



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

Προβλεπτικός Έλεγχος Ρεύματος Αντιστροφή με L και LCL Φίλτρο για τη Διασύνδεση στο Δίκτυο

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μυρτώ Γκουζέλου

Επιβλέπων: Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, 7 Ιουλίου 2014



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

Προβλεπτικός Έλεγχος Ρεύματος Αντιστροφέα με L και LCL Φίλτρο για τη Διασύνδεση στο Δίκτυο

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μυρτώ Γκουζέλου

Επιβλέπων: Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 9^η Ιουλίου 2014

.....
Στ. Ν. Μανιάς
Καθηγητής

.....
Α. Κλαδάς
Καθηγητής

.....
Στ. Παπαθανασίου
Αναπληρωτής Καθηγητής

Αθήνα, 7 Ιουλίου 2014

.....

Μυρτώ Γκουζέλου

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Μυρτώ Γκουζέλου, 2014

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 ερευνητικής ή εκπαιδευτικής 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 το συγγραφέα.

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

Ευχαριστίες

Στις γραμμές που ακολουθούν, θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στους ανθρώπους που στάθηκαν δίπλα μου, στη διάρκεια των σπουδών μου στο Ε.Μ.Π, οι οποίες ολοκληρώνονται με την παρούσα διπλωματική εργασία. Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα μου Καθηγητή κ. Στέφανο Μανιά, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, στην ανάθεση αυτού του θέματος και για τη στήριξή του σε όλες τις μετέπειτα επιλογές, που χρειάστηκε να κάνω. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω το μεταδιδακτορικό ερευνητή του πολυτεχνείου του Μονάχου (Technische Universität München, TUM), Δρ. Πέτρο Καραμανάκο, για την υπομονή του και τη συνεχή καθοδήγηση του. Χάρης στον Πέτρο και τις διαδικτυακές συνδιαλέξεις και συναντήσεις που είχαμε, μπόρεσα σταδιακά να εντρυφήσω στο επιστημονικό αντικείμενο που μου ανατέθηκε και να ολοκληρώσω τη διπλωματική μου εργασία. Τέλος, θα ήθελα βαθύτητα να ευχαριστήσω τους γονείς μου, για την υποστήριξή τους, σε κάθε μου επιλογή και κυρίως για τη βοήθεια που μου παρείχαν, καθ' όλη τη διάρκεια αυτής της πορείας. Χωρίς την ισχυρή πεποίθησή τους, από την πρώτη στιγμή, ότι θα καταφέρω να φτάσω στο τέλος της, τίποτε από όλα αυτά δε θα ήταν δυνατό να ολοκληρωθεί.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία επικεντρώνεται στο μοντελοποιημένο προβλεπτικό έλεγχο ρεύματος, που εφαρμόζεται στους αντιστροφείς ηλεκτρονικών ισχύος και κυρίως στην περίπτωση της διασύνδεσης του αντιστροφέα με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Η εργασία είναι οργανωμένη σε δύο μέρη. Στο πρώτο μέρος, γίνεται αναλυτική περιγραφή του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου (Model Predictive Control, MPC) και περιγράφονται οι βασικές αρχές του. Το δεύτερο μέρος εστιάζει στις εφαρμογές του προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος, στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα ισχύος. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται δύο εφαρμογές: ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα με ωμικό-επαγωγικό ($R - L$) φορτίο, συνδεδεμένο στην έξοδό του (Κεφ. 3) και ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος για τη διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο (Κεφ. 4). Στη δεύτερη εφαρμογή, εξετάζεται η τοποθέτηση δύο τύπων παθητικού φίλτρου α) το φίλτρο τύπου L και β) το φίλτρο τύπου LCL και εξάγονται συγκριτικά συμπεράσματα και παρατηρήσεις.

Ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα παρουσιάζει το μειονέκτημα του μεγάλου υπολογιστικού φόρτου. Για το λόγο αυτό, στο τελευταίο κεφάλαιο της εργασίας, παρουσιάζεται η τεχνική του Move Blocking, η οποία αποβλέπει στον περιορισμό της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του προβλεπτικού ελεγκτή.

Η ανάλυση που παρουσιάζεται υποστηρίζεται μέσω προσομοιώσεων που υλοποιήθηκαν στο λογισμικό της Matlab, Simulink.

Λέξεις Κλειδιά

τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης, διασύνδεση στο δίκτυο, μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος, αντικειμενική συνάρτηση, ορίζοντας πρόβλεψης, έλεγχος ρεύματος, φίλτρο τύπου L , φίλτρο τύπου LCL , συντονισμός, συχνότητα συντονισμού, διακοπτική συχνότητα, υπολογιστική πολυπλοκότητα

Abstract

The present thesis focuses on model predictive current control which is applied to the three phase inverter and specifically to the grid-connected inverter. The thesis is organized in two parts. In the first part, Model Predictive Control (MPC) is introduced and its main features are presented. The second part focuses on the applications of predictive current control to the three-phase inverter. Specifically, two applications are studied: model predictive current control of an inverter with $R - L$ load (Ch. 3) and model predictive current control of an inverter connected to the grid (Ch. 4). In the last case, two types of passive filters are examined a) filter L and b) filter LCL . Comparative results and observations are discussed for both type of filters.

The main disadvantage of model predictive current control, of the grid-connected inverter, is the high computational burden. For this reason, in the last chapter of this thesis, Move Blocking strategy is adopted, in order to decrease the computational complexity of the predictive controller.

The analysis that follows is supported by simulation results on Matlab-Simulink.

Key words

three-phase voltage source inverter, connection to the grid, model predictive control (MPC), objective function, prediction horizon, current control, filter L , filter LCL , resonance, resonant frequency, switching frequency, computational complexity

Περιεχόμενα

Ευχαριστίες	i
Περίληψη	iii
1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	1
1.1 Εισαγωγή	1
1.2 Διασύνδεση αντιστροφέα με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας	5
1.2.1 Αντιστροφέας - Δίκτυο	5
1.2.2 Παθητικά φίλτρα	7
1.2.3 Τεχνικές ελέγχου ρεύματος	8
I Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός Έλεγχος	11
2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ	12
2.1 Εισαγωγή	12
2.1.1 Μαθηματικό Μοντέλο του συστήματος προς έλεγχο	13
2.1.2 Πρόβλημα βελτιστοποίησης και αντικειμενική συνάρτηση	15
2.2 Μετατιθέμενος ορίζοντας / Receding Horizon Policy	17
2.3 Επίλυση προβλήματος βελτιστοποίησης	18
II Εφαρμογές	19
3 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ R-L ΦΟΡΤΙΟ	20

3.1	Εισαγωγή	20
3.2	Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων	20
3.3	Μοντέλο φορτίου	24
3.4	Αντικειμενική Συνάρτηση	25
3.5	Αποτελέσματα προσομοίωσης	32
3.5.1	Μοναδιαίος ορίζοντας πρόβλεψης	32
3.5.2	Ορίζοντας πρόβλεψης $N = 3$	37

4 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΓΙΑ ΤΗ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗ ΣΤΟ

ΔΙΚΤΥΟ	41
4.1	Εισαγωγή 41
4.2	Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα με L φίλτρο για τη διασύνδεση στο δίκτυο 43
4.2.1	L φίλτρο 43
4.2.2	Προβλεπτικό μοντέλο διάταξης 45
4.2.3	Αντικειμενική συνάρτηση 47
4.3	Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα με LCL φίλτρο για τη διασύνδεση στο δίκτυο 51
4.3.1	LCL φίλτρο 51
4.3.2	Σχεδιασμός LCL φίλτρου 54
4.3.3	Προβλεπτικό μοντέλο διάταξης 56
4.3.4	Αντικειμενική συνάρτηση 59
4.4	Αποτελέσματα προσομοίωσης 67
4.4.1	Έλεγχος ρεύματος με L φίλτρο 69
4.4.2	Έλεγχος ρεύματος με LCL φίλτρο 72
4.5	Συμπεράσματα 76

5 ΜΕΙΩΣΗ ΤΗΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗΣ ΠΟΛΥΠΛΟΚΟΤΗΤΑΣ

ΤΟΥ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ	80
5.1	Εισαγωγή 80
5.2	Move blocking 81

5.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης και Συμπεράσματα	83
--	----

ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ	94
-------------------------------------	-----------

III Παράρτημα	97
---------------	----

Μετασχηματισμός του Clarke	98
----------------------------	----

Μαθηματικοί Ορισμοί	100
---------------------	-----

Μεταβλητές	102
------------	-----

Ακρώνυμα	105
----------	-----

Βιβλιογραφία	107
--------------	-----

Κεφάλαιο 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Εισαγωγή

Η βασική ενεργειακή πηγή της σύγχρονης ανθρώπινης δραστηριότητας είναι το πετρέλαιο και τα ορυκτά καύσιμα. Στην Ελλάδα, η συμμετοχή των πετρελαιοειδών στο ενεργειακό ισοζύγιο της χώρας, είναι ιδιαίτερα αυξημένη. Αυτό οφείλεται, κυρίως, στην αυξημένη χρήση πετρελαιοειδών στις μεταφορές αλλά και στο ρόλο που παίζουν ως κύριο καύσιμο στο σύστημα ηλεκτροπαραγωγής στα μη διασυνδεδεμένα νησιά, σύμφωνα με το [34]. Επίσης, στο διασυνδεδεμένο σύστημα, βάση του National Report PAE 2012 [37], το 66.5% της συνολικής ηλεκτρικής ενέργειας παράγεται από μεγάλους θερμοηλεκτρικούς σταθμούς, στους οποίους καταναλώνεται κατά κύριο λόγο λιγνίτης, 4930 MW, και πετρέλαιο, 730 MW.

Η εξάρτηση της Ελλάδος από το πετρέλαιο και τα ορυκτά καύσιμα έχει αρνητικές επιπτώσεις τόσο στην οικονομία της χώρας, όσο και στο περιβάλλον. Το γεγονός ότι η Ελλάδα είναι ένας καθαρός εισαγωγέας πετρελαίου καθιστά την οικονομία της χώρας ευάλωτη σε κάθε αύξηση της σχετικής τιμής του. Επίσης, η αυξημένη χρήση των πετρελαιοειδών έχει οδηγήσει, παγκοσμίως, στην εμφάνιση αρνητικών φυσικών φαινομένων, με κυρίαρχο παράδειγμα το φαινόμενο του θερμοκηπίου. Στα παραπάνω προστίθεται και το γεγονός ότι οι ενεργειακές πηγές, όπως το πετρέλαιο και τα ορυκτά καύσιμα, δεν είναι ανεξάντλητες, αλλά αντίθετα είναι είδος σε ανεπάρκεια. Λόγω αυτών των αρνητικών συνεπειών, η παγκόσμια κοινότητα, ήδη από τις αρχές της δεκαετίας του 1980, έχει στραφεί προς την αναζήτηση νέων πηγών ενέργειας που να είναι ανανεώσιμες από τη φύση και να μη ρυπαίνουν το περιβάλλον. Οι κυριότερες πρωτογενείς πηγές και οι αντίστοιχες τεχνολογίες των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (Α.Π.Ε.) που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι:

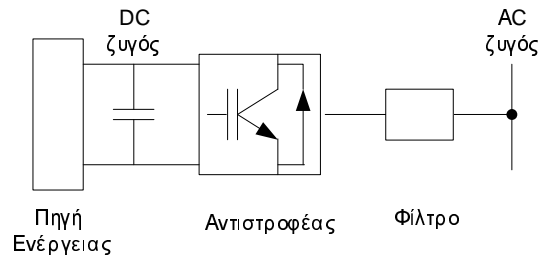
1. Οι Ανεμογεννήτριες - Α/Γ, οι οποίες βασίζονται στη μετατροπή της κινητικής ενέργεια του ανέμου σε ηλεκτρική.

2. Τα Φωτοβολταϊκά - Φ/Β κύτταρα που βασίζονται στη μετατροπή της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρική.
3. Τα Μικρο-υδροηλεκτρικά - ΜΥΗ στα οποία η δυναμική και κινητική ενέργεια των υδάτινων ρευμάτων μετατρέπεται σε ηλεκτρική μέσω υδροστροβίλου και ηλεκτρογεννήτριας και
4. Η Βιομάζα. Με τον όρο βιομάζα εννοούμε τη χημική ενέργεια που περιλαμβάνεται σε κάθε είδους οργανικά υλικά, η οποία προέρχεται είτε άμεσα από φυτά, είτε έμμεσα από βιομηχανικά, αγροτικά ή οικιακά υπολείμματα. Η ενέργεια αυτή αρχικά μετατρέπεται σε θερμική και ακολούθως μέρος αυτής σε ηλεκτρική ενέργεια.

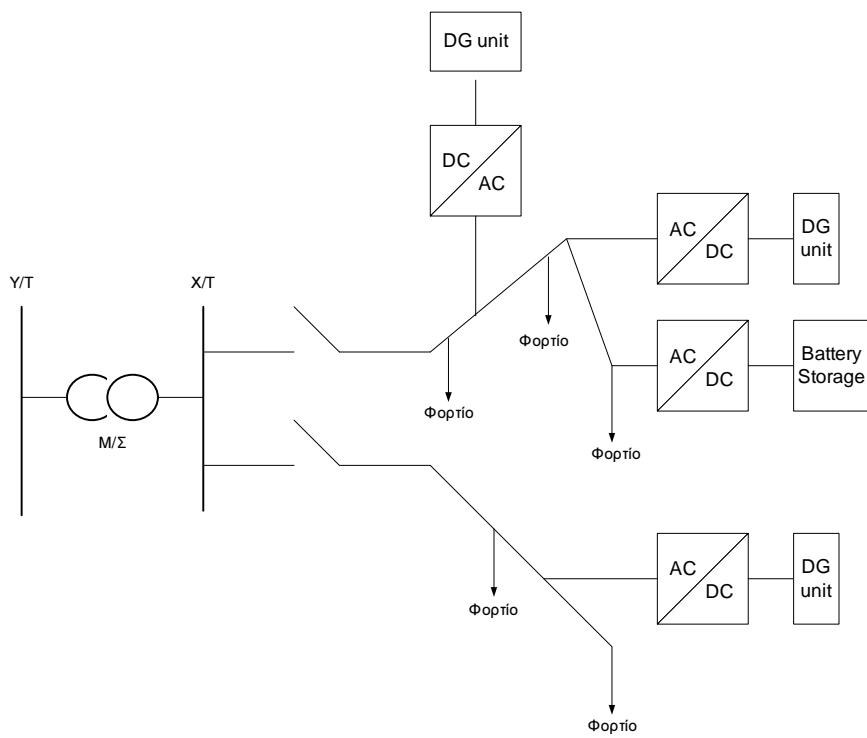
Βάση του νέου νόμου, που ψηφίστηκε το Μάιο του 2010, διαμορφώνεται ο εθνικός στόχος για το 2020, σχετικά με τη διείσδυση των Α.Π.Ε. στην ελληνική παραγωγή και κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας. Βάση του νόμου αυτού, σύμφωνα με τη βιβλιογραφία [32], ορίζονται τα παρακάτω: α) Συμμετοχή της ενέργειας που παράγεται από Α.Π.Ε. στην ακαθάριστη τελική κατανάλωση ενέργειας σε ποσοστό 20%. β) Συμμετοχή της ηλεκτρικής ενέργειας που παράγεται από Α.Π.Ε. στην ακαθάριστη κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας σε ποσοστό τουλάχιστον 40%. γ) Συμμετοχή της ενέργειας που παράγεται από Α.Π.Ε. στην τελική κατανάλωση ενέργειας για θέρμανση και ψύξη σε ποσοστό τουλάχιστον 20%. δ) Συμμετοχή της ενέργειας που παράγεται από Α.Π.Ε. στην τελική κατανάλωση ενέργειας στις μεταφορές σε ποσοστό τουλάχιστον 10%.

Εκτιμάται ότι, για την επίτευξη του παραπάνω στόχου, πρέπει το 2020 να λειτουργούν, στον ελληνικό χώρο, περίπου 8000 MW αιολικών σταθμών. Γίνεται επομένως αντιληπτό ότι η νέα πολιτική αλλάζει τελείως το τοπίο του δικτύου ηλεκτρικής ενέργειας. Τη θέση του κεντρικού παραγωγού ηλεκτρικής ενέργειας, που μέχρι σήμερα είναι οι θερμοηλεκτρικοί σταθμοί, παίρνουν τώρα πηγές ενέργειας από Α.Π.Ε., οι οποίες είναι διασυνδεδεμένες στο δίκτυο και συνήθως βρίσκονται κοντά στο σημείο κατανάλωσης. Οι πηγές αυτές αναφέρονται ως *διεσπαρμένη παραγωγή (Distributed Generation/DG)*. Μία σχηματική αναπαράσταση της DG μονάδας παρουσιάζεται στο Σχ. 1.1.

Πέραν της λειτουργίας της διεσπαρμένης παραγωγής ως μία ανεξάρτητη μονάδα, είναι δυνατή και η λειτουργία πολλών διαφορετικών μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής, καθώς και των επιμέρους φορτίων των οποίων εξυπηρετούν, ως ένα ενιαίο σύνολο. Το σύνολο αυτό, στην πράξη, λειτουργεί ως ένα υποσύστημα του κεντρικού δικτύου και αναφέρεται ως *μικροδίκτυο*. Μία απλοποιημένη αναπαράσταση ενός μικροδικτύου παρουσιάζεται στο Σχ. 1.2.



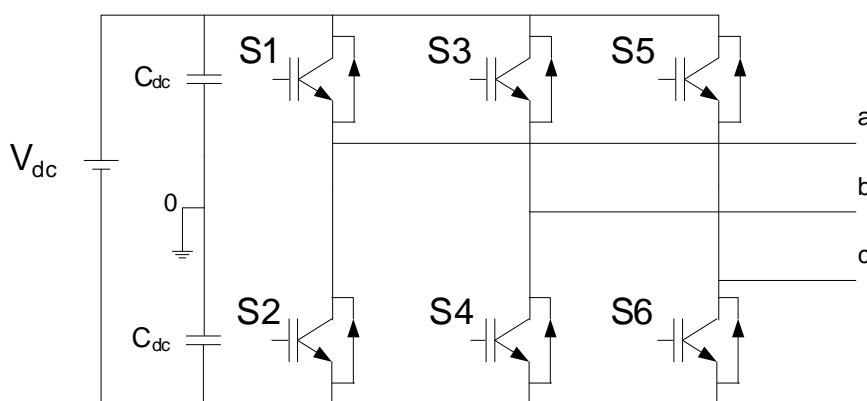
Σχήμα 1.1: Μονάδα διεσπαρμένης παραγωγής



Σχήμα 1.2: Μικροδίκτυο

Λόγω της μεταβλητότητας της ισχύος που παράγεται από τις Α.Π.Ε. και την εξάρτηση της ίδιας της πηγής ενέργειας από μη ελεγχόμενους παράγοντες, όπως είναι ο άνεμος και η ηλιακή ενέργεια, η διασύνδεση της διεσπαρμένης παραγωγής στο δίκτυο γίνεται μέσω ηλεκτρονικών ισχύος, όπως φαίνεται και στο Σχ. 1.1. Στην ουσία, οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος και τα συστήματα ελέγχου αυτών αποτελούν τον απαραίτητο συνδετικό κρίκο για να επιτευχθεί η ελεγχόμενη ανταλλαγή της ενέργειας, από την ανανεώσιμη πηγή στο δίκτυο. Ο ρόλος των ηλεκτρονικών ισχύος είναι ιδιαίτερα σημαντικός και στην περίπτωση του μικροδικτύου, όπου απαιτείται η συνεργασία μεταξύ των διάφορων πηγών, για τη διατήρηση του ισοζυγίου ενέργειας. Στην πράξη το μικροδίκτυο, χάρις στην παρουσία των ηλεκτρονικών ισχύος, μπορεί να λειτουργήσει ως ένα τελείως αυτοσυντηρούμενο δίκτυο με αυτόνομο σύστημα ελέγχου, επικοινωνίας και προστασίας [25] .

Μία από τις ευρέως χρησιμοποιούμενες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, για τη διασύνδεση των Α.Π.Ε. στο δίκτυο, είναι ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων (Two-level Voltage Source Inverter, 2L-VSI). Η διάταξη αυτή αποτελείται από έξι ημιαγωγούς διακόπτες που μπορούν να είναι IGBTs ισχύος, τρανζίστορ ισχύος, θυρίστορ, Mosfets ή GTOs, ¹ ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου του αντιστροφέα. Μέσω μίας λογικής αγωγής και σβέσης των διακοπών του, ο αντιστροφέας μετατρέπει τη dc τάση, συνδεδεμένη στην είσοδό του, σε ac. Το ισοδύναμο κύκλωμα του αντιστροφέα σχεδιασμένο με IGBTs παρουσιάζεται στο Σχ. 1.3. Αντιπαράλληλα στους ελεγχόμενους ημιαγωγούς, είναι συνδεδεμένοι δίοδοι ελεύθερης διέλευσης, για να είναι δυνατή η αμφίδρομη ροή ισχύος, δηλαδή από την dc πλευρά στην ac αλλά και αντίστροφα.



Σχήμα 1.3: Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι, ο αντιστροφέας βρίσκει ευρεία εφαρμογή και σε άλ-

¹Τα IGBTs, Mosfets, GTOs, θυρίστορ και τρανζίστορ είναι ηλεκτρονικοί ημιαγωγοί διακόπτες ισχύος τριών ακροδεκτών. Αναλυτική περιγραφή των διακοπτικών τους χαρακτηριστικών γίνεται στο[1], [2]

λες περιπτώσεις πλην της διασύνδεσης των Α.Π.Ε. στο δίκτυο. Ενδεικτικά αναφέρουμε: τα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος, τα ενεργά φίλτρα, για τη μείωση των αρμονικών και τη βελτίωση της ποιότητας ηλεκτρικής ισχύος (Active filters), τα ενεργά συστήματα αντιστάθμισης άεργου ισχύος (Static Var Compensators, SVC), τα συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος (Uninterruptible Power Supplies, UPS) και τη σύνδεση συστημάτων αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας στο δίκτυο (Battery Energy Storage Systems, BESS).

1.2 Διασύνδεση αντιστροφέα με το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας

1.2.1 Αντιστροφέας - Δίκτυο

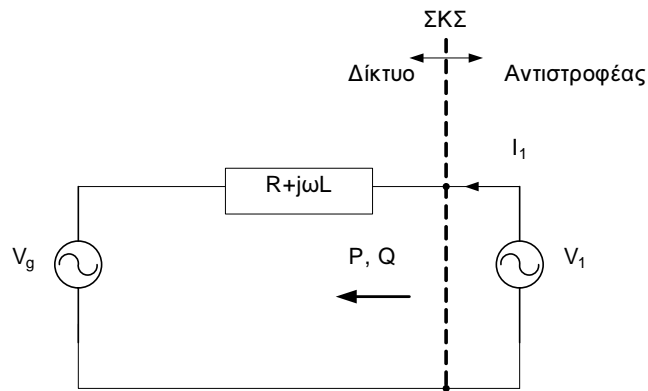
Το ανά φάση ισodύναμο κύκλωμα του αντιστροφέα, διασυνδεδεμένου στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, παρουσιάζεται στο Σχ. 1.4. Το σημείο σύνδεσης του αντιστροφέα με το δίκτυο ονομάζεται Σημείο Κοινής Σύνδεσης, ΣΚΣ (Point of Common Coupling, PCC) και αποτελεί το πλησιέστερο προς την εγκατάσταση παραγωγής σημείο του δικτύου, στο οποίο συνδέεται ή μπορεί να συνδεθεί μελλοντικά άλλος καταναλωτής ή παραγωγός.

Όπως φαίνεται από το Σχ. 1.4, ο αντιστροφέας αναπαρίσταται από μία ιδανική πηγή τάσης, ημιτονικής μορφής. Στην πραγματικότητα, η τάση εξόδου του αντιστροφέα δεν είναι ημιτονική και μάλιστα παρουσιάζει έντονο αρμονικό περιεχόμενο. Εντούτοις, εάν ληφθεί υπόψη μόνο η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης, δηλαδή η συνιστώσα των 50Hz , τότε ο αντιστροφέας, μαζί με την πηγή ενέργειας, στην dc πλευρά του, και το σύστημα ελέγχου του, μπορεί να θεωρηθεί, κατά τη μοντελοποίηση, ως μία ηλεκτρονική γεννήτρια τάσης, ημιτονικής μορφής, ελεγχόμενου μέτρου και συχνότητας.

Κριτήριο, για τη διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο, είναι η εξασφάλιση μίας καλής κυματομορφής ρεύματος. Η ποιότητα του ρεύματος περιγράφεται από το συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion Factor, THD). Το THD εκφράζει το μέγεθος του αρμονικού ρεύματος, ως ποσοστό της θεμελιώδους συνιστώσας, και μαθηματικά δίνεται από τη σχέση (1.1).

$$THD = \sqrt{\frac{\tilde{I}^2 - \tilde{I}_1^2}{\tilde{I}_1^2}} 100\% \quad (1.1)$$

Η έγχυση αρμονικού ρεύματος στο δίκτυο προκαλεί παραμόρφωση της τάσης και ενδεχόμενη παρενόχληση της λειτουργίας άλλων συσκευών, φορτίων ή στοιχείων του δικτύου. Για



Σχήμα 1.4: Διασύνδεση Αντιστροφέα-Δίκτυο

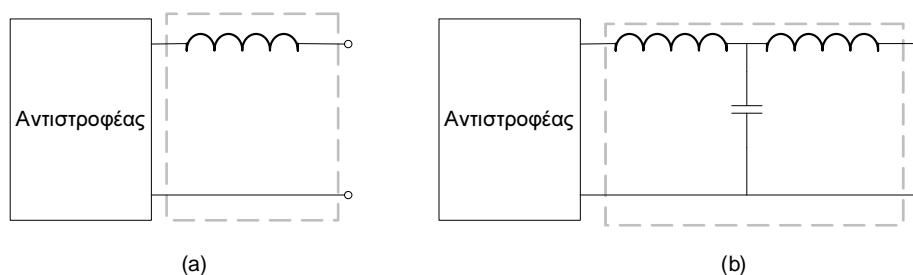
το λόγο αυτό, η διατήρηση του THD σε χαμηλά επίπεδα είναι ιδιαίτερα σημαντική. Στον πίνακα που ακολουθεί παρουσιάζονται τα όρια των αρμονικών του ρεύματος και του THD , όπως αυτά ορίζονται από το πρότυπο IEEE Standar 519-1992 Harmonic Limits και τις διεθνείς προδιαγραφές. Όπως φαίνεται από τον Πιν. 1.1, ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης εξαρτάται από το λόγο του μέγιστου ρεύματος βραχυκύκλωσης, I_{sc} , ως προς τη θεμελιώδη συνιστώσα ρεύματος φορτίου στο ΣΚΣ, I_L , ή αλλιώς ο λόγος αυτός μπορεί να υπολογιστεί ως η ισχύς βραχυκυκλώσεως, MVA_{sc} , στο ΣΚΣ ως προς την ισχύ του φορτίου, MVA_L). Εντούτοις, για την περίπτωση που εξετάζεται μία εγκατάσταση παραγωγής, όπως φαίνεται από την υποσημείωση $< 20^*$ στον Πιν. 1.1, τότε το THD πρέπει να είναι κάτω του 5%, ανεξαρτήτως του λόγου I_{sc}/I_L .

Μέγιστη Αρμονική Παραμόρφωση Ρεύματος ως ποσοστό του I_L						
Τάξη αρμονικών (Περιττές Αρμονικές)						
I_{sc}/I_L	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 25$	$35 \leq h$	$THD\%$
$< 20^*$	4	2	1.5	0.6	0.3	5
$20 < 50$	7	3.5	2.5	1	0.5	8
$50 < 100$	10	4.5	4	1.5	0.7	12
$100 < 1000$	12	5.5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2.5	1.4	20
Οι άρτιες αρμονικές περιορίζονται στο 25% των ανωτέρω ορίων των περιττών αρμονικών						
*Όλες οι εγκαταστάσεις παραγωγής δεσμεύονται από αυτές τις τιμές του ρεύματος παραμόρφωσης, ανεξαρτήτως του πραγματικού I_{sc}/I_L						

Πίνακας 1.1: Όρια αρμονικών και $THD\%$ βάση του προτύπου IEEE Standar 519-1992 Harmonic Limits

1.2.2 Παθητικά φίλτρα

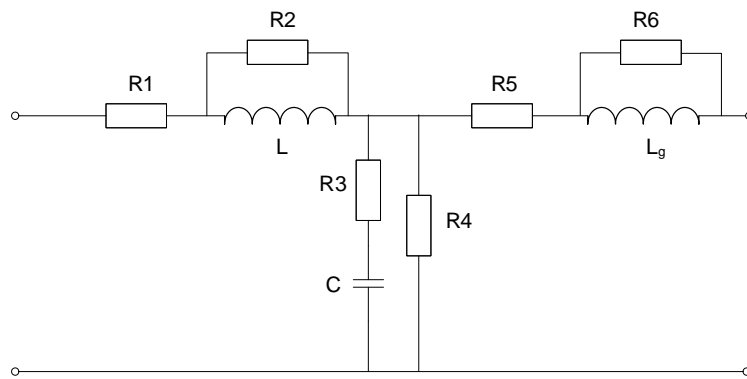
Για να επιτευχθεί μία καλύτερη κυματομορφή ρεύματος, δηλαδή χαμηλά επίπεδα THD , όπως επιβάλλεται από τις διεθνείς προδιαγραφές, η σύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο δε γίνεται απευθείας, αλλά μέσω ενός παθητικού φίλτρου. Στην παρούσα εργασία, μελετώνται δύο είδη παθητικών φίλτρων: το φίλτρο τύπου L και το φίλτρο τύπου LCL , τα ισοδύναμα κυκλώματα των οποίων παρουσιάζονται στο Σχ. 1.5(a) και 1.5(b) αντίστοιχα. Η χρήση παθητικών φίλτρων τύπου LCL , πράγματι βελτιώνει την κυματομορφή του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, εφόσον όμως αντιμετωπισθεί αποτελεσματικά το φαινόμενο του συντονισμού, το οποίο οφείλετε στην ύπαρξη της αυτεπαγωγής L και του πυκνωτή C του φίλτρου. Σε αντίθετη περίπτωση, όπως θα παρουσιαστεί και αναλυτικότερα στα επόμενα κεφάλαια, οι αρμονικές που παράγονται κοντά στη συχνότητα συντονισμού παρουσιάζουν μεγάλη αύξηση, πράγμα που επιδεινώνει τη συμπεριφορά της διάταξης.



Σχήμα 1.5: Φίλτρα εξόδου αντιστροφέα

Μία βασική τεχνική αντιμετώπισης του φαινομένου αυτού είναι η χρήση αντιστάσεων, που τοποθετούνται παράλληλα ή εν σειρά με το πηνίο ή τον εγκάρσιο κλάδο του πυκνωτή του φίλτρου. Η τεχνική αυτή, η οποία απεικονίζεται σχηματικά στο Σχ. 1.6, αναφέρεται στη βιβλιογραφία [31] ως παθητική απόσβεση (passive damping). Η τοποθέτηση των αντιστάσεων, ναί μεν μπορεί να εξασφαλίσει την απόσβεση των όποιων ταλαντώσεων, λόγω του φαινομένου του συντονισμού, αλλά αυξάνει τις απώλειες ισχύος της διάταξης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του γενικότερου βαθμού απόδοσης της.

Μια άλλη προσέγγιση, η οποία περιγράφεται στα [19], [20], [22], [28], είναι η τεχνική της ενεργητικής απόσβεσης (active damping). Η τεχνική αυτή θεωρεί την ύπαρξη μίας εικονικής αντίστασης (virtual resistor) και προσομοιώνει τη λειτουργία της, με κατάλληλο σχεδιασμό του συστήματος ελέγχου.



Σχήμα 1.6: passive damping : Πιθανές θέσεις τοποθέτησης αντιστάσεων

1.2.3 Τεχνικές ελέγχου ρεύματος

Η ενεργός και άεργος ισχύς, η οποία εγχέεται από την εγκατάσταση (αντιστροφέας) στο δίκτυο, βάση του Σχ. 1.4, δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$P = \tilde{V}_g \tilde{I}_1 \cos \phi \quad (1.2)$$

$$Q = \tilde{V}_g \tilde{I}_1 \sin \phi \quad (1.3)$$

όπου

\tilde{V}_g είναι η ενεργός τιμή της τάσεως του δικτύου στο α.μ σύστημα

\tilde{I}_1 είναι η ενεργός τιμή της θεμελιώδης συνιστώσας του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα στο α.μ σύστημα

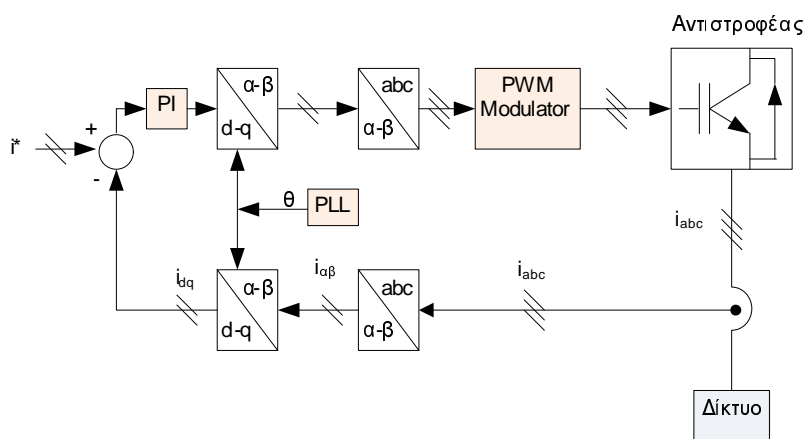
ϕ είναι η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο παραπάνω μεγεθών

Εφόσον η τάση του δικτύου θεωρείται ως μία ιδανική πηγή, για την έγχυση της απαιτούμενης ισχύος, όπως φαίνεται κι από τις σχέσεις (1.2), (1.3), είναι απαραίτητος ο έλεγχος του μέτρου και της φάσης του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα. Με άλλα λόγια, για να επιτυγχάνεται η επιθυμητή ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ δικτύου και εγκατάστασης, απαιτείται ο σχεδιασμός μίας τεχνικής ελέγχου, που να εξασφαλίζει ότι το διάνυσμα του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα ακολουθεί το επιθυμητό διάνυσμα αναφοράς.

Οι τεχνικές ελέγχου ρεύματος μπορούν να διαχωριστούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες, τις **γραμμικές** και τις **μη γραμμικές**. Στην πρώτη κατηγορία εντάσσονται, κατά κύριο λόγο, οι αντιστροφείς διαμόρφωσης εύρους παλμών, ελεγχόμενοι από ρεύμα (Pulse Width Modulation Current Controlled, PWM-CC inverters). Το απλοποιημένο διάγραμμα ενός PWM-CC αντιστροφέα παρουσιάζεται στο Σχ. 1.7. Στους αντιστροφείς αυτούς, ο έλεγχος

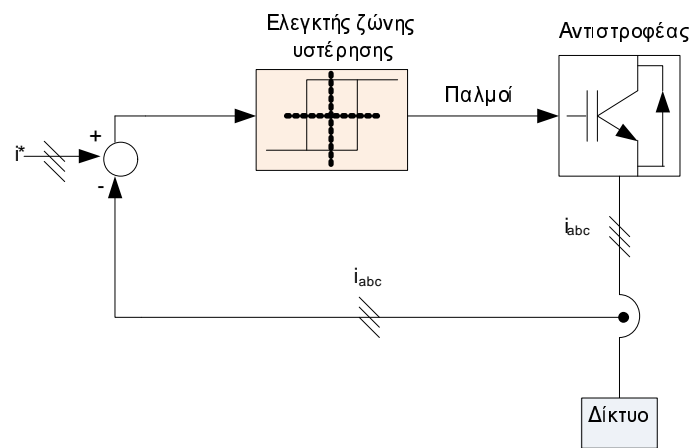
ρεύματος υλοποιείται μέσω ενός βρόχου ανάδρασης ρεύματος, ενώ οι παλμοί των ημιαγωγών παράγονται από ένα στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών. Το στάδιο αυτό μπορεί να είναι είτε ημιτονική διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) ή διαμόρφωση εύρους παλμών με διανύσματα κατάστασης του αντιστροφέα (Space Vector Modulation, SVM). Το βασικό πλεονέκτημα της ύπαρξης αυτού του σταδίου είναι η λειτουργία της διάταξης με σταθερή διακοπτική συχνότητα, το οποίο συνεπάγεται το σαφώς καθορισμένο φάσμα αρμονικών συνιστωσών της τάσεως εξόδου. Αναλυτική περιγραφή του σχεδιασμού των τεχνικών SPWM και SVM γίνεται στα [1], [4], [23], [24].

Ο βρόχος ανάδρασης ρεύματος, στους CC-PWM αντιστροφείς, βασίζεται στους αναλογικούς - ολοκληρωτικούς ελεγκτές (Proportional Integral, PI controller). Ο σχεδιασμός των κερδών του PI ελεγκτή, ανάλογα με το σύστημα προς έλεγχο, μπορεί να παρουσιάσει μεγάλη σχεδιαστική πολυπλοκότητα. Επίσης, ενώ η συμπεριφορά του συστήματος είναι καλή στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, η δυναμική του απόκριση, σε αρκετές περιπτώσεις, δεν είναι τόσο ικανοποιητική. Αναλυτικότερες πληροφορίες για τη λειτουργία των PWM-CC αντιστροφέων μπορούν να βρεθούν στα [1], [9].



Σχήμα 1.7: Έλεγχος ρεύματος με στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών

Στη κατηγορία των μη γραμμικών ελεγκτών, κατά κύριο λόγο, συγκαταλέγεται ο έλεγχος ρεύματος με ζώνη υστέρησης (Hysteresis Current Control), το διάγραμμα του οποίου παρουσιάζεται στο Σχ. 1.8. Η τεχνική αυτή περιγράφεται αναλυτικά στα [1], [17]. Εδώ αναφέρουμε ότι ο ελεγκτής με ζώνη υστέρησης ρεύματος παρουσιάζει εύρωστη λειτουργία και καλή δυναμική συμπεριφορά. Το κυρίως μειονέκτημα αυτής τη τεχνικής είναι η μη σταθερή διακοπτική συχνότητα, η οποία εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του φορτίου και από την τάση στην ac πλευρά. Στους μη γραμμικούς ελεγκτές, είναι σημαντικό να αναφέρουμε και τους ελεγκτές τελεσφόρου χτυπήματος (Deadbeat controller) καθώς και τους πιο



Σχήμα 1.8: Έλεγχος ρεύματος με ελεγκτή υστέρησης ρεύματος

σύγχρονης τεχνολογίας ασαφούς λογικής ελεγκτές (Fuzzy Logic, FL) και τους ελεγκτές νευρωνικών δικτύων (Neural Networks, NN's) [16].

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, μελετάται ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος. Για το σχεδιασμό του δεν απαιτούνται PI ελεγκτές και ούτε ελεγκτές ζώνης υστέρησης. Ο προβλεπτικός ελεγκτής αποτελεί μία αλγοριθμική λογική και για το λόγο αυτό βασίζεται στους σύγχρονους μικροεπεξεργαστές. Τα χαρακτηριστικά του μοντελοποιημένου προβλεπτικού ελέγχου περιγράφονται στην ανάλυση που ακολουθεί.

Μέρος Ι

Μοντελοποιημένος Προβλεπτικός
Έλεγχος

Κεφάλαιο 2

ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

2.1 Εισαγωγή

Ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος (*Model Predictive Control, MPC*) αποτελεί μία τεχνική ελέγχου, η οποία αναπτύχθηκε τη δεκαετία του 1970, κατά κύριο λόγο στους χώρους της πετρελαιοχημικής βιομηχανίας, βάση των [29], [30]. Έκτοτε βρίσκει ευρεία εφαρμογή σε πληθώρα προβλημάτων διαφορετικής φύσεως, συμπεριλαμβανομένου και τον έλεγχο των διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος. Η υλοποίηση της τεχνικής του MPC, στο πεδίο των ηλεκτρονικών ισχύος, βασίζεται κυρίως στην ικανότητα των σημερινών μικροεπεξεργαστών να υλοποιούν σε πολύ μικρό χρόνο μεγάλο αριθμό πράξεων. Επομένως, η εξέλιξη του MPC εξαρτάται άμεσα από την εξέλιξη της τεχνολογίας των μικροεπεξεργαστών, η οποία καταλαμβάνει όλο και μεγαλύτερο έδαφος.

Τα κυρίως πλεονεκτήματα του MPC είναι η σχεδιαστική απλότητα, η δυνατότητα να συμπεριληφθούν περιορισμοί στο πρόβλημα βελτιστοποίησης, επιτρέποντας το σύστημα να λειτουργεί στα φυσικά του όρια, και η δυνατότητα εφαρμογής του σε μη γραμμικά και πολύπλοκα συστήματα καθώς και σε συστήματα πολλαπλών εισόδων και εξόδων (*Multi-input, Multi-output/MIMO systems*), όπως αναφέρεται στα [5], [10]. Τα πλεονεκτήματα αυτά διαφοροποιούν τον MPC από τις κλασσικές μεθόδους ελέγχου, που βασίζονται κατά κύριο λόγο στους αναλογικούς - ολοκληρωτικούς - διαφορικούς ελεγκτές (*Proportional Integral Derivative/PID controller*)¹.

Ο MPC, σε γενικές γραμμές, είναι ένας αλγόριθμος επίλυσης ενός προβλήματος βελτιστοποίησης. Ο σχεδιασμός αυτού του αλγορίθμου και η διατύπωση του προβλήματος βελτιστοποίησης εξαρτάται από τη φύση το συστήματος προς έλεγχο. Πέραν όμως της εκάστοτε

¹Ο σχεδιασμός ενός συστήματος ελέγχου για μη γραμμικά συστήματα και συστήματα MIMO με τη χρήση PID ελεγκτών είναι δυνατή αλλά απαιτεί μεγάλο σχεδιαστικό φόρτο που οφείλεται κυρίως στο σχεδιασμό των κερδών των ελεγκτών. Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τη λειτουργία των PID ελεγκτών ο αναγνώστης παραπέμπεται στη βιβλιογραφία [3].

εφαρμογής, ο MPC παρουσιάζει κάποια κοινά χαρακτηριστικά. Βασικό συστατικό του MPC, στο οποίο οφείλει και το χαρακτηρισμό του ως μοντελοποιημένος έλεγχος, είναι το *Μαθηματικό Μοντέλο* του προς έλεγχο συστήματος. Το μοντέλο αυτό αποτελεί τη μαθηματική διατύπωση των σχέσεων που διέπουν τη συμπεριφορά του συστήματος προς έλεγχο. Βάση αυτού, είναι δυνατή η πρόβλεψη της συμπεριφοράς του συστήματος στο μέλλον.

Η έννοια της πρόβλεψης αποτελεί ένα ακόμη βασικό συστατικό του MPC. Στην ουσία, μέσω της πρόβλεψης, ο ελεγκτής αποκτά μία εικόνα για τη μελλοντική συμπεριφορά του συστήματος και βάση αυτής της εικόνας επιλέγει εκείνη τη μεταβλητή ελέγχου που οδηγεί το σύστημα σε βέλτιστη τροχιά. Θεωρητικά, θα επιθυμούσαμε η πρόβλεψη αυτή να εκτεινόνταν μέχρι το άπειρο, έτσι ώστε να είχαμε διαθέσιμη τη συνολική εικόνα της συμπεριφοράς του συστήματος. Εντούτοις, κάτι τέτοιο δεν είναι πρακτικά εφικτό και επομένως η πρόβλεψη γίνεται εντός ενός πεπερασμένου χρονικού ορίζοντα, ο οποίος αναφέρεται ως *ορίζοντας πρόβλεψης (Prediction Horizon)*.

Η επιλογή της βέλτιστης τροχιάς γίνεται βάση ενός κριτηρίου, το οποίο ονομάζεται *αντικειμενική συνάρτηση ή συνάρτηση κόστους (Objective function/Cost function)*. Από τη συνολικά βέλτιστη τροχιά, μόνο η ενέργεια ελέγχου που αφορά την αμέσως επόμενη χρονική στιγμή εφαρμόζεται στο σύστημα, ενώ οι υπόλοιπες ενέργειες ελέγχου απορρίπτονται. Η στρατηγική αυτή αναφέρεται ως *μετατιθέμενος ορίζοντας (Receding Horizon Policy, RHP)*. Στις παραγράφους που ακολουθούν, γίνεται αναλυτική παρουσίαση των παραπάνω συστατικών του MPC, βάση της ανάλυσης που γίνεται στο [5].

2.1.1 Μαθηματικό Μοντέλο του συστήματος προς έλεγχο

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η εφαρμογή του MPC απαιτεί την ύπαρξη ενός μαθηματικά διατυπωμένου μοντέλου του συστήματος προς έλεγχο. Η εξάρτηση του MPC από το μοντέλο του συστήματος έχει ως άμεση συνέπεια την ευαισθησία του ελεγκτή σε οποιαδήποτε εσφαλμένη εκτίμηση των παραμέτρων του μοντέλου. Για το λόγο αυτό, η ακριβής μαθηματική διατύπωση του μοντέλου του συστήματος αποτελεί βασική προϋπόθεση για την ορθή λειτουργία του ελεγκτή. Το μοντέλο συνήθως εκφράζεται μαθηματικά στο χώρο κατάστασης και έχει την ακόλουθη μορφή:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (2.2)$$

όπου:

\mathbf{x} είναι το διάνυσμα κατάστασης, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$

\mathbf{u} είναι το διάνυσμα εισόδου, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$

\mathbf{y} είναι το διάνυσμα εξόδου, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^p$

και οι διαστάσεις των πινάκων A, B, C είναι αντίστοιχα: $n \times n, n \times m, p \times n$

Οι εξισώσεις (2.1), (2.2) είναι εκφρασμένες στο συνεχή χρόνο και επομένως δε μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα πλαίσια ενός συστήματος επεξεργασίας διακριτών σημάτων, όπως είναι ο προβλεπτικός ελεγκτής. Για την έκφραση των εξισώσεων (2.1), (2.2), συγκεκριμένα της εξίσωσης (2.1), σε διακριτή μορφή χρησιμοποιείται η μέθοδος του Euler, που δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} \approx \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s} \quad (2.3)$$

Στην εξίσωση (2.3) το σύμβολο T_s εκφράζει την περίοδο δειγματοληψίας.

Μέσω της εξίσωσης (2.3), οι εξισώσεις (2.1) και (2.2) συνθέτουν ένα διακριτό σύστημα εξισώσεων με την ακόλουθη μορφή:

$$\mathbf{x}(k+1) = (I + AT_s)\mathbf{x}(k) + BT_s\mathbf{u}(k) \quad (2.4)$$

$$\mathbf{y}(k) = C\mathbf{x}(k) \quad (2.5)$$

Θέτοντας στις παραπάνω εξισώσεις όπου $A' = I + AT_s$ και $B' = BT_s$, το διακριτό σύστημα γράφεται ως εξής:

$$\mathbf{x}(k+1) = A'\mathbf{x}(k) + B'\mathbf{u}(k) \quad (2.6)$$

$$\mathbf{y}(k) = C\mathbf{x}(k) \quad (2.7)$$

Γνωρίζοντας το διακριτό μοντέλο του συστήματος στο χώρο κατάστασης (εξισώσεις (2.6) και (2.7)), μπορούμε να προβλέψουμε τη μελλοντική τιμή του διανύσματος κατάστασης τη χρονική στιγμή $k+1$, με βάση την τιμή που αυτό έχει τη χρονική στιγμή k και την τιμή της μεταβλητής εισόδου. Στη συνέχεια, εάν θέσουμε ως αρχική τιμή του διανύσματος κατάστασης τη $\mathbf{x}(k+1)$, τότε από την εξίσωση (2.6), είναι δυνατή η πρόβλεψη της τιμής του διανύσματος κατάστασης τη χρονική στιγμή $k+2$. Εάν συνεχίσουμε με αυτή τη λογική, έχουμε μία εικόνα της συμπεριφοράς του συστήματος μας για N βήματα στο μέλλον, όπου N

ο επιλεγμένος ορίζοντας πρόβλεψης. Η λογική αυτή εκφράζεται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}(k+1|k) &= A'\mathbf{x}(k) + B'\mathbf{u}(k) \\
 \mathbf{x}(k+2|k) &= A'\mathbf{x}(k+1|k) + B'\mathbf{u}(k+1|k) \\
 &= A'^2\mathbf{x}(k) + A'B'\mathbf{u}(k) + B'\mathbf{u}(k+1|k) \\
 &\vdots \\
 \mathbf{x}(k+N|k) &= A'\mathbf{x}(k+N-1|k) + B'\mathbf{u}(k+N-1|k) \\
 &= A'^N\mathbf{x}(k) + A'^{N-1}B'\mathbf{u}(k) + \dots + B'\mathbf{u}(k+N-1|k)
 \end{aligned}$$

Σημειώνουμε ότι ο συμβολισμός $|k$ χρησιμοποιείται για να δηλώσει ότι η τιμή της μεταβλητής τη χρονική στιγμή π.χ $k+1$ εξαρτάται από την αντίστοιχη τιμή της τη χρονική στιγμή k .

Αντίστοιχα το διάνυσμα εξόδου \mathbf{y} υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}(k+1|k) &= C\mathbf{x}(k+1|k) \\
 \mathbf{y}(k+2|k) &= C\mathbf{x}(k+2|k) \\
 &\vdots \\
 \mathbf{y}(k+N|k) &= C\mathbf{x}(k+N|k)
 \end{aligned}$$

2.1.2 Πρόβλημα βελτιστοποίησης και αντικειμενική συνάρτηση

Το κριτήριο, βάση του οποίου επιλύεται το πρόβλημα βελτιστοποίησης, περιγράφεται μαθηματικά από την ακόλουθη έκφραση:

$$J(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) = \sum_{l=k}^{k+N-1} P(\mathbf{x}(l+1|k), \mathbf{u}(l|k)) \quad (2.8)$$

Η συνάρτηση J ονομάζεται αντικειμενική συνάρτηση. Η συνάρτηση P , συνήθως, εκφράζει το σφάλμα των μεταβλητών εξόδου από την τιμή αναφοράς τους και η μορφής της μπορεί να ποικίλει ανάλογα με τις σχεδιαστικές απαιτήσεις. Κάποιες χαρακτηριστικές εκφράσεις της συνάρτησης P , όπως περιγράφονται στο [12], είναι οι ακόλουθες:

$$P = |\mathbf{y}^* - \mathbf{y}| \quad (2.9)$$

$$P = (\mathbf{y}^* - \mathbf{y})^2 \quad (2.10)$$

$$P = \frac{1}{T_s} \int^{T_s} |\mathbf{y}^*(t) - \mathbf{y}(t)| dt \quad (2.11)$$

όπου

\mathbf{y} είναι το διάνυσμα εξόδου του συστήματος

\mathbf{y}^* είναι το διάνυσμα αναφοράς του διανύσματος εξόδου και

T_s είναι η περίοδος δειγματοληψίας

Η βασική διαφορά της έκφρασης (2.9) σε σχέση με την έκφραση (2.10) είναι ότι η δεύτερη δίνει μεγαλύτερη έμφαση στα μεγάλα σφάλματα, λόγω του τετραγωνισμού της σχέσης, ενώ αγνοεί τα μικρά σφάλματα. Η έκφραση (2.11) λαμβάνει υπόψη τη μεταβολή της μεταβλητής εξόδου για όλο το διάστημα της περιόδου δειγματοληψίας και με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζει ότι η μέση τιμή της μεταβλητής εξόδου είναι αυτή που θα ακολουθεί την τιμή αναφοράς.

Βάση των παραπάνω παραδειγμάτων της αντικειμενικής συνάρτησης, γίνεται αντιληπτό ότι κύριος στόχος της είναι να ωθεί το διάνυσμα εξόδου κοντά σε μία τιμή αναφοράς. Η αξία όμως της αντικειμενικής συνάρτησης δεν περιορίζεται μόνο σε αυτή τη λειτουργία. Όπως αναφέρεται και στο [13], ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα του MPC είναι ότι στην αντικειμενική συνάρτηση μπορεί να προστεθεί οποιοσδήποτε όρος ο έλεγχος του οποίου μας αφορά. Με άλλα λόγια, μέσω της αντικειμενικής συνάρτησης, μπορούν να επιτευχθούν πολλαπλοί στόχοι οδηγώντας το σύστημα σε αποδοτικότερη και αποτελεσματικότερη λειτουργία. Επομένως, μία γενικότερη έκφραση της συνάρτησης P είναι η ακόλουθη:

$$P = \lambda_x |x^* - x| + \lambda_y |y^* - y| + \dots + \lambda_z |z^* - z| \quad (2.12)$$

Στην έκφραση (2.12), ο κάθε όρος πολλαπλασιάζεται με ένα συντελεστή λ , ο οποίος εκφράζει τη βαρύτητα που επιθυμούμε να προσδώσουμε σε κάθε ένα από τα επιμέρους σφάλματα. Για το λόγο αυτό, οι συντελεστές λ_x , λ_y , λ_z ονομάζονται βάρη (weighting factors).

Συνοψίζοντας, το πρόβλημα βελτιστοποίησης διατυπώνεται ως ακολούθως:

$$\begin{aligned}
& \text{minimize } J(k) && (2.13) \\
& \text{subject to : } \mathbf{x}(l+1) = f(\mathbf{x}(l), \mathbf{u}(l)) \\
& \mathbf{x}(l) \in \mathbf{X}, l = k, \dots, k+N-1 \\
& \mathbf{u}(l) \in \mathbf{U}, l = k, \dots, k+N-1
\end{aligned}$$

Στην παραπάνω διατύπωση η συνάρτηση f αντιπροσωπεύει το μοντέλο του συστήματος, στο οποίο υπόκειται το πρόβλημα βελτιστοποίησης, ενώ τα σύνολο \mathbf{U} , \mathbf{X} εκφράζουν τους ενδεχόμενους περιορισμούς, που αφορούν τόσο το διάνυσμα εισόδου όσο και το διάνυσμα κατάστασης του συστήματος. Η λύση του προβλήματος είναι η βέλτιστη ακολουθία διανυσμάτων εισόδου $\mathbf{U}^*(k) = [\mathbf{u}^*(k)^T, \mathbf{u}^*(k+1)^T, \dots, \mathbf{u}^*(k+N-1)^T]^T$, η οποία μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$\mathbf{U}^*(k) = \arg \min_{\mathbf{U}(k)} J(\mathbf{x}(k), \mathbf{U}(k)) \quad (2.14)$$

2.2 Μετατιθέμενος ορίζοντας / Receding Horizon Policy

Η βέλτιστη ακολουθία μεταβλητών εισόδου $\mathbf{U}^*(k)$ αποτελείται από N διανύσματα, ένα για κάθε βήμα του ορίζοντα πρόβλεψης. Στο σύστημα όμως τελικά, εφαρμόζεται μόνο η πρώτη ενέργεια ελέγχου $\mathbf{u}^*(k)$, ενώ οι υπόλοιπες ενέργειες ελέγχου απορρίπτονται. Στην επόμενη χρονική στιγμή $k+1$ μετρώνται και εκτιμώνται τα νέα δεδομένα και βάση αυτών ο αλγόριθμος του προβλεπτικού ελέγχου επιλύεται ξανά. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την εύρεση μιας νέας βέλτιστης ακολουθίας μεταβλητών εισόδου, από την οποία και πάλι μόνο η πρώτη ενέργεια εφαρμόζεται στο σύστημα. Επομένως, σε κάθε βήμα της δειγματοληψίας, ο ορίζοντας πρόβλεψης N μετατίθεται ένα βήμα στο μέλλον και για το λόγο αυτό η τακτική αυτή ονομάζεται μετατιθέμενος ορίζοντας (Receding Horizon Policy, RHP).

Μέσω του RHP, ο MPC εξασφαλίζει ότι η εφαρμοζόμενη ενέργεια ελέγχου, στην παρούσα χρονική στιγμή, είναι πράγματι η βέλτιστη, καθώς αποτελεί συντεταγμένη της συνολικά βέλτιστης πορείας του συστήματος, εντός του ορίζοντα πρόβλεψης. Συγχρόνως όμως, εξασφαλίζεται ότι οι ενέργειες ελέγχου που τελικά εφαρμόζονται στο σύστημα δεν είναι προκαθορισμένες αλλά ανανεώνονται συνεχώς, προκειμένου να ληφθούν υπόψη οι νέες επικρατούσες συνθήκες λειτουργίας. Μέσω αυτής της τακτικής, ο αλγόριθμος του MPC λαμβάνει υπόψη του τις οποίες αβεβαιότητες και διαταραχές του συστήματος. Έτσι ενισχύεται η ευστάθεια του προβλεπτικού ελεγκτή, βελτιστοποιείται η απόκριση του συστήματος σε δυναμικά και μεταβατικά φαινόμενα και προστίθεται ανάδραση σε όλο το σύστημα ελέγχου.

Συνοψίζοντας, ο προβλεπτικός αλγόριθμος αποτελείται από τα ακόλουθα βήματα:

- Μέτρηση τιμών διανύσματος κατάστασης \mathbf{x} τη χρονική στιγμή k .
- Επίλυση προβλήματος βελτιστοποίησης, όπως αυτό διατυπώνεται στις σχέσεις (2.13).
- Εύρεση της βέλτιστης ακολουθίας διανυσμάτων εισόδου $\mathbf{U}^*(k) = [\mathbf{u}^*(k)^T, \mathbf{u}^*(k+1)^T, \dots, \mathbf{u}^*(k+N-1)^T]^T$.
- Εφαρμογή του διανύσματος $\mathbf{u}^*(k)$ ως είσοδος στο σύστημα.
- Τοποθέτηση του $k = k + 1$
- Επιστροφή στο βήμα 1 και επανάληψη του αλγορίθμου μέχρις ότου $k = N - 1$

Εφόσον λοιπόν έχουμε διατυπώσει τη λογική του MPC, αυτό που μένει να διευκρινιστεί είναι ο τρόπος με τον οποίο επιλύεται το πρόβλημα βελτιστοποίησης.

2.3 Επίλυση προβλήματος βελτιστοποίησης

Για την επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης, θα αξιοποιήσουμε τη διακριτή φύση των ηλεκτρονικών ισχύος. Αναλυτικότερα, όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο τριφασικός αντιστροφείας πηγής τάσης δύο επιπέδων αποτελείται από έξι ημιαγωγούς διακόπτες. Οι διακόπτες του αντιστροφεία μπορούν να βρίσκονται είτε σε κατάσταση αγωγής είτε σε κατάσταση σβέσης, επιβάλλοντας στη διάταξη να λειτουργεί σε ένα πεπερασμένο αριθμό καταστάσεων. Εξετάζοντας το σύνολο των λειτουργικών καταστάσεων του αντιστροφεία, μπορεί να βρεθεί εκείνη η κατάσταση των διακοπών του που να οδηγεί το σύστημα σε βέλτιστη τροχιά, βάση της σχεδιασμένης αντικειμενικής συνάρτησης. Η τακτική αυτή παράθεσης όλων των δυνατών περιπτώσεων με στόχο την επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης αναφέρεται ως στρατηγική απαρίθμησης (enumeration strategy). Enumeration αλγόριθμοι χρησιμοποιούνται ευρέως στον MPC, για τις διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, όπως για παράδειγμα στο [5], [12]. Βασικό πλεονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι η σχεδιαστική απλότητα που επιδεικνύει. Εντούτοις, όπως θα παρουσιαστεί και στις επόμενες παραγράφους, για την εξέταση όλων των δυνατών καταστάσεων του συστήματος, σε κάθε βήμα του ορίζοντα πρόβλεψης, απαιτείται μεγάλος υπολογιστικός φόρτος, καθώς η διαδικασία αυτή υλοποιείται σε πραγματικό χρόνο (on-line). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα του αλγορίθμου.

Μέρος II

Εφαρμογές

Κεφάλαιο 3

ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΜΕ R-L ΦΟΡΤΙΟ

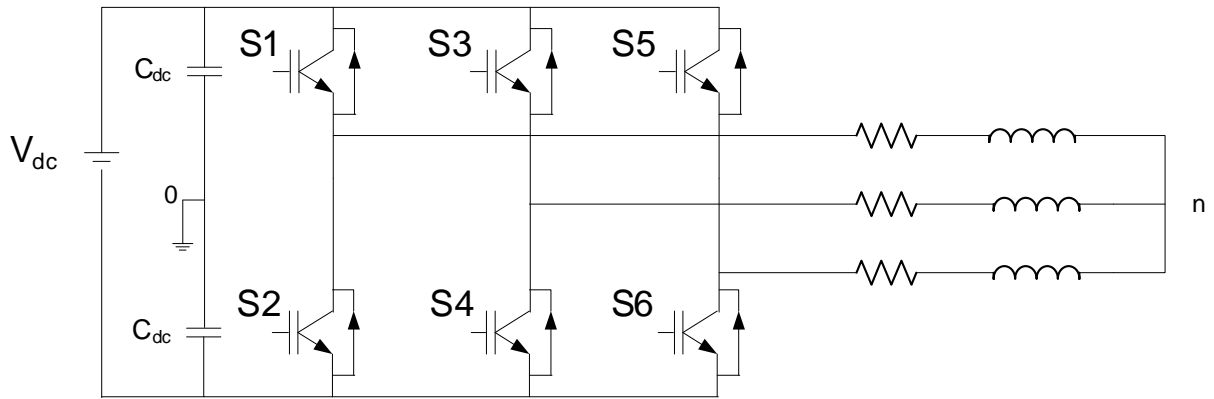
3.1 Εισαγωγή

Στις παραγράφους που ακολουθούν θα εξετασθεί ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα, με τριφασικό συμμετρικό ωμικό-επαγωγικό ($R - L$) φορτίο, συνδεδεμένο στην έξοδό του. Η εφαρμογή αυτή υλοποιήθηκε, κατά κύριο λόγο, βάση των [11], [12], [14], [32].

3.2 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων (Two Level Voltage Source Inverter, 2L-VSI) με συμμετρικό ωμικό-επαγωγικό φορτίο απεικονίζεται στο Σχ. 3.1. Ο χαρακτηρισμός του αντιστροφέα ως δύο επιπέδων οφείλεται στη φασική τάση εξόδου του, που κυμαίνεται από $\frac{V_{dc}}{2}$ σε $-\frac{V_{dc}}{2}$, όπου V_{dc} είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα (η τάση στη dc πλευρά του).

Η μοντελοποίηση της διάταξης γίνεται, αρχικά, λαμβάνοντας υπόψη ότι ο 2L-VSI λειτουργεί σε ένα πεπερασμένο αριθμό λειτουργικών καταστάσεων, ανάλογα με την κατάσταση στην οποία βρίσκονται οι διακόπτες του. Η κατάσταση των διακοπών του αντιστροφέα μπορεί να είναι είτε αγωγή, όπου σε αυτήν την περίπτωση συμβολίζεται με τον αριθμό 1, είτε αποκοπή, όπου συμβολίζεται με τον αριθμό 0. Οι διακοπτικές καταστάσεις του κάθε σκέλους (a, b, c) του 2L-VSI μπορούν να περιγραφούν από τις συναρτήσεις S_a , S_b , S_c , οι οποίες μαθηματικά διατυπώνονται ως ακολούθως :



Σχήμα 3.1: Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων με ωμικό-επαγωγικό φορτίο

$$S_a = \begin{cases} 1 & S1 \text{ on}, S2 \text{ off} \\ 0 & S1 \text{ off}, S2 \text{ on} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & S3 \text{ on}, S4 \text{ off} \\ 0 & S3 \text{ off}, S4 \text{ on} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & S5 \text{ on}, S6 \text{ off} \\ 0 & S5 \text{ off}, S6 \text{ on} \end{cases}$$

όπου

S_1, S_3, S_5 οι διακόπτες του άνω σκέλους του αντιστροφέα και

S_2, S_4, S_6 οι διακόπτες του κάτω σκέλους του αντιστροφέα

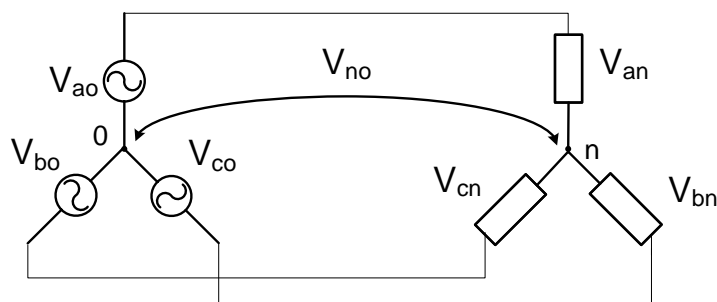
Εργαζόμενοι στο $\alpha\beta$ επίπεδο¹, οι διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα μπορούν να εκφραστούν από ένα ενιαίο διάνυσμα, το οποίο έχει την εξής έκφραση:

$$\mathbf{S} = \sqrt{\frac{2}{3}}(S_a + aS_b + a^2S_c), \quad a = e^{j2\pi/3} \quad (3.1)$$

Επόμενο βήμα της μοντελοποίησης, είναι ο συσχετισμός της διακοπτικής συνάρτησης \mathbf{S} , με τη τάση εξόδου του αντιστροφέα. Είναι σημαντικό να διευκρινίσουμε ότι η τάση εξόδου που μας αφορά και στην οποία θα αναφερόμαστε από εδώ και στο εξής, δεν είναι η φασική τάση του αντιστροφέα, που είναι δύο επιπέδων, αλλά αυτή που έχει ως σημείο αναφοράς τον απομονωμένο κόμβο του φορτίου. Στο Σχ. 3.2, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα

¹(ο αναγνώστης παραπέμπεται στο Παράτημα, κεφ. : Μετασχηματισμός του Clarke)

V_{ao} , V_{bo} , V_{co} , έχει ως σημείο αναφοράς το 0, ενώ η τάση του φορτίου V_{an} , V_{bn} , V_{cn} , αναφέρεται στον κόμβο n . Με εφαρμογή των νόμου τάσεων του Kirchoff στο κύκλωμα του Σχ. 3.2, μπορούμε να έχουμε μία αναλυτική έκφραση της φασικής τάσεως εξόδου του αντιστροφέα, στο abc σύστημα, η οποία δίνεται από τις σχέσεις (3.2).



Σχήμα 3.2: Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα που τροφοδοτεί συμμετρικό τριφασικό φορτίο με απομονωμένο κόμβο ουδετέρου

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \quad (3.2)$$

όπου V_{no} είναι η διαφορά τάσης μεταξύ του απομονωμένου κόμβου n και του σημείου αναφοράς 0.

Προσθέτοντας τις παραπάνω εξισώσεις και λαμβάνοντας υπόψη ότι σε ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα τάσεων ισχύει $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ έχουμε :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (3.3)$$

Αντικαθιστώντας την παραπάνω σχέση στις σχέσεις (3.2), προκύπτει η τελική έκφραση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, στο abc σύστημα, με αναφορά τον απομονωμένο κόμβο του φορτίου, συναρτήσει των φασικών τάσεων εξόδου του:

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}(V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} &= \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} &= \frac{2}{3}V_{co} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Βάση των σχέσεων (3.4) και λαμβάνοντας υπόψη ότι όταν έχουμε αγωγή του άνω διακόπτη ενός σκέλους του αντιστροφέα, η αντίστοιχη φασική τάση εξόδου του είναι $V_{dc}/2$, ενώ εάν έχουμε αγωγή του αντίστοιχου διακόπτη του κάτω σκέλους, τότε η τιμή της είναι $-V_{dc}/2$, μπορούμε να υπολογίσουμε τις τάσεις του φορτίου για όλες τις δυνατές διακοπτικές καταστάσεις της διάταξης. Στον Πιν. 3.1 που ακολουθεί, παρουσιάζονται αναλυτικά οι διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα και οι αντίστοιχες, κανονικοποιημένες ως προς V_{dc} , τάσεις του φορτίου, σύμφωνα με τις σχέσεις (3.4). Σε κάθε μία από τις διακοπτικές καταστάσεις αντιστοιχεί και ένα διάνυσμα $\mathbf{V}_{0,\dots,7}$, που αντιπροσωπεύει την τάση εξόδου του αντιστροφέα ως προς τον απομονωμένο κόμβο του φορτίου.

Διανύσματα τάσης	$S1$	$S3$	$S5$	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
\mathbf{V}_0	0	0	0	0	0	0
\mathbf{V}_1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
\mathbf{V}_2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
\mathbf{V}_3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
\mathbf{V}_4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
\mathbf{V}_5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
\mathbf{V}_6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
\mathbf{V}_7	1	1	1	0	0	0

Πίνακας 3.1: Διακοπτικές καταστάσεις του 2L-VSI και αντίστοιχες τάσεις του φορτίου

Όπως φαίνεται και από τον Πιν. 3.1, η περιγραφή των διακοπτικών καταστάσεων του αντιστροφέα γίνεται μόνο από τους πάνω τρεις διακόπτες του $S1, S3, S5$. Πράγματι, η ταυτόχρονη αγωγή δύο διακοπών του ίδιου σκέλους του αντιστροφέα δεν είναι επιτρεπτή, καθώς κάτι τέτοιο θα βραχυκύκλωνε τη dc τάση εισόδου. Δηλαδή, οι διακόπτες του ίδιου σκέλους του αντιστροφέα λειτουργούν συμπληρωματικά. Επομένως, η γνώση της κατάστασης των άνω διακοπών είναι αρκετή για να μας πληροφορήσει για τη διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα. Λαμβάνοντας υπόψη ότι ένας διακόπτης μπορεί να βρίσκεται μόνο σε δύο λειτουργικές καταστάσεις (κατάστασης αγωγής ή σβέσης) και ότι η λειτουργία του αντιστροφέα μπορεί να περιγραφεί από τρεις διακόπτες συνολικά, ο τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων έχει $2^3 = 8$ διακοπτικές καταστάσεις. Οι διακοπτικές καταστάσεις 000, 111 προκαλούν μηδενική τάση στο φορτίο, διανύσματα $\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_7$, καθώς το βραχυκυκλώνουν λόγω της ταυτόχρονης αγωγής των τριών κάτω και άνω διακοπών αντίστοιχα. Οι υπόλοιπες 6 διακοπτικές καταστάσεις αναφέρονται στη βιβλιογραφία [1] ως ενεργές, καθώς προκαλούν τάση στο φορτίο, διανύσματα $\mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_6$.

Μετασχηματίζοντας τον Πιν. 3.1 στο $\alpha\beta$ σύστημα, μέσω του μετασχηματισμού του Clarke (Παράρτημα), διαπιστώνουμε ότι η τάση του αντιστροφέα, με αναφορά τον κόμβο n , μπορεί να εκφραστεί από μία ενιαία διανυσματική έκφραση που είναι της ακόλουθης μορφής:

$$\mathbf{v} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{ao} + aV_{bo} + a^2V_{co}), \quad a = e^{j2\pi/3} \quad (3.5)$$

Τέλος, συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.1) και (3.5) και λαμβάνοντας υπόψη ότι οι τάσεις V_{ao} , V_{bo} , V_{co} ισούνται με $V_{dc}/2$, $-V_{dc}/2$, ανάλογα με το εάν S_a , S_b , S_c είναι 1 ή 0 αντίστοιχα, συσχετίζουμε ευθέως την τάση του φορτίου με τις διακοπτικές καταστάσεις μέσω της ακόλουθης έκφρασης:

$$\mathbf{v} = V_{dc}\mathbf{S} \quad (3.6)$$

Η σχέση (3.6) συνδέει άμεσα την τάση εξόδου του αντιστροφέα, ως προς τον απομονωμένο κόμβο n , με τη διακοπτική συνάρτηση \mathbf{S} και τη dc τάση εισόδου, ανεξαρτήτως εάν ο κόμβος αυτός δημιουργείται από ένα τριφασικό συμμετρικό φορτίο ή από ένα σύστημα τριφασικών συμμετρικών τάσεων, όπως είναι η περίπτωση της διασύνδεσης του αντιστροφέα στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.

3.3 Μοντέλο φορτίου

Εφαρμόζοντας τους νόμους τάσεων και ρευμάτων του Kirchoff στο Σχ. 3.1, εξάγονται οι εξισώσεις που περιγράφουν το μαθηματικό μοντέλο του ωμικού-επαγωγικού φορτίου, συνδεδεμένο στην έξοδο του αντιστροφέα:

$$\begin{aligned} v_{an}(t) &= Ri_a(t) + L\frac{di_a(t)}{dt} \\ v_{bn}(t) &= Ri_b(t) + L\frac{di_b(t)}{dt} \\ v_{cn}(t) &= Ri_c(t) + L\frac{di_c(t)}{dt} \end{aligned} \quad (3.7)$$

όπου:

$v_{an}(t)$, $v_{bn}(t)$, $v_{cn}(t)$ είναι οι στιγμιαίες φασικές τάσεις του φορτίου των τριών φάσεων

$i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ είναι τα στιγμιαία ρεύματα γραμμής των τριών φάσεων και

R , L είναι το ωμικό και επαγωγικό μέρος του φορτίου αντίστοιχα

Στη συνέχεια, εφαρμόζουμε το μετασχηματισμό του Clarke σε όλα τα εμπλεκόμενα μεγέθη των εξισώσεων (3.7) και καταλήγουμε στις ακόλουθες σχέσεις:

$$v_\alpha(t) = Ri_\alpha(t) + L \frac{di_\alpha(t)}{dt} \quad (3.8)$$

$$v_\beta(t) = Ri_\beta(t) + L \frac{di_\beta(t)}{dt} \quad (3.9)$$

Οι εξισώσεις (3.8) και (3.9) μπορούν να γραφτούν σε μία ενιαία διανυσματική εξίσωση της μορφής :

$$\mathbf{v}(t) = R\mathbf{i}(t) + L \frac{d\mathbf{i}(t)}{dt} \quad (3.10)$$

όπου:

$$\mathbf{v}(t) = v_\alpha(t) + jv_\beta(t)$$

$$\mathbf{i}(t) = i_\alpha(t) + ji_\beta(t)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις είναι εκφρασμένες σε συνεχή μορφή. Για να είναι δυνατή η χρήση τους από τον προβλεπτικό ελεγκτή, πρέπει να εκφραστούν με διακριτό τρόπο. Με εφαρμογή της μεθόδου του Euler εκφράζουμε την εξίσωση (3.10) σε διακριτή μορφή και λύνοντας ως προς τη μεταβλητή κατάστασης, που στην παρούσα εφαρμογή είναι το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα, προκύπτει η ακόλουθη σχέση:

$$\mathbf{i}(k+1) = \frac{1}{RT_s + L} [L\mathbf{i}(k) + T_s\mathbf{v}(k+1)] \quad (3.11)$$

Η εξίσωση (3.11) αποτελεί την τελική έκφραση του μοντέλου του φορτίου και μαζί με την εξίσωση (3.6) αποτελεί το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος προς έλεγχο.

3.4 Αντικειμενική Συνάρτηση

Η αντικειμενική συνάρτηση ορίζεται ως το απόλυτο σφάλμα του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα από την τιμή αναφοράς του. Το ρεύμα αναφοράς είναι μία ιδανική ημιτονική κυματομορφή ρεύματος, συχνότητας 50Hz και με 120° διαφορά φάσης, μεταξύ των τριών φάσεων. Εφόσον η ανάλυση του τριφασικού συστήματος και η μοντελοποίηση του φορτίου και του αντιστροφέα γίνεται στο $\alpha\beta$ σύστημα, αντίστοιχα θα εκφραστεί και την αντικειμενική συνάρτηση, η οποία εν τέλει δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$J = |i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha(k+1)| + |i_\beta^*(k+1) - i_\beta(k+1)| \quad (3.12)$$

όπου

$i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*$ είναι οι α, β συνιστώσες του διανύσματος ρεύματος αναφοράς

i_{α}, i_{β} είναι οι α, β συνιστώσες του διανύσματος του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα

Για τον υπολογισμό της J , είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε την τιμή αναφοράς του ρεύματος τη χρονική στιγμή $k + 1$. Ο υπολογισμός αυτής της τιμής μπορεί γίνει μέσω δύο προσεγγίσεων. Η πρώτη προσέγγιση θεωρεί ότι η περίοδος δειγματοληψίας είναι ιδιαίτερα μικρή και επομένως μπορεί να θεωρηθεί ότι:

$$\mathbf{i}^*(k + 1) = \mathbf{i}^*(k) \quad (3.13)$$

όπου

$$\mathbf{i}^* = i_{\alpha}^* + j i_{\beta}^*$$

Η δεύτερη προσέγγιση υπολογίζει με μεγαλύτερη ακρίβεια τη μελλοντική τιμή αναφοράς του ρεύματος, χρησιμοποιώντας μέθοδο παρεμβολής δεύτερης τάξης (second order extrapolation method). Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή, η μελλοντική τιμή του ρεύματος αναφοράς υπολογίζεται από την παρούσα του τιμή και τις τιμές του στο παρελθόν :

$$\mathbf{i}^*(k + 1) = 3\mathbf{i}^*(k) - 3\mathbf{i}^*(k - 1) + \mathbf{i}^*(k - 2) \quad (3.14)$$

Τόσο η σχέση (3.13), όσο και η (3.14) μπορούν να εφαρμοστούν για την υλοποίηση του MPC αλγορίθμου. Η σχέση (3.13) οδηγεί στην υλοποίηση ενός απλούστερου αλγορίθμου με μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Η επιλογή μίας σχετικά μικρής περιόδου δειγματοληψίας είναι πλέον εφικτή, λόγω της μεγάλης υπολογιστική δύναμης των σύγχρονων μικροεπεξεργαστών και επομένως η σχέση (3.13) γίνεται αποδεκτή στις περισσότερες περιπτώσεις. Στην παρούσα εφαρμογή επιλέχθηκε η σχέση (3.14), για μεγαλύτερη ακρίβεια αποτελεσμάτων.

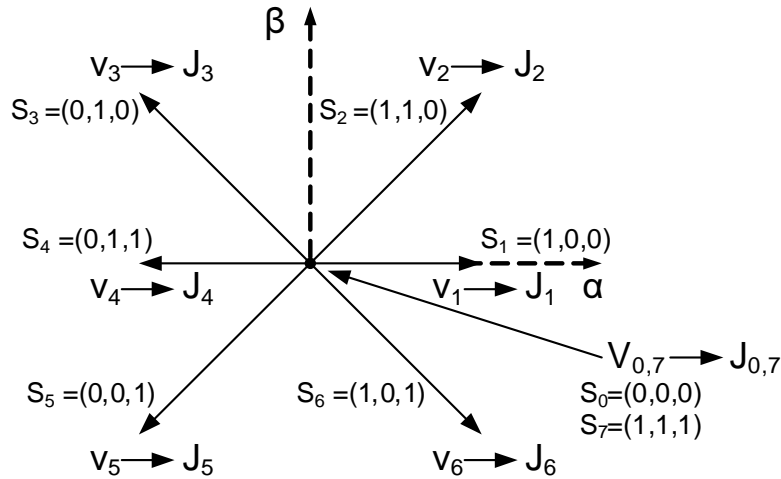
Στην περίπτωση εφαρμογής ορίζοντα πρόβλεψης N μεγαλύτερου της μονάδος, η επιλογή της βέλτιστης ενέργειας ελέγχου, γίνεται βάση της ελαχιστοποίησης του συνολικού σφάλματος του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα από το ρεύμα αναφοράς. Επομένως, η τελική έκφραση της αντικειμενικής συνάρτησης, στο $\alpha\beta$ σύστημα, είναι η ακόλουθη:

$$J = \sum_{l=k}^{k+N-1} i_{err}(l + 1|k) \quad (3.15)$$

όπου

$$i_{err}(k) = |i_{\alpha}^*(k) - i_{\alpha}(k)| + |i_{\beta}^*(k) - i_{\beta}(k)|$$

Έχοντας εκφράσει μαθηματικά το μοντέλο του αντιστροφέα και του φορτίου και έχοντας διατυπώσει το κριτήριο βάσης του οποίου θα λυθεί το πρόβλημα βελτιστοποίησης (αντικειμενική συνάρτηση), έχουμε ολοκληρώσει το θεωρητικό υπόβαθρο για την υλοποίηση του MPC ελεγκτή. Σε αυτό το σημείο, μπορεί να γίνει εμπράκτως κατανοητή η έννοια της τεχνικής του enumeration strategy, βάση της οποίας επιλύεται το πρόβλημα βελτιστοποίησης. Αναλυτικότερα, από τη σχέση (3.6) και δεδομένης της τιμής της dc τάσης εισόδου, μπορούμε να έχουμε, για κάθε μία από τις οκτώ διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα, την αντίστοιχη τιμή της τάσης εξόδου του. Για κάθε μία από τις επιτρεπτές τιμές της τάσης εξόδου, μπορούμε να έχουμε μία πρόβλεψη της τιμής του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα τη χρονική στιγμή $k + 1$, βάση του μοντέλου του φορτίου, που περιγράφεται από τη σχέση (3.11). Στη συνέχεια, υπολογίζεται η αντικειμενική συνάρτηση, εξίσωση (3.12), για κάθε μία από τις προβλεπόμενες τιμές ρεύματος και εκείνη η διακοπτική κατάσταση που την ελαχιστοποιεί, εφαρμόζεται ως είσοδος στο σύστημα. Στο Σχ. 3.3, παρουσιάζονται γραφικά οι οκτώ διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα και ο συσχετισμός τους με την αντικειμενική συνάρτηση J



Σχήμα 3.3: Διακοπτικές καταστάσεις αντιστροφέα και αντικειμενική συνάρτηση J

Στην περίπτωση που ο ορίζοντας πρόβλεψης N είναι μεγαλύτερος της μονάδος, πρέπει να εξεταστούν συνολικά 8^N διακοπτικές ακολουθίες. Στην ουσία, πρόκειται για ακολουθίες ψηφίων 0 ή 1, που αντιπροσωπεύουν τη κατάσταση των διακοπών, σε κάθε βήμα του ορίζοντα πρόβλεψης. Για κάθε μία από τις 8^N διακοπτικές ακολουθίες, υπολογίζεται η τροχιά του

ρεύματος, δηλαδή η τιμή του για κάθε βήμα του ορίζοντα πρόβλεψης, και η αντίστοιχη, ανθροιστική πλέον, αντικειμενική συνάρτηση. Εκείνη η διακοπτική ακολουθία που ελαχιστοποιεί τη συνολική αντικειμενική συνάρτηση επιλέγεται ως βέλτιστη. Σύμφωνα με τη λογική του μετατεθειμένου ορίζοντα, μόνο η πρώτη βέλτιστη διακοπτική κατάσταση τελικά εφαρμόζεται στο σύστημα, ενώ η υπόλοιπη βέλτιστη διακοπτική ακολουθία απορρίπτεται.

Όπως γίνεται αντιληπτό, η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης έχει ως συνέπεια την εκθετική αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του συστήματος. Πράγματι, η αύξηση του N σημαίνει ότι αυξάνονται οι διακοπτικές ακολουθίες που ο ελεγκτής πρέπει να εξετάσει, σε κάθε δειγματοληψία. Όπως θα δούμε και παρακάτω, η εφαρμογή οριζόντων πρόβλεψης μεγαλύτερου της μονάδος, σε ορισμένες περιπτώσεις, είναι βασική προϋπόθεση για να επιτύχει ο ελεγκτής του στόχους του ελέγχου. Επομένως, η αυξημένη υπολογιστική πολυπλοκότητα, ορισμένες φορές, δεν μπορεί να αποφευχθεί. Σε αυτή τη φάση, αναφέρουμε μόνο ότι μία ενέργεια περιορισμού του υπολογιστικού φόρτου του αλγορίθμου είναι η αξιοποίηση του γεγονότος ότι από τις οκτώ διακοπτικές καταστάσεις του αντιστροφέα, δύο από αυτές, η 000 και η 111, προκαλούν το ίδιο αποτέλεσμα στην έξοδο του (μηδενική τάση). Επομένως, αντί των 8^N διακοπτικών ακολουθιών αρκεί να εξεταστούν 7^N διακοπτικές ακολουθίες. Η ενέργεια αυτή μειώνει σημαντικά την υπολογιστική πολυπλοκότητα του προβλεπτικού αλγορίθμου, π.χ για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 4$ στην πρώτη περίπτωση θα απαιτούνταν ο έλεγχος $8^4 = 4096$ διακοπτικών ακολουθιών ενώ στη δεύτερη περίπτωση απαιτείται ο έλεγχος $7^4 = 2401$ διακοπτικών ακολουθιών, δηλαδή σχεδόν των μισών.

Συνοψίζοντας τα βήματα που ακολουθεί ο προβλεπτικός ελεγκτής είναι τα ακόλουθα:

1. Μέτρηση, τη χρονική στιγμή k , των ρευμάτων των φάσεων a , b του αντιστροφέα από τις οποίες υπολογίζεται και η τιμή της φάσης c .
2. Μετασχηματισμός των μετρούμενων ρευμάτων αλλά και των ρευμάτων αναφοράς από το abc σύστημα στο ορθογώνιο σύστημα αξόνων $\alpha\beta$.
3. Για κάθε βήμα του ορίζοντα πρόβλεψης N και για κάθε δυνατή διακοπτική ακολουθία, (σύνολο 7^N), προβλέπεται η τιμή του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, εξ.(3.11).
4. Σε κάθε βήμα του ορίζοντα πρόβλεψης γίνεται εκτίμηση του ρεύματος αναφοράς βάση του προβλεπτικού του μοντέλου, εξ.(3.14).
5. Υπολογισμός της αντικειμενικής συνάρτησης σύμφωνα με τη σχέση (3.15). Δηλαδή υπολογισμός του συνολικού απόλυτου σφάλματος μεταξύ του ρεύματος αναφοράς και του προβλεπόμενου ρεύματος εξόδου.

6. Εύρεση της βέλτιστης διακοπτικής ακολουθίας, δηλαδή εκείνης της αλληλουχίας διακοπτικών καταστάσεων που ελαχιστοποιεί την αντικειμενική συνάρτηση.
7. Επιλογή της πρώτης, από τη βέλτιστη ακολουθία, διακοπτικής κατάστασης και εφαρμογή της στο σύστημα.

Σημειώνουμε ότι, καθώς αλγόριθμος του MPC τρέχει σε πραγματικό χρόνο, στην πραγματικότητα η βέλτιστη ενέργεια ελέγχου η οποία επιλέγεται τη χρονική στιγμή k , εφαρμόζεται τελικά στο σύστημα τη χρονική στιγμή $k + 1$. Αυτό συμβαίνει για να μπορέσει να ανταπεξέλθει το σύστημα στη χρονική καθυστέρηση που επιβάλλεται λόγω του απαιτούμενου χρόνου επεξεργασίας.

Η παραπάνω λογική του προβλεπτικού ελεγκτή, βήμα προς βήμα, μπορεί να αποδοθεί αποτελεσματικά μέσω ψευδοκώδικα, καθώς και διαγραμμάτων ροής flowchart, τα οποία παρουσιάζονται παρακάτω.

Algorithm 1 MPC algorithm for Current Control of 2L-VSI with Load

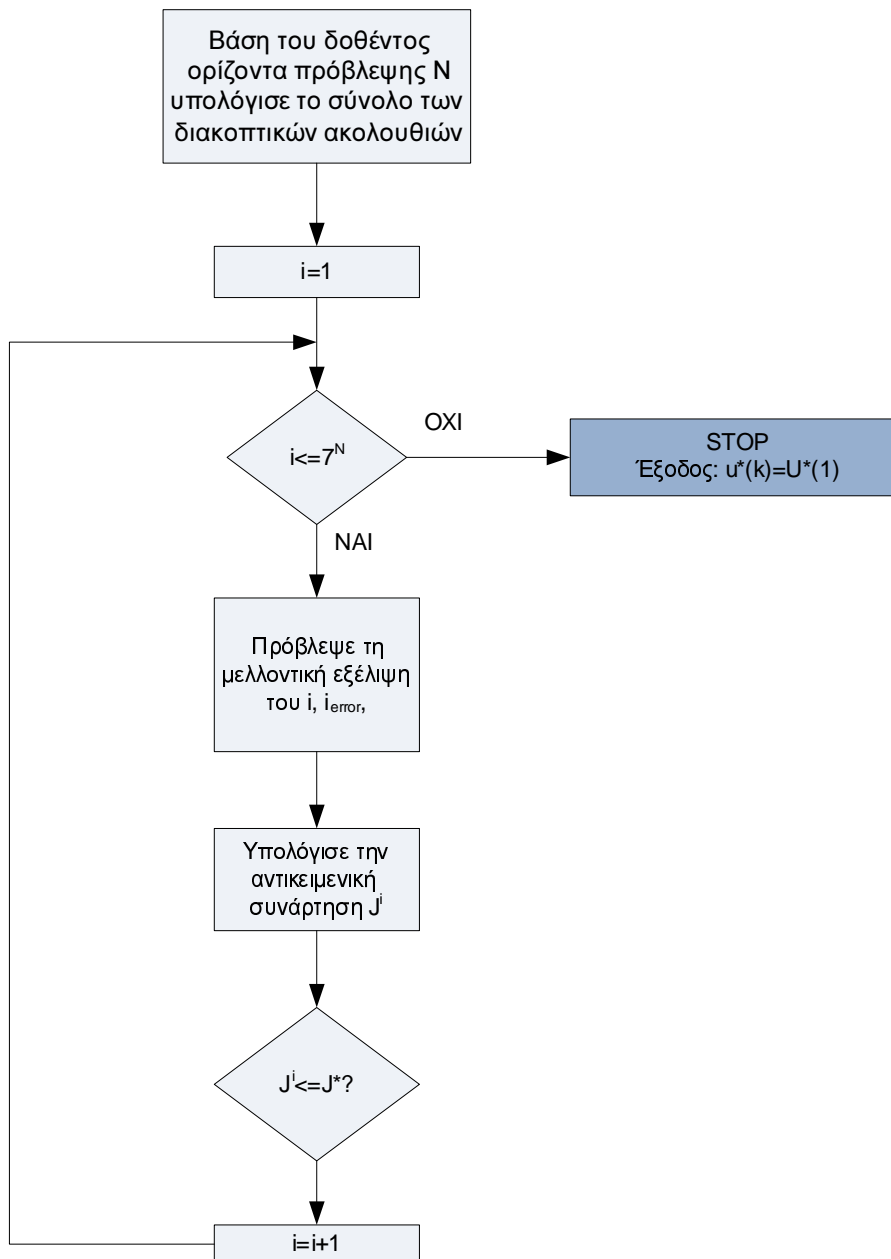
```

Function  $u^*(k) = \text{Predictive Current Control } (\hat{x}(k), u(k-1))$ 
 $J^* = \infty, u^*(k) = \emptyset, x(k) = \hat{x}(k)$ 
for all U over N do
     $J = 0$ 
    for  $l = k$  to  $k + N - 1$  do
         $i(l+1) = f(x(l), u(l))$ 
         $i^*(l+1) = f(i^*(l), i^*(l-1), i^*(l-2))$ 
         $i_{error}(l+1) = i(l+1|k) - i^*(l+1|k)$ 
         $J = J + |i_{error}(l+1)|$ 
    end for
    if  $J < J^*$  then
         $J^* = J$ 
         $u^*(k) = U(1)$ 
    end if
end for
End Function

```

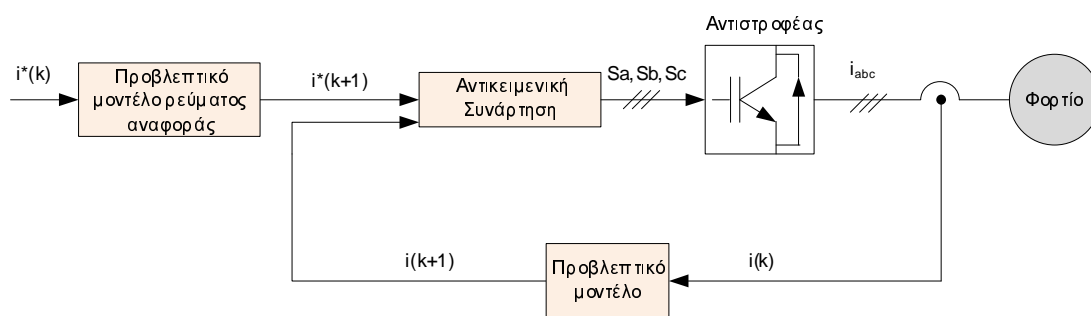
Τέλος, είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι ο MPC, στην παρούσα εφαρμογή, δε λειτουργεί σε συνδυασμό με κάποιο στάδιο διαμόρφωσης παλμών (Pulse Width Modulation, PWM). Αντίθετα, οι παλμοί των διακοπών παράγονται ευθέως από τον MPC ελεγκτή. Το απλοποιημένο λογικό διάγραμμα του MPC ελεγκτή για την εφαρμογή του αντιστροφέα με φορτίο στην έξοδό του, παρουσιάζεται στο Σχ. 3.5. Για συγκριτικούς λόγους, στο Σχ. 3.6, παρουσιάζεται το διάγραμμα του ελέγχου ρεύματος αντιστροφέα με φορτίο, με αναλογικό-ολοκληρωτικό (PI) ελεγκτή και PWM στάδιο.

Η μη χρήση σταδίου διαμόρφωσης εύρους παλμών, να μεν απλοποιεί το σύστημα ελέγχου, σε σχέση με τους κλασικούς PI ελεγκτές, αλλά εισάγει το πρόβλημα της μεταβλητής

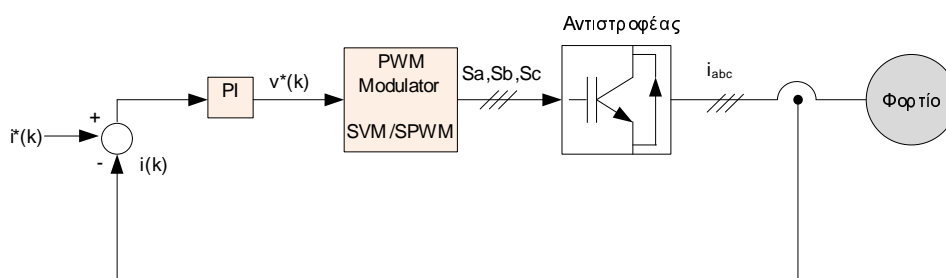


Σχήμα 3.4: Διάγραμμα ροής αλγόριθμου 1

διακοπτικής συχνότητας. Η διακοπτική συχνότητα συσχετίζεται άμεσα με τις διακοπτικές απώλειες των ημιαγωγών του αντιστροφέα. Αν και θεωρούμε ότι οι ημιαγωγοί του αντιστροφέα παρουσιάζουν μία δυαδική συμπεριφορά, αγωγή-1 ή αποκοπή-0, στην πραγματικότητα, μεσολαβεί κάποιο χρονικό διάστημα προκειμένου ο διακόπτης να περάσει από τη μία διακοπτική κατάσταση στην άλλη. Στη φάση αυτή, ο ημιαγωγός καταναλώνει ισχύ, λόγω της ταυτόχρονης συνύπαρξης ρεύματος που το διαρρέει και τάσης στα άκρα του. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη μείωση του βαθμού απόδοσης της διάταξης. Μάλιστα, όσο μεγαλύτερη είναι η διακοπτική συχνότητα, τόσο πιο αυξημένες είναι οι διακοπτικές απώλειες. Το πρόβλημα αυτό γίνεται ακόμη πιο εμφανές σε εφαρμογές όπου δεν υπάρχουν περιθώρια απωλειών ισχύος, όπως στην περίπτωση των φωτοβολταϊκών κυψελών και της ηλεκτρικής κίνησης. Από την άλλη πλευρά, η μεγάλη διακοπτική συχνότητα οδηγεί στο σχεδιασμό φίλτρων στην έξοδο του αντιστροφέα μικρότερου όγκου και κόστους. Για περισσότερες πληροφορίες σε σχέση με τις διακοπτικές απώλειες ο αναγνώστης παραπέμπεται στη βιβλιογραφία [1].



Σχήμα 3.5: Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα με φορτίο



Σχήμα 3.6: Έλεγχος ρεύματος με PI ελεγκτή αντιστροφέα με φορτίο

Στην παρούσα εφαρμογή, όπου δεν χρησιμοποιείται στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών, μπορούμε να έχουμε μία εκτίμηση της μέσης διακοπτικής συχνότητας, εάν υπολογίσουμε τη μέση τιμή των διακοπτικών αλλαγών από 0 σε 1 των τριών άνω διακοπών του αντιστροφέα, στο παράθυρο του χρόνου για το οποίο προσομοιώνουμε το σύστημα. Η σχέση αυτή δίνεται

από την ακόλουθη έκφραση:

$$f_{sw} = \frac{\text{Switching changes}_{s1, s3, s5}}{\text{Simulation Time}} \quad (3.16)$$

3.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης

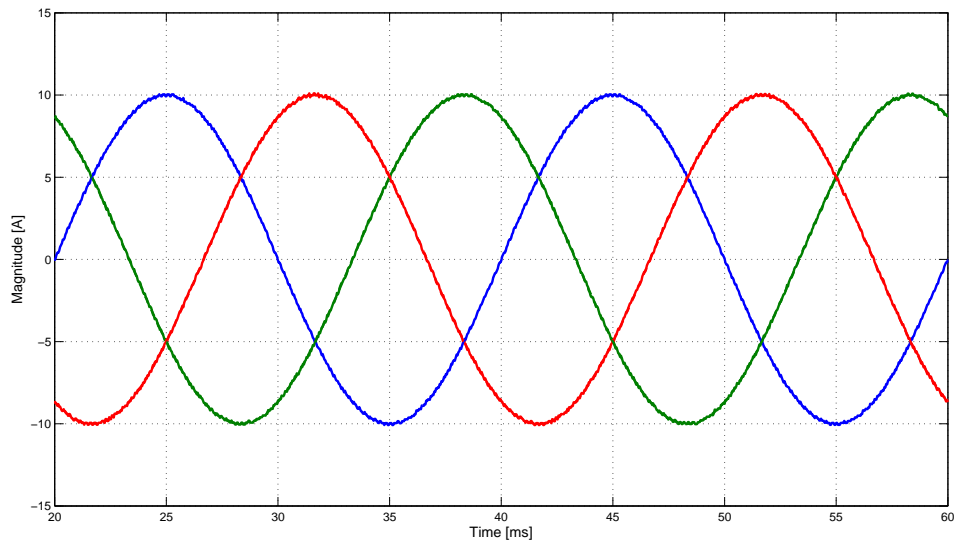
Η προσομοίωση της διάταξης έγινε στο λογισμικό της Matlab, Simulink. Ο τριφασικός αντιστροφέας σχεδιάστηκε με έξι IGBTs της βιβλιοθήκης του Matlab Simulink, SimPowerSystems, Power electronics. Το μοντέλο του διακόπτη, το οποίο χρησιμοποιήθηκε, αντιπροσωπεύει ένα ιδανικό IGBT με μία διόδο συνδεδεμένη αντι-παράλληλα σε αυτό. Στη dc πλευρά του αντιστροφέα, η τάση θεωρήθηκε ιδανική και σταθερής τιμής. Η προσομοίωση του συστήματος έγινε για δύο περιπτώσεις ορίζοντα πρόβλεψης, $N = 1$ και $N = 3$. Τέλος, τα στοιχεία της προσομοίωσης παρουσιάζονται στον Πιν. 3.2.

Στοιχεία προσομοίωσης	
DC τάση V_{dc}	300 V
Πλάτος ρεύματος αναφοράς I^*	10 A
Θεμελιώδης συχνότητα f_N	50 Hz
Περίοδος δειγματοληψίας T_s	40 μs
Αυτεπαγωγή φορτίου L	33 mH
Αντίσταση φορτίου R	10 Ohm

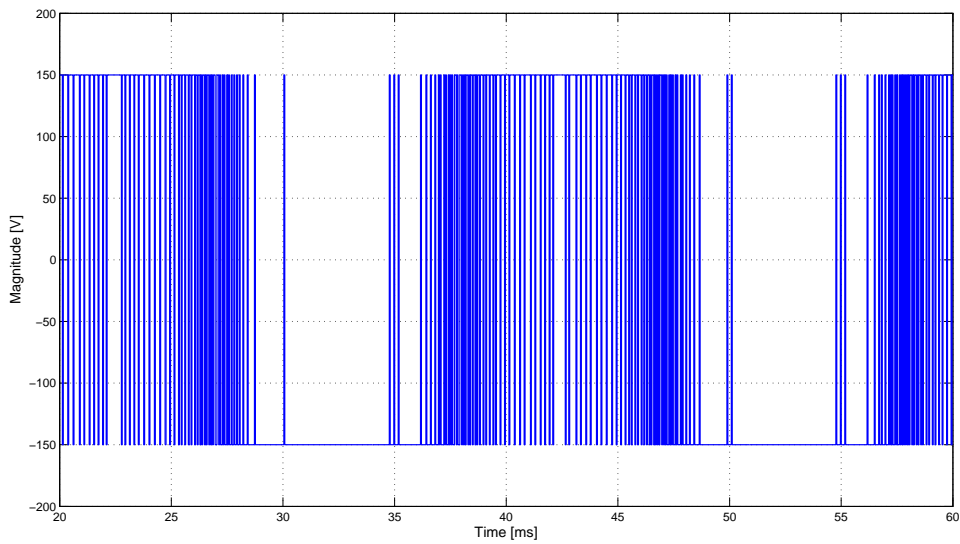
Πίνακας 3.2: Στοιχεία προσομοίωσης MPC-CC αντιστροφέα με R-L φορτίο στην έξοδο

3.5.1 Μοναδιαίος ορίζοντας πρόβλεψης

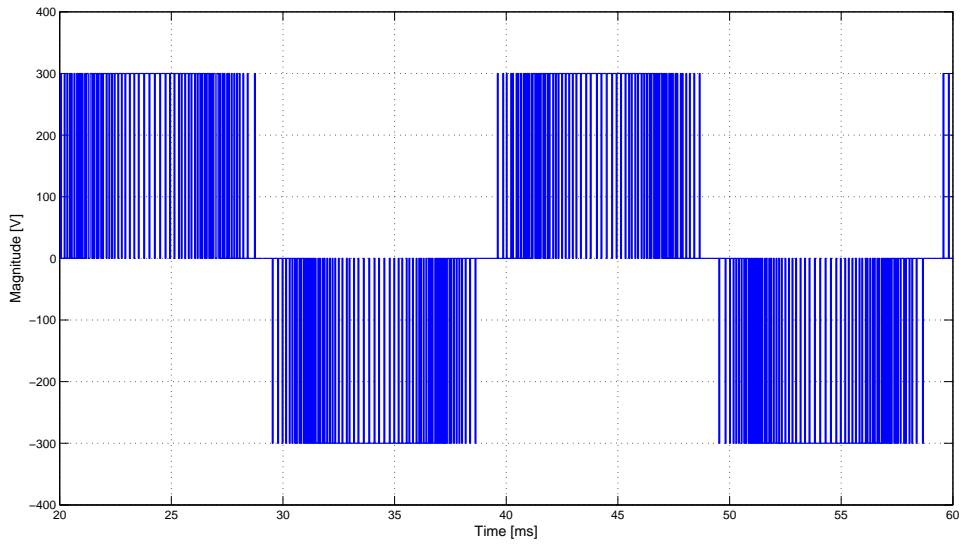
Στο Σχ. 3.7, απεικονίζονται τα ρεύματα των τριών φάσεων στην έξοδο του αντιστροφέα, με συνεχή γραμμή, ενώ με διακεκομμένη γραμμή παρουσιάζονται, στο ίδιο διάγραμμα, τα ρεύματα αναφοράς. Το πλάτος της θεμελιώδης συνιστώσας των 50Hz υπολογίστηκε στα 9.964 A και ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD του ρεύματος είναι ίσος με 1.36%. Η πολική και η φασική τάση του αντιστροφέα της φάσης a , καθώς και η τάση φορτίου της φάσης a , παρουσιάζονται στα Σχ. 3.8, Σχ. 3.9 και Σχ. 3.10 αντίστοιχα. Όπως αναμέναμε, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι δύο επιπέδων και κυμαίνεται από $V_{dc}/2 = 150V$ σε $V_{dc}/2 = -150V$. Η μέση διακοπτική συχνότητα ισούται με $f_{sw} = 4.1kHz$. Βάση των παραπάνω αποτελεσμάτων, συμπεραίνουμε την ικανότητα του προβλεπτικού ελεγκτή να ακολουθεί επιτυχώς το διάνυσμα αναφοράς, εξασφαλίζοντας μία καλή κυματομορφή ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.



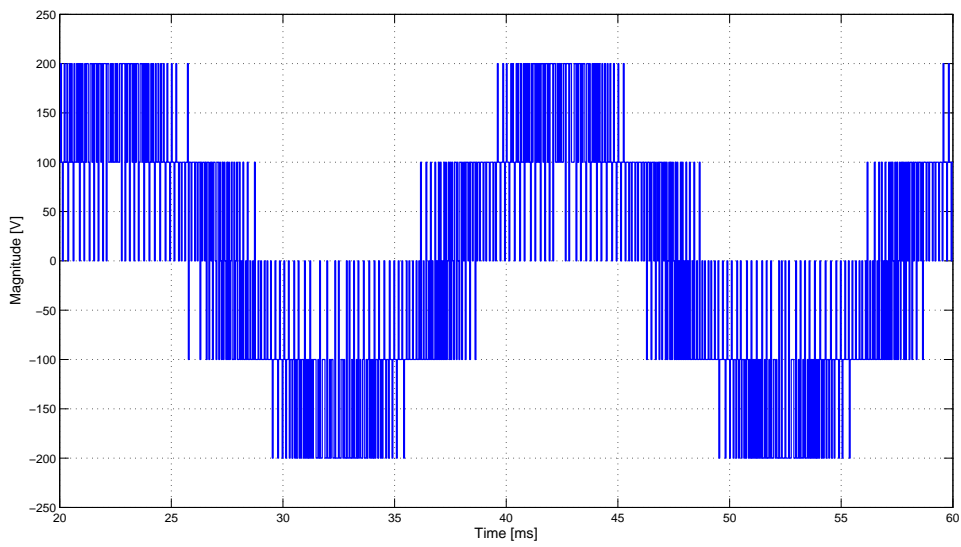
Σχήμα 3.7: Ρεύμα των τριών φάσεων του αντιστροφέα με, $N = 1$, $I_1 = 9.964 \text{ A}$, $THD = 1.36\%$, $f_{sw} = 4.1\text{kHz}$



Σχήμα 3.8: Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα, φάσης a , με $N = 1$

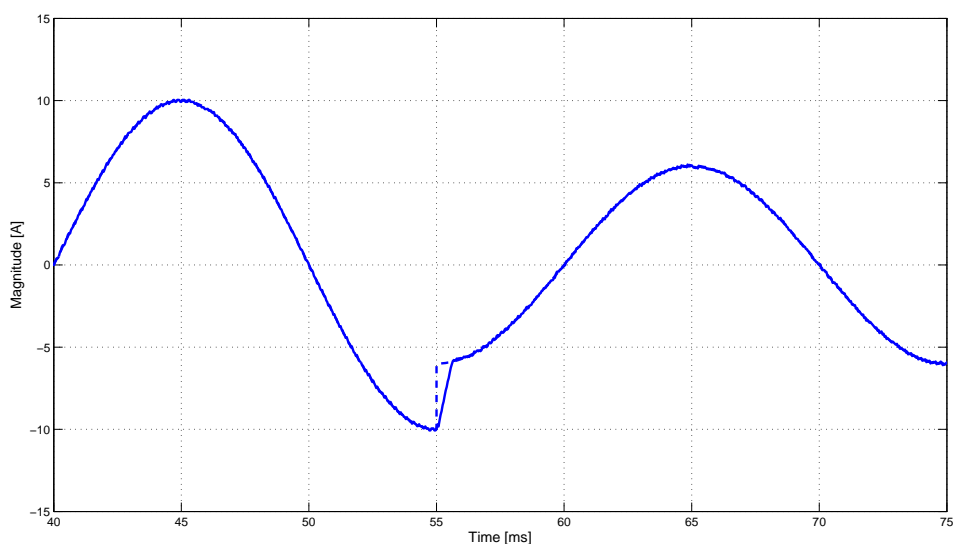


Σχήμα 3.9: Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα, φάσης a , με $N = 1$



Σχήμα 3.10: Τάσης φορτίου, φάσης a , με $N = 1$

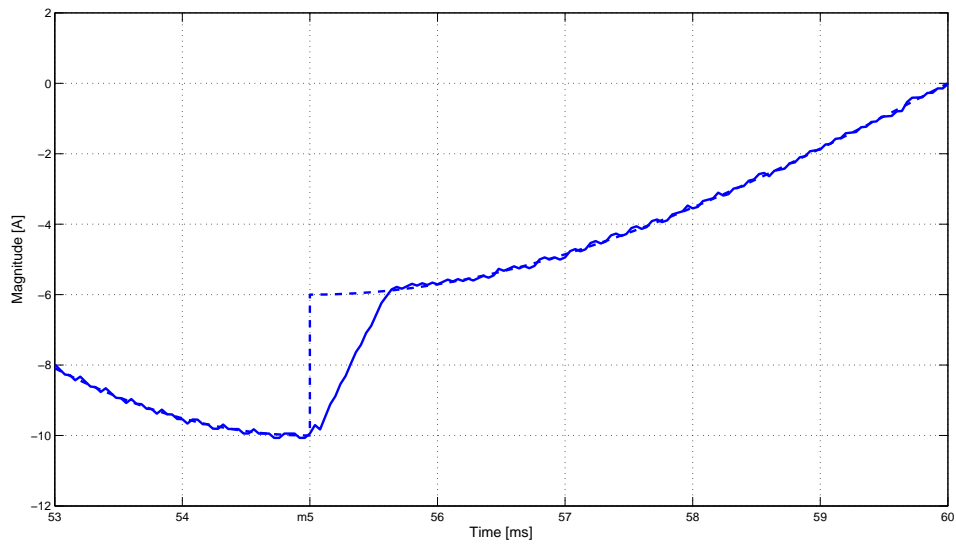
Για τον ολοκληρωμένο έλεγχο του ελεγκτή, υλοποιήθηκε βηματική αλλαγή του ρεύματος αναφοράς από τα 10 A στα 6 A , τη χρονική στιγμή $t = 55\text{ms}$. Η συμπεριφορά του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, της φάσεως a , στη βηματική αλλαγή του ρεύματος αναφοράς, παρουσιάζεται στο Σχ. 3.11. Όπως βλέπουμε από το Σχ. 3.11, ο ελεγκτής ακολουθεί αποτελεσματικά την αλλαγή της τιμής αναφοράς του ρεύματος, το οποίο απεικονίζεται με διακεκομμένη γραμμή στο ίδιο διάγραμμα, επιδεικνύοντας μία καλή δυναμική συμπεριφορά. Πράγματι, όπως φαίνεται και από την λεπτομερή απεικόνιση της συμπεριφοράς του ελεγκτή στο ακριβές στιγμιότυπο της βηματικής αλλαγής, Σχ. 3.12, το ρεύμα εξόδου προσαρμόζεται στη νέα του τροχιά σε χρόνο που περίπου αντιστοιχεί σε 0.5ms . Το νέο πλάτος της θεμελιώδης αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος διαμορφώνεται στα 5.997 A , με ένα συντελεστή ολική αρμονικής παραμόρφωσης ίσο με 1.05% .



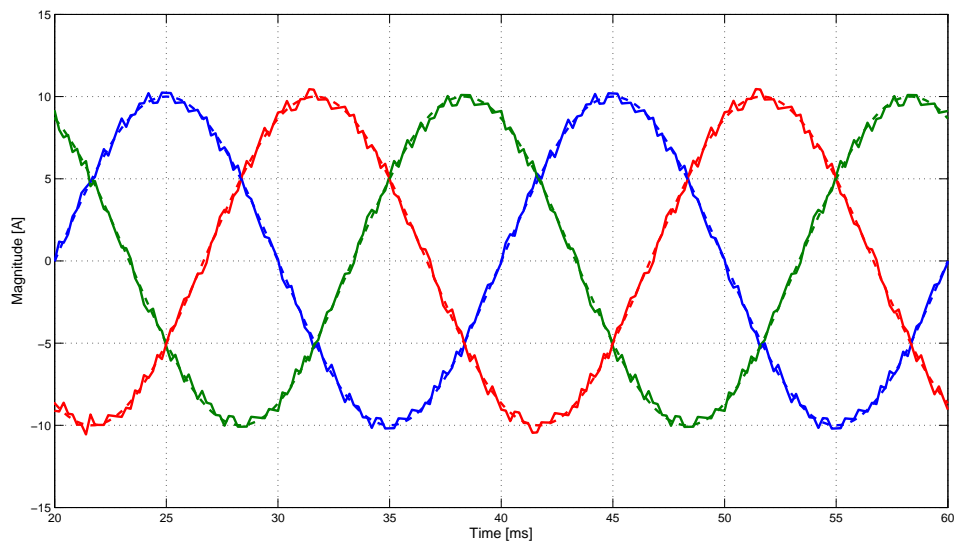
Σχήμα 3.11: Ρεύμα φάσης a για βηματική αλλαγή ρεύματος αναφοράς ($N = 1$)

Τέλος, προσομοιώσαμε την ίδια διάταξη για περίοδο δειγματοληψίας μεγαλύτερης τιμής $T_s = 200\mu\text{s}$, έναντι των $T_s = 40\mu\text{s}$ που ήταν προηγουμένως. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στο Σχ. 3.13.

Όπως γίνεται φανερό από την κυματομορφή του ρεύματος, η αύξηση της περιόδου δειγματοληψίας χειροτερεύει τη συμπεριφορά του ελεγκτή, με αποτέλεσμα το ρεύμα εξόδου να μην είναι τόσο καλής ποιότητας. Αυτό οφείλεται στο ότι η αύξηση της T_s προκαλεί τη μείωση της μέσης διακοπτικής συχνότητας f_{sw} . Πράγματι, η f_{sw} υπολογίστηκε στα 872.22Hz , τιμή πολύ χαμηλότερη σε σχέση με τα 4.1kHz , που ήταν στην προηγούμενη περίπτωση. Η μείωση αυτή οφείλεται στο ότι διακοπτικές μεταβάσεις μπορούμε να έχουμε μόνο κατά τα



Σχήμα 3.12: Ρεύμα εξόδου φάσης *a* τη στιγμή της βηματικής αλλαγής του ρεύματος αναφοράς

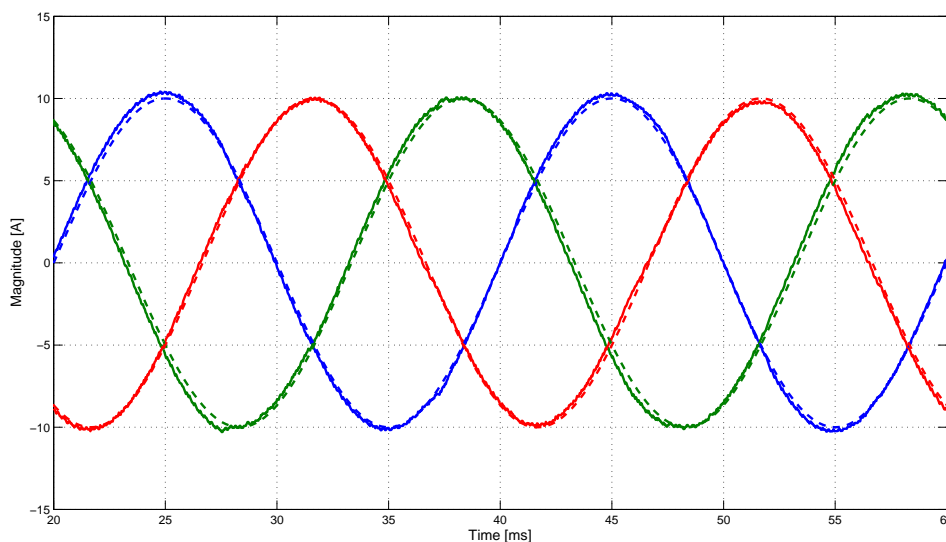


Σχήμα 3.13: Ρεύμα των τριών φάσεων του αντιστροφέα με, $N = 1$, $I_1 = 9.949A$, $THD\% = 3.16$, $f_{sw} = 872.22Hz$

στιγμιότυπα της δειγματοληψίας και εφόσον η συχνότητα δειγματοληψίας είναι χαμηλότερη, έχουμε λιγότερες διακοπτικές αλλαγές. Η μείωση όμως της διακοπτικής συχνότητας, και μεν συνεπάγεται μείωση των διακοπτικών απωλειών, αλλά έχει σαν αποτέλεσμα να μη συμβαίνουν επαρκείς διακοπτικές μεταβάσεις στο σύστημα και επομένως να μην είναι δυνατό να ακολουθηθεί αποτελεσματικά το διάνυσμα αναφοράς. Αυτό επηρεάζει άμεσα το THD , το οποίο και επιδεινώνεται. Πράγματι, το πλάτος της θεμελιώδης συνιστώσας υπολογίστηκε στα $9.949 A$ ενώ το THD υπολογίστηκε ίσο με 3.16% .

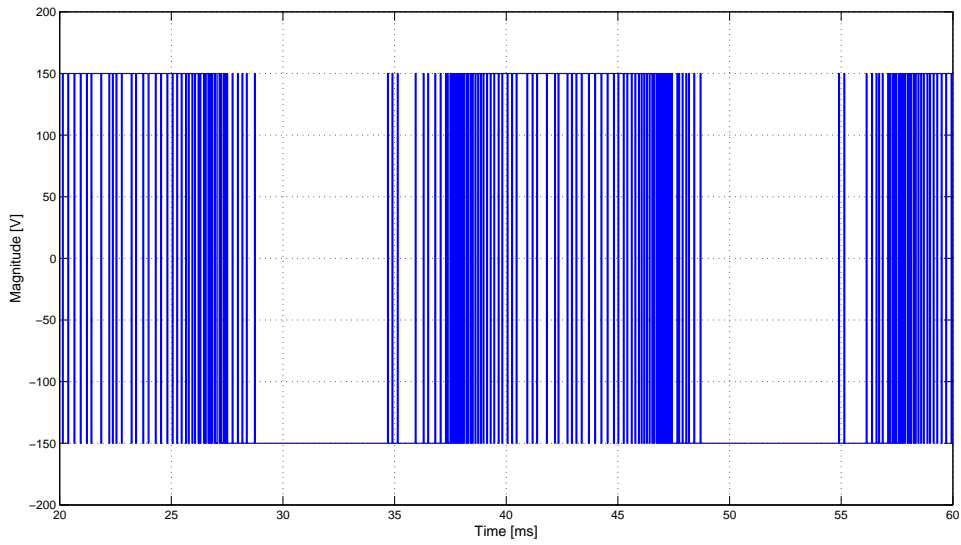
3.5.2 Ορίζοντας πρόβλεψης $N = 3$

Στα Σχ. 3.14, 3.15, 3.16, 3.17 απεικονίζονται με την ακόλουθη σειρά τα μεγέθη: ρεύμα τριών φάσεων του αντιστροφέα, με συνεχή γραμμή και ρεύματα αναφοράς, με διακεκομμένη γραμμή στο ίδιο διάγραμμα, φασική τάση, πολική τάση και τέλος τάση φορτίου, φάσης a . Το πλάτος της θεμελιώδης συνιστώσας του ρεύματος υπολογίστηκε στα $10.16 A$, ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD του ρεύματος είναι ίσος με 1.34% , ενώ η μέση διακοπτική συχνότητα υπολογίστηκε στα $f_{sw} = 3.94kHz$. Η περίοδος δειγματοληψίας T_s είναι $40\mu s$. Τέλος, στο Σχ. 3.18, παρουσιάζεται η απόκριση του συστήματος στη βηματική αλλαγή του ρεύματος αναφοράς από $10 A$ σε $6 A$, για $t = 55ms$.

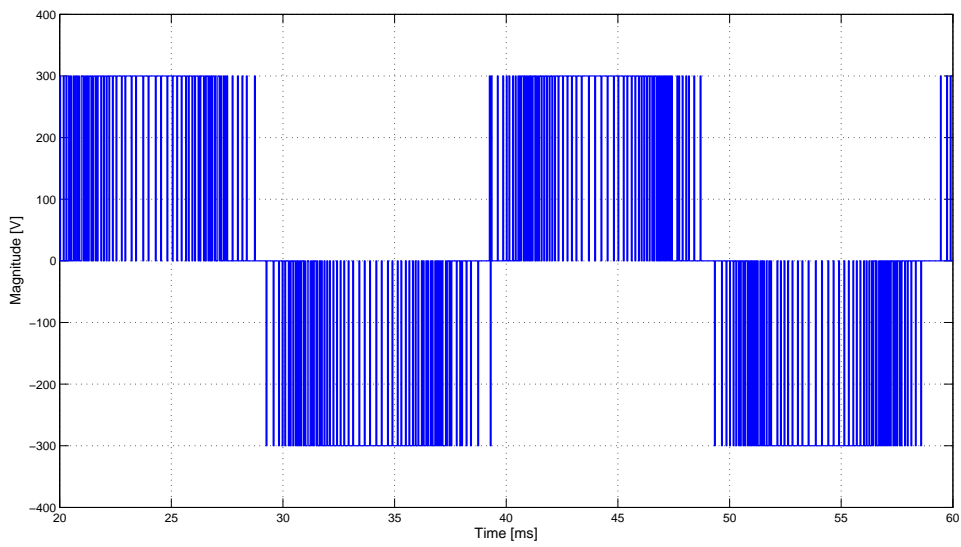


Σχήμα 3.14: Ρεύμα των τριών φάσεων του αντιστροφέα με, $N = 3$, $I_1 = 10.16 A$, $THD = 1.34\%$, $f_{sw} = 3.94kHz$

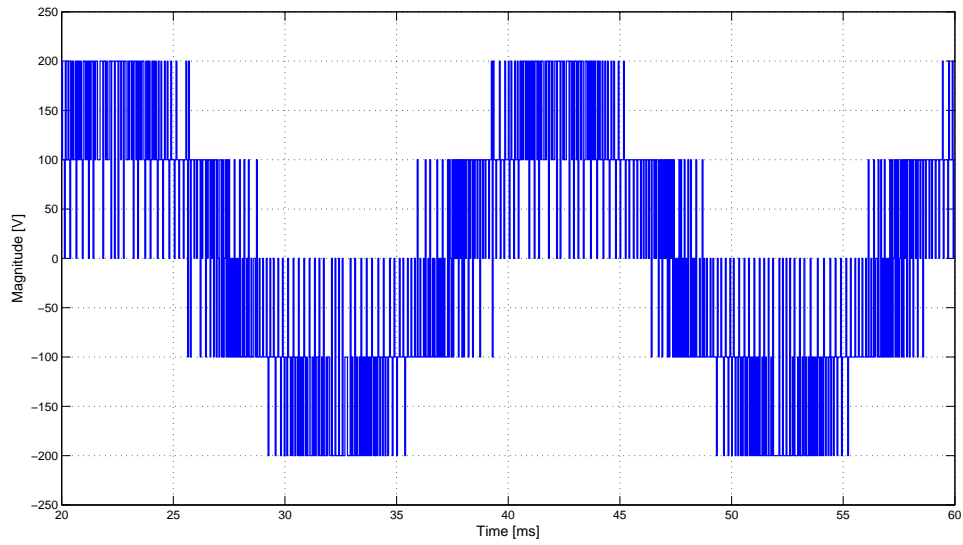
Συγκρίνοντας την εφαρμογή του ορίζοντα πρόβλεψης $N = 3$, με την περίπτωση του μοναδιαίου ορίζοντα πρόβλεψης, παρατηρούμε ότι η λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή, τόσο



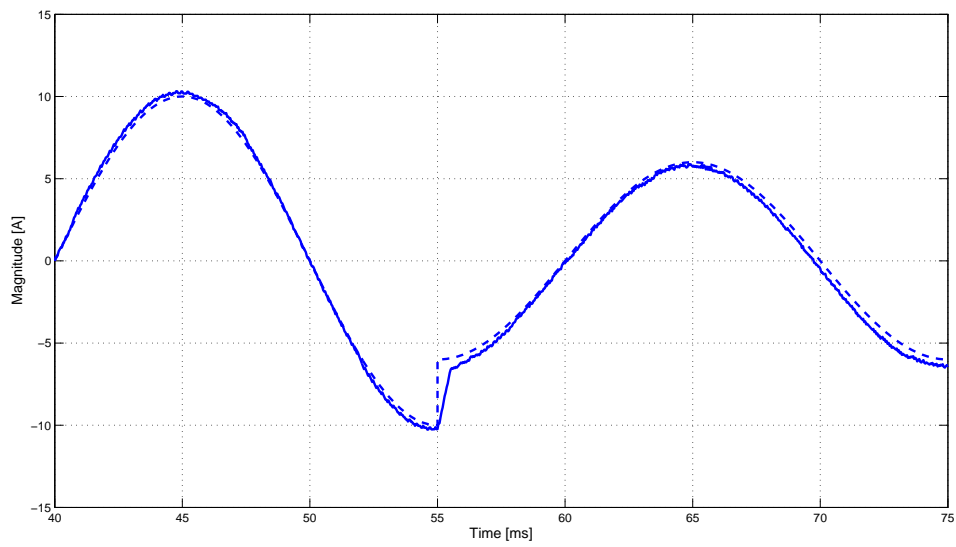
Σχήμα 3.15: Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα, φάσης a, με $N = 3$



Σχήμα 3.16: Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα, φάσης a, με $N = 3$



Σχήμα 3.17: Τάση φορτίου, φάσης a, με $N = 3$



Σχήμα 3.18: Ρεύμα φάσης a για βηματική αλλαγή ρεύματος αναφοράς ($N = 3$)

στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας όσο και κατά τη δυναμική του απόκριση (βηματική αλλαγή του ρεύματος αναφοράς), δε διαφοροποιείται ιδιαίτερα. Πράγματι, τόσο το THD όσο και η ίδια κυματομορφή του ρεύματος δεν παρουσιάζουν μεγάλες διαφοροποιήσεις και η λειτουργία του ελεγκτή και στις δύο περιπτώσεις κρίνεται ικανοποιητική. Εντούτοις, παρατηρούμε μία μικρή βελτίωση του THD στην περίπτωση του οριζοντα πρόβλεψης $N = 3$. Παρά ταύτα, δεν μπορούμε να έχουμε μία ολοκληρωμένη σύγκριση, καθώς η μέση διακοπτική συχνότητα δεν είναι ίδια μεταξύ των δύο περιπτώσεων. Στις ακόλουθες εφαρμογές, όπου η επιλογή οριζόντων πρόβλεψης μεγαλύτερων της μονάδος είναι βασική προϋπόθεση για τη σωστή λειτουργία του ελεγκτή, γίνεται ρύθμιση της μέσης διακοπτικής συχνότητας και διατήρηση της τιμής της σταθερή, ανεξαρτήτως της μεταβολής του οριζοντα πρόβλεψης. Με τον τρόπο αυτό έχουμε μία ακριβέστερη εικόνα της επίδρασης του οριζοντα πρόβλεψης στο σύστημα.

Κεφάλαιο 4

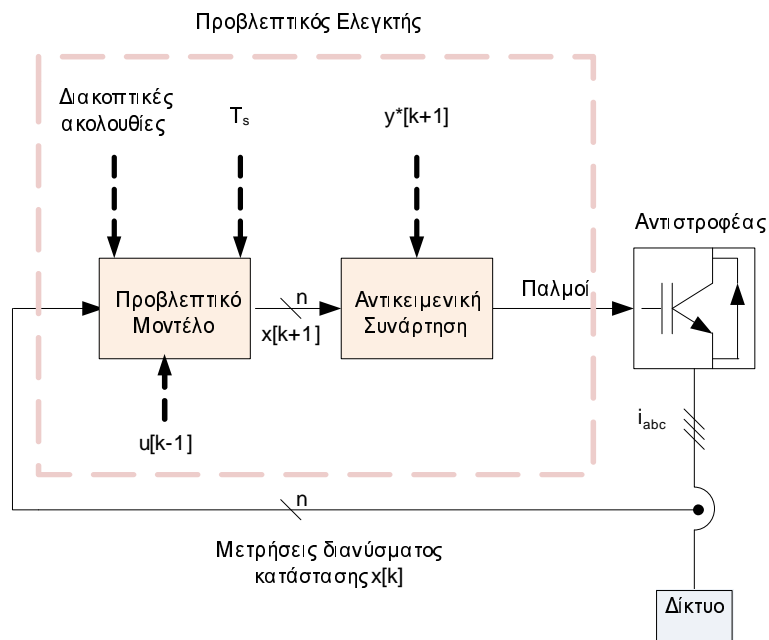
ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΜΕΝΟΣ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΓΙΑ ΤΗ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗ ΣΤΟ ΔΙΚΤΥΟ

4.1 Εισαγωγή

Το απλοποιημένο σχεδιάγραμμα του προβλεπτικού ελεγκτή, για την περίπτωση του αντιστροφέα, διασυνδεδεμένου στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, παρουσιάζεται στο Σχ. 4.1. Όπως φαίνεται από το Σχ. 4.1, ο προβλεπτικός αλγόριθμος του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα, όπως και στην περίπτωση της εφαρμογής του αντιστροφέα με φορτίο, βασίζεται στο μαθηματικό μοντέλο του προς έλεγχο συστήματος και στην αντικειμενική συνάρτηση. Και σε αυτήν την εφαρμογή, το πρόβλημα βελτιστοποίησης επιλύεται σε πραγματικό χρόνο (on-line), μέσω της τεχνικής του enumeration strategy. Επίσης, οι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγών διακοπών του αντιστροφέα παράγονται απευθείας από τον προβλεπτικό αλγόριθμο, χωρίς να απαιτείται η χρήση κάποιου σταδίου διαμόρφωσης εύρους παλμών. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι, για λόγους γαλβανικής απομόνωσης, στην πραγματικότητα, η σύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο δε γίνεται απευθείας, όπως φαίνεται στο Σχ. 4.1, αλλά μεσολαβεί μετασχηματιστής. Εδώ λαμβάνουμε υπόψη μας απευθείας την τάση του δικτύου στο δευτερεύον του μετασχηματιστή.

Βάση του Πιν. 1.1, ο οποίος παρουσιάστηκε στην εισαγωγή αυτής της εργασίας, το THD του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, εφόσον εξετάζεται μία εγκατάσταση παραγωγής, πρέπει να είναι μικρότερο του 5%. Για την εξασφάλιση αυτών των χαμηλών επιπέδων THD , προστίθεται στο σύστημα το απαραίτητο παθητικό φίλτρο, το οποίο συνδέεται στην έξοδο του αντιστροφέα.

Στις παραγράφους που ακολουθούν, εξετάζονται δύο τύποι φίλτρων: α) το φίλτρο τύπου



Σχήμα 4.1: Προβλεπτικός Ελεγκτής

L και β) το φίλτρο τύπου LCL και παρουσιάζεται ο προβλεπτικός ελεγκτής, για την κάθε περίπτωση φίλτρου. Επίσης, γίνεται σύγκριση και ανάλυση των πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων που το κάθε φίλτρο παρουσιάζει, καθώς και αξιολογείται η καταλληλότητα της κάθε διάταξης, για τη διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο. Η ανάλυση των εφαρμογών αυτών βασίστηκε κυρίως στα [15], [19], [20], [35].

Αντιμετώπιση φαινομένου συντονισμού

Στην περίπτωση του LCL φίλτρου, για να επιτύχουμε όντως βελτιωμένες κυματομορφές ρεύματος, πρέπει να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο του συντονισμού, το οποίο οφείλεται στην παρουσία της αυτεπαγωγής L και του πυκνωτή C . Το πρόβλημα έγκειται στο ότι η παρουσία αρμονικών συνιστωσών κοντά στη συχνότητα συντονισμού του LCL φίλτρου, οδηγεί σε πολύ παραμορφωμένες κυματομορφές ρεύματος. Πράγματι, η ανεπιθύμητη και μη ελεγχόμενη αύξηση του πλάτους των αρμονικών, που βρίσκονται κοντά στη συχνότητα συντονισμού, οδηγεί το σύστημα σε ανεξέλεγκτες ταλαντώσεις με κίνδυνο την αστάθεια.

Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή αυτής της εργασίας, μία συνήθης τακτική είναι η τοποθέτηση επιπλέον αντιστάσεων στο κύκλωμα του φίλτρου, (passive damping), εις βάρος όμως της αποδοτικότητας της διάταξης, [31]. Μία άλλη προσέγγιση, [20], [22], [28], επιτυγχάνει την επιθυμητή απόσβεση συμπεριλαμβάνοντας, στο σύστημα ελέγχου, μία εικονική αντίσταση, τοποθετημένη συνήθως, εικονικά, παράλληλα

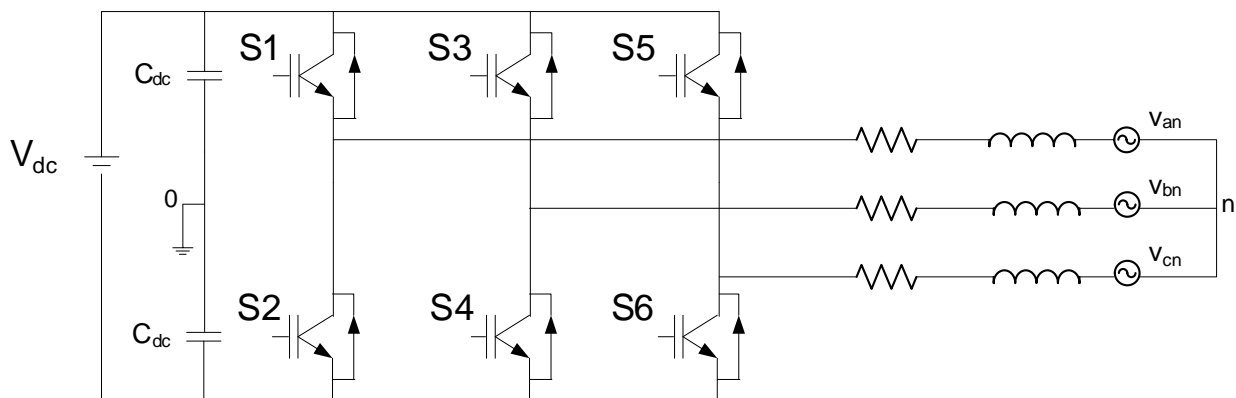
με τον πυκνωτή του φίλτρου (active damping).

Στην παρούσα εργασία, το πρόβλημα θα αντιμετωπιστεί σχεδιάζοντας κατάλληλα την αντικειμενική συνάρτηση του προβλεπτικού ελεγκτή και αξιοποιώντας τις δυνατότητες που προσφέρει η επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης σε μεγάλο ορίζοντα πρόβλεψης. Το πλεονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι η απλότητα του σχεδιασμού και η αποφυγή των απωλειών ισχύος, που θα προκαλούσε η τοποθέτηση αντιστάσεων στο κύκλωμα του φίλτρου. Εντούτοις, η ταχτική αυτή παρουσιάζει το μειονέκτημα της μεγάλης υπολογιστικής πολυπλοκότητας, που οφείλεται στην σύνθετη έκφραση της αντικειμενικής συνάρτησης και κυρίως στο μεγάλο ορίζοντα πρόβλεψης.

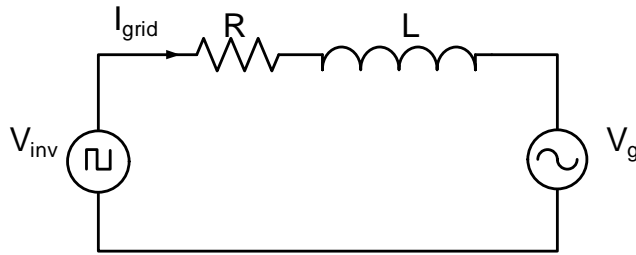
4.2 Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα με L φίλτρο για τη διασύνδεση στο δίκτυο

4.2.1 L φίλτρο

Ο αντιστροφέας διασυνδεδεμένος στο δίκτυο, μέσω L φίλτρου, παρουσιάζεται στο Σχ. 4.2. Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με L φίλτρο απεικονίζεται στο Σχ. 4.3. Η συμπεριφορά του L φίλτρου μπορεί να αναλυθεί υπολογίζοντας τη συνάρτηση μεταφοράς του, η οποία είναι το πηλίκο της αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος του δικτύου, τάξης h , ως προς την αντίστοιχη αρμονική συνιστώσα της τάσεως εξόδου του αντιστροφέα.



Σχήμα 4.2: Αντιστροφέας διασυνδεδεμένος στο δίκτυο μέσω L φίλτρου



Σχήμα 4.3: Ισοδύναμο Κύκλωμα Διασυνδεδεμένου Αντιστροφέα με L φίλτρο

Με εφαρμογή του νόμου του Ohm και θεωρώντας ότι η τάση του δικτύου συμπεριφέρεται ως μία ιδανική πηγή, δηλαδή η τιμή της είναι μηδενική κατά τη μελέτη των αρμονικών συνιστωσών πλην της θεμελιώδους, έχουμε:

$$\frac{I_{grid}(h)}{V_{inv}(h)} = \frac{1}{(R + sL)} \quad (4.1)$$

όπου

$I_{grid}(h)$ είναι η αρμονική συνιστώσα του ρεύματος του δικτύου, τάξης h

$V_{inv}(h)$ είναι η αρμονική συνιστώσας της τάση του αντιστροφέα, τάξης h

R είναι οι ωμικές απώλειες του φίλτρου και

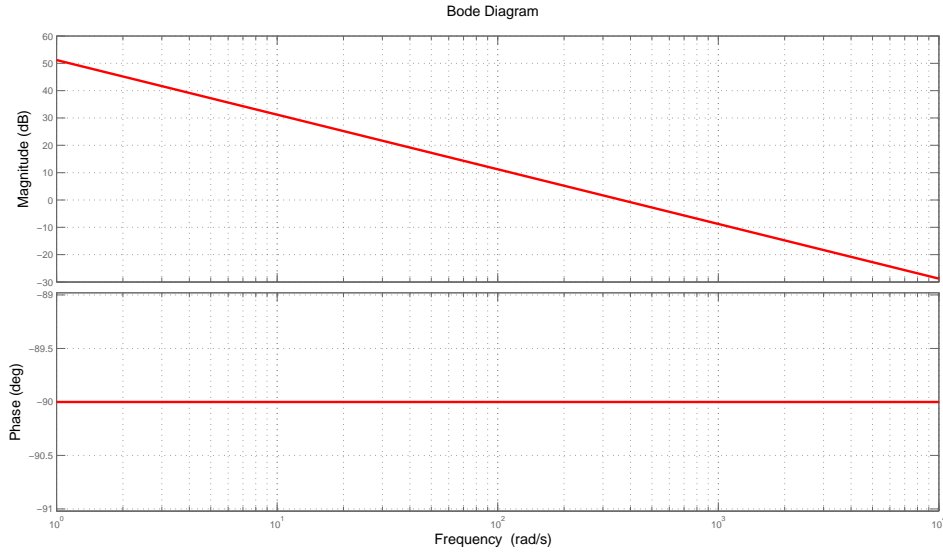
L είναι η αυτεπαγωγή του φίλτρου

Σημειώνουμε ότι, σε αυτή τη διάταξη, το ρεύμα του δικτύου ταυτίζεται με το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα.

Εάν στην παραπάνω σχέση αγνοήσουμε τις ωμικές απώλειες, τότε η συνάρτηση μεταφοράς του ρεύματος του δικτύου προς την τάση του αντιστροφέα γράφεται ως εξής:

$$\frac{I_{grid}(h)}{V_{inv}(h)} = \frac{1}{sL} \quad (4.2)$$

Το διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης της συνάρτησης μεταφοράς (4.2) φαίνεται στο Σχ. 4.4, για $L = 2.75m\Omega$. Όπως βλέπουμε από το Σχ. 4.4, το φίλτρο τύπου L είναι ένα πρώτης τάξεως φίλτρο και παρουσιάζει μία κλίση 20 db/decade σε όλο το εύρος συχνοτήτων. Βάση αυτών των παρατηρήσεων, διαπιστώνουμε ότι το L φίλτρο επιτυγχάνει επαρκή περιορισμό των αρμονικών υψηλών συχνοτήτων, ενώ η συμπεριφορά του φίλτρου, ως προς τις αρμονικές στις χαμηλές συχνότητες, δεν είναι τόσο ικανοποιητική.



Σχήμα 4.4: Διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης L φίλτρου

4.2.2 Προβλεπτικό μοντέλο διάταξης

Το μοντέλο της διάταξης περιγράφεται στο χώρο κατάστασης και έχει την ακόλουθη μορφή:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (4.4)$$

όπου \mathbf{x} είναι το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης, \mathbf{u} το διάνυσμα των μεταβλητών εισόδων και \mathbf{y} το διάνυσμα των μεταβλητών εξόδου. Στην παρούσα εφαρμογή, οι μεταβλητές κατάστασης είναι το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα \mathbf{i} και η τάση του δικτύου, \mathbf{v}_g . Το σύστημα έχει μία μόνο μεταβλητή εισόδου, τη διακοπτική συνάρτηση \mathbf{S} , η οποία παρουσιάστηκε αναλυτικά στην ενότητα 3.1. Τέλος, η έξοδος του συστήματος είναι το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα \mathbf{i} , το οποίο ταυτίζεται με το ρεύμα του δικτύου. Η ανάλυση του τριφασικού συστήματος γίνεται στο $\alpha\beta$ σύστημα, μέσω του μετασχηματισμού του Clarke και άρα τα μεγέθη \mathbf{i} , \mathbf{v}_g , \mathbf{v} αντιπροσωπεύουν διανύσματα της μορφής:

$$\mathbf{f} = f_\alpha + j f_\beta$$

όπου f_α , f_β οι ορθογώνιες συνιστώσες.

Επομένως, τα διανύσματα \mathbf{x} , \mathbf{u} , \mathbf{y} είναι αντίστοιχα: $\mathbf{x} = [i_\alpha \ i_\beta \ v_{g\alpha} \ v_{g\beta}]^T$, $\mathbf{u} = [v_\alpha \ v_\beta]^T$ και $\mathbf{y} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$.

Οι πίνακες A , B , C προκύπτουν με εφαρμογή των νόμων τάσεων και ρευμάτων του Kirekoff στο κύκλωμα του Σχ. 4.2 και δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & \frac{-1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & \omega & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Το επόμενο βήμα για το σχεδιασμό του προβλεπτικού μοντέλου είναι η διακριτοποίηση των παραπάνω σχέσεων μέσω της μεθόδου του Euler, την οποία αναφέρουμε και εδώ:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{x}(k)}{T_s} \quad (4.5)$$

όπου T_s είναι η περίοδος δειγματοληψίας.

Με την εφαρμογή της εξίσωσης (4.5), οι εξισώσεις (4.3) και (4.4) συνθέτουν ένα διακριτό σύστημα με την ακόλουθη μορφή:

$$\mathbf{x}(k+1) = (I + AT_s)\mathbf{x}(k) + BT_s\mathbf{u}(k) \quad (4.6)$$

$$\mathbf{y}(k) = C\mathbf{x}(k) \quad (4.7)$$

Η εξίσωση (4.6) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\mathbf{x}(k+1) = A'\mathbf{x}(k) + B'T_s\mathbf{u}(k) \quad (4.8)$$

όπου

$$A' = \begin{pmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L} & 0 & \frac{-T_s}{L} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{RT_s}{L} & 0 & \frac{-T_s}{L} \\ 0 & 0 & 1 & -\omega T_s \\ 0 & 0 & \omega T_s & 1 \end{pmatrix}$$

$$B' = \begin{pmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

Στους παραπάνω πίνακες, η μεταβλητή ω (rad/s) εκφράζει τη συχνότητα του δικτύου. Τέλος, σημειώνουμε ότι η τάση εξόδου του αντιστροφέα συσχετίζεται με τις διακοπτικές καταστάσεις του, μέσω της σχέσης:

$$\mathbf{v} = V_{dc}\mathbf{S}$$

όπου \mathbf{S} η διακοπτική συνάρτηση που δίνεται από την ακόλουθη έκφραση :

$$\mathbf{S} = S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c, \quad \alpha = e^{j2\pi/3}$$

Οι μεταβλητές S_a, S_b, S_c μπορούν να πάρουν τιμές 1 ή 0 και αντιπροσωπεύουν τη διακοπτική κατάσταση των διακοπών του αντιστροφέα, των τριών σκελών του. Οι παραπάνω σχέσεις προκύπτουν από την αντίστοιχη ανάλυση του αντιστροφέα, όπως αυτή παρουσιάστηκε στην ενότητα 3.1.

4.2.3 Αντικειμενική συνάρτηση

Η αντικειμενική συνάρτηση του ελεγκτή εκφράζεται ως το απόλυτο σφάλμα του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα από την τιμή αναφοράς του. Η μαθηματική διατύπωση της αντικειμενικής συνάρτησης είναι η ακόλουθη:

$$J = \sum_{l=1}^{k+N-1} |i_\alpha(l+1|k) - i_\alpha^*(l+1|k)| + |i_\beta(l+1|k) - i_\beta^*(l+1|k)| \quad (4.9)$$

όπου

i_α^*, i_β^* είναι οι α, β συνιστώσες του διανύσματος του ρεύματος αναφοράς

i_α, i_β είναι οι α, β συνιστώσες του διανύσματος του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα

Όπως διαπιστώνουμε και από τη σχέση (4.11), για τον υπολογισμό της J είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε την τιμή αναφοράς του ρεύματος τη χρονική στιγμή $k+1$. Ο υπολογισμός αυτής της τιμής και σε αυτήν την εφαρμογή, όπως και στην περίπτωση του φορτίου, μπορεί να γίνει να μέσω δύο προσεγγίσεων (εξισώσεις (3.13) και (3.14)). Στην παρούσα εφαρμογή

χρησιμοποιήθηκε η σχέση (3.14) την οποία επαναλαμβάνουμε και εδώ:

$$\mathbf{i}^*(k+1) = 3\mathbf{i}^*(k) - 3\mathbf{i}^*(k-1) + \mathbf{i}^*(k-2) \quad (4.10)$$

όπου

$\mathbf{i}^* = i_\alpha^* + j i_\beta^*$ το διάνυσμα αναφοράς του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα

Διακοπτική συχνότητα

Μία άλλη παράμετρος που παίζει σημαντικό ρόλο στην απόδοση της διάταξης, όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη εφαρμογή, είναι οι διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα, οι οποίες εξαρτώνται άμεσα από τη διακοπτική συχνότητα. Η διακοπτική συχνότητα, καθώς δεν χρησιμοποιείται κάποιο στάδιο διαμόρφωσης εύρους παλμών, δεν είναι σταθερή. Σε γενικές γραμμές, η διακοπτική συχνότητα δεσμεύεται από τη περίοδο δειγματοληψίας T_s , μέσω της σχέσης $f_s < (1/2T_s)$, όπως αναφέρεται στο [11]. Με άλλα λόγια, η περίοδος δειγματοληψίας αποτελεί ένα άνω όριο της διακοπτικής συχνότητας, καθώς η τελευταία δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη του μισού της συχνότητας δειγματοληψίας.

Μία πρώτη ενέργεια που μπορεί να υλοποιηθεί, προκειμένου να περιοριστούν οι διακοπτικές απώλειες, είναι η εξάλειψη των περιττών διακοπτικών αλλαγών. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί κάνοντας σωστή χρήση των δύο μηδενικών διανυσμάτων του αντιστροφέα, που προκύπτουν με εφαρμογή των διακοπτικών καταστάσεων 000 και 111. Για παράδειγμα, εάν η κατάσταση του συστήματος είναι η 011 και επιλέγεται ως βέλτιστη επόμενη κατάσταση το μηδενικό διάνυσμα, τότε η οικονομικότερη μετάβαση είναι η 111, έναντι της μετάβασης στο 000, καθώς απαιτείται η αλλαγή μόνο ενός διακόπτη, έναντι των δύο που απαιτούνται στη δεύτερη περίπτωση. Επίσης, μία δεύτερη ενέργεια περιορισμού των διακοπτικών αλλαγών είναι να αποτραπούν οι μεταβάσεις μεταξύ των δύο μηδενικών διανυσμάτων, καθώς δεν προσφέρουν καμία διαφοροποίηση στη λειτουργία του συστήματος.

Με τους δύο παραπάνω τρόπους, περιορίζονται οι διακοπτικές αλλαγές, χωρίς να υπάρχει κάποια ουσιαστική αρνητική επίδραση στη λειτουργία του ελεγκτή. Η μείωση όμως της διακοπτικής συχνότητας δεν είναι ποσοτικοποιημένη και δεν υπόκειται σε εξωτερικό έλεγχο. Μία αποτελεσματική πρόταση, για τον περιορισμό των διακοπτικών απωλειών, είναι να ενταχθεί το κόστος των διακοπτικών μεταβάσεων στην αντικειμενική συνάρτηση του προβλεπτικού ελεγκτή. Στην περίπτωση αυτή, η αντικειμενική συνάρτηση γράφεται ως εξής:

$$J = \sum_{l=1}^{k+N-1} |i_\alpha(l+1|k) - i_\alpha^*(l+1|k)| + |i_\beta(l+1|k) - i_\beta^*(l+1|k)| + \lambda_u \Delta u(l|k) \quad (4.11)$$

όπου ο όρος $\Delta u(k)$ αναφέρεται ως διακοπτικό κόστος (switching cost) και εκφράζει το κόστος της διακοπτικής μετάβασης, από την προηγούμενη διακοπτική κατάσταση στην επόμενη:

$$\Delta u(k) = |u(k) - u(k - 1)| \quad (4.12)$$

Ο συντελεστής $\lambda_u > 0$ ονομάζεται διακοπτικός συντελεστής (switching weight/switching factor) και αποτελεί έναν παράγοντα συμβιβασμού, trade off, μεταξύ του περιορισμού των διακοπτικών μεταβάσεων και του σφάλματος του ρεύματος από την τιμή αναφοράς του. Όπως γίνεται φανερό από τη σχέση (4.11), όσο μεγαλώνει ο συντελεστής λ_u , ο όρος $\Delta u(k)$ αποκτά μεγαλύτερη βαρύτητα στην αντικειμενική συνάρτηση, εις βάρος όμως της ελαχιστοποίησης του σφάλματος του ρεύματος. Η παρουσία όμως του όρου Δu στην αντικειμενική συνάρτηση, επιτρέπει τη ρύθμιση της f_{sw} κοντά σε μία επιθυμητή τιμή. Αυτό δίνει τη δυνατότητα ακριβέστερης σύγκρισης μεταξύ των διάφορων αποτελεσμάτων, καθώς αυτά ανεξαρτητοποιούνται από τη μεταβολή της μέσης διακοπτικής συχνότητας. Επίσης, η μείωση της f_{sw} συνεπάγεται τη μείωση των διακοπτικών αλλαγών, πράγμα που επιδρά θετικά στην απόδοση της διάταξης. Από την άλλη πλευρά, η μείωση της διακοπτικής συχνότητας, περιορίζει τις διακοπτικές αλλαγές και επιδρά αρνητικά στο THD του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

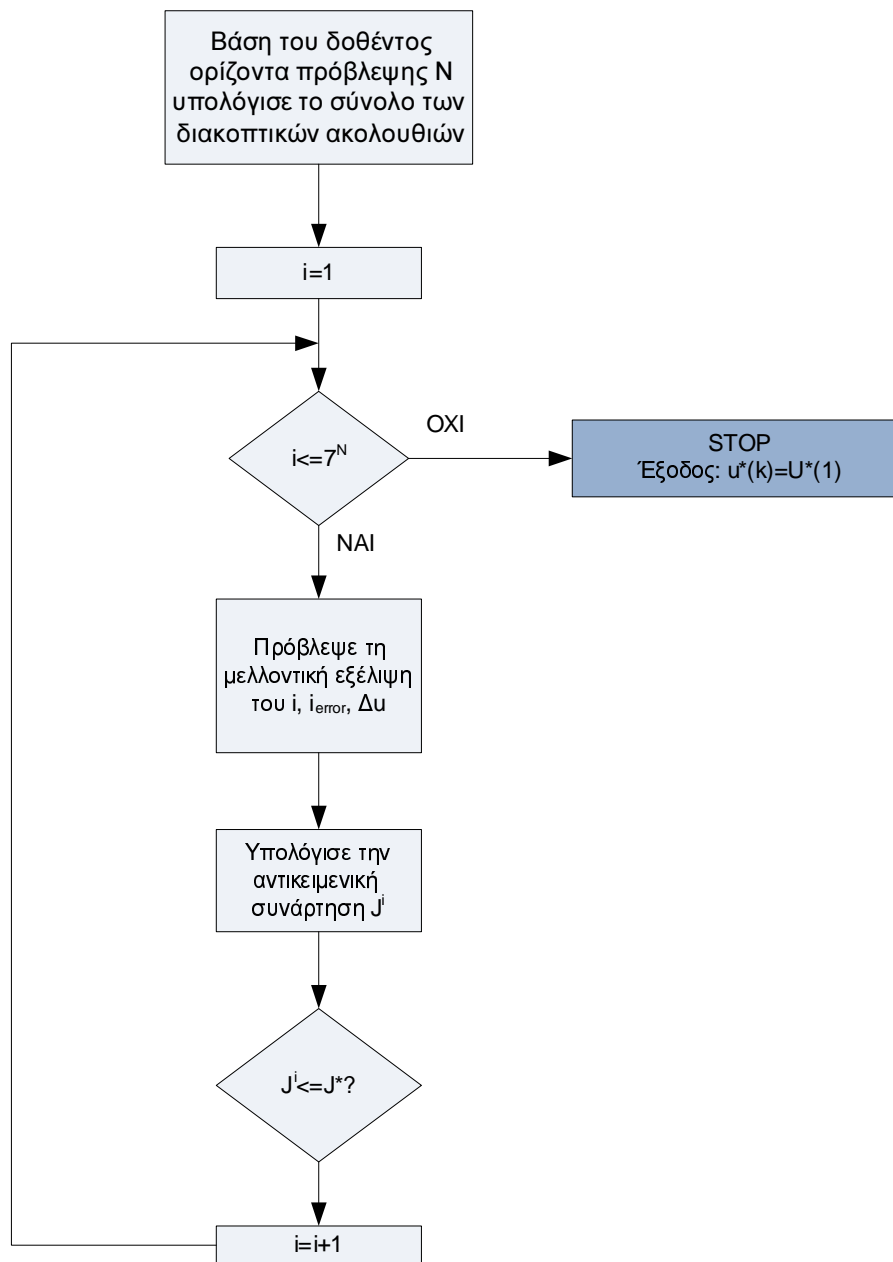
Συνοψίζοντας, ο αλγόριθμος του προβλεπτικού ελεγκτή, για την περίπτωση του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με L φίλτρο στην έξοδο, είναι ο Algorithm 2 και το αντίστοιχο διάγραμμα ροής (flowchart) του αλγορίθμου παρουσιάζεται στο Σχ. 4.5.

Algorithm 2 MPC algorithm for Current Control of 2L-VSI with L filter

```

Function  $u^*(k) = \text{Predictive Current Control / L-filter } (\hat{x}(k), u(k - 1))$ 
 $J^* = \infty, u^*(k) = \emptyset, x(k) = \hat{x}(k)$ 
for all U over N do
     $J = 0$ 
    for  $l = k$  to  $k + N - 1$  do
         $i(l + 1) = f(x(l), u(l))$ 
         $i^*(l + 1) = f(i^*(l), i^*(l - 1), i^*(l - 2))$ 
         $i_{error}(l + 1) = i(l + 1|k) - i^*(l + 1|k)$ 
         $J = J + |i_{error}(l + 1)| + \lambda_u |\Delta u(l)|$ 
    end for
    if  $J < J^*$  then
         $J^* = J$ 
         $u^*(k) = U(1)$ 
    end if
end for
End Function

```

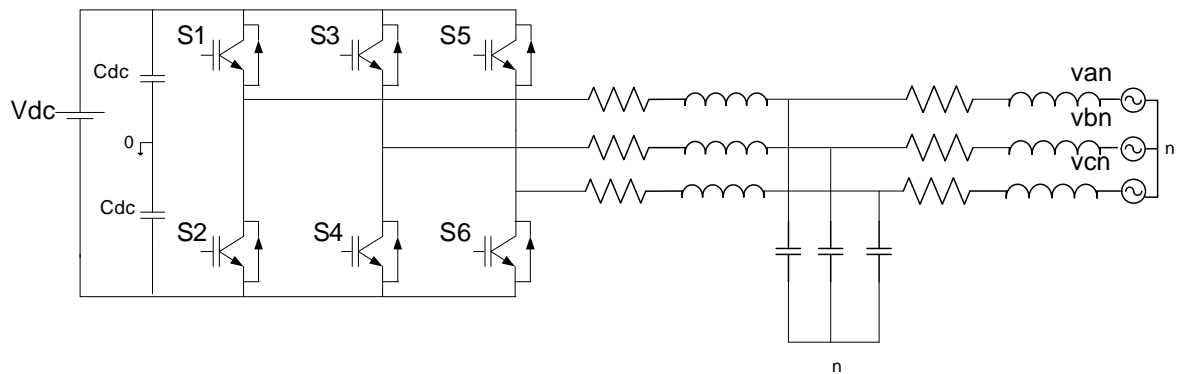


Σχήμα 4.5: Διάγραμμα ροής Αλγόριθμου 2

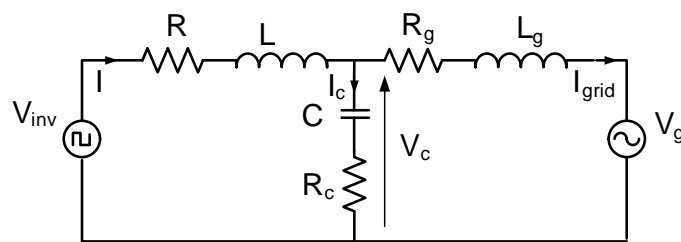
4.3 Μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα με LCL φίλτρο για τη διασύνδεση στο δίκτυο

4.3.1 LCL φίλτρο

Ο αντιστροφέας διασυνδεδεμένος στο δίκτυο, μέσω LCL φίλτρου, παρουσιάζεται στο Σχ. 4.6. Το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με LCL φίλτρο απεικονίζεται στο Σχ. 4.7. Για τον υπολογισμό της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος, θεωρήσαμε την τάση του δικτύου ιδανική και απαλλαγμένη από οποιαδήποτε αρμονική συνιστώσα. Για το λόγο αυτό, η τάση του δικτύου θεωρήθηκε μηδενική, δηλαδή ως τέλειο βραχυκύκλωμα.



Σχήμα 4.6: Αντιστροφέας διασυνδεδεμένος στο δίκτυο με LCL φίλτρο



Σχήμα 4.7: Ισοδύναμο Κύκλωμα Διασυνδεδεμένου Αντιστροφέα με LCL φίλτρο

Βάση αυτού, η συνάρτηση μεταφοράς του LCL φίλτρου, η οποία εκφράζει το λόγο της αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος του δικτύου, τάξης h , ως προς την αντίστοιχη αρμονική συνιστώσα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, στο πεδίο της συχνότητας, περιγράφεται από τη σχέση (4.13):

$$\frac{I_{grid}(h)}{V_{inv}(h)} = \frac{1 + sR_c C}{s^3 L_g L C + s^2 C [L_g (R_c + R) + L (R_c + R_g)] + s [L_g + L + C (R_c R_g + R_c R + R_g R)] + R_g + R} \quad (4.13)$$

όπου:

$I_{grid}(h)$ η αρμονική συνιστώσα του ρεύματος του δικτύου, τάξης h

$V_{inv}(h)$ η αρμονική συνιστώσα της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, τάξης h

R_c οι ωμικές απώλειες στον εγκάρσιο κλάδο του πυκνωτή

R_g οι ωμικές απώλειες στην πλευρά του δικτύου

R οι ωμικές απώλειες στην πλευρά του αντιστροφέα

C ο πυκνωτής του φίλτρου

L_g η αυτεπαγωγή του φίλτρου στην πλευρά του δικτύου

L η αυτεπαγωγή του φίλτρου στην πλευρά του αντιστροφέα

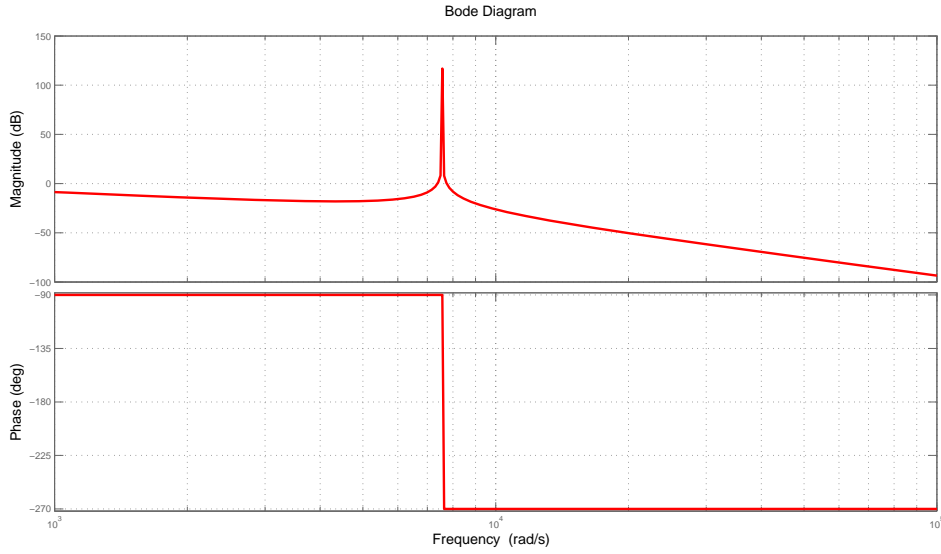
Αμελώντας τις αντιστάσεις R_c , R , R_g , η εξίσωση (4.13) γίνεται:

$$\frac{I_{grid}(h)}{V_{inv}(h)} = \frac{1}{s^3 L_g L C + s(L_g + L)} \quad (4.14)$$

Το διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης της παραπάνω συνάρτησης μεταφοράς, για τιμές αυτεπαγωγής και πυκνωτή $L = 2mH$, $L_g = 750\mu H$, $C = 32\mu F$, απεικονίζεται στο Σχ. 4.8. Όπως φαίνεται από το διάγραμμα Bode, το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του LCL φίλτρου παρουσιάζει μία ανεπιθύμητη αιχμή κοντά σε μία συγκεκριμένη συχνότητα, που αναφέρεται ως συχνότητα συντονισμού, f_{res} .

Η συχνότητα συντονισμού μπορεί να υπολογιστεί από την εξίσωση (4.15). Εάν θεωρήσουμε ότι $L_{inv} \gg L_g$, όπως συμβαίνει στις περισσότερες εφαρμογές, τότε η συχνότητα συντονισμού υπολογίζεται προσεγγιστικά από τη σχέση (4.16).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L + L_g}{L L_g C}} \quad (4.15)$$



Σχήμα 4.8: Διάγραμμα Bode πλάτους και φάσης LCL φίλτρου

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_g C}} \quad (4.16)$$

Χρήσιμος επίσης είναι και ο υπολογισμός της συνάρτησης μεταφοράς μεταξύ της αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος του δικτύου $I_{grid}(h)$ και της αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα $I_{inv}(h)$. Η συνάρτηση μεταφοράς $I_{grid}(h)/I_{inv}(h)$, λαμβάνοντας υπόψη ότι η αυτεπαγωγή στην πλευρά του αντιστροφέα και η αυτεπαγωγή στην πλευρά του δικτύου συνδέονται μέσω του λόγου $r = \frac{L_g}{L}$, δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\frac{I_{grid}(h)}{I_{inv}(h)} = \frac{1}{L_g C |\omega_{res}^2 - \omega_{sw}^2|} = \frac{1}{|1 + r(1 - \omega_{sw}^2 LC)|} = k_a \quad (4.17)$$

όπου

ω_{res} η κυκλική συχνότητα συντονισμού σε rad/s και

ω_{sw} η κυκλική διακοπτική συχνότητα σε rad/s

Στην παραπάνω σχέση, ο συντελεστής k_a αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως συντελεστής εξασθένισης (attenuation factor) [21].

4.3.2 Σχεδιασμός LCL φίλτρου

Εισαγωγή

Η τεχνική σχεδιασμού του LCL φίλτρου, για την περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, έχει περιγραφεί αναλυτικά στη βιβλιογραφία [21], αλλά κατά κύριο λόγο απευθύνεται σε PWM αντιστροφείς. Στους αντιστροφείς αυτούς, λόγω της παρουσίας του σταδίου διαμόρφωσης εύρους παλμών, η διακοπτική συχνότητα είναι σταθερή, με αποτέλεσμα το φάσμα των αρμονικών της τάσης να είναι σαφώς καθορισμένο. Επομένως, μπορεί να γίνει κατάλληλη επιλογή της συχνότητας συντονισμού, δηλαδή των παραμέτρων του φίλτρου, έτσι ώστε αυτή να μη συμπίπτει με τις συχνότητες εμφάνισης των κυρίων αρμονικών της τάσης.

Στην περίπτωση του προβλεπτικού ελεγκτή της παρούσας εφαρμογής, η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή. Παρά ταύτα, για την επιλογή των τιμών των αυτεπαγωγών και του πυκνωτή, ακολουθήθηκε η μέθοδος σχεδιασμού του LCL φίλτρου για την περίπτωση του PWM αντιστροφέα, θεωρώντας όμως μία αναμενόμενη μέση διακοπτική συχνότητα. Ακολουθώντας αυτήν την τεχνική, έχουμε μία εκτίμηση των τιμών των παραμέτρων του φίλτρου εξόδου. Εν συνεχεία, βάση των τιμών που συναντώνται στο εμπόριο και βάση παρόμοιων εφαρμογών, έγινε η τελική επιλογή της τιμής τους. Στις επόμενες παραγράφους, περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία σχεδιασμού του LCL φίλτρου όπως αυτή παρουσιάζεται στο [21], με τη διαφορά ότι η μέση διακοπτική συχνότητα, η οποία είναι απαραίτητη για τους υπολογισμούς, επιλέχθηκε από εμάς.

Αλγόριθμος σχεδιασμού LCL φίλτρου

Αρχικά θεωρήθηκε μία μέση διακοπτική συχνότητα στα $5.5kHz$ και επιλέχθηκε η συχνότητα συντονισμού να κυμαίνεται περίπου στα $1200Hz$. Η επιλογή αυτή έγινε για να ικανοποιηθεί ο περιορισμός (4.18) που απαιτεί η συχνότητα συντονισμού να είναι μεγαλύτερη της δεκαπλάσιας θεμελιώδης συχνότητας και μικρότερη της μισής διακοπτικής συχνότητας.

$$10f_N < f_{res} < \frac{1}{2}f_{sw} \quad (4.18)$$

Εν συνεχεία, θεωρώντας ότι η διάταξη η οποία θα προσομοιωθεί είναι ένα μικρής κλίμακας μοντέλο, ορίστηκε η ονομαστική ισχύς της διάταξης στα $2kW$, η dc τάση εισόδου στα $300V$ ενώ το πλάτος της φάσης του δικτύου ορίστηκε στα $80V$. Βάση των παραπάνω, η τιμή της αυτεπαγωγής στην πλευρά του αντιστροφέα υπολογίζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$L = \frac{V_{dc}}{16f_{sw}\Delta I_{Lmax}} \quad (4.19)$$

όπου $\Delta I_{L_{max}}$ είναι η μέγιστη τιμή του αρμονικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, το οποίο συνήθως επιλέγεται να είναι ένα ποσοστό p_L της θεμελιώδους συνιστώσας του. Μία συνηθισμένη τιμή του ποσοστού p_L είναι 10 %. Επομένως, τελικά η ποσότητα $\Delta I_{L_{max}}$ υπολογίζεται ως εξής:

$$\Delta I_{L_{max}} = p_L \frac{P_N \sqrt{2}}{3V_{ph}} \quad (4.20)$$

Στη συνέχεια μπορεί να υπολογιστεί η τιμή του πυκνωτή C από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$C = p_C C_b \quad (4.21)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_N Z_b} \quad (4.22)$$

$$Z_b = \frac{E_N^2}{P_N} \quad (4.23)$$

όπου

C_b είναι η χωρητικότητα βάσης

Z_b είναι η αντίσταση βάσης

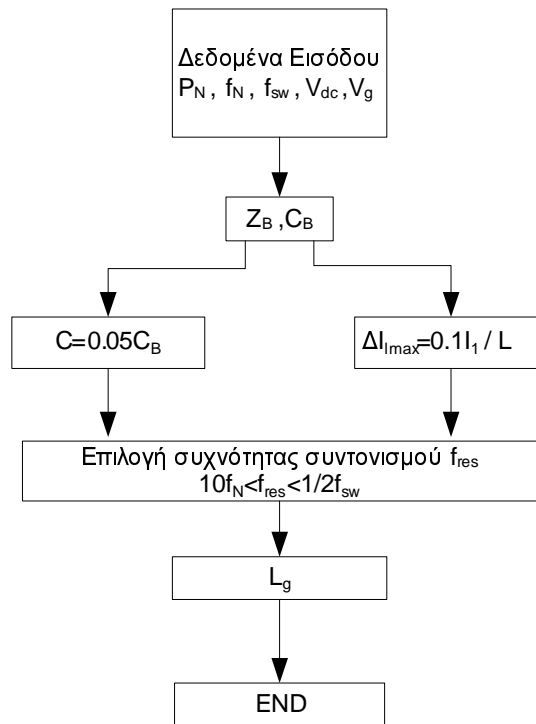
ω_N είναι η θεμελιώδης συχνότητα σε rad/s

E_N είναι η πολική τάση του δικτύου και

P_N είναι η ονομαστική ισχύς

Ο όρος p_C εκφράζεται ποσοστιαία και προκύπτει από την απαίτηση να διατηρηθεί ο συντελεστής ισχύος εντός των προδιαγραφών. Η συνηθέστερη επιλογή του ποσοστού αυτού είναι 5 %. Τέλος, η αυτεπαγωγή στην πλευρά του δικτύου L_g υπολογίζεται από τη σχέση (4.15), βάση της επιλεγμένης συχνότητας συντονισμού. Τα βήματα του αλγορίθμου σχεδιασμού του φίλτρου LCL παρουσιάζονται στο Σχ. 4.9. Η τιμή της αυτεπαγωγής στην πλευρά του δικτύου μπορεί να υπολογιστεί και από τη σχέση (4.17), έναντι της σχέσης (4.15), επιλέγοντας πρώτα την τιμή για το συντελεστή k_a και στη συνέχεια να γίνει ο έλεγχος του αν η συχνότητα συντονισμού βρίσκεται εντός των απαιτούμενων ορίων. Το αντίστοιχο διάγραμμα ροής που αντιπροσωπεύει αυτή τη λογική σχεδιασμού του LCL φίλτρου παρουσιάζεται στο Σχ. 4.10.

Ακολουθώντας την πρώτη από της παραπάνω περιγραφείσες διαδικασίες, οι τιμές των παραμέτρων του φίλτρου είναι $L = 2mH$, $L_g = 750\mu H$, $C = 32\mu F$. Βάση αυτών των



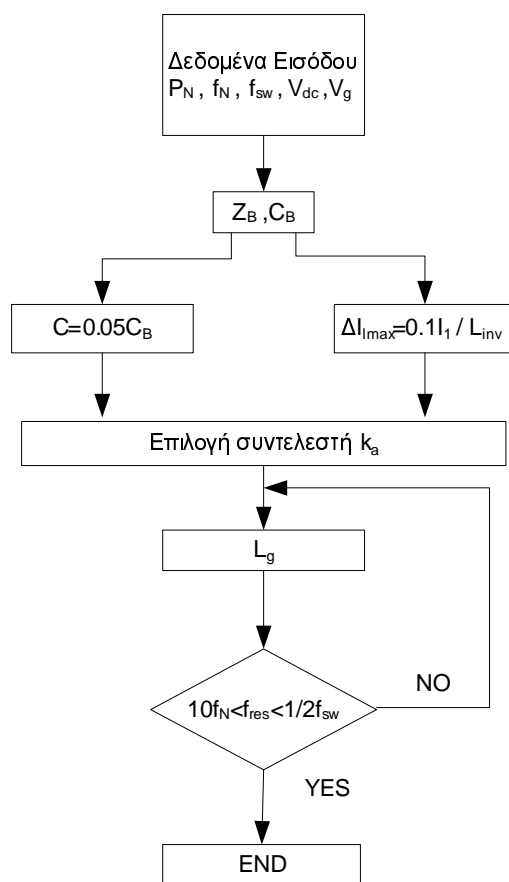
Σχήμα 4.9: Διάγραμμα ροής σχεδιασμού LCL φίλτρου μέσω προσδιορισμού της f_{res}

τιμών, η συχνότητα συντονισμού υπολογίστηκε ίση με $1205.27Hz$ και ο συντελεστής k_a υπολογίστηκε περίπου στο 3.6 %. Σε κάθε περίπτωση, η τιμή του k_a πρέπει να είναι τέτοια ώστε οι διαστάσεις του LCL φίλτρου να είναι συμβατές με τα επίπεδα ισχύος της εφαρμογής. Μία γενικότερη απαίτηση είναι η συνολική αυτεπαγωγή του φίλτρου να μη ξεπερνάει το 0.1 α.μ, έτσι ώστε να περιοριστεί η πτώση τάσης στην ac πλευρά, [21]. Βάση των επιλεχθέντων τιμών, η αντίσταση βάσης είναι 4.8Ω , ενώ η συνολική αυτεπαγωγή είναι $2.75mH$, η οποία εκφρασμένη στο α.μ. σύστημα ισούται με 0.000573. Εντούτοις, αυστηρότερες προδιαγραφές μπορούν να τεθούν, ανάλογα με το εάν το LCL φίλτρο ενταχθεί μέσα στη συσκευασία (packaging) του αντιστροφέα ή όχι.

4.3.3 Προβλεπτικό μοντέλο διάταξης

Το ισοδύναμο κύκλωμα του αντιστροφέα, με LCL φίλτρο στην έξοδο, είναι αυτό του Σχ. 4.2. Όπως και στην περίπτωση του L φίλτρου, έτσι και στην παρούσα εφαρμογή, το μοντέλο της διάταξης περιγράφεται στο χώρο κατάστασης και έχει την ακόλουθη μορφή:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (4.24)$$



Σχήμα 4.10: Διάγραμμα ροής σχεδιασμού LCL φίλτρου μέσω προσδιορισμού του συντελεστή k_a

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (4.25)$$

όπου \mathbf{x} είναι το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης, \mathbf{u} το διάνυσμα των μεταβλητών εισόδου και \mathbf{y} το διάνυσμα των μεταβλητών εξόδου. Σε αντίθεση με την περίπτωση του L φίλτρου, εδώ το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα, \mathbf{i} , δεν ταυτίζεται με το ρεύμα του δικτύου, \mathbf{i}_g . Επομένως, στις μεταβλητές κατάστασης προστίθενται, πλην του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα \mathbf{i} , και της τάση του δικτύου, \mathbf{v}_g , το ρεύμα στην πλευρά του δικτύου, \mathbf{i}_g , καθώς και η τάση στα άκρα του πυκνωτή, \mathbf{v}_c . Η μεταβλητή εισόδου του συστήματος είναι, όπως και στην περίπτωση του L φίλτρου, η διακοπτική συνάρτηση \mathbf{S} , ενώ η έξοδος του συστήματος είναι το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα, το ρεύμα στην πλευρά του δικτύου και η τάση του πυκνωτή. Η ανάλυση του τριφασικού συστήματος γίνεται και εδώ στο $\alpha\beta$ σύστημα, μέσω του μετασχηματισμού του Clarke, επομένως τα μεγέθη \mathbf{i} , \mathbf{v}_g , \mathbf{i}_g , \mathbf{v}_c , \mathbf{v} είναι διανύσματα της μορφής:

$$\mathbf{f} = f_\alpha + j f_\beta$$

όπου f_α, f_β είναι οι ορθογώνιες συνιστώσες.

Βάση των παραπάνω, η αναλυτική έκφραση των διανυσμάτων $\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{y}$ είναι η ακόλουθη:
 $\mathbf{x} = [i_\alpha \ i_\beta \ i_{g\alpha} \ i_{g\beta} \ v_{c\alpha} \ v_{c\beta} \ v_{g\alpha} \ v_{g\beta}]^T$, $\mathbf{u} = [v_\alpha \ v_\beta]^T$ και $\mathbf{y} = [i_\alpha \ i_\beta \ i_{g\alpha} \ i_{g\beta} \ v_{c\alpha} \ v_{c\beta}]^T$.

Οι πινάκες A, B, C προκύπτουν με εφαρμογή των νόμων τάσεων και ρευμάτων του Kirchoff και δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$A = \begin{pmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_g}{L_g} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R_g}{L_g} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_g} \\ \frac{1}{C} & 0 & \frac{-1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & \frac{-1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Με εφαρμογή της εξίσωσης του Euler, έχουμε τη διακριτή έκφραση των σχέσεων (4.24) και (4.25), η οποία δίνεται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\mathbf{x}(k+1) = (I + AT_s)\mathbf{x}(k) + BT_s\mathbf{u}(k) \quad (4.26)$$

$$\mathbf{y}(k) = C\mathbf{x}(k) \quad (4.27)$$

Η εξίσωση (4.26) μπορεί να γραφεί ως εξής :

$$\mathbf{x}(k+1) = A'\mathbf{x}(k) + B'\mathbf{u}(k) \quad (4.28)$$

όπου

$$A' = \begin{pmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{-T_s}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{-RT_s}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{-T_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R_g T_s}{L_g} & 0 & 0 & 0 & \frac{-T_s}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{-R_g T_s}{L_g} & 0 & 0 & 0 & \frac{-T_s}{L_g} \\ \frac{T_s}{C} & 0 & \frac{-T_s}{C} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{C} & 0 & \frac{-T_s}{C} & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\omega_N T_s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_N T_s & 1 \end{pmatrix}$$

$$B' = \begin{pmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$$

Υπενθυμίζουμε ότι στους παραπάνω πίνακες, η μεταβλητή ω_N εκφράζει τη συχνότητα του δικτύου και ότι η τάση εξόδου του αντιστροφέα συσχετίζεται με τις διακοπτικές καταστάσεις του, μέσω της σχέσης:

$$\mathbf{v} = V_{dc} \mathbf{S}$$

4.3.4 Αντικειμενική συνάρτηση

Η αντικειμενική συνάρτηση, που σχεδιάστηκε στην παρούσα εφαρμογή, λαμβάνει υπόψη την απόκλιση από μία τιμή αναφοράς, όχι μόνο του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα \mathbf{i} , αλλά και του ρεύματος στην πλευρά του δικτύου \mathbf{i}_g , καθώς και της τάσης στα άκρα του πυκνωτή \mathbf{v}_c . Συγκεκριμένα, η μαθηματική έκφραση της αντικειμενικής συνάρτησης, η οποία χρησιμοποιήθηκε, είναι της μορφής :

$$J = \sum_{l=1}^{k+N-1} |\mathbf{y}^*(l+1|k) - \mathbf{y}(l+1|k)|^T \mathbf{Q} |\mathbf{y}^*(l+1|k) - \mathbf{y}(l+1|k)| \quad (4.29)$$

όπου $\mathbf{y} = [\mathbf{i} \ \mathbf{i}_g \ \mathbf{v}_c]$ είναι το διάνυσμα των μεταβλητών εξόδου του συστήματος και κατ' επέκταση των μεταβλητών που επιθυμούμε να ελέγξουμε, $\mathbf{y}^* = [\mathbf{i}^* \ \mathbf{i}_g^* \ \mathbf{v}_c^*]$ είναι το διάνυσμα των τιμών αναφοράς των προς έλεγχο μεταβλητών και \mathbf{Q} είναι ο πίνακας όπου τα διαγώνια στοιχεία του είναι τα βάρη $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ των τριών διανυσμάτων εξόδου. Αναλυτικότερα ο

πίνακας Q γράφεται ως εξής :

$$Q = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{pmatrix}$$

Για την ολοκληρωμένη λειτουργία του ελεγκτή, προστέθηκε στην παραπάνω αντικειμενική συνάρτηση (4.29) και ο όρος του διακοπτικού κόστους Δu , πολλαπλασιαζόμενος με τον αντίστοιχο συντελεστή λ_u . Με τον τρόπο αυτό, δίνεται η δυνατότητα ρύθμισης της μέσης διακοπτικής συχνότητας και η διατήρησή της σε μία σταθερή τιμή, ανεξαρτήτως της αύξησης του ορίζοντα πρόβλεψης. Επομένως, η ολοκληρωμένη έκφραση της αντικειμενικής συνάρτησης είναι η ακόλουθη:

$$J = \sum_{l=1}^{k+N-1} |\mathbf{y}^*(l+1|k) - \mathbf{y}(l+1|k)|^T Q |\mathbf{y}^*(l+1|k) - \mathbf{y}(l+1|k)| + \lambda_u \Delta u(l|k) \quad (4.30)$$

όπου:

$$\Delta u(k) = |u(k) - u(k-1)| \quad (4.31)$$

Με την επιλογή αυτής της αντικειμενικής συνάρτησης, ο έλεγχος του ρεύματος στην πλευρά του δικτύου γίνεται άμεσα όχι έμμεσα, μέσω του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Συγχρόνως, περιορίζεται το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης στα άκρα του πυκνωτή, καθώς της επιβάλλεται να ακολουθεί μία τάση αναφοράς. Αυτό συμβάλλει θετικά στην επίτευξη μίας καλής κυματομορφής ρεύματος, με χαμηλό συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης.

Οι τιμές αναφοράς των τριών διανυσμάτων κατάστασης προσδιορίστηκαν ορίζοντας, αρχικά, ένα διάνυσμα αναφοράς \mathbf{i}_g^* για το ρεύμα του δικτύου και στη συνέχεια, μέσω των κανόνων τάσεως και ρεύματος του Kirchhoff, προσδιορίστηκαν οι τιμές αναφοράς των άλλων δύο διανυσμάτων εξόδου. Η λογική αυτή απεικονίζεται στις σχέσεις (4.32), (4.33):

$$\mathbf{v}_c^*(k+1) = \mathbf{i}_g^*(k+1)(R_g + j\omega_N L_g) + \mathbf{v}_g(k+1) \quad (4.32)$$

$$\mathbf{i}^*(k+1) = \mathbf{i}_g^*(k+1) + \mathbf{v}_c^*(k+1)(j\omega_N C) \quad (4.33)$$

όπου

\mathbf{v}_c^* το διάνυσμα αναφοράς της τάσης του πυκνωτή

\mathbf{i}_g^* το διάνυσμα αναφοράς του ρεύματος στην πλευρά του δικτύου

\mathbf{v}_g το διάνυσμα της τάσης του δικτύου

\mathbf{i}^* το διάνυσμα αναφοράς του ρεύματος στην πλευρά του αντιστροφέα

Στις εξισώσεις (4.32), (4.33) η τάση του δικτύου θεωρήθηκε ως μία ιδανική πηγή τάσης, απαλλαγμένη από αρμονικό περιεχόμενο. Η τιμή της, τη χρονική στιγμή $k+1$, δίνεται από το αντίστοιχο προβλεπτικό μοντέλο, το οποίο περιγράφεται από τη σχέση (4.26). Επίσης, για την εκτίμηση της τιμής του ρεύματος αναφοράς, \mathbf{i}_g^* , τη χρονική στιγμή $k+1$, χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος παρεμβολής δεύτερης τάξης, όπως και στις προηγούμενες εφαρμογές (εξίσωση (4.10)).

Συντελεστές αντικειμενικής συνάρτησης

Οι τιμές των συντελεστών $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ επιλέγονται βάση της βαρύτητας που επιθυμούμε να προσδώσουμε σε κάθε ένα από τα τρία σφάλματα, τα οποία θέλουμε να ελαχιστοποιήσουμε. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του συντελεστή $\lambda_i, i = 1, 2, 3$, τόσο μεγαλύτερο βάρος αποκτά το σφάλμα το οποίο ο συντελεστής πολλαπλασιάζει. Με άλλα λόγια, οι συντελεστές $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ καθορίζουν την προτεραιότητα των προς έλεγχο μεταβλητών κατά τη διαδικασία επίλυσης του προβλήματος βελτιστοποίησης.

Η εύρεση του βέλτιστου συνδυασμού τιμών των παραπάνω συντελεστών δεν είναι μία απλή διαδικασία. Η δυσκολία αυτή γίνεται ακόμη εντονότερη λόγω της μη γραμμικής συμπεριφοράς του ελεγκτή, ως προς τη μεταβολή των τιμών των συντελεστών. Για το λόγο αυτό, στην παρούσα διπλωματική εργασία, έχει γίνει μία προσπάθεια κατανόησης της λειτουργίας του ελεγκτή σε σχέση με το ρόλο που διαδραματίζουν οι συντελεστές λ_i στον έλεγχο του ρεύματος στην πλευρά του δικτύου, προκειμένου να διευκολυνθεί η επιλογή των τιμών τους.

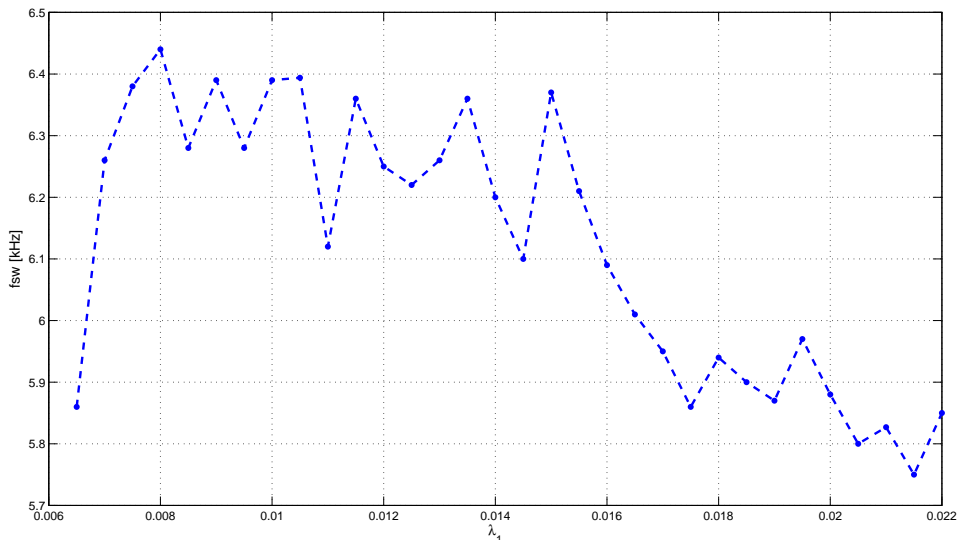
Το εύρος τιμών των συντελεστών λ_i είναι $[0, 1]$ καθώς ο αλγόριθμος υλοποίησης του ελεγκτή είναι σχεδιασμένος έτσι ώστε τα εμπλεκόμενα ηλεκτρικά μεγέθη να είναι εκφρασμένα στο ανά μονάδα σύστημα. Για να εξασφαλίσουμε ότι το ρεύμα δικτύου θα παρουσιάζει χαμηλό *THD* και θα ακολουθεί με το πλησιέστερο δυνατό τρόπο την τιμή αναφοράς του, ο συντελεστής λ_2 ορίστηκε και διατηρήθηκε ίσος με τη μονάδα, σε όλη τη διάρκεια της διαδικασίας. Εν συνεχεία, έγιναν μία σειρά από διαδοχικές προσομοιώσεις στις οποίες η τιμή ενός εκ των δύο συντελεστών λ_1, λ_3 , διατηρήθηκε σταθερή και ίση με το μηδέν, ενώ η τιμή του άλλου συντελεστή αυξήθηκε σταδιακά. Στόχος αυτής της διαδικασίας είναι να κατανοηθεί η επίδραση του μεταβαλλόμενου συντελεστή στη λειτουργία της διάταξης και συγκεκριμένα στο πώς επιδρά στη μέση διακοπτική συχνότητα και στο μέσο σφάλμα μεταξύ του ρεύματος του δικτύου και της τιμής αναφοράς του. Το μέσο σφάλμα υπολογίζεται από τη σχέση:

$$i_{g_{error}} = \frac{1}{M} |\mathbf{i}_g^*(k) - \mathbf{i}_g(k)| \quad (4.34)$$

όπου M είναι ο αριθμός των δειγματοληψιών, στο παράθυρο του χρόνου το οποίο εξετάζεται.

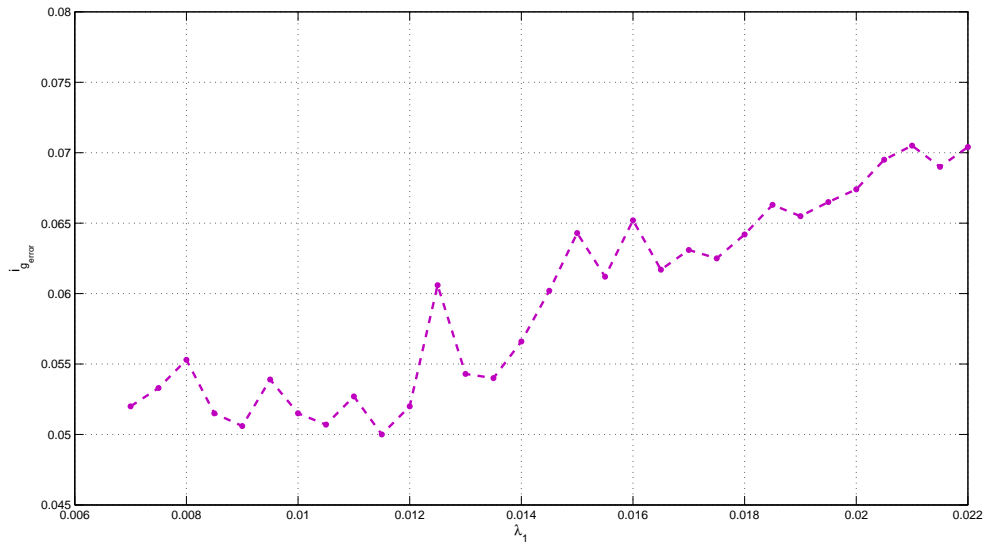
Κατά τη διάρκεια των αλληπάληλων προσομοιώσεων, η τιμή του συντελεστή λ_u , του διακοπτικού κόστους, ορίστηκε ίσος με το 0, έτσι ώστε να μελετηθεί η μεταβολή της μέσης διακοπτικής συχνότητας ανεξαρτήτως του συντελεστή λ_u .

Τα διαγράμματα που περιγράφουν τις σχέσεις των μεγεθών $\lambda_1 - f_{sw}$ και $\lambda_1 - i_{g_{error}}$ απεικονίζονται στα Σχ. 4.11 και Σχ. 4.12. Ο συντελεστής λ_1 εξετάστηκε σε ένα εύρος τιμών από 0.0065 μέχρι 0.022 με βήμα 0.0005. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι οι τιμές του συντελεστή λ_1 κάτω από το 0.0065 (συγκεκριμένα κάτω από 0.0063) δεν απεικονίζονται στα διαγράμματα, διότι κάτω από αυτό το όριο ο ελεγκτής δε λειτουργεί σωστά και το ρεύμα του δικτύου παρουσιάζει πολύ μεγάλες τιμές THD και μεγάλες αποκλίσεις από την τιμή αναφορά του. Επίσης, για τιμές άνω του 0.022, το σφάλμα του ρεύματος δικτύου παρουσιάζει αύξηση και έτσι οι τιμές πέραν αυτού του ορίου δεν είναι κατάλληλες. Ενδεικτικά, στο Σχ. 4.13, παρουσιάζεται η μεταβολή του σφάλματος για τιμές του συντελεστή λ_1 μεγαλύτερες από 0.02, με βήμα μεγαλύτερο κατά μία τάξη μεγέθους (0.005) από ότι του Σχ. 4.12, έτσι ώστε να φανεί η αύξουσα πορεία που ακολουθούν οι μετρήσεις.

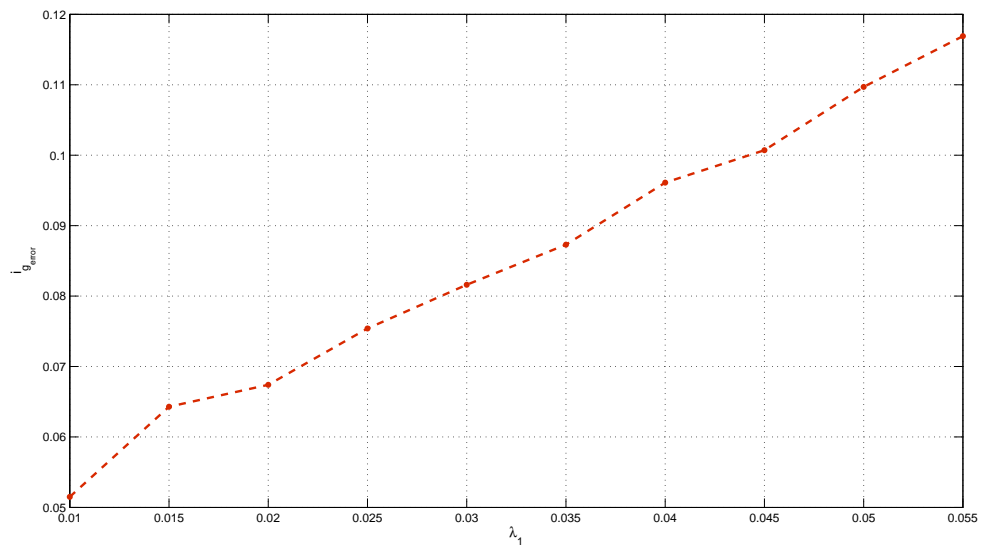


Σχήμα 4.11: $\lambda_1 - f_{sw}$

Όπως βλέπουμε από το Σχ. 4.11, η μεταβολή της τιμής του συντελεστή λ_1 δεν προκαλεί



Σχήμα 4.12: $\lambda_1 - i_{g_error}$ με βήμα 0.0005



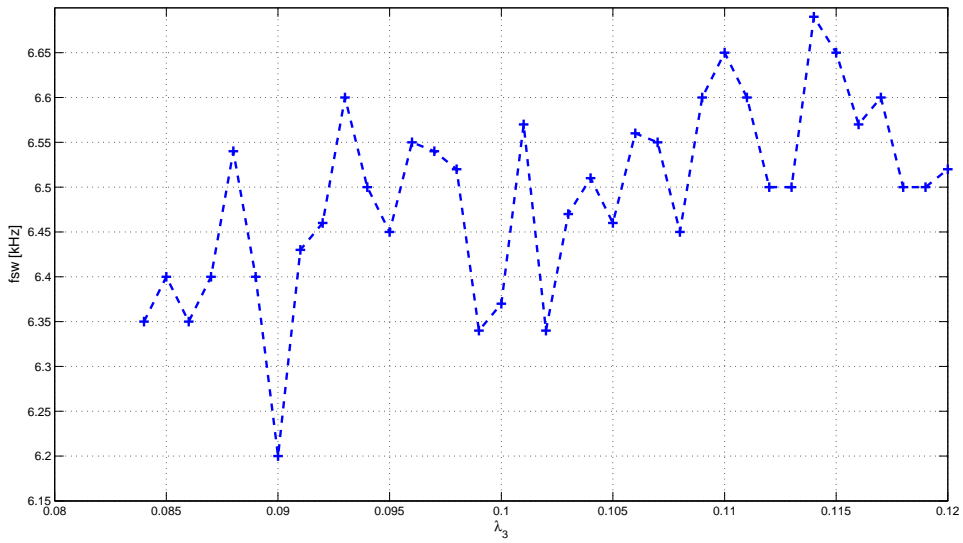
Σχήμα 4.13: $\lambda_1 - i_{g_error}$ με βήμα 0.005

σημαντικές μεταβολές στη μέση διακοπτική συχνότητα, η οποία παρουσιάζει ένα εύρος μεταβολής από $5.75kHz$ έως $6.5kHz$. Μία σταδιακή μείωση της f_{sw} αρχίζει να παρατηρείται με την αύξηση του συντελεστή λ_1 πέραν της τιμής 0.016. Η μείωση όμως αυτή, όπως φαίνεται από το Σχ. 4.12, ακολουθείται από μία αύξηση του σφάλματος του ρεύματος του δικτύου από την τιμή αναφοράς του και επομένως το εύρος τιμών πάνω από 0.016 δεν βρίσκεται εντός της σφαίρας ενδιαφέροντός μας. Επομένως, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι το βέλτιστο εύρος τιμών για το συντελεστή λ_1 είναι το [0.007, 0.0012]. Σε αυτό το εύρος τιμών, τόσο το μέσο σφάλμα, όσο και η μέση διακοπτική συχνότητα, παρά τη μη γραμμικότητα που επιδεικνύει ο ελεγκτής, παρουσιάζουν μία σχετικά σταθερή συμπεριφορά, δηλαδή, δεν παρουσιάζουν κάποια αυξητική ή μειωτική τάση. Επίσης, στο διάστημα αυτό, το σφάλμα του ρεύματος κυμαίνεται σε χαμηλές τιμές. Η βέλτιστη τιμή του συντελεστή λ_1 , που επιτυγχάνει το χαμηλότερο σφάλμα, εντός αυτού του εύρους τιμών, είναι η τιμή **0.0115** και η αντίστοιχη τιμή του $i_{g_{error}}$ είναι 0.05.

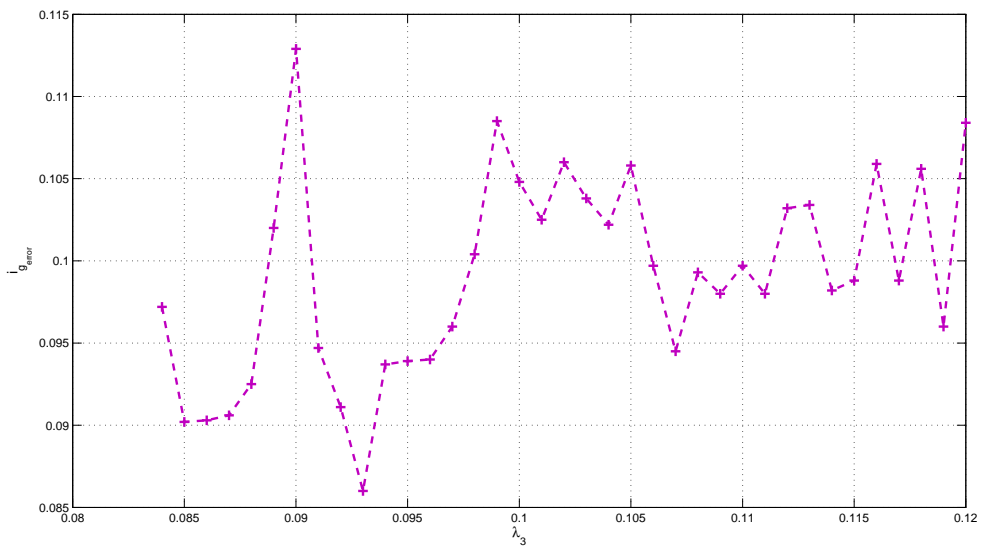
Ο συντελεστής λ_3 εξετάστηκε εντός του εύρους τιμών 0.084 έως 0.12 με βήμα 0.001. Συγκεκριμένα, στα Σχ. 4.14 παρουσιάζεται η μεταβολή της μέσης διακοπτικής συχνότητας f_{sw} , ενώ στο Σχ. 4.15 απεικονίζεται η μεταβολή του σφάλματος $i_{g_{error}}$, σε σχέση με τη μεταβολή του συντελεστή λ_3 . Οι τιμές του συντελεστή κάτω από την τιμή 0.084 δεν απεικονίζονται στο διάγραμμα, καθώς οδηγούν σε μεγάλα σφάλματα του ρεύματος του δικτύου. Επίσης, για τιμές του συντελεστή άνω του 0.12, το σφάλμα του ρεύματος παρουσιάζει αύξουσα πορεία και για το λόγο αυτό οι τιμές αυτές του συντελεστή λ_3 δεν επιλέγονται. Οι αντίστοιχες μετρήσεις που παρουσιάζουν την αύξουσα τάση του σφάλματος του ρεύματος, για εύρος μεταβολής του συντελεστή λ_3 από την τιμή 0.1 έως 0.2 με βήμα 0.01, παρουσιάζονται στο Σχ. 4.16.

Όπως και στην πρώτη περίπτωση, έτσι και εδώ, η μεταβολή του συντελεστή λ_3 δεν προκαλεί μεγάλες μεταβολές στη μέση διακοπτική συχνότητα. Πράγματι, όπως φαίνεται από το Σχ. 4.14, η f_{sw} παρουσιάζει ένα κατώτατο όριο στην τιμή $6.2kHz$ και ανώτατο όριο στην τιμή $6.69kHz$. Σε ότι αφορά τη μεταβολή του $i_{g_{error}}$, ο ελεγκτής παρουσιάζει εντονότερη μη γραμμικότητα σε σχέση με το αντίστοιχο διάγραμμα, για την περίπτωση του συντελεστή λ_1 . Η ελάχιστη τιμή του σφάλματος του ρεύματος είναι 0.086 και επιτυγχάνεται για τιμή του συντελεστή λ_3 ίση με 0.093. Όπως φαίνεται από το Σχ. 4.16, για τιμές μεγαλύτερες του 0.1, η γενικότερη πορεία του σφάλματος του ρεύματος είναι αύξουσα και για το λόγο αυτό δεν εξετάστηκαν περαιτέρω οι τιμές αυτές.

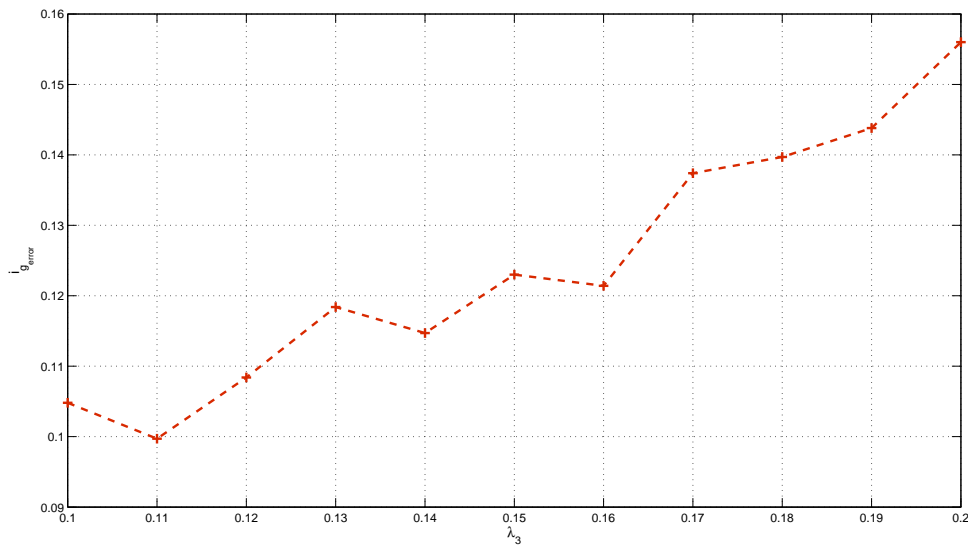
Συνοψίζοντας, ένα συμπέρασμα που προέκυψε από την παραπάνω διαδικασία εύρεσης των βέλτιστων τιμών των συντελεστών λ_i είναι ότι, σε γενικές γραμμές, απαιτούνται μικρές τιμές



Σχήμα 4.14: $\lambda_3 - f_{sw}$



Σχήμα 4.15: $\lambda_3 - i_{g_error}$ με βήμα 0.001



Σχήμα 4.16: $\lambda_3 - i_{g_error}$ με βήμα 0.01

των συντελεστών λ_1 και λ_3 , προκειμένου να επιτευχθεί ο έλεγχος ρεύματος στην πλευρά του δικτύου, σε σχέση με το μοναδιαίο συντελεστή του ρεύματος του δικτύου λ_2 . Επίσης, στην περίπτωση του συντελεστή λ_1 , οι απαιτούμενες τιμές είναι μικρότερες από ότι στην περίπτωση του συντελεστή λ_3 . Το βασικότερο, όμως, συμπέρασμα το οποίο εξάγεται από την προηγούμενη διαδικασία είναι ότι **μέσω του ελέγχου του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα μπορούν να επιτευχθούν χαμηλότερες τιμές σφάλματος, από ότι μέσω του ελέγχου της τάσης στα άκρα του πυκνωτή**. Πράγματι, στην πρώτη περίπτωση το σφάλμα του ρεύματος είναι της τάξης του 0.05, ενώ στη δεύτερη περίπτωση η ελάχιστη τιμή του είναι 0.086, δηλαδή παρουσιάζετε αύξηση της τάξης του 72%. Το συμπέρασμα αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό για την εύρεση του βέλτιστου συνδυασμού τιμών για τους συντελεστές λ_i , παρόλο που η παραπάνω διαδικασία εξασφαλίζει τη βελτιστοποίηση ενός κάθε φορά εκ των δύο συντελεστών. Συγκεκριμένα, μας επιτρέπει να ρυθμίσουμε πρώτα το συντελεστή λ_1 εντός του εύρους τιμών [0.007, 0.012], το οποίο ορίστηκε από την παραπάνω διαδικασία, και στη συνέχεια να προσαρμόσουμε το συντελεστή λ_3 , έτσι ώστε το σφάλμα του ρεύματος του δικτύου να διατηρηθεί στα χαμηλά επίπεδα της τάξης του 0.05. Επομένως, η τιμή του συντελεστή λ_1 ορίστηκε ίση με την βέλτιστη τιμή 0.0115, ενώ η τιμή του συντελεστή λ_3 , ύστερα από αλληπάλληλες δοκιμές, επιλέχθηκε ίση με 0.01.

Τέλος, η ολοκληρωμένη λογική του προβλεπτικού ελεγκτή, για την περίπτωση του *LCL* φίλτρου, περιγράφεται από τον αλγόριθμο 3 και από το αντίστοιχο διάγραμμα ροής του Σχ. 4.17. Είναι φανερό ότι ο σχεδιασμός του προβλεπτικού ελεγκτή σε αυτήν εφαρμογή είναι

πολυπλοκότερος από ότι στην περίπτωση του προβλεπτικού ελέγχου ρεύματος με L φίλτρο. Η πολυπλοκότητα αυτή οφείλεται τόσο στο μεγαλύτερο αριθμό μεταβλητών κατάστασης και ελέγχου, όσο και στη δυσκολία εύρεσης του βέλτιστου συνδυασμού τιμών των συντελεστών της αντικειμενικής συνάρτησης. Εντούτοις, όπως θα φανεί και από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, η σχεδιαστική αυτή πολυπλοκότητα επιφέρει θετικά αποτελέσματα και εξασφαλίζει τη βελτιστοποιημένη λειτουργία του ελεγκτή.

Algorithm 3 MPC algorithm for Current Control of 2L-VSI with LCL filter

```

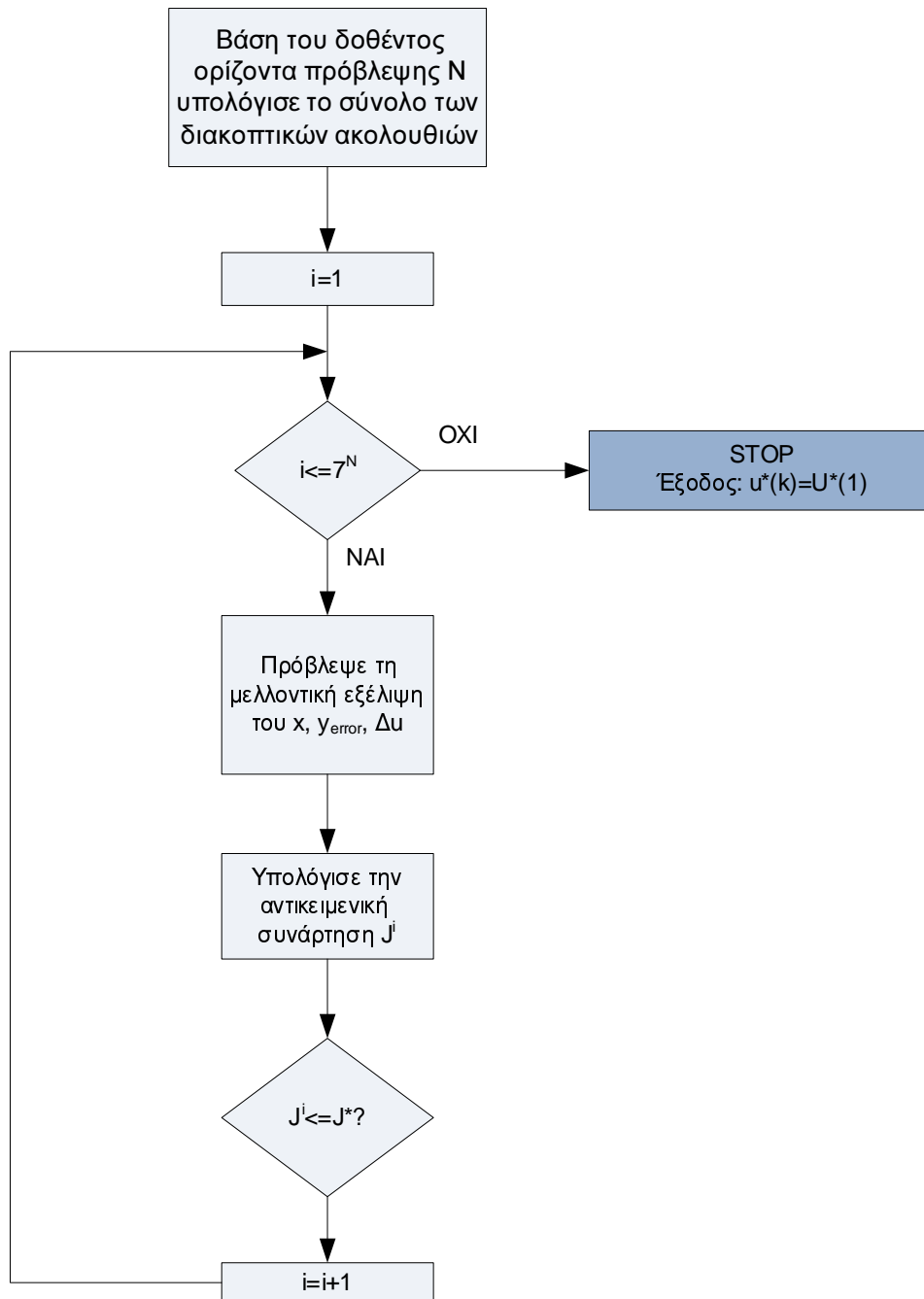
Function  $u^*(k)$  = Predictive Current Control / L-filter ( $\hat{x}(k), u(k-1)$ )
 $J^* = \infty, u^*(k) = \emptyset, x(k) = \hat{x}(k)$ 
for all U over N do
     $J = 0$ 
    for  $l = k$  to  $k + N - 1$  do
         $x(l+1) = f(x(l), u(l))$ 
         $y^*(l+1) = g(i^*(l), v_c^*(l), v_g(l))$ 
         $y_{error}(l+1) = |y(l+1|k) - y^*(l+1|k)|^T Q |y(l+1|k) - y^*(l+1|k)|$ 
         $J = J + y_{error}(l+1) + \lambda_u |\Delta u(l)|$ 
    end for
    if  $J < J^*$  then
         $J^* = J$ 
         $u^*(k) = U(1)$ 
    end if
end for
End Function

```

4.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Η προσομοίωση του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με L και LCL φίλτρο έγινε στο λογισμικό της Matlab, Simulink. Ο τριφασικός αντιστροφέας, και στις δύο περιπτώσεις, σχεδιάστηκε με έξι IGBTs της βιβλιοθήκης του Matlab Simulink, SimPowerSystems, Power electronics. Το μοντέλο του διακόπτη το οποίο χρησιμοποιήθηκε αντιπροσωπεύει ένα ιδανικό IGBT με μία δίοδο συνδεδεμένη αντι-παράλληλα σε αυτό. Στη dc πλευρά του αντιστροφέα, η τάση θεωρήθηκε ιδανική και σταθερής τιμής.

Στην εφαρμογή του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα, ο ρόλος του ορίζοντα πρόβλεψης είναι καθοριστικός για την εύρυθμη λειτουργία της διάταξης. Επομένως, για τη μελέτη της επίδρασης του ορίζοντα πρόβλεψης, ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στη διατήρηση της μέσης διακοπτικής συχνότητας, f_{sw} , σταθερής. Αυτό επιτεύχθηκε με κατάλληλη ρύθμιση του συντελεστή λ_u . Με τον τρόπο αυτό, δίνεται η δυνατότητα να μελετηθούν τα αποτελέσματα της αύξησης του ορίζοντα πρόβλεψης, ανεξάρτητα από τη μεταβολή της f_{sw} . Όπως θα δούμε



Σχήμα 4.17: Διάγραμμα ροής Αλγόριθμου 3

και παρακάτω, η διάταξη του L φίλτρου παρουσιάζει γενικά πολύ χαμηλότερες τιμές της μέσης διακοπτικής συχνότητας σε σχέση με τη διάταξη του LCL φίλτρου. Για το λόγο αυτό, η f_{sw} διατηρήθηκε σταθερή στα $1.5kHz$ στην περίπτωση του L φίλτρου και στα $3.5kHz$ στην περίπτωση του LCL φίλτρου, για τις διαφορετικές τιμές του ορίζοντα πρόβλεψης. Οι ορίζοντες πρόβλεψης, οι οποίοι εξετάστηκαν, είναι: α) $N = 1, \dots, 6$ για την περίπτωση του L φίλτρου και β) $N = 1, N = 3, N = 5$ για την περίπτωση του LCL φίλτρου.

Στα διαγράμματα που προέκυψαν από τη προσομοίωση, το ρεύμα του δικτύου απεικονίζεται με συνεχή γραμμή, ενώ οι κυματομορφές των τριών φάσεων των ρευμάτων αναφοράς με διακεκομμένη γραμμή. Επίσης, στη λεζάντα της κάθε γραφικής παράστασης αναγράφονται με την ακόλουθη σειρά: η ονομασία της κυματομορφής που απεικονίζεται, ο ορίζοντας πρόβλεψης N , ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD), το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας και η μέση διακοπτική συχνότητα. Τέλος, στην περίπτωση του LCL φίλτρου, παρουσιάζεται και το αντίστοιχο φάσμα αρμονικών του ρεύματος του δικτύου της φάσης a , προκειμένου να παρουσιαστεί το φαινόμενο του συντονισμού. Η ανάλυση Fourier έγινε από το ίδιο το λογισμικό της Matlab, για ένα παράθυρο χρόνου τριών περιόδων και για μέγιστη αρμονική συχνότητα τα $10kHz$.

4.4.1 Έλεγχος ρεύματος με L φίλτρο

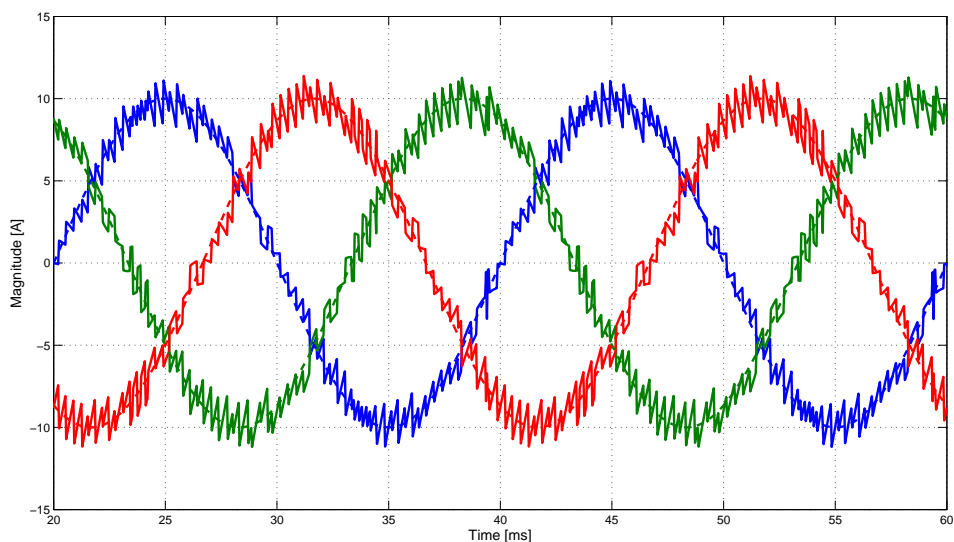
Τα στοιχεία της προσομοίωσης, για την περίπτωση του L φίλτρου, παρουσιάζονται στον Πίν. 4.1 που ακολουθεί. Η τιμή της αυτεπαγωγής και των ωμικών απωλειών του L φίλτρου επιλέχθηκαν έτσι ώστε η συνολική αυτεπαγωγή και οι συνολικές ωμικές απώλειες να είναι ίδιες με την περίπτωση του LCL φίλτρου.

Στοιχεία προσομοίωσης	
DC Τάση V_{dc}	300 V
Πλάτος ρεύματος αναφοράς δικτύου I^*	10 A
Θεμελιώδης συχνότητα f_N	50 Hz
Περίοδος δειγματοληψίας T_s	40 μs
Αυτεπαγωγή φίλτρου L	2.57 mH
Ωμικές απώλειες φίλτρου R	110 m Ω

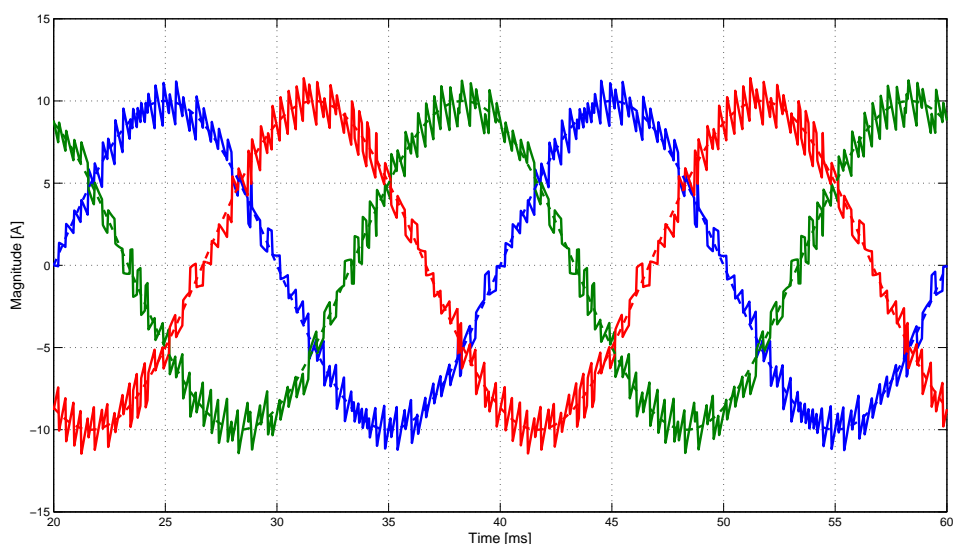
Πίνακας 4.1: Στοιχεία προσομοίωσης MPC-CC διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με L φίλτρο

Στις γραφικές παραστάσεις που ακολουθούν Σχ. 4.18 έως Σχ. 4.23, παρουσιάζονται το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα των τριών φάσεων για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 1, \dots, 6$, αντίστοιχα. Και στις έξι περιπτώσεις, η μέση διακοπτική συχνότητα διατηρήθηκε σταθερή στα $1.5kHz$. Η ρύθμιση της διακοπτικής συχνότητας σε ακόμη χαμηλότερα επίπεδα κρίθηκε

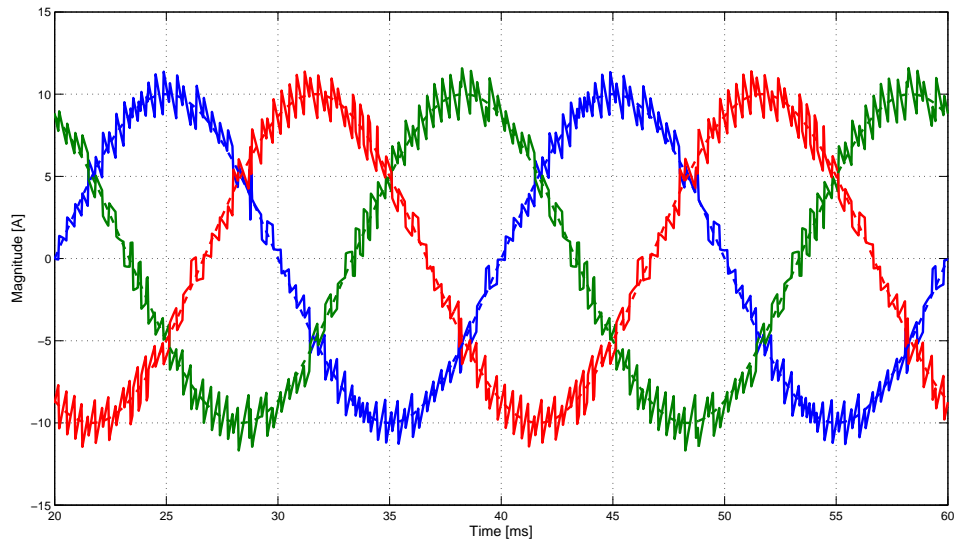
μη αποδοτική, καθώς επιδεινώνει πολύ τη συμπεριφορά του ελεγκτή. Για μηδενική τιμή του συντελεστή λ_u η διακοπτική συχνότητα κυμαίνονταν ήδη στα πολύ χαμηλά επίπεδα της τάξης του $1.5 - 1.53kHz$. Επομένως, μέσω της ρύθμισης του λ_u , στην ουσία αυτό που επιτεύχθηκε είναι ο περιορισμός της μεταβλητότητας της f_{sw} έτσι ώστε να είναι πιο ακριβής η σύγκριση μεταξύ των τριών οριζόντων πρόβλεψης.



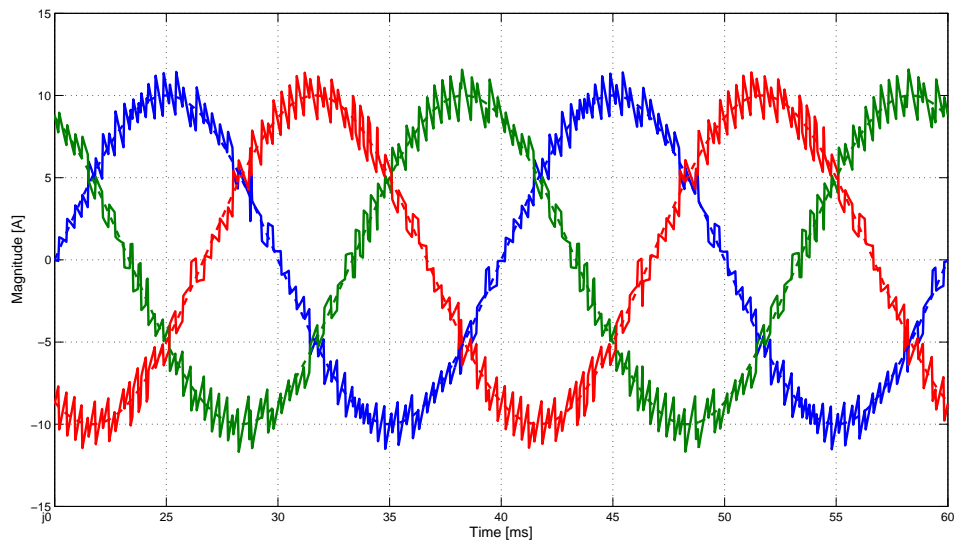
Σχήμα 4.18: Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα για $N = 1$, $THD = 8.72\%$, $I_1 = 9.873A$, $f_{sw} = 1.5kHz$



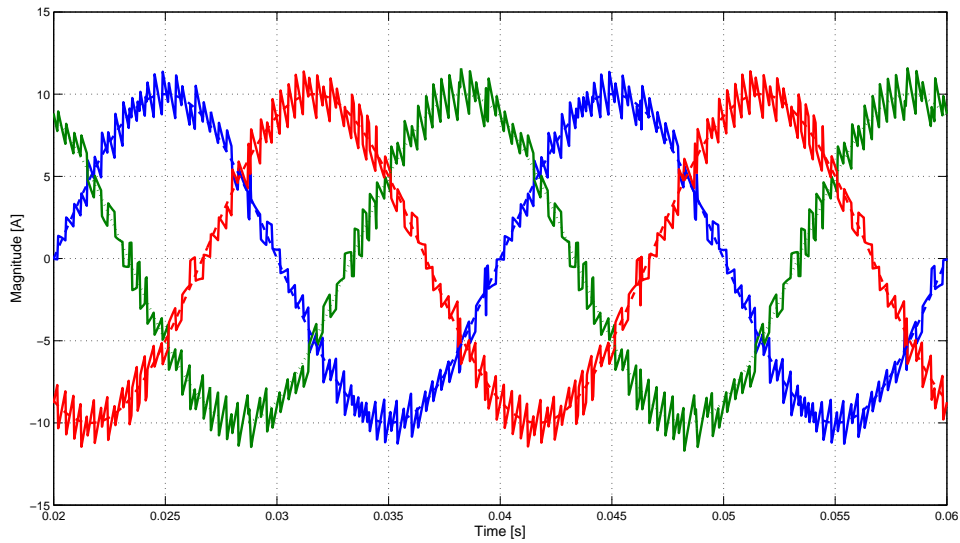
Σχήμα 4.19: Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα για $N = 2$, $THD = 8.67\%$, $I_1 = 9.92A$, $f_{sw} = 1.5kHz$



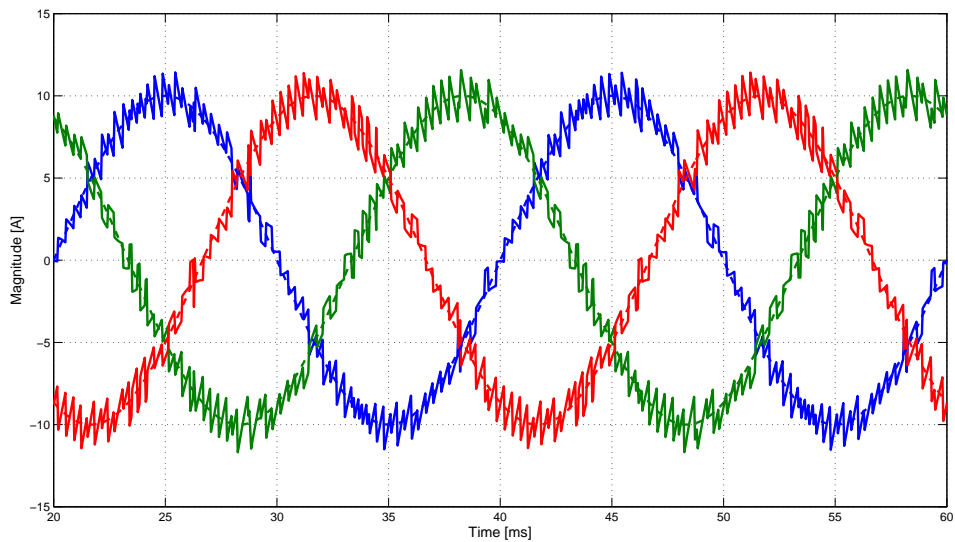
Σχήμα 4.20: Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα για $N = 3$, $THD = 8.41\%$, $I_1 = 10.06A$, $f_{sw} = 1.5kHz$



Σχήμα 4.21: Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα για $N = 4$, $THD = 8.40\%$, $I_1 = 10.09A$, $f_{sw} = 1.5kHz$



Σχήμα 4.22: Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα για $N = 5$, $THD = 8.44\%$, $I_1 = 10.01A$, $f_{sw} = 1.5kHz$



Σχήμα 4.23: Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα για $N = 6$, $THD = 8.35\%$, $I_1 = 10.09A$, $f_{sw} = 1.5kHz$

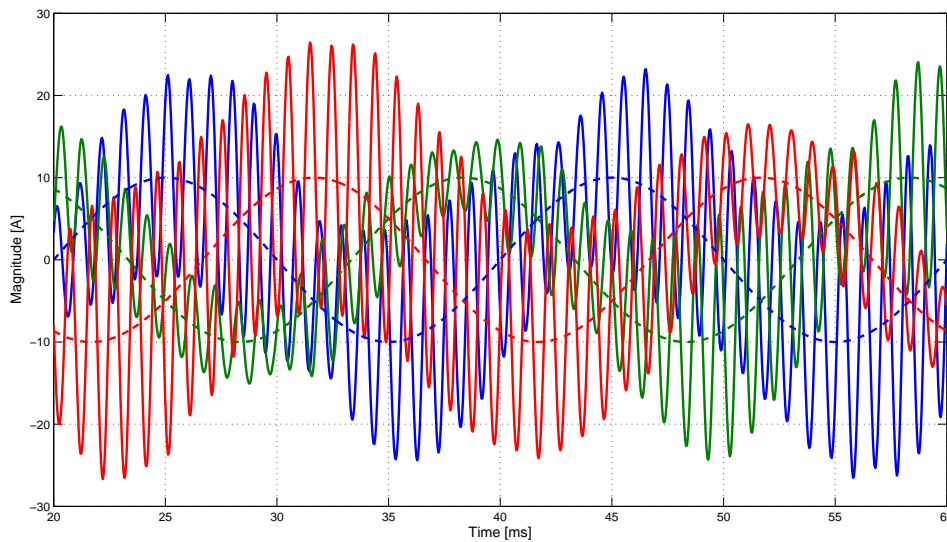
4.4.2 Έλεγχος ρεύματος με LCL φίλτρο

Τα στοιχεία της προσομοίωσης για την περίπτωση του LCL φίλτρου παρουσιάζονται στον Πιν. 4.2.

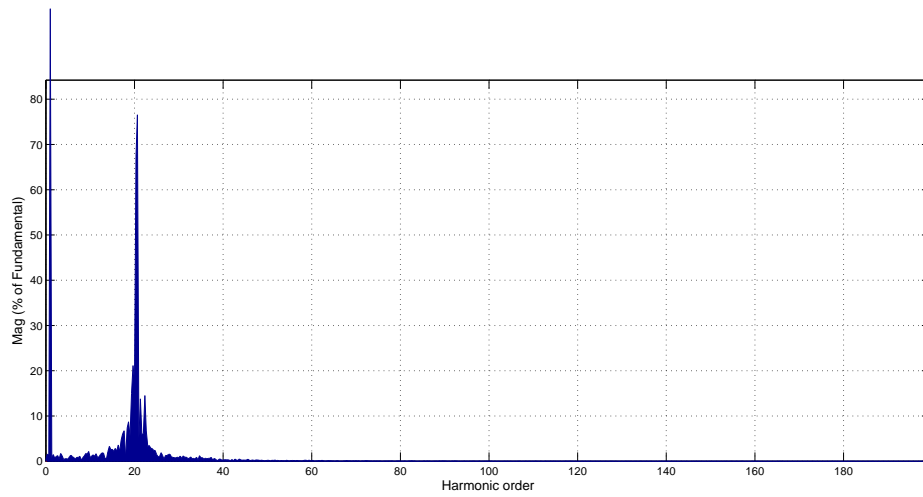
Στοιχεία προσομοίωσης	
DC Τάση V_{dc}	300 V
Πλάτος ρεύματος αναφοράς δικτύου I^*	10 A
Θεμελιώδης συχνότητα f_N	50 Hz
Περίοδος δειγματοληψίας T_s	40 μs
Αυτεπαγωγή φίλτρου, πλευράς αντιστροφέα L	2 mH
Ωμικές απώλειες φίλτρου, πλευράς αντιστροφέα R	60 m Ω
Αυτεπαγωγή φίλτρου, πλευράς δικτύου L_g	750 μH
Ωμικές απώλειες φίλτρου, πλευράς δικτύου R_g	50 m Ω
Πυκνωτής φίλτρου C	32 μF

Πίνακας 4.2: Στοιχεία προσομοίωσης MPC-CC διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με LCL φίλτρο

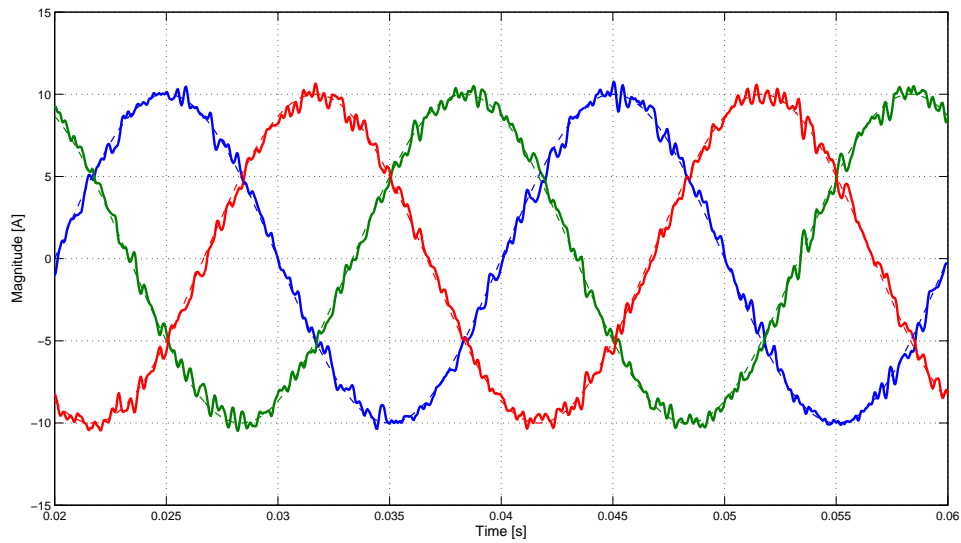
Στα Σχ. 4.24, Σχ. 4.26, Σχ. 4.28 παρουσιάζονται τα ρεύματα εξόδου των τριών φάσεων του αντιστροφέα στην πλευρά του δικτύου, για $N = 1$, $N = 3$ και $N = 5$ αντίστοιχα. Επίσης, στα Σχ. 4.25, Σχ. 4.27, Σχ. 4.29 απεικονίζεται το φάσμα των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος δικτύου της φάσης a , για τους τρεις ορίζοντες πρόβλεψης. Και στις τρεις περιπτώσεις, η μέση διακοπτική συχνότητα διατηρήθηκε σταθερή στα $3.5kHz$, ενώ για μηδενική τιμή του λ_u παρατηρήθηκε ότι η διακοπτική συχνότητα, ανάλογα με τον ορίζοντα πρόβλεψης, κυμαίνονταν γύρω στα $5.5 - 6.5kHz$.



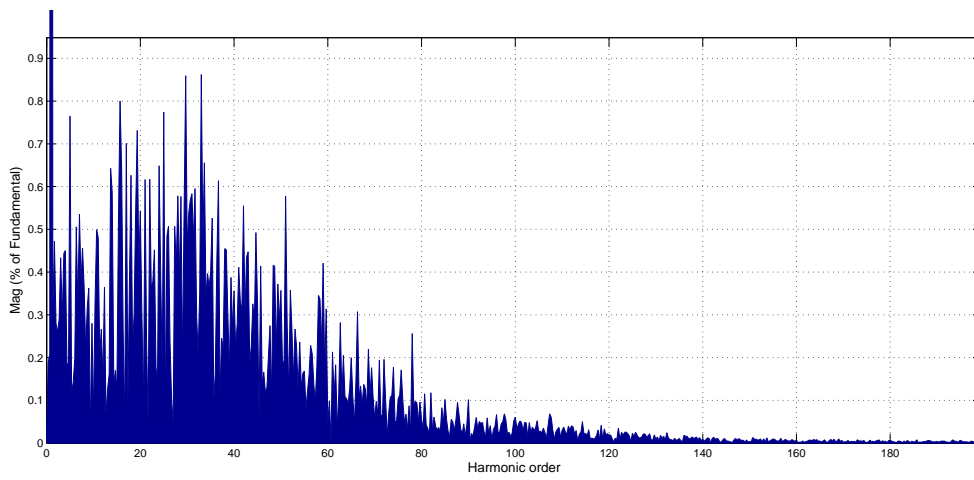
Σχήμα 4.24: Ρεύμα δικτύου με $N = 1$, $THD = 22.34\%$, $I_1 = 9.839A$, $f_{sw} = 3.5kHz$



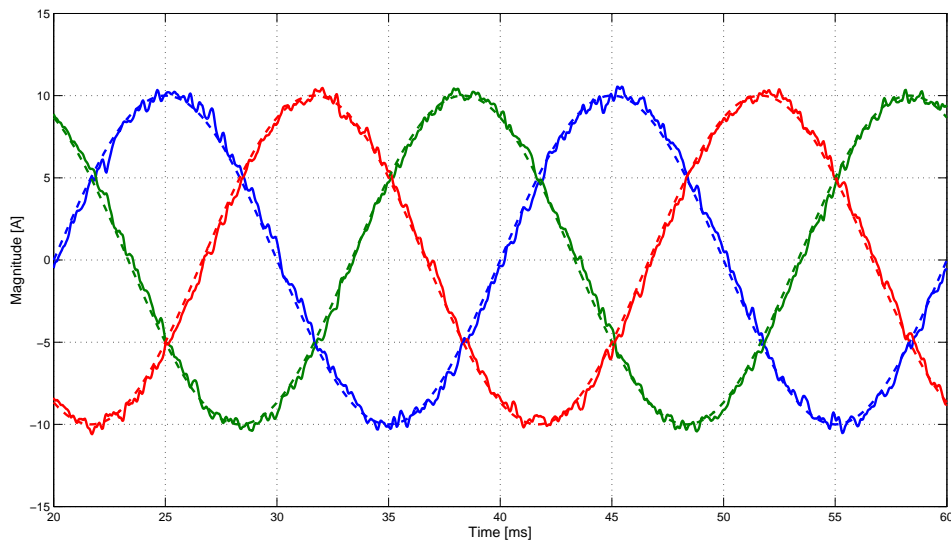
Σχήμα 4.25: Φάσμα αρμονικών ρεύματος δικτύου για μοναδιαίο οριζοντα πρόβλεψης και $f_{sw} = 3.5kHz$



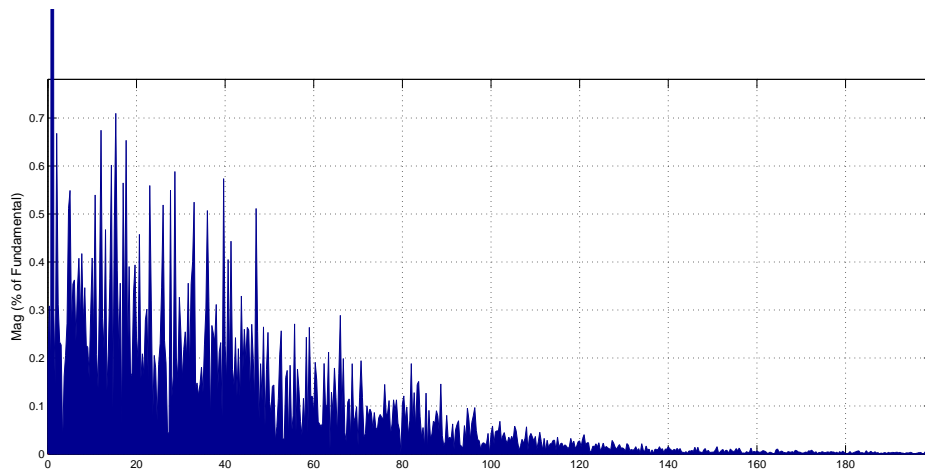
Σχήμα 4.26: Ρεύμα δικτύου, με $N = 3$, $THD = 3.38\%$, $I_1 = 9.961A$, $f_{sw} = 3.5kHz$



Σχήμα 4.27: Φάσμα αρμονικών ρεύματος δικτύου για $N = 3$, $f_{sw} = 3.5kHz$



Σχήμα 4.28: Ρεύμα δικτύου, με $N = 5$, $THD = 2.44\%$, $I_1 = 10.03A$, $f_{sw} = 3.5kHz$



Σχήμα 4.29: Φάσμα αρμονικών ρεύματος δικτύου για $N = 5$, $f_{sw} = 3.5kHz$

4.5 Συμπεράσματα

Οι παραπάνω προσομοιώσεις μας δίνουν μία αρκετά αναλυτική εικόνα για τη συμπεριφορά της διάταξης, στις δύο εξεταζόμενες περιπτώσεις. Συγκεκριμένα, συμπεράσματα διεξάγονται για το πώς επιδρά η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης στο συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης, THD , διατηρώντας τη μέση διακοπτική συχνότητα σταθερή.

Ορίζοντας Πρόβλεψης N	$THD\%$
1	8.72
2	8.67
3	8.41
4	8.40
5	8.44
6	8.35

Πίνακας 4.3: $THD - N$, για το φίλτρο τύπου L και για $f_{sw} = 1.5kHz$

Στον Πιν. 4.3 παρουσιάζεται η μεταβολή του THD του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, για τις έξι περιπτώσεις ορίζοντα πρόβλεψης και για το φίλτρο τύπου L . Όπως φαίνεται από τον Πιν. 4.3, η βελτίωση του THD , με την αύξηση του N και για $f_{sw} = 1.5kHz$, είναι μικρή και δεν επαρκεί για την ικανοποίηση του τεθέντος στόχου του 5%. Μάλιστα, σε αυτήν την εφαρμογή, εξετάστηκε ορίζοντας πρόβλεψης κατά ένα μεγαλύτερος από την

περίπτωση του LCL φίλτρου. Παρά ταύτα, το βέλτιστο THD , το οποίο επιτεύχθηκε, είναι 8.35%, για $N = 6$. Σίγουρα, η επιλογή μίας μεγαλύτερης τιμής αυτεπαγωγής, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, μέσω της αύξησης της συχνότητας δειγματοληψίας και η υλοποίηση της εφαρμογής σε ακόμη μεγαλύτερο ορίζοντα πρόβλεψης, να μπορούσαν να καταστήσουν την επιλογή του L φίλτρου συμβατή με τις προδιαγραφές. Εντούτοις, η μείωση της περιόδου δειγματοληψίας και η ακόμη μεγαλύτερη αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης συνεπάγεται αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, πράγμα που μειώνει την απόδοση του συστήματος ελέγχου. Από την άλλη, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας, σημαίνει αύξηση των διακοπτικών απωλειών, με συνέπεια τη μείωση του βαθμού απόδοσης της διάταξης. Το κύριο πλεονέκτημα του L φίλτρου είναι η μικρή τιμή της διακοπτικής συχνότητας που κυμαίνεται κοντά στο $1.5kHz$, σε αντίθεση με την περίπτωση του LCL φίλτρου, όπου η διακοπτική συχνότητα κυμαίνεται στα $3.5kHz$. Το πλεονέκτημα συνδέεται με τις χαμηλές διακοπτικές απώλειες και επομένως είναι σημαντικό, ιδιαίτερα σε εφαρμογές όπου δεν υπάρχουν περιθώρια χαμηλού βαθμού απόδοσης της εγκατάστασης παραγωγής. Στην πράξη, η επιλογή μεταξύ του L και LCL φίλτρου είναι μία επιλογή μεταξύ των μειωμένων διακοπτικών απωλειών και της ποιότητας του ρεύματος. Στην παρούσα μελέτη, η επιλογή του L φίλτρου κρίνεται ακατάλληλη για τη διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο, εφόσον δεν ικανοποιούνται οι προδιαγραφές του THD .

Στην περίπτωση του LCL φίλτρου, για μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης, η κυματομορφή του ρεύματος του δικτύου είναι πολύ παραμορφωμένη. Στην απεικόνιση του φάσματος των αρμονικών του ρεύματος του δικτύου για $N = 1$, Σχ. 4.24, γίνεται φανερό ότι το φίλτρο LCL ενισχύει τις αρμονικές συνιστώσες που βρίσκονται κοντά στη συχνότητα συντονισμού. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μεγάλη επιδείνωση της συμπεριφορά του συστήματος, σε σχέση με την περίπτωση του L φίλτρου, για μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης. Βάση των επιλεγθέντων τιμών των παραμέτρων του φίλτρου, η συχνότητα συντονισμού υπολογίστηκε στα $1205.27kHz$. Η τάξη της αρμονικής συνιστώσας που αντιστοιχεί σε αυτή τη συχνότητα, δεδομένου ότι η θεμελιώδης είναι στα $50Hz$, είναι η 24^{th} . Βάση του Σχ. 4.25, παρατηρούμε ότι οι αρμονικές συνιστώσες που βρίσκονται κοντά στην 20^{th} τάξη παρουσιάζουν ιδιαίτερα αυξημένο πλάτος που φτάνει μέχρι και στο 77% της θεμελιώδους. Το αυξημένο πλάτος των αρμονικών, κοντά στη συχνότητα συντονισμού, είναι και η αιτία της τόσο κακής κυματομορφής του ρεύματος δικτύου για την περίπτωση που $N = 1$. Η κακή αυτή συμπεριφορά υποδηλώνεται και από το συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης που φτάνει σχεδόν το 23%.

Η επίδραση όμως της αύξησης του ορίζοντα πρόβλεψης, σε αυτήν την εφαρμογή, επιφέρει θετικά αποτελέσματα. Πράγματι, για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 3$, Σχ. 4.26, επιτυγχάνεται

THD ίσο με 3.38%, το οποίο αποτελεί πολύ σημαντική βελτίωση της τάξης του 84.8%, σε σχέση με την περίπτωση του μοναδιαίου ορίζοντα. Για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 5$, ο συντελεστής ολικής παραμόρφωσης μειώνεται ακόμη περισσότερο και κυμαίνεται κάτω του 3% δίνοντας μία καλή κυματομορφή ρεύματος (Σχ. 4.28). Αντίστοιχα συμπεράσματα εξάγουμε και από το φάσμα αρμονικών, για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 3$ και $N = 5$, όπου παρατηρούμε τη σχεδόν πλήρη εξάλειψη του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος. Αναλυτικότερα, από το Σχ. 4.25, παρατηρούμε ότι οι αρμονικές, κοντά στη συχνότητα συντονισμού, δεν ξεπερνούν το 0.9% της θεμελιώδους. Αντίστοιχα, από το Σχ. 4.29 παρατηρούμε ότι, για $N = 5$, οι αρμονικές περιορίζονται στο 0.7% της θεμελιώδους.

Συνοψίζοντας, τα βασικά σημεία σύγκρισης των δύο παραπάνω φίλτρων είναι τα ακόλουθα:

- Η εφαρμογή του L φίλτρου παρουσιάζει πολύ χαμηλότερες τιμές της f_{sw} και άρα χαμηλότερες τιμές διακοπτικών απωλειών, σε σχέση με την εφαρμογή του LCL φίλτρου. Ανεξάρτητα από τη ρύθμιση του συντελεστή λ_u , η f_{sw} κυμαίνεται ήδη σε χαμηλά επίπεδα.
- Στην περίπτωση του LCL φίλτρου, το εύρος διακύμανσης της f_{sw} , μέσω της ρύθμισης του λ_u , είναι μεγαλύτερο, αλλά σε κάθε περίπτωση η f_{sw} παρουσιάζει μεγαλύτερες τιμές σε σχέση με το L φίλτρο.
- Η συμπεριφορά του L φίλτρου, για μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης, είναι σαφώς καλύτερη από ότι του LCL φίλτρου, λόγω του φαινομένου του συντονισμού που το τελευταίο παρουσιάζει.
- Η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης, για $f_{sw} = 1.5kHz$, δε βελτιώνει σημαντικά τη συμπεριφορά του L φίλτρου.
- Η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης, για $f_{sw} = 3.5kHz$, βελτιώνει ιδιαίτερα τη συμπεριφορά του LCL φίλτρου.
- Τα θετικότερα αποτελέσματα επιτυγχάνονται στην περίπτωση του LCL φίλτρου για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 5$.

Για την επίτευξη ακόμη καλύτερων αποτελεσμάτων και για την εξασφάλιση της ευρωστίας του προβλεπτικού ελεγκτή, θα μπορούσε να οριστεί ακόμη μεγαλύτερος ορίζοντας πρόβλεψης. Εντούτοις, κάτι τέτοιο δεν είναι δυνατό, λόγω της εκθετικής αύξησης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, με την αύξηση του N . Ήδη η επιλογή ορίζοντα πρόβλεψης $N = 5$ απαιτεί ένα μεγάλο αριθμό υπολογισμών σε κάθε δειγματοληψία. Στις παραγράφους

που ακολουθούν, γίνεται μία προσπάθεια περαιτέρω βελτιστοποίησης του προβλεπτικού αλγορίθμου, έτσι ώστε να μειωθούν τα επίπεδα της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, χωρίς όμως να επιδεινωθεί η συμπεριφορά του ελεγκτή.

Κεφάλαιο 5

ΜΕΙΩΣΗ ΤΗΣ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗΣ ΠΟΛΥΠΛΟΚΟΤΗΤΑΣ ΤΟΥ ΠΡΟΒΛΕΠΤΙΚΟΥ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΥ

5.1 Εισαγωγή

Στο προηγούμενο κεφάλαιο, έγινε αντιληπτό ότι η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης οδηγεί σε βελτίωση της κυματομορφής του ρεύματος του δικτύου και καταστέλλει τις αρνητικές επιπτώσεις των αρμονικών γύρω από τη συχνότητα συντονισμού. Ήδη για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 3$ επιτεύχθηκε σημαντική βελτίωση του συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης και για $N = 5$ επιτυγχάνεται μία ακόμη πιο βελτιωμένη συμπεριφορά. Αντίστοιχα συμπεράσματα, για τη βελτιωμένη συμπεριφορά του προβλεπτικού ελεγκτή με την αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης, έχουν διεξαχθεί και σε άλλες εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος, πέραν του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων, όπως παρουσιάζεται στο [8]. Το βασικό όμως μειονέκτημα του μεγάλου ορίζοντα πρόβλεψης, όπως έχει ήδη τονισθεί, είναι η εκθετική αύξηση της υπολογιστική πολυπλοκότητας του ελεγκτή. Συγκεκριμένα, για την περίπτωση του ορίζοντα πρόβλεψης $N = 5$, ο ελεγκτής καλείται να ελέγξει $7^5 = 16807$ διακοπτικές ακολουθίες σε κάθε δειγματοληψία. Αυτό καθιστά τον προβλεπτικό αλγόριθμο υπολογιστικά πολύπλοκο και θέτει ερωτήματα για την αποδοτικότητά του και το κατά πόσο είναι δυνατή η εφαρμογή του σε ένα ρεαλιστικό περιβάλλον. Για το λόγο αυτό, είναι απαραίτητη η ανάπτυξη τεχνικών που να επιτυγχάνουν αντίστοιχα αποτελέσματα με αυτά του μεγάλου ορίζοντα πρόβλεψης, αλλά με μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Στρατηγικές περιορισμού της υπολογιστικής πολυπλοκότητας περιγράφονται στο [6]. Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα εξετασθεί η τεχνική του Move Blocking. Η τεχνική αυτή έχει εφαρμοστεί με επιτυχία στους dc-dc μετατροπείς, [5], [7]. Στην παρούσα εργασία, θα γίνει μία προσπάθεια ανάδειξης των θετικών αποτελεσμάτων που μπορεί να επιφέρει στην περίπτωση

του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με *LCL* φίλτρο. Η θεωρητική ανάλυση που ακολουθεί έγινε, κατά κύριο λόγο, βάση των [5], [6], [7], [8].

5.2 Move blocking

Η πρόβλεψη της συμπεριφοράς του συστήματος σε ένα μεγάλο βάθος χρόνου, όπως τονίστηκε και προηγουμένως, σε πολλές περιπτώσεις είναι απαραίτητη για τη σωστή λειτουργία του προβλεπτικού ελεγκτή. Το διάστημα πρόβλεψης (prediction interval), μπορεί να υπολογιστεί ως NT_s , όπου N ο ορίζοντας πρόβλεψης και T_s η περίοδος δειγματοληψίας. Επομένως, για την αύξηση του βάθους πρόβλεψης πρέπει να αυξηθούν είτε ο ορίζοντας πρόβλεψης N , είτε η περίοδος δειγματοληψίας T_s . Η αύξηση των βημάτων της πρόβλεψης N , όπως έχει ήδη αναφερθεί, οδηγεί στην εκθετική αύξηση των απαιτούμενων υπολογισμών. Από την άλλη πλευρά, η αύξηση της περιόδου δειγματοληψίας T_s , διατηρώντας τον ορίζοντα πρόβλεψης μικρό, συνεπάγεται τη μείωση της συχνότητας με την οποία συμβαίνουν οι διακοπτικές αλλαγές. Καθώς οι πιθανές διακοπτικές αλλαγές συμβαίνουν μόνο κατά τη φάση της δειγματοληψίας, ο περιορισμός των στιγμιοτύπων της δειγματοληψίας, έχει ως αποτέλεσμα, από ένα σημείο και μετά, ο ελεγκτής να μην είναι σε θέση να ακολουθήσει επιτυχώς το διάνυσμα αναφοράς. Επομένως, και οι δύο παραπάνω επιλογές δεν αποτελούν τη βέλτιστη λύση αντιμετώπισης του προβλήματος του υπολογιστικού φόρτου του αλγορίθμου. Μία ικανοποιητική στρατηγική θα ήταν η επίτευξη μεγάλου διαστήματος πρόβλεψης, αλλά με χαμηλό ορίζοντα N και με μικρή περίοδο δειγματοληψίας T_s . Η τεχνική αυτή αναφέρεται στη βιβλιογραφία [5] ως Move Blocking.

Η κυρίαρχη ιδέα της τεχνικής του move blocking, βάση των [5], [6], [7], είναι η διαίρεση του ορίζοντα πρόβλεψης σε δύο τμήματα: N_1 και N_2 . Το άθροισμα των N_1 και N_2 , με $N_1, N_2 \in \mathbb{N}^+$, είναι N . Στη συνέχεια, τα πρώτα N_1 βήματα του ορίζοντα δειγματοληπτούνται με περίοδο δειγματοληψίας T_s , ενώ τα τελευταία N_2 βήματα του ορίζοντα δειγματοληπτούνται με T'_s , όπου T'_s είναι ένα πολλαπλάσιο του T_s , έτσι ώστε $T'_s = n_s T_s$, με $n_s \in \mathbb{N}^+$. Με άλλα λόγια, στα πρώτα βήματα του ορίζοντα πρόβλεψης έχουμε μεγάλη συχνότητα δειγματοληψίας, ενώ στα τελευταία βήματα του ορίζοντα η δειγματοληψία γίνεται πιο αραιή. Με τον τρόπο αυτό έχουμε μία ακριβέστερη πρόβλεψη για το άμεσο μέλλον του διανύσματος κατάστασης του συστήματος, ενώ στο απώτερο μέλλον η πρόβλεψη αυτή γίνεται πιο “χονδροειδής”. Το διάστημα δειγματοληψίας γίνεται τώρα ίσο με $N_1 T_s + N_2 T'_s = (N_1 + N_2 n_s) T_s$. Εφαρμόζοντας αυτή την τεχνική, επιτυγχάνεται ένας διττός στόχος: Από την μία πλευρά το διάστημα πρόβλεψης αυξάνει, χωρίς όμως να αυξάνει η υπολογιστική πολυπλοκότητα του αλγορίθμου και

από την άλλη πλευρά επιτυγχάνεται η πρόβλεψη σε ένα ικανοποιητικό βάθος χρόνου, χωρίς να περιορίζονται οι απαραίτητες διακοπτικές αλλαγές, έτσι ώστε το διάνυσμα κατάστασης να ακολουθεί με το πλησιέστερο δυνατό τρόπο το διάνυσμα αναφοράς, [5], [6]. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε, όπως τονίζεται και στο [6], ότι η αραιή δειγματοληψία στα τελευταία βήματα του ορίζοντα πρόβλεψης δίνει επαρκή αποτελέσματα, τα οποία εν συνεχεία θα γίνουν ακόμη πιο ακριβή λόγω της πολιτικής του RHP.

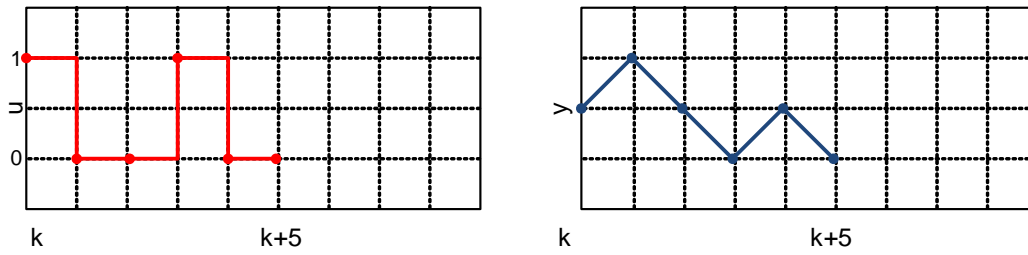
Για την καλύτερη κατανόηση της move blocking στρατηγικής, ας θεωρήσουμε ένα σύστημα το μοντέλο του οποίου, στο διακριτό χώρο, περιγράφεται από τις ακόλουθες εξισώσεις κατάστασης :

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} \quad (5.1)$$

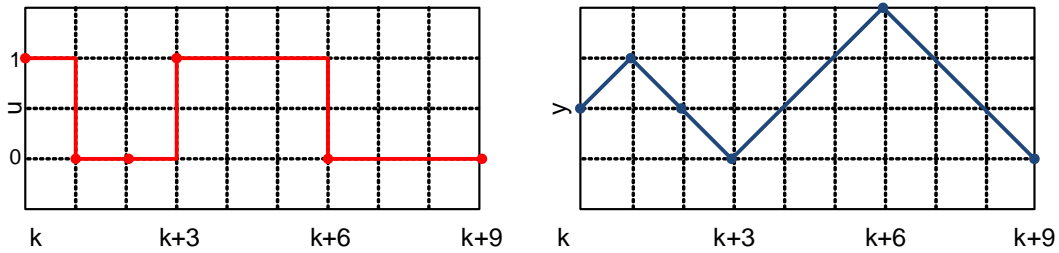
$$\mathbf{y} = C\mathbf{x} \quad (5.2)$$

όπου \mathbf{x} είναι το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης, \mathbf{u} το διάνυσμα των μεταβλητών εισόδων και \mathbf{y} το διάνυσμα των μεταβλητών εξόδου, με $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$ και $\mathbf{y} \in \mathbb{R}$. Το διάνυσμα των μεταβλητών εισόδων \mathbf{u} θεωρούμε ότι μπορεί να παίρνει μόνο τιμές 0 ή 1. Τέλος $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ είναι ο πίνακας των μεταβλητών κατάστασης, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ είναι ο πίνακας των μεταβλητών εισόδου και $C = [10 \dots 0]$ είναι ο πίνακας των μεταβλητών εξόδου. Έστω η διακοπτική ακολουθία $\mathbf{u} = [10010]$ της μεταβλητής εισόδου. Τότε, εάν αυτή εφαρμοστεί στο σύστημα με ενιαίο ορίζοντα πρόβλεψης N , θεωρούμε ότι η έξοδος \mathbf{y} του συστήματος θα είναι της μορφής του Σχ. 5.1(β). Το συνολικό διάστημα πρόβλεψης, σε αυτήν την περίπτωση, είναι $5T_s$ και ο ορίζοντας πρόβλεψης είναι $N = 5$. Εάν όμως υιοθετηθεί η τεχνική του move blocking, για την ίδια διακοπτική ακολουθία, η έξοδος \mathbf{y} θα είναι όπως στο Σχ. 5.2(β). Στην περίπτωση αυτή, η επιλογή των παραμέτρων N_1 , N_2 , n_s είναι αντίστοιχα 3, 2, 3, με αποτέλεσμα το διάστημα της πρόβλεψης να γίνεται ίσο με $9T_s$, ενώ ο ορίζοντας πρόβλεψης παραμένει ίσος με $N = 5$. Επομένως, εξασφαλίσαμε την αύξηση του διαστήματος πρόβλεψης σε βάθος χρόνου, χωρίς όμως στην ουσία να αυξηθούν τα βήματα του ορίζοντα πρόβλεψης και άρα η υπολογιστική πολυπλοκότητα του αλγορίθμου. Επίσης, συγχρόνως εξασφαλίσαμε ότι στα πρώτα βήματα της δειγματοληψίας, τα οποία είναι και τα πιο καθοριστικά, η περίοδος δειγματοληψίας δεν αυξάνεται.

Στις ακόλουθες παραγράφους, η στρατηγική του move blocking θα εφαρμοστεί στον αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με LCL φίλτρο. Στο Κεφ. 4, έγινε μία αναλυτική παρουσίαση του προβλεπτικού μοντέλου της διάταξης, για ενιαίο ορίζοντα πρόβλεψης N , το οποίο περιγράφεται από την εξίσωση (4.28). Υιοθετώντας την τεχνική του move blocking, το μοντέλο της διάταξης παραμένει το ίδιο για τα πρώτα N_1 βήματα του ορίζοντα πρόβλεψης, ενώ



Σχήμα 5.1: Χωρίς την τεχνική move blocking ο ορίζοντας πρόβλεψης είναι $N = 5$ και το διάστημα πρόβλεψης είναι $5T_s$: (a) μεταβλητή εισόδου, (b) μεταβλητή εξόδου

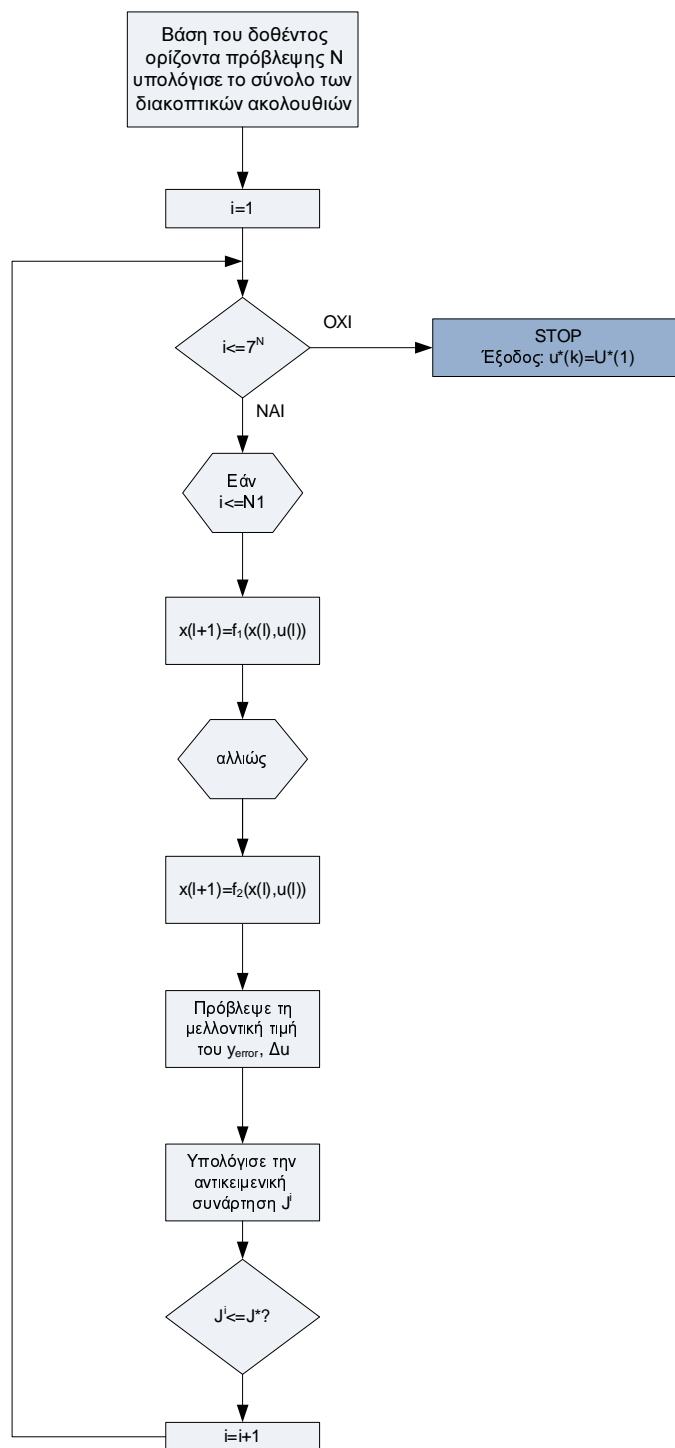


Σχήμα 5.2: Με την τεχνική move blocking ο ορίζοντας πρόβλεψης είναι $N = 5$ και το διάστημα πρόβλεψης είναι $9T_s$: (a) μεταβλητή εισόδου, (b) μεταβλητή εξόδου

για τα τελευταία N_2 βήματα του ορίζοντα το μοντέλο της διάταξης διαφοροποιείται, καθώς τη θέση του T_s παίρνει ένα πολλαπλάσιό του, T'_s . Επίσης, χρησιμοποιήθηκε η ίδια αντικειμενική συνάρτηση, η οποία περιγράφεται από την εξίσωση (4.30). Η στρατηγική του move blocking αντικατοπτρίζεται από τον αντίστοιχο αλγόριθμο 4. Αντίστοιχα, διαμορφώνεται και το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου, το οποίο παρουσιάζεται στο Σχ. 5.3.

5.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης και Συμπεράσματα

Για την προσομοίωση της διάταξης, με την τεχνική move blocking, χρησιμοποιήθηκαν ίδιες τιμές για τα στοιχεία του LCL φίλτρου, καθώς και ίδιες τιμές των τιμών αναφοράς, όπως και στην περίπτωση όπου χρησιμοποιήθηκε ενιαίος ορίζοντας πρόβλεψης. Ίδιες παρέμειναν και οι τιμές των συντελεστών $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$, της αντικειμενικής συνάρτησης. Για διευκόλυνση του αναγνώστη, τα στοιχεία της προσομοίωσης παρουσιάζονται συνοπτικά στον Πιν. 5.1 που ακολουθεί:



Σχήμα 5.3: Διάγραμμα ροής Αλγόριθμου 4

Algorithm 4 MPC algorithm for Current Control of 2L-VSI with LCL-filter and Move blocking

Function $u^*(k) = \text{Predictive Current Control / L-filter } (\hat{x}(k), u(k-1))$ $J^* = \infty, p^* = \emptyset, x(k) = \hat{x}(k)$ **for** all U over N **do** $J = 0$ **for** $l = k$ to $k + N - 1$ **do****if** $l < k + N1$ **then** $x(l+1) = f_1(x(l), u(l))$ **else** $x(l+1) = f_2(x(l), u(l))$ **end if** $x_{error} = x(l+1|k) - x^*(l+1|k)$ $J = J + |x_{error}(l+1)| + |\Delta u(l)|$ **end for****if** $J < J^*$ **then** $J^* = J$ $u^* = U(1)$ **end if****end for**End Function

Στοιχεία προσομοίωσης	
DC τάση V_{dc}	300 V
Πλάτος ρεύματος αναφοράς I^*	10 A
Θεμελιώδης συχνότητα f_N	50 Hz
Περίοδος δειγματοληψίας T_s	40 μs
Αυτεπαγωγή φίλτρου, πλευράς αντιστροφέα L	2 mH
Ωμικές απώλειες φίλτρου, πλευράς αντιστροφέα R	60 m Ω
Αυτεπαγωγή φίλτρου, πλευράς δικτύου L_g	750 μH
Ωμικές απώλειες φίλτρου, πλευράς δικτύου R_g	50 m Ω
Πυκνωτής φίλτρου C	32 μF

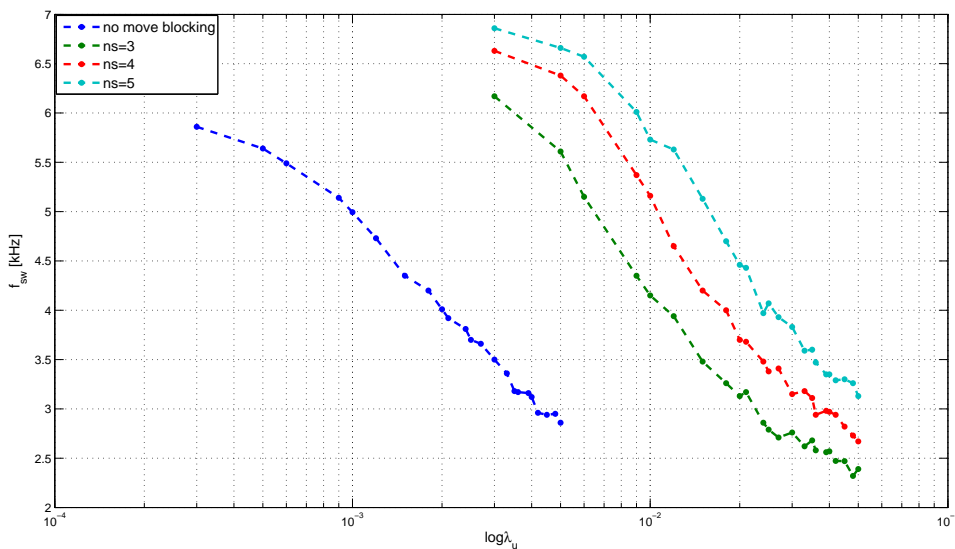
Πίνακας 5.1: Στοιχεία προσομοίωσης MPC-CC διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με LCL φίλτρο και Move Blocking

Για την καλύτερη κατανόηση της συμπεριφοράς του ελεγκτή, με την τεχνική του move blocking, καταστρώθηκαν μία σειρά από διαγράμματα. Τα διαγράμματα αυτά απεικονίζουν τη σχέση του THD του ρεύματος στην πλευρά του δικτύου και της μέσης διακοπτικής συχνότητας, f_{sw} , με το συντελεστή λ_u , για διάφορες επιλογές των N_1 , N_2 , n_s . Επίσης, σχεδιάστηκε ένα διάγραμμα το οποίο απεικονίζει τη σχέση μεταξύ του THD του ρεύματος στην πλευρά του δικτύου και της μέσης διακοπτικής συχνότητας, f_{sw} . Τα διαγράμματα αυτά προέκυψαν, κατά κύριο λόγο, βάση της προσέγγισης που ακολουθείται στο [8]. Στόχος αυτών των διαγραμμάτων είναι να συντελέσουν στη σωστή επιλογή των τιμών των στοιχείων

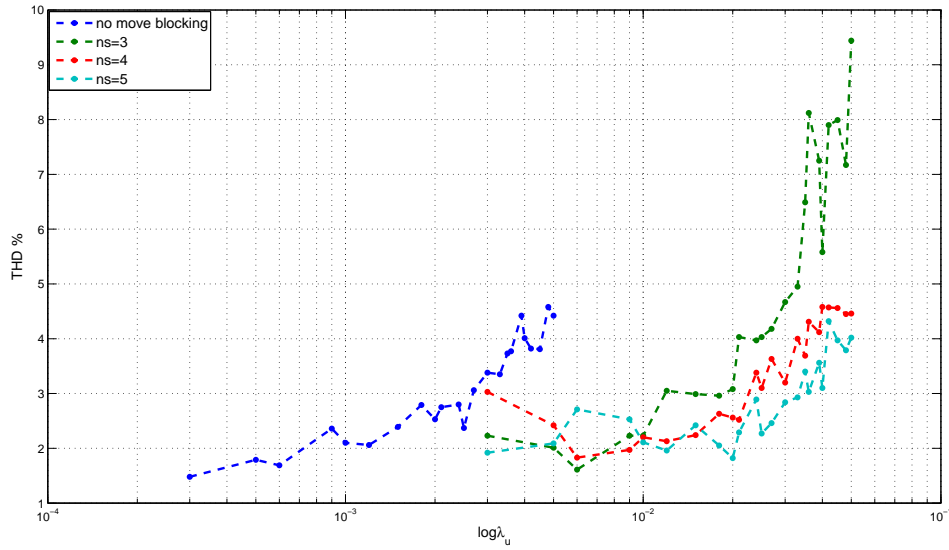
N_1, N_2, n_s , έτσι ώστε να επιτευχθεί βελτιωμένη συμπεριφορά του ελεγκτή ως προς το THD , σε σχέση με την περίπτωση χωρίς move blocking.

Η λειτουργία του ελεγκτή για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 1, N = 2$ οδηγεί, τόσο στην περίπτωση χωρίς move blocking, όσο και στην περίπτωση υιοθέτησης της τεχνικής σε κακές κυματομορφές ρεύματος. Για το λόγο αυτό, δεν αναφερόμαστε περαιτέρω σε αυτές τις περιπτώσεις. Οι περιπτώσεις οι οποίες εξετάστηκαν διεξοδικώς είναι η περίπτωση ορίζοντα πρόβλεψης $N = 3$ με $N_1 = 2$ και $N_2 = 1$ και για $n_s = 3, 4, 5$. Στα διαγράμματα που ακολουθούν, παρουσιάζονται οι γραφικές παραστάσεις $THD - \lambda_u, f_{sw} - \lambda_u$, και $THD - f_{sw}$ για $n_s = 3, 4, 5$ καθώς και για την περίπτωση χωρίς move blocking. Οι διακριτές τιμές της f_{sw} και του THD του ρεύματος στην πλευρά του δικτύου, που προέκυψαν από τις διαδοχικές προσομοιώσεις για τις διάφορες τιμές του λ_u , απεικονίζονται με το σύμβολο της τελείας, ενώ η συνδετική γραμμή μεταξύ των διακριτών τιμών συμβολίζεται με διακεκομμένη γραμμή (μπλε την περίπτωση χωρίς move blocking, πράσινη για $n_s = 3$, κόκκινη για $n_s = 4$ και γαλάζια για $n_s = 5$).

Η τιμή του λ_u μεταβλήθηκε σε ένα εύρος τιμών $[0, 0.05]$, για $n_s = 3, 4, 5$, και σε ένα εύρος τιμών $[0, 0.005]$, για την περίπτωση χωρίς move blocking. Η μεταβολή αυτή απεικονίζεται στα διαγράμματα, Σχ. 5.4, και Σχ. 5.5, μέσω της λογαριθμικής κλίμακας. Η επιλογή της λογαριθμικής κλίμακας έγινε για πιο ευδιάκριτη παρουσίαση των αποτελεσμάτων. Η συνολική μεταβολή της μέσης διακοπτικής συχνότητας, λόγω της μεταβολή του λ_u , κυμαίνεται περίπου μεταξύ των τιμών $2.5kHz$ και $7kHz$.



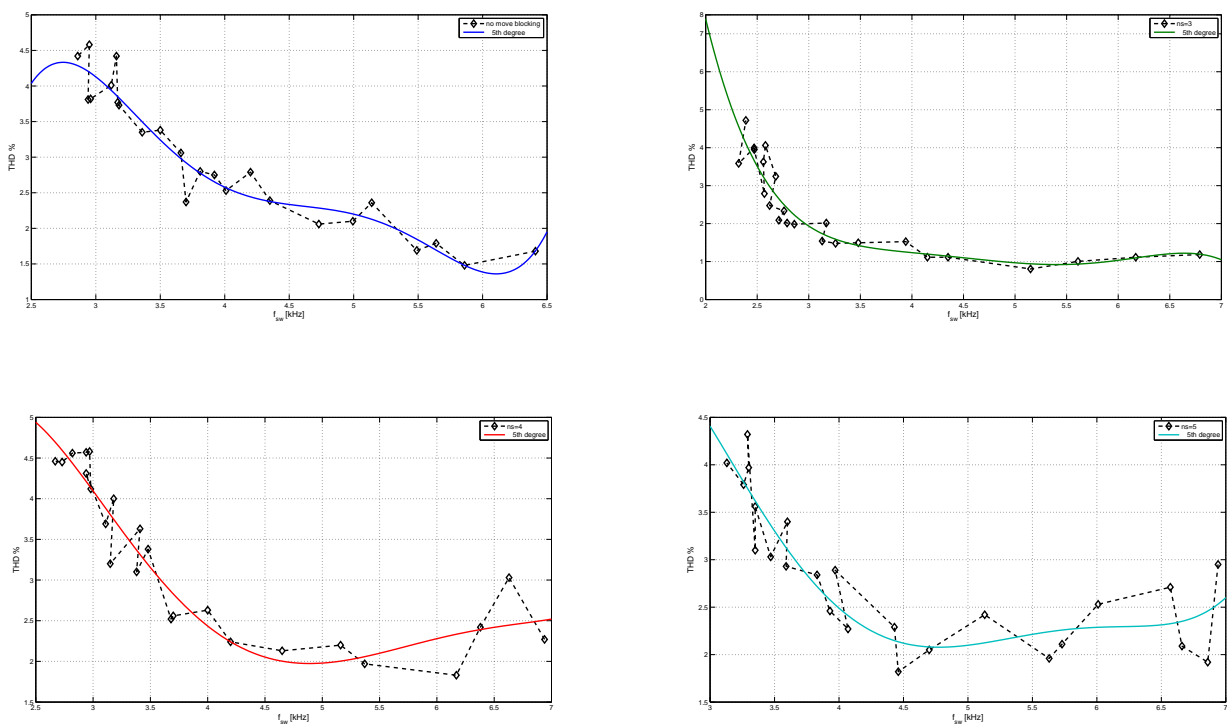
Σχήμα 5.4: $f_{sw} - \log \lambda_u$,



Σχήμα 5.5: $THD - \log \lambda_u$

Το βασικό συμπέρασμα το οποίο εξάγεται, παρατηρώντας το Σχ. 5.4, είναι ότι η μεταβολή της μέσης διακοπτικής συχνότητας, σε σχέση με το μεταβολή του λογαρίθμου του συντελεστή λ_u , είναι προσεγγιστικά γραμμική, τόσο για την περίπτωση χωρίς move blocking, όσο και για τις άλλες τρεις περιπτώσεις, με μία μικρή παρέκκλιση στην περίπτωση του $n_s = 5$. Γενικά, παρατηρούμε ότι η γραμμικότητα αυτή αρχίζει να χάνεται, χωρίς όμως να παρουσιάζει μεγάλες διαταραχές, με την αύξηση του συντελεστή λ_u . Η τιμή του λογαρίθμου του συντελεστή λ_u , για την οποία ο ελεγχτής αρχίζει να αποκλίνει από την προσεγγιστικά γραμμική συμπεριφορά, είναι διαφορετικό για το κάθε n_s . Εντούτοις, μπορούμε να πούμε, ότι η περιοχή αυτή αντιστοιχεί περίπου κάτω από τα $3kHz$, για την κάθε περίπτωση. Γενικά, όσο μεγαλύτερο είναι το n_s , τόσο μεγαλύτερες τιμές του λ_u απαιτούνται για τη μείωση της διακοπτικής συχνότητας. Σε κάθε όμως περίπτωση, η σχέση της f_{sw} με το $\log \lambda_u$ ακολουθεί φθίνουσα πορεία.

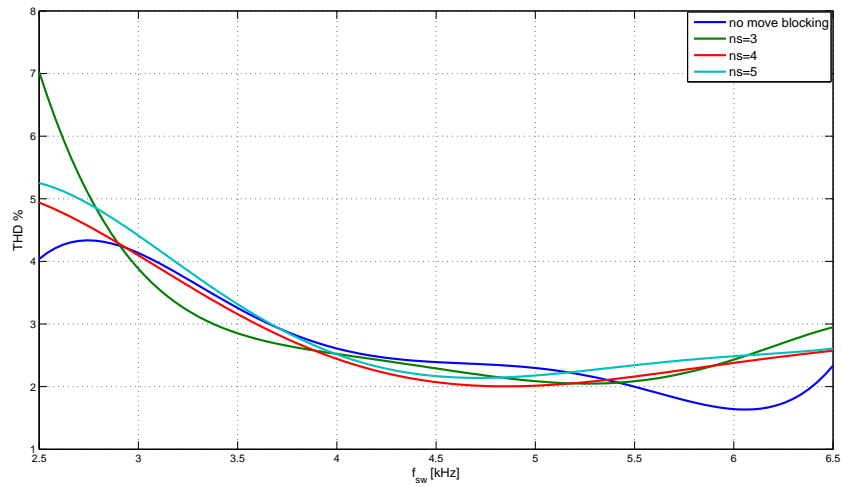
Το Σχ. 5.5 απεικονίζει τη σχέση μεταξύ του THD και του λογαρίθμου του συντελεστή λ_u . Το σχήμα αυτό δεν μας πληροφορεί σχετικά με ποια τιμή του n_s επιτυγχάνει το βέλτιστο THD . Αυτό που παρατηρούμε είναι ότι η αύξηση του λογαρίθμου του συντελεστή λ_u , δεν ακολουθείται από τη γραμμική αύξηση του THD . Αντίθετα, η συμπεριφορά του ελεγκτή είναι πιο περίπλοκη και αυτό αφορά τόσο την περίπτωση χωρίς move blocking, όσο και τις υπόλοιπες περιπτώσεις με $n_s = 3, 4, 5$. Επίσης, η πολυπλοκότητα αυτή γίνεται ακόμη πιο αισθητή με την αύξηση του n_s . Σε γενικές όμως γραμμές, μπορούμε να πούμε, ότι η σχέση $THD - \log \lambda_u$ ακολουθεί αύξουσα πορεία.



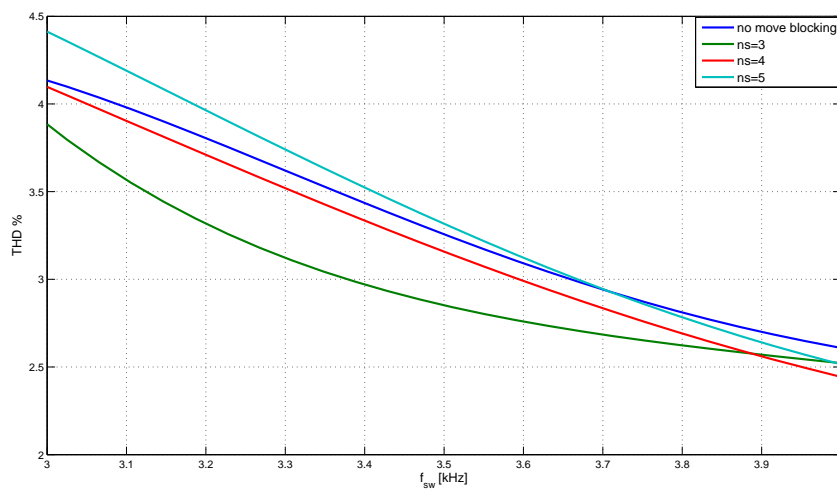
Σχήμα 5.6: $THD - f_{sw}$ χωρίς move blocking πάνω αριστερά, για $n_s = 3$ πάνω δεξιά, $n_s = 4$ κάτω αριστερά και $n_s = 5$ κάτω δεξιά

Στο Σχ. 5.6, απεικονίζεται η σχέση του THD με τη μέση διακοπτική συχνότητα f_{sw} , για τα διάφορα n_s . Οι μετρήσεις απεικονίζονται με τους μικρούς ρόμβους, μαύρους χρώματος, ενώ η μαύρη διακεκομμένη γραμμή αντιπροσωπεύει τη γενικότερη πορεία των μετρήσεων. Στο ίδιο διάγραμμα, με συμπαγή χρωματιστή γραμμή, απεικονίζεται και η πολυωνυμική συνάρτηση πέμπτου βαθμού, η οποία προσεγγίζει την πορεία των μετρήσεων για το κάθε n_s . Οι συντελεστές του πολυωνύμου προκύπτουν μέσω της μεθόδου των ελαχίστων τετραγώνων.

Το Σχ. 5.7 αποτελεί μία συγκεντρωτική απεικόνιση των πολυωνυμικών προσεγγίσεων για τα διάφορα n_s . Το βασικό συμπέρασμα που εξάγεται από αυτήν την απεικόνιση είναι ότι δεν υπάρχει ένα n_s για το οποίο ο ελεγκτής να παρουσιάζει βέλτιστη συμπεριφορά, δηλαδή να επιτυγχάνει τη χαμηλότερη δυνατή τιμή THD για όλο το εύρος συχνοτήτων. Η επιλογή του βέλτιστου n_s πρέπει να γίνεται ανάλογα με τη μέση διακοπτική συχνότητα στην οποία επιθυμούμε να λειτουργεί ο ελεγκτής. Η ζώνη ενδιαφέροντος των διακοπτικών συχνοτήτων, για την παρούσα εφαρμογή, κυμαίνεται από τα 3 έως τα 4 kHz. Η συμπεριφορά του ελεγκτή, για τα διάφορα n_s , για αυτό το εύρος διακοπτικών συχνοτήτων, παρουσιάζεται στο Σχ. 5.8, το οποίο είναι μία λεπτομέρεια του Σχ. 5.7. Όπως βλέπουμε από το Σχ. 5.8, η βέλτιστη συμπεριφορά, για το δεδομένο εύρος συχνοτήτων, επιτυγχάνεται για $n_s = 3$.



Σχήμα 5.7: $THD - f_{sw}$, πολωνυμική προσέγγιση 5th βαθμού



Σχήμα 5.8: Λεπτομέρεια Σχ. 5.7 - $THD - f_{sw}$ στη ζώνη ενδιαφέροντος

Συνοψίζοντας, τα συμπεράσματα τα οποία εξάγονται από την παραπάνω ανάλυση και τα οποία μπορούν να αποτελέσουν βάση για περαιτέρω έρευνα και βελτιστοποίηση είναι τα ακόλουθα :

- Η σχέση μεταξύ της f_{sw} και του λογαρίθμου του λ_u είναι προσεγγιστικά γραμμική και αυτή η τάση παραμένει με την αύξηση του n_s .
- Η γραμμικότητα της σχέση $f_{sw} - \log \lambda_u$ αλλοιώνεται για μεγάλα λ_u .
- Η σχέση $f_{sw} - \log \lambda_u$ είναι φθίνουσα.

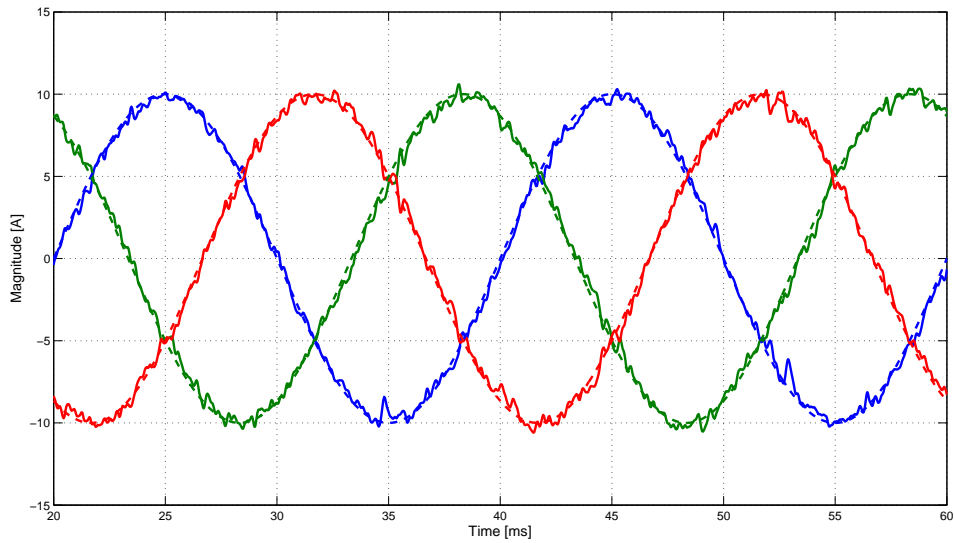
- Καθώς αυξάνει το n_s απαιτούνται μεγαλύτερες τιμές του συντελεστή λ_u για τη μείωση της μέσης διακοπτικής συχνότητας.
- Η σχέση μεταξύ του THD , $\log\lambda_u$ είναι μη γραμμική, ανεξαρτήτως του move blocking.
- Η μη γραμμικότητα $THD - \log\lambda_u$ γίνεται ακόμη πιο έντονη με την αύξηση του n_s .
- Η σχέση $THD - \log\lambda_u$ ακολουθεί σε γενικές γραμμές αύξουσα πορεία.
- Η επιλογή του βέλτιστου n_s , πρέπει να γίνεται ανάλογα με τη ζώνη ενδιαφέροντος των διακοπτικών συχνοτήτων, στην οποία επιθυμούμε να λειτουργεί ο ελεγκτής.
- Για τη συχνότητα των $3.5kHz$ η βέλτιστη επιλογή είναι η $ns = 3$.

Επιλέγοντας την τιμή 0.0145 για το συντελεστή λ_u και θέτοντας $N_1 = 2$, $N_2 = 1$, $n_s = 3$, επιτεύχθηκε η λειτουργία της διάταξης με $f_{sw} = 3.5kHz$ και $THD = 2.61\%$. Η κυματομορφή του ρεύματος του δικτύου, για αυτές τις συνθήκες λειτουργίας, παρουσιάζεται στο Σχ. 5.9. Με την επιλογή αυτών των τιμών για τα N_1 , N_2 , n_s , ο ορίζοντας πρόβλεψης N είναι ίσος με 3, ενώ το διάστημα πρόβλεψης είναι $5T_s$.

Για την ίδια συχνότητα λειτουργίας, η ίδια εφαρμογή, χωρίς move blocking, και για ορίζοντα πρόβλεψης $N = 3$ και διάστημα πρόβλεψης $3T_s$, παρουσίασε ένα THD ίσο με 3.38%. Επομένως, η βελτίωση που επιτεύχθηκε, με υιοθέτηση της τεχνικής του move blocking, ως προς το THD του ρεύματος του δικτύου, για τον ίδιο ορίζοντα πρόβλεψης ($N = 3$) και για την ίδια μέση διακοπτική συχνότητα ($f_{sw} = 3.5kHz$), είναι της τάξης του 22.78%. Είναι επίσης σημαντικό να τονισθεί ότι για την επίτευξη THD χαμηλότερο του 3%, στην εφαρμογή χωρίς move blocking, και για την ίδια μέση διακοπτική συχνότητα, ήταν απαραίτητη η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης στο $N = 5$. Σε αυτήν την περίπτωση, είχε επιτευχθεί συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης ίσος με 2.44% (Σχ. 4.28). Επομένως, με την υιοθέτηση της τεχνικής του move blocking επιτύχαμε παραπλήσια αποτελέσματα με την περίπτωση του $N = 5$, χωρίς move blocking, περιορίζοντας όμως το σύνολο των διακοπτικών ακολουθιών, που ο ελεγκτής καλείται να ελέγξει σε κάθε δειγματοληψία, από $7^5 = 16807$ σε $7^3 = 343$. Με άλλο λόγια, η υπολογιστική πολυπλοκότητα μειώθηκε κατά 97.95% ή δύο τάξεις μεγέθους.

Βηματική αλλαγή ρεύματος αναφοράς

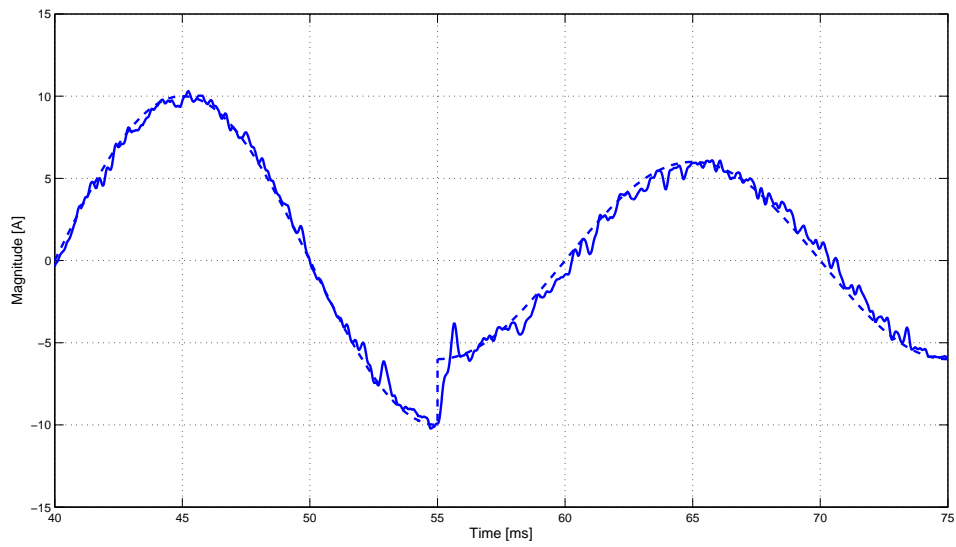
Η μελέτη του προβλεπτικού ελεγκτή με move blocking, για την περίπτωση του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με LCL φίλτρο, ολοκληρώνεται με τον έλεγχο της συμπεριφοράς



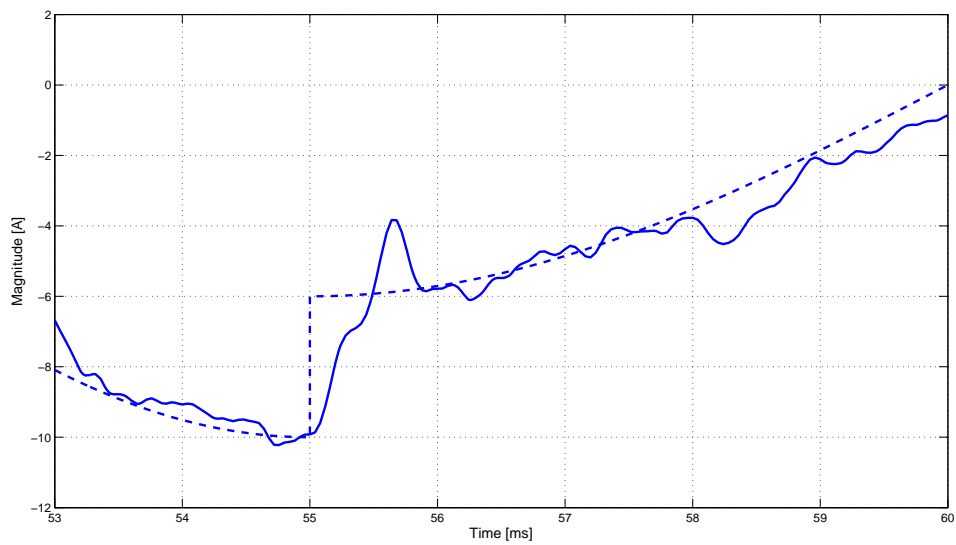
Σχήμα 5.9: Ρεύμα δικτύου για $N_1 = 2$, $N_2 = 1$, $n_s = 3$, $THD = 2.61\%$, $I_1 = 9.89A$, $f_{sw} = 3.5kHz$

του στη βηματική αλλαγή της τιμής του ρεύματος αναφοράς, για δύο περιπτώσεις: α) για βηματική μείωση της τιμής αναφοράς ρεύματος από $10 A$ σε $6 A$ και β) για βηματική αύξηση της τιμής αναφοράς από $10 A$ σε $14 A$. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στα Σχ. 5.10-5.12. Η επιλογή των παραμέτρων N_1 , N_2 , n_s είναι ίδια με προηγουμένως : $N_1 = 2$, $N_2 = 1$, $n_s = 3$,

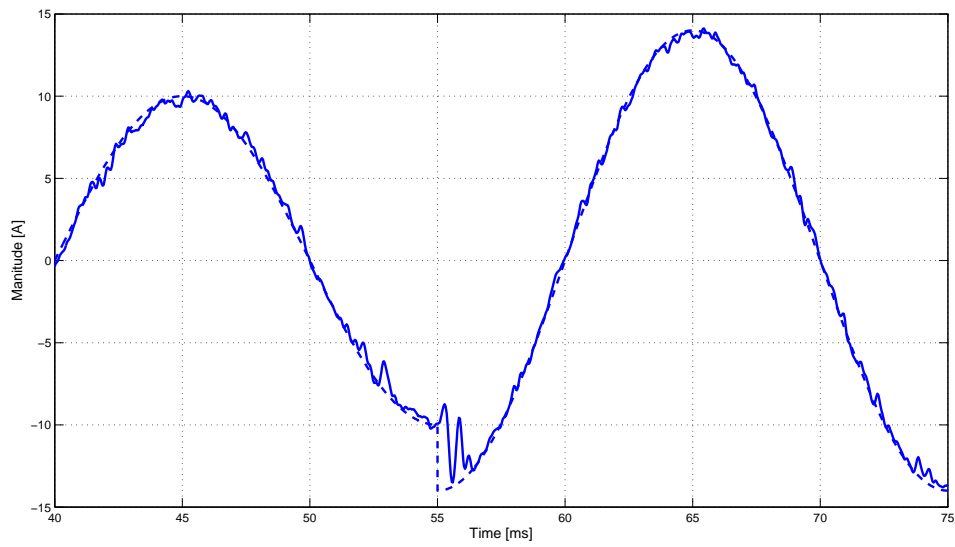
Όπως παρατηρούμε από τις ακόλουθες γραφικές παραστάσεις, ο ελεγκτής ακολουθεί επιτυχώς τη βηματική αλλαγή του ρεύματος αναφοράς και στην περίπτωση της μείωσης και στην περίπτωση της αύξησης αυτής. Συγκεκριμένα, όπως φαίνεται από την λεπτομερή απεικόνιση, στο στιγμιότυπο της βηματικής αλλαγής, απαιτείται περίπου χρόνος $1ms$, έτσι ώστε ο ελεγκτής να προσαρμόσει το ρεύμα του δικτύου στην νέα του τιμή αναφοράς.



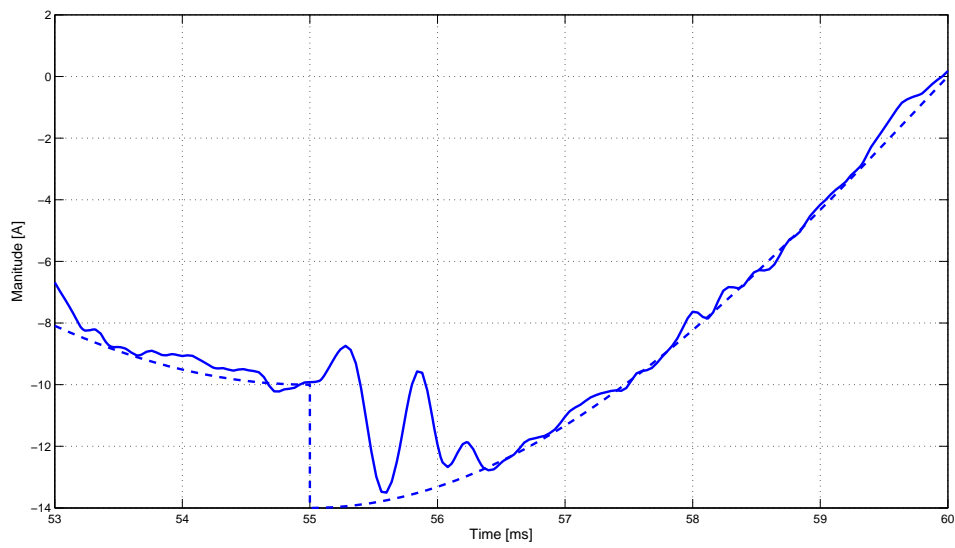
Σχήμα 5.10: Ρεύμα δικτύου για βηματική μείωση τιμής ρεύματος αναφοράς από 10A σε 6A, με $N_1 = 2$, $N_2 = 1$, $n_s = 3$, $f_{sw} = 3.5kHz$



Σχήμα 5.11: Λεπτομέρεια γραφικής παράστασης Σχ. 5.10



Σχήμα 5.12: Ρεύμα δικτύου για βηματική αύξηση τιμής ρεύματος αναφοράς από 10A σε 14A, με $N1 = 2$, $N2 = 1$, $ns = 3$, $f_{sw} = 3.5kHz$



Σχήμα 5.13: Λεπτομέρεια γραφικής παράστασης Σχ. 5.12

ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

Σύνοψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, μελετήθηκε ο μοντελοποιημένος προβλεπτικός έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα για δύο περιπτώσεις: α) του αντιστροφέα με ωμικό-επαγωγικό φορτίο και β) του αντιστροφέα διασυνδεδεμένου στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Στην τελευταία αυτή εφαρμογή εξετάστηκαν δύο τύποι φίλτρου, το φίλτρο τύπου L και το φίλτρο τύπου LCL .

Στην εφαρμογή του αντιστροφέα με φορτίο, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδειξαν ότι ο σχεδιαζόμενος προβλεπτικός ελεγκτής ρεύματος επιτυγχάνει χαμηλά επίπεδα THD του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Επίσης, το σύστημα παρουσιάζει καλή δυναμική συμπεριφορά, στη βηματική αλλαγή της τιμής του ρεύματος αναφοράς. Η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης, σε αυτήν την εφαρμογή, δεν επηρεάζει τη συμπεριφορά του ελεγκτή. Τόσο για $N = 1$, όσο και για $N = 3$, η συμπεριφορά του ελεγκτή ήταν ικανοποιητική, χωρίς μεγάλες διαφοροποιήσεις.

Στην περίπτωση του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα, πέραν του ελέγχου του ρεύματος, εντάσσεται στην αντικειμενική συνάρτηση και ο όρος του διακοπτικού κόστους, πολλαπλασιαζόμενος με τον αντίστοιχο συντελεστή λ_u . Με κατάλληλη ρύθμιση του συντελεστή λ_u , είναι δυνατή η ρύθμιση της μέσης διακοπτικής συχνότητας κοντά σε μία επιθυμητή τιμή και η διατήρησή της σε αυτήν την τιμή, ανεξαρτήτως της μεταβολής του ορίζοντα πρόβλεψης. Με τον τρόπο αυτό, περιορίζονται οι διακοπτικές απώλειες, αλλά εξετάζεται και η επίδραση της αύξησης του ορίζοντα πρόβλεψης, ανεξαρτήτως των μεταβολών της μέσης διακοπτικής συχνότητας.

Ο αντιστροφέας διασυνδεδεμένος στο δίκτυο, μέσω L φίλτρου, λειτουργεί σε χαμηλή μέση διακοπτική συχνότητα, αλλά το THD του ρεύματος είναι μεγαλύτερο του ορίου του 5%. Αυτό σημαίνει ότι οι διακοπτικές απώλειες της διάταξης είναι μειωμένες, αλλά η ποιότητα του ρεύματος δεν είναι ικανοποιητική. Η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης, σε αυτήν την εφαρμογή, δεν επιτυγχάνει καλύτερα επίπεδα THD και επομένως, η διάταξη κρίθηκε ακατάλληλη

για τη διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο.

Η περίπτωση του LCL φίλτρου απαιτεί έναν πολυπλοκότερο σχεδιασμό, λόγω του μεγαλύτερου αριθμού μεταβλητών κατάστασης και εξόδου, σε σχέση με την περίπτωση του L φίλτρου και λόγω της δυσκολίας επιλογής των παραμέτρων L , C και L . Για την επιλογή των τιμών των παραμέτρων, ακολουθήθηκε η διαδικασία που εφαρμόζεται στους PWM αντιστροφείς, επιλέγοντας όμως, εκ των προτέρων, μία μέση διακοπτική συχνότητα. Η διαδικασία αυτή περιγράφεται αναλυτικά από το διάγραμμα ροής του Σχ. 4.9.

Η αντικειμενική συνάρτηση που σχεδιάστηκε (εξίσωση (4.30)), για το LCL φίλτρο, περιέχει, πέραν του ελέγχου του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα, τον έλεγχο του ρεύματος στην πλευρά του δικτύου και τον έλεγχο της τάσης στα άκρα του πυκνωτή του φίλτρου. Η επιλογή των συντελεστών της αντικειμενικής συνάρτησης (ενότητα 4.3.3), έγινε μέσω διαδοχικών προσομοιώσεων και σταδιακών μεταβολών των τιμών συντελεστών, προκειμένου να βρεθεί εκείνη η τιμή που ελαχιστοποιεί το μέσο σφάλμα του ρεύματος δικτύου από την τιμή αναφοράς του.

Για μοναδιαίο ορίζοντα πρόβλεψης, η λειτουργία της διάταξης με LCL είναι χειρότερη από ότι η περίπτωση του L φίλτρου, λόγω του φαινομένου του συντονισμού. Η αύξηση όμως του ορίζοντα πρόβλεψης, στην περίπτωση του LCL φίλτρου, βελτιώνει σημαντικά το THD και περιορίζει τις ανεπιθύμητες αρμονικές. Το κύριο μειονέκτημα αυτής της διάταξης, σε σχέση με την περίπτωση του L φίλτρου, είναι η υψηλότερη μέση διακοπτική συχνότητα, καθώς και ο πολυπλοκότερος σχεδιασμός του προβλήματος βελτιστοποίησης. Επίσης, η επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης σε μεγάλο ορίζοντα πρόβλεψης, το οποίο είναι απαραίτητη προϋπόθεση για την ποιοτική λειτουργία της διάταξης, έχει ως συνέπεια την εκθετική αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας.

Για τη μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του ελεγκτή, υιοθετήθηκε η στρατηγική του move blocking. Για τη σωστή επιλογή της παραμέτρου n_s , με $N_1 = 2$, $N_2 = 1$ σταθερά, καταστρώθηκαν μία σειρά από διαγράμματα, τα οποία απεικονίζουν τη σχέση των μεγεθών $\lambda_u - f_{sw}$, $\lambda_u - THD$ και $f_{sw} - THD$ (ενότητα 5.3). Το βασικό συμπέρασμα το οποίο εξάγεται από τα διαγράμματα αυτά, είναι ότι η επιλογή του n_s πρέπει να γίνει βάση της εκτιμώμενης μέσης διακοπτικής συχνότητας, στην οποία επιθυμούμε να λειτουργεί η διάταξη. Για $f_{sw} = 3.5kHz$, επιλέχθηκε $N_1 = 2$, $N_2 = 1$, $n_s = 3$ και επομένως προκύπτει $N = 3$. Με αυτές τις επιλογές, επιτυγχάνεται THD μικρότερο του 3%. Για τη διεξαγωγή αντίστοιχων αποτελεσμάτων, στην περίπτωση του ελεγκτή χωρίς move blocking, απαιτούνταν ορίζοντας πρόβλεψης $N = 5$. Αυτό σημαίνει ότι επιτεύχθηκε μία μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας της τάξης του 97.95%.

Μελλοντική Έρευνα

Για την περαιτέρω βελτίωση του ελεγκτή με LCL φίλτρο, ενδιαφέρον θα παρουσίαζε η επιλογή του βέλτιστου συνδυασμού των συντελεστών της αντικειμενικής συνάρτησης μέσω κάποιας τεχνικής βελτιστοποίησης με πολλαπλά κριτήρια, όπως η Pareto βελτιστοποίηση (Pareto optimization). Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται σε προβλήματα όπου απαιτείται η λήψη μίας βέλτιστης απόφασης μεταξύ δύο ή περισσότερων αντικρουόμενων στόχων, όπως στην περίπτωση μας είναι η επιλογή των συντελεστών της αντικειμενικής συνάρτησης. Για περισσότερες πληροφορίες ο αναγνώστης παραπέμπεται στο [33].

Ο συνδυασμός μίας πιο απλής έκφρασης για την αντικειμενική συνάρτηση, η οποία να περιλαμβάνει μόνο το σφάλμα του ρεύματος του αντιστροφέα, με κάποια τεχνική active damping, αποτελεί επίσης μία ενδιαφέρουσα πρόταση για το σχεδιασμό του προβλεπτικού ελεγκτή για το LCL φίλτρο. Η πρόταση αυτή θα μπορούσε να συγκριθεί με την παρούσα και να διεξαχθούν συμπεράσματα σχετικά με τα πλεονεκτήματα της κάθε προσέγγισης. Σε ότι αφορά το κομμάτι του περιορισμού της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, πέραν της τεχνικής του move blocking, θα μπορούσαν να εφαρμοστούν και άλλες τεχνικές όπως Extrapolation στρατηγικές, οι οποίες περιγράφονται αναλυτικά στο [6] και έχουν εφαρμοστεί στο [19], [20].

Ο προτεινόμενος ελεγκτής θα μπορούσε να εξεταστεί, σε επίπεδο προσομοιώσεων, και για αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων (Multilevel Inverters), όπως η περίπτωση του αντιστροφέα περιορισμού ουδετέρου σημείου (Neutral Point Clamped Converter, NPC)¹. Σε αυτήν την περίπτωση, στο διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης προστίθεται και η τάση του ουδετέρου σημείου. Τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου του NPC παρουσιάζεται στα [19], [20], [33].

Ακόμη, για την πιο ολοκληρωμένη μελέτη της σύνδεσης της διεσπαρμένης παραγωγής στο δίκτυο, θα μπορούσε να ενταχθεί ένα ακόμη στάδιο ηλεκτρονικών ισχύος στη dc πλευρά του αντιστροφέα, έναντι της θεώρησης ότι η dc τάση παραμένει σταθερή. Στην περίπτωση αυτή, θα μπορούσε να ενταχθεί ένας dc-dc μετατροπέας και αναλόγως να τροποποιηθεί ο προβλεπτικός αλγόριθμος.

Τέλος, το επόμενο βήμα της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα μπορούσε να είναι η εφαρμογή του προτεινόμενου προβλεπτικού ελεγκτή, με move blocking και LCL φίλτρο για τη διασύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο, σε ένα πραγματικό περιβάλλον hardware, έτσι ώστε να εξετασθεί, πειραματικά πλέον, η συνεισφορά του και τα πλεονεκτήματα του σε σχέση με άλλες τεχνικές ελέγχου.

¹Ο NPC αντιστροφέας υλοποιείται με διόδους περιορισμού και είναι τριών επιπέδων. Για περισσότερες πληροφορίες ο αναγνώστης παραπέμπεται στο [1]

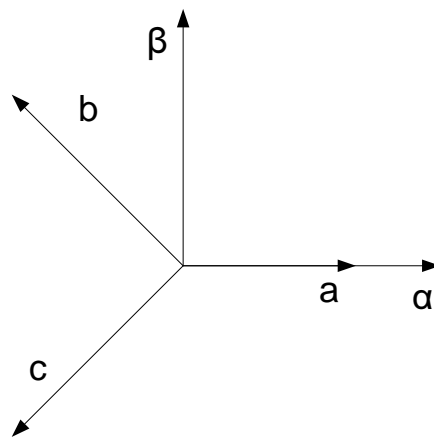
Μέρος ΙΙΙ

Παράρτημα

Μετασχηματισμός του Clarke

Ένας βασικός μαθηματικός μετασχηματισμός, ο οποίος εφαρμόζεται κατά κόρον για το σχεδιασμό του προβλεπτικού ελεγκτή και στον οποίο γίνεται συχνά αναφορά στην παρούσα διπλωματική εργασία, είναι ο μετασχηματισμός του Clarke.

Σύμφωνα με το μετασχηματισμό του Clarke, η ανάλυση ενός τριφασικού συστήματος, με συνιστώσες f_a , f_b , f_c , μπορεί να γίνει σε ένα ορθογώνιο σύστημα αξόνων, που αναφέρεται ως $\alpha\beta$ επίπεδο. Η γραφική απεικόνιση του μετασχηματιστού του Clarke απεικονίζεται στο Σχ. 5.14.



Σχήμα 5.14: Σχέση μεταξύ του abc και του $\alpha\beta$ συστήματος αξόνων

Ο μετασχηματισμός αυτός, υπό τη μορφή πινάκων, δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\mathbf{f}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \mathbf{f}_{abc}$$

όπου:

$$\mathbf{f}_{\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} f_{\alpha} \\ f_{\beta} \\ f_0 \end{pmatrix}, \mathbf{f}_{abc} = \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix}$$

Όταν το τριφασικό σύστημα προς μελέτη είναι συμμετρικό, τότε μπορεί να αγνοηθεί ο όρος μηδενικής ακολουθίας. Σε αυτήν την περίπτωση, το τριφασικό σύστημα μπορεί να περιγραφεί από ένα διάνυσμα, με συνιστώσες τα f_{α} , f_{β} , το οποίο περιστρέφεται εντός του $\alpha\beta$ επιπέδου με τη σύγχρονη ταχύτητα και τη φορά του καθορίζεται από την ακολουθία των τριών φάσεων. Η ενιαία διανυσματική έκφραση του τριφασικού συστήματος στο $\alpha\beta$ σύστημα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\mathbf{f} = f_{\alpha} + j f_{\beta}, \theta = \tan^{-1}\left(\frac{f_{\beta}}{f_{\alpha}}\right)$$

Μαθηματικοί ορισμοί

a	μεταβλητή
\mathbf{a}	διάνυσμα
A	πίνακας
\dot{a}	παράγωγος
a^*	βέλτιστη τιμή
\hat{a}	μετρούμενη τιμή
\tilde{a}	ενεργός/RMS τιμή
(\dots)	πίνακας
$[\dots]$	διάνυσμα
$=$	ισότητα
\neq	διάφορο
\leq	μικρότερο ή ίσο
$ \dots $	απόλυτη τιμή
\in	ανήκει
\forall	για κάθε
\inf	άπειρο τέτοιο ώστε
\emptyset	κενό σύνολο
I	μοναδιαίος πίνακας
a^T	ανάστροφο διάνυσμα
A^T	ανάστροφος πίνακας
\min	ελάχιστο

Μαθηματικά Σύνολα

\mathbb{N}	σύνολο φυσικών αριθμών
\mathbb{N}^+	σύνολο φυσικών αριθμών πλην του μηδενός
\mathbb{R}	σύνολο πραγματικών αριθμών
\mathbb{R}^+	σύνολο πραγματικών αριθμών πλην του μηδενός
\mathbb{R}^n	σύνολο πραγματικών διανυσμάτων n στοιχείων
$\mathbb{R}^{n \times m}$	σύνολο πραγματικών διανυσμάτων n σειρών και m στηλών

Μεταβλητές

A	πίνακας εξισώσεων κατάστασης συνεχούς χρόνου
B	πίνακας εξισώσεων κατάστασης συνεχούς χρόνου
C	πίνακας εξισώσεων κατάστασης συνεχούς χρόνου
D	πίνακας εξισώσεων κατάστασης συνεχούς χρόνου
A'	πίνακας εξισώσεων κατάστασης διακριτού χρόνου
B'	πίνακας εξισώσεων κατάστασης διακριτού χρόνου
Q	διαγώνιος πίνακας με στοιχεία τα βάρη της αντικειμενικής συνάρτησης
T_s	περίοδος δειγματοληψίας
J	αντικειμενική συνάρτηση
P	συνάρτηση μαθηματικού μοντέλου
x	διάνυσμα μεταβλητών κατάστασης
u	διάνυσμα μεταβλητών εισόδου
y	διάνυσμα μεταβλητών εξόδου
U	ακολουθίες μεταβλητών εισόδου
θ	γωνία διανύσματος στο $\alpha\beta$ σύστημα
\tilde{I}	ενεργός τιμή ρεύματος
\tilde{I}_1	ενεργός τιμή θεμελιώδους συνιστώσας ρεύματος
I_1	πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας ρεύματος
V_{dc}	dc τάση εισόδου αντιστροφέα
S_1, S_3, S_5	άνω τρεις διακόπτες αντιστροφέα
S_2, S_4, S_6	κάτω τρεις διακόπτες αντιστροφέα
S_a, S_b, S_c	διακοπτικές συναρτήσεις σκελών a, b, c αντιστροφέα
S	διακοπτική συνάρτηση αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ σύστημα
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	τάση εξόδου τριών φάσεων αντιστροφέα ως προς απομονωμένο κόμβο φορτίου στο abc σύστημα
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	τάση εξόδου τριών φάσεων αντιστροφέα ως προς ουδέτερο κόμβο

V_{no}	διαφορά φάσης μεταξύ ουδετέρου κόμβου αντιστροφέα και απομονωμένου κόμβου n
$\mathbf{V}_{0, \dots, 7}$	διανύσματα τάσεως εξόδου αντιστροφέα ως προς τον απομονωμένο κόμβο n
i_a, i_b, i_c	ρεύμα εξόδου τριών φάσεων αντιστροφέα στο abc σύστημα
v_{α}, v_{β}	συνιστώσες τάσεως εξόδου αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ σύστημα
i_{α}, i_{β}	συνιστώσες ρεύματος εξόδου αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ σύστημα
$i_{g\alpha}, i_{g\beta}$	συνιστώσες ρεύματος δικτύου στο $\alpha\beta$ σύστημα
$v_{g\alpha}, v_{g\beta}$	συνιστώσες τάσεως δικτύου στο $\alpha\beta$ σύστημα
$v_{c\alpha}, v_{c\beta}$	συνιστώσες τάσεως πυκνωτή στο $\alpha\beta$ σύστημα
\mathbf{v}	διάνυσμα τάσεως εξόδου αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ σύστημα
\mathbf{i}	διάνυσμα ρεύματος εξόδου αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ σύστημα
\mathbf{i}_g	διάνυσμα ρεύματος δικτύου στο $\alpha\beta$ σύστημα
\mathbf{v}_g	διάνυσμα τάσεως δικτύου στο $\alpha\beta$ σύστημα
\mathbf{v}_c	διάνυσμα τάσεως πυκνωτή στο $\alpha\beta$ σύστημα
\mathbf{i}^*	διάνυσμα αναφοράς ρεύματος εξόδου αντιστροφέα στο $\alpha\beta$ σύστημα
\mathbf{i}_g^*	διάνυσμα αναφοράς ρεύματος δικτύου στο $\alpha\beta$ σύστημα
\mathbf{v}_c^*	διάνυσμα αναφοράς τάσεως πυκνωτή στο $\alpha\beta$ σύστημα
R	αντίσταση φορτίου
	αντίσταση φίλτρου στην πλευρά του αντιστροφέα
L	αυτεπαγωγή φορτίου
	αυτεπαγωγή φίλτρου στην πλευρά του αντιστροφέα
R_g	αντίσταση φίλτρου στην πλευρά του δικτύου
L_g	αυτεπαγωγή φίλτρου στην πλευρά του δικτύου
C	πυκνωτής φίλτρου
R_C	αντίσταση πυκνωτή
i_{err}	σφάλμα ρεύματος από τιμή αναφοράς
N	ορίζοντας πρόβλεψης
N_1, N_2	τμήματα ορίζοντα πρόβλεψης στη move blocking τεχνική
n_s	πολλαπλάσιο περιόδου δειγματοληψίας στη move blocking τεχνική
f_{sw}	συχνότητα δειγματοληψίας
I^*	πλάτος ρεύματος αναφοράς
t	μεταβλητή χρόνου
k	διακριτό βήμα

P, Q	ενεργός και άεργος ισχύς
ϕ	διαφοράς φάσης μεταξύ θεμελιώδους συνιστώσας τάσεως δικτύου και ρεύματος εξόδου αντιστροφέα
I_{sc}	ρεύμα βραχυκυκλώσεως
MVA_{sc}	ισχύς βραχυκυκλώσεως
I_L	ρεύμα φορτίου
MVA_L	ισχύς φορτίου
λ_u	συντελεστής διακοπτικού κόστους / switching factor
$\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$	βάρη αντικειμενικής συνάρτησης LCL φίλτρου
Δu	διακοπτικό κόστος
$I_{grid}(h)$	αρμονική συνιστώσα ρεύματος δικτύου, τάξης h
$I_{inv}(h)$	αρμονική συνιστώσα ρεύματος αντιστροφέα, τάξης h
$V_{inv}(h)$	αρμονική συνιστώσα τάσης αντιστροφέα, τάξης h
f_{res}, ω_{res}	συχνότητα και κυκλική συχνότητα συντονισμού
f_N, ω_N	θεμελιώδης συχνότητα και θεμελιώδης κυκλική συχνότητα
r	λόγος L/L_g
k_a	attenuation factor
ΔI_{LMAX}	μέγιστη τιμή αρμονικού ρεύματος
P_N	ονομαστική ισχύς
V_{ph}	φασική τάση
E_N	πολική τάση δικτύου
Z_b	αντίσταση βάσης
C_b	χωρητικότητα βάσης

Ακρώνυμα

MPC	Model Predictive Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
RHP	Receding Horizon Policy
2L-VSI	Two-Level Voltage Source Inverter
PID	Proportional Integral Derivative
PI	Proportional Integral
PWM	Pulse Width Modulation
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
SVM	Spatial Vector Modulation
CC	Current Control
THD	Total Harmonic Distortion
PLL	Phase Locked Loop
PCC	Point of Common Coupling
UPS	Uninterruptible Power Supply
SVS	Static Var Compensator
BESS	Battery energy storage systems
FL	Fuzzy Logic
NN's	Neural Network

ΣΚΣ	Σημείο Κοινής Σύνδεσης
ΑΠΕ	Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας

Βιβλιογραφία

- [1] Στ. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος*, Αθήνα: Εκδόσεις Συμεών, 2012.
- [2] N. Mohan, T.A. Undeland, W.P. Robbins, “Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος. Ανάλυση, Σχεδίαση και Εφαρμογές των Ηλεκτρονικών Μετατροπέων Ισχύος”, 3^η εκδ., Αθήνα: Εκδόσεις Τζιόλα.
- [3] R.C. Dorf and R. H. Bishop, “Η μέθοδος του γεωμετρικού τόπου ριζών”, στο *Σύγχρονα Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου*, Αθήνα: Εκδόσεις Τζιόλα, 2009, κεφ. 7, τομ. 7.6, σελ. 586-589.
- [4] B. K Bose, “Voltage Fed Converters”, in *Modern Power Electronics and AC Drives*, USA: Prentice Hall Inc., 2002, ch. 5, pp. 181-269.
- [5] P. Karamanakos, “Model Predictive Control Strategies for Power Electronics Converters and AC Drives”. Ph.D Dissertation, Dep.Electrical Computer Engineering, NTUA, Athens, July 2013.
- [6] P. Karamanakos, T. Geyer, N. Oikonomou, F.D. Kieferndorf, St. Manias, “Direct Model Predictive Control. A Review of Strategies That Achieve Long Prediction Intervals for Power Electronics”, *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 32-43, March 2014.
- [7] P. Karamanakos, T. Geyer, St. Manias, “Direct Voltage Control of DC-DC Boost Converters Using Enumeration-Based Model Predictive Control” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 968-978, Feb. 2014.
- [8] T. Geyer, D.E. Quevedo, “Multistep Direct Model Predictive Control for Power Electronics-Part 2: Analysis” in *Energy Conversion Congr. and Expo. (ECCE), 2013 IEEE*, Denver, CO, pp.1162-1169, Sept. 2013.

- [9] A. Papavasiliou, S.A Papathanasiou, S.N. Manias, G. Demetriadis, “Current Control of a Voltage Source Inverter” in *IEEE Power Electron. Spec. Conf., PECS 2007*, Oriando, FL. pp. 2379-2384, June 2007.
- [10] Γ. Κ. Παύλου, “Προβλεπτικός έλεγχος για Διακοπτικές Ανορθωτικές Διατάξεις”, Διδακτορική Διατριβή, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, ΕΜΠ, Αθήνα, 2012.
- [11] J. Rodriguez, J. Pont, C.A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, Ul. Ammann, “Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495-503, Feb. 2007.
- [12] J. Rodriguez, S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, Ul. Ammann, “Model Predictive Control-A Simple and Powerful Method to Control Power Converters”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826-1838, June 2009.
- [13] J. Rodrigeuz, S. Kouro, P. Cortes, Br. La Rocca, R. Vargas, J.I. Leon, S. Vazquez, L.G Franquelo, “Guidelines for Weighting Factor Design in Model Predictive Control of Power Converters and Drives”, in *IEEE Ind. Electron. Conf., ICIT 2009*, Gipsland, 2009, pp. 1-7.
- [14] J. Rodriguez, P. Cortes, R. Vargas, Ul. Ammann, “Cost Function-Based Predictive Control for Power Converters”, in *IEEE Ind. Electron. Conf., IECON 2006-32nd Annu. Conf.*, Paris, 2006, pp. 2268-2273.
- [15] M.G. Judewicz, J.R. Fisher, M.A. Herran, S.A. Gonzalez, D.O. Carrica, “A Robust Model Predictive Control for Grid-Connected Converters,” *IEEE Trans. Latin America*, vol. 11, no. 1, pp. 27-33, Feb. 2013
- [16] M.P. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters”, *IEEE Trans. Ind. Electron. Mag.*, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct. 1998.
- [17] A. Nachiappan, K. Sundarajan, V. Malarselvam, “Current Controlled Voltage Source Inverter using Hysteresis controller and PI controller”, in *Power Signal. Control. Comput. Int. Conf., 2012 IEEE (EPSCICON)*, Thrissur, Kerala, 2012, pp. 1-6.
- [18] A.M. Almaktoof, A.K. Raji, M.T.E Kahn, “Modelling and Simulation of Three-Phase Voltage Source Inverter Using a Model Predictive Current Control”, *J. of Innovation, Manage. and Technol.*, vol. 5, no. 1, pp. 9-13, Feb. 2004.

- [19] J. Scoltock, T. Geyer, Ud. Madawala. "Model Predictive Direct Current Control for a Grid-Connected Converter: LCL-Filter versus L-Filter" *Proc. IEEE Ind. Technol. Conf.*, Cape Town, South Africa, 2013, pp. 576-581.
- [20] J. Scoltock, T. Geyer, Ud. Madawala. "Model Predictive Direct Power Control for a Grid-Connected Converter with an LCL-Filter" *Ind. Technol. Conf. (ICIT), 2013 IEEE*, Cape Town, South Africa, 2013, pp. 588-593.
- [21] M. Liserre, F. Blaabjerg, St. Hansen, "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier", *IEEE Trans. Ind. Electron. Mag.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, Sept/Oct. 2005.
- [22] K. Hatua, A.K. Jain, D. Banerjee, V.T. Ranganathan, "Active Damping of Output LC filter Resonance for Vector-Controlled VSI-Fed AC Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 334-342, Jan. 2012.
- [23] K. Zhou, D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, Feb. 2002.
- [24] D. Sasi, J.Kuruvilla P, "Modelling and Simulation of SVPWM Inverter Fed Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive", *Int. J. of Advanced Research in Elect., Electron. and Instrum. Eng.*, vol. 2, no. 5, pp. 1947-1955, May 2013.
- [25] CERTS Program Office, "Integration of Distributed Energy Resources The CERTS MicroGrid Concept", Lawrence Berkeley National Laboratory, Berkeley, CA, Consult. Rep., 150-99-003, Oct. 2003.
- [26] P. Piagi, R.H. Lasseter, "Autonomous Control of Microgrids", in *IEEE Power Eng. Soc. General Meeting, PES, 2006 IEEE*, Montreal, Que., 2006.
- [27] Ch. Wu, H. Liao, Z. Yang, Y. Wang, H. Xu, "Voltage and Frequency Control of Inverters Connected in Parallel Forming a Micro-Grid" in *Power Syst. Technol. (POWERCON), 2010 Int. Conf.*, Hangzhou, Oct. 2010, pp. 1-6.
- [28] J. Dannehl, M. Liserre, Fr.W. Fuchs, "Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3623-3633, Aug. 2011.
- [29] J.B. Rawling, "Tutorial Overview of Modern Predictive Control", *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 20, no. 3, pp. 38-52, Jun. 2000.

- [30] M. Morari, J.H. Lee, “Model Predictive Control: Past, Present and Future”, *Computers and Chemical Engineering*, vol. 23, no. 4, pp. 667-682, 1999.
- [31] J. Lettl, J. Bauer, L. Linhart, “Comparison of Different Filter-Types for Grid- Connected Inverter”, in *Proc Progress In Electrom. Res. Symp., PIERS*, March 2011, pp. 1426-1429.
- [32] M. Papadopoulos, D. Papachristou, “Capability and Perspective of Development of Renewable Sources in Epirus”, in 6th Conf. of N.T.U.A, Athens, 2010.
- [33] C. Druart, W. De Corte, “Designing Pareto-Optimal Systems for Complex Selection Decisions”, *Organizational Research Methods*, vol. 15, no. 3, pp. 488-513, July 2012.
- [34] Αρ. Ροϊνιώτη, Κ. Σταμπολής, “Η οικονομική διάσταση της πετρελαϊκής διάστασης της Ελλάδος”, ΙΕΝΕ, Ελλάδα, Μελέτη ΙΕΝΕ Μ07, Ιούλιος 2013.
- [35] Αρ. Π. Σταθάκης, “Προβλεπτικός Έλεγχος Αντιστροφών Τριών Επιπέδων για Σύνδεση στο Δίκτυο με LCL φίλτρο”, Διπλωματική εργασία, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών ΕΜΠ, Αθήνα, 2013.
- [36] Κ. Δ. Κορακίτης, “Εφαρμογή Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού PQ Ελέγχου για τη Διασύνδεση Τριφασικού Αντιστροφέα στο Δίκτυο Ηλεκτρικής Ενέργειας”, Διπλωματική εργασία, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών ΕΜΠ, Αθήνα, 2011.
- [37] Ρυθμιστική Αρχή Ενέργειας, (2014 Μάιος 9). *Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας [Online]*. Διαθέσιμο στο:
http://www.rae.gr/site/categories_new/consumers/know_about/electricity/production.csp.