	2220	2220	2220	2220	2220	2220	2220	2220

Table 6 Voltages State=0

	State=0(discharging SMs with V>0)									
	Sel0	Sel1	Sel2	Sel3	Sel4	Sel5	Sel6	Sel7	Sel8	Sel9
SM1	300	120	0	0	300	300	300	300	300	300
SM2	300	300	120	0	0	300	300	300	300	300
SM3	300	300	300	120	0	0	300	300	300	300
SM4	300	300	300	300	120	0	0	300	300	300
SM5	300	300	300	300	300	120	0	0	300	300
SM6	300	300	300	300	300	300	120	0	0	300
SM7	300	300	300	300	300	300	300	120	0	0
SM8	0	300	300	300	300	300	300	300	120	0
SM9	0	0	300	300	300	300	300	300	300	120
SM10	120	0	0	300	300	300	300	300	300	300
Output	2220	2220	2220	2220	2220	2220	2220	2220	2220	2220

Οι παραπάνω πίνακες τεκμηριώνουν αναλυτικά τη λειτουργία του απλοποιημένου αλγορίθμου επιλογής-παλμοδότησης των υπομονάδων (SM). Στους Πίνακες Table 1 και Table 2 αποτυπώνεται η κατάσταση των SM για D = 0,74 στις δύο καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα (State = 1 και State = 0 αντίστοιχα). Παρατηρείται ότι, όταν State = 1, τα σήματα οδήγησης των IGBT του κλάδου Arm B παραμένουν μηδενικά (off), ενώ ο κλάδος Arm A αναλαμβάνει τη διαμόρφωση της εξόδου εισάγοντας τις κατάλληλες υπομονάδες ή παρακάμπτοντάς τες ώστε να συντεθεί η ζητούμενη τιμή τάσης. Αντιστρόφως, όταν State = 0, ο κλάδος Arm A τίθεται σε αποκοπή και η διαμόρφωση της εξόδου υλοποιείται από τον Arm B.

Οι ενδείξεις $Sel_{x(0–9)}$ στους Πίνακες 1–2 αντιστοιχούν στις δέκα διακριτές καταστάσεις επιλογής (υπο-διαστήματα εντός της περιόδου εναλλαγής) που διατρέχει κυκλικά ο αλγόριθμος για N = 10 υπομονάδες. Κάθε τιμή Sel_x ορίζει μονοσήμαντα ποιοι πυκνωτές εισάγονται πλήρως,

ποιοι υλοποιούν PWM και ποιοι παρακάμπτονται, ώστε να υλοποιείται το αντίστοιχο στιγμιαίο επίπεδο πολυεπίπεδης τάσης στον ενεργό κλάδο. Με αυτόν τον μηχανισμό εξασφαλίζεται αφενός η σύνθεση της ζητούμενης μέσης τάσης εξόδου για το δεδομένο D, αφετέρου η ισοκατανομή των κύκλων φόρτισης-εκφόρτισης ανάμεσα στις υπομονάδες. Στους Πίνακες Table 3 και Table 4 παρουσιάζονται οι πραγματικές τιμές παλμών που τροφοδοτούν τα IGBT των SM για κάθε Sel_x και για κάθε κατάσταση State. Οι τιμές παλμών αποδίδονται ως 0 (αποκοπή), 1 (πλήρης αγωγή) ή PWM (μερική εισαγωγή). Τέλος, ο Πίνακας Table 5 συνοψίζει τον υπολογισμό της στιγμιαίας και μέσης τάσης εξόδου για τις δύο καταστάσεις του μετατροπέα.

2.6 Υβριδικός πολυεπίπεδος μετατροπέας ανύψωσης τάσης

Εκτός από τη λειτουργία του μετατροπέα ως υποβιβαστή τάσης, μελετήθηκε και η συμπεριφορά του όταν χρησιμοποιείται ως μετατροπέας ανύψωσης τάσης (step-up). Η ανάλυση αυτή διεξήχθη στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink, διατηρώντας τις ίδιες παραμέτρους και στρατηγικές ελέγχου που εφαρμόστηκαν για τη λειτουργία υποβιβασμού. Ο σκοπός ήταν η αξιολόγηση της δυνατότητας αναστροφής της λειτουργίας του μετατροπέα, καθώς και η μελέτη της επίδρασης αυτής στις τάσεις των υπομονάδων SM, στα ρεύματα των IGBT και στην απόδοση του συστήματος, χωρίς την ανάγκη τροποποίησης της αρχιτεκτονικής του ελεγκτή ή της τοπολογίας των υπομονάδων.

2.6.1 Τροποποιήσεις Συστήματος και Προσαρμογές Παραμέτρων Λειτουργίας

Λόγω της θέσης της πηγής στο κύκλωμα, στον μετατροπέα υποβιβασμού το ρεύμα κατευθύνεται προς τα δεξιά, ενώ στον μετατροπέα ανύψωσης προς τα αριστερά. Σε κάθε περίπτωση, η εναλλαγή της κατάστασης των υπομονάδων (SM) εξασφαλίζει τη φόρτιση και εκφόρτιση των πυκνωτών, επιτρέποντας τη σωστή λειτουργία του μετατροπέα. Από την ανάλυση των εξισώσεων του μετατροπέα υποβιβασμού, προκύπτει ότι το μαθηματικό μοντέλο ταυτίζεται με εκείνο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης, με μοναδική διαφορά την κατεύθυνση του ρεύματος. Για το λόγο αυτό, απαιτούνται συγκεκριμένες τροποποιήσεις στη λειτουργία του συστήματος

- Η εναλλαγή των IGBT και των διόδων τόσο στις υπομονάδες (SM) όσο και στο κεντρικό IGBT πραγματοποιείται με αντίστροφο τρόπο, ώστε να εξασφαλιστεί η σωστή ροή του ρεύματος
- Τα σήματα εναλλαγής των καταστάσεων (State) αντικαθίστανται από τα συμπληρωματικά τους (1 – State), δεδομένου ότι η φορά του ρεύματος έχει αντιστραφεί και απαιτείται διαφορετική πολικότητα ενεργοποίησης των στοιχείων ισχύος.
- Η έξοδος του PI ελεγκτή αναστρέφεται μέσω πολλαπλασιασμού του σήματος με -1, ώστε να διατηρείται σωστή ρύθμιση και σταθεροποίηση του συστήματος στη νέα διαμόρφωση λειτουργίας.
- Στον αλγόριθμο εξισορρόπησης τάσεων, η κατάταξη των πυκνωτών γίνεται πλέον σε φθίνουσα σειρά (descending order) αντί για αύξουσα, ώστε να ευθυγραμμιστεί με τη νέα φορά ροής του ρεύματος και να διατηρηθεί η ισορροπία των τάσεων.

Με τις ανωτέρω προσαρμογές, ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί αποτελεσματικά και στη διαμόρφωση ανύψωσης τάσης, αξιοποιώντας το ίδιο θεωρητικό υπόβαθρο που αναπτύχθηκε για τη διαμόρφωση υποβιβασμού.

3 Υλοποίηση του ελεγκτή

3.1 Εισαγωγή στους Μικροελεγκτές

Ο μικροελεγκτής (Microcontroller Unit - MCU) αποτελεί το βασικότερο στοιχείο σε ένα ενσωματωμένο σύστημα ελέγχου. Είναι υπεύθυνος για όλες τις λειτουργίες, του συστήματος, των περιφερικών στοιχείων και στο εσωτερικό του εκτελείται το πρόγραμμα ελέγχου. Η εξέλιξη της τεχνολογίας δημιουργεί γρηγορότερους μικροελεγκτές, οι οποίοι μπορούν να ανταπεξέλθουν στις πιο απαιτητικές ανάγκες της σύγχρονης εποχής. Το χαμηλός κόστος και ο μικρός όγκος που καταλαμβάνουν συνέβαλαν στην έντονη αξιοποίηση τους σε βιομηχανικού τύπου εφαρμογές, αλλά και στην καθημερινότητα μας. Οι κύριες εφαρμογές τους είναι στην ηλεκτρική κίνηση, στους αυτοματισμούς, στις τηλεπικοινωνίες, στις ηλεκτρικές συσκευές, στα ηλεκτρονικά ισχύος και σε κάθε είδους ενσωματωμένα συστήματα (Embedded Systems).

Η δομή και οι δυνατότητες του μικροελεγκτή βασίζονται στο ολοκληρωμένο κύκλωμα (Integrated Circuit, IC), το οποίο καθιστά το μικροελεγκτή ως αυτοτελή μονάδα. Αποτελείται από επεξεργαστή, μνήμες, περιφερικά κυκλώματα και θύρες εισόδου/εξόδου. Αναλυτικότερα, ο επεξεργαστής είναι υπεύθυνος για την εκτέλεση λειτουργιών βάση λογικής και αριθμητικής. Ο έλεγχος του από το χρήστη γίνεται με τη βοήθεια των αντίστοιχων καταχωρητών, που είναι αρμόδιοι για κάθε λειτουργία του. Η υπολογιστική δύναμη του μετριέται σε Hertz και δηλώνει πόσο γρήγορα μπορεί να εκτελέσει πράξεις ο μικροελεγκτής. Οι μνήμες του χωρίζονται σε κατηγορίες ανάλογα τη χρησιμότητα τους. Δυο από αυτές είναι η μνήμη προσωρινής αποθήκευσης δεδομένων (RAM) και η μνήμη που περιέχει το λογισμικό του συστήματος (EPROM, FLASH, ROM). Τα περιφερικά κυκλώματα αναφέρονται στις επιμέρους λειτουργίες του μικροελεγτή όπως, μέτρα προστασιών για τον μικροελεγτή, μετρητικά, μετρητές, ενισχυτές και άλλες ηλεκτρονικές διατάξεις. Η σύνδεση του μικροελεγτή και των συσκευών του συνολικού συστήματος επιτυγχάνεται με τις θύρες εξόδου και εισόδου. Η ανταλλαγή δεδομένων είναι αμφίδρομη και καθορίζεται από το προγραμματισμό του μικροελεγκτή.

3.2 Προγραμματισμός Μικροελεγκτών, Model-Based Design, Embedded Coder

Ο προγραμματισμός των μικροελεγκτών είναι μια συνθέτη διαδικασία και χρειάζεται εξειδίκευση στον τρόπο γραφής του κώδικα. Συνήθως, για το προγραμματισμό μικροελεγκτών χρησιμοποιείται γλώσσα χαμηλού επιπέδου, δηλαδή γλώσσα C ή Assembly. Τα πλεονεκτήματα των συγκεκριμένων γλωσσών είναι η ελευθερία που δίνεται στο χρήστη όσο αφορά τον έλεγχο του μικροελεγκτή, και ο μεταγλωτισμός του προγράμματος γίνεται με τη χρήση του αντίστοιχου assembler της κάθε εταιρίας μικροελεγκτών. Ωστόσο, μια τέτοια γλώσσα απαιτεί μεγάλη προσπάθεια από το χρήστη για την απομνημόνευση των εντολών και η κατανόηση του κώδικα από εξωτερικούς χρήστες γίνεται δυσκολότερη όσο το πρόγραμμα μεγαλώνει σε έκταση.

Μια νέα μέθοδος προγραμματισμού μικροελεγκτών αποτελεί το Model-Based Design σε συνδυασμό με δυνατότητα αυτόματης παραγωγής κώδικα για ενσωματωμένα συστήματα (Embedded Coder). Το Model Based Design είναι μια μέθοδος η οποία δημιουργεί μοντέλα φυσικών συστημάτων σε μια εικονική αναπαράσταση. Η προσομοίωση του μοντέλου μπορεί να εκτεθεί σε ακραίες συνθήκες, κάτι το οποίο δεν δύναται στο πραγματικό σύστημα. Επιπλέον, η χρησιμότητα του είναι ιδιαίτερα σημαντική στα πρώιμα στάδια της διαδικασίας σχεδιασμού, όπου γίνονται βελτιώσεις στο σχεδιασμό του συστήματος. Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση οδηγούν στη μείωση των σφαλμάτων και όταν το σύστημα φτάσει στο επιθυμητό αποτέλεσμα ο χρήστης μπορεί να μετατρέψει τη προσομοίωση σε αυτόματη παραγωγή κώδικα για ενσωματωμένα συστήματα. Στη παρούσα διπλωματική εργασία αξιοποιήθηκε το λογισμικό MATLAB και συγκεκριμένα το γραφικό περιβάλλον του Simulink. [5]

Το MATLAB/Simulink διαθέτει Embedded Coder για τον μικροελεγκτή που χρησιμοποιήθηκε F28379D, της εταιρίας Texas Instruments. Ο Embedded Coder του Simulink χρησιμοποιεί Block τα οποία μεταφράζονται σε κώδικα γλώσσας C ή C++ με τη χρήση του αντίστοιχου compiler που διαθέτει το MATLAB. Τα πλεονεκτήματα αυτής της μεθόδου είναι η ταχύτητα παραγωγής κώδικα χωρίς να δημιουργούνται ασάφειες στη γραφή του με αποτέλεσμα την μείωση πιθανότητας απρόβλεπτης λειτουργίας του προγράμματος. Επιπλέον, το γραφικό

περιβάλλον του Simulink και η οπτική επαφή του χρήστη με τον κώδικα βάση των Block, αποτελεί ιδανικό συνδυασμό για την εύκολη κατανόηση της λογικής του προγράμματος. Επιπροσθέτως το φιλικό αυτό περιβάλλον προσδίδει την ευκαιρία για ευκολότερη συνεργασία πολλαπλών χρηστών.

Όλες οι βασικές λειτουργίες των μικροελεγκτών έχουν κατηγοριοποιηθεί σε Block του λογισμικού Simulink. Ανοίγοντας τα εκάστοτε Block παρατηρούμε τον προγραμματισμό των αντίστοιχων καταχωρητών του κάθε μικροελεγκτή . Ωστόσο, η ταξινόμηση τους σε Block με συγκεκριμένες λειτουργίες περιορίζει την ελευθερία του χρήστη στο τρόπο γραφής, αλλά προσδίδει αμεσότητα και ευκολία. Το κυριότερο πλεονέκτημα του Model-Based Design είναι η δυνατότητα προσομοίωσης του μοντέλου. Με τη προσομοίωση ο χρήστης μελετά τη συμπεριφορά του συστήματος η οποία ανταποκρίνεται στη πραγματικότητα. Ακόμη, το σύστημα μπορεί να δοκιμαστεί σε ακραίες συνθήκες λειτουργίας κάτι το οποίο σε φυσικό σύστημα δεν δύναται λόγω της υψηλής επικινδυνότητας για καταστροφή του συστήματος σε περίπτωση αποτυχίας. Η αποφυγή των απροβλέπτων καταστάσεων με τη χρήση της προσομοίωσης δημιουργεί βέλτιστα προγράμματα εξασφαλίζοντας το καλύτερο αποτέλεσμα με ελάχιστες πιθανότητες αποτυχίας. Είναι σημαντικό να τονισθεί ότι ένα πραγματικό σύστημα δεν είναι ποτέ τέλειο. Πάντα υπάρχουν ανεπιθύμητοι παράγοντες που επηρεάζουν το τελικό αποτέλεσμα, ωστόσο η σωστή μελέτη και η τοποθέτηση όλων των εξωτερικών παραγόντων στο μοντέλο προσομοίωσης, οδηγεί στην ελαχιστοποίηση των σφαλμάτων. Όταν η προσομοίωση φτάσει στο επιθυμητό αποτέλεσμα ο χρήστης μπορεί να μετατρέψει το ίδιο μοντέλο που προσομοίωσε σε κώδικα με τη χρήση του Embedded Coder. Επιπροσθέτως, το γραφικό περιβάλλον του Simulink παρέχει blocks σειριακής επικοινωνίας με τον μικροελεγκτή μέσω καλωδίου USB. Η ανταλλαγή δεδομένων πραγματοποιείται με τη χρήση ενός Host Model, μέσω του οποίου είναι δυνατή η μεταβολή παραμέτρων του συστήματος σε πραγματικό χρόνο. Συνηθισμένες λειτουργίες που υλοποιούνται μέσω του Host Model περιλαμβάνουν την απεικόνιση σημάτων σε Scope (ψηφιακό παλμογράφο ενσωματωμένο στο γραφικό περιβάλλον του Simulink), καθώς και την τροποποίηση αριθμητικών παραμέτρων του συστήματος, όπως τα επιθυμητά μεγέθη αναφοράς (π.χ. τάση, ταχύτητα κ.λπ.). Επιπλέον, υπάρχει η δυνατότητα ένταξης κουμπιών ελέγχου για την ενεργοποίηση και απενεργοποίηση μετρητικών διατάξεων ή

ασφαλειών. Συνολικά, το περιβάλλον αυτό μπορεί να θεωρηθεί ως μια απλουστευμένη μορφή SCADA, η οποία προσφέρει αυξημένες δυνατότητες για τη δημιουργία ενός πιο δυναμικού και ολοκληρωμένου συστήματος.

3.3 Αναπτυξιακή πλακέτα LAUNCHXL-F28379D

Το LAUNCHXL-F28379D Delfino MCU LaunchPad™ αποτελεί ένα αναπτυξιακό σύστημα της οικογένειας C2000 της Texas Instruments και βασίζεται στον μικροελεγκτή TMS320F28379D της σειράς F2837xD. Η συγκεκριμένη σειρά έχει σχεδιαστεί για βέλτιστη απόδοση σε εφαρμογές κλειστού βρόχου, όπου απαιτείται γρήγορη επεξεργασία δεδομένων σε πραγματικό χρόνο. Ενδεικτικά πεδία εφαρμογής περιλαμβάνουν τον έλεγχο μετατροπέων ισχύος, ηλεκτροκινητήρων βιομηχανικού τύπου, ηλεκτρικών οχημάτων, συστημάτων ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, καθώς και προηγμένες εφαρμογές επεξεργασίας σήματος.

Ο μικροελεγκτής TMS320F28379D διαθέτει διπλό πυρήνα 32-bit C28x, χρονισμένο στα 200 MHz, με δυνατότητα ανεξάρτητης ή συνεργατικής λειτουργίας. Αυτό επιτρέπει την εκτέλεση παράλληλων διεργασιών, όπως ελέγχου και επικοινωνίας, βελτιώνοντας την απόδοση σε πολύπλοκα συστήματα. Σημαντικό ρόλο στον έλεγχο φυσικών συστημάτων κατέχουν τα αναλογικά σε ψηφιακά κυκλώματα (ADC), τα οποία προσφέρουν ανάλυση 12 ή 16-bit, με δυνατότητα ταυτόχρονης δειγματοληψίας πολλαπλών καναλιών. Αυτό επιτρέπει την ακριβή μέτρηση ηλεκτρικών μεγεθών, όπως τάσης και ρεύματος, κρίσιμων για την υλοποίηση αλγορίθμων ελέγχου.

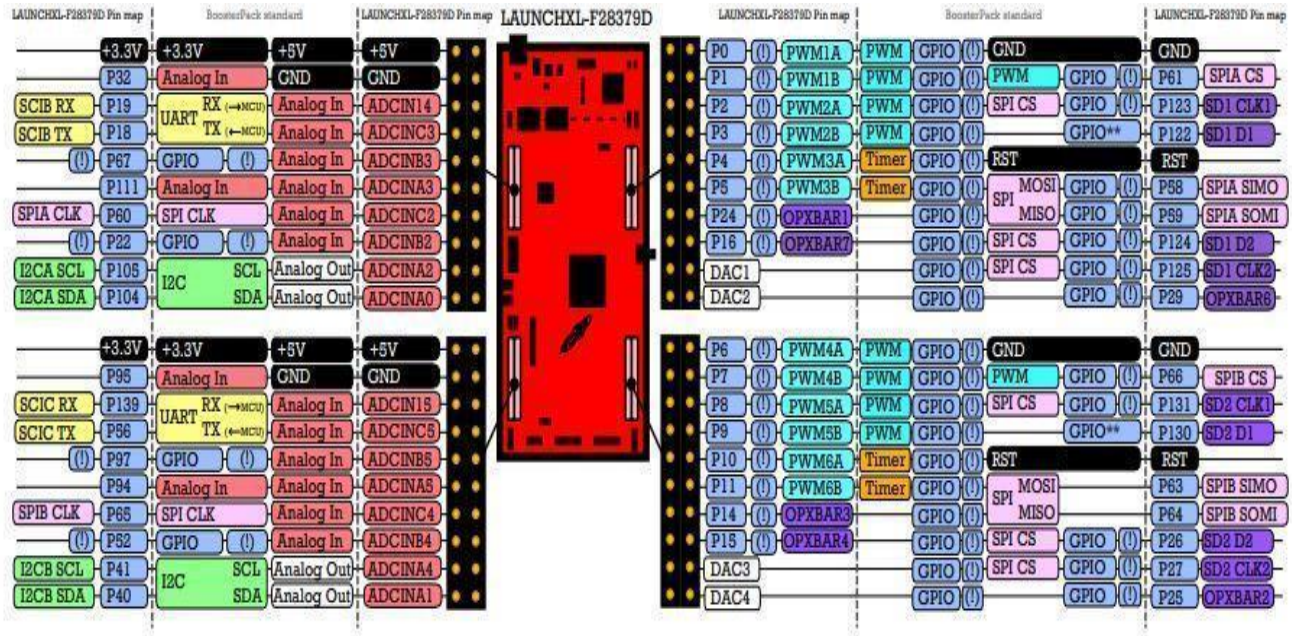
Αντίστοιχα, για τη διαμόρφωση και οδήγηση συστημάτων ισχύος, το ολοκληρωμένο κύκλωμα παρέχει έως και 12 κανάλια PWM υψηλής ανάλυσης, με δυνατότητα χρονισμού σε επίπεδο νανοδευτερολέπτου. Οι μονάδες αυτές καθιστούν δυνατή την υλοποίηση πολύπλοκων στρατηγικών ελέγχου μετατροπέων (π.χ. πολυεπίπεδων ή πολυφασικών τοπολογιών), διασφαλίζοντας ακριβή διαμόρφωση παλμοπλάτους (PWM). [6]

Η πλατφόρμα προσφέρει, επίσης, 169 ακροδέκτες GPIO, με δυνατότητα παραμετροποίησης ως είσοδοι ή έξοδοι, ενσωματωμένο φιλτράρισμα και προσαρμογή λογικών επιπέδων. Επιπλέον, περιλαμβάνει μονάδες επικοινωνίας όπως SPI, I2C, UART, CAN και Ethernet, διευκολύνοντας την ενσωμάτωση σε μεγαλύτερα συστήματα ή βιομηχανικά δίκτυα.

Το LaunchPad έχει σχεδιαστεί ώστε να προσφέρει στον χρήστη μια πλήρη και εύχρηστη πλατφόρμα ανάπτυξης, ενσωματώνοντας τόσο το απαραίτητο υλικό (hardware) όσο και τη συμβατότητα με λογισμικό της Texas Instruments, όπως το Code Composer Studio και το περιβάλλον μοντελοποίησης Simulink. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται μια ευέλικτη διαδικασία ανάπτυξης, από την προσομοίωση έως την υλοποίηση σε πραγματικό υλικό. [7]



Εικόνα 8: LAUNCHXL-F28379D C2000 Delfino MCU F28379D Launchpad



Εικόνα 9:LAUNCHXL-F28379D C2000 Delfino MCU F28379D Launchpad GPIO

3.3.1 Τροφοδοσία LAUNCHXL-F28379D

Η τροφοδοσία του LAUNCHXL-F28379D μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε μέσω USB είτε μέσω εξωτερικής πηγής, ανάλογα με τη διαμόρφωση των jumpers. Στην παρούσα υλοποίηση, η τροφοδοσία παρέχεται αποκλειστικά από το Typhoon HIL402 , το οποίο εξασφαλίζει γαλβανική απομόνωση από τον υπολογιστή, στοιχείο κρίσιμο για εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος καθώς προστατεύει τόσο το αναπτυξιακό όσο και τον υπολογιστή από υπερτάσεις ή θορύβους. Για την ορθή λειτουργία του μικροελεγκτή απαιτείται η ταυτόχρονη παροχή γραμμής 3.3 V και γραμμής 5 V από το HIL. Η γραμμή των 3.3 V τροφοδοτεί τον πυρήνα του μικροελεγκτή και τα βασικά κυκλώματα λογικής, ενώ η γραμμή των 5 V είναι απαραίτητη για την ορθή λειτουργία των ADC και των περιφερειακών κυκλωμάτων μέτρησης. Σε περίπτωση που χρησιμοποιείται αποκλειστικά εξωτερική τροφοδοσία, είναι αναγκαία η σωστή τοποθέτηση ή αφαίρεση των αντίστοιχων jumpers (π.χ. JP1–JP2) ώστε να αποφευχθούν βραχυκυκλώματα ή ανεπιθύμητες υπερτάσεις. Η απαίτηση για παροχή και των δύο γραμμών τάσης από το HIL διασφαλίζει τη

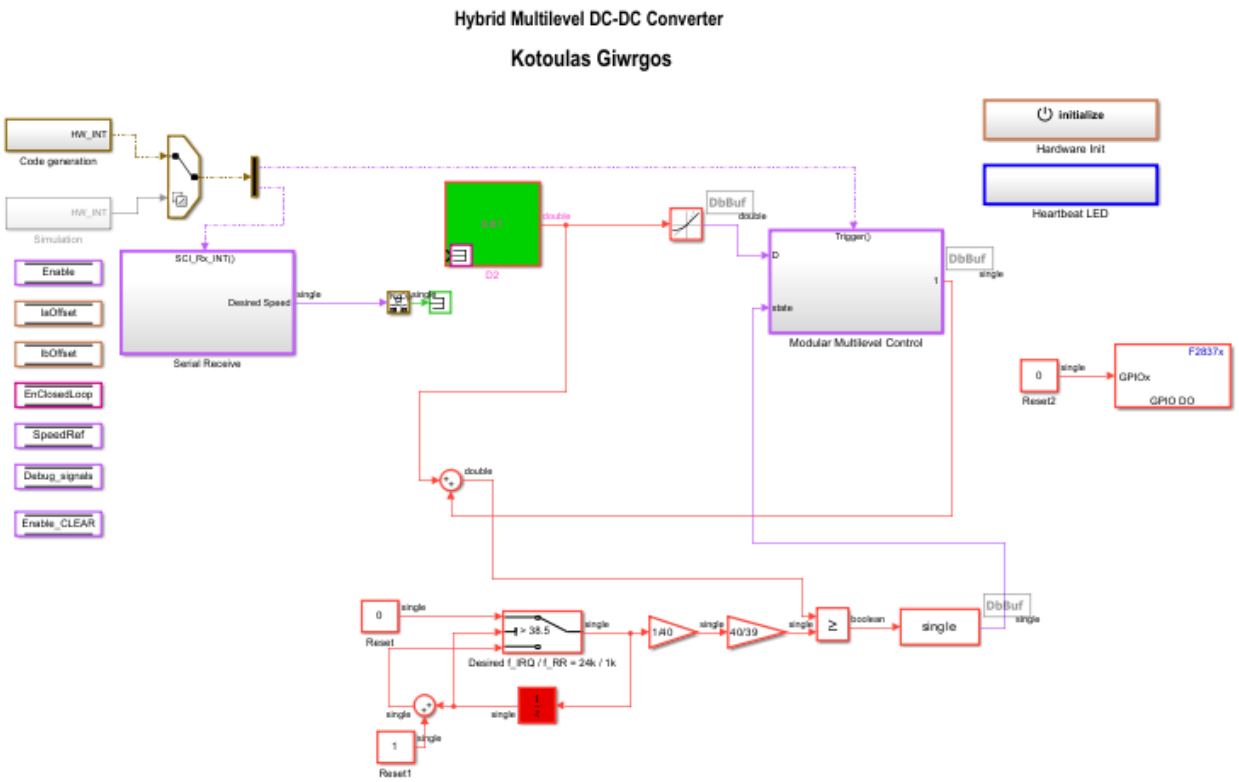
σταθερότητα του συστήματος και τη σωστή λειτουργία όλων των ενσωματωμένων μονάδων του μικροελεγκτή.[7]

3.4 Περιγραφή του προγράμματος ελέγχου του συστήματος

Το πρόγραμμα αναπτύχθηκε στο περιβάλλον Simulink του MATLAB, το οποίο παρέχει το εργαλείο Embedded Coder. Η χρήση του Embedded Coder καθιστά τον προγραμματισμό καθώς και τη διαδικασία αποσφαλμάτωσης του κώδικα που εκτελείται στον μικροελεγκτή ιδιαίτερα απλή και αποδοτική. Ο κύριος στόχος του προγράμματος είναι η επίτευξη της επιθυμητής τάσης εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού. Για την εξασφάλιση της σταθερότητας και της ακρίβειας της τάσης εξόδου, το πρόγραμμα ακολουθεί συγκεκριμένα βήματα λειτουργίας, όπως αυτά παρουσιάζονται στην Εικόνα 7. Στην Εικόνα 10 παρουσιάζεται το συνολικό διάγραμμα του προγράμματος που φορτώνεται στον μικροελεγκτή. Τα διαφορετικά χρώματα που εμφανίζονται στα blocks αντιστοιχούν σε διαφορετικούς χρόνους εκτέλεσης του αλγορίθμου από τον μικροελεγκτή. Η διαφοροποίηση αυτή είναι κρίσιμη, καθώς εξασφαλίζει ότι οι παλμοί PWM παραμένουν συγχρονισμένοι. Αναλυτικότερα, τα κόκκινα τμήματα του προγράμματος υλοποιούνται με περίοδο 8.33e-5s (12 kHz), ενώ τα υποσυστήματα ADC και PWM λειτουργούν σε asynchronous mode.

Συγκεκριμένα, το F28379D διαθέτει πολλαπλά ePWM modules, τα οποία επιτρέπουν ακριβή χρονισμό και συγχρονισμό παλμών. Κάθε ePWM module μπορεί να ενεργοποιεί γεγονότα Start of Conversion (SOC) στα ADC modules, επιτρέποντας έτσι η δειγματοληψία να ξεκινά σε συγκεκριμένη χρονική στιγμή του κύκλου PWM. Με αυτόν τον τρόπο, η διαδικασία δειγματοληψίας πραγματοποιείται σε χρονικά σημεία όπου η έξοδος του μετατροπέα δεν περιέχει θόρυβο από τους μεταβατικούς παλμούς του διακόπτη. Η υλοποίηση σε asynchronous mode διασφαλίζει ότι η μετατροπή των σημάτων εισόδου από τα ADC είναι χρονικά απομονωμένη από τη δημιουργία των PWM παλμών, εξασφαλίζοντας καθαρότερες μετρήσεις και σταθερή λειτουργία του ελεγκτή. Στη συνέχεια της εργασίας θα παρουσιαστεί

αναλυτικότερη επεξήγηση των επιμέρους τμημάτων του κώδικα και ο τρόπος με τον οποίο υλοποιούνται στο περιβάλλον του Simulink.



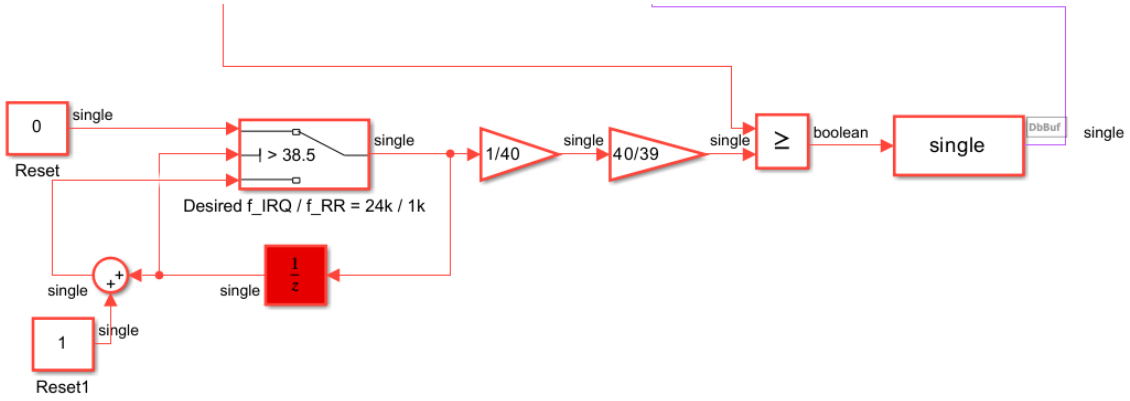
Εικόνα 10: Πρόγραμμα ελέγχου του συστήματος σε περιβάλλον Simulink (Target-Model)

Το πρόγραμμα ελέγχου που εγκαθίσταται στον μικροελεγκτή (Target Model) αποτελείται από τα παρακάτω βασικά συστήματα

- Αλγόριθμος παραγωγής PWM παλμών για το κεντρικό IGBT (State).
- Σύστημα μετρήσεων (ADC).
- Αλγόριθμος λειτουργίας του μετατροπέα.
- PID έλεγχος για την εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών.
- Παραγωγή παλμών PWM για τα SMs

Όλες οι μεταβλητές του προγράμματος βρίσκονται στη καρτέλα Modeling→Model Settings →Model Properties→InitFnc*

3.4.1 Αλγόριθμος παραγωγής PWM παλμών (State)



Εικόνα 11: PWM State algorithm

Η παραγωγή παλμών για το κεντρικό IGBT του μετατροπέα υποβιβασμού είναι ένα κρίσιμο σημείο για τη σωστή λειτουργία του συστήματος. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 10, τα blocks που αφορούν την παραγωγή παλμών βρίσκονται εκτός του Subsystem, προκειμένου να απομονωθεί η λειτουργία τους από τα υπόλοιπα μέρη του αλγορίθμου. Ο βασικός λόγος για την ανεξάρτητη αυτή υλοποίηση είναι η εκμετάλλευση της συχνότητας λειτουργίας των 12 kHz του μικροελεγκτή, η οποία αντιστοιχεί στη συχνότητα των PWM παλμών που οδηγούν τα IGBT των υπομονάδων (SMs).

Στην Εικόνα 11 παρουσιάζεται η διαδικασία με την οποία η συχνότητα αυτή μετατρέπεται από 12 kHz σε 300 Hz, που αποτελεί και την επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας του κεντρικού IGBT. Για την επίτευξη αυτής της μείωσης χρησιμοποιείται ένας μετρητής με σημείο αναφοράς το 38,5. Η τιμή επιλέχθηκε βάσει της συχνότητας λειτουργίας των 12 kHz. Η ανατροφοδότηση του μετρητή πραγματοποιείται μέσω του block Unit Delay, το οποίο εξασφαλίζει ότι σε κάθε κύκλο λειτουργίας του μικροελεγκτή η τιμή του μετρητή αυξάνεται κατά μία μονάδα.

Όταν ο μετρητής φτάσει το όριο από 38,5 σε 39, η έξοδος αλλάζει κατάσταση και λαμβάνει την τιμή 39, γεγονός που αντιστοιχεί στη χρονική στιγμή εναλλαγής της κατάστασης του κεντρικού IGBT. Στη συνέχεια, ακολουθεί κανονικοποίηση του σήματος μέσω κατάλληλων

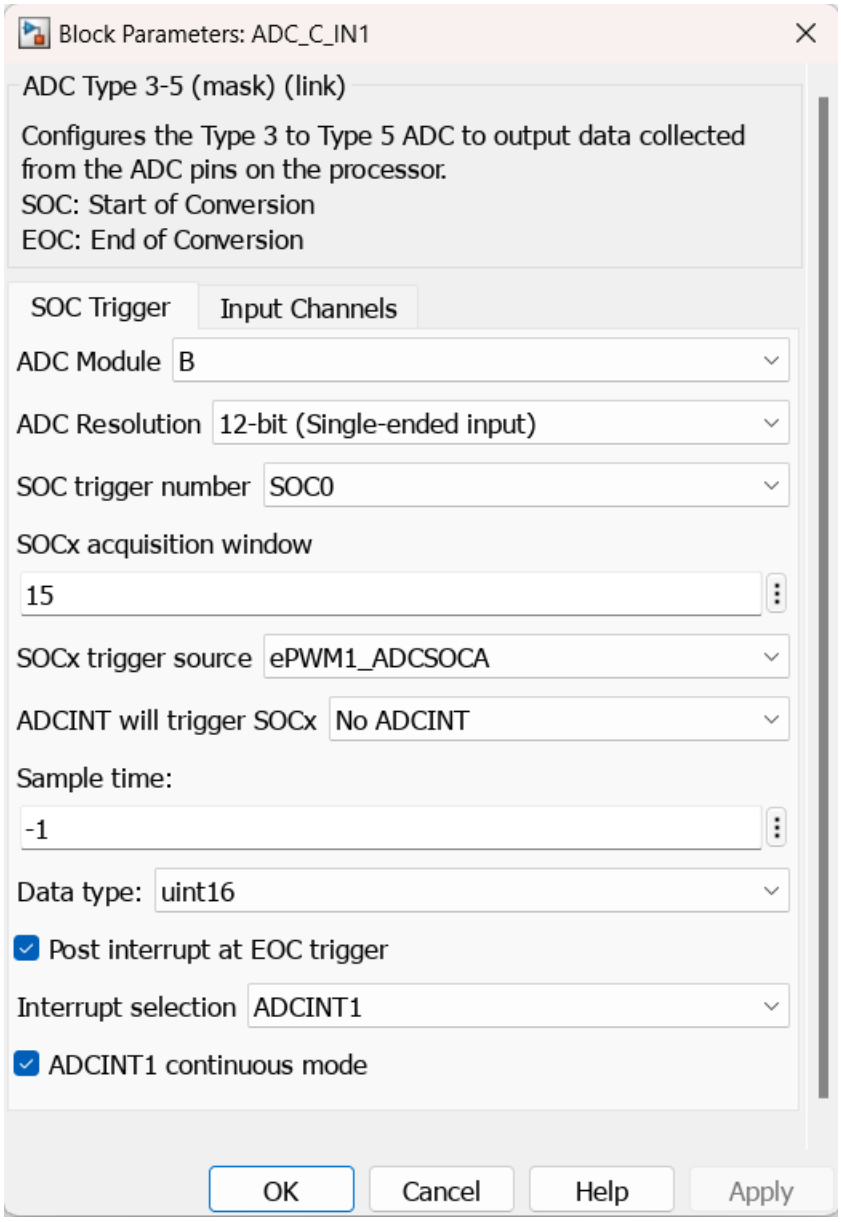
πολλαπλασιασμών (1/40 και 40/39) και έπειτα πραγματοποιείται η σύγκριση με το σήμα Dst. Τελος, γίνεται επαναφορά του μετρητή και η έξοδος επιστρέφει στο 0

Με τον τρόπο αυτό παράγονται παλμοί στα 300 Hz, των οποίων το duty cycle καθορίζεται από τη σύγκριση με το Dst. Αξίζει να σημειωθεί ότι η τελική μορφή των παλμών δεν αντιστοιχεί σε μια τυπική PWM κυματομορφή με σταθερό duty cycle, αλλά παρουσιάζει διαφοροποιήσεις οι οποίες θα αναλυθούν στα επόμενα κεφάλαια.

3.4.2 Σύστημα μετρήσεων (ADC)

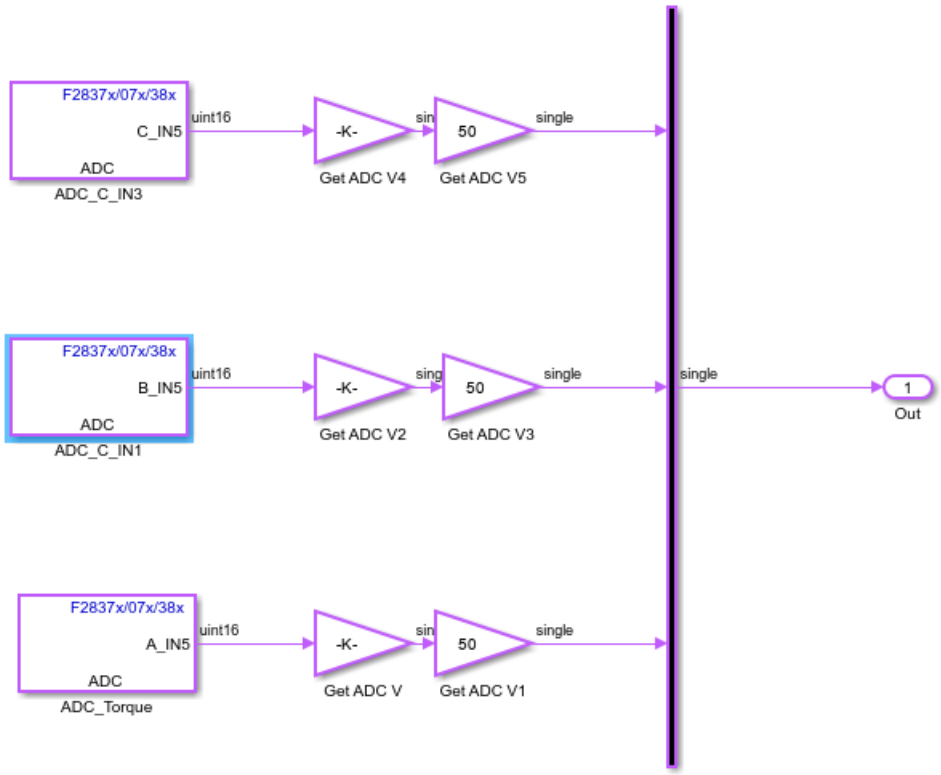
Για τη μέτρηση των τάσεων των πυκνωτών χρησιμοποιήθηκαν τρεις αναλογικοί σε ψηφιακούς μετατροπείς (ADCs) του μικροελεγκτή. Η ανάλυση που επιλέχθηκε είναι 12 bit, ενώ παράλληλα ενεργοποιήθηκε η λειτουργία συγχρονισμού ADC–PWM, ώστε οι μετρήσεις να λαμβάνονται συγχρονισμένα με τη λειτουργία των παλμών οδήγησης.

Αξίζει να σημειωθεί ότι ο μικροελεγκτής μπορεί να διαχειριστεί σήματα τάσης στο εύρος 0–3,3 V. Αντίθετα, οι τάσεις των πυκνωτών παράγονται από το HIL 402, το οποίο είναι σε θέση να παρέχει σήματα έως και 10 V. Συνεπώς, η σωστή κανονικοποίηση των σημάτων, τόσο στο περιβάλλον Simulink όσο και στο schematic του HIL, είναι κρίσιμη ώστε να αποφευχθεί η εφαρμογή τάσεων υψηλότερων των 3,3 V στα ADCs, γεγονός που θα μπορούσε να οδηγήσει σε λανθασμένες μετρήσεις ή ακόμα και σε βλάβη του μικροελεγκτή. Επιπλέον, η διαδικασία κανονικοποίησης εξασφαλίζει ότι οι μετρήσεις που συλλέγονται από τους ADCs μπορούν να αναχθούν και να μεταφραστούν σωστά στην πραγματική τιμή της τάσης των πυκνωτών, παρέχοντας έτσι αξιόπιστη πληροφόρηση για την περαιτέρω επεξεργασία και τον έλεγχο του συστήματος.



Εικόνα 12: Ρύθμιση ADC block για συγχρονισμό με PWM

Αναγκαία προϋπόθεση για τον συγχρονισμό ADC–PWM αποτελεί η ενεργοποίηση της ρύθμισης “Post interrupt at EOC trigger” σε ένα οποιοδήποτε ADC block εντός του ίδιου subsystem. Με τον τρόπο αυτό, κατά τη ρύθμιση των PWM blocks καθίσταται διαθέσιμη η επιλογή του αντίστοιχου interrupt, επιτρέποντας τον άμεσο συγχρονισμό των μετατροπέων ADC με τα PWM.



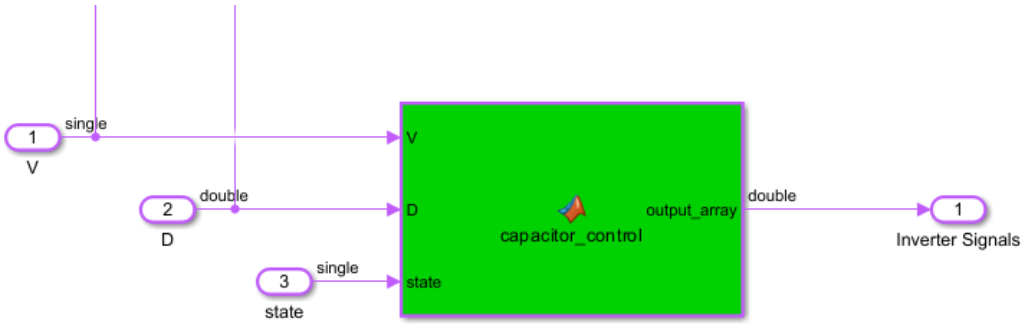
Εικόνα 13: Μετατροπή σημάτων ADC σε πραγματική τάση

Η πληροφορία που λαμβάνει ο μικροελεγκτής κατά τη μέτρηση της τάσης των πυκνωτών μέσω του HIL μετατρέπεται αρχικά σε έναν 12-bit αριθμό από τον ADC. Για να προκύψει η πραγματική τιμή της τάσης, είναι απαραίτητη η κανονικοποίηση του σήματος. Συγκεκριμένα, η μετρούμενη τιμή πολλαπλασιάζεται πρώτα με έναν συντελεστή κέρδους,

$$\kappa = \frac{ADC_{Vref}}{ADC_{MaxCount}}$$

ώστε να αναχθεί στο εύρος τάσης 0 έως Vref του μετατροπέα. Στη συνέχεια εφαρμόζεται δεύτερος συντελεστής κέρδους ίσος με 50, ο οποίος έχει οριστεί από το λογισμικό του HIL και αντιπροσωπεύει την πραγματική τάση των πυκνωτών με ευαισθησία μέτρησης 50 V ανά 1 V_{dac}. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η σωστή αναγωγή της ψηφιακής πληροφορίας σε πραγματικές τιμές τάσης, που είναι απαραίτητες για τον έλεγχο και την ορθή λειτουργία του μετατροπέα.

3.4.3 Αλγόριθμος λειτουργίας του μετατροπέα.



Εικόνα 14: Matlab Function Block

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται ο βασικός αλγόριθμος που είναι υπεύθυνος για τη ρύθμιση των τάσεων των πυκνωτών και τον υπολογισμό των παλμών οδήγησης των IGBT στις υπομονάδες (SMs) του μετατροπέα υποβιβασμού. Για τη διευκόλυνση της υλοποίησης στον μικροελεγκτή αξιοποιήθηκε το Matlab Function block του περιβάλλοντος Simulink. Το συγκεκριμένο block παρέχει τη δυνατότητα χειροκίνητης συγγραφής κώδικα σε γλώσσα Matlab, προσφέροντας μεγαλύτερη ευελιξία στον προγραμματισμό σε σχέση με τα τυπικά block διασύνδεσης του Simulink.

Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 3.2, ο κλασικός προγραμματισμός χαμηλού επιπέδου παρέχει στον χρήστη πλήρη ελευθερία, χωρίς περιορισμούς ως προς την πολυπλοκότητα ή τη δομή του κώδικα που μπορεί να παραχθεί. Η φύση του αλγορίθμου που αναπτύχθηκε στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας απαιτούσε την υλοποίηση σύνθετων συναρτήσεων και διαδικασιών, οι οποίες δεν ήταν εφικτό να αποδοθούν εύκολα με τη χρήση αποκλειστικά γραφικών block του Simulink.

Για τον λόγο αυτό, κρίθηκε σκόπιμη η ενσωμάτωση του κώδικα σε Matlab Function, ώστε να διασφαλιστεί τόσο η σωστή λειτουργία του αλγορίθμου όσο και η δυνατότητα περαιτέρω παραμετροποίησης. Στην ενότητα που ακολουθεί παρατίθεται ο πηγαίος κώδικας μαζί με την αναλυτική του επεξήγηση.

```
function output_array = capacitor_control(V, D, state)

    N = length(V);
    indices = 0:N-1;

    [~, sorted_idx] = sort(V, 'ascend');
    sorted_caps = indices(sorted_idx);
    K = floor(D * N);
    pwm = mod(D, 1/N) * N;
    output_array = zeros(2 * N, 1);
    if state == 1
        K = (N - K) - 1;
        for i = 1:K
            output_array(N + sorted_caps(i) + 1) = 1.1;
        end
        if K < N
            output_array(N + sorted_caps(K + 1) + 1) = 1 - pwm;
        end
    else
        for i = 1:K
            output_array(sorted_caps(N - i + 1) + 1) = 1.1;
        end
        if K < N
            output_array(sorted_caps(N - K) + 1) = pwm;
        end
    end
end
```

Στο Matlab Function Block σε κάθε κύκλο λειτουργίας, ο μικροελεγκτής λαμβάνει τρία βασικά δεδομένα, την τάση όλων των πυκνωτών V, το duty cycle D και την τρέχουσα κατάσταση λειτουργίας (state) του κεντρικού IGBT. Αρχικά, προσδιορίζεται ο αριθμός των πυκνωτών (N) ο οποίος καθορίζει το μέγεθος του συστήματος και χρησιμοποιείται για να δημιουργηθεί δυναμικά ένας πίνακας δεικτών από 0 έως N-1.

Οι πυκνωτές ταξινομούνται με βάση την τάση τους, σε αύξουσα σειρά (από τον λιγότερο φορτισμένο προς τον περισσότερο φορτισμένο). Με αυτόν τον τρόπο, το σύστημα είναι σε θέση να εντοπίσει ποιοι πυκνωτές χρειάζονται προτεραιότητα στη φόρτιση και ποιοι στην εκφόρτιση, ώστε να εξισορροπείται το ενεργειακό τους επίπεδο.

Στη συνέχεια, υπολογίζεται η παράμετρος $K = floor(D \cdot N)$, η οποία καθορίζει πόσοι πυκνωτές θα συμμετάσχουν ενεργά στη διαδικασία σε κάθε κύκλο. Ο υπολογισμός αυτός εξασφαλίζει ότι το ποσοστό συμμετοχής των πυκνωτών εξαρτάται άμεσα από το duty cycle και συνεπώς από την επιθυμητή τάση εξόδου. Παράλληλα, υπολογίζεται και η τιμή $PWM = mod(D, 1/N) \cdot N$, η οποία προσδιορίζει τον παλμό που θα εφαρμοστεί στον επόμενο πυκνωτή πέρα από τους K πλήρως ενεργοποιημένους.

Ο πίνακας εξόδου output_array έχει μήκος 2N και αρχικοποιείται με μηδενικές τιμές. Κάθε θέση του αντιστοιχεί σε έναν διακόπτη (IGBT) μιας υπομονάδας (SM). Οι τιμές που λαμβάνει είναι 0 (απενεργοποίηση), 1.1 (πλήρης ενεργοποίηση με προστασία από πολύ μικρούς παλμούς) ή PWM (μερική αγωγή για ακριβή ρύθμιση της τάσης).Λειτουργία σε

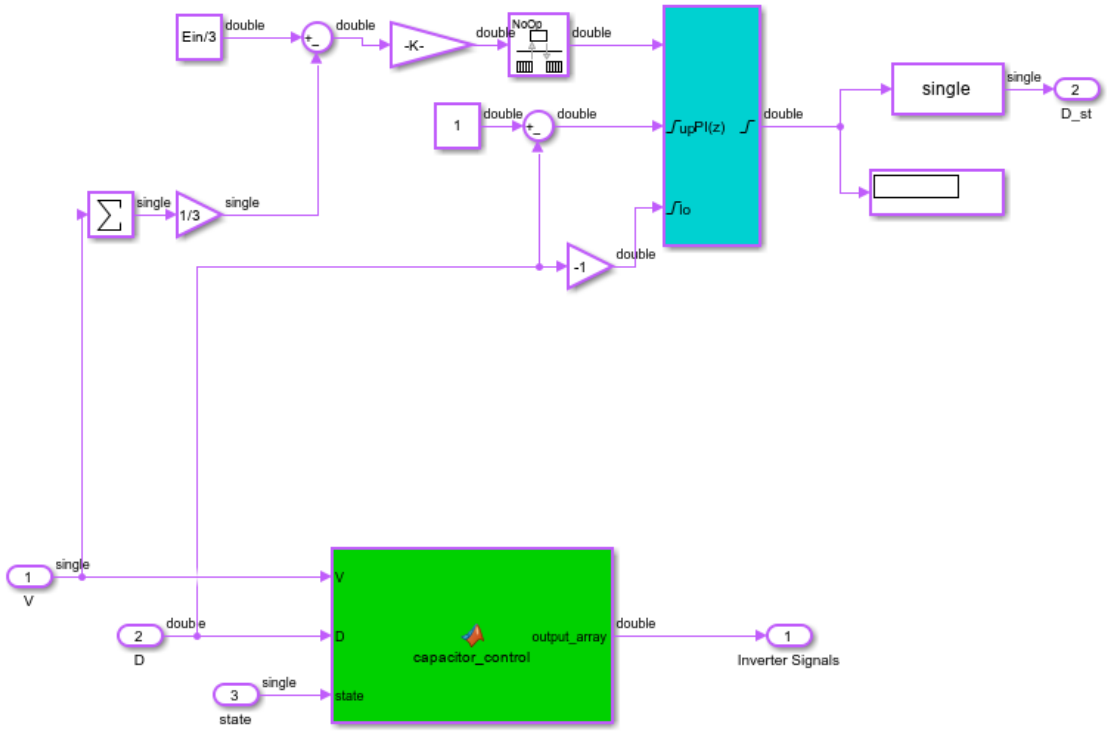
Κατάσταση 1 (State = 1):

Όταν το κεντρικό IGBT βρίσκεται σε αγώγιμη κατάσταση (state = 1), προτεραιότητα έχουν οι λιγότερο φορτισμένοι πυκνωτές. Ο αριθμός τους καθορίζεται από τη μεταβολή του δείκτη K = (N – K) – 1, ώστε να ενεργοποιηθούν οι πιο αφορτισμένοι πυκνωτές και να εξισορροπηθεί το φορτίο τους. Οι πρώτοι K πυκνωτές ενεργοποιούνται πλήρως (με τιμή 1.1), ενώ ο επόμενος (ο K+1) λαμβάνει την τιμή 1 – PWM. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η υπερφόρτιση ενός μόνο πυκνωτή και κατανέμεται ομοιόμορφα η φόρτιση.

Λειτουργία σε Κατάσταση 0 (State = 0):

Όταν το κεντρικό IGBT είναι απενεργοποιημένο (state = 0), η διαδικασία αντιστρέφεται. Σε αυτήν την περίπτωση, προτεραιότητα δίνεται στους πιο φορτισμένους πυκνωτές, ώστε να εκφορτιστούν πρώτοι. Συγκεκριμένα, οι τελευταίοι K πυκνωτές της ταξινομημένης λίστας ενεργοποιούνται πλήρως, ενώ ο επόμενος (στη θέση N-K) λαμβάνει την τιμή PWM. Έτσι, οι φορτισμένοι πυκνωτές εκφορτίζονται σταδιακά και αποφεύγεται η συσσώρευση ενέργειας μόνο σε συγκεκριμένες υπομονάδες.

3.4.4 PI έλεγχος για την εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών.



Εικόνα 15: PI ελεγκτής

Η αρχή λειτουργίας του μετατροπέα βασίζεται στη σωστή διαχείριση των πυκνωτών των υπομονάδων (SMs). Στο Κεφάλαιο 4.3.3 παρουσιάστηκε η ανάλυση του αλγορίθμου και διαπιστώθηκε ότι ο αλγόριθμος εξασφαλίζει την εξισορρόπηση των τάσεων μεταξύ όλων των πυκνωτών, ώστε να βρίσκονται στο ίδιο επίπεδο τάσης. Ωστόσο, για να επιτευχθεί η επιθυμητή

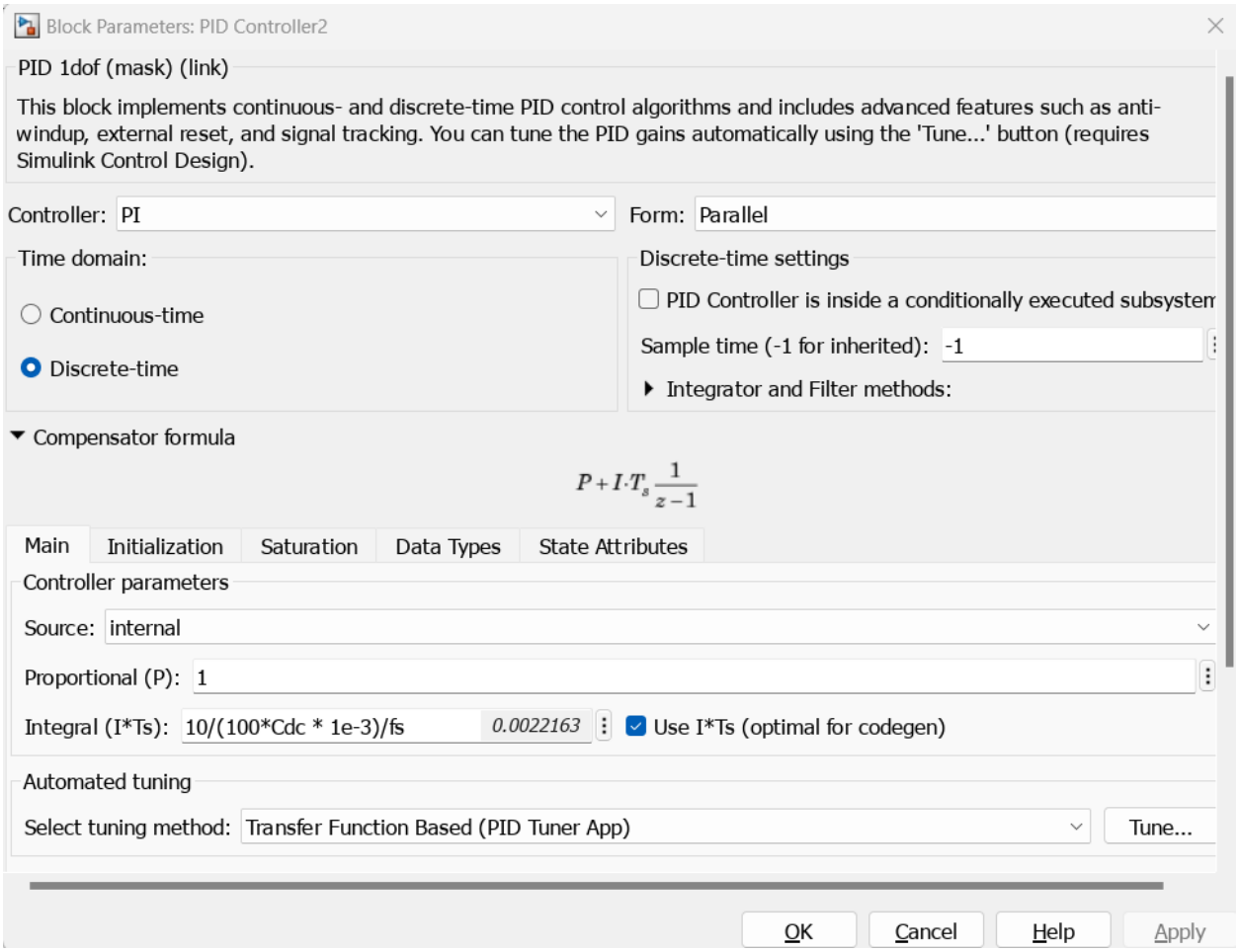
τάση εξόδου, να περιοριστούν οι απώλειες και να διασφαλιστεί η υψηλή απόδοση του συστήματος, είναι απαραίτητο οι πυκνωτές των SMs να διατηρούνται όχι μόνο στο ίδιο επίπεδο τάσης, αλλά και στην καθορισμένη τιμή λειτουργίας, σύμφωνα με την εξίσωση (2.1). Για την ικανοποίηση των παραπάνω κριτηρίων χρησιμοποιήθηκε ένας PI ελεγκτής, ο οποίος ενσωματώνεται στη λειτουργία του συστήματος. Συγκεκριμένα, ο ελεγκτής αξιοποιεί τη δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα και επεμβαίνει στη ρύθμιση του duty cycle, ώστε όταν το κεντρικό IGBT βρίσκεται στην κατάσταση 1, οι πυκνωτές να φορτίζονται με τρόπο που οδηγεί το μέσο επίπεδο τάσης τους στην επιθυμητή τιμή.

Ο PI ελεγκτής που σχεδιάστηκε για τον συγκεκριμένο μετατροπέα έχει ως τιμή αναφορά την επιθυμητή τάση των πυκνωτών, όπως αυτή ορίζεται από την εξίσωση (2.1). Η λειτουργία του βασίζεται στην αρχή της ανατροφοδότησης, όπου η πραγματική τιμή τάσης προέρχεται από τις μετρήσεις του μικροελεγκτή μέσω των ADC. Συγκεκριμένα, ως σήμα ανάδρασης χρησιμοποιείται το άθροισμα των μέσων όρων των τάσεων όλων των πυκνωτών, ώστε να υπάρχει μια αντιπροσωπευτική εκτίμηση της συνολικής κατάστασης του συστήματος.

Η έξοδος του ελεγκτή αποτελεί ένα σήμα διόρθωσης του Duty Cycle του κεντρικού IGBT. Για να επιτευχθεί η μετατροπή της τάσης εισόδου σε κανονικοποιημένο Duty Cycle εφαρμόστηκε ένας συντελεστής κλιμάκωσης $k = \frac{1}{(Ein/3)}$, όπως φαίνεται στην Εικόνα (16). Η επιρροή του ελεγκτή στο συνολικό σύστημα πρέπει να είναι ήπια, καθώς ρυθμίζει άμεσα το D του κεντρικού IGBT. Πολύ γρήγοροι χρόνοι απόκρισης του ελεγκτή θα οδηγούσαν σε υπερβολικά απότομες εναλλαγές της τιμής του D, προκαλώντας μεγάλες διακυμάνσεις στην τάση και κατ' επέκταση στο ρεύμα του IGBT.

Η ρύθμιση των κερδών P, I του ελεγκτή πραγματοποιήθηκε με βάση τις εξισώσεις του συστήματος και συγκεκριμένα από τη μοντελοποίηση της χωρητικότητας των πυκνωτών για τον ολοκληρωτικό όρο. Η θεωρητική ανάλυση έδωσε ικανοποιητικά αποτελέσματα, ωστόσο η τελική τιμή των κερδών καθορίστηκε εμπειρικά μέσω δοκιμών στην προσομοίωση του συστήματος στο λογισμικό Simulink. Το εύρος λειτουργίας του PI ελεγκτή είναι περιορισμένο στο διάστημα [0,1], καθώς αφορά Duty Cycle. Επειδή η έξοδός του προστίθεται στο συνολικό D του συστήματος, θα μπορούσε να οδηγήσει σε μη αποδεκτές τιμές, δηλαδή μεγαλύτερες της

μονάδας ή μικρότερες του μηδενός. Για την αποφυγή αυτού του προβλήματος, εφαρμόστηκε περιορισμός κορεσμού (Saturation) εσωτερικά στο block του ελεγκτή στο Simulink, διασφαλίζοντας τη σωστή λειτουργία του μετατροπέα.



Εικόνα 16: Ρυθμίσεις PI ελεγκτή

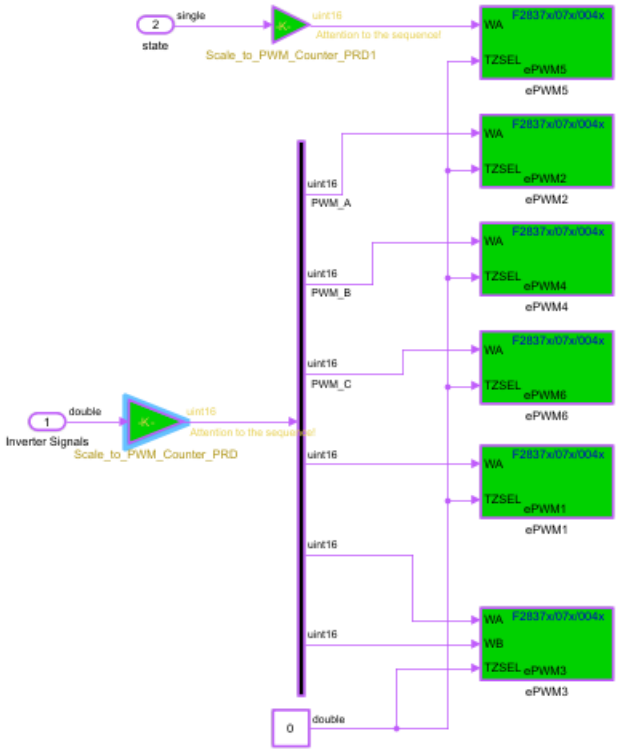
3.4.5 Παραγωγή παλμών PWM για τα SMs

Η διαδικασία παραγωγής παλμών PWM για τα IGBT των υπομονάδων (SMs) αποτελεί το τελικό στάδιο του αλγορίθμου ελέγχου. Στον υπό μελέτη μετατροπέα χρησιμοποιήθηκε συχνότητα PWM ίση με 12 kHz. Ο μικροελεγκτής F28379D διαθέτει 6 PWM blocks, ικανά να παράγουν συνολικά 12 ανεξάρτητα PWM σήματα. Όπως αναλύθηκε σε προηγούμενα κεφάλαια, η επιλεγμένη τοπολογία του μετατροπέα βασίζεται σε μια απλουστευμένη μορφή H–bridge, η οποία απαιτεί τα μισά PWM σήματα για την κανονική της λειτουργία. Η πειραματική διάταξη

αποτελείται από 3 υπομονάδες, γεγονός που συνεπάγεται τη χρήση 6 PWM σημάτων για την οδήγηση των IGBT των SMs.

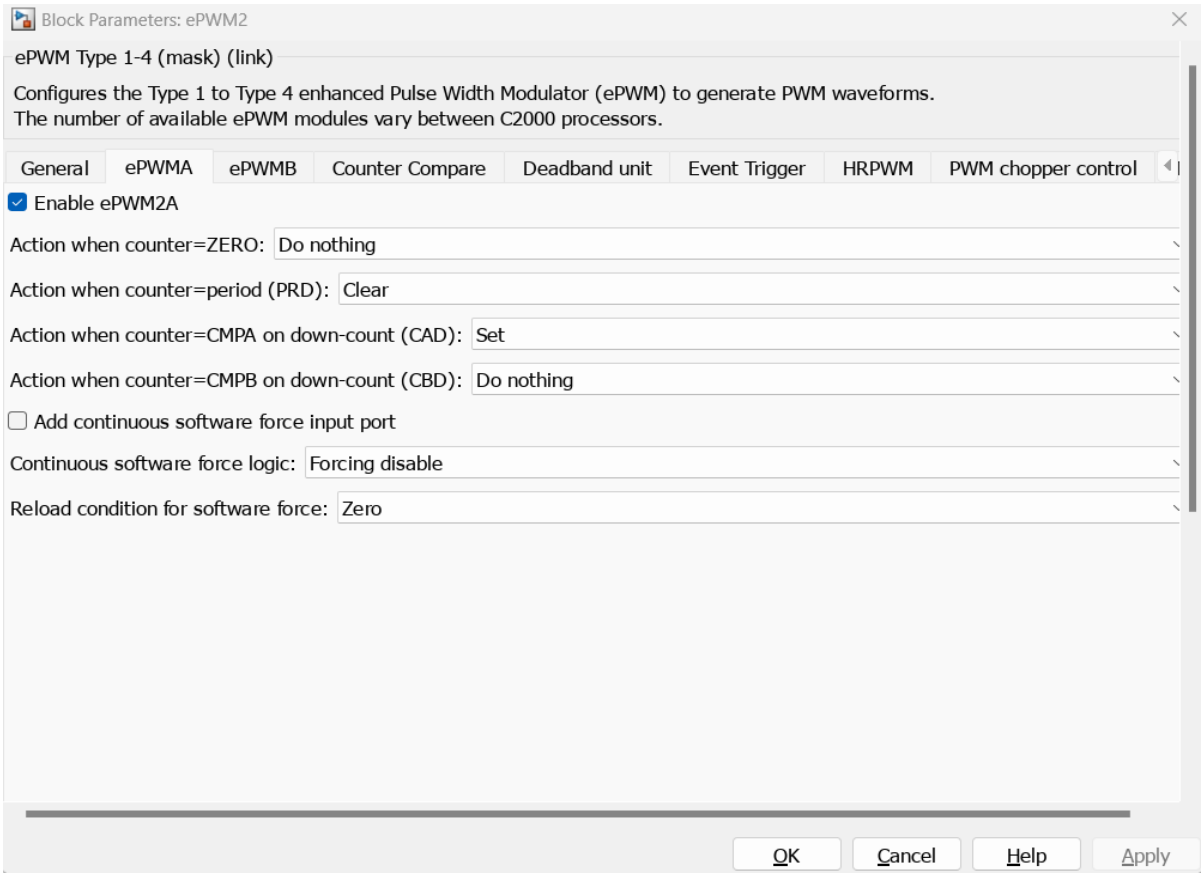
Στον αρχικό σχεδιασμό του ελέγχου, η παλμοδότηση του κεντρικού IGBT πραγματοποιήθηκε μέσω ενός GPIO pin του μικροελεγκτή. Ωστόσο, κατά τη λειτουργία παρατηρήθηκε υποβάθμιση της απόδοσης του μετατροπέα και σημαντικές διακυμάνσεις στην τάση εξόδου. Η ανάλυση έδειξε ότι οι παλμοί του κεντρικού IGBT εμφάνιζαν μικρή χρονική καθυστέρηση σε σχέση με τους παλμούς των SMs, γεγονός που αποδίδεται στον τρόπο λειτουργίας του GPIO.

Για την επίλυση του προβλήματος, επιλέχθηκε η χρήση ενός επιπλέον PWM block για την οδήγηση του κεντρικού IGBT, εξασφαλίζοντας πλήρη χρονικό συγχρονισμό με τα υπόλοιπα PWM σήματα του συστήματος. Η υλοποίηση αυτή απεικονίζεται στην Εικόνα (18).

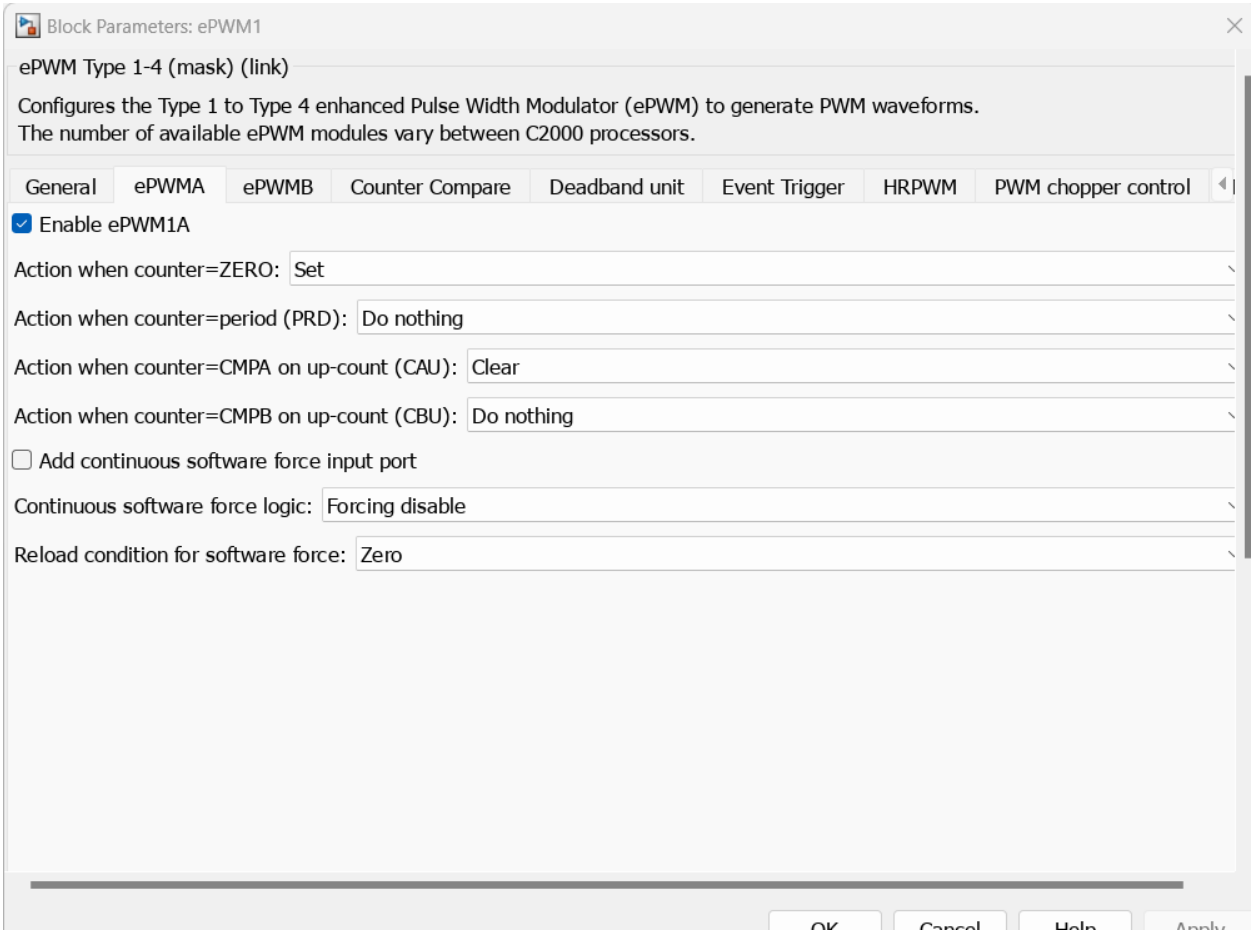


Εικόνα 17: PWM Blocks

Κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης, στο λειτουργικό σημείο όπου το σύστημα παρουσίαζε την αναμενόμενη συμπεριφορά παρατηρήθηκε μια μη τυπική διακύμανση στο ρεύμα του κλάδου IGBT–διόδου. Η συμπεριφορά αυτή δεν οφειλόταν σε αστάθεια του ελεγκτή, αλλά στον τρόπο με τον οποίο υλοποιήθηκε η διαμόρφωση PWM στα IGBT των δύο σκελών (Arm A και Arm B) του μετατροπέα. Συγκεκριμένα, στο Arm A χρησιμοποιήθηκε φέρον κύμα (carrier) με λειτουργία καταμέτρησης τύπου up-counting, ενώ στο Arm B χρησιμοποιήθηκε αντίστοιχο σήμα με λειτουργία down-counting. Η επιλογή αυτή οδηγεί σε χρονική μετατόπιση των παλμών ενεργοποίησης μεταξύ των δύο σκελών του μετατροπέα. Ως αποτέλεσμα, κατά τη μετάβαση μεταξύ καταστάσεων παρατηρείται στιγμιαία ασυμμετρία στη ροή του ρεύματος, η οποία εκδηλώνεται με τη μορφή διακυμάνσεων στο ρεύμα του κλάδου IGBT–διόδου. Σε επίπεδο συστήματος, η διαφοροποίηση στο mode καταμέτρησης συμβάλλει στη βελτίωση της κατανομής απωλειών μεταξύ των σκελών, ενώ παράλληλα οδήγησε στα επιθυμητά αποτελέσματα στις κυματομορφές του ρεύματος IGBT–διόδου.



Εικόνα 18: PWM ρυθμίσεις για Down Count mode



Εικόνα 19: PWM ρυθμίσεις για Up Count mode

4 Προσομοιωτής πραγματικού χρόνου Typhoon HIL

4.1 Typhoon HIL402

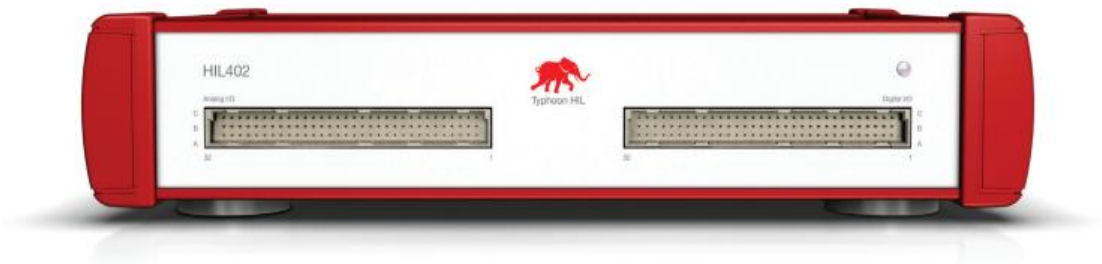
Το Typhoon HIL 402 αποτελεί μια εξειδικευμένη πλατφόρμα Hardware-in-the-Loop (HIL), σχεδιασμένη για την ανάπτυξη και τον έλεγχο συστημάτων ηλεκτρονικών ισχύος σε πραγματικό χρόνο. Ενσωματώνει τετραπύρηνο επεξεργαστή υψηλής απόδοσης και προσφέρει δυνατότητα προσομοίωσης με βήμα έως 0,5–2 μs, επιτυγχάνοντας υψηλή ακρίβεια στην αναπαράσταση μετατροπέων που λειτουργούν σε μεγάλες συχνότητες διακοπής. Παράλληλα,

διαθέτει χρονική διακριτότητα 20 ns για την ανάλυση PWM σημάτων, γεγονός που επιτρέπει την ακριβή μοντελοποίηση των δυναμικών μεταβάσεων ισχύος.

Η συσκευή υποστηρίζει 16 αναλογικές και 32 ψηφιακές εισόδους/εξόδους όλες με ενσωματωμένες προστασίες, εξασφαλίζοντας ανθεκτικότητα και ασφαλή λειτουργία. Επίσης, περιλαμβάνει ενσωματωμένο μικτό παλμογράφο ικανό να καταγράφει έως 16 αναλογικά και 32 ψηφιακά κανάλια με ρυθμό δειγματοληψίας έως 1 MHz, παρέχοντας ολοκληρωμένη δυνατότητα παρακολούθησης και ανάλυσης της λειτουργίας του συστήματος.

Ο προγραμματισμός του επιτρέπει σχεδίαση κυκλωμάτων με γραφικό περιβάλλον (drag-and-drop), ταχεία προσομοίωση και αναπαράσταση κυματομορφών, διευκολύνοντας την ενσωμάτωση αλγορίθμων ελέγχου και την εκτέλεση σεναρίων δοκιμών. Το Typhoon HIL 402 δίνει τη δυνατότητα αναπαράστασης πολύπλοκων και εν δυνάμει επικίνδυνων συνθηκών, όπως βυθίσεις τάσης, αρμονικές παραμορφώσεις και διαταραχές δικτύου, χωρίς την ανάγκη ύπαρξης φυσικού πρωτοτύπου, διασφαλίζοντας πλήρη ασφάλεια στον χρήστη.

Συνολικά, το Typhoon HIL 402 συνιστά ένα πλήρες και αξιόπιστο εργαλείο για την πειραματική μελέτη και επικύρωση ελεγκτικών αλγορίθμων σε ηλεκτρονικά ισχύος, γεγονός που το καθιστά ιδιαιτέρως χρήσιμο σε ερευνητικό και εκπαιδευτικό επίπεδο, καθώς και σε εφαρμογές που απαιτούν υψηλή ακρίβεια, επαναληψιμότητα και ασφάλεια.[8]

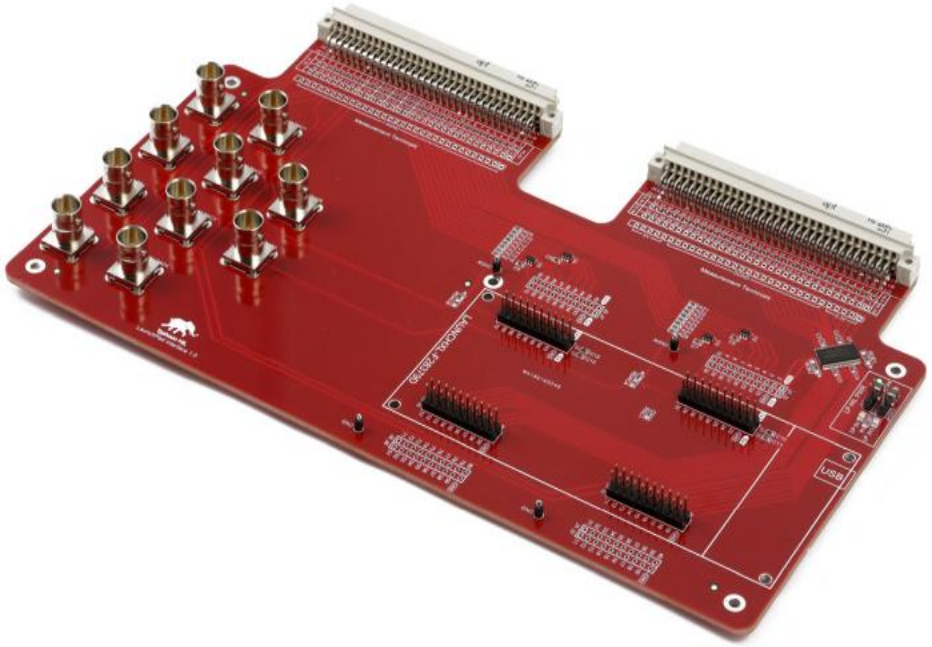


Εικόνα 20: Typhoon Hil 402

4.2 HIL TI Launchpad Interface

Το HIL TI LaunchPad Interface αποτελεί μία εξειδικευμένη διεπαφή που αναπτύχθηκε από την Typhoon HIL για τη σύνδεση των Texas Instruments C2000 LaunchPad™ microcontrollers με τις HIL πλατφόρμες. Η διεπαφή αυτή επιτρέπει την απευθείας επικοινωνία του μικροελεγκτή με το προσομοιωμένο περιβάλλον ισχύος σε πραγματικό χρόνο, εξαλείφοντας την ανάγκη ύπαρξης φυσικού μετατροπέα κατά τα πρώτα στάδια ανάπτυξης και ελέγχου. Μέσω του HIL TI LaunchPad Interface τα PWM σήματα που παράγει ο μικροελεγκτής δρομολογούνται προς το HIL, το οποίο με τη σειρά του υπολογίζει την απόκριση του προσομοιωμένου συστήματος και επιστρέφει τις αντίστοιχες αναλογικές και ψηφιακές μετρήσεις (π.χ. τάσεις, ρεύματα, σήματα σφαλμάτων). Έτσι, ο μικροελεγκτής “βλέπει” το HIL σαν να ήταν ένας πραγματικός μετατροπέας, επιτρέποντας την πλήρη δοκιμή και επικύρωση των αλγορίθμων ελέγχου.

Η διεπαφή είναι πλήρως συμβατή με τις οικογένειες TI C2000 LaunchPad που χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος, όπως οι F2837xD και F28004x, προσφέροντας εύκολη ενσωμάτωση και ελαχιστοποιώντας τον χρόνο ρύθμισης. Παράλληλα, παρέχει χαμηλή καθυστέρηση επικοινωνίας και υψηλή χρονική ακρίβεια, χαρακτηριστικά κρίσιμα για τον συγχρονισμό PWM–ADC και την ορθή λειτουργία ελεγκτικών στρατηγικών. Το HIL TI LaunchPad Interface συνιστά έναν αξιόπιστο και αποδοτικό σύνδεσμο μεταξύ μικροελεγκτών TI και συστημάτων HIL, διευκολύνοντας τον γρήγορο και ασφαλή πειραματισμό, τη βελτιστοποίηση αλγορίθμων ελέγχου και την εκπαίδευση σε περιβάλλοντα πραγματικού χρόνου χωρίς τον κίνδυνο καταστροφής φυσικού εξοπλισμού.[9]



Εικόνα 21: HIL TI LaunchpadTM Interface

4.3 Schematic Editor

Ο Schematic Editor της Typhoon HIL αποτελεί το βασικό εργαλείο μοντελοποίησης και προσομοίωσης κυκλωμάτων στο αντίστοιχο λογισμικό περιβάλλον. Μέσα από ένα φιλικό γραφικό περιβάλλον, ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να σχεδιάσει το κύκλωμα ισχύος ή ελέγχου που επιθυμεί και να το προσομοιώσει σε πραγματικό χρόνο. Το σημαντικό πλεονέκτημα του Schematic Editor είναι ότι επιτρέπει την άμεση σύνδεση της προσομοίωσης με τις πλατφόρμες HIL (Hardware-in-the-Loop), ώστε το μοντέλο να τρέχει σε πραγματικό hardware με υψηλή ταχύτητα και ακρίβεια. Επιπλέον, σε συνδυασμό με το εργαλείο HIL SCADA, ο Schematic Editor δίνει τη δυνατότητα παρακολούθησης, ελέγχου και αλληλεπίδρασης με το σύστημα σε πραγματικό χρόνο. Ο χρήστης μπορεί να μεταβάλλει παραμέτρους, να παρατηρεί τις κυματομορφές και να αξιολογεί τη συμπεριφορά του μοντέλου όπως ακριβώς θα συνέβαινε σε μία πειραματική διάταξη, αλλά με μεγαλύτερη ασφάλεια και ευελιξία. Με τον τρόπο αυτό, το περιβάλλον του Schematic Editor αποτελεί έναν ενδιάμεσο κρίκο ανάμεσα στη θεωρητική μελέτη και στη φυσική υλοποίηση ενός μετατροπέα ή οποιουδήποτε συστήματος ισχύος.

4.3.1 Μοντελοποίηση του Υβριδικού Πολυεπίπεδου Μετατροπέα στο HIL Schematic Editor

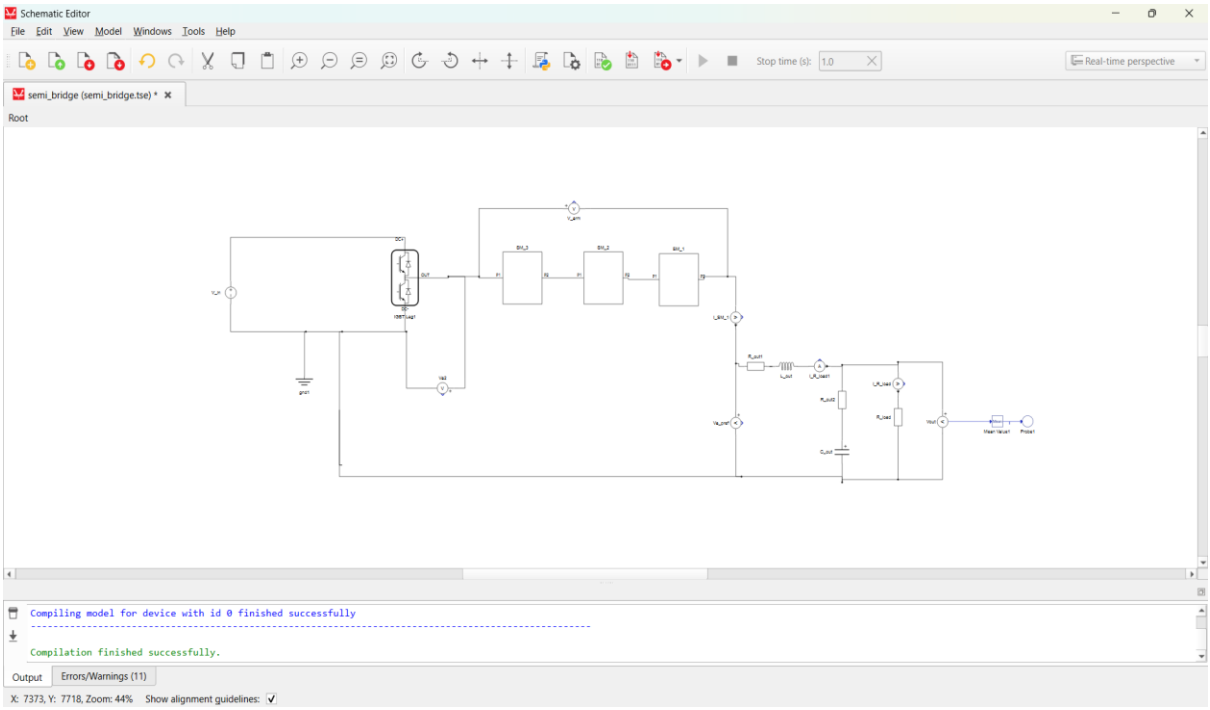
Αφού ολοκληρώθηκαν οι δοκιμές στο περιβάλλον προσομοίωσης του λογισμικού Simulink και επαληθεύτηκε η ορθή λειτουργία του προτεινόμενου μετατροπέα με τα επιθυμητά αποτελέσματα, το επόμενο στάδιο αφορούσε τη μετάβαση στο περιβάλλον Hardware-in-the-Loop (HIL). Στο πλαίσιο αυτό, πραγματοποιήθηκε ο σχεδιασμός και η υλοποίηση του μετατροπέα στο εργαλείο Schematic Editor της πλατφόρμας Typhoon HIL, με στόχο την περαιτέρω αξιολόγηση της συμπεριφοράς του συστήματος σε πραγματικό χρόνο και την προετοιμασία για την πειραματική επαλήθευση.

Για την υλοποίηση του μετατροπέα στο Typhoon HIL Schematic Editor χρησιμοποιήθηκαν τα διαθέσιμα blocks του λογισμικού, ακολουθώντας την ίδια διαδικασία σχεδιασμού που είχε προηγηθεί στο περιβάλλον του Simulink. Όλες οι παράμετροι των στοιχείων (IGBTs, πυκνωτές, αντιστάσεις, πηγές) ορίστηκαν με τις ίδιες αριθμητικές τιμές που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση στο Simulink, ώστε να διασφαλιστεί η πλήρης αντιστοιχία των δύο μοντέλων και να είναι δυνατή η άμεση σύγκριση των αποτελεσμάτων.

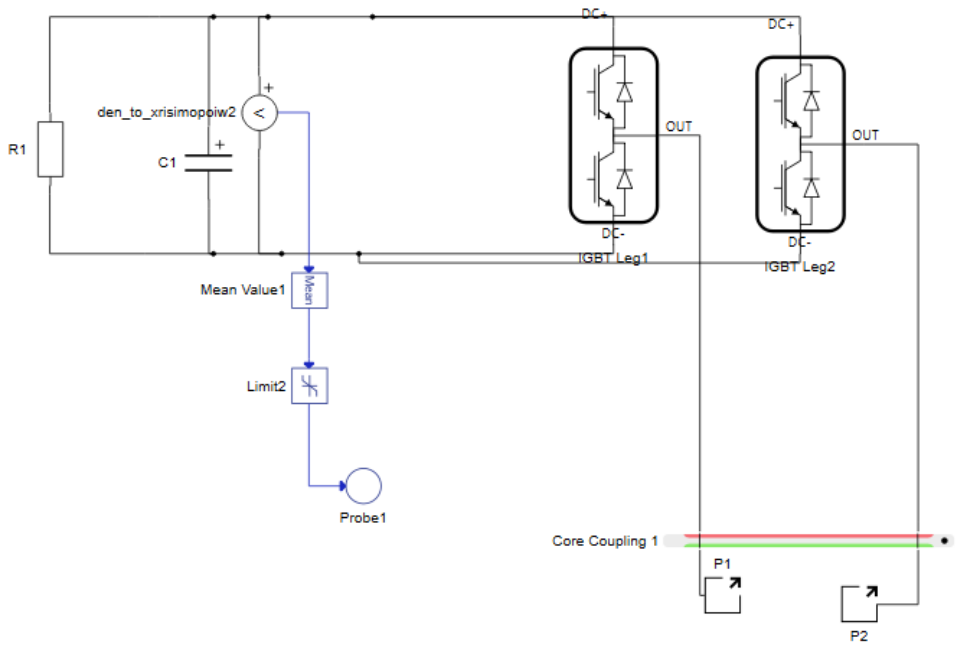
Σε επίπεδο τεχνικών χαρακτηριστικών, ιδιαίτερη σημασία δόθηκε στη διαχείριση των υπομονάδων (SMs) του μετατροπέα. Οι SMs οργανώθηκαν σε core couples, αξιοποιώντας την αρχιτεκτονική του HIL402 για την ισοκατανομή του υπολογιστικού φορτίου μεταξύ των διαθέσιμων πυρήνων. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίστηκε ότι η προσομοίωση πραγματοποιείται σε πραγματικό χρόνο χωρίς χρονικές καθυστερήσεις, ακόμα και για πολύπλοκες τοπολογίες. Επιπλέον, το βήμα προσομοίωσης (simulation step) ορίστηκε σε 1e-6 s, τιμή που παρέχει υψηλή ακρίβεια στον υπολογισμό και επιτρέπει την αξιόπιστη απεικόνιση των κυματομορφών ρευμάτων και τάσεων. Η συγκεκριμένη ρύθμιση ήταν απαραίτητη για την ανάλυση της δυναμικής συμπεριφοράς του μετατροπέα, καθώς και για τη δοκιμή του σχεδιασμένου ελεγκτή.

Παράλληλα, για την παρακολούθηση των μεγεθών του συστήματος χρησιμοποιήθηκαν probes και mapped signals, τα οποία εξάγονται στο περιβάλλον HIL SCADA. Μέσω αυτού του εργαλείου ήταν δυνατή η απεικόνιση των κυματομορφών σε πραγματικό χρόνο, καθώς και η

ρύθμιση κρίσιμων παραμέτρων (π.χ. τιμές PI ελεγκτών, αναφορά τάσης) κατά τη διάρκεια της λειτουργίας. Με αυτόν τον τρόπο, η μετάβαση από την προσομοίωση στο Simulink στην υλοποίηση στο HIL πραγματοποιήθηκε με απόλυτη συνέπεια και ακρίβεια, προσφέροντας ένα πλήρως λειτουργικό και αξιόπιστο περιβάλλον δοκιμών.



Εικόνα 22: Typhoon HIL Schematic Editor

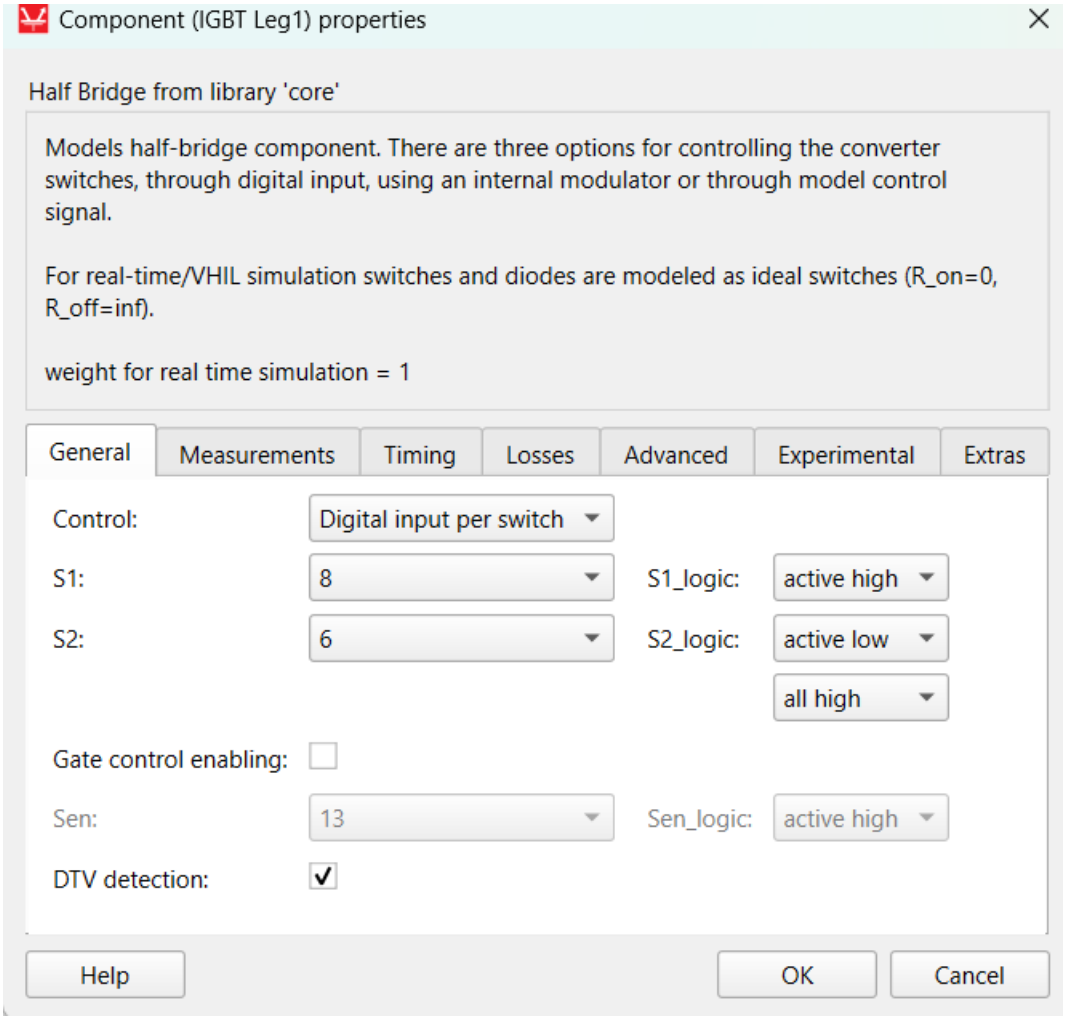


Εικόνα 23: Δομή Core Couple στο SM

Η ρύθμιση των IGBT blocks στο περιβάλλον Schematic Editor πραγματοποιήθηκε με τη χρήση της επιλογής Digital Input per Switch, η οποία επιτρέπει την άμεση σύνδεση κάθε διακόπτη με ψηφιακό σήμα εισόδου. Αυτή η ρύθμιση παρέχει τη δυνατότητα ελέγχου των IGBTs με προγραμματιζόμενα σήματα από τον μικροελεγκτή, επιτρέποντας τόσο τη χειροκίνητη όσο και την αυτοματοποιημένη παλμοδότηση, καθώς και την εύκολη ενσωμάτωση των PWM σημάτων που προκύπτουν από τον αλγόριθμο ελέγχου.

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή, καθώς χρησιμοποιήθηκε μια απλουστευμένη μορφή H-bridge, δύο από τους παλμούς των διακοπτών τροφοδοτούνται από τον μικροελεγκτή με σταθερή τάση 0 V, ώστε να λειτουργούν ως δίοδοι, περιορίζοντας την πολυπλοκότητα της τοπολογίας και μειώνοντας τον αριθμό των απαιτούμενων σημάτων PWM. Παράλληλα, οι διακόπτες S2 λαμβάνουν συμπληρωματικό παλμό σε σχέση με τους αντίστοιχους S1, γεγονός που ορίζει τη λειτουργία τους ως active-low logic. Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται η σωστή

αλληλεπίδραση των διακοπτών, η αποφυγή βραχυκυκλωμάτων και η ορθή λειτουργία της απλουστευμένης H-bridge τοπολογίας.



Εικόνα 24: Ρυθμίσεις IGBT Block.

4.4 HIL Scada

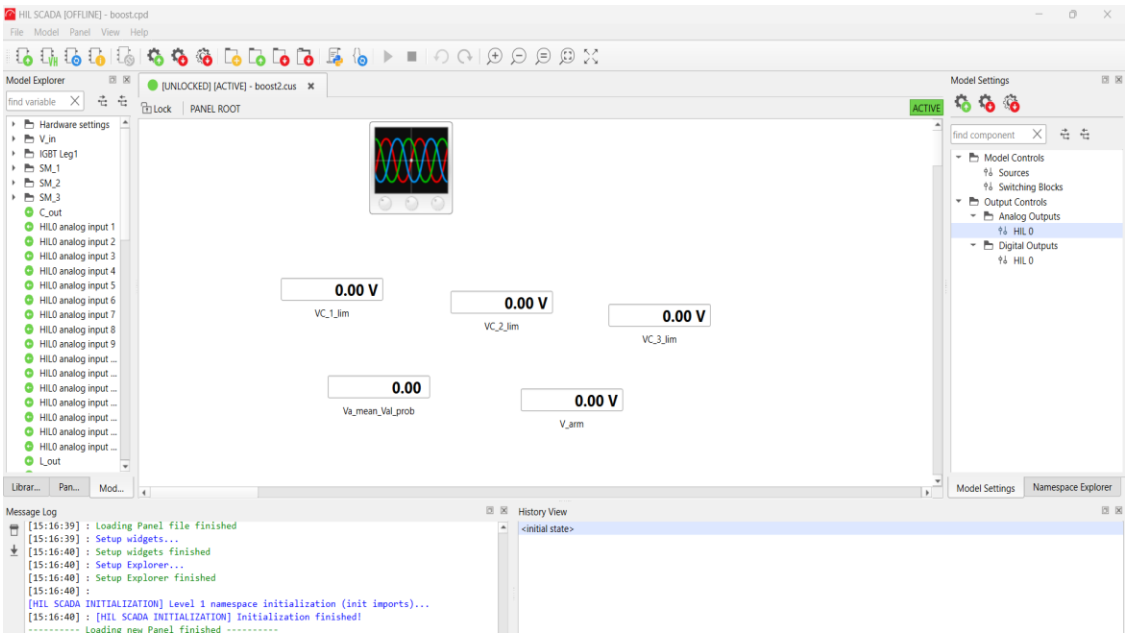
Το SCADA περιβάλλον του Typhoon HIL αποτελεί ένα από τα πιο χρήσιμα εργαλεία για την παρακολούθηση και τον έλεγχο του μετατροπέα σε πραγματικό χρόνο. Μέσα από το γραφικό περιβάλλον δίνεται η δυνατότητα να εισαχθούν και να εξάγονται σήματα από το μοντέλο που έχει υλοποιηθεί στο Schematic Editor, ώστε να πραγματοποιείται άμεση παρατήρηση βασικών μεγεθών, όπως τάσεις, ρεύματα και σήματα παλμοδότησης. Επιπλέον, το

SCADA παρέχει τη δυνατότητα δημιουργίας custom διεπαφών με χρήση κουμπιών, ενδείξεων και γραφημάτων, διευκολύνοντας την αλληλεπίδραση του χειριστή με το μοντέλο. Με αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνεται πλήρης οπτικοποίηση της συμπεριφοράς του συστήματος, αλλά και η δυνατότητα δοκιμών σε πραγματικό χρόνο, χωρίς την ανάγκη τροποποίησης του υποκείμενου κώδικα.

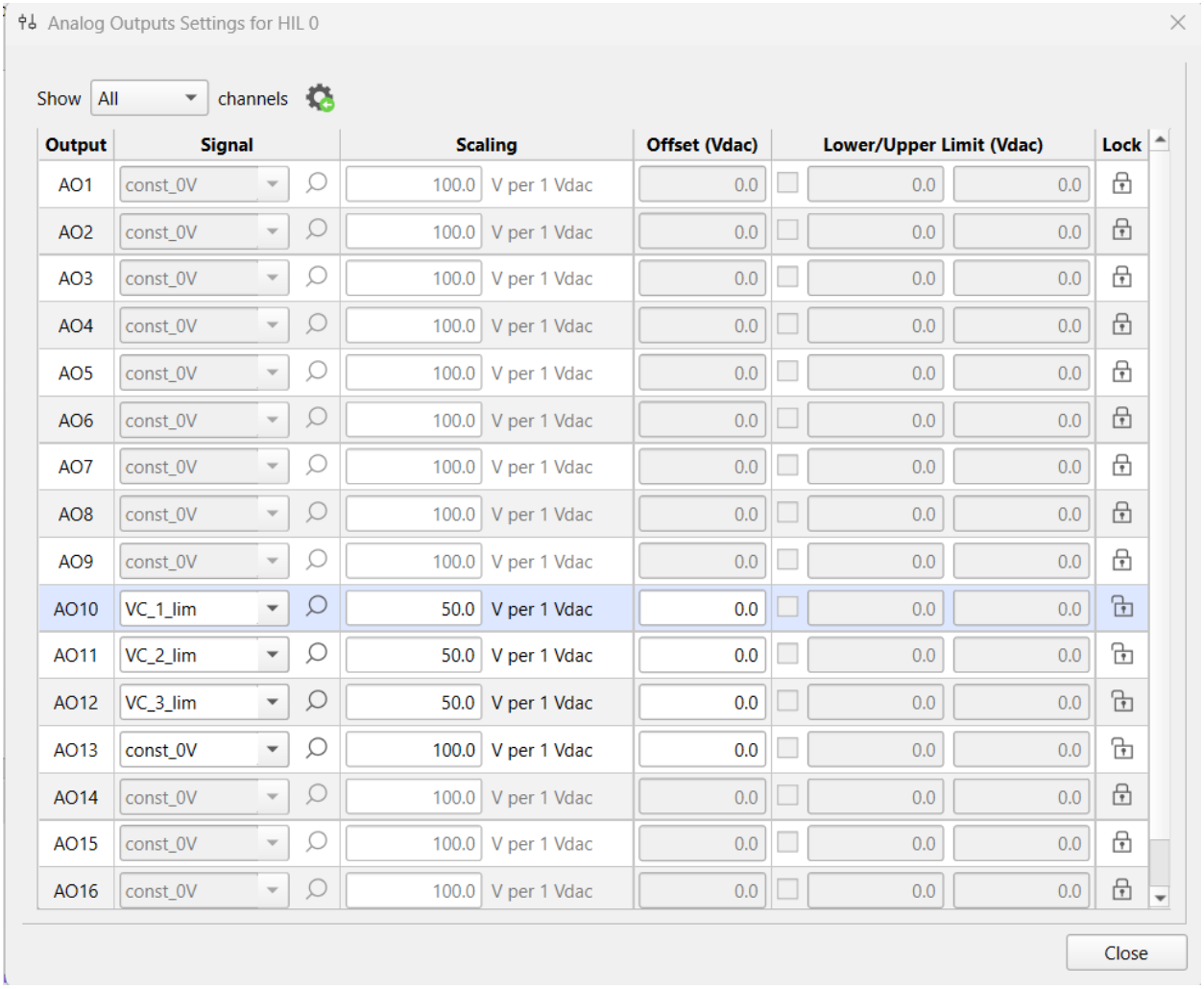
4.4.1 Ρυθμίσεις SCADA

Αρχικά πραγματοποιήθηκε η διαδικασία βαθμονόμησης των αναλογικών εξόδων του HIL, προκειμένου να εξασφαλιστεί η ορθή αλληλεπίδραση με τον μικροελεγκτή. Η ρύθμιση αυτή εντοπίζεται στην καρτέλα Model Settings του λογισμικού και εφαρμόστηκε στους ακροδέκτες A10–A12, οι οποίοι χρησιμοποιήθηκαν για την αποστολή μετρούμενων σημάτων στον ελεγκτή. Συγκεκριμένα, οι έξοδοι βαθμονομήθηκαν σε κλίμακα 50 V ανά 1 Vdac, ώστε τα σήματα που προσομοιώνονται στο HIL να αντιστοιχούν με ακρίβεια στις πραγματικές τάσεις λειτουργίας του μετατροπέα. Τα σήματα αυτά αντιστοιχούν στις τάσεις των πυκνωτών των επιμέρους υπομονάδων (SMs) του μετατροπέα. Με τον τρόπο αυτό κατέστη δυνατή η συνεχής παρακολούθηση της κατάστασης φόρτισης–εκφόρτισης κάθε πυκνωτή, καθώς και η αξιολόγηση της εξισορρόπησης τάσης κατά τη λειτουργία. Η βαθμονόμηση εξασφάλισε ότι ο μικροελεγκτής «διαβάζει» τις μετρήσεις σε πραγματική κλίμακα, γεγονός που επέτρεψε την ακριβή υλοποίηση των αλγορίθμων ελέγχου.

Επιπλέον, στο περιβάλλον του SCADA ενσωματώθηκε η αναπαράσταση των σημάτων τόσο μέσω παλμογράφου όσο και μέσω κατάλληλων ενδείξεων display. Στην κεντρική οθόνη του SCADA εμφανίζονται σε πραγματικό χρόνο οι τρέχουσες τιμές των τάσεων των πυκνωτών των υπομονάδων, παρέχοντας στον χρήστη μία σαφή και άμεση εικόνα για το εάν το σύστημα λειτουργεί όπως αναμένεται. Με αυτόν τον τρόπο διευκολύνεται σημαντικά η διαδικασία παρακολούθησης και αξιολόγησης της συμπεριφοράς του μετατροπέα κατά τη διάρκεια των δοκιμών. Παράλληλα, με τη χρήση παλμογράφου ενσωματωμένου στο SCADA, κατέστη δυνατός ο έλεγχος των κυματομορφών των κρίσιμων σημάτων και η σύγκρισή τους με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Η δυνατότητα αυτή επιτρέπει την επαλήθευση της ορθής απόκρισης του συστήματος και την έγκαιρη διάγνωση τυχόν αποκλίσεων ή ανωμαλιών στη λειτουργία.



Εικόνα 25: HIL SCADA



Εικόνα 26: Ρυθμίσεις αναλογικών εξόδων HIL

5 Αποτελέσματα προσομοίωσης και γραφικές παραστάσεις.

5.1 Αποτελέσματα Simulink Step Down Converter

Η προτεινόμενη τοπολογία και η στρατηγική ελέγχου προσομοιώθηκαν στο MATLAB/Simulink, χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους που παρατίθενται στον Πίνακα 1. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στις Εικόνες 28 έως 32 και αναφέρονται τόσο σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όσο και σε μεταβατικές συνθήκες.

Στο Σχήμα 28(a) παρουσιάζονται τα σήματα του λόγου κατάτμησης, D (κίτρινο) και D_St1 (πορτοκαλί). Στο Σχήμα 28(b) φαίνονται οι τάσεις των 3 πυκνωτών των υπομονάδων (SM), οι οποίες ταλαντώνονται γύρω από τη θεωρητική τιμή V_in/N = 100 V. Το Σχήμα 28(c) δείχνει την τάση v_Arm, η οποία λαμβάνει θετικές τιμές με μέση τιμή περίπου 150 V κατά την Κατάσταση 1 (State 1), και αρνητικές τιμές με μέση τιμή περίπου −170 V κατά την Κατάσταση 0 (State 0). Στο Σχήμα 28(d) απεικονίζονται τα ρεύματα της αλυσίδας IGBT (μπλε) και διόδου (πορτοκαλί), τα οποία είναι μη μηδενικά κατά τις Καταστάσεις 1 και 0 αντίστοιχα.

Τα Σχήματα 28(e)–(f) παρουσιάζουν την τάση και το ρεύμα, αντίστοιχα, πριν (μπλε) και μετά (πορτοκαλί) το φίλτρο εξόδου LC. Παρατηρείται ότι η μη φιλτραρισμένη (PWM) τάση μεταβαίνει μεταξύ 90 και 190 V, δηλαδή με διακύμανση ΔV = 100 V, η οποία αντιστοιχεί στην τάση ενός πυκνωτή SM. Η τιμή αυτή είναι N φορές μικρότερη από την τάση εισόδου του μετατροπέα V_in, γεγονός που επιβεβαιώνει τη λειτουργία του μετατροπέα σε πολυεπίπεδη μορφή. Τα παρατηρούμενα «spikes» στην κυματομορφή της τάσης οφείλονται στον χρόνο νεκρής ζώνης (dead time) που έχει εισαχθεί στα σήματα οδήγησης των SM. Η φιλτραρισμένη (μέση) τάση εξόδου είναι περίπου 180 V, όπως αναμένεται για λειτουργία με V_in = 0.3 kV και D = 0.61 Αντίστοιχα, με δεδομένη την ωμική αντίσταση φορτίου 15 Ω, το ρεύμα εξόδου στο Σχήμα 28(f) έχει μέση τιμή περίπου 11.8 A.

Το Σχήμα 29 παρουσιάζει τη δυναμική απόκριση του συστήματος ύστερα από βαθμιδωτή μεταβολή του D, από 0,75 σε 0,25 στο t = 1 s, και στη συνέχεια σε 0,95 στο t = 1,5 s (με ρυθμό αύξησης 0,01/ms). Παρατηρείται ότι η τάση εξόδου ακολουθεί πιστά τη μεταβολή του D, ενώ οι μεταβατικές ταλαντώσεις στα ρεύματα είναι περιορισμένες.

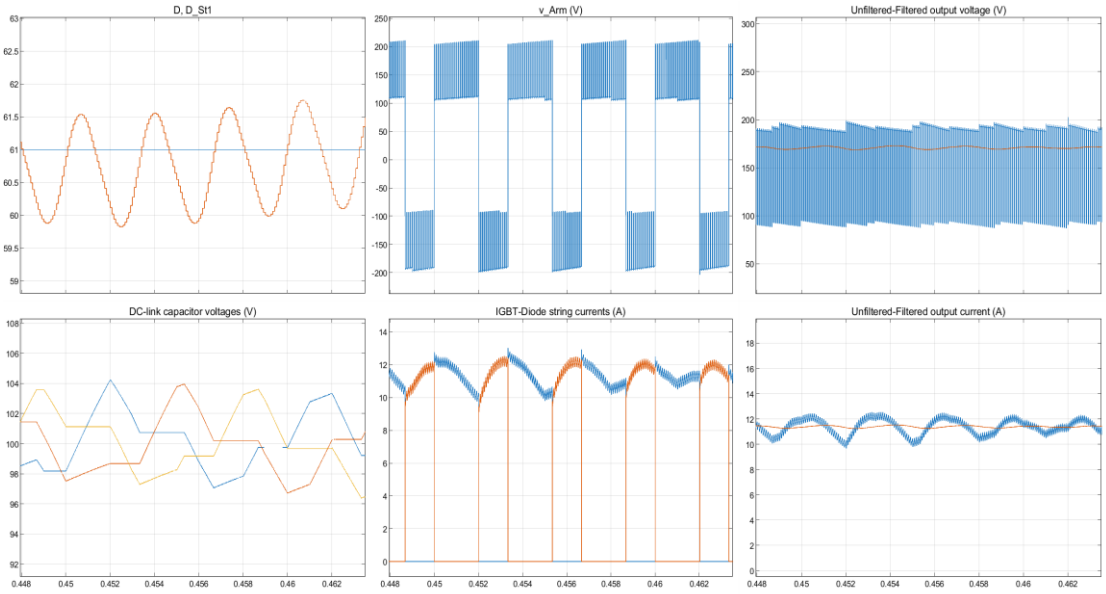
Το Σχήμα 30 παρουσιάζει αντίστοιχα αποτελέσματα ύστερα από βαθμιδωτή αύξηση του ρεύματος φορτίου από περίπου 10 A σε 20 A (με μείωση της αντίστασης φορτίου στο μισό), στο t = 1 s, ενώ το σύστημα λειτουργεί με D = 0.61. Σε αυτή την περίπτωση, η τάση εξόδου παραμένει ανεπηρέαστη, ενώ το κυμάτωμα τάσης στους πυκνωτές των SM αυξάνεται λόγω της αύξησης του ρεύματος εξόδου.

Το Σχήμα 31 παρουσιάζει τη δράση του ελεγκτή μέσης τιμής τάσης των πυκνωτών. Σε αυτό το σενάριο, οι πυκνωτές των SM προφορτίζονται σκόπιμα σε τάση 30 V, πολύ χαμηλότερη από τη θεωρητική τιμή V_in/N = 100 V. Παρ' όλα αυτά, ο ελεγκτής του Σχήματος 2 επιτυγχάνει να τους φορτίσει, αυξάνοντας το D_St1 (πορτοκαλί) σε τιμές σημαντικά υψηλότερες από το D = 0.75 (μπλε).

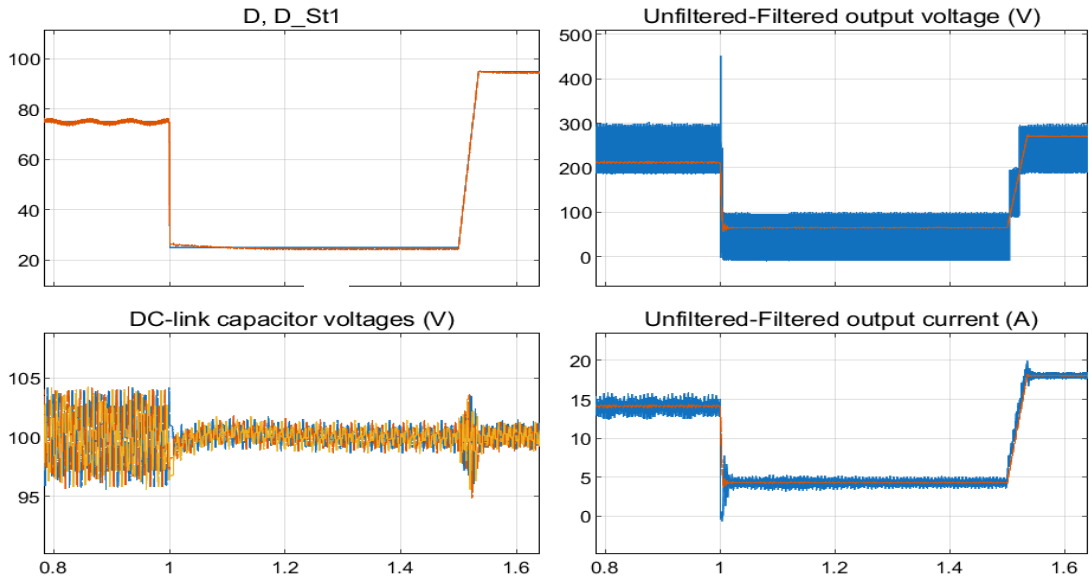
Το σχήμα 32 παρουσιάζει τη λειτουργία του αλγορίθμου εξισορρόπησης των πυκνωτών. Σε αυτή την περίπτωση, οι πυκνωτές των SM είχαν προ-φορτιστεί σε διαφορετικές τάσεις, κυμαινόμενες από 30 έως περίπου 150 V.

Πίνακας 1 Παράμετροι προσομοίωσης Simulink.

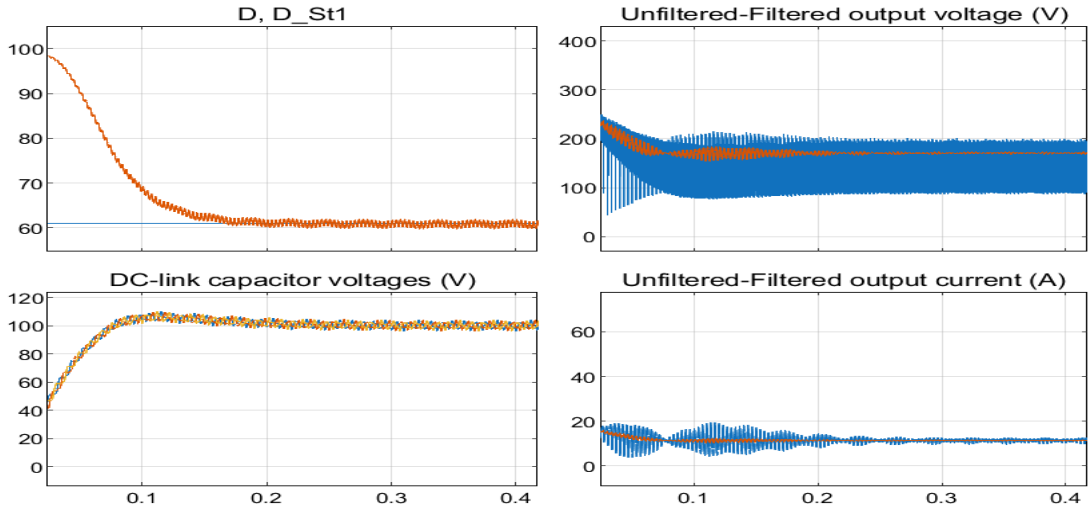
Component / Parameter	**Value**
Number of SMs, N	3
Input voltage, V_{in}	300 V
Rated current	15 A
Switching (PWM) frequency, f_s	12 kHz
SM alternation frequency, f_{sel}	1 kHz
State alternation frequency, f_{St}	300 Hz
SM capacitance	3.6 mF
Output filter inductance, L_f	1 mH
Output filter capacitance, C_f	250 μF
Average capacitor voltage controller K_p	1
Average capacitor voltage controller T_i	2.5 ms



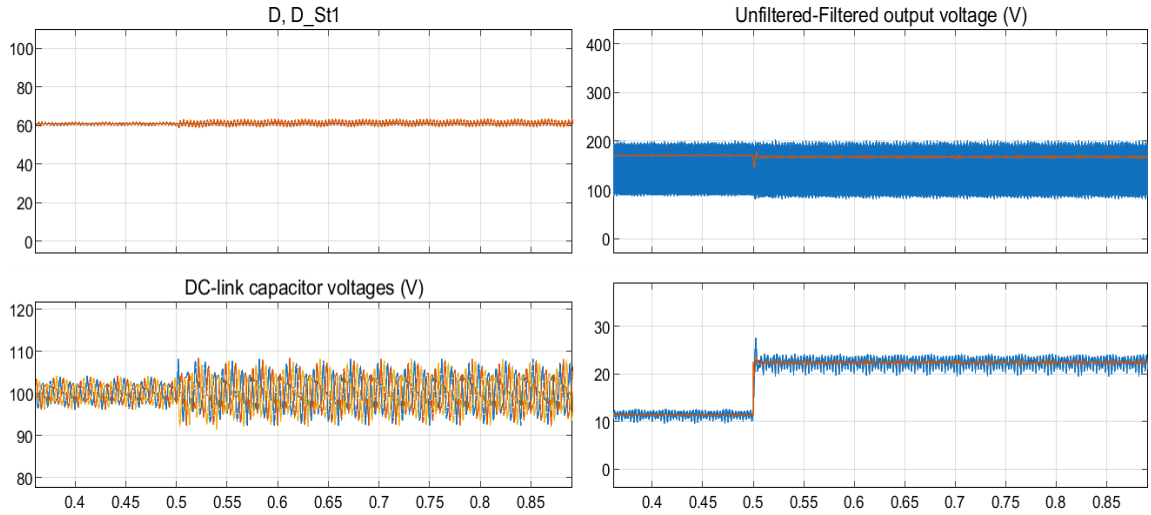
Εικόνα 27: Αποτελέσματα προσομοίωσης κατά τη λειτουργία σε μόνιμη κατάσταση, με τις παραμέτρους του Πίνακα Ι και D = 0,61



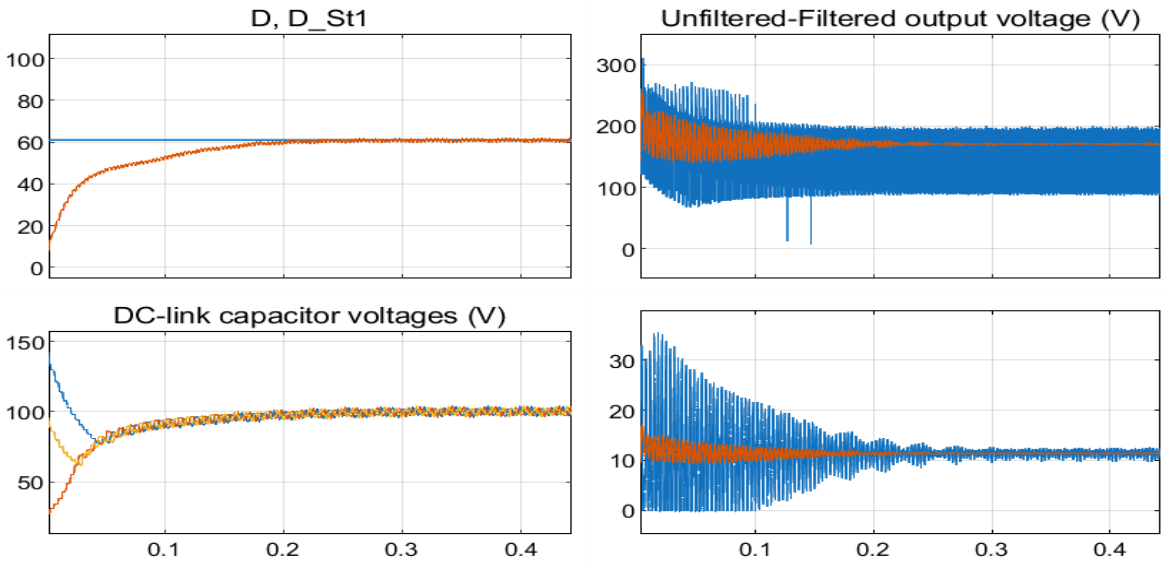
Εικόνα 28: Αποτελέσματα προσομοίωσης για βηματικές μεταβολές του duty cycle στα t = 1 s και 1,5 s.



Εικόνα 29: Αποτελέσματα προσομοίωσης που απεικονίζουν τη διόρθωση της μέσης τάσης των πυκνωτών μέσω αύξησης του DSt1.



Εικόνα 30: Αποτελέσματα προσομοίωσης μετά από βηματική μεταβολή του φορτίου στη χρονική στιγμή t = 1 s



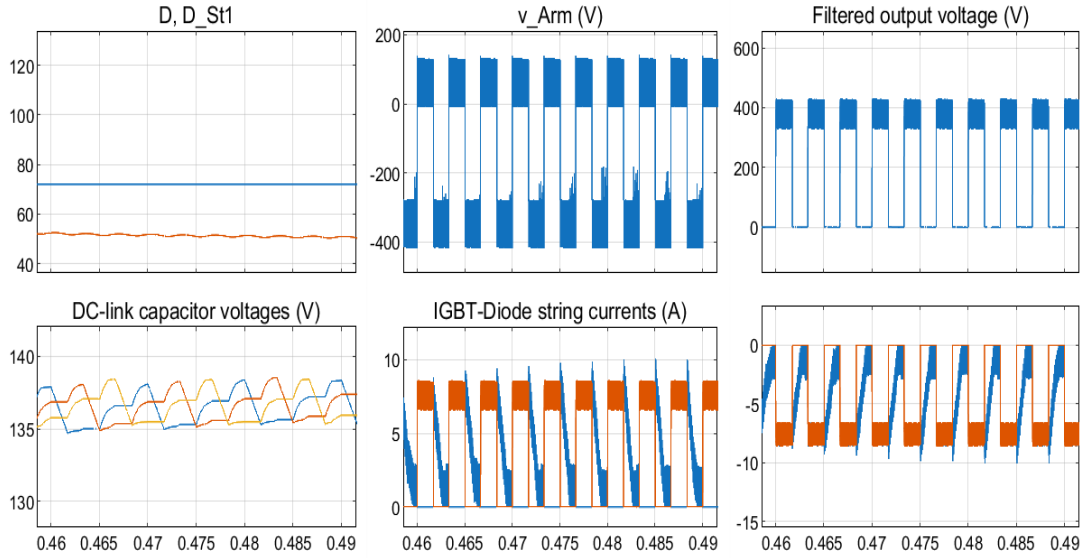
Εικόνα 31: Αποτελέσματα προσομοίωσης για την εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών.

5.2 Αποτελέσματα Simulink Step Up Converter

Πίνακας 2 Παράμετροι προσομοίωσης Simulink.

Component / Parameter	Value
Number of SMs, N	3
Input voltage, $V_{in,Boost}$	300 V
Rated current	15 A
Switching (PWM) frequency, f_s	12 kHz
SM alternation frequency, f_{sel}	1 kHz
State alternation frequency, f_{St}	300 Hz
SM capacitance	3.6 mF
Output filter inductance, L_f	1 mH
Output filter capacitance, C_f	250 μF
Average capacitor voltage controller K_p	1

Component / Parameter	Value
Number of SMs, N	3
Average capacitor voltage controller T_i	2.5 ms



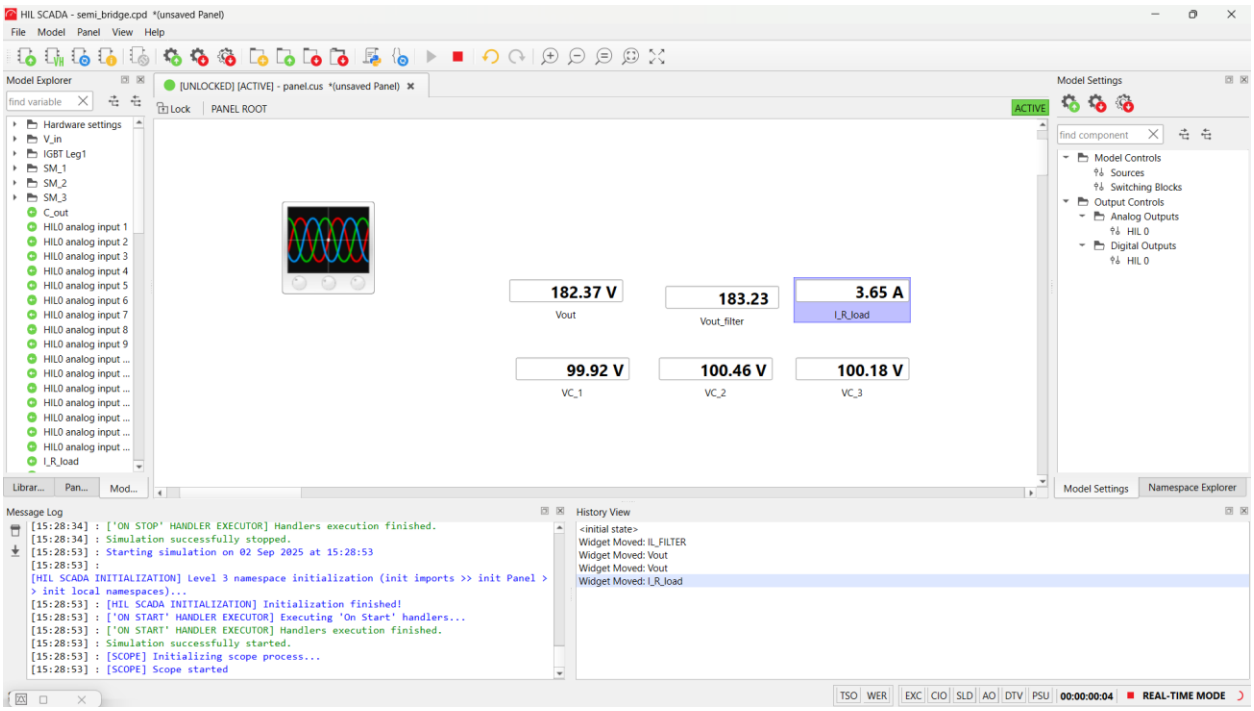
Εικόνα 32: Αποτελέσματα προσομοίωσης κατά τη λειτουργία σε μόνιμη κατάσταση, με τις παραμέτρους του Πίνακα 2 και D = 0,75

5.3 Αποτελέσματα με Μικροελεγκτή και Typhoon HIL

Η ενότητα αυτή παρουσιάζει τα αποτελέσματα που λήφθηκαν τόσο από την υλοποίηση με μικροελεγκτή όσο και από την προσομοίωση στο περιβάλλον Typhoon HIL. Τα αποτελέσματα συγκρίνονται με τις θεωρητικές προσομοιώσεις και επιβεβαιώνεται ότι σε γενικές γραμμές υπάρχει πολύ καλή συμφωνία. Ωστόσο, στο HIL δεν ήταν δυνατή η προσομοίωση του συστήματος υπό μεταβαλλόμενα φαινόμενα, γεγονός που απαιτεί περαιτέρω διερεύνηση σε μελλοντική εργασία. Επιπλέον, κατά την ανάλυση των κυματομορφών παρατηρήθηκαν μικρές αιχμές (spikes) στην τάση, οι οποίες δεν εμφανίζονται στη θεωρητική προσομοίωση. Το φαινόμενο αυτό πιθανόν να συνδέεται με αριθμητικούς περιορισμούς του HIL ή με τη διαδικασία μεταγωγής των διακοπτών, και χρήζει περαιτέρω μελέτης. Συνολικά, τα αποτελέσματα θεωρούνται ικανοποιητικά, ενώ επισημαίνονται ορισμένα σημεία που μπορούν να βελτιωθούν.

5.3.1 Αποτελέσματα με Μικροελεγκτή και Typhoon HIL step down converter

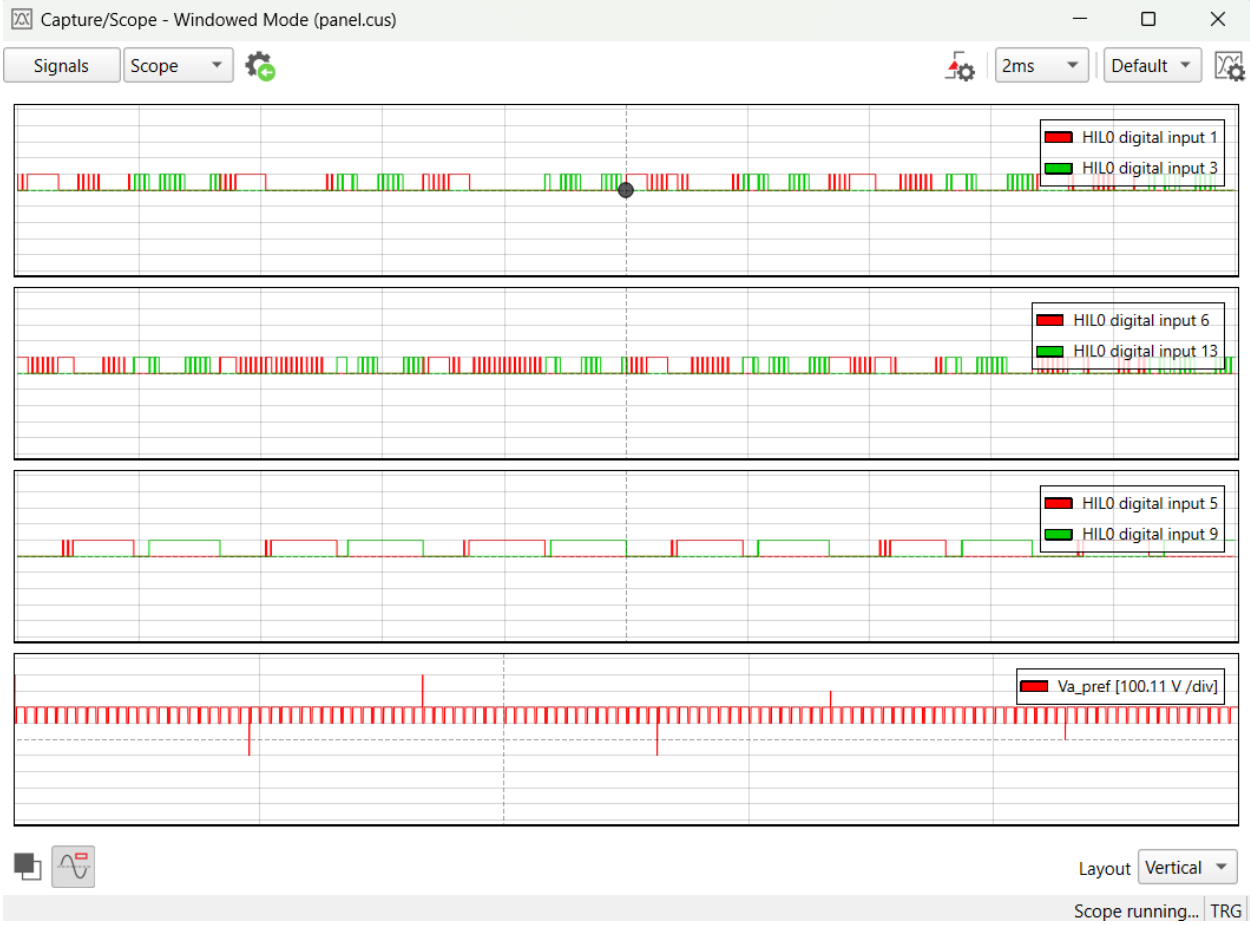
Η προτεινόμενη τοπολογία και η στρατηγική ελέγχου επικυρώθηκαν μέσω προσομοίωσης σε περιβάλλον Hardware-in-the-Loop (Typhoon HIL 402), εστιάζοντας στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι οι τάσεις των πυκνωτών των υπομονάδων παραμένουν κοντά στη θεωρητική τιμή, ενώ ο αλγόριθμος εξισορρόπησης εξασφαλίζει ομοιόμορφη κατανομή τάσης μεταξύ τους. Επιπλέον, η τάση εξόδου του μετατροπέα σταθεροποιείται στο αναμενόμενο επίπεδο, γεγονός που επιβεβαιώνει την ορθή λειτουργία του συστήματος και την αξιοπιστία της προτεινόμενης μεθόδου ελέγχου σε καθεστώς μόνιμης λειτουργίας.



Εικόνα 33: Περιβάλλον SCADA Typhoon HIL

Στην Εικόνα 33 παρουσιάζεται το περιβάλλον SCADA του συστήματος, μέσα από το οποίο γίνεται σε πραγματικό χρόνο η παρακολούθηση των κρίσιμων μεγεθών του μετατροπέα. Συγκεκριμένα, απεικονίζονται οι τάσεις των πυκνωτών των υπομονάδων (SMs), η τάση εξόδου πριν και μετά το φίλτρο LC, καθώς και το ρεύμα στο φορτίο. Η απεικόνιση σε πραγματικό χρόνο

επιτρέπει την άμεση εποπτεία της λειτουργίας του μετατροπέα και τη γρήγορη ανίχνευση πιθανών αποκλίσεων. Όπως φαίνεται από τα αποτελέσματα, όλες οι κυματομορφές συμφωνούν με τις θεωρητικές τιμές και επιβεβαιώνουν τη σταθερή λειτουργία του συστήματος σε καθεστώς μόνιμης κατάστασης.



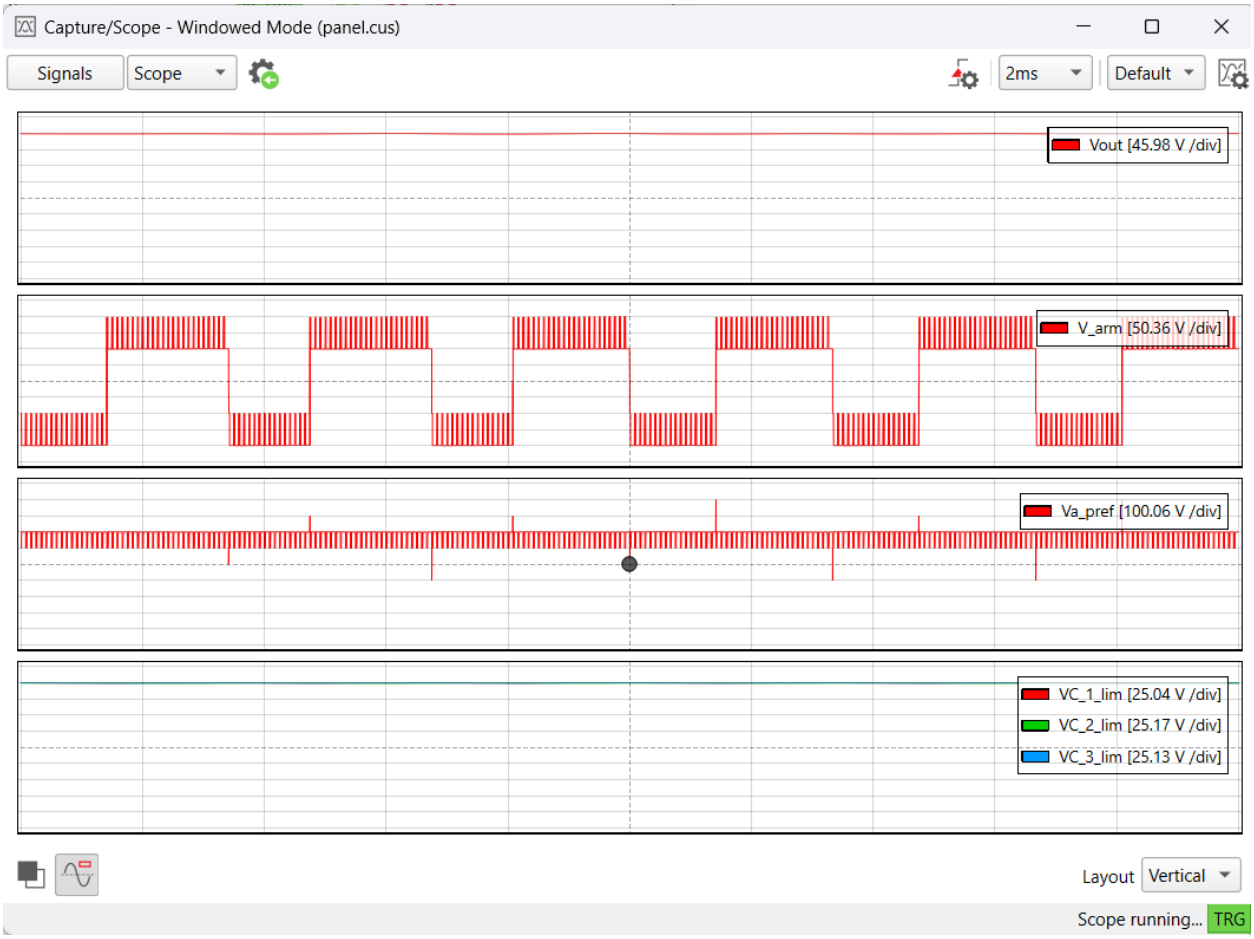
Εικόνα 34: PWM σήματα IGBT και τάση εξόδου

Η Εικόνα 34 απεικονίζει τα PWM σήματα όλων των SMs συγκεντρωμένα σε ένα κοινό γράφημα. Στο ίδιο γράφημα φαίνεται και η τάση εξόδου του μετατροπέα χωρίς την επίδραση του φίλτρου, η οποία λαμβάνει τις χαρακτηριστικές διακυμάνσεις μιας πολυεπίπεδης δομής. Οι κυματομορφές αυτές συμφωνούν απόλυτα με τα θεωρητικά αναμενόμενα αποτελέσματα, αποδεικνύοντας ότι ο αλγόριθμος οδήγησης υλοποιήθηκε με επιτυχία.



Εικόνα 35: Ρεύμα κεντρικής διόδου-IGBT, τάση SMs , ρεύμα εξόδου και τάση εξόδου

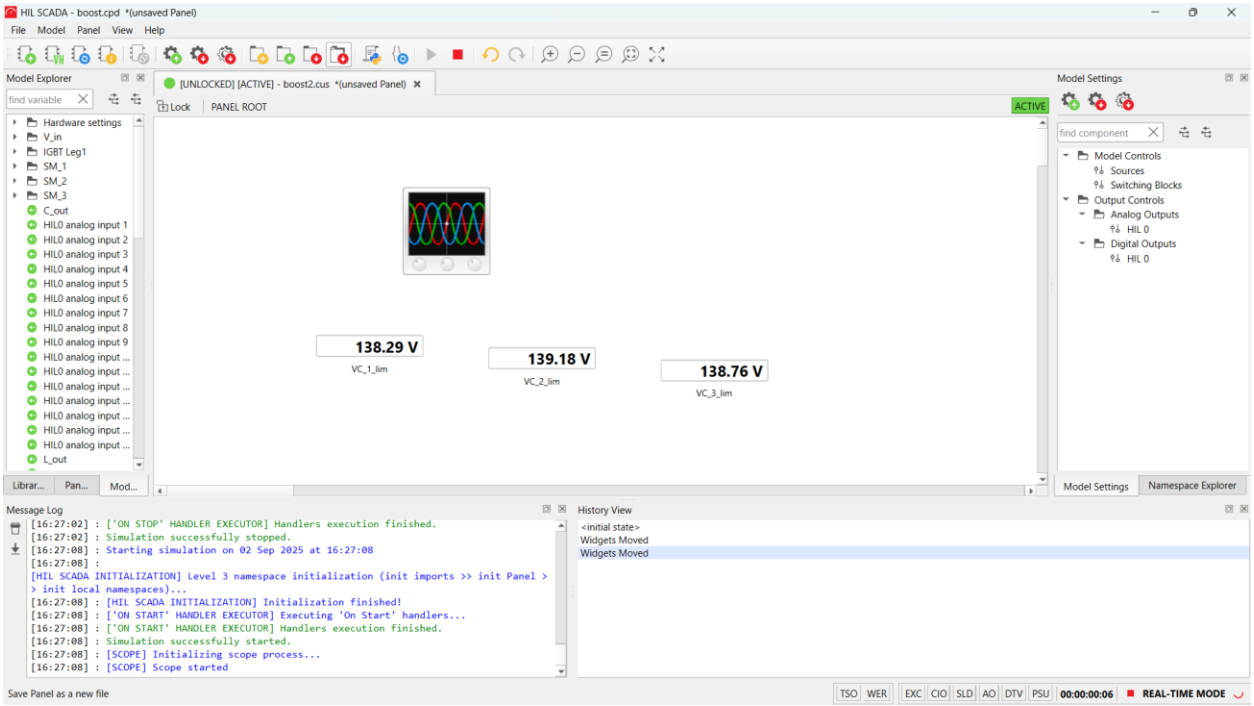
Στην Εικόνα 35 παρουσιάζονται τα ρεύματα του μετατροπέα σε συνδυασμό. Πιο συγκεκριμένα, φαίνεται το ρεύμα που διαρρέει την κεντρική δίοδο σε σχέση με το ρεύμα του IGBT, το ρεύμα στο φορτίο, καθώς και το ρεύμα του πηνίου του φίλτρου. Παράλληλα απεικονίζεται και η τάση εξόδου πριν το φίλτρο LC . Τα αποτελέσματα συμφωνούν με τη θεωρητική ανάλυση, επιβεβαιώνοντας ότι οι μεταβαλλόμενες συνθήκες λειτουργίας αναπαρίστανται με ακρίβεια μέσω του HIL.



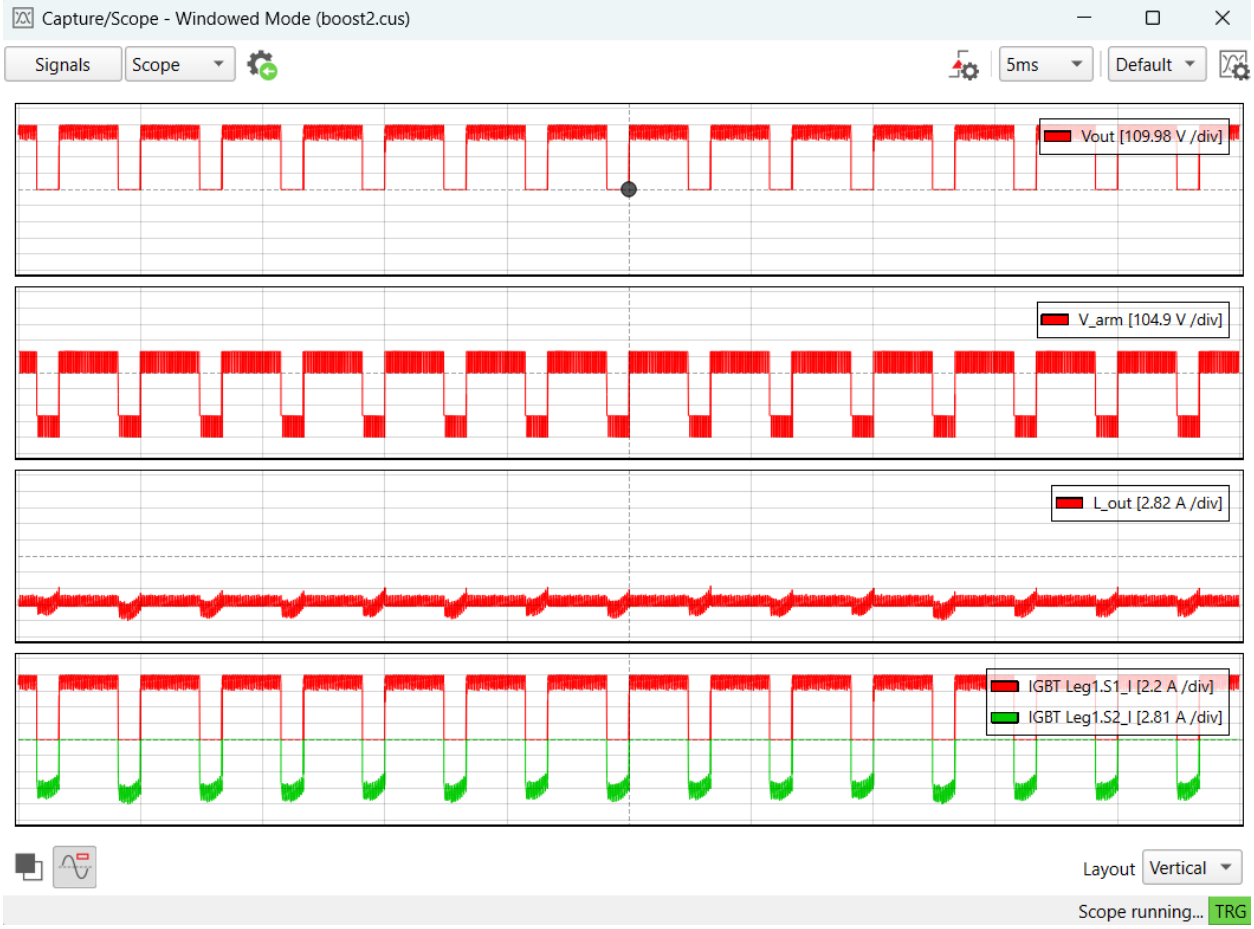
Εικόνα 36: Φιλτραρισμένη τάση εξόδου, τάση SMs, τάση εξοδου και τάσεις πυκνωτών

Η Εικόνα 36 συγκεντρώνει τα σημαντικότερα ηλεκτρικά μεγέθη του συστήματος. Παρουσιάζεται η φιλτραρισμένη τάση εξόδου, η μη φιλτραρισμένη τάση εξόδου πριν το LC φίλτρο, καθώς και οι τάσεις των πυκνωτών των υπομονάδων (SMs). Μέσα από το διάγραμμα αυτό φαίνεται η ομαλοποίηση της εξόδου χάρη στο φίλτρο LC, ενώ παράλληλα επιβεβαιώνεται η εξισορρόπηση των τάσεων στους πυκνωτές. Η συμφωνία με τις θεωρητικές καμπύλες είναι προφανής και αποδεικνύει την αξιοπιστία τόσο της προσομοίωσης όσο και της στρατηγικής ελέγχου που εφαρμόστηκε.

5.3.2 Αποτελέσματα με Μικροελεγκτή και Typhoon HIL step up converter

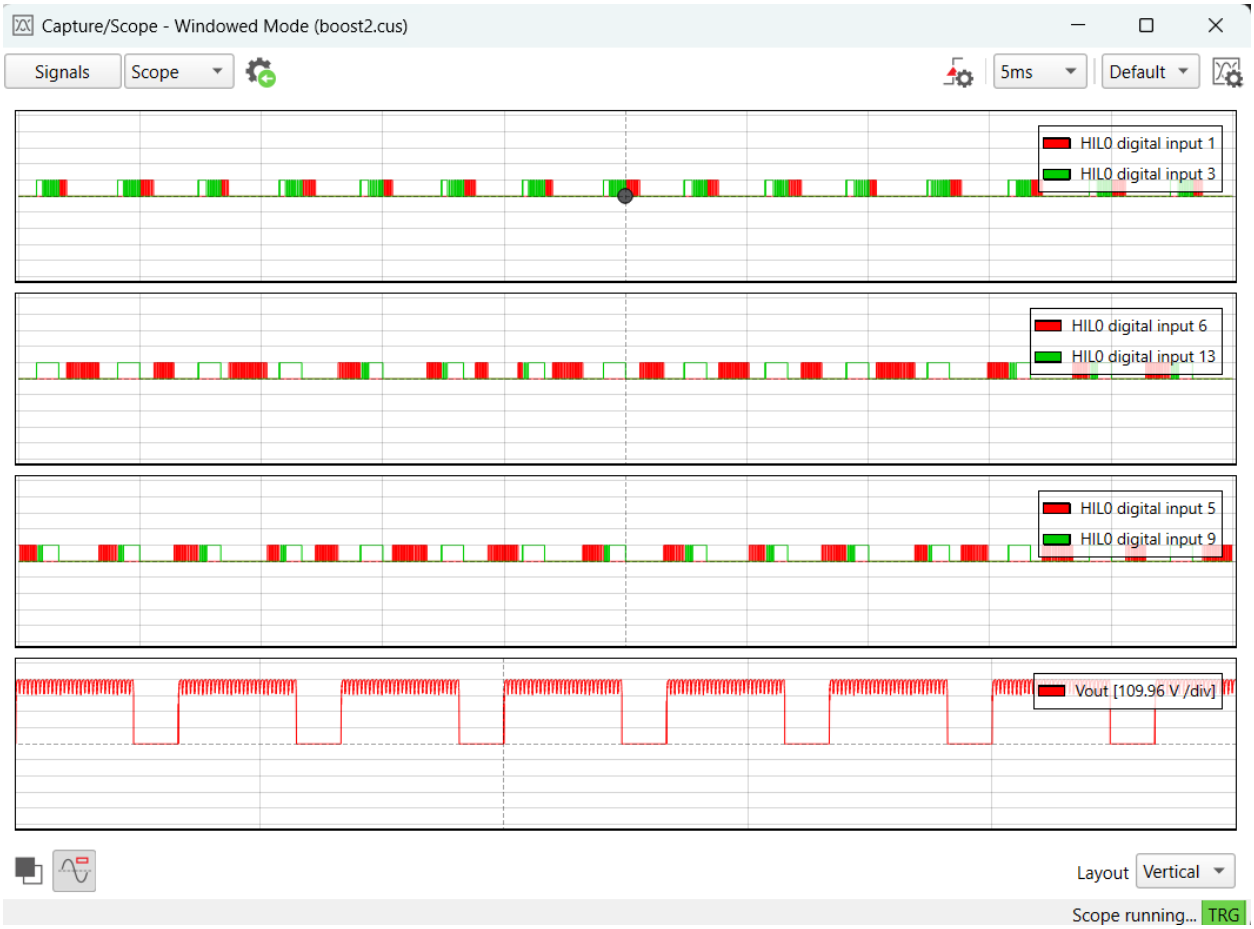


Εικόνα 37: Περιβάλλον SCADA Typhoon HIL



Εικόνα 38: Τάση εξόδου, Τάση SMs, Τάση πηνίου και ρεύματα IGBT-διόδου

Στην Εικόνα 38 παρουσιάζονται τα βασικά ηλεκτρικά μεγέθη του μετατροπέα κατά τη λειτουργία του σε λειτουργία step–up. Συγκεκριμένα, φαίνεται η τάση εξόδου του μετατροπέα, η τάση των πυκνωτών των υπομονάδων (SMs), η τάση στο πηνίο του φίλτρου, καθώς και τα ρεύματα που διαρρέουν το IGBT και τη δίοδο του κλάδου. Παρατηρείται ότι η τάση εξόδου αυξάνεται σε επίπεδα υψηλότερα της εισόδου, σύμφωνα με τη θεωρητική λειτουργία του μετατροπέα σε ανύψωση. Τα ρεύματα του IGBT και της διόδου εναλλάσσονται αρμονικά, διασφαλίζοντας τη σωστή κατανομή ροής ισχύος. Οι κυματομορφές επιβεβαιώνουν ότι το σύστημα επιτυγχάνει αξιόπιστα τη λειτουργία step–up, με τις τάσεις και τα ρεύματα να συμφωνούν με την αναμενόμενη θεωρητική συμπεριφορά.



Εικόνα 39: PWM σήματα IGBT και τάση εξόδου χωρίς φίλτρο

Στην Εικόνα 39 παρουσιάζονται τα PWM σήματα που εφαρμόζονται στο IGBT του μετατροπέα, σε συνδυασμό με την τάση εξόδου πριν την εφαρμογή του φίλτρου. Η τάση εξόδου χωρίς φιλτράρισμα εμφανίζει την αναμενόμενη παλμοειδή μορφή, η οποία αντανακλά άμεσα τη διαδικασία διαμόρφωσης PWM. Παρά την κυματοειδή φύση της, η μέση τιμή της τάσης συμφωνεί πλήρως με τις θεωρητικές προβλέψεις, επιβεβαιώνοντας την ορθότητα της στρατηγικής ελέγχου.

Μελλοντικές επεκτάσεις της εργασίας

Στο πλαίσιο της περαιτέρω εξέλιξης της παρούσας εργασίας, μπορούν να προταθούν ορισμένες κατευθύνσεις για μελλοντική έρευνα και ανάπτυξη. Μια σημαντική προοπτική είναι η υλοποίηση του μετατροπέα σε πραγματικό hardware, ώστε να επιβεβαιωθεί η θεωρητική και προσομοιωτική ανάλυση μέσω πειραματικών μετρήσεων και να αξιολογηθεί η συμπεριφορά του συστήματος σε πραγματικές συνθήκες λειτουργίας.

Επιπλέον, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η χρήση δύο ή περισσότερων μικροελεγκτών για τον έλεγχο μεγαλύτερου αριθμού υπομονάδων (SM), με στόχο την υποστήριξη υψηλότερης ισχύος και την επίτευξη περισσότερων επιπέδων τάσης. Με τον τρόπο αυτό, το σύστημα μπορεί να αποκτήσει αυξημένη ευελιξία και να ανταποκριθεί σε πιο απαιτητικές εφαρμογές. Παράλληλα, η βελτίωση της αλληλεπίδρασης και παρακολούθησης σε πραγματικό χρόνο μέσω SCADA κρίνεται απαραίτητη, καθώς η συνεχής εποπτεία των τάσεων και ρευμάτων των πυκνωτών διασφαλίζει καλύτερο έλεγχο και αυξημένη αξιοπιστία. Τέλος, η ενσωμάτωση μέτρων ασφαλείας για την προστασία των IGBT και των SM modules είναι κρίσιμη, ώστε να διασφαλιστεί η απρόσκοπτη λειτουργία του μετατροπέα και να μειωθεί η πιθανότητα αστοχίας των ηλεκτρονικών στοιχείων λόγω καταπόνησης ή υπερθέρμανσης.

Πηγές

[1] *M. D. Rahman, M. Nazaf Rabbi and G. Sarowar, "Development of DC-DC Converters – A Review," 2021 International Conference on Computational Performance Evaluation (ComPE), Shillong, India, 2021, pp. 341-347*

[2] *https://eclass.hmu.gr/modules/document/file.php/ECE141/%CE%98%CE%B5%CF%89%CF%81%CE%AF%CE%B1/%CE%97%CE%99%20-%20%CE%9C%CE%AC%CE%B8%CE%B7%CE%BC%CE%B1%2010%20-%20DC-DC%20%CE%BC%CE%B5%CF%84%CE%B1%CF%84%CF%81%CE%BF%CF%80%CE%B5%CE%AF%CF%82%20-%20Buck.pdf*

[3] *https://eclass.hmu.gr/modules/document/file.php/ECE141/%CE%98%CE%B5%CF%89%CF%81%CE%AF%CE%B1/%CE%97%CE%99%20-%20%CE%9C%CE%AC%CE%B8%CE%B7%CE%BC%CE%B1%2011%20-%20DC-DC%20%CE%BC%CE%B5%CF%84%CE%B1%CF%84%CF%81%CE%BF%CF%80%CE%B5%CE%AF%CF%82%20-%20Boost.pdf*

[4] *G. I. Orfanoudakis, G. Kotoulas, E. Pompodakis and A. Kuperman, "A Simplified Modular Multilevel Step-Down DC/DC Converter for Medium to High-Voltage Applications," 2025 IEEE Seventh International Conference on DC Microgrids (ICDCM), Tallinn, Estonia, 2025, pp. 1-6*

[5] *MathWorks, «Model-Based Design: Benefits and Best Practices»*

[6] *Texas Instruments « LAUNCHXL-F28379D Overview User's Guide (Rev. C)»*

[7] *Texas Instruments « TMS320F28379D LaunchPad Quick Start Guide (Rev. A)»*

[8] *https://www.typhoon-hil.com/doc/products/Typhoon-HIL402-brochure.pdf*

[9] *https://www.typhoon-hil.com/wp-content/uploads/2023/12/HIL-TI-Launchpad-Interface-WEB.pdf*

[10] B. Li, B. Zhang, Y. Zhang, L. Li and D. Xu, "Design and Implementation of a High-Power DC/DC Converter for HVDC Interconnections with Wide DC Voltage Range and Fault-Blocking Capability," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electron.*, vol. 10, no. 1, pp. 785-799, Feb. 2022.

[11] B. Li, X. Zhao, D. Cheng, S. Zhang and D. Xu, "Novel Hybrid DC/DC Converter Topology for HVDC Interconnections," in *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 34, no. 6, pp. 5131-5146, June 2019.

[12] B. Li, X. Zhao, S. Zhang, Q. Fu, S. Wang and D. Xu, "A Hybrid Modular DC/DC Converter for HVDC Applications," in *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 35, no. 4, pp. 3377-3389, April 2020.

[13] S. Zhang et al., "A novel modular multilevel transformerless step-down DC/DC converter," *2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, Singapore, 2019, pp. 1-6.

[14] Y. Quan, B. Li, X. Zhao, T. Wei, W. Li and D. Xu, "A Capacitive Energy Transfer DC/DC Converter for HVDC Applications," in *2021 IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, Wuhan, China, 2021, pp. 1-6.

[15] H. Chen, J. Liu, S. Du, Z. Deng and C. Li, "A Novel Medium-Voltage Hybrid-Cascaded DC–DC Converter With DC Fault-Blocking Capability and Reduced Switch Capacity," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, pp. 8033-8044, July 2022.

[16] F. Zhang, W. Li and G. Joós, "A Transformerless Hybrid Modular Multilevel DC–DC Converter With DC Fault Ride-Through Capability," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 2217-2226, March 2019.

[17] J. D. Páez, D. Frey, J. Maneiro, S. Bacha and P. Dworakowski, "Overview of DC–DC Converters Dedicated to HVdc Grids," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 34, no. 1, pp. 119-128, Feb. 2019

[18] P. A. Gray, P. W. Lehn and N. Yakop, "A Modular Multilevel DC–DC Converter With Flying Capacitor Converter Like Properties," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 7, pp. 6774-6783, July 2022.

[19] S. Zhang *et al*., "A Monopolar Symmetrical Hybrid Cascaded DC/DC Converter for HVDC Interconnections," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 1, pp. 248-262, Jan. 2021.

[20] X. Zhao, B. Li, S. Zhang, Q. Fu and D. Xu, "A Hybrid Flying Cascaded DC/DC Converter Topology for HVDC Interconnections," *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, Busan, Korea (South), 2019, pp. 3002-3007.

[21] B. Xia *et al*., "A modular multilevel DC/DC converter interconnecting HVDC systems," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, 2017, pp. 4477-4481.

[22] S. Du and B. Wu, "A Transformerless Bipolar Modular Multilevel DC–DC Converter With Wide Voltage Ratios," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8312-8321, Nov. 2017.

[23] S. Du, B. Wu and N. R. Zargari, "A Transformerless High-Voltage DC–DC Converter for DC Grid Interconnection," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 1, pp. 282-290, Feb. 2018

[24] G. J. Kish, "On the Emerging Class of Non-Isolated Modular Multilevel DC–DC Converters for DC and Hybrid AC–DC Systems," in *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 2, pp. 1762-1771, March 2019.

[25] Y. Nazih, A. Hossam-Eldin and Elserougi, "A hybrid two-stage modular DC–DC converter with zero-voltage switching," *Int J Circ Theor Appl*. 2021, vol. 49, pp. 2533–2554.

[26] M. M. C. Merlin *et al*., "The Alternate Arm Converter: A New Hybrid Multilevel Converter With DC-Fault Blocking Capability," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 1, pp. 310-317, Feb. 2014.

[27] J. K. Motwani, J. Liu, R. Burgos, Z. Zhou and D. Dong, "Hybrid Modular Multilevel Converters for High-AC/Low-DC Medium-Voltage Applications," in *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 4, pp. 265-282, 2023.

[28] S. H. Kung and G. J. Kish, "A modular multilevel HVDC buck–boost converter derived from its switched-mode counterpart," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 33, no. 1, pp. 82–92, Feb. 2018.

[29] B. Li, S. Shi, Y. Zhang, R. Yang, G. Wang, and D. Xu, "Analysis of the operating principle and parameter design for the modular multilevel DC/DC converter," in *Proc. 9th Int. Conf. Power Electron. ECCE Asia*, 2015, pp. 2832–2837.

[30] S. Kaler and A. Yazdani, "Modeling and Current-Mode Control of a DC–DC Modular Multilevel Converter," in *IEEE Trans. Industr. Electron.*, vol. 68, no. 11, pp. 10826-10834, Nov. 2021.

[31] S. Kenzelmann, A. Rufer, M. Vasiladiotis, D. Dujic, F. Canales and Y. R. de Novaes, "Isolated DC/DC structure based on modular multilevel converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 89-98, 2015.

[32] Z. Xing and X. Ruan, "Soft-switching operation of isolated modular DC/DC converters for application in HVDC grids", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 2753-2766, Apr. 2016.

[33] J. A. Ferreira, "The multilevel modular DC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4460–4465, Oct. 2013.

[34] G. J. Kish, M. Ranjram, and P. W. Lehn, "A modular multilevel DC/DC converter with fault blocking capability for HVDC interconnects," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 148–162, Jan. 2015.

[35] L. Barthold, D. Woodford, and M. Salimi, "DC-to-DC capacitor-based power transmission," in *Proc. CIGRÉ HVDC Power Electron. Inter. Colloq.*, Agra, India, pp. 1–10, Paper 14, 2015.

[36] J. Yang, Z. He, H. Pang and G. Tang, "The Hybrid-Cascaded DC–DC Converters Suitable for HVdc Applications," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5358-5363, Oct. 2015.