



National Technical University of Athens
School of Electrical and Computer Engineering
Electric Power Division

DIPLOMA THESIS

Static Synchronous Compensator Design using Modular Multilevel Converters

MAGDALINI A. EFTHYMIADOU

Supervisor: Antonios Antonopoulos

Assistant Professor N.T.U.A.

Athens, March 2024



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

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μοντελοποίηση Στατικού Σύγχρονου Αντισταθμιστή Αέργου
Ισχύος με χρήση Πολυεπίπεδων Αρθρωτών Μετατροπέων

ΜΑΓΔΑΛΗΝΗ Α. ΕΥΘΥΜΙΑΔΟΥ

Επιβλέπων: Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 12^η Μαρτίου 2024.

.....

Αντώνιος Αντωνόπουλος

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Αντώνιος Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2024

.....
Μαγδαληνή Α. Ευθυμιάδου

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

Copyright © Μαγδαληνή Α. Ευθυμιάδου, 2024.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία διερευνά την δυναμική λειτουργία και την απόδοση των Πολυεπίδων Αρθρωτών Μετατροπέων (MMCs), δίνοντας έμφαση στην εφαρμογή τους ως Μετατροπείς Πηγής Τάσης (VSCs) σε Στατικούς Σύγχρονους Αντισταθμιστές Αέργου Ισχύος (STATCOMs) που συνδέονται στο δίκτυο. Οι Πολυεπίεδοι Αρθρωτοί Μετατροπείς θέτουν μοναδικές προκλήσεις ελέγχου λόγω της αρθρωτής δομής τους και του αυξημένου αριθμού διακοπών και πυκνωτών. Το κύριο αντικείμενο της διπλωματικής είναι να κατανοήσει κανείς την δυναμική συμπεριφορά των MMCs και να σχεδιάσει στρατηγικές ελέγχου για μία σταθερή και αποδοτική λειτουργία.

Η έρευνα επικεντρώνεται στις εφαρμογές MMC-STATCOM, εξετάζοντας εκτενώς τη συνδεδεμένη λειτουργία του STATCOM στο δίκτυο με στόχο την βελτιστοποίηση της σταθερότητας του δικτύου, τον έλεγχο της τάσης και τη συνολική ποιότητα της ηλεκτρικής ενέργειας. Ειδικότερα, ο STATCOM λειτουργεί ως δυναμικός αντισταθμιστής, παίζοντας κρίσιμο ρόλο στον έλεγχο της αέργου ισχύος και την υποστήριξη της τάσης. Η ικανότητά του για γρήγορη απόκριση επιτρέπει την αντιμετώπιση των διακυμάνσεων της τάσης και την αντιστάθμιση αέργου ισχύος, συμβάλλοντας σημαντικά στη σταθερότητα του δικτύου και την αξιόπιστη παροχή ενέργειας.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που διεξήχθησαν στο περιβάλλον Simulink, επιβεβαιώνουν τις θεωρητικές αναλύσεις και υπογραμμίζουν την αποτελεσματικότητα των προτεινόμενων μεθόδων ελέγχου. Παρέχοντας μια εκτενή μελέτη της συνδεδεμένης λειτουργίας του STATCOM στο δίκτυο, η παρούσα διπλωματική έχει στόχο να προσφέρει πολύτιμες γνώσεις για την υλοποίηση STATCOMs συνδεδεμένων στο δίκτυο. Τέτοιες εξελίξεις είναι κρίσιμες για την ενίσχυση της σταθερότητας του ηλεκτρικού συστήματος, την εξασφάλιση αξιόπιστης απόδοσης του δικτύου και την αντιμετώπιση των εξελισσόμενων απαιτήσεων των σύγχρονων ηλεκτρικών δικτύων.

Λέξεις Κλειδιά: Διαμόρφωση, Ελεγκτής PI, Έλεγχος Ανοιχτού Βρόχου, Ισοροπία Τάσεων Πυκνωτών, Εσωτερικό Ρεύμα, Μέθοδος Επιλογής SM, Πολυεπίεδοι Αρθρωτοί Μετατροπείς, Στατικός Σύγχρονος Αντισταθμιστής Αέργου Ισχύος, Μονάδες Μετατροπέων Συνεχούς Τάσης.

Abstract

This thesis investigates the operational dynamics and the performance of Modular Multilevel Converters (MMCs), specifically emphasizing their application as Voltage Source Converters (VSCs) in grid-connected Static Synchronous Compensators (STATCOMs). Widely recognized for their effectiveness in High-Voltage DC (HVDC) applications and Flexible AC Transmission Systems (FACTS), MMCs pose unique control challenges due to their modular structure and increased number of switches and capacitors. The primary objective of this thesis is to understand the internal dynamics of MMCs and design control strategies for stable and high-performance operation. Crucial parameters for the control system design are identified, and innovative approaches are proposed to address the inherent complexities of the MMC topology.

The research focuses on MMC-STATCOM applications, thoroughly examining the interconnected operation of the STATCOM within the grid to enhance grid stability, voltage regulation, and overall power quality. Specifically, the STATCOM serves as a dynamic compensator, playing a critical role in reactive power control and voltage support. Its rapid response capability allows for the mitigation of voltage fluctuations and the provision of reactive power compensation, contributing significantly to the dynamic stability of the grid and ensuring a resilient and reliable power supply in grid imbalances.

Simulation results, conducted meticulously in the Simulink environment, validate the theoretical analyses and underscore the effectiveness of the proposed control methods. By providing a thorough examination of the interconnected operation of the STATCOM within the grid, this thesis aims to contribute valuable insights and practical solutions for implementing grid-connected STATCOMs. Such advancements are pivotal for enhancing power system stability, ensuring reliable grid performance, and meeting the evolving demands of modern electrical grids.

Keywords: Capacitor Voltage Balancing, Circulating Current, Modular Multilevel Converters, Modulation, Open Loop Control, PI Controller, Static Synchronous Compensator, Submodule, SM Selection Method.

Ευχαριστίες

Πρώτα από όλα, θα ήθελα να εκφράσω την βαθιά μου εκτίμηση προς τον υπεύθυνο και επιβλέπων αυτής της εργασίας, τον κύριο Αντωνόπουλο. Το τεχνικό του υπόβαθρο, η καθοδήγησή του, καθώς και η συνεχής ενθάρρυνσή του συνέβαλαν σημαντικά καθ' όλη τη διάρκεια της εργασίας. Χωρίς την στήριξη και την εμπιστοσύνη του, αυτή η εργασία δεν θα είχε πραγματοποιηθεί.

Επιπλέον, είμαι ιδιαίτερα ευγνώμων προς τους φίλους μου και τους συμφοιτητές μου. Η ενθάρρυνση και η υποστήριξή τους μετέτρεψαν το πενταετές ταξίδι μου στο πανεπιστήμιο σε μια συναρπαστική, ενδιαφέρουσα και δημιουργική εμπειρία.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες προς τους γονείς μου, Ιωάννα και Τάσο, και τον αδερφό μου, Πάνο για την υπομονή, την κατανόηση και την ισχυρή πίστη τους σε εμένα καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Acknowledgements

First and foremost, I would like to express my deepest appreciation to my supervisor, Prof. Antonios Antonopoulos. His priceless technical insights, guidance, and consistent encouragement were really important throughout the project. Without his support and trust, this project would not have been possible.

Moreover, I am sincerely grateful to my friends and classmates. Their encouragement and support turned my five-year journey at the University into a fascinating, engaging, and creative experience.

Finally, heartfelt thanks go to my parents, Ioanna and Tasos, as well as to my brother, Panos. Their enduring patience, understanding, and strong belief in me helped me throughout my studies.

Contents

Περίληψη	3
Abstract	5
Ευχαριστίες	7
Acknowledgements	9
Ευρεία Περίληψη	19
1 Introduction	35
1.1 Introduction to STATCOMs and MMCs	35
1.2 Objective of this Thesis	36
1.3 Contributions of this Thesis	36
1.4 Structure of this Thesis	37
2 Modular Multilevel Converters (MMCs)	38
2.1 Topological Structure of MMCs	38
2.1.1 Description of the MMC topology	38
2.1.2 MMC Submodules (SMs)	39
2.2 Modulation Techniques for MMCs	44
2.2.1 General Principles	44
2.2.2 Key Modulation Techniques for MMCs	44
2.2.3 The extraction of the reference signal	48
2.2.4 SM Selection Method in Modulation	50
3 Dynamic Behavior and Control Methods of MMCs	52
3.1 Dynamic Behavior and MMC Continuous Modelling	52
3.2 Direct Modulation	56
3.2.1 Equations of insertion indices	56
3.2.2 Circulating Current	58
3.2.3 Simulation of Direct Modulation	58
3.3 Open-Loop Control	65
3.3.1 Description of Open-Loop Control	65

3.3.2	Implementation of Open-Loop Control	67
3.3.3	Simulation of Open-Loop Control	69
4	Static Synchronous Compensator (STATCOM)	73
4.1	Topological Structure of STATCOMs	73
4.2	Connection to the grid	75
4.3	Overview of Control Strategies	76
5	Simulated Implementation and Outcomes	77
5.1	Simulated Implementation of the MMC	77
5.1.1	Modulation Technique for the MMC	77
5.1.2	Capacitor Voltage Balancing using Sorting Algorithm	79
5.1.3	SM Selection Method	80
5.1.4	Modulation Outcomes	82
5.2	Simulated Implementation of the STATCOM	83
5.2.1	Control System of STATCOM - PI Control	83
5.2.2	Implementation of Current PI Controllers	84
5.3	Simulation Outcomes	90
6	Conclusions and Future Research	96
6.1	Conclusions	96
6.2	Future Research	98
	Bibliography	102

List of Figures

1	Μονοφασικό Ισοδύναμο Κύκλωμα ενός MMC	23
2	Διάγραμμα της δυναμικής συμπεριφοράς μιας φάσης του MMC	24
3	Διάγραμμα του Ελεγκτή Ανοιχτού Βρόγχου	25
4	Διαφοροποίηση του ρεύματος i_{diff} μέσω του Ελέγχου Ανοιχτού Βρόγχου	26
5	d και q συνιστώσες του ρεύματος μετατροπέα	31
6	d και q συνιστώσες της τάσης του ζυγού φορτίου	32
2.1	Generalized configuration of a three-phase MMC [1]	38
2.2	Half-Bridge Submodule	40
2.3	Different switching states for a HB-SM	41
2.4	Full-Bridge Submodule	42
2.5	Different switching states for a FB-SM	43
2.6	Phase-Shifted Modulation Technique	45
2.7	Phase-Disposition Modulation Technique	46
2.8	Single-Carrier Modulation Technique	47
2.9	Nearest Level Modulation [26]	48
2.10	Single-phase equivalent circuit diagram of an MMC	49
3.1	Single-phase equivalent circuit for an MMC using arm resistance	53
3.2	Block diagram of the dynamic behavior of an MMC leg	55
3.3	Total capacitor voltages - Direct Modulation	60
3.4	SM capacitor voltages - Direct Modulation	61
3.5	Output voltage, output and circulating current - Direct Modulation	62
3.6	Block diagram of the Open-Loop Controller	67
3.7	SM capacitor voltages - Open-Loop Control	70
3.8	Output voltage, output and circulating current - Open-Loop Control	71
3.9	Different i_{diff} between Direct Modulation and Open-Loop Control	72
4.1	Topology of a STATCOM	73
4.2	Topology of a grid-connected STATCOM	75
5.1	Modulation technique	77
5.2	Flowchart of SM selection method	80
5.3	Implementation of SM selection method	82

5.4	Block diagram of a PI controller	83
5.5	PLL and abc-to-dq transformation block in simulation	86
5.6	Current PI controllers	87
5.7	Internals of PI current controllers	88
5.8	d and q components of the converter current	91
5.9	d and q components of the converter voltage	92
5.10	Converter output voltage and current	93
5.11	SM capacitor voltages	94
5.12	Total capacitor voltages for phase A	95

List of Tables

1	Παράμετροι Προσομοίωσης	30
2.1	Different switching states for a HB-SM	40
2.2	Different switching states for a FB-SM	42
3.1	Simulation parameters for Direct Modulation	59
5.1	Simulation parameters for STATCOM's operation	90

Acronyms

EPS Electric Power Systems.

FACTS Flexible AC Transmission Systems.

FB Full Bridge.

HB Half Bridge.

HVDC High-Voltage DC.

IGBT Insulated-gate bipolar transistor.

MMC Modular Multilevel Converter.

NLM Nearest Level Modulation.

PD-Modulation Phase-Disposition Modulation.

PLL Phase-Locked Loop.

PS-Modulation Phase-Shifted Modulation.

SM Submodule.

STATCOM Static Synchronous Compensator.

VSC Voltage-Source Converter.

List of Symbols

\hat{e}_v	peak value of internal back emf voltage
\hat{i}_v	peak value of output phase current
\hat{u}_v	peak value of output phase reference voltage
C	submodule capacitance
C_m	capacitance of each submodule
C_{arm}	arm capacitance
D_i	the i -th antiparallel diode
e_v^{ref}	internal back emf reference voltage
f_{car}	carrier frequency
i_m	current of arm m
i_v	output phase current
i_{arm}	arm current
I_{diff0}	circulating current in steady-state
i_{diff}	circulating current
i_{sm}	submodule current
L_{arm}	arm inductance
m_a	modulation index
N	number of submodules per arm
n	insertion index
n_m	inserted submodules in arm m
$n_{current}$	current required number of inserted submodules in the arm

n_{old}	previous required number of inserted submodules in the arm
R_{arm}	arm resistance
S_i	the i -th insulated-gate bipolar transistor switch
u_m	voltage of arm m
u_v	output phase voltage
u_v^{ref}	output phase reference voltage
$u_{Cm,\Sigma}^{av}$	average of the total available capacitor voltage of arm m
u_{Cm}	arm voltage source
u_{Cm}^{Σ}	total available capacitor voltage of arm m
$u_{diff,l}$	voltage drop across the lower arm impedance
$u_{diff,u}$	voltage drop across the upper arm impedance
u_{diff}	voltage drop across the arm impedance
$u_{level,m}$	instantaneous voltage level for arm m
u_{sm}	submodule voltage
V_C	capacitor voltage
V_{dc}	DC voltage
V_{Larm}	voltage drop on the arm inductor
$W_{Cl,0}^{\Sigma}$	average energy stored in the lower arm
W_{Cl}^{Σ}	total energy stored in the lower arm
$W_{Cu,0}^{\Sigma}$	average energy stored in the upper arm
W_{Cu}^{Σ}	total energy stored in the upper arm
φ	phase angle
ω	fundamental angular frequency

Ευρεία Περίληψη

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή

Εισαγωγή στις βασικές έννοιες

Τα τελευταία χρόνια, η ζήτηση και η ποιότητα της ηλεκτρικής ισχύος των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ) αποτελούν κρίσιμα ζητήματα, λόγω της συνεχούς εισχώρησης ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο και της αύξησης της ζήτησης ηλεκτρικής ενέργειας. Οι εξελίξεις αυτές απαιτούν την εξασφάλιση της ποιότητας και της σταθερότητας της παρεχόμενης ηλεκτρικής ενέργειας. Μία καθοριστικής σημασίας διάταξη που αντιμετωπίζει αυτές τις προκλήσεις είναι ο Στατικός Σύγχρονος Αντισταθμιστής Αέργου Ισχύος (STATCOM).

Ο Στατικός Σύγχρονος Αντισταθμιστής Αέργου Ισχύος είναι μια συσκευή που συνδέεται μέσω ενός επαγωγικού στοιχείου στο δίκτυο μεταφοράς και χρησιμοποιείται για τον έλεγχο και την σταθεροποίηση της τάσης, απορροφώντας ή εγχέοντας άεργο ισχύ. Η διάταξη αυτή κατατάσσεται στην κατηγορία των Ευέλικτων Συστημάτων Μεταφοράς Εναλλασσομένου Ρεύματος (FACTS).

Η ενσωμάτωση του συγκεκριμένου αντισταθμιστή ισχύος στο δίκτυο συμβάλλει στην βελτίωση της αξιοπιστίας και της αποδοτικότητας των ηλεκτρικών δικτύων, διατηρώντας σταθερά τα επίπεδα τάσης και μειώνοντας τις διακυμάνσεις της. Η λειτουργία του βασίζεται στην τεχνολογία ηλεκτρονικών ισχύος, επιτρέποντάς του γρήγορες και ακριβείς προσαρμογές στις συνθήκες του δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, ο STATCOM χρησιμοποιεί έναν Μετατροπέα Πηγής Τάσης (VSC) που μπορεί είτε να παράγει είτε να απορροφά άεργο ισχύ. Η παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζει έναν Πολυεπίπεδο Αρθρωτό Μετατροπέα (MMC) ως μέρος του συστήματος του αντισταθμιστή ισχύος.

Ο Πολυεπίπεδος Αρθρωτός Μετατροπέας θεωρείται μια από τις πιο πολλά υποσχόμενες τοπολογίες για εφαρμογές υψηλής τάσης και υψηλής ισχύος στον τομέα της ηλεκτρονικής ισχύος. Αυτός ο τύπος μετατροπέα έχει επαναπροσδιορίσει τις δυνατότητες των τεχνολογιών μετατροπής ισχύος και αποτελεί πλέον πρότυπο για

συστήματα μεταφοράς υψηλής συνεχούς τάσης (HVDC).

Ο Πολυεπίπεδος Αρθρωτός Μετατροπέας προτάθηκε για πρώτη φορά το 2003 από τους Marquardt, Lesnicar και Glinka. Αυτή η καινοτομία βασίστηκε κυρίως στην θεμελιώδη έννοια των αρθρωτών τοπολογιών, η οποία είχε προταθεί αρχικά από τους Alesina και Venturini το 1981. Αυτό που ξεχωρίζει τον μετατροπέα από άλλες πολυεπίπεδες τοπολογίες είναι η ιδιαίτερη δομή του: ο μετατροπέας αποτελείται από πολυάριθμες κατασκευαστικές μονάδες μετατροπών (Submodules - SMs) συνδεδεμένες σε σειρά μεταξύ τους. Αυτό το μοναδικό χαρακτηριστικό όχι μόνο απλοποιεί τον σχεδιασμό και την κατασκευή του μετατροπέα, αλλά παρέχει επίσης και έναν βαθμό ανοχής σε σφάλματα, δεδομένου ότι η λειτουργία του δεν εξαρτάται από κάθε μεμονωμένη κατασκευαστική μονάδα. Επιπλέον, η τοπολογία αυτή προσφέρει υψηλή αξιοπιστία και παρουσιάζει πολλαπλές ευκαιρίες για την εφαρμογή στρατηγικών αντιμετώπισης σφαλμάτων.

Ο MMC κατατάσσεται στους Μετατροπείς Πηγής Τάσης και χρησιμοποιείται ευρέως σε διάφορες εφαρμογές, προσφέροντας μεγαλύτερη αποδοτικότητα και ευελιξία σε σύγκριση με τους παραδοσιακούς μετατροπείς δύο και τριών επιπέδων. Επιπλέον, τα χαρακτηριστικά του, όπως η χαμηλή διακοπτική συχνότητα, η ελάχιστη παραμόρφωση αρμονικών, ο αρθρωτός σχεδιασμός του συστήματος, έχουν επεκτείνει το ενδιαφέρον αυτών των μετατροπών και πέρα από τις εφαρμογές σε συστήματα μεταφοράς υψηλής συνεχούς τάσης.

Σκοπός της Διπλωματικής Εργασίας

Σκοπός της παρούσας Διπλωματικής Εργασίας είναι να εξετάσει εκτενώς την ενσωμάτωση των Πολυεπίπεδων Αρθρωτών Μετατροπών στο πλαίσιο των Στατικών Σύγχρονων Αντισταθμιστών Αέργου Ισχύος στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας. Μέσω μιας εμπειριστατωμένης μελέτης των θεμελιωδών αρχών, της δυναμικής συμπεριφοράς και των μεθόδων ελέγχου, αυτή η εργασία αποσκοπεί στη διερεύνηση της λειτουργίας των Πολυεπίπεδων Αρθρωτών Μετατροπών σαν Μετατροπείς Πηγής Τάσης ενός Σύγχρονου Στατικού Αντισταθμιστή Αέργου Ισχύος που συνδέεται στο δίκτυο. Η υλοποίηση προσομοιώσεων στο περιβάλλον του Simulink επιβεβαιώνει την λειτουργία και τις αρχές ενός συστήματος MMC-STATCOM. Συνεπώς, η παρούσα διπλωματική εργασία στοχεύει στην καλύτερη κατανόηση των συστημάτων αυτών και ανοίγει το δρόμο για την ευρύτερη εφαρμογή τους στα σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας.

Συνεισφορά της Διπλωματικής Εργασίας

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία συμβάλλει στην ενδελεχή μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς και της λειτουργίας των Πολυεπίπεδων Αρθρωτών Μετατροπέων, εστιάζοντας στο ρόλο τους ως Μετατροπείς Πηγής Τάσης ενός Στατικού Σύγχρονου Αντισταθμιστή Αέργου Ισχύος που συνδέεται στο δίκτυο. Η κύρια συνεισφορά αυτής της εργασίας είναι η ανάπτυξη ενός δυναμικού μοντέλου προσομοίωσης στο περιβάλλον του Simulink, που υλοποιεί τις πολύπλοκες δυναμικές λειτουργίες αυτών των διατάξεων σε πραγματικά σενάρια δικτύου. Το υλοποιημένο μοντέλο ενσωματώνει μια προηγμένη τεχνική διαμόρφωσης χρησιμοποιώντας κώδικα γλώσσας C, ενισχύοντας την ακρίβεια των προσομοιώσεων του συστήματος ελέγχου. Μέσω εκτεταμένων προσομοιώσεων, επιβεβαιώνεται ακόμη η αποτελεσματικότητα των τεχνικών ελέγχου, εξασφαλίζοντας τη σταθερή λειτουργία των MMC-STATCOMs. Επιπλέον, εξετάζεται ο ρόλος των συγκεκριμένων αντισταθμιστών ισχύος στη βελτίωση της σταθερότητας του δικτύου, της ρύθμισης της τάσης και της ποιότητας της ισχύος. Η ενσωμάτωση προηγμένων δυνατοτήτων προσομοίωσης με καινοτόμες τεχνικές διαμόρφωσης σηματοδοτεί ένα σημαντικό βήμα προόδου στην κατανόηση και τη βελτιστοποίηση της απόδοσης των MMC-STATCOMs, συμβάλλοντας στην προαγωγή της ανθεκτικής και αξιόπιστης υποδομής ηλεκτρικού δικτύου.

Δομή της Διπλωματικής Εργασίας

Κεφάλαιο 2: προσφέρει μια λεπτομερή κατανόηση των θεμελιωδών αρχών που διέπουν τους Πολυεπίπεδους Αρθρωτούς Μετατροπείς και ερευνά τεχνικές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται σε MMC διατάξεις.

Κεφάλαιο 3: παρέχει πληροφορίες σχετικά με την δυναμική συμπεριφορά των MMCs, δίνοντας έμφαση στις αντίστοιχες μαθηματικές εξισώσεις, και αναλύει διαφορετικές μεθόδους ελέγχου για την ρύθμιση της αποτελεσματικής λειτουργίας των MMC συστημάτων.

Κεφάλαιο 4: εστιάζει στους STATCOMs, περιγράφοντας τις βασικές αρχές τους και τονίζοντας τον κρίσιμο ρόλο των συστημάτων ελέγχου στη διασφάλιση της βέλτιστης απόδοσής τους.

Κεφάλαιο 5: μελετά εκτενώς την υλοποίηση ενός MMC-STATCOM μοντέλου στο περιβάλλον του Simulink και παρουσιάζει την μεθοδολογία που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της προσομοίωσης, καθώς και την ανάλυση των αποτελεσμάτων.

Κεφάλαιο 6: συνοψίζει τα κύρια σημεία της διπλωματικής εργασίας και προτείνει νέες ιδέες για μελλοντική έρευνα.

Κεφάλαιο 2: Πολυεπίπεδοι Αρθρωτοί Μετατροπείς

Περιγραφή ενός Πολυεπίπεδου Αρθρωτού Μετατροπέα

Ένας Πολυεπίπεδος Αρθρωτός Μετατροπέας σε μια διάταξη διπλού αστέρα αποτελείται από έναν αριθμό βασικών κατασκευαστικών μονάδων μετατροπέων συνεχούς τάσης (Submodules - SMs) ηλεκτρονικών ισχύος. N βασικές δομικές μονάδες μετατροπέων συνδεδεμένες σε σειρά με μια επαγωγή (L_{arm}) σχηματίζουν μια μονάδα του μετατροπέα που ονομάζεται βραχίονας (arm). Δύο βραχίονες του μετατροπέα, ένας πάνω και ένας κάτω, δημιουργούν μια φάση του μετατροπέα (phase-leg). Συνδέοντας τελικά τρεις φάσεις παράλληλα μεταξύ τους ως προς την πλευρά συνεχούς ρεύματος, προκύπτει ένας Τριφασικός Πολυεπίπεδος Αρθρωτός Μετατροπέας [20].

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, οι μονάδες μετατροπέων συνεχούς τάσης αποτελούν τον πυρήνα ενός Πολυεπίπεδου Αρθρωτού Μετατροπέα. Ανάμεσα στις πολυάριθμες τοπολογίες αυτών των βασικών μονάδων μετατροπέων, οι πιο διαδεδομένες διατάξεις είναι εκείνες της πλήρους γέφυρας (FB) και της ημιγέφυρας (HB). Σχετικά με την διάταξη της ημιγέφυρας, η μονάδα μετατροπέα μπορεί να παράγει μόνο θετικά και μηδενικά επίπεδα τάσης, ενώ η διάταξη πλήρους γέφυρας μπορεί να δημιουργήσει θετικά, αρνητικά και μηδενικά επίπεδα τάσης.

Τεχνικές Διαμόρφωσης ενός Πολυεπίπεδου Αρθρωτού Μετατροπέα

Για να επιτευχθεί η επιθυμητή τάση στην έξοδο του μετατροπέα, οι καταστάσεις των διακοπών κάθε μονάδας μετατροπέων πρέπει να προσαρμοστούν ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος. Με την κατάλληλη εισαγωγή ή παράκαμψη ενός επιλεγμένου αριθμού μονάδων μετατροπέων στον βραχίονα, μπορεί να παραχθεί ένα σήμα εξόδου που συμφωνεί με μια προκαθορισμένη κυματομορφή τάσης αναφοράς. Αυτή η έγκαιρη αλλαγή των καταστάσεων των διακοπών ονομάζεται "Διαμόρφωση". Ο κύριος στόχος της διαμόρφωσης είναι να ελέγχει τις τάσεις των πυκνωτών των μονάδων μετατροπέων, ώστε να παραμένουν σε ισορροπία.

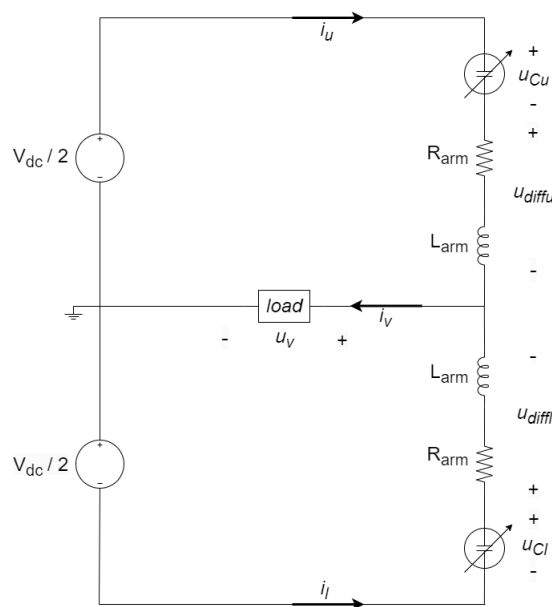
Συνήθως, οι τεχνικές διαμόρφωσης περιλαμβάνουν τη σύγκριση ενός αναφορικού σήματος με ένα υψηλής συχνότητας σήμα, που ονομάζεται Φορέας ή Φέρον (Carrier). Αυτή η σύγκριση καθορίζει την κατάλληλη στιγμή αλλαγής των καταστάσεων των διακοπών. Αυτές οι τεχνικές διαμόρφωσης πρόκειται για τις πιο διαδεδομένες για τους Πολυεπίπεδους Αρθρωτούς Μετατροπείς λόγω της απλότητάς τους, καθώς και της εύκολης υλοποίησής τους [20]. Συνήθως, εκείνες απαιτούν την χρήση ενός

φέροντος σήματος για κάθε μοναδική μονάδα μετατροπών, χρησιμοποιώντας ένα κοινό σήμα αναφοράς για όλες αυτές τις μονάδες σε κάθε βραχίονα. Ωστόσο, όσο ο αριθμός αυτών των μονάδων σε έναν μετατροπέα αυξάνεται, υπάρχει σημαντική αύξηση στον αριθμό των φορέων που απαιτούνται για τη δημιουργία ενός σήματος εξόδου με ένα μεγάλο αριθμό επιπέδων. Το γεγονός αυτό καθιστά ιδιαίτερα πολύπλοκη την διαδικασία υλοποίησης της διαμόρφωσης.

Κεφάλαιο 3: Δυναμική Συμπεριφορά και Μέθοδοι Ελέγχου Πολυεπίπεδων Αρθρωτών Μετατροπών

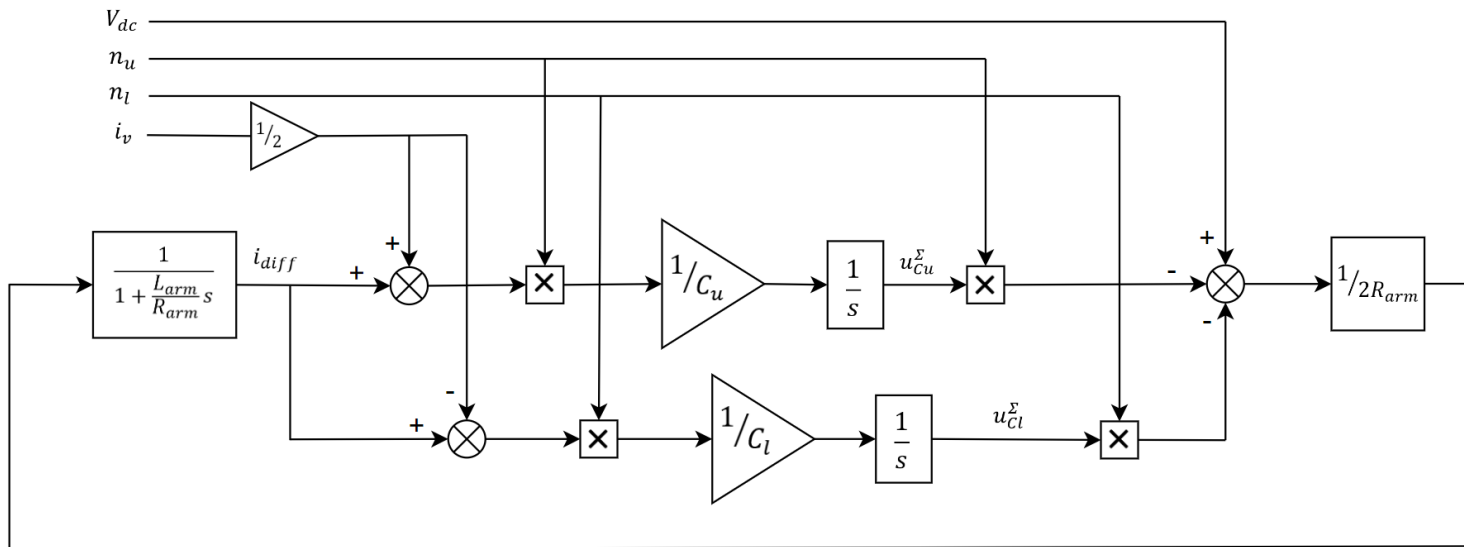
Δυναμική Συμπεριφορά Πολυεπίπεδων Αρθρωτών Μετατροπών

Για την βελτιστοποίηση της λειτουργίας ενός Πολυεπίπεδου Αρθρωτού Μετατροπέα καθίσταται απαραίτητη η κατανόηση της δυναμικής συμπεριφοράς των μεταβλητών κατάστασής του, όπως προκύπτει από τη μελέτη του μονοφασικού ισοδύναμου κυκλώματος. Το παρακάτω σχήμα αναπαριστά τη μια φάση ενός Πολυεπίπεδου Αρθρωτού Μετατροπέα:



Σχήμα 1: Μονοφασικό Ισοδύναμο Κύκλωμα ενός MMC

Αναλύοντας το παραπάνω κύκλωμα και κάνοντας μερικές παραδοχές σχετικά με την λειτουργία του μετατροπέα, προκύπτει το παρακάτω διάγραμμα που περιγράφει τη δυναμική συμπεριφορά μιας φάσης του μετατροπέα:



Σχήμα 2: Διάγραμμα της δυναμικής συμπεριφοράς μιας φάσης του MMC

Εσωτερικό Ρεύμα

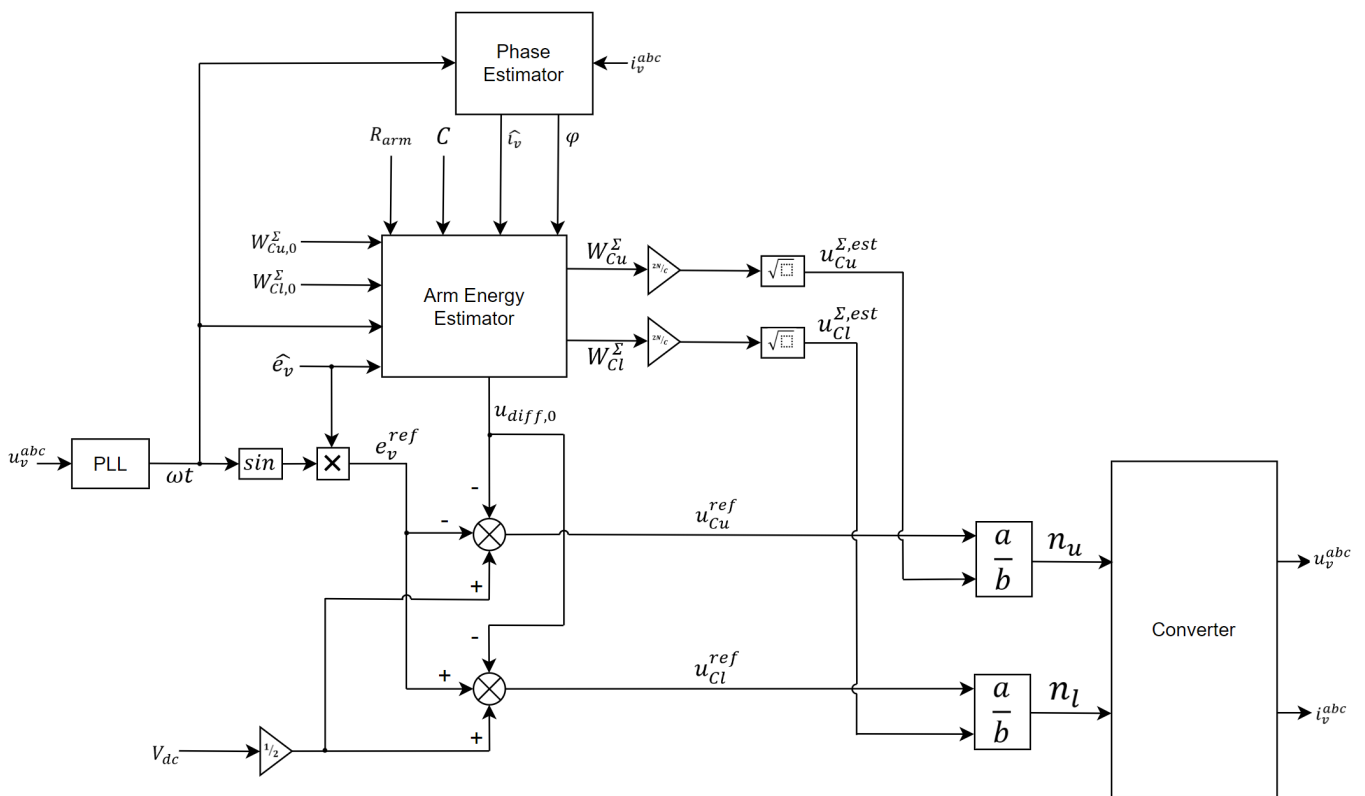
Όπως φαίνεται και στο παραπάνω διάγραμμα, σημαντικό ρόλο στη δυναμική συμπεριφορά των Πολυεπίπεδων Αρθρωτών Μετατροπέων διαδραματίζει το ρεύμα i_{diff} , το οποίο πρόκειται για το εσωτερικό ρεύμα που ρέει μεταξύ των μονάδων μετατροπέων εντός μιας φάσης του μετατροπέα. Το ρεύμα αυτό δεν συνεισφέρει στο ρεύμα φορτίου, ωστόσο μπορεί να εισάγει αρμονικές χαμηλής τάξης στο σύστημα. Οι αρμονικές αυτές οφείλονται σε πιθανές ανισορροπίες και διακυμάνσεις της τάσης των πυκνωτών των μονάδων μετατροπέων, καθώς και την επιλογή των μεθόδων ελέγχου. Η διατήρηση του εσωτερικού ρεύματος σε χαμηλές τιμές, καθώς και η εξάλειψη του αρμονικού του περιεχομένου είναι καθοριστικής σημασίας για την αποφυγή αυξημένων απωλειών, θερμικών προβλημάτων και μειωμένης αποδοτικότητας του μετατροπέα.

Ελεγκτής Ανοιχτού Βρόγχου

Για τον έλεγχο των μεταβλητών κατάστασης του συστήματος, καθώς και τη μείωση των αρμονικών του εσωτερικού ρεύματος, απαιτείται η υλοποίηση ενός συστήματος ελέγχου. Ο έλεγχος αυτός μπορεί να υλοποιηθεί μέσω μιας στρατηγικής ανοιχτού βρόγχου, η οποία βασίζεται στις εκτιμήσεις των μεταβλητών κατάστασης και τελικά στον καθορισμό των κατάλληλων τιμών των δεικτών εισαγωγής n_u και n_l . Στόχος του Ελεγκτή Ανοιχτού Βρόγχου είναι να περιορίζει το ρεύμα i_{diff} και να επιφέρει ισορροπία μεταξύ των τάσεων των μονάδων μετατροπέων, καθώς και μεταξύ

των δύο βραχιόνων. Για την υλοποίηση του ελεγκτή θεωρούμε ότι ο μετατροπέας βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του.

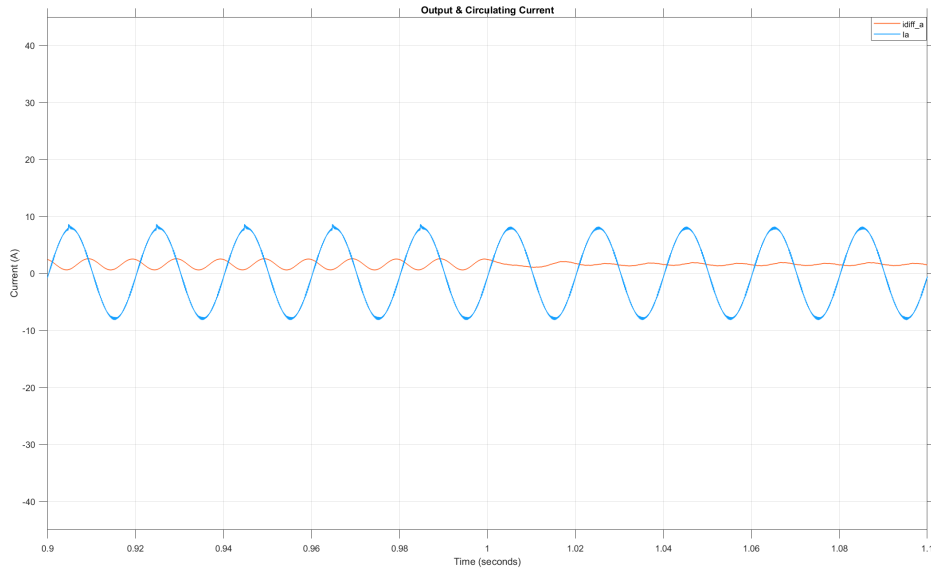
Ο προσδιορισμός των κατάλληλων τάσεων αναφοράς από τον ελεγκτή βασίζεται στον υπολογισμό της συνολικής ενέργειας του κάθε βραχίονα. Συγκεκριμένα, ο ελεγκτής εκτιμά τη στιγμιαία διακύμανση της ενέργειας σε κάθε βραχίονα και μέσω αυτής τη διακύμανση της τάσης πυκνωτών για τον πάνω και τον κάτω βραχίονα αντίστοιχα. Οι εκτιμήσεις αυτές χρησιμοποιούνται στο σήμα αναφοράς του μετατροπέα και έχουν στόχο την ελεγχόμενη και σταθερή λειτουργία του συστήματος.



Σχήμα 3: Διάγραμμα του Ελεγκτή Ανοιχτού Βρόγχου

Αποτελέσματα του Ελέγχου Ανοιχτού Βρόγχου

Στο σχήμα 4 απεικονίζεται ένα στιγμιότυπο του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα, καθώς και του ρεύματος i_{diff} κατά την ενεργοποίηση του Ελέγχου Ανοιχτού Βρόγχου στο 1sec. Είναι φανερό ότι η χρήση του Ελεγκτή Ανοιχτού Βρόγχου οδηγεί στον περιορισμό των αρμονικών συνιστωσών στο ρεύμα του μετατροπέα, καθώς επίσης και στην διατήρηση σταθερού εσωτερικού ρεύματος. Αυτή η απόκριση επιβεβαιώνει την αποτελεσματικότητα της συγκεκριμένης στρατηγικής ελέγχου.



Σχήμα 4: Διαφοροποίηση του ρεύματος i_{diff} μέσω του Ελέγχου Ανοιχτού Βρόγχου

Κεφάλαιο 4: Στατικός Σύγχρονος Αντισταθμιστής Αέργου Ισχύος

Περιγραφή ενός Στατικού Σύγχρονου Αντισταθμιστή Αέργου Ισχύος

Ο Στατικός Σύγχρονος Αντισταθμιστής Αέργου Ισχύος είναι μια συσκευή που βασίζεται στην χρήση ηλεκτρονικών ισχύος και χρησιμοποιείται στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας για την αντιστάθμιση της αέργου ισχύος και τον έλεγχο της τάσης. Η συσκευή αυτή είναι σχεδιασμένη για να ρυθμίζει την τάση ενός ζυγού του ηλεκτρικού συστήματος μέσω της δυναμικής προσαρμογής της ροής αέργου ισχύος. Ο STATCOM είναι ικανός είτε να παράγει είτε να απορροφά άεργο ισχύ από το δίκτυο ανάλογα με τις ανάγκες διατήρησης των επιθυμητών επιπέδων τάσης και βελτίωσης της ευστάθειας του συστήματος. Η τοπολογία αυτής της διάταξης απαρτίζεται συνήθως από έναν Μετατροπέα Πηγής Τάσης συνδεδεμένο σε σειρά με ένα επαγωγικό στοιχείο.

Κατά την σύνδεση ενός Στατικού Σύγχρονου Αντισταθμιστή Αέργου Ισχύος με το δίκτυο, το σύστημα ελέγχου του αντισταθμιστή διαδραματίζει καθοριστικό ρόλο, συμβάλλοντας στην βελτίωση της ευστάθειας και της απόδοσης του συνολικού συστήματος. Το σύστημα ελέγχου αποτελεί το "μυαλό" του STATCOM και είναι σχεδιασμένο για να καθοδηγεί τη λειτουργία του Μετατροπέα Πηγής Τάσης. Επιπλέον, είναι υπεύθυνο για να προσαρμόζει δυναμικά τη ροή αέργου ισχύος για την κατάλληλη ρύθμιση της τάσης και τη βελτίωση των χαρακτηριστικών του συστήματος. Ένας αποτελεσματικός έλεγχος εξασφαλίζει γρήγορη αντίδραση σε μεταβαλλόμενες

συνθήκες του δικτύου, διαταραχές και μεταβαλλόμενα φορτία, διατηρώντας τα επιθυμητά επίπεδα τάσης και ισχύος.

Υπάρχουν αρκετές στρατηγικές ελέγχου που εφαρμόζονται σε έναν STATCOM που συνδέεται στο δίκτυο και μπορούν να εξασφαλίσουν την ευστάθεια, τη ρύθμιση τάσης και τη συνολική ποιότητα ισχύος του συνδεδεμένου δικτύου. Μερικές από τις πιο δημοφιλείς στρατηγικές ελέγχου περιλαμβάνουν τον Έλεγχο Τάσης, τον Έλεγχο Ρεύματος και τον Έλεγχο Ισχύος.

Κεφάλαιο 5: Υλοποίηση Προσομοίωσης και Αποτελέσματα

Τεχνική Διαμόρφωσης του Πολυεπίπεδου Αρθρωτού Μετατροπέα

Η Μέθοδος Διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στην παρούσα διπλωματική εργασία βασίζεται στην τεχνική διαμόρφωσης ενός φέροντος σήματος. Πιο συγκεκριμένα, κατά την τεχνική αυτή χρησιμοποιούνται τρεις όμοιοι διαμορφωτές, ένας για κάθε φάση του μετατροπέα. Υλοποιημένοι σε κώδικα γλώσσας C εντός του περιβάλλοντος Simulink, οι διαμορφωτές λαμβάνουν σαν είσοδο κανονικοποιημένα σήματα αναφοράς (ένα για κάθε βραχίονα), δύο τριγωνικά φέροντα σήματα (ένα για κάθε βραχίονα με διαφορά φάσης π rad), καθώς και τις τάσεις και τα ρεύματα των βραχιόνων, προκειμένου να δώσουν στην έξοδο τις τρέχουσες καταστάσεις των IGBTs διακοπτών. Λειτουργώντας σε διακριτό χρονικό πλαίσιο με καθορισμένο χρόνο δειγματοληψίας, ο διαμορφωτής υπολογίζει σε κάθε χρονικό βήμα τόσο το ακέραιο όσο και το δεκαδικό μέρος του σήματος αναφοράς για τον πάνω και κάτω βραχίονα. Υποθέτοντας τακτική δειγματοληψία, το δεκαδικό μέρος μπορεί να θεωρηθεί σταθερό μέσα σε κάθε χρονικό κενό. Κάνοντας λοιπόν σύγκριση του δειγματοληπτημένου δεκαδικού μέρους με το σήμα του φορέα, ενημερώνονται συνεχώς οι καταστάσεις μεταγωγής των διακοπτών. Ο αριθμός των μονάδων μετατροπέων που εισάγονται στο κύκλωμα εξαρτάται από την τρέχουσα τιμή του ακέραιου μέρους της αναφοράς και ελέγχεται από τις συναρτήσεις "floor" και "ceiling" για την προσέγγιση του σήματος στο πλησιέστερο επίπεδο τάσης.

Μέθοδος Επιλογής του κατάλληλου SM

Για την διατήρηση της ευστάθειας και την αποδοτικότητα του συστήματος απαιτείται ισορροπία μεταξύ των τάσεων των πυκνωτών των μονάδων μετατροπέων, προκειμένου να μειωθούν οι παραμορφώσεις των κυματομορφών και να βελτιωθεί η συνολική αξιοπιστία του μετατροπέα. Η ισορροπία των πυκνωτών επιτυγχάνεται μέσω συνεχών μετρήσεων και ταξινομήσεων των τάσεων των πυκνωτών των μονάδων

μετατροπέων, προκειμένου να επιλεχθεί η κατάλληλη μονάδα μετατροπέων για εισαγωγή ή παράκαμψη και να έχουμε τελικά ομοιόμορφη κατανομή ενέργειας μέσα σε ένα βραχίονα.

Η διαδικασία καθορισμού της κατάλληλης μονάδας μετατροπέων αποτελεί κρίσιμη πτυχή κατά την υλοποίηση του τριφασικού μετατροπέα και βασίζεται σε τέσσερα βασικά κριτήρια:

- Την αύξουσα σειρά των τάσεων πυκνωτών των μονάδων μετατροπέων που προκύπτει από τον αλγόριθμο ταξινόμησης
- Την κατεύθυνση των ρευμάτων των δύο βραχιόνων
- Την τρέχουσα λειτουργική κατάσταση των διακοπών των μονάδων μετατροπέων
- Τον αριθμό των μονάδων μετατροπέων που πρέπει να εισαχθούν ή να παρακαμφθούν

Αρχικά, οι μονάδες μετατροπέων ταξινομούνται ανάλογα με τις τάσεις των πυκνωτών. Ανάλογα λοιπόν με την ανάγκη εισαγωγής ή παράκαμψης μιας μονάδας μετατροπέων, την φορά του ρεύματος, καθώς και την τρέχουσα κατάσταση των διακοπών των μονάδων, επιλέγεται η κατάλληλη μονάδα. Για παράδειγμα, όταν απαιτείται εισαγωγή μιας μονάδας μετατροπέων και το ρεύμα έχει φορά τέτοια που φορτίζει τους πυκνωτές, επιλέγεται η μονάδα που βρίσκεται εκτός κυκλώματος και έχει την χαμηλότερη δυνατή τάση. Η μέθοδος αυτή εφαρμόζεται σε κάθε χρονικό βήμα, διατηρώντας έτσι την ισορροπία των τάσεων των πυκνωτών.

Υλοποίηση του STATCOM στο περιβάλλον του Simulink

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, ένα σύστημα ελέγχου διαδραματίζει κρίσιμο ρόλο τόσο στη ρυθμίστη της τάσης όσο και στον έλεγχο της ανταλλαγής αέργου ισχύος με το δίκτυο. Στην συγκεκριμένη διπλωματική εργασία υλοποιούνται γραμμικοί ελεγκτές αναλογικού και ολοκληρωτικού μέρους (PI ελεγκτές), προκειμένου να ελέγχεται η λειτουργία του μετατροπέα. Ένας PI ελεγκτής αποτελείται από δύο κύρια μέρη: το "Αναλογικό" μέρος, που αντιδρά απευθείας στο σφάλμα, και το "Ολοκληρωτικό" μέρος, που συσσωρεύει προηγούμενα σφάλματα. Αυτός ο συνδυασμός επιτρέπει ευσταθή και ακριβή ρύθμιση του μεγέθους που ελέγχεται (ρεύμα, τάση ή ισχύ).

Στο μοντέλο προσομοίωσης, το σύστημα ελέγχου του STATCOM απαρτίζεται από τρία βασικά στοιχεία: έναν βρόγχο κλειδώματος φάσης (Phase-Locked Loop - PLL), πλαίσιο μετασχηματισμού από abc σε dq συνιστώσες τάσης και ρεύματος και δύο PI ελεγκτές ρεύματος (έναν για την συνιστώσα d και έναν για την συνιστώσα q του ρεύματος). Αρχικά, το PLL συγχρονίζεται με την τάση του ζυγού φορτίου

και δίνει στην έξοδό του την γωνία $\theta = \omega t$. Η γωνία αυτή είναι απαραίτητη για τον σωστό μετασχηματισμό από abc στις αντίστοιχες dq συνιστώσες. Στην προσομοίωση, χρησιμοποιούνται δύο πλαίσια μετασχηματισμού abc-dq: ένα για την τάση του ζυγού φορτίου και ένα για το ρεύμα του μετατροπέα. Οι ποσότητες dq περνούν από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο και οδηγούνται στη συνέχεια στους αντίστοιχους PI ελεγκτές.

Θεωρώντας λοιπόν προσανατολισμό, τέτοιο ώστε να μηδενίζεται η q συνιστώσα της τάσης ($U_{conv}^q = 0$) και λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις της ενεργού και αέργου ισχύος προκύπτει ότι:

$$P = \frac{3}{2} \operatorname{Re}(U_{qd} I_{qd}^*) = \frac{3}{2} (U_{conv}^d I_{conv}^d + U_{conv}^q I_{conv}^q) = \frac{3}{2} U_{conv}^d I_{conv}^d \quad (1)$$

$$Q = \frac{3}{2} \operatorname{Im}(U_{qd} I_{qd}^*) = \frac{3}{2} (U_{conv}^q I_{conv}^d - U_{conv}^d I_{conv}^q) = -\frac{3}{2} U_{conv}^d I_{conv}^q \quad (2)$$

Είναι φανερό ότι μέσω ελέγχου της d συνιστώσας του ρεύματος μπορεί να ρυθμιστεί η ενεργός ισχύς, ενώ ο έλεγχος της αέργου ισχύος επιτυγχάνεται με τον έλεγχο της q συνιστώσας του ρεύματος. Ωστόσο, η ενεργός ισχύς θα πρέπει να παραμείνει ιδανικά μηδενική, και έτσι η d συνιστώσα του ρεύματος πρέπει να ισούται με μηδέν ($I_{conv}^d = 0$).

Κατά την υλοποίηση του μοντέλου στο περιβάλλον του Simulink, ο ελεγκτής ρεύματος i , όπου $i = d$ ή q (για τον ελεγκτή ρεύματος d και q αντίστοιχα), λαμβάνει ως είσοδο την πραγματική συνιστώσα i του ρεύματος που ρέει στον μετατροπέα και μια σταθερή αναφορά ρεύματος. Σε κάθε χρονικό βήμα υπολογίζει τα σφάλματα μεταξύ ιδανικού και πραγματικού ρεύματος και χρησιμοποιεί το αναλογικό και ολοκληρωτικό του μέρος για να προσδιορίσει την απαιτούμενη τιμή τάσης για το μηδενισμό του σφάλματος. Ανάλογα με το επιθυμητό επίπεδο του ρεύματος που ρέει στον μετατροπέα, επιλέγονται κατάλληλες τιμές για τα ρεύματα αναφοράς. Συγκεκριμένα, και για τις δύο συνιστώσες d και q του ρεύματος, το ρεύμα αναφοράς ορίζεται στο μηδέν. Να σημειωθεί ότι εξωτερικά του κάθε ελεγκτή προστίθεται και ένας όρος που αποτελεί την προστροφοδότηση της τάσης του ζυγού φορτίου, με σκοπό τη βελτιστοποίηση της απόκρισης του συστήματος σε πιθανές διαταραχές. Σχετικά με τις τιμές των κερδών του αναλογικού και ολοκληρωτικού μέρους (K_p and K_i αντίστοιχα), αξίζει να τονιστεί ότι η επιλογή τους αποτελεί καθοριστική διαδικασία για την αποδοτική λειτουργία και τη γρήγορη απόκριση των ελεγκτών ρεύματος.

Αποτελέσματα Προσομοίωσης

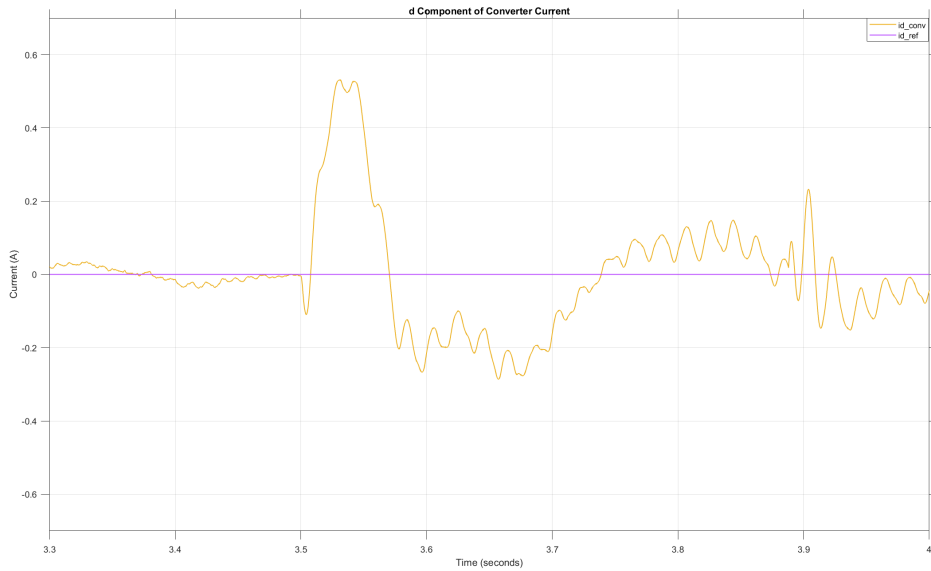
Το μοντέλο προσομοίωσης που υλοποιείται στο περιβάλλον του Simulink χρησιμοποιεί τις παραμέτρους του κυκλώματος που περιγράφονται στον πίνακα 1.

Τοπολογία Μονάδας Μετατροπέων	Ημιγέφυρα
Αριθμός Μονάδων Μετατροπέων ανά Βραχίονα	$N = 3$
Θεμελιώδης Ισχύς	$S = 4.3kVA$
Θεμελιώδες Φασικό Ρεύμα	$I_n = 9.9304A$
Θεμελιώδης Συχνότητα	$f_N = 50Hz$
Συχνότητα Φορέα	$f_{car} = 5kHz$
Πυκνωτής Μονάδας Μετατροπέων	$C = 5mF$
Αυτεπαγωγή Βραχίονα	$L_{arm} = 2mH$
Αντίσταση Βραχίονα	$R_{arm} = 0.1\Omega$
Αυτεπαγωγή Διασύνδεσης	$L_s = 0.0069H$
Αντίσταση Διασύνδεσης	$R = 0.05\Omega$
Αναλογικό Κέρδος του Ελεγκτή Ρεύματος	$K_p = 1.5249$
Ολοκληρωτικό Κέρδος του Ελεγκτή Ρεύματος	$K_i = 54.9306$

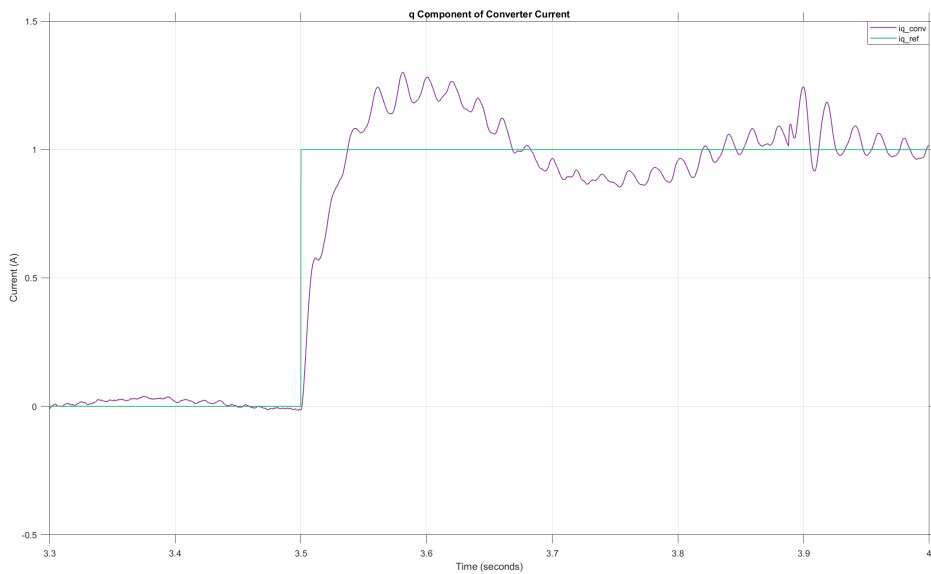
Πίνακας 1: Παράμετροι Προσομοίωσης

Για να αξιολογηθεί η αποτελεσματικότητα των PI ελεγκτών και να επαληθευτεί η σωστή κατεύθυνση των συνιστωσών ρεύματος, υλοποιείται μια βηματική αλλαγή στην αναφορά της q συνιστώσας του ρεύματος στα $t = 3.5sec$, αυξάνοντάς την στο $1A$.

Το σχήμα 5 παρουσιάζει τις d και q συνιστώσες του ρεύματος του μετατροπέα. Και οι δύο συνιστώσες του ρεύματος παραμένουν στο μηδέν, σύμφωνα με τις αντίστοιχες αναφορές τους. Μετά από την βηματική αλλαγή στην q συνιστώσα του ρεύματος, ο αντίστοιχος ελεγκτής ρεύματος αντιδρά γρήγορα σε αυτή τη μεταβολή, οδηγώντας την q συνιστώσα στην σωστή κατεύθυνση. Ωστόσο, παρατηρούνται ορισμένες ταλαντώσεις και στις δύο συνιστώσες ρεύματος που πιθανόν οφείλονται στην υλοποίηση της διαμόρφωσης στο περιβάλλον της προσομοίωσης.



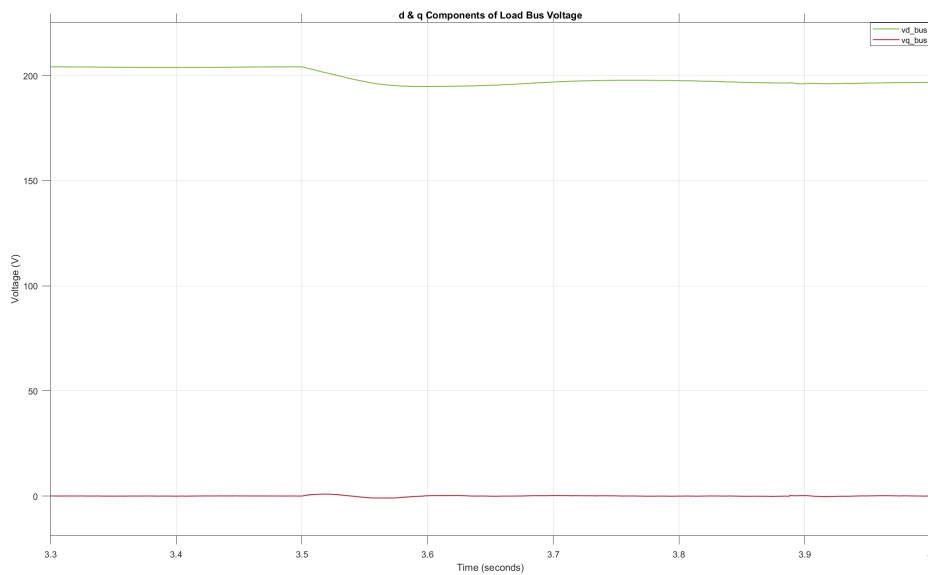
(α') d συνιστώσα του ρεύματος μετατροπέα



(β') q συνιστώσα του ρεύματος μετατροπέα

Σχήμα 5: d και q συνιστώσες του ρεύματος μετατροπέα

Το σχήμα 6 δείχνει τις d και q συνιστώσες της τάσης του ζυγού φορτίου κατά τη διάρκεια της προηγούμενης μεταβολής. Όπως αναμενόταν, η q συνιστώσα της τάσης του ζυγού παραμένει σταθερά στο μηδέν κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης, ακολουθώντας τον επιθυμητό προσανατολισμό. Αντίθετα, η d συνιστώσα της τάσης του ζυγού εμφανίζει πτώση μετά από την αλλαγή στην αναφορά ρεύματος. Αξίζει να σημειωθεί ότι λόγω απουσίας ελέγχου της τάσης, η τάση του ζυγού αποκλίνει από την ονομαστική της τιμή όταν προκαλούνται τέτοια μεταβατικά. Το αποτέλεσμα είναι αναμενόμενο, καθώς το σύστημα χρησιμοποιεί μόνο ελεγχτές ρεύματος χωρίς καμία ρύθμιση τάσης.



Σχήμα 6: d και q συνιστώσες της τάσης του ζυγού φορτίου

Κεφάλαιο 6: Συμπεράσματα και Προοπτικές

Συμπεράσματα

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία εξετάζει εκτενώς την τοπολογία του Πολυεπίπεδου Αρθρωτού Μετατροπέα, με έμφαση στις εφαρμογές του σε Στατικούς Σύγχρονους Αντισταθμιστές Αέργου Ισχύος που συνδέονται στο δίκτυο. Η έρευνα προσφέρει πολλαπλές δυνατότητες, ιδιαίτερα σε τεχνικές διαμόρφωσης και μεθόδους ισορροπίας τάσης των πυκνωτών των μονάδων μετατροπέων. Η προτεινόμενη μέθοδος επιλογής της κατάλληλης μονάδας μετατροπέων παρουσιάζει υψηλή αποτελεσματικότητα, βελτιστοποιώντας την χρονική πολυπλοκότητα του συστήματος, ακόμα και για υψηλό αριθμό μονάδων. Η διπλωματική εργασία επικεντρώνεται επίσης στη δυναμική ανάλυση της συμπεριφοράς των MMCs, αναδεικνύοντας την υλοποίηση ενός Ελεγκτή Ανοικτού Βρόχου με υψηλές επιδόσεις στην ισορροπία ενέργειας και τον έλεγχο των τάσεων πυκνωτών.

Επιπρόσθετα, τονίζεται η σημασία της λειτουργίας ενός MMC-STATCOM, ο οποίος σε ακολουθία με το δίκτυο, καταφέρνει να συγχρονίζεται με την τάση του και να σταθεροποιεί τη συχνότητα και την φάση του. Η υλοποίηση των PI ελεγκτών ρεύματος εξασφαλίζει ακριβή έλεγχο στη διατήρηση της τάσης του δικτύου εντός ορισμένων ορίων. Συνολικά, ο MMC-STATCOM επιτυγχάνει να βελτιώσει την λειτουργία του συστήματος, μειώνοντας τις διακυμάνσεις της τάσης μέσω της ανταλλαγής αέργου ισχύος με το δίκτυο.

Όλες οι παραπάνω λειτουργίες υλοποιήθηκαν μέσω προσομοίωσης στο περιβάλλον του Simulink, και επιβεβαιώθηκαν και σε υπολογιστικό επίπεδο. Η διαδικασία υλοποίησης του MMC στο Simulink, και ειδικότερα η υλοποίηση της διαμόρφωσης μέσω χρήσης κώδικα σε γλώσσα C, ήταν πράγματι χρονοβόρα και δημιούργησε πολλαπλές προκλήσεις. Παρά τις δυσκολίες, η χρήση κώδικα προσέφερε πολλαπλά οφέλη, καθώς το μοντέλο εκτελείται αποδοτικά, ενώ οι παράμετροί του μπορούν να γενικευθούν και να τροποποιηθούν εύκολα. Επιπλέον, η διαδικασία υλοποίησης της εναλλαγής των διακοπών ήταν ιδιαίτερος δύσκολη και πιθανότατα αποτελεί τον λόγο για τον οποίο παρατηρούνται πολλαπλές ταλαντώσεις στις κυματομορφές. Ωστόσο, καταφέραμε να υλοποιήσουμε επιτυχώς ένα ακριβές μοντέλο προσομοίωσης συμπεριλαμβανομένων των διακοπτικών φαινομένων και της διαμόρφωσης.

Μελλοντικές Προοπτικές

Η παρούσα Διπλωματική Εργασία αποσκοπεί στην μελέτη των βασικών αρχών λειτουργίας της τοπολογίας ενός MMC, προσφέροντας πολλαπλές δυνατότητες για περαιτέρω έρευνα στον τομέα. Οι κύριες προοπτικές για το μέλλον περιλαμβάνουν:

- Βελτιστοποιήσεις στον σχεδιασμό των PI ελεγκτών
- Χρήση PI ελεγκτή τάσης
- Εφαρμογές διαμόρφωσης δικτύου
- Επίδραση της μεταβολής του χρονικού βήματος στη συμπεριφορά της προσομοίωσης και την απόδοση του ελέγχου
- Προσομοίωση πραγματικού χρόνου του μετατροπέα

Chapter 1

Introduction

1.1 Introduction to STATCOMs and MMCs

In recent years, the demand and quality of the electricity of the Electric Power Systems (EPS) have been critical issues, due to the continuous integration of renewable energy sources into the grid and the increase in electricity demand. These developments require ensuring the quality and stability of the supplied electric power. A key device addressing these challenges is the Static Synchronous Compensator (STATCOM).

A Static Synchronous Compensator is a shunt-connected device which is used in transmission networks to control and stabilize voltage by compensating for reactive power. The STATCOM is categorized under Flexible AC Transmission Systems (FACTS).

The STATCOM is utilized to enhance the reliability and efficiency of electrical grids by maintaining voltage levels and reducing voltage fluctuations. Its operation relies on power electronics technology, enabling it to make rapid and precise adjustments to grid conditions. Specifically, it employs a Voltage-Source Converter (VSC) that can either generate or absorb reactive power. This thesis introduces a Modular Multilevel Converter (MMC) as part of the STATCOM system.

The Modular Multilevel Converter is considered one of the most promising topologies for high-voltage and high-power applications in power electronics. This type of converter has revolutionised the capabilities of power conversion technologies and has become the global standard for High-Voltage DC (HVDC) transmission systems.

The Modular Multilevel Converter was first proposed in 2003 by Marquardt,

Lesnicar and Glinka [10]. This breakthrough was largely built upon the foundational concept of modular topologies, initially suggested by Alesina and Venturini in 1981 [3]. What sets the MMC apart from other multilevel topologies is its construction: the converter comprises series-connected submodules (SMs). This unique feature not only simplifies design and manufacturing, but also provides a degree of fault tolerance, given that the converter's operation is not dependent on each individual submodule. Additionally, this topology offers high reliability and presents opportunities to implement fault handling strategies.

The MMC is categorized under VSCs and is widely utilized in various applications, offering greater efficiency and flexibility compared to traditional two- and three-level VSCs. Moreover, its attributes, such as low switching frequency, minimal harmonic distortion, scalable system design, and adaptable control, have expanded the MMC's appeal beyond just HVDC applications.

1.2 Objective of this Thesis

The objective of this thesis is to comprehensively explore the dynamic behaviour of Modular Multilevel Converters, utilized as Voltage-Source Converters in a Static Synchronous Compensator connected to the grid. Through an in-depth examination of fundamental principles, modulation and control methods, this research aims to clarify how MMCs work as VSCs in grid-connected STATCOMs. The implementation of simulations using the Simulink environment provides validation of the proposed MMC-STATCOM model. Ultimately, this thesis targets to advance the understanding of MMC-STATCOM systems and pave the way for their broader application in modern power systems engineering.

1.3 Contributions of this Thesis

This thesis presents detailed research on MMCs, focusing on their application as VSCs in grid-connected STATCOMs. A pivotal contribution of this work is the development of a dynamic simulation model in Simulink environment, meticulously implemented to capture the complex operational dynamics of MMC-STATCOMs within real-world grid scenarios. Central to this simulation setup is the integration of a sophisticated modulation technique, implemented using C code, which enhances the accuracy of control system simulations. Through extensive simulation studies conducted with this model, control strategies have

been evaluated, proving their effectiveness in ensuring stable and high-performance operation of MMC-STATCOMs. The thesis further explores the interconnected operation of MMC-STATCOMs within the grid, shedding light on their pivotal role in enhancing grid stability, voltage regulation, and power quality. Moreover, by validating proposed control algorithms through simulations, this research provides practical insights and solutions for the effective deployment of grid-connected MMC-STATCOMs. The integration of advanced simulation capabilities with innovative modulation techniques marks a significant step forward in the understanding and optimization of MMC-STATCOM performance, contributing to the advancement of resilient and reliable electrical grid infrastructure.

1.4 Structure of this Thesis

Chapter 2: provides an in-depth understanding of the fundamental principles of Modular Multilevel Converters and explores modulation techniques employed in MMC systems.

Chapter 3: gives insight into the dynamic behavior of MMCs, based on mathematical equations, and analyzes different control methods utilized to regulate the operation of MMC systems effectively.

Chapter 4: focuses on Static Synchronous Compensators, describing the main principles of a Static Synchronous Compensator and emphasizing the critical role of control systems in ensuring the optimal performance of STATCOM devices.

Chapter 5: details the implementation of an MMC-STATCOM model within the Simulink environment, presents the methodology employed for the simulations and provides an analysis of the results obtained from the implemented model.

Chapter 6: summarizes the key points described in this project and suggests new ideas for future research.

Chapter 2

Modular Multilevel Converters (MMCs)

2.1 Topological Structure of MMCs

2.1.1 Description of the MMC topology

A generalized configuration of a three-phase Modular Multilevel Converter is illustrated in Figure 2.1.

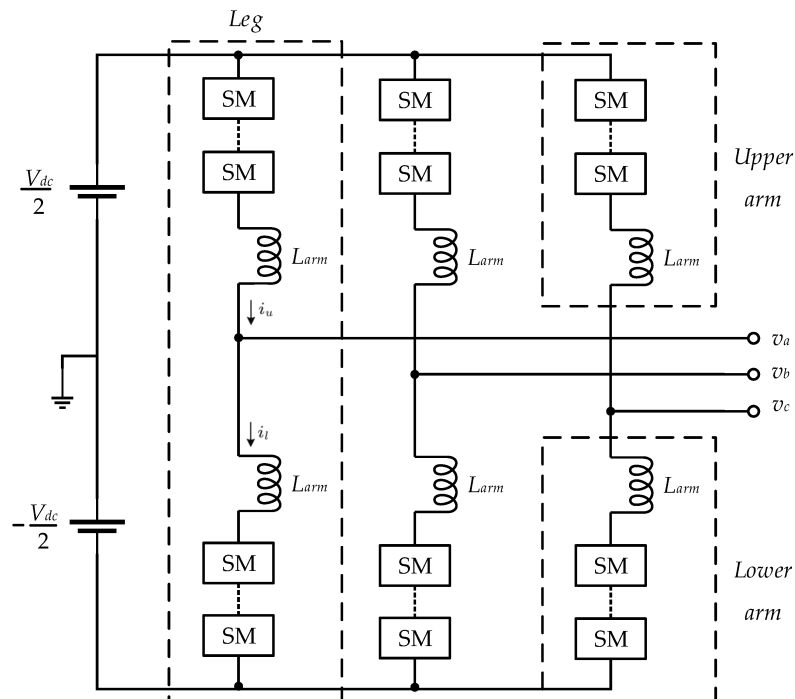


Figure 2.1: Generalized configuration of a three-phase MMC [1]

As previously mentioned, an MMC in a double star configuration consists of a number of basic building blocks, called "submodules" (SMs) or "cells". A number of N submodules connected in series together with an arm inductor (L_{arm}) form a converter unit called an "arm". Two converter arms, one upper and one lower, are used to build the so-called "leg". Ultimately, by connecting three legs (each representing a phase) in parallel towards a DC link, we obtain a three-phase Modular Multilevel Converter [18].

In an MMC configuration, the arm inductors, denoted as L_{arm} , primarily serve to restrict the circulating current that flows within the converter, a consequence of voltage differences between the upper and the lower arm. Specifically, when the SMs switch states, a voltage step occurs across the arm. These instantaneous voltage shifts can lead to large current peaks, which the arm inductors effectively curtail. Additionally, these inductors play a role in filtering out high-frequency current components.

The output voltage of the arm is derived from the cumulative voltages of the SMs active in the circuit. Thus, if an MMC incorporates a large number of SMs, the output voltage will be very close to a sinusoidal waveform, attributable to the multitude of voltage levels the converter can generate.

2.1.2 MMC Submodules (SMs)

The submodules are considered the core of a Modular Multilevel Converter. Among the many SM topologies and configurations available, the half-bridge (HB) and full-bridge (FB) configurations are most commonly used [24]. While the half-bridge SM can produce only positive or zero voltage levels, the full-bridge SM is capable of generating positive, negative, and zero voltage levels. However, the full-bridge SM requires a greater number of electronic components.

Half-Bridge SMs

The HB-Submodule illustrated in Figure 2.2 represents the simplest and most commonly used SM topology for an MMC [8].

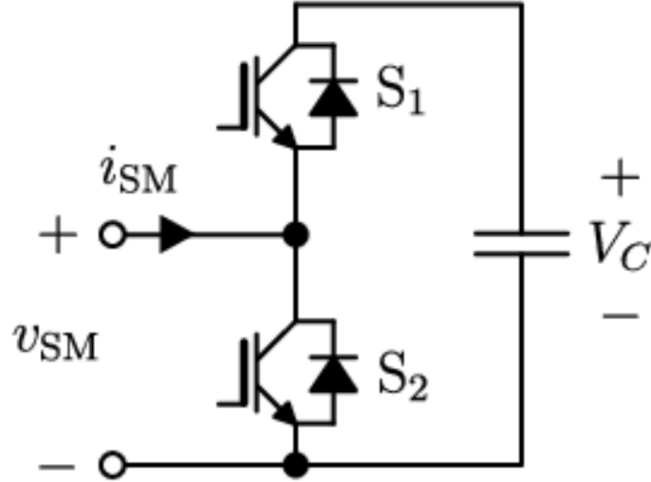
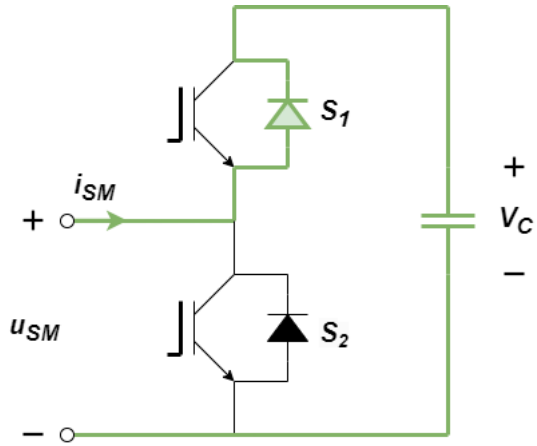


Figure 2.2: Half-Bridge Submodule

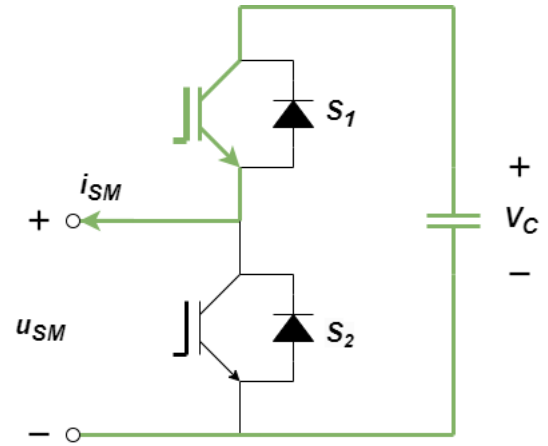
The HB-SM is a simple circuit comprising a capacitor and two insulated-gate bipolar transistor (IGBT) switches, S_1 and S_2 , each paired with antiparallel diodes, D_1 and D_2 , respectively. This submodule can produce two voltage levels: V_C when the capacitor is inserted into the current path, and $0V$ when the capacitor is bypassed. Table 2.1 details the different switching states of the HB-SM, while Figure 2.3 shows the current paths in the different switching states. This thesis utilizes HB-SMs in the implemented Simulink model.

<i>Subfigure</i>	S_1	S_2	u_{SM}	<i>SMstate</i>	<i>SMCapacitor</i>	<i>CurrentPath</i>
(a)	1	0	V_C	inserted	charged	$i_{SM} > 0$
(b)	1	0	V_C	inserted	discharged	$i_{SM} < 0$
(c)	0	1	0	bypassed	-	$i_{SM} > 0$
(d)	0	1	0	bypassed	-	$i_{SM} < 0$

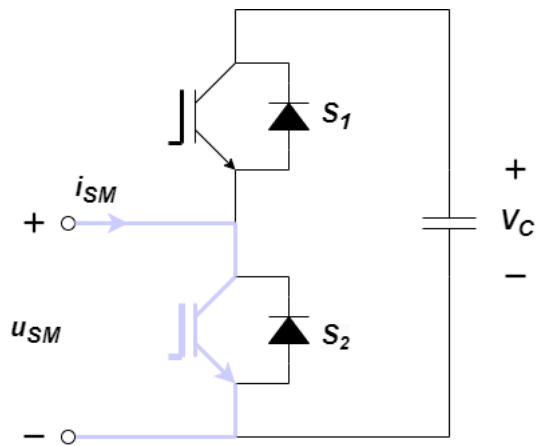
Table 2.1: Different switching states for a HB-SM



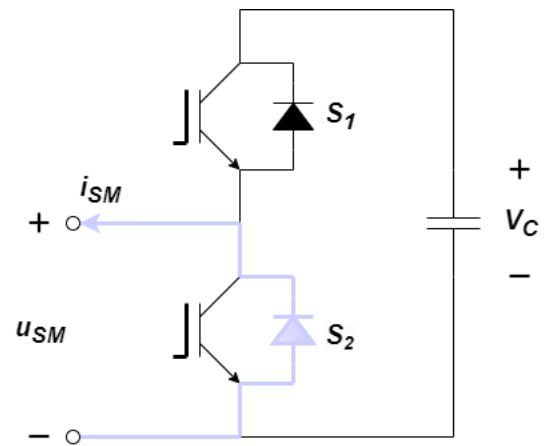
(a) Switch S_1 on, $i_{SM} > 0$,
 $u_{SM} = V_C$



(b) Switch S_1 on, $i_{SM} < 0$,
 $u_{SM} = V_C$



(c) Switch S_2 on, $i_{SM} > 0$,
 $u_{SM} = 0$



(d) Switch S_2 on, $i_{SM} < 0$,
 $u_{SM} = 0$

Figure 2.3: Different switching states for a HB-SM

Full-Bridge SMs

A FB-Submodule is presented in Figure 2.4.

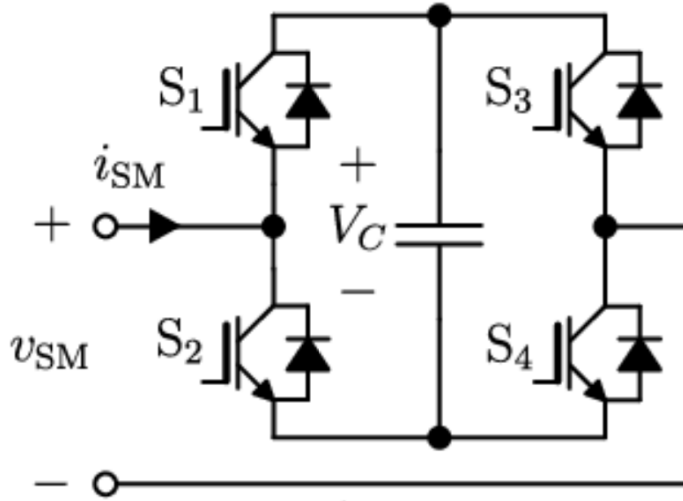


Figure 2.4: Full-Bridge Submodule

The FB-SM consists of a capacitor and four IGBT switches, S_i , each paired with antiparallel diodes, D_i , where $i \in \{1, 2, 3, 4\}$. This submodule can produce three voltage levels: $\pm V_C$ or $0V$. A detailed overview of the switching states for the FB-SM can be found in Table 2.2. For clarity, Figure 2.5 illustrates the current paths for these states.

<i>Subfigure</i>	S_1	S_2	S_3	S_4	u_{SM}	<i>SMstate</i>	<i>SMCapacitor</i>	<i>CurrentPath</i>
(a)	1	0	0	1	V_C	inserted	charged	$i_{SM} > 0$
(b)	1	0	0	1	V_C	inserted	discharged	$i_{SM} < 0$
(c)	0	1	1	0	$-V_C$	inserted	charged	$i_{SM} > 0$
(d)	0	1	1	0	$-V_C$	inserted	discharged	$i_{SM} < 0$
(e)	1	0	1	0	0	bypassed	-	$i_{SM} > 0$
(f)	1	0	1	0	0	bypassed	-	$i_{SM} < 0$
(g)	0	1	0	1	0	bypassed	-	$i_{SM} > 0$
(h)	0	1	0	1	0	bypassed	-	$i_{SM} < 0$

Table 2.2: Different switching states for a FB-SM

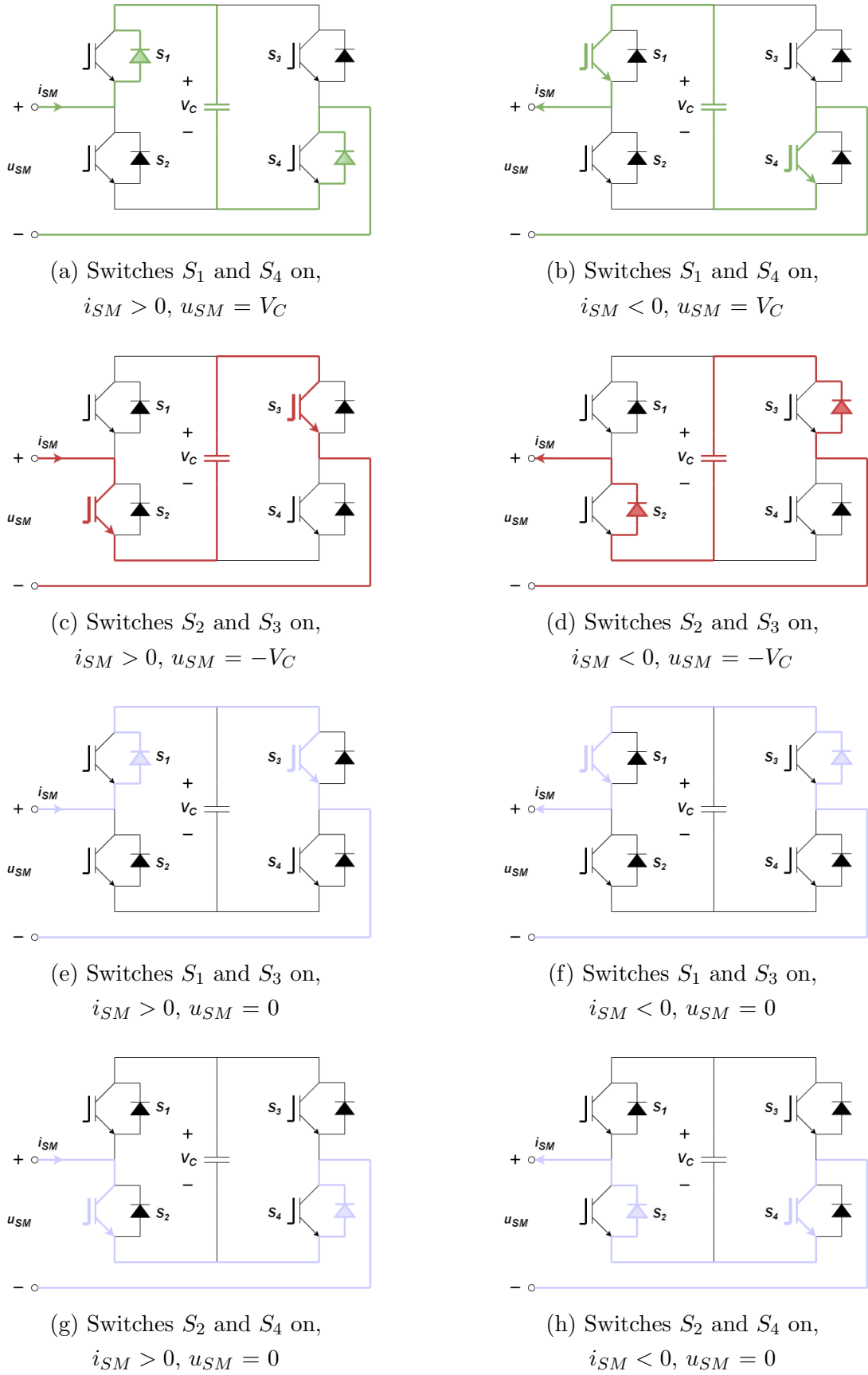


Figure 2.5: Different switching states for a FB-SM

2.2 Modulation Techniques for MMCs

2.2.1 General Principles

To attain a specific output voltage, the states of individual switches in the converter can be adjusted as needed. By appropriately inserting or bypassing a selected number of SMs in the arm, an output signal aligned with a predefined voltage reference waveform can be generated. This timely alteration of switch states is called "Modulation". Furthermore, the primary objective of modulation is to control the SM capacitor voltages in order to remain balanced.

Typically, modulation techniques involve comparing a reference signal to a high-frequency signal, called "Carrier". This comparison dictates the optimal moment to change the states of the switches [20, 21].

2.2.2 Key Modulation Techniques for MMCs

Carrier-Based Modulation Techniques

Carrier-based modulation techniques are among the most commonly used for MMCs because of their simple and easy implementation. Usually, these methods allocate a distinct carrier to every single SM, using a shared reference signal for all SMs in each arm. The way carriers are assigned to SMs can vary, as described below, specifically in the Phase-Shifted [11] and Phase-Disposition Modulation Techniques.

However, as the number of SMs in an MMC increases, there is a significant increase in the number of carriers needed for creating an output signal with a large number of levels [16]. This need complicates the modulation process, leading to the implementation of a Single-Carrier Modulation Technique, as described below.

(a) Phase-Shifted Modulation Technique (PS-Modulation)

The Phase-Shifted Modulation Technique implements carriers equivalent to the number of SMs per arm. While these carriers maintain the same amplitude, they are symmetrically phase-shifted, as shown in Figure 2.6.

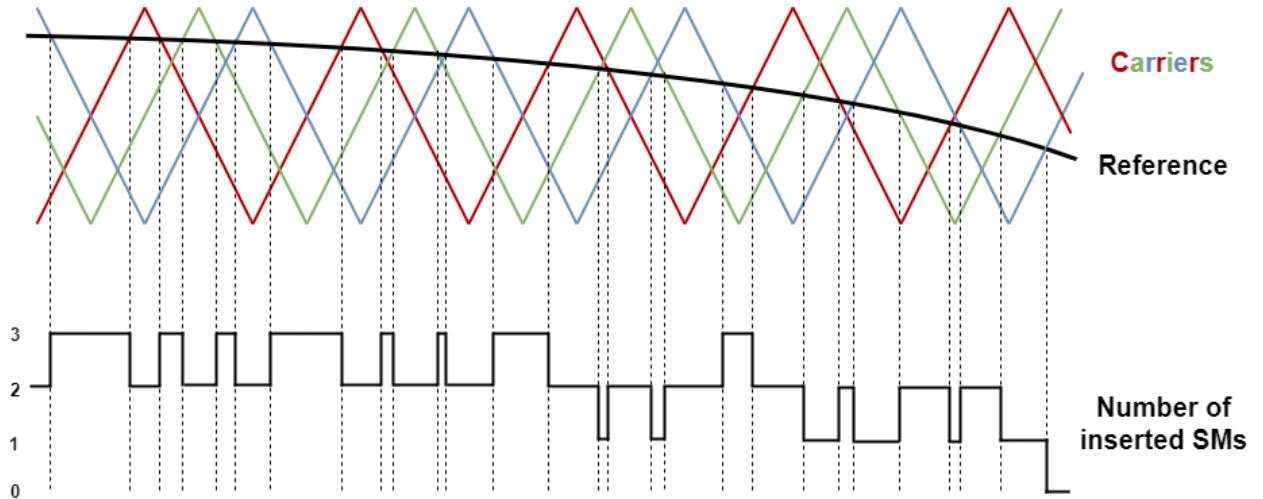


Figure 2.6: Phase-Shifted Modulation Technique

The reference signal is compared to each carrier, and the switching states change whenever the reference intersects with a carrier. As previously mentioned, each SM is allocated to each carrier. When a carrier falls below the reference, the SM allocated to that carrier is inserted into the circuit. Conversely, when a carrier rises above the reference, the SM allocated to that carrier is excluded from the circuit. Thus, the current number of inserted SMs is determined by comparing all carriers to the reference signal at every instance [12].

(b) Phase-Disposition Modulation Technique (PD-Modulation)

The Phase-Disposition Modulation Technique uses carriers equivalent in number to the SMs per arm. Unlike the Phase-Shifted Modulation Technique, these carriers maintain the same amplitude and phase. However, they are vertically shifted with a fixed offset. Figure 2.7 illustrates the Phase-Disposition Modulation Technique.

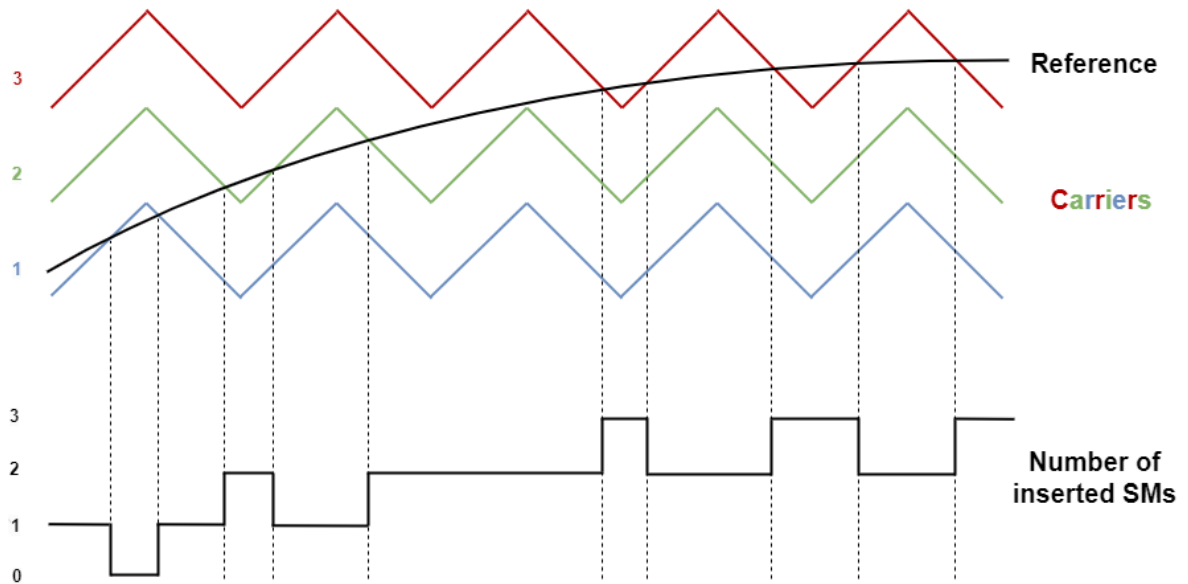


Figure 2.7: Phase-Disposition Modulation Technique

Similarly to the Phase-Shifted Modulation Technique, the reference signal is compared to each carrier. If a carrier falls below the reference, its SM is inserted; if it rises above, the SM is bypassed. The total number of inserted SMs is updated based on these continuous comparisons to the reference.

Distinguishing between the two, the previously-mentioned modulation methods exhibit several key differences. Beyond the most noteworthy ones, PS-Modulation reduces harmonic distortions due to its phase shifts, while PD-Modulation's harmonics center around its switching frequency [16].

(c) Single-Carrier Modulation Technique

The Single-Carrier Modulation is a simpler method compared to multiple-carrier techniques like PS- and PD-Modulation. As noted earlier, this technique can address challenges associated with managing a large number of SMs and, consequently, numerous carriers. Figure 2.8 illustrates the Single-Carrier Modulation Technique.

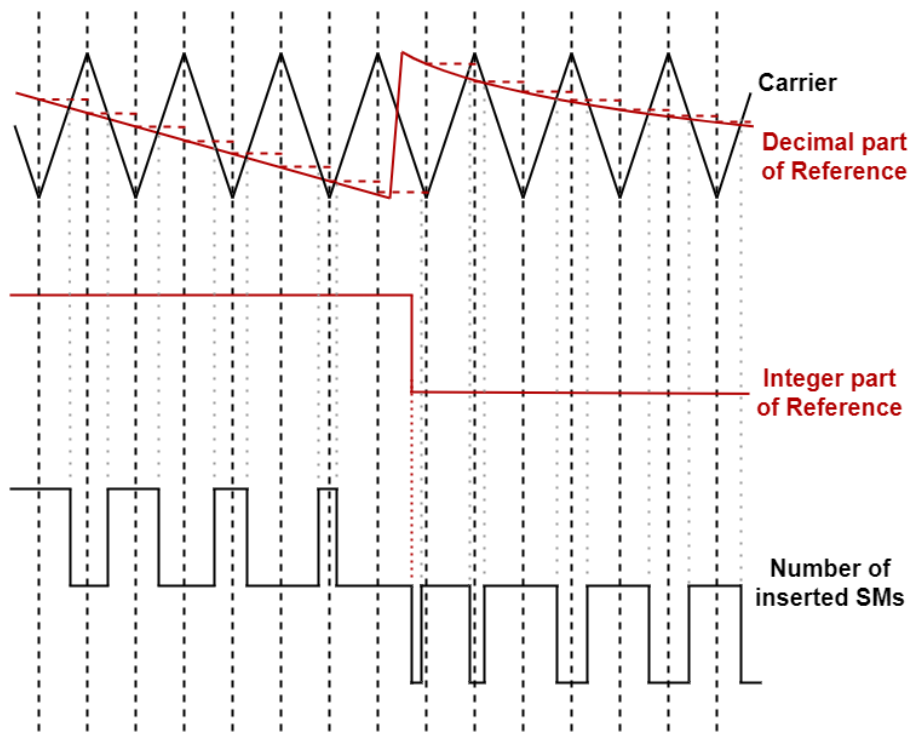


Figure 2.8: Single-Carrier Modulation Technique

In this modulation approach, both the integer and decimal parts of the normalized reference are utilized to dictate the switching states. The decimal part of the reference is compared to the carrier. If it is lower than the carrier, one SM is removed from the circuit. On the other hand, if it is greater than the carrier, one SM is inserted into the circuit.

It is worth noting that the number of SMs connecting during a switch depends on the reference's integer value. Two prevalent functions, "floor" and "ceiling", control the total of inserted SMs. The "floor" function pinpoints the highest integer less than or equal to the reference, and the "ceiling" function the smallest integer exceeding it.

Thus, if the reference's decimal part is below the carrier, the total inserted SMs matches the "floor" function's output. If it is above, it aligns with the "ceiling" function.

(d) Nearest Level Modulation (NLM)

Nearest Level Modulation (NLM) is a modulation technique that selects the closest available level to approximate the output sine wave. A notable advantage of NLM is its elimination of the need for carrier signals. Additionally, this modulation is particularly beneficial for MMCs with numerous SMs. Figure 2.9 illustrates the Nearest Level Modulation Method.

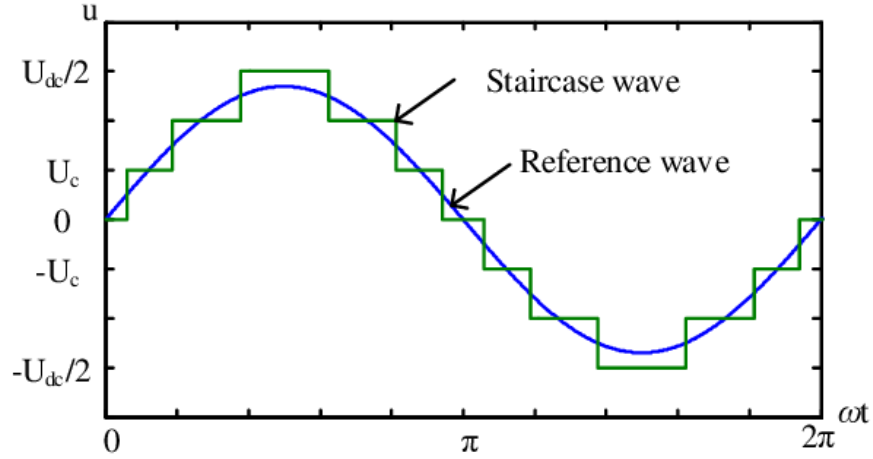


Figure 2.9: Nearest Level Modulation [26]

2.2.3 The extraction of the reference signal

The extraction of the reference signal is based on the single-phase equivalent circuit diagram of an MMC, as shown in Figure 2.10. The voltages of the upper and lower arm can be defined as:

$$u_{Cu} = \frac{V_{dc}}{2} - u_v - V_{L_{arm}} \quad (2.1)$$

$$u_{Cl} = \frac{V_{dc}}{2} + u_v + V_{L_{arm}} \quad (2.2)$$

where u_v is the output phase voltage and $V_{L_{arm}}$ is the voltage drop on the arm inductor which is equal to

$$V_{L_{arm,u}} = L_{arm} \frac{di_u}{dt} \quad (2.3)$$

for the upper arm and

$$V_{L_{arm,l}} = L_{arm} \frac{di_l}{dt} \quad (2.4)$$

for the lower arm, respectively.

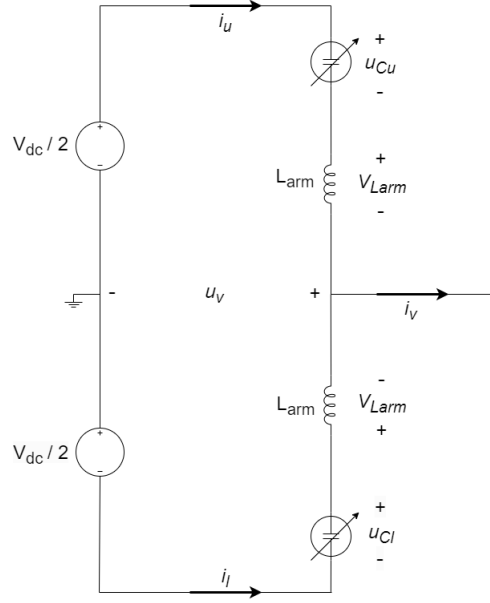


Figure 2.10: Single-phase equivalent circuit diagram of an MMC

The output phase voltage for a single-phase MMC topology can be formulated as:

$$u_v = m_a \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t + \theta) \quad (2.5)$$

where m_a , ω and θ are the modulation index, fundamental angular frequency and phase angle, respectively.

Neglecting the voltage drop across each L_{arm} , the equations (2.1) and (2.2) can be changed into:

$$u_{Cu}(t) = \frac{V_{dc}}{2} - m_a \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t + \theta) \quad (2.6)$$

$$u_{Cl}(t) = \frac{V_{dc}}{2} + m_a \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega t + \theta) \quad (2.7)$$

The sum of the SM capacitor voltages in one arm is on average equal to the DC bus voltage:

$$V_{dc} = NV_c \quad (2.8)$$

So, replacing (2.8) into (2.6) and (2.7) gives the voltages of the upper and lower arm:

$$u_{Cu}(t) = N \frac{V_c}{2} (1 - m_a \sin(\omega t + \theta)) \quad (2.9)$$

$$u_{Cl}(t) = N \frac{V_c}{2} (1 + m_a \sin(\omega t + \theta)) \quad (2.10)$$

The instantaneous voltage level for both the upper and lower arm is determined at every sampling cycle using the round function as described below:

$$u_{level,u}(t) = round(u_{Cu}(t))V_c \quad (2.11)$$

$$u_{level,l}(t) = round(u_{Cl}(t))V_c \quad (2.12)$$

The round function can be mathematically represented as follows:

$$round(x) = \begin{cases} floor(x), & \text{if } x < floor(x) + 0.5 \\ ceiling(x), & \text{if } x \geq floor(x) + 0.5 \end{cases}$$

2.2.4 SM Selection Method in Modulation

As previously described, whenever the decimal part of the reference intersects with the carrier, it is necessary to either insert or remove an SM from the circuit. While comparing these two signals does indicate the precise moments for switching, calculating the integer part of the reference denotes the total number of SMs required to be connected in the circuit. However, simply knowing the number is not sufficient; it is crucial to identify which specific SM should be inserted or bypassed. The decision to choose the appropriate SM is made through an active-selection process [9, 10, 5].

The active-selection method operates continuously, factoring in the SM voltages, as well as the direction of the upper, or lower, respectively, arm current. Specifically, when an SM has to be inserted and the current is charging the capacitors of the arm (i.e. $i_{upper} > 0$, or $i_{lower} < 0$, respectively), the bypassed SM with the lowest capacitor voltage becomes the primary insertion candidate. Conversely, when an SM has to be removed from the circuit and the current charges the arm's capacitors, the inserted SM with the highest capacitor voltage is prioritized for bypassing. On the other hand, when the current is discharging the arm's capacitors (i.e. $i_{upper} < 0$, or $i_{lower} > 0$, respectively), the bypassed SM with the highest capacitor voltage should be inserted, while the inserted SM with the lowest capacitor voltage should be removed from the circuit.

In conclusion, this method plays a crucial role in maintaining the balance of capacitor voltages. The SM Selection Process prevents any of the capacitors from becoming overcharged or fully discharged, thereby facilitating a balanced power distribution between the two arms.

Chapter 3

Dynamic Behavior and Control Methods of MMCs

3.1 Dynamic Behavior and MMC Continuous Modelling

To optimize the operation of an MMC, a rigorous understanding of its internal dynamics is essential. Tracking the performance of every single SM, capacitor, and specific switch is crucial. As a result, a detailed modelling of the MMC system is necessary.

Based on paragraph 2.2.4, it is paramount to regulate the total voltage across each capacitor and ensure its even distribution across the SMs within an arm. The SM Selection Method plays an important role in guaranteeing the balance of capacitor voltages. Consequently, it is reasonable to assume that every capacitor in a converter arm charges equally. Moreover, when an arm includes a significant number of SMs, the output voltage tends towards a continuous waveform rather than a discrete one. These assumptions can lead to the development of a continuous model of the MMC [6, 2]. This model is detailed further, drawing reference from Figure 3.1, which illustrates the single-phase equivalent circuit for an MMC using an arm resistance.

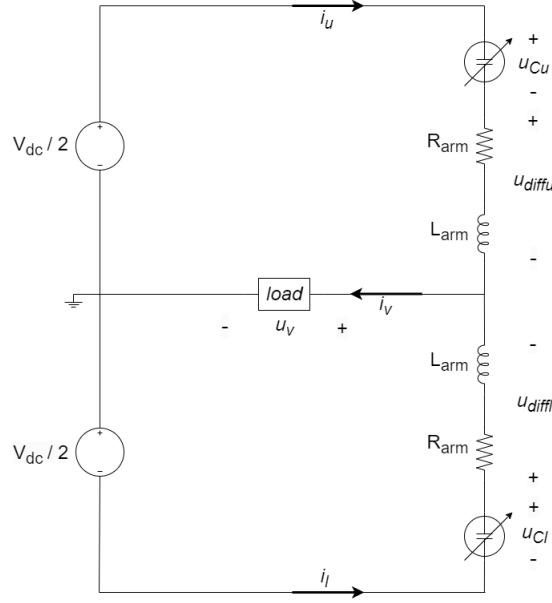


Figure 3.1: Single-phase equivalent circuit for an MMC using arm resistance

Let's assume that N is the number of SMs per arm and C the capacitance of each SM. Let n be the insertion index, which ranges from 0 to 1. This implies that when $n = 0$, none of the SMs are inserted, and when $n = 1$, all the SMs are inserted into the arm. In case all N SMs are inserted into the circuit, the total capacitance of the arm arises from all N capacitors connected in series and is equal to:

$$C_{arm} = \frac{C}{N} \quad (3.1)$$

Let's also assume that the position of the arm in relation to its connected output dc terminal is indicated by the term m , from "multivalve". When this position pertains to the connection between ac-side and the positive dc-side terminal, m takes on the value u , representing the "upper" arm. Conversely, when the connection is between the ac-side and the negative dc-side terminal, m is assigned the value l , signifying the "lower" arm. Thus, the derivative of the total available capacitor voltage $u_{C_m}^\Sigma$ with respect to the arm current is equal to:

$$\frac{du_{C_m}^\Sigma}{dt} = \pm \frac{i_m}{C_m} \quad (3.2)$$

where C_m is the effective capacitance of the series-connected SMs in one arm and is given by:

$$C_m = \frac{C}{Nn_m} \quad (3.3)$$

The proposed model operates on the premise that the arm is composed of three key elements: the arm's resistance, its inductance, and an internal voltage source. This arm voltage source depicts the voltage generated by the SM capacitors inserted within the arm and is equal to:

$$u_{Cm} = n_m u_{Cm}^{\Sigma} \quad (3.4)$$

As illustrated in Figure 3.1, the arm voltages can be represented using AC voltage sources, with values contingent on the number of SMs inserted. However, while the current approach views each arm as an independent unit, it's crucial to account for the interaction between the two arms. Consequently, the direction of the arm currents must be meticulously studied.

Applying Kirchhoff's current law in Figure 3.1 gives the equations below:

$$i_v = i_u + i_l \quad (3.5)$$

$$i_{diff} = \frac{i_u - i_l}{2} \quad (3.6)$$

where i_u and i_l represent the arm currents for the upper and the lower arm, respectively; i_v denotes the output phase current; and i_{diff} indicates the circulating current.

The upper and lower arm currents, when expressed as functions of the output phase current and the circulating current, are equal to:

$$i_u = \frac{i_v}{2} + i_{diff} \quad (3.7)$$

$$i_l = \frac{i_v}{2} - i_{diff} \quad (3.8)$$

So, replacing (3.3), (3.7) and (3.8) into (3.2) gives the total available capacitor voltage for the upper and the lower arm:

$$\frac{du_{Cu}^{\Sigma}}{dt} = \frac{Nn_u}{C} i_u \quad (3.9)$$

$$\frac{du_{Cl}^{\Sigma}}{dt} = \frac{Nn_l}{C} i_l \quad (3.10)$$

Applying Kirchhoff's voltage law in Figure 3.1 yields the following equations:

$$u_v = \frac{V_{dc}}{2} - R_{arm}i_u - L_{arm}\frac{di_u}{dt} - n_u u_{Cu}^{\Sigma} \quad (3.11)$$

$$u_v = -\frac{V_{dc}}{2} - R_{arm}i_l - L_{arm}\frac{di_l}{dt} + n_l u_{Cl}^{\Sigma} \quad (3.12)$$

Eventually, the continuous model of the MMC can be described by the first-order differential equation system below:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{diff} \\ u_{Cu}^{\Sigma} \\ u_{Cl}^{\Sigma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{arm}}{L_{arm}} & -\frac{n_u}{2L_{arm}} & -\frac{n_l}{2L_{arm}} \\ \frac{Nn_u}{C} & 0 & 0 \\ \frac{Nn_l}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{diff} \\ u_{Cu}^{\Sigma} \\ u_{Cl}^{\Sigma} \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L_{arm}} \\ \frac{Nn_u}{C}i_v \\ -\frac{Nn_l}{C}i_v \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Figure 3.2 illustrates the block diagram of the continuous model of an MMC [2].

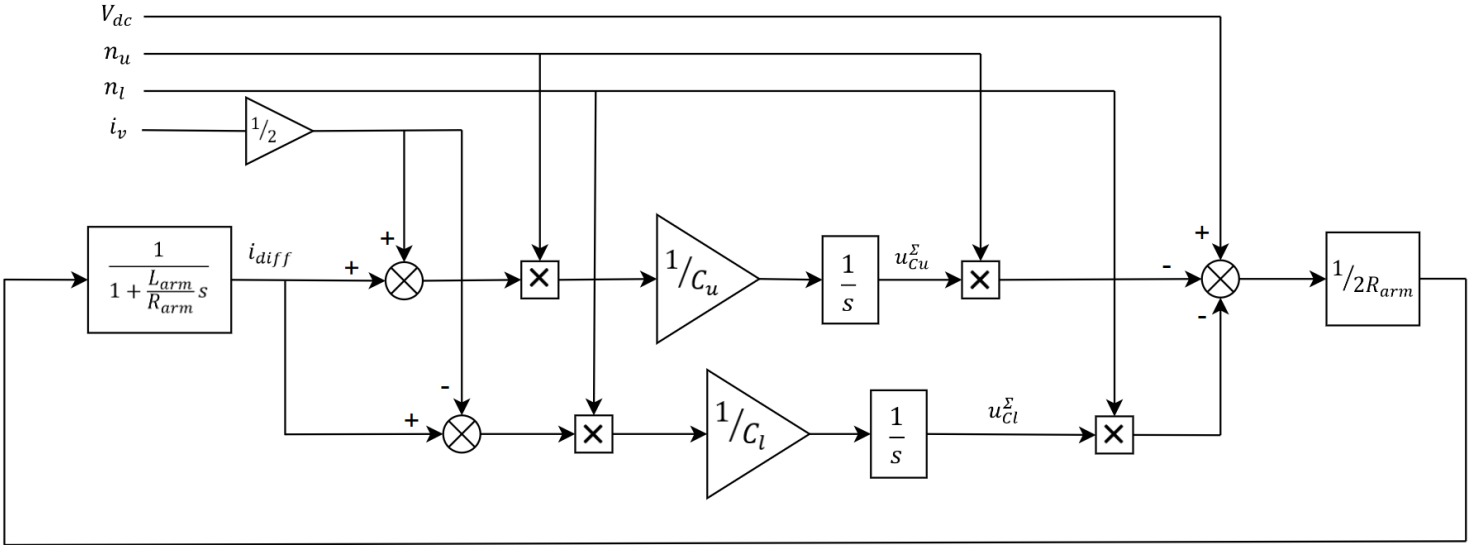


Figure 3.2: Block diagram of the dynamic behavior of an MMC leg

This block diagram represents the interaction between the upper and the lower arm within an MMC leg. The variables V_{dc} , n_u , n_l and i_v are the input signals. Considering equation (3.13), the system is linear and time-varying due to the insertion indices n_u and n_l . These variables are provided by the modulator used in the circuit; thus they are not subject to randomness.

3.2 Direct Modulation

3.2.1 Equations of insertion indices

As highlighted in the previous section, the modulator produces specific insertion indices that play a crucial role in affecting the operational dynamics of the MMC. The significance of these signals cannot be understated. To pinpoint the precise expression of these signals, it becomes imperative to thoroughly investigate Direct Modulation and its effects on the MMC [6, 5]. This examination will shed light on the intricate interactions between the modulator's insertion indices and the overall performance and stability of the MMC.

The Direct Modulation uses a sinusoidal reference signal for each MMC arm, comparing it to a carrier signal. This reference signal, denoted as u_v is given by the following equation:

$$u_v = u_v^{ref} = \hat{u}_v \sin(\omega t) \quad (3.14)$$

where \hat{u}_v is the peak value and ω the angular frequency of the signal.

Let's also assume that the output current is represented by an alternating current source i_v and is described by the following equation:

$$i_v = \hat{i}_v \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.15)$$

Here, \hat{i}_v is the peak value, ω the angular frequency and φ is the phase angle of the signal. Regarding the value of the phase angle φ , it is considered that it can be selected randomly, because it represents both inductive and capacitive loads.

Adding equations (3.11) and (3.12) gives the output voltage u_v , which is equal to:

$$u_v = \frac{u_{Cl} - u_{Cu}}{2} - \frac{R_{arm}}{2} i_v - \frac{L_{arm}}{2} \frac{di_v}{dt} \quad (3.16)$$

Assuming that the voltage drop across the arm resistor and inductance is insignificant, the output voltage approaches the given equation:

$$u_v \approx \frac{u_{Cl} - u_{Cu}}{2} \quad (3.17)$$

Considering equation (3.14), the voltages of the upper and lower arms are respectively described by:

$$u_{Cu} = \frac{V_{dc}}{2} - \hat{u}_v \sin(\omega t) \quad (3.18)$$

$$u_{Cl} = \frac{V_{dc}}{2} + \hat{u}_v \sin(\omega t) \quad (3.19)$$

The average insertion index for each arm should be set at 0.5, thus an average of N series-connected SMs arises throughout the leg. So, the average of the total available capacitor voltage for each arm is equal to:

$$u_{Cu,av}^{\Sigma} = u_{Cl,av}^{\Sigma} = V_{dc} \quad (3.20)$$

Using equations (3.4) and (3.20), the insertion indices for the upper and the lower arm can be given by:

$$n_u = \frac{1 - m_a \sin(\omega t)}{2} \quad (3.21)$$

$$n_l = \frac{1 + m_a \sin(\omega t)}{2} \quad (3.22)$$

where m_a is the modulation index, ranges from $[0, 1]$ and is equal to:

$$m_a = \frac{2\hat{u}_v}{V_{dc}} \quad (3.23)$$

Equations (3.21) and (3.22) are similar to the ones described in paragraph 2.2.3, depicting the Direct Modulation Technique. These expressions illustrate the insertion indices as time signals that vary sinusoidally based on the output reference signal.

3.2.2 Circulating Current

As mentioned in paragraph 3.1, the term "Circulating Current" in an MMC refers to the internal current that circulates between the SMs of a phase leg in the converter. This current does not contribute to the load current; instead, it flows within the converter and can introduce low-order harmonics into the system. These harmonics can be caused by several factors:

- Voltage Imbalances: The currents that flow through the upper and the lower arm can cause voltage differences among the SMs, as well as imbalances between the sum of the voltages inserted by the two arms and the DC link. These variations result in the flow of circulating current to balance out these voltage differences.
- Capacitor Voltage Ripple: Due to the alternating component in i_u and i_l , the SM capacitor voltages develop ripples. These ripples provoke circulating currents between the SMs.
- Control Methods: Certain control techniques cause circulating currents to balance SM capacitor voltages or meet different control goals.

It is of great importance to manage and reduce the circulating currents, as they can increase the losses in the converter, lead to thermal issues, and reduce the overall efficiency of the system. Various control methods have been proposed to manipulate these currents.

All aspects previously mentioned regarding the circulating current, voltage imbalances, and ripples will be elaborated upon and validated in the following paragraph, where the continuous model is implemented in the Simulink environment.

3.2.3 Simulation of Direct Modulation

Direct Modulation is implemented based on the assumptions made previously. Table 3.1 presents the simulation parameters employed to instantiate the continuous model of the MMC.

Topology of SMs	Half Bridges
Number of SMs per arm	$N = 3$
Input (DC) Voltage	$V_{dc} = 500V$
Rated Power	$S = 4.3kVA$
Rated Current	$I_{n,ph} = 9.9304A$
Fundamental Frequency	$f_N = 50Hz$
Carrier Frequency	$f_{car} = 5kHz$
Modulation Index	$m_a = 0.8$
SM Capacitance	$C = 5mF$
Arm Inductance	$L_{arm} = 2mH$
Arm Resistance	$R_{arm} = 0.1\Omega$

Table 3.1: Simulation parameters for Direct Modulation

It should be noted that the ratings used in the simulation are small in comparison to typical high-voltage applications, offering several practical purposes. Firstly, it significantly reduces the computational resources needed, thus enabling faster simulation runs. Not to mention that this approach simplifies implementation, particularly in testing control techniques and modulation processes. Lastly, working with small ratings can effectively confirm MMC operational dynamics as well as control principles, without addressing the complexities and challenges associated with high-voltage applications.

Figure 3.3 illustrates the obtained total capacitor voltages using the Direct Modulation.

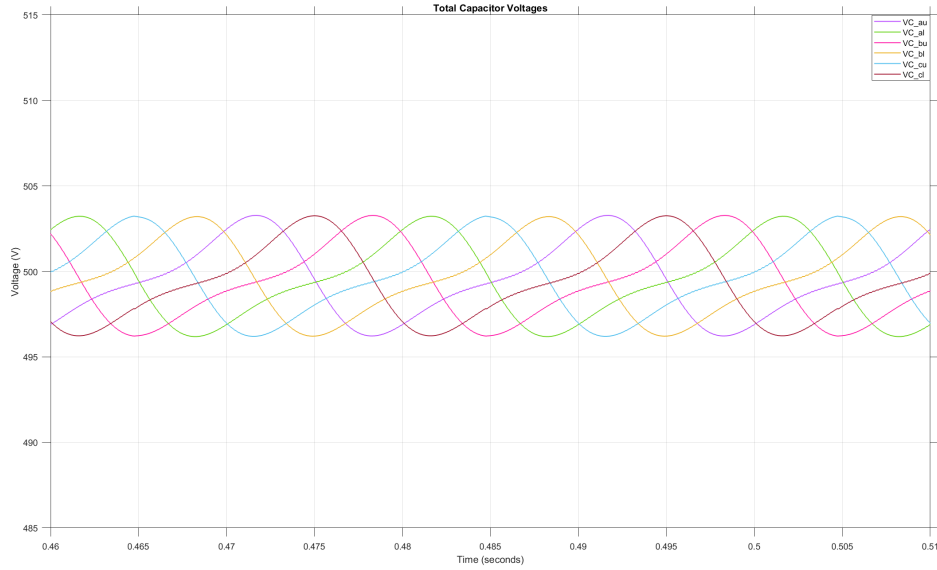
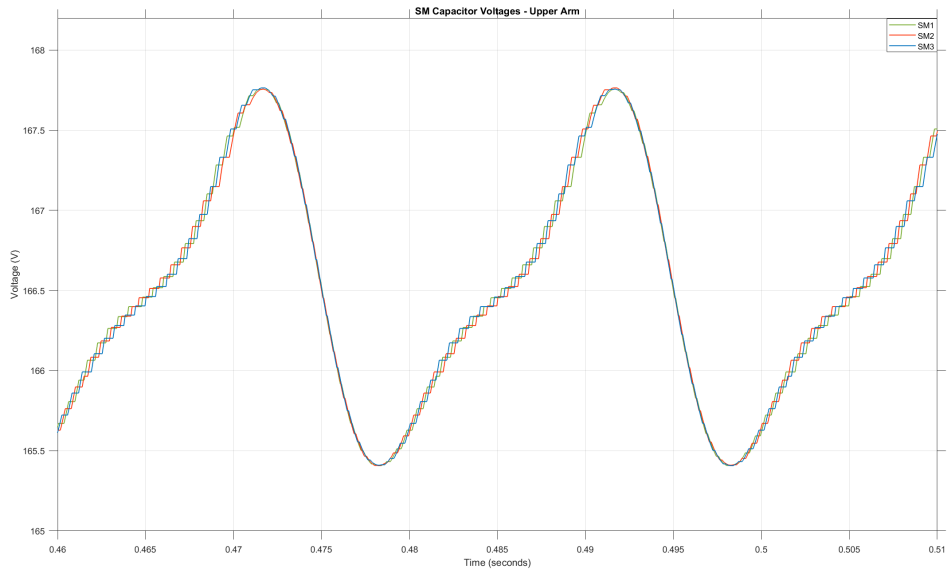


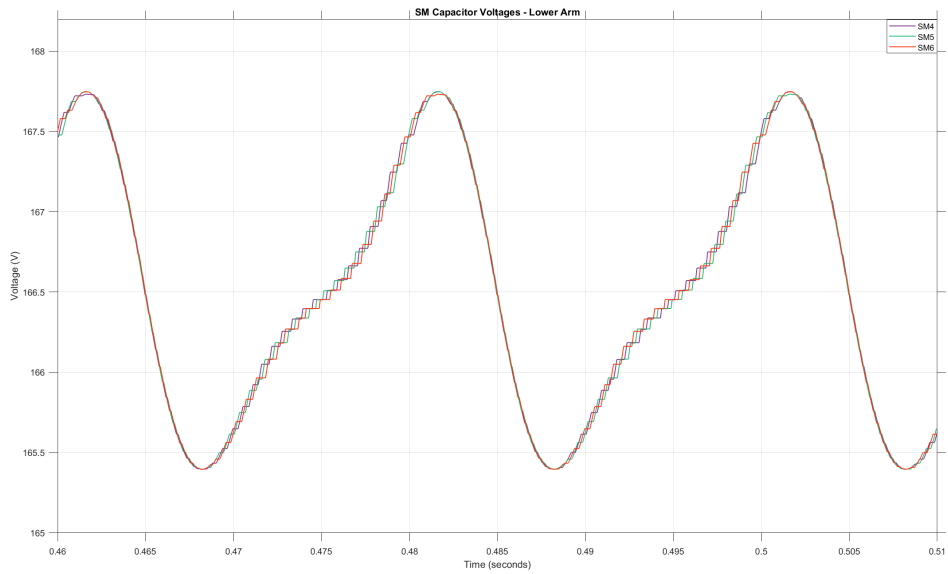
Figure 3.3: Total capacitor voltages - Direct Modulation

It can be observed that the total capacitor voltages exhibit similar behavior across all arms, with their average total hovering around the DC Voltage. Additionally, it is crucial to visually represent the SM capacitor voltages from a single arm. This validates the effective operation of the SM selection method. Figure 3.4 illustrates the SM capacitor voltages from phase A, while Figure 3.5 depicts the output voltage and the output and circulating current from phase A using Direct Modulation.

Based on Figure 3.4, it can be inferred that the deviations in SM capacitor voltages between the upper and lower arms of phase A are negligible, underscoring the effectiveness of the implemented SM Selection Method in modulation. As for the circulating current, it is apparent that this waveform exhibits a ripple with a 2^{nd} harmonic component, necessitating complete suppression.

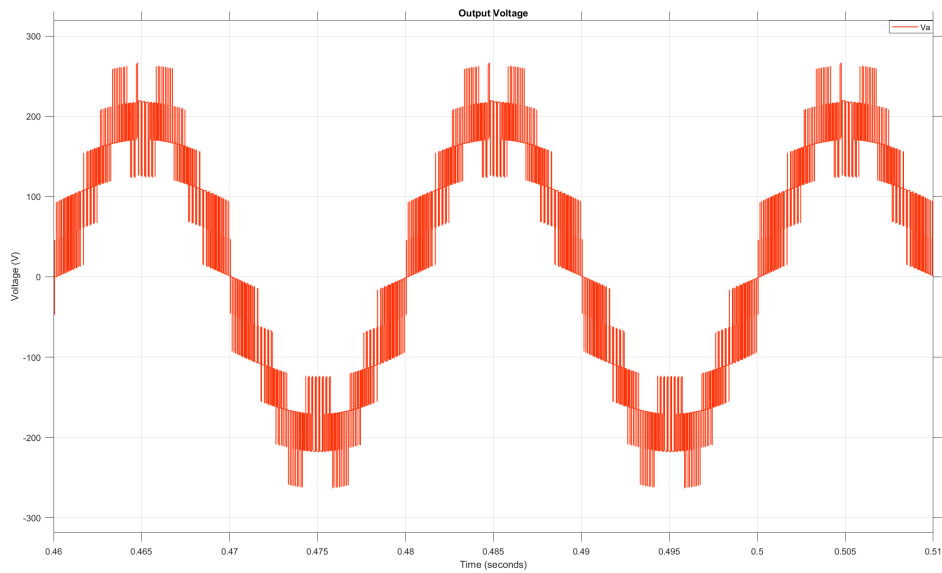


(a) Upper arm

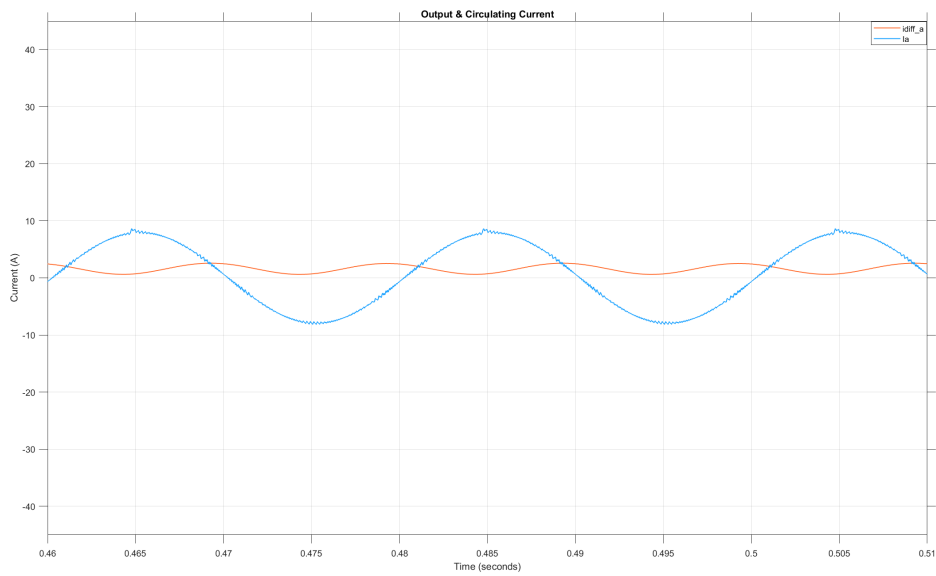


(b) Lower arm

Figure 3.4: SM capacitor voltages - Direct Modulation



(a) Output voltage



(b) Output and circulating current

Figure 3.5: Output voltage, output and circulating current - Direct Modulation

The current objective is to control the circulating current and address the over-all voltage imbalances that occur between the SMs and the two arms. Given the importance of achieving this balance, the insertion indices for the upper and the lower arm can be described using the following equations:

$$n_u = \frac{u_{Cu}^{ref}}{u_{Cu}^{\Sigma}} \quad (3.24)$$

$$n_l = \frac{u_{Cl}^{ref}}{u_{Cl}^{\Sigma}} \quad (3.25)$$

Based on equation (3.13), the circulating current can be expressed as follows:

$$L_{arm} \frac{di_{diff}}{dt} = -R_{arm} i_{diff} - \frac{u_{Cu}^{ref}}{2} - \frac{u_{Cl}^{ref}}{2} + \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.26)$$

Also, the output voltage u_v is equal to:

$$u_v = \frac{u_{Cl}^{ref} - u_{Cu}^{ref}}{2} - \frac{R_{arm}}{2} i_v - \frac{L_{arm}}{2} \frac{di_v}{dt} \quad (3.27)$$

Drawing conclusions from equations (3.26) and (3.27), it can be inferred that:

- Circulating Current: It is expressed as a function of the DC Voltage (V_{dc}) and the sum of the arm voltages ($u_{Cl}^{ref} + u_{Cu}^{ref}$).
- Output Voltage: It is expressed as a function of the output phase current (i_v) and the difference between the arm voltages ($u_{Cl}^{ref} - u_{Cu}^{ref}$).
- Arm Voltages: The difference between these voltages operates as the internal back electromotive force (emf) voltage in the converter, e_v . At this case, the inductance together with the resistance make a fix, passive internal impedance for the output phase current.

Based on the conclusions drawn before, the reference voltage for both the upper and lower arms could be expressed as a function of the reference of e_v , as follows:

$$u_{Cu}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2} - e_v^{ref} - u_{diff,u} \quad (3.28)$$

$$u_{Cl}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2} + e_v^{ref} + u_{diff,l} \quad (3.29)$$

Here, e_v^{ref} is given by:

$$e_v^{ref} = e_v = \hat{e}_v \sin(\omega t) \quad (3.30)$$

where \hat{e}_v is the peak value and ω the angular frequency of the signal.

The terms $u_{diff,u}$ and $u_{diff,l}$ are equal in magnitude, but opposite in sign, because the two arms are supposed to be symmetrical to each other. So:

$$u_{diff,u} = -u_{diff,l} = u_{diff} \tag{3.31}$$

3.3 Open-Loop Control

3.3.1 Description of Open-Loop Control

Given the equations (3.28) and (3.29), the equation (3.26) for the circulating current is expressed as follows:

$$L_{arm} \frac{di_{diff}}{dt} + R_{arm} i_{diff} = u_{diff} \quad (3.32)$$

The equation above indicates that the circulating current depends on the voltage drop across the arm impedance. This dependency can be really advantageous, because, as long as u_{diff} remains controlled and limited, the circulating current follows suit. Taking into consideration equations (3.28) and (3.29), the voltage drop across the arm impedance is part of the voltage reference expression. Consequently, to prevent constraints on the available output voltage, it is vital to ensure that the value of u_{diff} remains small. The subsequent discussion introduces an Open-Loop Controller designed to estimate the appropriate voltage reference [4, 5]. This controller is based on the estimation of the total energy variation in each arm, as described below.

Specifically, for the implementation of this controller, it is assumed that the converter operates in steady state. By assuming a constant circulating current, the resistive losses in the converter phase leg are minimized. Moreover, with a constant voltage drop across the arm impedance, equation (3.32) yields the following results:

$$i_{diff} = I_{diff0} \quad (3.33)$$

$$u_{diff} = R_{arm} I_{diff0} \quad (3.34)$$

Any instant disturbance in the circulating current can have an impact either on the overall energy stored or on the energy balance within the converter arms. The total energy variation in each arm can be expressed as follows:

$$\frac{dW_{Cu}^{\Sigma}}{dt} = u_{Cu}^{ref} i_u = \left(\frac{V_{dc}}{2} - e_V^{ref} - u_{diff} \right) \left(\frac{i_v}{2} + i_{diff} \right) \quad (3.35)$$

$$\frac{dW_{Cl}^{\Sigma}}{dt} = -u_{Cl}^{ref} i_l = -\left(\frac{V_{dc}}{2} + e_V^{ref} - u_{diff} \right) \left(\frac{i_v}{2} - i_{diff} \right) \quad (3.36)$$

Let's assume equations (3.15) and (3.30), and consider that the instantaneous active power on the ac-side is equal to the respective average active power. Thus, the circulating current will be equal to:

$$I_{diff0} = \frac{\bar{P}}{V_{dc}} = \frac{u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c}{V_{dc}} \quad (3.37)$$

where u_a , u_b and u_c are the output phase voltages, and i_a , i_b and i_c are the output phase currents.

By taking into consideration the equations above, the expressions of the total energy in each arm are:

$$W_{Cu}^{\Sigma} = W_{Cu,0}^{\Sigma} + \frac{\hat{e}_v I_{diff0} \cos(\omega t)}{\omega} - \frac{(\frac{V_{dc}}{2} - R_{arm} I_{diff0}) \hat{i}_v \cos(\omega t + \varphi)}{2\omega} + \frac{\hat{e}_v \hat{i}_v \sin(2\omega t + \varphi)}{8\omega} \quad (3.38)$$

$$W_{Cl}^{\Sigma} = W_{Cl,0}^{\Sigma} - \frac{\hat{e}_v I_{diff0} \cos(\omega t)}{\omega} + \frac{(\frac{V_{dc}}{2} - R_{arm} I_{diff0}) \hat{i}_v \cos(\omega t + \varphi)}{2\omega} + \frac{\hat{e}_v \hat{i}_v \sin(2\omega t + \varphi)}{8\omega} \quad (3.39)$$

Here, $W_{Cu,0}^{\Sigma}$ and $W_{Cl,0}^{\Sigma}$ constitute the average values of the total energy in the upper and lower arm, respectively. These values operate as references for the total average energy in each arm and can be freely defined.

The expressions of the total energy in each arm provide the estimations for the total available capacitor voltages for both the upper and lower arms, as follows:

$$u_{Cu}^{\Sigma,est} = \sqrt{\frac{2NW_{Cu}^{\Sigma}}{C}} \quad (3.40)$$

$$u_{Cl}^{\Sigma,est} = \sqrt{\frac{2NW_{Cl}^{\Sigma}}{C}} \quad (3.41)$$

3.3.2 Implementation of Open-Loop Control

Figure 3.6 shows a block diagram of the Open-Loop Controller.

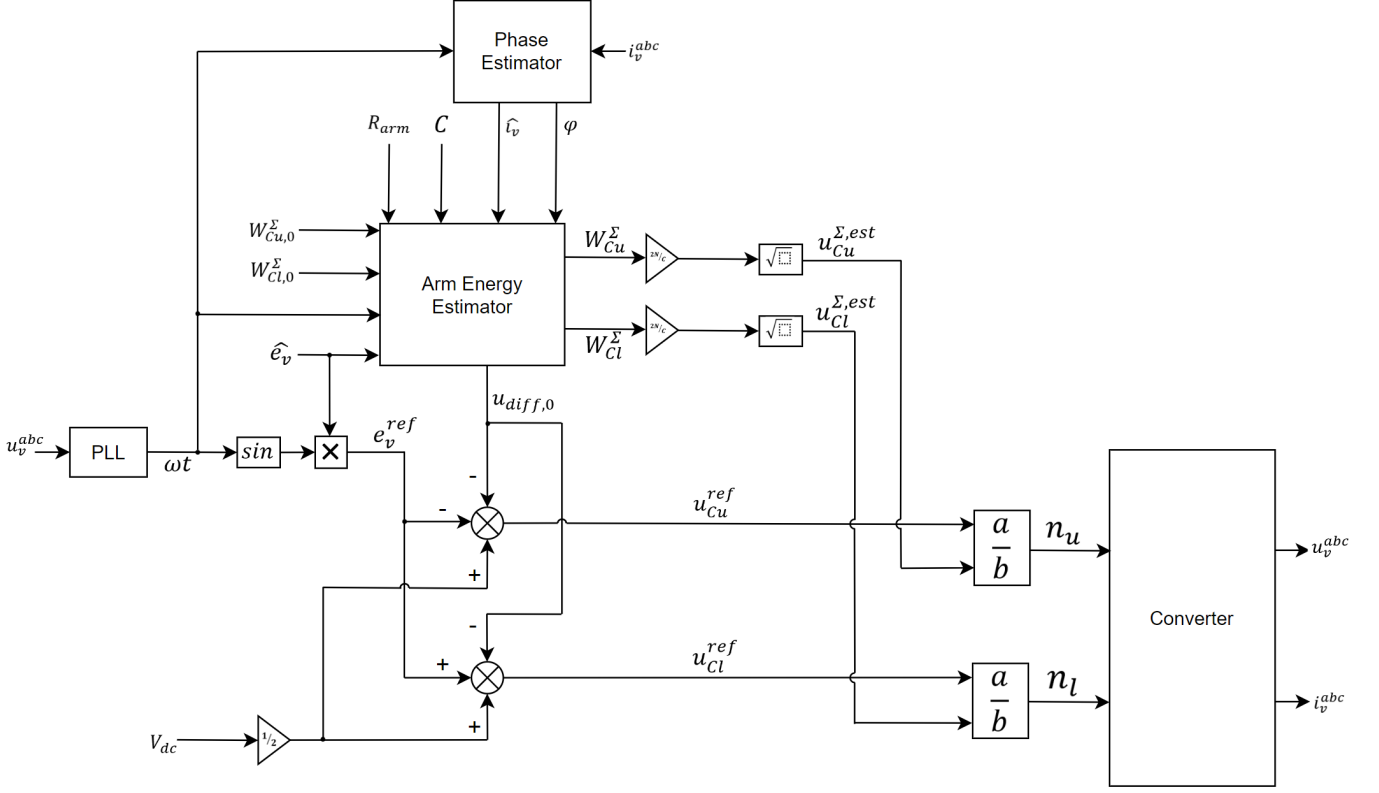


Figure 3.6: Block diagram of the Open-Loop Controller

As described earlier, the Open-Loop Controller is based on steady-state equations, assuming symmetry and balance among the SMs in each arm and between the two arms, alongside a constant voltage source in the DC link.

To define the insertion indices, n_u and n_l , as described in equations (3.24) and (3.25), respectively, it is necessary to determine the values of u_{Cu}^{ref} , u_{Cl}^{ref} , u_{Cu}^{Σ} and u_{Cl}^{Σ} . Utilizing equations (3.28) and (3.29) and assuming steady-state operation with a constant circulating current, the arm voltage references become functions of the constant voltage source in the DC link, the internal back emf voltage reference e_V^{ref} , and the voltage drop u_{diff} and are given by:

$$u_{Cu}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2} - e_V^{ref} - R_{arm} I_{diff0} \quad (3.42)$$

$$u_{Cl}^{ref} = \frac{V_{dc}}{2} + e_V^{ref} - R_{arm} I_{diff0} \quad (3.43)$$

As for the values of u_{Cu}^{Σ} and u_{Cl}^{Σ} , it is worth noting that they can be estimated using equations (3.37)-(3.41). Specifically, the quantities involved in these equations need to be calculated, as follows: The values of N , C and R_{arm} are parameters of the converter, while \hat{e}_v , V_{dc} and ω are already determined based on the desired reference. However, the peak value of the output current \hat{i}_v and the phase angle φ remain unknown. The method used in this thesis for the calculation of these two variables is described as follows:

As it is already known, the output current in the three-phase converter used in this thesis is AC. In order to take advantage of the quantities' constancy over time and reduce errors in steady-state operation, the phase quantities are converted to direct quantities using an abc-to-dq0 transformation block. This transformation block utilizes the phase reference ωt , which is estimated by a PLL (Phase-Locked Loop), and extracts the direct and quadrature components I_d and I_q of the output current. These current values are then utilized for the calculation of \hat{i}_v and φ , as it is described by the following equations:

$$|\hat{i}_v| = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (3.44)$$

$$\varphi = \angle(I_d + jI_q) \quad (3.45)$$

Eventually, the insertion indices, n_u and n_l , that are utilized by the Open-Loop Controller are expressed as follows:

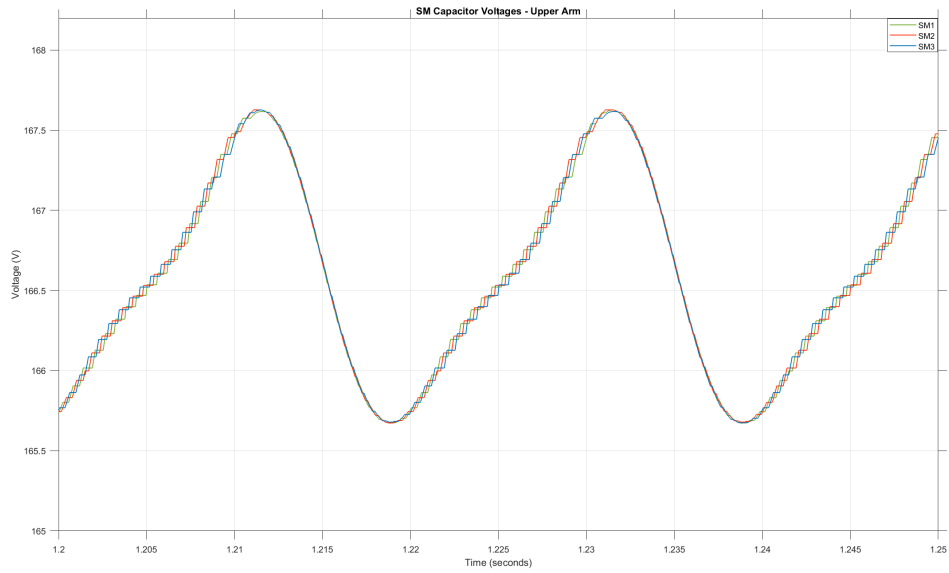
$$n_u = \frac{u_{Cu}^{ref}}{u_{Cu}^{\Sigma,est}} \quad (3.46)$$

$$n_l = \frac{u_{Cl}^{ref}}{u_{Cl}^{\Sigma,est}} \quad (3.47)$$

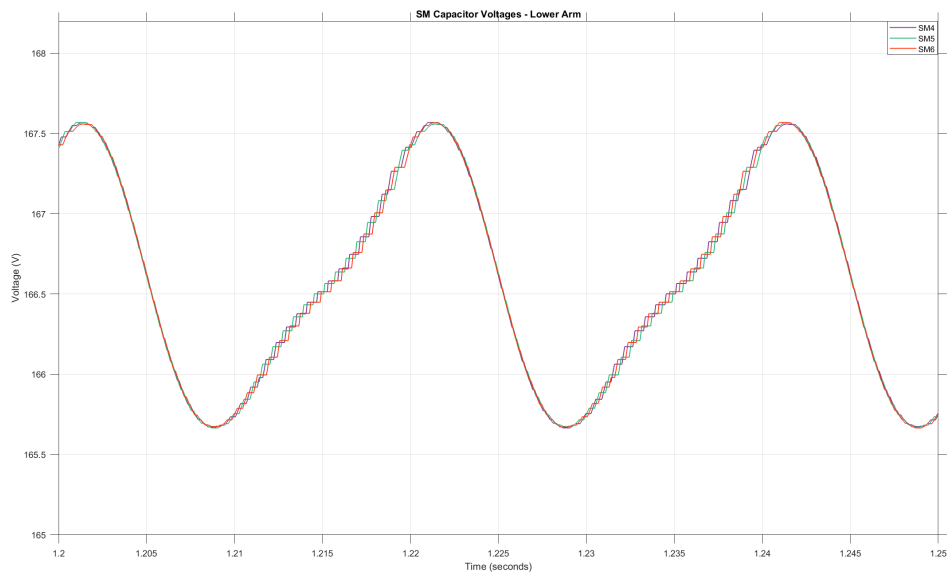
3.3.3 Simulation of Open-Loop Control

Figure 3.7 illustrates the voltages across the capacitors in each SM in the upper and lower arms of phase A. The variances in their waveforms are very small, consistent with expectations arising from the employed SM Selection Process. This observation underscores once again the effectiveness of this control method and its independence from the overlying voltage control method.

Figure 3.8 depicts the converter voltage and the converter and circulating current from phase A during the steady-state using the Open-Loop Control. The converter voltage approaches the expected sinusoidal waveform, and the desired voltage level is achieved. In the lower diagram, it is evident that the circulating current is almost purely DC, while the converter current closely resembles a pure sinusoidal waveform.

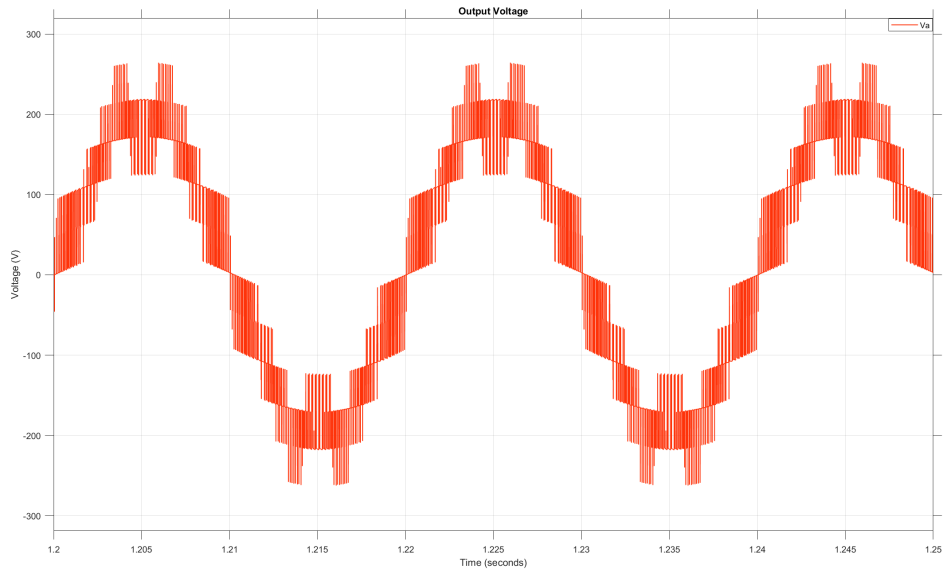


(a) Upper arm

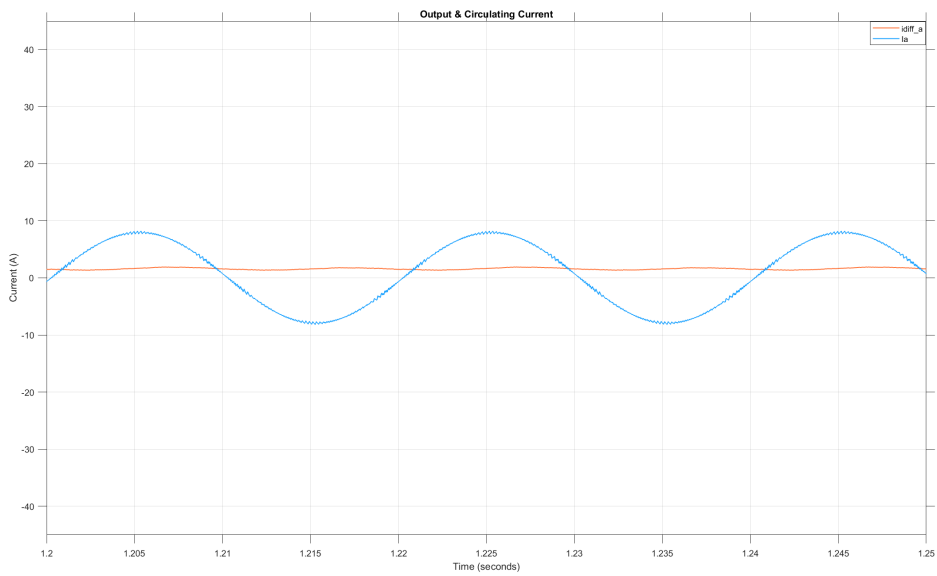


(b) Lower arm

Figure 3.7: SM capacitor voltages - Open-Loop Control



(a) Output voltage



(b) Output and circulating current

Figure 3.8: Output voltage, output and circulating current - Open-Loop Control

In order to validate the effectiveness of the Open-Loop Control strategy and confirm the improvement in the responses, a transient is implemented at 1 sec. Specifically, Direct Modulation is utilized from the beginning of the simulation until 1 sec, after which the Open-Loop Controller is introduced. Figure 3.9 illustrates this transient. It should be noted that the utilization of Open-Loop Control at 1sec results in the significant suppression of the 2nd order harmonic components in the output current. Additionally, the circulating current remains stable during the steady-state operation of the Open-Loop Control. These results show that the operation of the Open-Loop Controller is stable and can produce smooth responses in the current, even during transient conditions [7, 5].

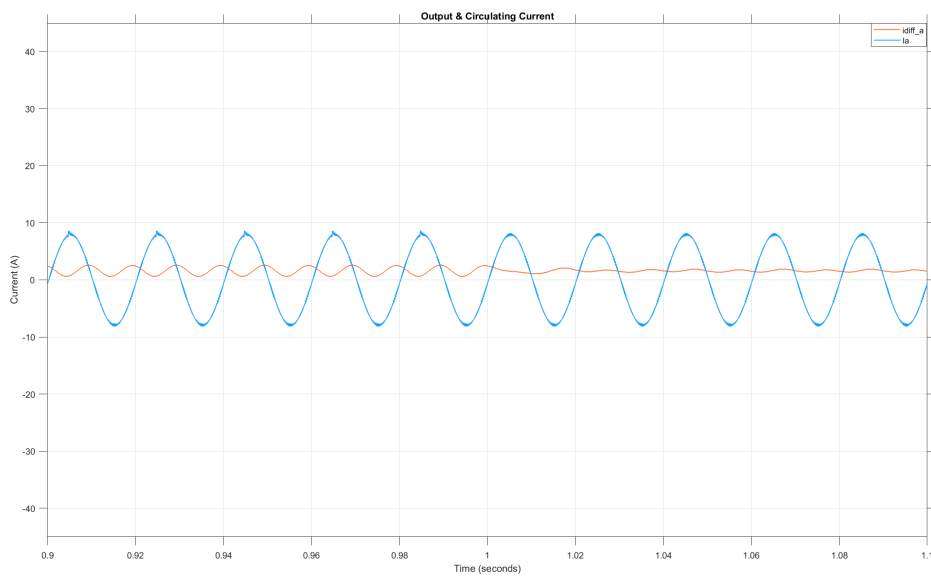


Figure 3.9: Different i_{diff} between Direct Modulation and Open-Loop Control

Chapter 4

Static Synchronous Compensator (STATCOM)

4.1 Topological Structure of STATCOMs

As described in chapter 1, a Static Synchronous Compensator is a type of a power-electronics based device utilized in electrical power systems for reactive power compensation and voltage control. This device is designed to regulate the voltage of an electrical system by dynamically adjusting the flow of reactive power. It is capable of either providing or absorbing reactive power as needed to maintain the desired voltage levels and improve system stability [22].

The topology of a STATCOM typically consists of a Voltage-Source Converter connected in series with a reactive component, as illustrated in Figure 4.1.

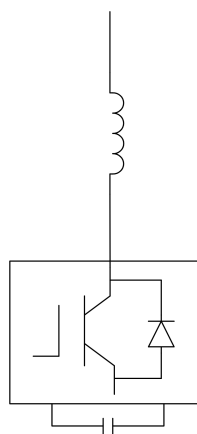


Figure 4.1: Topology of a STATCOM

Voltage-Source Converter:

The VSC serves as the central element of a STATCOM, responsible for dynamically controlling reactive power and voltage. It converts direct voltage to alternating and regulates both the amplitude and phase of the output voltage. Several types of VSCs, including two-level, multilevel, neutral-point-clamped (NPC), cascaded H-bridge, and flying capacitor multilevel can be used for a STATCOM, depending on various factors, such as specific application requirements, system voltage levels, and the desired control performance [23, 17]. This thesis specifically examines a STATCOM where the VSC is an MMC.

Reactive Components:

Connected in series with the VSC, the reactive components play a critical role in providing the necessary electrical separation for a voltage source to be connected on a grid bus. Two commonly employed configurations include the use of a fixed inductor and a power transformer. The choice between these configurations depends on factors such as system requirements, scalability, and overall performance objectives.

4.2 Connection to the grid

Figure 4.2 illustrates a single line diagram of an MMC-STATCOM connected to the grid [22].

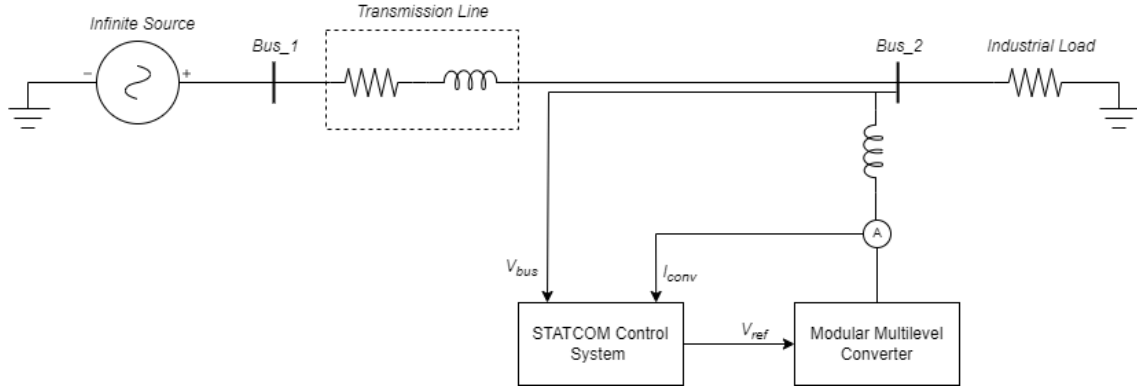


Figure 4.2: Topology of a grid-connected STATCOM

As shown in Figure 4.2, this power system topology starts with an infinite power generation source, which serves as the primary energy supply and forms the fundamental element of the network. Connected in series with this source is a transmission line, a vital structure that conveys electrical power from the generator to downstream components. Following the transmission line, a significant point is marked by a bus, which acts as a crucial meeting point for various components in the network. At this bus, the MMC is connected, illustrating its role in dynamically influencing the electrical characteristics of the system. Simultaneously, the output load is also linked to this bus, symbolizing the point where the electrical power is delivered to meet the demand of end-users or industrial consumers. In addition to the components described above, a control system is integral to the STATCOM topology. This control system will be described later on.

Overall, this topology provides a structured representation of the flow of electrical energy from an infinite source, through a transmission line, to a central bus, where the converter and load are interconnected. The integration of these components creates a flexible and controllable power system, setting the stage for the effective regulation of voltage, reactive power, and system stability.

4.3 Overview of Control Strategies

As previously mentioned, control strategies play a pivotal role in the operation of STATCOMs, contributing to their effectiveness in enhancing power system stability and performance. The control system is the brain of the STATCOM, designed to govern the operation of the VSC and responsible for dynamically adjusting reactive power injection to regulate voltage and improve system characteristics. Efficient control ensures a rapid response to changing grid conditions, disturbances, and varying loads, maintaining desired power quality levels.

There are several control strategies applied for a grid-connected STATCOM and can ensure the stability, voltage regulation, and overall power quality of the connected grid. Some of the most popular control strategies include voltage control, current control, and power control.

Voltage Control: Voltage control is a fundamental aspect of STATCOM operation, ensuring that the connected bus voltage is maintained within acceptable limits and promoting the stability and reliability of the power system. This control method focuses on maintaining a stable and desired voltage level at the point of connection to the grid.

Current Control: Current control is responsible for regulating the STATCOM output current and thus, actively influencing the reactive power flow in the power system. Its main goal is to adjust the output current of the STATCOM based on the system requirements and reactive power demands of the connected load or grid.

Power Control: Power control concentrates on dynamic compensation for reactive power imbalances, improving power factor and voltage stability. By dynamically adjusting the exchange of reactive power with the grid, the STATCOM contributes to maintaining a consistent and desired voltage profile at the point of connection. This reactive power control strategy plays a pivotal role in mitigating voltage fluctuations, improving power factor, and ensuring the overall stability of the power system.

Overall, voltage and power control are linked, often considered two sides of the same coin. This means that they are often combined in order to control the operation of the STATCOM, while current control is essential in both cases. In the simulation model, we focus on current control, whereas in most applications, a combination of these three control strategies is utilized.

Chapter 5

Simulated Implementation and Outcomes

5.1 Simulated Implementation of the MMC

5.1.1 Modulation Technique for the MMC

The modulation technique utilized in this thesis is based on the Single-Carrier Modulation Technique, as described in paragraph 2.2.2. Figure 5.1 illustrates this modulation method.

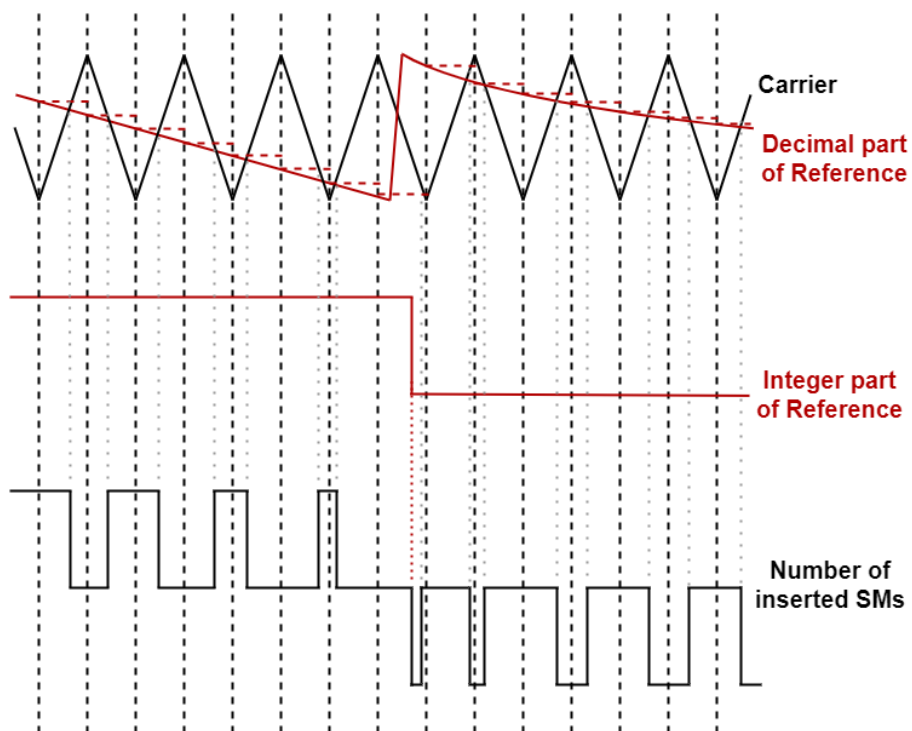


Figure 5.1: Modulation technique

This technique is based on three similar modulators, one for each phase of the converter. Each modulator is implemented using a C-code block in the Simulink environment. The modulator takes the normalised (upper, or lower, respectively) reference and two high-frequency triangular carrier waves (one for each arm with phase difference equal to π rad), as well as the voltages and the currents of each arm as inputs. It then outputs the states of the IGBTs for each SM. The C-code block functions in a discrete-time domain, with a specific sample time.

At each time step, the C-code block computes both the integer and decimal portion of the reference for either the upper, or the lower arm. As shown in Figure 5.1, the sampling frequency of the reference's decimal part is initially determined. This leads to time gaps between consecutive vertical lines. If we assume the sampling is sufficiently frequent, the decimal part can be considered constant within each time gap. Concurrently, the sampled decimal part of the reference is compared to the carrier. The switching states are updated whenever the reference and the carrier intersect. If the sampled decimal part of the reference falls below the carrier, one SM is removed from the circuit. Conversely, when it rises above the carrier, one SM is inserted into the circuit.

5.1.2 Capacitor Voltage Balancing using Sorting Algorithm

SM capacitor voltage balancing refers to the management and control of the voltages across the capacitors in each SM, ensuring that they remain consistent and equal. This process is of great importance, as it provides stability to the circuit. Specifically, each SM contributes its share of the direct voltage to produce the desired alternating output voltage waveform. Variations in the capacitor voltages can distort this output waveform. As such, SM capacitor voltage balancing is pivotal in ensuring the reliable operation of the converter. This balancing process also prevents capacitors from experiencing overstress, thereby enhancing the safety to the topology. Moreover, when the capacitor voltages are balanced, the stored energy across all SMs is utilized uniformly, maximizing the efficiency of the MMC.

The basic idea of this process is described below: As previously noted, MMCs comprise a significant number of SMs, and the capacitor voltages within these SMs can vary. Such variations in capacitor voltages can lead to circulating currents, subsequently increasing arm current and, in turn, circuit losses. Thus, for the MMC to operate optimally and maintain balance, it is necessary to control these SM voltages.

Capacitor voltage balancing is implemented using a sorting algorithm. In particular, the capacitor voltages of all SMs are continuously measured. Based on these measurements, the SMs are then sorted by their capacitor voltages. In this thesis the sorting is arranged from the lowest to the highest capacitor voltage. By sorting the SMs in this manner, it is possible to determine which SM to insert or bypass in order to achieve the desired voltage level at any given time [9].

To sum up, this method helps in redistributing the energy among the capacitors and thus aids in voltage balancing. However, the need for high sampling frequency makes the sorting process resource demanding. Consequently, increasing the number of SMs can complicate the implementation.

5.1.3 SM Selection Method

Figure 5.2 represents the flowchart of SM Selection Method used in this thesis.

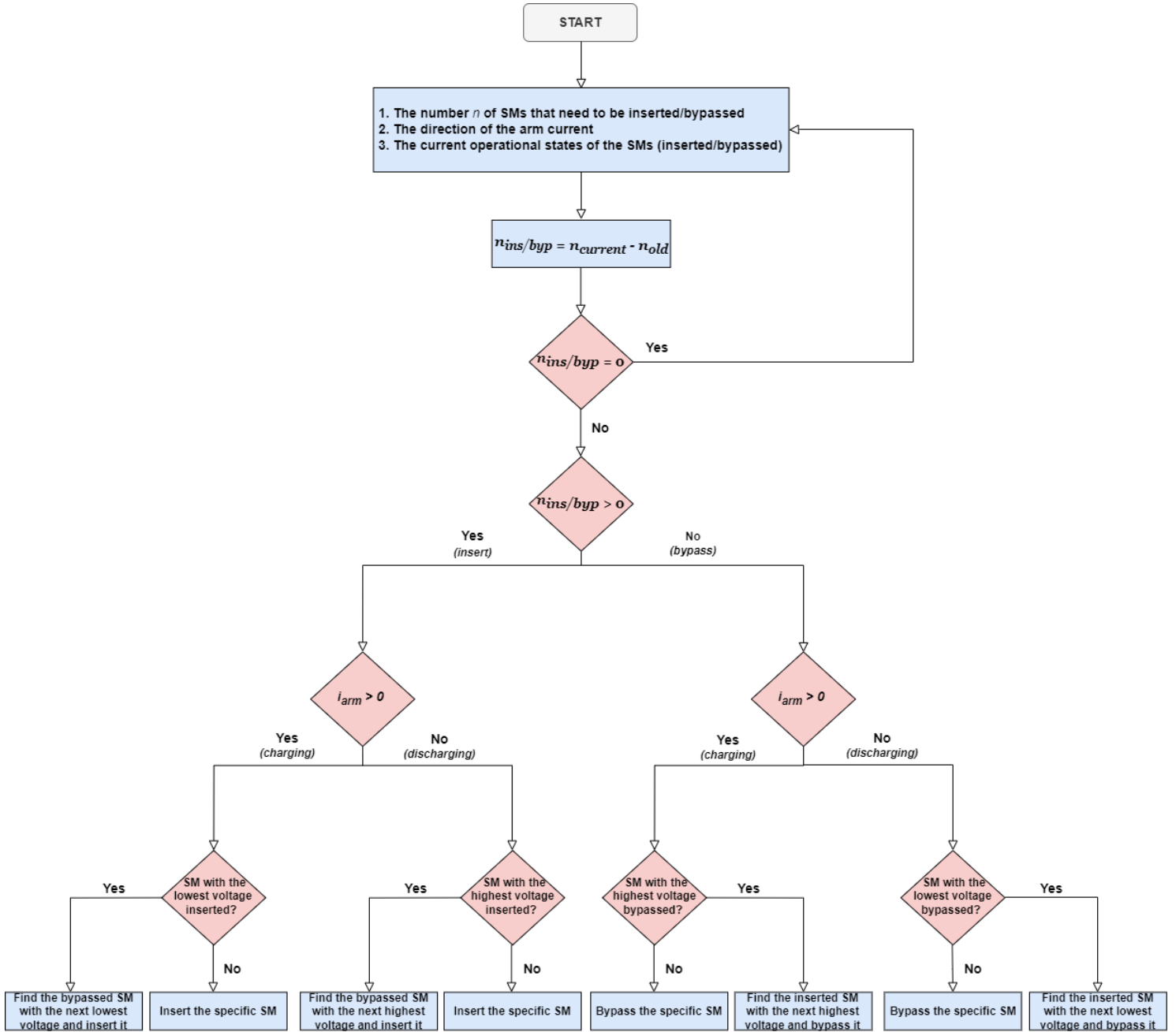


Figure 5.2: Flowchart of SM selection method

The SM Selection Method plays a pivotal role in the MMC implementation, because it identifies which submodule should be inserted or bypassed in each arm. This method is elaborated upon in paragraph 2.2.4 and is referred to as the active-selection process.

The SM Selection Method is governed by four primary criteria:

- The ascending order of SM capacitor voltages determined by the sorting algorithm
- The direction of the arm current
- The current operational states of the SMs
- The number of SMs that need to be inserted or bypassed

As a result of the sorting algorithm, the SMs are classified based on their capacitor voltages in ascending order. The initial step in the SM Selection Method is to determine the required action for the SMs: insertion, bypass, or no action. If the current required number of SMs, denoted as $n_{current}$, is greater than the previous number of SMs, n_{old} , then at least an SM needs to be inserted. Conversely, if $n_{current}$ is less than n_{old} , at least an SM should be bypassed. If the difference between $n_{current}$ and n_{old} is zero, no action is necessary.

For example, when a SM needs to be inserted and the current is charging the capacitors of the arm ($i_{arm} > 0$), the method begins by examining the SM with the lowest capacitor voltage. It then checks if this specific SM has already been inserted into the circuit. If so, the process advances to the first bypassed SM with the next lowest capacitor voltage. As a result, the current operational states of this SM are complementarily altered, leading to its insertion into the circuit. Similarly, at each time step, this process checks the ascending order determined by the sorting algorithm, the direction of the arm current, and the number of SMs that need to be inserted or bypassed. It also examines the operational states of the SMs and change them if necessary.

5.1.4 Modulation Outcomes

Figure 5.3 depicts the upper arm current from phase A, alongside the SM capacitor voltages from the same arm.

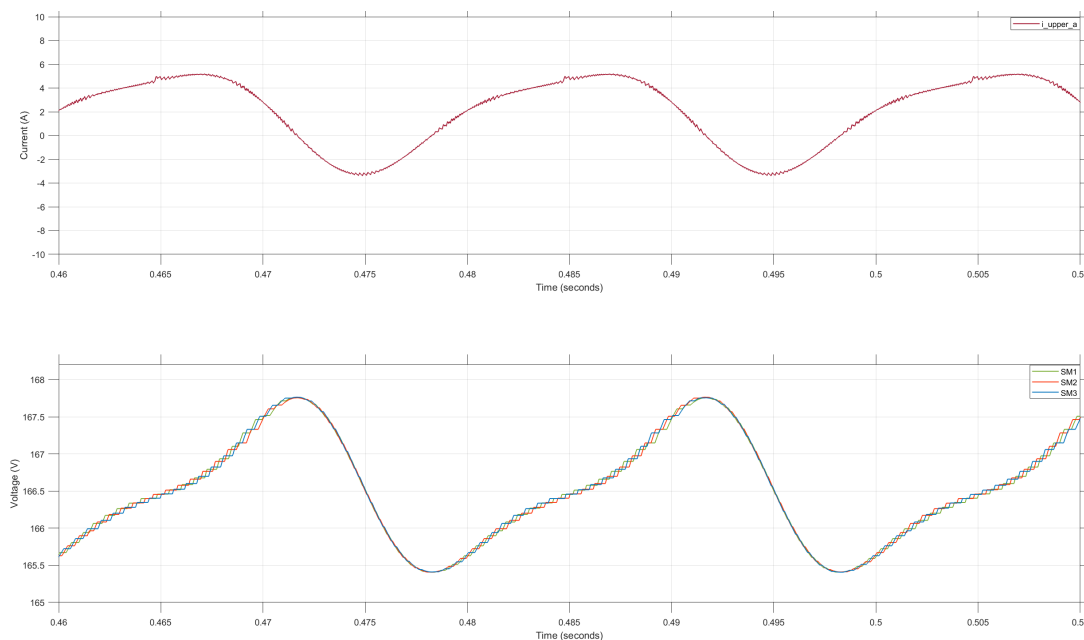


Figure 5.3: Implementation of SM selection method

It is obvious that the SM selection method implemented in the Simulink Model operates effectively. Notably, when the upper arm current charges the capacitors of the arm ($i_{arm} > 0$), the corresponding SM capacitor voltages increase, aligning with the expected behavior dictated by the method's criteria. During each insertion of an SM, the one with the lowest voltage is consistently selected. The implemented method plays a crucial role in the capacitor voltage balancing and the overall stability of the system.

5.2 Simulated Implementation of the STATCOM

5.2.1 Control System of STATCOM - PI Control

As described in paragraph 4.2, a control system plays a pivotal role in the operation of a grid-connected STATCOM. This control system is an integral part of STATCOM topology and is responsible for regulating the voltage and the exchanged reactive power. The goal of its operation is to ensure that the STATCOM will swiftly respond to dynamic grid conditions, disturbances, and varying loads. The control strategy employed in this thesis focuses on the current and utilizes proportional-integral (PI) controllers, which receive feedback from sensors and adjust the VSC parameters accordingly [8]. Figure 5.4 shows the block diagram of a PI Controller.

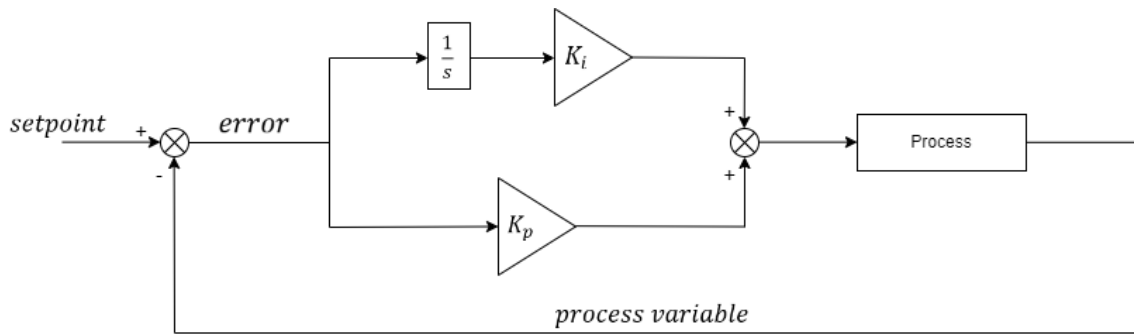


Figure 5.4: Block diagram of a PI controller

A PI controller is a type of feedback control system commonly used in engineering and control applications. Designed to regulate a system's output, the PI controller adjusts the input based on the error signal, representing the difference between the desired setpoint and the measured process variable. The "proportional" part is identified with the gain factor " K_p " and responds to the current error, while the "integral" part is characterised by the gain factor " K_i " and accumulates past errors over time.

In the context of the grid-connected STATCOM, the PI current controllers are responsible for adjusting the output of the VSC, namely the MMC. The proportional component responds to the instantaneous error between the measured and desired values, and the integral component addresses accumulated errors over time. This combination allows the controller to achieve stable and accurate regulation of current, contributing to the overall effectiveness of the STATCOM in maintaining grid stability.

5.2.2 Implementation of Current PI Controllers

Let's consider the topology of a grid-connected MMC-STATCOM, as illustrated in Figure 4.2. In this configuration, the MMC functions as an ideal, fully-controlled, three-phase voltage source connected to the load bus. The MMC's primary objective is to compensate for the reactive power exchanged with the grid, thereby regulating and maintaining the voltage at the bus stable and equal to its nominal value. The converter is connected to the load bus through an inductive element with a reactance equal to $X_s = 0.15p.u.$.

Let's also denote V_{bus} as the voltage at the load bus and V_{conv} as the output voltage of the converter. Thus, the following expressions for active and reactive power, respectively, arise:

$$P = \frac{V_{bus}V_{conv} \sin \delta}{X_s} \quad (5.1)$$

$$Q = \frac{V_{bus}(V_{conv} \cos \delta - V_{bus})}{X_s} \quad (5.2)$$

where δ is the angle of the voltage at the output of the converter (as long as the load bus angle is zero).

As described above, the goal of the STATCOM is to control the reactive power and maintain the exchanged active power at zero. Given the equation (5.1), the angle δ should be set to zero and thus, three different cases between the converter output voltage V_{conv} and the load bus voltage V_{bus} arise:

- $V_{conv} > V_{bus}$: In this case, the grid absorbs reactive power from the converter, and the converter behaves as a capacitor (similarly, the network acts as an inductor).
- $V_{conv} < V_{bus}$: Here, the grid injects reactive power into the converter, and the converter acts as an inductor (similarly, the network behaves like a capacitor).
- $V_{conv} = V_{bus}$: When V_{conv} is equal to V_{bus} , there is no current flow, and thus, no transfer of electrical power.

As mentioned earlier, the implementation of the STATCOM control system relies on PI current controllers. However, to implement a vector current controller using PI controllers, it is necessary to utilize the components in a synchronously rotating reference frame. This approach takes advantage of the constancy of quantities over time and reduces errors in steady-state operation. Therefore, since the three-phase voltages V_a , V_b , and V_c are time-dependent, they should be transformed into $\alpha\beta$ quantities through the Clarke transformation initially, and then into time-independent dq quantities through the Park transformation.

Furthermore, to synchronize the converter with the grid and align the dq frame with the bus voltage, a Phase-Locked Loop (PLL) is required. This is a controller that monitors the phase angle of the grid and then aligns the voltage in the dq frame accordingly. In our case, the orientation is defined so that the q component of the voltage is nullified.

In detail, the STATCOM control system implemented in the Simulink simulation receives, as its input, the three-phase voltage of the load bus and the three-phase current flowing out of the converter. In particular, this control system consists of three main components: a Phase-Locked-Loop, abc-to-dq transformation blocks and PI controllers. Initially, the PLL takes V_{bus} as input and synchronizes with this three-phase voltage to output the angle $\theta = \omega t$. This angle is necessary for the abc-to-dq transformation blocks used for the voltage at the load bus and the converter current. Specifically, two abc-to-dq transformation blocks are utilized: one for V_{bus} and one for I_{conv} . These blocks compute the direct-axis and quadrature-axis components of the AC three-phase voltage and currents, labeled as V_d , V_q and I_d , I_q . It is worth mentioning that the dq quantities pass through a low-pass filter in order to eliminate potential noise sourcing from the converter switching events. Figure 5.5 illustrates these two basic components of the STATCOM control system.

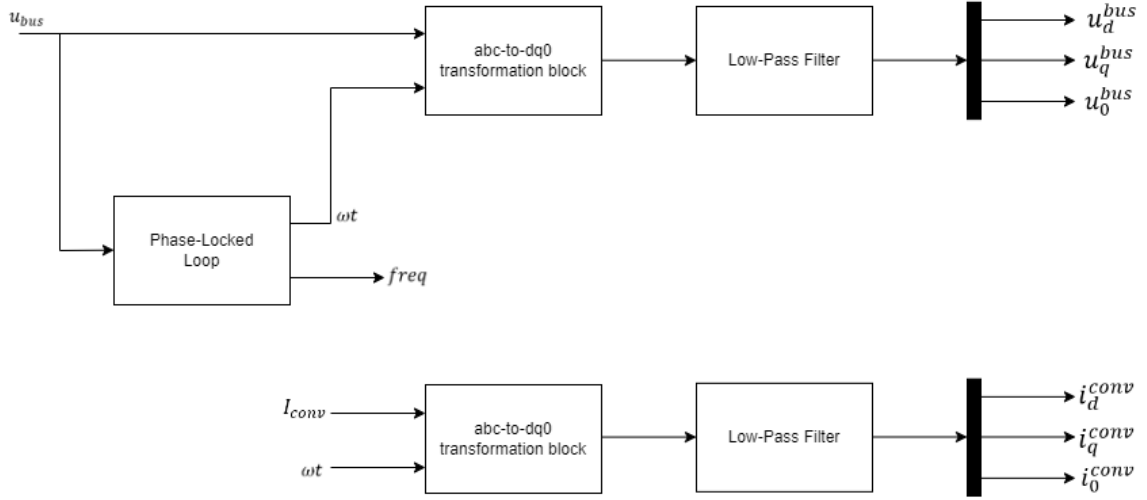


Figure 5.5: PLL and abc-to-dq transformation block in simulation

Based on the selected orientation ($U_{conv}^q = 0$) and given the expression of the total power for this system

$$S = \frac{3}{2} U_{qd} I_{qd}^* \quad (5.3)$$

the following expressions for the active and the reactive power in the dq frame occur [8]:

$$P = \frac{3}{2} \text{Re}(U_{qd} I_{qd}^*) = \frac{3}{2} (U_{conv}^d I_{conv}^d + U_{conv}^q I_{conv}^q) = \frac{3}{2} U_{conv}^d I_{conv}^d \quad (5.4)$$

$$Q = \frac{3}{2} \text{Im}(U_{qd} I_{qd}^*) = \frac{3}{2} (U_{conv}^q I_{conv}^d - U_{conv}^d I_{conv}^q) = -\frac{3}{2} U_{conv}^d I_{conv}^q \quad (5.5)$$

Considering the equations above, it is obvious that controlling the d component of the converter current allows for control of the active power, while regulating the q component of this current leads to the control of reactive power. However, as mentioned earlier, the active power should be set to zero, and thus the d component of the current should be equal to zero ($I_{conv}^d = 0$).

Figure 5.6 illustrates the implementation of the current PI controllers, presented as subsystems within the larger system.

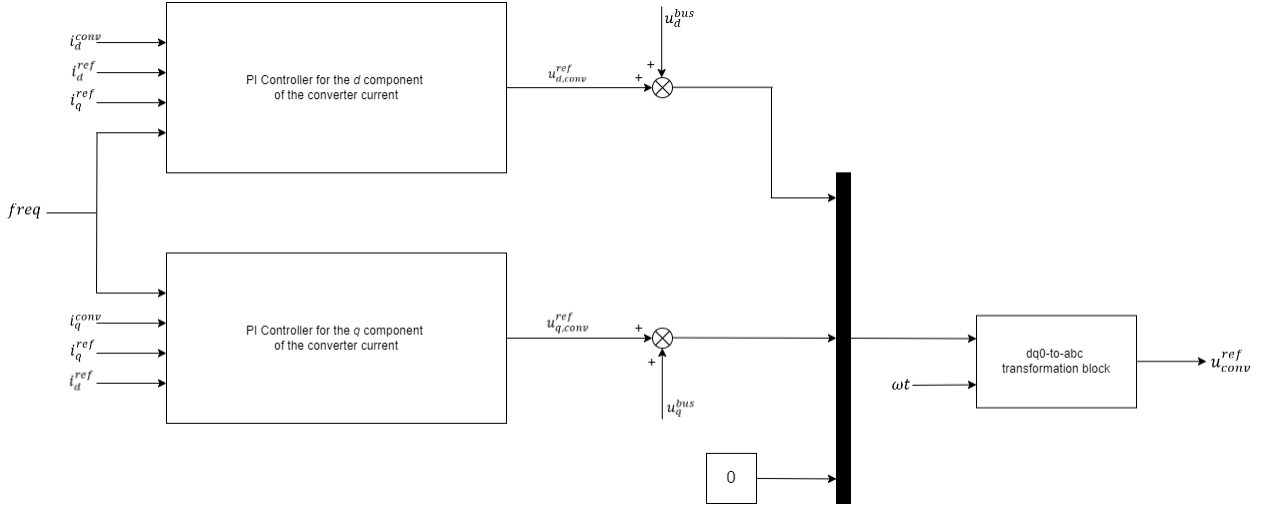
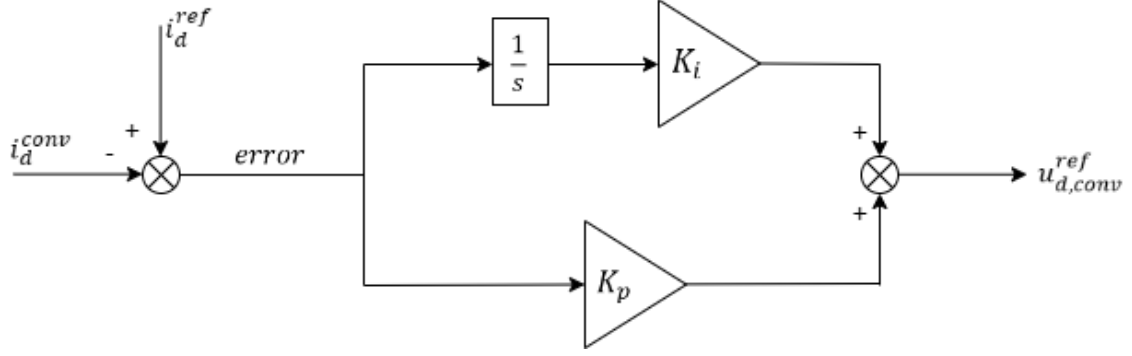


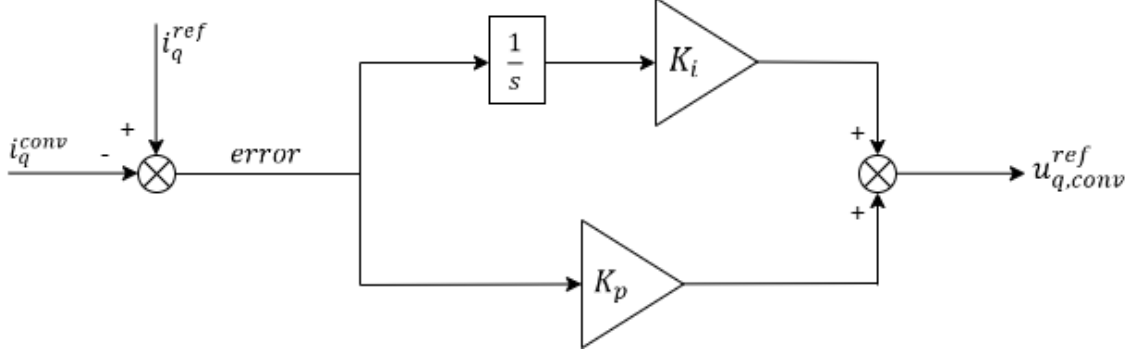
Figure 5.6: Current PI controllers

As first step, the implementation of the current controllers is required. Specifically, the i -current controller, where $i = d$ or q (for d -current controller and q -current controller, respectively), takes as input the actual respective i -component of the current flowing through the converter and a fixed reference current. Depending on the desired level of the current flowing through the converter, appropriate values for the reference currents are chosen. In particular, a zero reference is set initially for both the d and q components of the current.

Within the i -current controller, the error between the ideal and the actual current is calculated at each time instant during the simulation. The i -controller utilizes the proportional and integral behaviors of this error to determine the corresponding voltage components needed at the load bus to nullify the error. Figure 5.7 illustrates the internal processes of both d and q current controllers, respectively.



(a) Current controller for d component



(b) Current controller for q component

Figure 5.7: Internals of PI current controllers

As shown in Figure 5.6 at the output of each controller, a feedforward term representing the bus voltage is added to the current controller output to improve possible load-disturbance rejections in the system. In general, this additional term enables precise current regulation, ensures dynamic response to system changes, and enhances overall system performance.

Regarding the values of the gains K_p and K_i , it is worth noting that their selection is a crucial element for the proper and effective operation of the current controllers. Their values are based on the desired rise time of the controllers [14]. Specifically, the system of the converter, acting as a first-order complex system, is described by the following transfer function:

$$G'(s) = \frac{1}{sL_s + R} \quad (5.6)$$

Here, L_s represents both the inductance or transformer connecting the load bus with the converter and the internal impedance, while R denotes the resistance of the converter and is selected arbitrarily. Therefore, the PI controller could be described by a transfer function, denoted as $F(s)$, and is given by the following equation:

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.7)$$

where K_p and K_i are expressed as follows:

$$K_p = a_c L_s \quad (5.8)$$

$$K_i = a_c R \quad (5.9)$$

Here, a_c represents the closed-loop-system bandwidth and is related to the rise time t_{rs} of the control system by the following equation:

$$a_c = \frac{\ln 9}{t_{rs}} \quad (5.10)$$

In reality, the rise time refers to the time needed for the system to transit from 10% to 90% of its final value, considering a step function as the input.

5.3 Simulation Outcomes

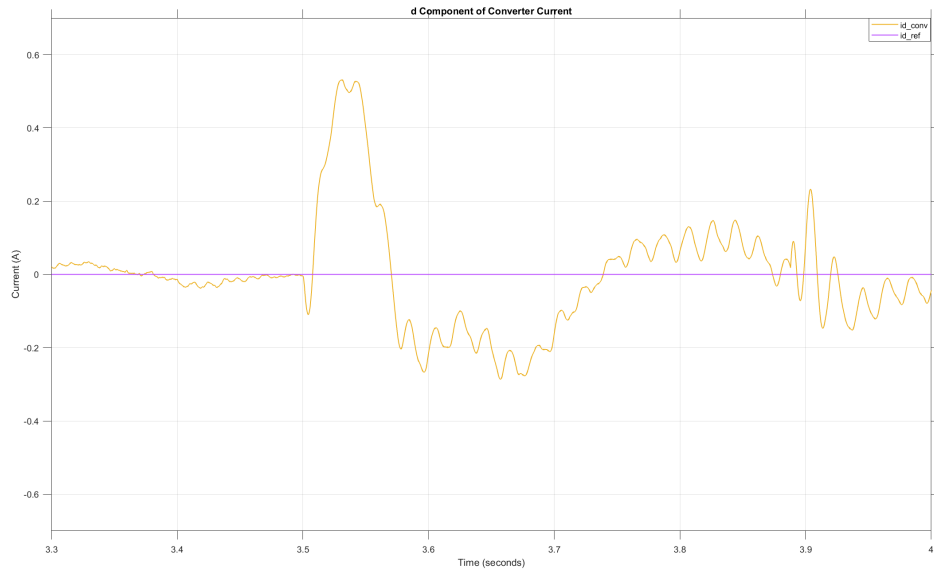
The simulation model implemented in the Simulink environment uses the main circuit parameters described in Table 5.1.

Topology of SMs	Half Bridges
Number of SMs per arm	$N = 3$
Nominal Power	$S = 4.3kVA$
Nominal Phase Current	$I_n = 9.9304A$
Fundamental Frequency	$f_N = 50Hz$
Carrier Frequency	$f_{car} = 5kHz$
SM Capacitance	$C = 5mF$
Arm Inductance	$L_{arm} = 2mH$
Arm Resistance	$R_{arm} = 0.1\Omega$
Converter Inductance	$L_s = 0.0069H$
Converter Resistance	$R = 0.05\Omega$
Proportional Gain for Current Controller	$K_p = 1.5249$
Integral Gain for Current Controller	$K_i = 54.9306$

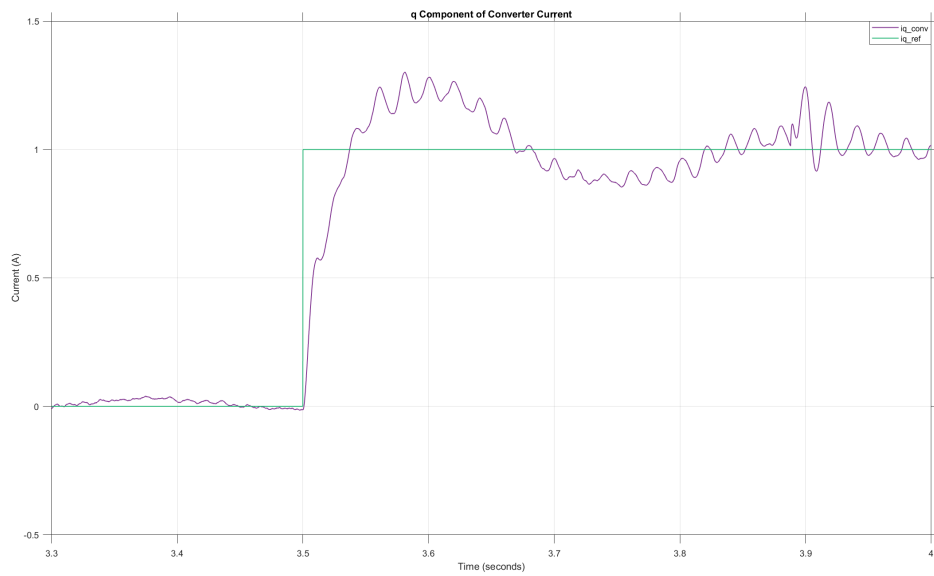
Table 5.1: Simulation parameters for STATCOM's operation

To evaluate the effectiveness of the PI controllers and verify the correct direction of the current components, a step change is introduced to the reference value of the q -component of the current at $t = 3.5$ seconds, increasing it to $1A$.

The d and q components of the converter current are illustrated in Figure 5.8. Both components of the current remain at zero, in accordance with their respective references. Following a step change in the q component of the current, the corresponding current controller promptly responds to this transient, accurately tracking the q -current in the correct direction. However, some oscillations are observed in both components, possibly stemming from the modulation implementation.



(a) d component of the converter current



(b) q component of the converter current

Figure 5.8: d and q components of the converter current

Figure 5.9 shows the d and q components of the load bus voltage. As anticipated, the q component of the bus voltage remains consistently at zero throughout the simulation, aligning with the desired orientation. In contrast, the d component of the bus voltage exhibits a decline following changes in the current reference. It is notable that in the absence of voltage control, the load bus voltage deviates unsurprisingly from its nominal value during such changes.

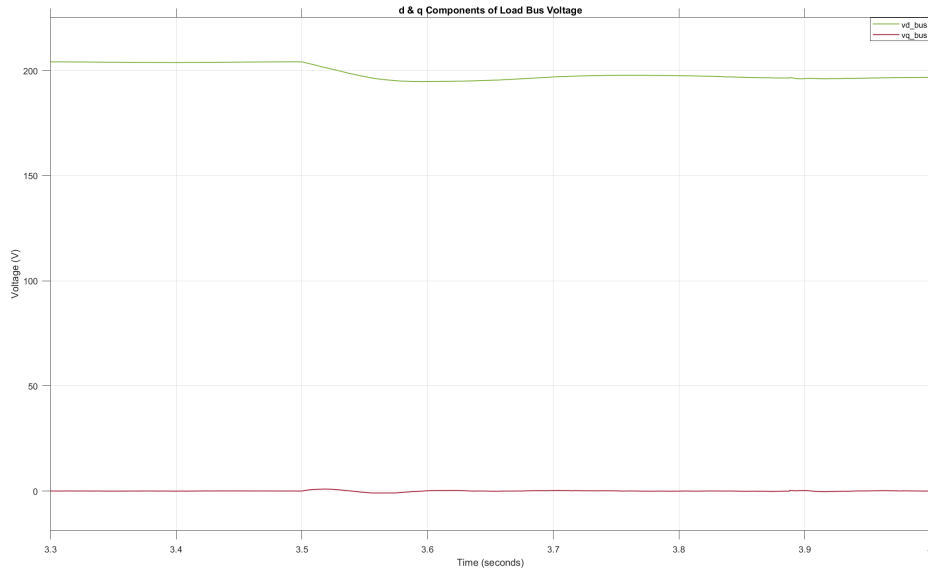
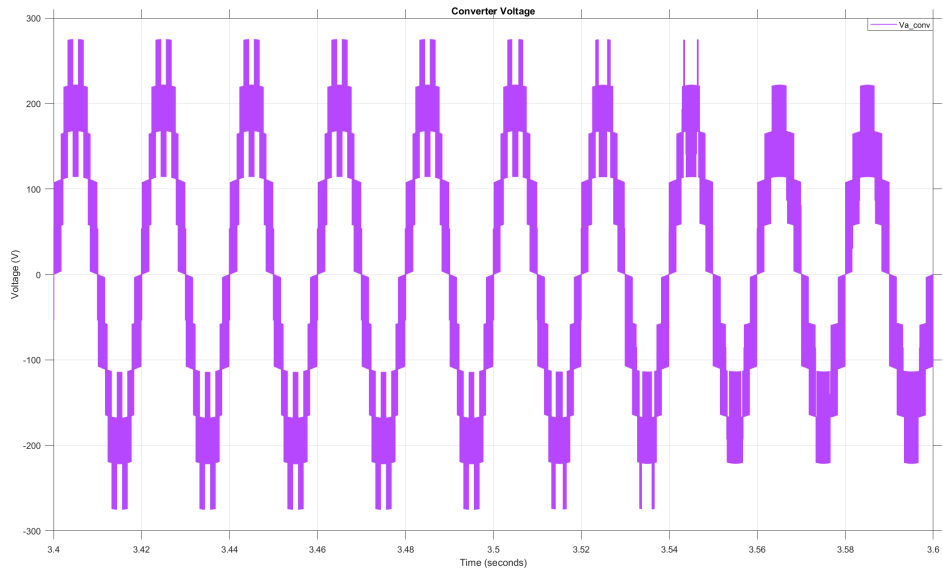


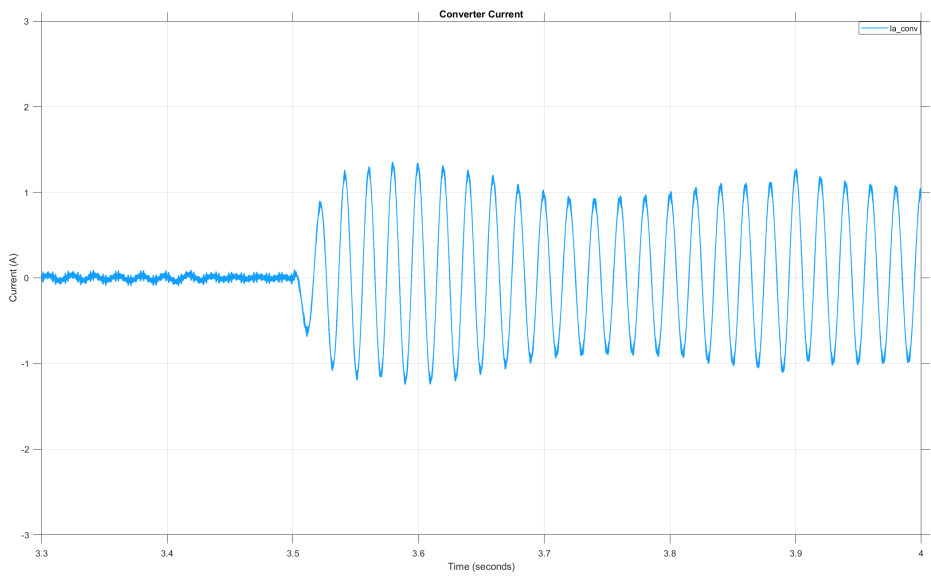
Figure 5.9: d and q components of the converter voltage

The converter output voltage and current from phase A are displayed in Figure 5.10. It is noteworthy that the converter output voltage follows a sinusoidal waveform, as expected, while the converter output current showcases similar behavior with an amplitude of nearly 1A.

Finally, the SM capacitor voltages from phase A during the transient are illustrated in Figure 5.11, whereas Figure 5.12 displays the total capacitor voltages of phase A.

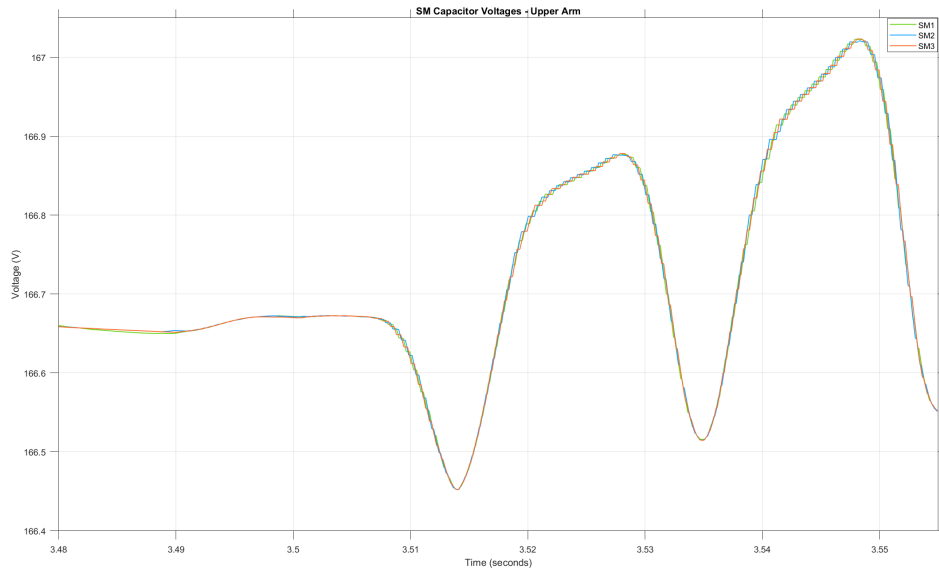


(a) Converter output voltage

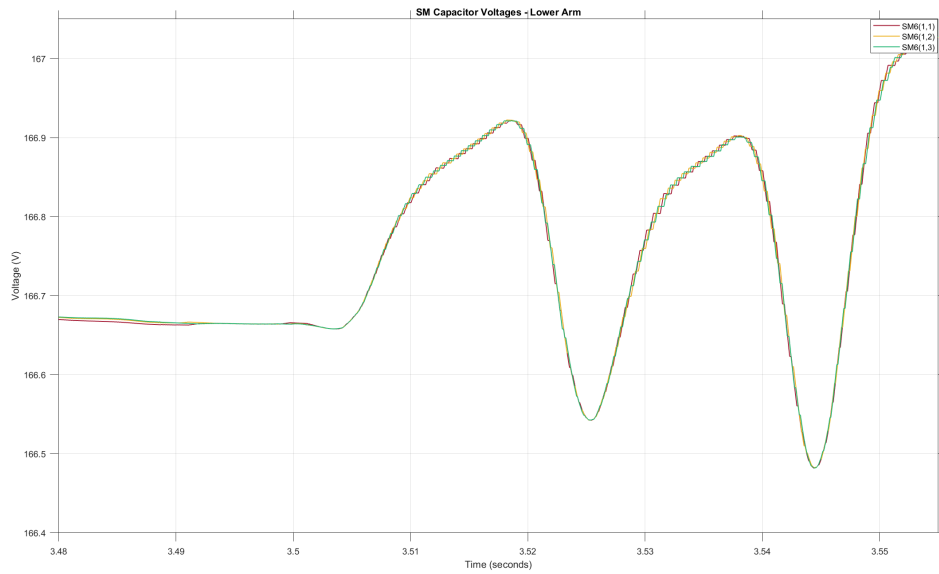


(b) Converter output current

Figure 5.10: Converter output voltage and current



(a) Upper arm



(b) Lower arm

Figure 5.11: SM capacitor voltages

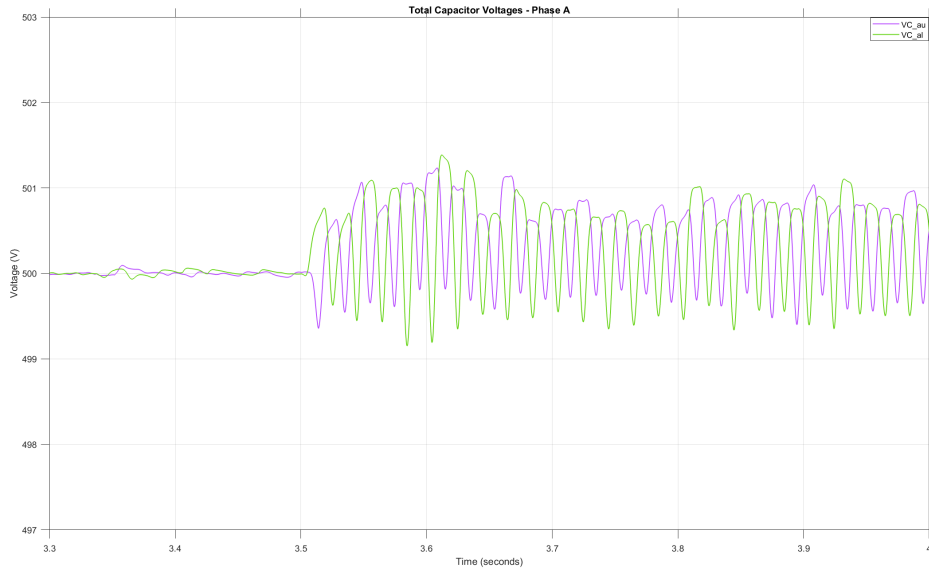


Figure 5.12: Total capacitor voltages for phase A

Overall, the simulation results closely match the theoretical analyses described earlier. It is worth noting that most of the waveforms depicted above exhibit some oscillations, although their behavior is generally satisfactory, and the expected outcomes can be verified. These oscillations are likely caused by the multiple switchings that occur within the MMC. Additionally, the implementation of the modulation process can also contribute to such oscillating phenomena.

Chapter 6

Conclusions and Future Research

6.1 Conclusions

In summary, this thesis thoroughly examines the Modular Multilevel Converter topology, with a specific emphasis on its application in grid-connected MMC-STATCOM scenarios. Acknowledged as one of the most widely adopted topologies for high-voltage applications and flexible AC transmission systems, the investigation into MMC operation has revealed unknown and at the same time significant potentials. Specifically, different modulation techniques are described, with the Single-Carrier Modulation Technique standing out for its simplicity, particularly in MMC topologies with an unknown number of submodules.

When it comes to the SM voltage sharing within MMCs, the proposed SM Selection Method utilized in the modulation process demonstrates high effectiveness and great importance. This sorting algorithm, meticulously designed in the Simulink environment, aims to ensure quick and accurate selection of the appropriate SM, even within MMCs consisting of a big number of SMs. Moreover, the theoretical analysis of the converter's dynamic behavior plays a crucial role in designing control methods. The introduction of a continuous model sheds light on the development of an Open-Loop Controller. This controller offers great performance in energy balance and good control over total capacitor voltages. Noteworthy is its effectiveness in suppressing the harmonic content of both circulating and output currents.

The study of the grid-connected MMC-STATCOM highlights the significance of its grid-following operation. Specifically, the STATCOM is connected to the load bus and synchronizes with the grid voltage, adjusting its output to align with the grid's frequency and phase. The PI current controllers implemented in the Simulink environment ensure precise control for maintaining grid voltage within defined limits.

All investigations were conducted through simulations in the Simulink environment, and an MMC topology was implemented to verify the theoretical analysis. The process of implementing the MMC in the Simulink environment, specifically the modulation using C-code block functions, was indeed time-consuming and challenging. Despite these difficulties, utilizing this block was really beneficial, as the model runs efficiently and its parameters can be easily generalized and modified. Additionally, the switching process was particularly difficult to implement and may be responsible for the multiple oscillations observed in the waveforms. However, a successful implementation of a detailed simulation model was achieved, including the switching events and modulation processes.

In conclusion, the meticulous study and implementation of the Modular Multi-level Converter have demonstrated its potentials and underscored its effectiveness for grid-connected applications. The validated theoretical analyses, along with the successful Simulink implementation of the MMC-STATCOM system, provide valuable insights and lay the groundwork for further advancements in power system stability and control.

6.2 Future Research

The goal of this thesis was to provide insights into the basic operation principles of a Modular Multilevel Converter topology, paving the way for further research and innovative investigations in this domain. The major future prospects identified are as follows:

Improvements in PI control design: By applying techniques such as active resistance R_a , anti-windup and saturations into the simulated model, the controller effectively rejects load disturbances, improving dynamic response, reducing overshoot, and promoting overall system stability without increasing total losses. Their role in ensuring the reliable and efficient functioning of the MMC under varying conditions and disturbances is remarkable.

The use of voltage PI controller: Incorporating a voltage PI controller into the STATCOM control system enables regulation of the d component of the load bus voltage. Similar to current controllers, the voltage PI controller operates by calculating the error between the ideal and actual values of V_d^{bus} . To prevent voltage saturation, limits should be imposed on the converter's voltage, implemented through voltage saturation techniques. Additionally, an anti-windup scheme should be integrated into the controller to mitigate the issue of integral error accumulation.

Grid-forming applications: Exploring advanced control strategies for grid-forming MMC-STATCOMs can enhance the ability to autonomously establish and maintain grid voltage and frequency, contributing to the grid's resilience during dynamic conditions.

The impact of time step variation on simulation and control performance: Analyzing the influence of time step changes in simulation provides valuable insights into system dynamics and result accuracy. Assessing parameters such as transient response and stability reveals how variations affect system behavior. Balancing simulation speed and accuracy helps identify optimal time steps and understand the impact on control system performance. Validating results against real-world data ensures model accuracy and practical applicability.

Real-time simulation of the converter: Implementing a real-time simulation of the converter presents an opportunity for in-depth investigation and validation of control strategies, grid integration techniques, and system performance. This platform offers a comprehensive tool for studying system behavior under diverse operating conditions, facilitating the implementation and evaluation of advanced control strategies tailored to optimize converter performance. Moreover, the ability to validate simulation results against experimental data in real-time enhances confidence in the model's accuracy and applicability, providing valuable insights for practical deployment and grid interaction.

Bibliography

- [1] Mahmoud Abdelsalam et al. “Capacitor voltage balancing strategy based on sub-module capacitor voltage estimation for modular multilevel converters”. In: *CSEE Journal of Power and Energy Systems* 2.1 (2016), pp. 65–73.
- [2] Noman Ahmed et al. “A computationally efficient continuous model for the modular multilevel converter”. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 2.4 (2014), pp. 1139–1148.
- [3] Alberto Alesina and M Venturini. “Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis”. In: *IEEE transactions on circuits and systems* 28.4 (1981), pp. 319–330.
- [4] Lennart Angquist et al. “Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy”. In: *IEEE transactions on industry applications* 47.6 (2011), pp. 2516–2524.
- [5] Antonios Antonopoulos. *On the Internal Dynamics and AC-Motor Drive Application of Modular Multilevel Converters*. KTH Royal Institute of Technology, School of Electrical Engineering, 2014.
- [6] Antonios Antonopoulos, Lennart Angquist, and Hans-Peter Nee. “On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter”. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE. 2009, pp. 1–10.
- [7] Antonios Antonopoulos et al. “Stability analysis of modular multilevel converters with open-loop control”. In: *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE. 2013, pp. 6316–6321.
- [8] Mansour Baazouzi and Faouzi Bacha. “Control Strategy of Modular Multilevel Converter: theoretical investigation and performance”. In: *2019 International Conference on Signal, Control and Communication (SCC)*. IEEE. 2019, pp. 296–301.
- [9] Abhijit Choudhury et al. “Reduced switching loss based cell capacitor voltage balancing strategy for MMC”. In: *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE. 2020, pp. 1–5.

- [10] M Glinka and R Marquardt. “A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter”. In: *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003*. Vol. 1. IEEE. 2003, pp. 16–23.
- [11] Makoto Hagiwara and Hirofumi Akagi. “Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters”. In: *IEEE transactions on power electronics* 24.7 (2009), pp. 1737–1746.
- [12] Makoto Hagiwara and Hirofumi Akagi. “PWM control and experiment of modular multilevel converters”. In: *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE. 2008, pp. 154–161.
- [13] Akseli Hakkila, Antonios Antonopoulos, and Petros Karamanakos. “A Direct Model Predictive Control Strategy of Back-to-Back Modular Multilevel Converters Using Arm Energy Estimation”. In: *2022 24th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe)*. IEEE. 2022, pp. 1–10.
- [14] Lennart Harnefors et al. “Control of voltage-source converters and variable-speed drives”. In: *Lecture notes, Västerås, Sweden* (2014).
- [15] Hossein Iman-Eini et al. “A modular strategy for control and voltage balancing of cascaded H-bridge rectifiers”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.5 (2008), pp. 2428–2442.
- [16] Georgios S Konstantinou and Vassilios G Agelidis. “Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques”. In: *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. IEEE. 2009, pp. 3399–3404.
- [17] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng. “Multilevel converters—a new breed of power converters”. In: *IEEE Transactions on industry applications* 32.3 (1996), pp. 509–517.
- [18] Anton Lesnicar and Rainer Marquardt. “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range”. In: *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3. IEEE. 2003, 6–pp.
- [19] Yidan Li and Bin Wu. “A novel DC voltage detection technique in the CHB inverter-based STATCOM”. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 23.3 (2008), pp. 1613–1619.
- [20] Stephanos Manias. *Power Electronics*. 3rd ed. Symeon, 2020.
- [21] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 3rd ed. John Wiley & Sons, 2002.

- [22] Umesh Kumar Rathod and Bharat Modi. “Simulation and analysis of various configuration of MMC for new generation STATCOM”. In: *2017 8th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)*. IEEE. 2017, pp. 1–4.
- [23] Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”. In: *IEEE Transactions on industrial electronics* 49.4 (2002), pp. 724–738.
- [24] Hani Saad et al. “Modelling of MMC including half-bridge and full-bridge sub-modules for EMT study”. In: *2016 Power Systems Computation Conference (PSCC)*. IEEE. 2016, pp. 1–7.
- [25] Weiyao Wang et al. “A simplified capacitor voltage balancing method for modular multilevel converter with carrier-phase-shift pulse width modulation”. In: *ICPE (ISPE)* (2019), pp. 1192–1197.
- [26] Yi Wang et al. “A nearest level PWM method for the MMC in DC distribution grids”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.11 (2018), pp. 9209–9218.