



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

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ DC/DC ΜΕΑΤΡΟΠΕΑ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ
ΡΟΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΓΙΑ ΜΙΚΡΑ ΑΥΤΟΝΟΜΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΕΣ**

Διπλωματική Εργασία

της

Αντωνίας Β. Σιάνου

Επιβλέπων : Χατζηαργυρίου Νικόλαος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2016



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών
και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΛΕΓΧΟΥ DC/DC ΜΕΑΤΡΟΠΕΑ ΑΜΦΙΔΡΟΜΗΣ
ΡΟΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΓΙΑ ΜΙΚΡΑ ΑΥΤΟΝΟΜΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΕΣ**

Διπλωματική Εργασία

της

Αντωνίας Β. Σιάνου

Επιβλέπων : Χατζηαργυρίου Νικόλαος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 2016.

(Υπογραφή)

.....
Χατζηαργυρίου Νικόλαος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

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

(Υπογραφή)

.....
Γεωργιλάκης Πάυλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2016

.....
Σιάνου Αντωνία

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2016

Copyright © Σιάνου Αντωνία, 2016

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα καθηγητή κ. Νικόλαο Χατζηαργυρίου για τη δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα.

Ευχαριστώ επίσης το μεταπτυχιακό ερευνητή Φοίβο Παλαιογιάννη για τον πολύτιμο χρόνο που διέθεσε για την περάτωση της διπλωματικής μου εργασίας καθώς και για τις πολύτιμες υποδείξεις και συμβουλές του. Ο χρόνος και οι γνώσεις που μου προσέφερε αποτέλεσαν καθοριστικά στοιχεία για την περάτωση αυτής της εργασίας.

Αισθάνομαι ακόμα την ανάγκη να ευχαριστήσω την μητέρα μου και τον αδερφό μου, Αποστόλη, που με στήριξαν και με στηρίζουν όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ σε όλους τους φίλους μου, που μου στάθηκαν στα όμορφα φοιτητικά χρόνια που περάσαμε.

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και μελέτη του ελέγχου ενός dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος σε μικρά αυτόνομα ηλεκτρικά συστήματα με συσσωρευτές. Σε πρώτο στάδιο, σχεδιάζεται αναλυτικά ο έλεγχος του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος λαμβάνοντας υπόψη τις δύο καταστάσεις λειτουργίας του, υποβιβασμού και ανύψωσης τάσης. Σχεδιάζονται δύο διαφορετικοί ελεγκτές για την κάθε κατάσταση λειτουργίας του. Στην συνέχεια, παρουσιάζεται μια αρχή λειτουργίας για τον έλεγχο και τη λειτουργία του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος όταν εντάσσεται σε ένα απλό αυτόνομο μικροδίκτυο, με σκοπό να διατηρήσει σταθερή την τάση του dc ζυγού και παράλληλα να ρυθμίσει την ροή ισχύος μεταξύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, της μπαταρίας και του φορτίου. Αναπτύσσονται οι επιμέρους έλεγχοι που απαιτούνται για την λειτουργία του αυτόνομου μικροδικτύου, δηλαδή ο έλεγχος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μέσω του αλγόριθμου MPPT για μέγιστη απόδοση ισχύος καθώς και ο έλεγχος του VSC για ρύθμιση της τάσης και της συχνότητας του ac φορτίου. Ακόμη, σχεδιάζεται το μοντέλο της μπαταρίας που περιλαμβάνεται στο παρόν μικροδίκτυο. Τέλος, παρουσιάζεται ο ρόλος του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, όπου έχουμε ανατροφοδότηση ενέργειας κατά την φάση πέδησής τους. Παρουσιάζεται μια διαφοροποιημένη, σε σχέση με την πρώτη, αρχή λειτουργίας για τον έλεγχο του dc/dc μετατροπέα προκειμένου να επιτευχθεί καλύτερη αξιοποίηση της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας. Ο έλεγχος του ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας στην συγκεκριμένη εφαρμογή καθίσταται απαραίτητος για την αποδοτική φόρτιση της μπαταρίας. Το περιβάλλον Matlab και Matlab/Simulink χρησιμοποιήθηκε προκειμένου να γίνουν οι απαραίτητες μοντελοποιήσεις και προσομοιώσεις της παρούσας εργασίας.

Λέξεις Κλειδιά

Dc/dc μετατροπέας αμφίδρομης ροής ισχύος, μπαταρία ιόντος-λιθίου, έλεγχος dc/dc μετατροπέων, αυτόνομο μικροδίκτυο, έλεγχος φωτοβολταϊκής συστοιχίας, αλγόριθμος MPPT, έλεγχος VSC.

Abstract

The objective of this thesis is the design and analysis of the control of a dc/dc bidirectional converter for small autonomous electrical systems with batteries. In the first stage, the control of the dc/dc bidirectional converter is analytically designed, taking into consideration its two operating states, step-down and step-up. A separate controller is designed for each state. Next, an operating principle is presented for the control and operation of the dc/dc bidirectional converter, when integrated in a small autonomous microgrid, in order to maintain the voltage of the dc bus constant and regulate the power flow between the photovoltaic array, the battery and the load. Additional controls required to operate the autonomous microgrid are developed, such as the control of the photovoltaic array using the MPPT algorithm for maximum power output and the control of the VSC for voltage and frequency regulation of the ac load. Additionally, the model of the battery included in the microgrid is designed. Finally, the role of dc/dc bidirectional converters in electrical vehicle applications is presented, where we have regenerative braking. A modified operating principle for the control of the dc/dc converter is suggested in order to achieve better utilization of the regenerative energy. The control of the battery charging current in this application is essential for charging efficiency. The modelling requirements of this paper were performed in Matlab and Matlab/Simulink.

Key Words

Dc/dc bidirectional converter, Li-ion Battery, Control of dc/dc converters, Autonomous microgrid, Photovoltaic Control, MPPT algorithm , Voltage Source Converter Control.

Πίνακας περιεχομένων

Κεφάλαιο 1	11
Εισαγωγή	11
1.1. Κίνητρο της εργασίας	11
1.2. Αντικείμενο μελέτης της εργασίας.....	13
1.3. Διάρθρωση της εργασίας	14
Κεφάλαιο 2	17
Θεωρητικό Υπόβαθρο	17
2.1. Γενικά περί Dc/Dc Converter	17
2.1.1. Εισαγωγή στους Dc/Dc converter.....	17
2.1.2. Μετατροπέας Υποβιβασμού – Buck Converter	20
2.1.3. Μετατροπέας Ανύψωσης – Boost Converter	24
2.1.4. Μετατροπείς αμφίδρομης ροής ισχύος - Bidirectional Dc/Dc Converter	27
2.2. Αρχές σχεδίασης ελέγχου DC/DC μετατροπέων	33
2.2.1. Σχεδιασμός ελέγχου με τη μέθοδο Loop Shaping	33
2.2.2. State-space-averaging.....	41
2.2.3. Voltage Mode Control (VMC) και Current Mode Control (CMC).....	42
2.3. Έλεγχος μετατροπέα πηγής τάσης – Voltage Source Converter(VSC)	43
2.3.1. Έλεγχος ρεύματος μετατροπέα πηγής τάσης σε διασυνδεδεμένη λειτουργία – Grid-Imposed Frequency VSC	44
2.3.2. Μετατροπέας πηγής τάσης σε αυτόνομη λειτουργία – Frequency-Controlled VSC system	50
2.4. Έλεγχος φωτοβολταϊκής συστοιχίας με MPPT	55
2.5. Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας και μπαταρία Li-ion	60
2.5.1. Εισαγωγή στα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας	60
2.5.2. Μπαταρία Li-ion.....	61
Κεφάλαιο 3	65
Σχεδίαση Ελέγχου και Μοντελοποίηση Μετατροπέα Αμφίδρομης Ροής Ισχύος	65
3.1. Προδιαγραφές και διαστασιολόγηση μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος.....	65
3.2. Εξαγωγή ελέγχων dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος	70
3.2.1. Συναρτήσεις μεταφοράς μετατροπέα υποβιβασμού.....	70
3.2.2. Σχεδίαση Buck Controller	77
3.2.3. Συναρτήσεις μεταφοράς Boost Converter	83

3.2.4. Σχεδίαση Boost Controller	85
3.3. Αρχή λειτουργίας ελέγχου.....	90
3.4. Μοντελοποίηση dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος και αποτελέσματα προσομοίωσης.....	92
Κεφάλαιο 4	101
Λειτουργία Dc/Dc Αμφίδρομου Μετατροπέα σε Αυτόνομο Μικροδίκτυο	101
4.1. Παρουσίαση αυτόνομου μικροδικτύου και συμβολή dc/dc bidirectional μετατροπέα στην λειτουργία του	101
4.2. Μοντελοποίηση ελέγχου του Frequency-Controlled VSC.....	106
4.3. Μοντελοποίηση ελέγχου Φωτοβολταϊκής Συστοιχίας	109
4.4. Μοντέλο προσομοίωσης της μπαταρίας Li-ion.....	112
4.5. Μοντελοποίηση αυτόνομου μικροδικτύου και αποτελέσματα προσομοιώσεων .	117
Κεφάλαιο 5	123
Dc/dc Αμφίδρομος Μετατροπέας σε Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων.....	123
5.1. Ρόλος αμφίδρομου μετατροπέα σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων	123
5.2. Αρχή λειτουργίας ελέγχου dc/dc bidirectional converter για έλεγχο ρεύματος κατά την buck λειτουργία	128
5.3. Μοντελοποίηση dc/dc Bidirectional converter για έλεγχο ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας.....	130
5.4. Μοντελοποίηση Multiphase dc/dc Bidirectional Converter	136
Κεφάλαιο 6	141
Γενικά Συμπεράσματα και Παρατηρήσεις	141
Παράρτημα	144
Βιβλιογραφία.....	145

Κεφάλαιο

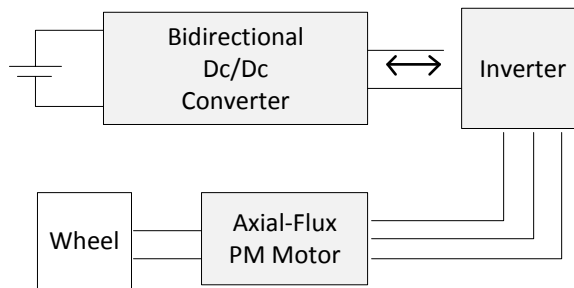
1

Εισαγωγή

1.1. Κίνητρο της εργασίας

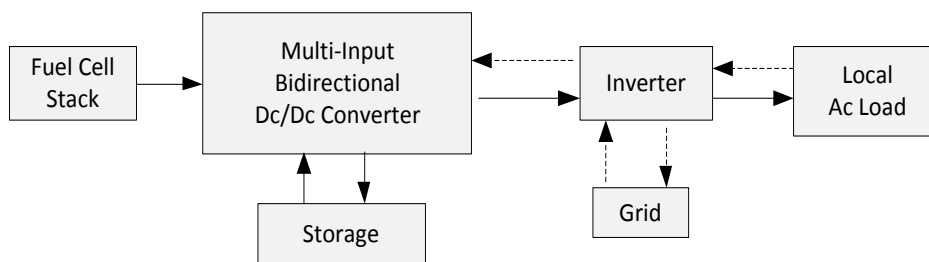
Οι μετατροπείς dc/dc διπλής ροής ισχύος-bidirectional dc/dc converters- σε συνδυασμό με τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας έχουν γίνει τα τελευταία χρόνια μια πολλά υποσχόμενη επιλογή για διάφορα συστήματα ισχύος, όπως υβριδικά οχήματα, οχήματα με κυψέλες καυσίμου, συστήματα ανανεώσιμων πηγών ενέργειας κτλ. Η ικανότητα τους να αντιστρέφουν την φορά ροής του ρεύματος και κατά αυτόν τον τρόπο την φορά της ισχύος, τους δίνει την δυνατότητα να επιτυγχάνουν μεταφορά ισχύος μεταξύ δύο dc πηγών και προς τις δύο κατευθύνσεις.

Σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων, μια μονάδα αποθήκευσης ενέργειας, όπως μπαταρία, απορροφάει την ενέργεια που ανατροφοδοτείται κατά την διάρκεια πέδησης της μηχανής. Η χρήση ενός bidirectional dc/dc μετατροπέα καθίσταται αναγκαία προκειμένου να ελκύσει ενέργεια από την μονάδα αποθήκευσης τη στιγμή που την χρειάζεται το όχημα ,όπως κατά την εκκίνηση, την επιτάχυνση ή την ανάβαση υψώματος.



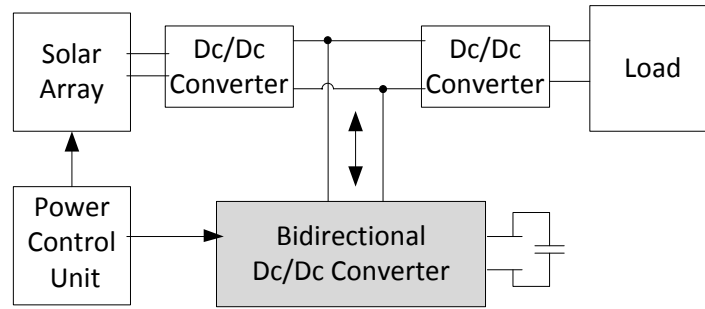
Εικόνα 1.1.1 Bidirectional dc-dc converter σε ανατροφοδοτούμενο σύστημα ενέργειας.

Σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, ο bidirectional dc/dc μετατροπέας πολλαπλών εισόδων μπορεί να χρησιμοποιηθεί προκειμένου να συνδυάσει διαφορετικούς τύπους πηγών ενέργειας. Στην εικόνα 1.1.2 φαίνεται ένα σύστημα από κυψέλες καυσίμου. Ο αμφίδρομος μετατροπέας πολλαπλών εισόδων είναι ο πυρήνας που διασυνδέει τις πηγές ισχύος και τις μονάδες αποθήκευσης αλλά και διαχειρίζεται την ροή ισχύος. Αυτού του είδους ο μετατροπέας μπορεί να προσφέρει γαλβανική απομόνωση μεταξύ του φορτίου και της συστοιχίας των κυψελών καυσίμου, δυνατότητα ροής ισχύος και προς τις δύο κατευθύνσεις, ικανότητα να συνδυάζει διάφορα επίπεδα τάσης και γρήγορη απόκριση στις παροδικές μεταβολές ζήτησης του φορτίου.



Εικόνα 1.1.2 Ένα σύστημα από κυψέλες καυσίμου.

Τα τελευταία χρόνια, πηγές ενέργειας όπως φωτοβολταϊκά και ανεμογεννήτριες έχουν αξιοποιηθεί προκειμένου να αναπτυχθούν συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές. Ο αμφίδρομος dc-dc μετατροπέας χρησιμοποιείται συχνά για να μεταφέρει την ηλιακή ενέργεια στην μονάδα αποθήκευσης κατά τις περιόδους ηλιοφάνειας καθώς και για μεταφέρει ενέργεια στο φορτίο όταν η τάση του dc ζυγού είναι χαμηλή. Ένα σύστημα παραγωγής ισχύος από φωτοβολταϊκά μαζί με τον αμφίδρομο μετατροπέα παρουσιάζεται στην εικόνα 1.1.3. Ο μετατροπέας ρυθμίζεται από την μονάδα έλεγχου ισχύος με σκοπό να διατηρήσει σταθερή την τάση του dc ζυγού αλλά και να εκμεταλλευτεί πλήρως τόσο την συστοιχία των φωτοβολταϊκών όσο και την μονάδα αποθήκευσης.



Εικόνα 1.1.3 Obidirectional dc/dc μετατροπέας σε σύστημα παραγωγής ισχύος φωτοβολταϊκών.

1.2. Αντικείμενο μελέτης της εργασίας

Στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η υλοποίηση του ελέγχου και η μελέτη ενός dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος αλλά και η δυνατότητα αξιοποίησης του μέσω της εφαρμογής του σε αυτόνομα ηλεκτρικά συστήματα.

Προς αυτό το σκοπό, γίνεται αρχικά μια αναλυτική περιγραφή του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος προκειμένου να κατανοηθεί καλύτερα η λειτουργία του και να διερευνηθούν τα επιμέρους χαρακτηριστικά του. Περιγράφονται ξεχωριστά οι δύο βασικές τοπολογίες του μετατροπέα υποβιβασμού και του μετατροπέα ανύψωσης τάσης, οι οποίες ουσιαστικά με κατάλληλο συνδυασμό συνθέτουν τον dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος. Μελετάται επιπλέον και η τοπολογία του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος πολλαπλών φάσεων-multiphase dc/dc bidirectional converter. Αναλύεται η λειτουργία του και αναφέρονται τα συγκριτικά πλεονεκτήματά του.

Πρόκληση για την παρούσα διπλωματική εργασία ήταν ο σχεδιασμός του ελέγχου του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος. Έτσι, δόθηκε έμφαση στην αναλυτική σχεδίαση του ελέγχου του, μέσω της εξαγωγής δύο ξεχωριστών ελεγκτών για την κάθε κατάσταση λειτουργίας του. Η σχεδίαση του έλεγχου για κάθε λειτουργία έγινε εξάγοντας τις συναρτήσεις μεταφοράς του συστήματος και η υλοποίηση των ελεγκτών με κριτήριο την δημιουργία ενός ευσταθούς συστήματος κλειστού βρόχου. Η μοντελοποίηση των μετατροπέων ανύψωσης και υποβιβασμού μέσω του προγράμματος προσομοίωσης Simulink του Matlab πραγματοποιήθηκε προκειμένου να διερευνηθεί η συμπεριφορά τους και να ελεγχθεί η απόκρισή τους. Αναφέρεται επίσης πως με κατάλληλη τροποποίηση ο έλεγχος αυτός που σχεδιάστηκε για τον απλό dc/dc bidirectional μετατροπέα μπορεί να εφαρμοστεί και στον αντίστοιχο multiphase.

Ιδιαίτερη βαρύτητα δόθηκε επίσης τόσο στον σχεδιασμό όσο και στην αρχή λειτουργίας ελέγχου του μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος όταν αυτός εντάσσεται σε ένα απλό αυτόνομο μικροδίκτυο, αποτελούμενο από μια μονάδα αποθήκευσης(μπαταρία), μια φωτοβολταϊκή συστοιχία, έναν μετατροπέα πηγής τάσης και δύο φορτία (dc και ac). Η αρχή λειτουργίας του αμφίδρομου μετατροπέα που αναπτύσσεται στην παρούσα εργασία έχει σκοπό να διατηρήσει σταθερή την τάση του dc ζυγού και παράλληλα να ρυθμίσει την ροή ισχύος μεταξύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, της μπαταρίας και του φορτίου. Η μοντελοποίηση του αυτόνομου μικροδικτύου που πραγματοποιείται γίνεται με σκοπό να διερευνηθεί το κατά πόσο ανταποκρίνεται η λειτουργία του στην προτεινόμενη αυτή μέθοδο ελέγχου του αμφίδρομου μετατροπέα. Αναφέρονται οι προκλήσεις σε θέματα που αφορούν την

σχεδίαση και τον έλεγχο και εντοπίζονται οι παράγοντες που παίζουν ρόλο στην ορθή λειτουργία του.

Για την μοντελοποίηση ωστόσο του αυτόνομου μικροδικτύου απαραίτητη ήταν και η υλοποίηση μιας σειράς άλλων ελέγχων όπως ο έλεγχος του μετατροπέα πηγής τάσης (VSC), ο έλεγχος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, ο έλεγχος του dc/dc μετατροπέα του dc φορτίου καθώς επίσης και η ανάπτυξη του μοντέλου της μπαταρίας. Ο σχεδιασμός της μπαταρίας ιόντος λιθίου ως μονάδα αποθήκευσης της ενέργειας στα πλαίσια των αυτόνομων ηλεκτρικών συστημάτων αποτελεί έτσι σημαντικό μέρος της παρούσας εργασίας. Αναφέρονται οι λόγοι που επιλέχθηκε το συγκεκριμένο είδος μπαταρίας, η αρχή λειτουργίας της αλλά αναπτύσσεται και το μοντέλο προσομοίωσής της προς έλεγχο της λειτουργίας της. Υλοποιήθηκε ακόμα ο έλεγχος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μέσω του αλγόριθμου MPPT Hill Climbing για μέγιστη απόδοση ισχύος αυτής καθώς επίσης έγινε και μοντελοποίηση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Αναπτύχθηκε, τέλος, ο έλεγχος του μετατροπέα πηγής τάσης (frequency-controlled VSC) αφού αυτός εντασσόμενος σε ένα αυτόνομο μικροδίκτυο είναι επιβεβλημένος με το έργο να ρυθμίσει την τάση και την συχνότητα του ac φορτίου.

Παρουσιάζεται, τέλος, ο ρόλος και η σημασία του μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων όπου υπάρχει ανατροφοδότηση ενέργειας κατά την διάρκεια πέδησης τους. Παρουσιάζεται μια διαφοροποιημένη αρχή λειτουργίας για τον έλεγχο του dc/dc μετατροπέα προκειμένου να επιτευχθεί καλύτερη αξιοποίηση της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας. Ο έλεγχος του ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας στην συγκεκριμένη εφαρμογή καθίσταται απαραίτητος για την αποδοτική φόρτιση της μπαταρίας. Συγκεκριμένα, αν το ρεύμα που προέρχεται από την πέδηση είναι κάτω από μια ορισμένη τιμή, δεν μπορεί να ιονίσει την επιφάνεια του ηλεκτροδίου της μπαταρίας και έτσι δεν μπορεί να την φορτίσει.

1.3. Διάρθρωση της εργασίας

Η δομή της εργασίας έχει ως εξής:

Το πρώτο κεφάλαιο αποτελεί μια εισαγωγή της διπλωματικής εργασίας, η οποία περιγράφει συνοπτικά το λόγο για τον οποίο αυτή περατώθηκε καθώς και το αντικείμενο μελέτης της.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζεται μια ολοκληρωμένη θεωρητική ανάλυση πάνω στην οποία στηρίχτηκε η εκπόνηση της παρούσας εργασίας. Αναλυτικότερα, παρουσιάζονται οι δύο βασικές τοπολογίες του μετατροπέα υποβιβασμού και του μετατροπέα ανύψωσης τάσης αλλά και του μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος και αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας τους. Παρατίθενται οι βασικές αρχές ελέγχου και η διαδικασία εξαγωγής ελέγχου ενός συστήματος με την μέθοδο Loop Shaping. Αναπτύσσεται η μέθοδος ελέγχου του μετατροπέα πηγής τάσης (VSC) τόσο όταν αυτός είναι συνδεδεμένος στο ac δίκτυο όσο και όταν βρίσκεται σε αυτόνομη λειτουργία μέσω του μετασχηματισμού των μεγεθών του στο πεδίο dq. Παρουσιάζεται ακόμα ο έλεγχος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μέσω του αλγόριθμου MPPT Hill Climbing για μέγιστη απόδοση ισχύος αυτής. Τέλος, παρουσιάζεται η μπαταρία ιόντος λιθίου και εξηγείται η λειτουργία της.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρατίθεται η αναλυτική διαδικασία σχεδιασμού και υλοποίησης του ελέγχου του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος. Συμπεριλαμβάνεται δηλαδή η αναλυτική σχεδίαση των ελέγχων για κάθε τοπολογία χωριστά σύμφωνα με τις αρχές εξαγωγής ελέγχου που αναπτύσσονται στο δεύτερο κεφάλαιο και ελέγχεται η συμπεριφορά των δύο ελεγκτών που σχεδιάστηκαν μέσω της ανάπτυξης των μοντέλων προσομοίωσης της κάθε τοπολογίας. Παρουσιάζεται η προτεινόμενη αρχή ελέγχου του μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος και αναπτύσσεται το μοντέλο προσομοίωσης του με σκοπό να ελεγχθεί η απόκρισή του.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος όταν αυτός εντάσσεται σε ένα αυτόνομο μικροδίκτυο. Γίνεται η μοντελοποίηση των ελέγχων των επιμέρους στοιχείων του μικροδικτύου δηλαδή του μετατροπέα πηγής τάσης και της φωτοβολταϊκής συστοιχίας καθώς επίσης αναπτύσσεται και το μοντέλο προσομοίωσης της μπαταρίας ιόντος λιθίου. Τέλος παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο μοντέλο προσομοίωσης του μικροδικτύου και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης αυτού με σκοπό τον έλεγχο της λειτουργίας του.

Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας ελέγχου του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων όπου έχουμε ανατροφοδότηση ενέργειας κατά την διάρκεια πέδησης τους. Η αρχή λειτουργίας ελέγχου που παρουσιάζεται στο παρόν κεφάλαιο αποτελεί ουσιαστικά μια τροποποίηση της αρχής που παρουσιάστηκε στο τρίτο κεφάλαιο με σκοπό την καλύτερη αξιοποίηση της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας των οχημάτων. Γίνεται και εδώ η μοντελοποίηση του μετατροπέα και ελέγχεται η απόκρισή του για την συγκεκριμένη αρχή λειτουργίας. Τέλος, αναπτύσσεται και το μοντέλο του αντίστοιχου multiphase μετατροπέα και συγκρίνεται η λειτουργία του.

Στο έκτο κεφάλαιο παρατίθενται συμπεράσματα και παρατηρήσεις πάνω στην παρούσα εργασία.

Θεωρητικό Υπόβαθρο

Στο παρόν κεφάλαιο παρατίθεται το θεωρητικό υπόβαθρο πάνω στο οποίο στηρίχθηκε η εκπόνηση της παρούσας εργασίας. Αναλυτικότερα, παρουσιάζονται οι δύο βασικές τοπολογίες του μετατροπέα υποβιβασμού και του μετατροπέα ανύψωσης τάσης αλλά και του μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος και αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας τους. Παρατίθενται οι βασικές αρχές ελέγχου και η διαδικασία εξαγωγής ελέγχου ενός συστήματος με την μέθοδο Loop Shaping. Αναπτύσσεται η μέθοδος ελέγχου του μετατροπέα πηγής τάσης (VSC) τόσο όταν αυτός είναι συνδεδεμένος στο ac δίκτυο όσο και όταν βρίσκεται σε αυτόνομη λειτουργία, μέσω του μετασχηματισμού των μεγεθών του στο πεδίο dq. Ακόμα, αναπτύσσεται ο έλεγχος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μέσω του αλγόριθμου MPPT Hill Climbing για μέγιστη απόδοση ισχύος αυτής. Τέλος, παρουσιάζεται η μπαταρία ιόντος λιθίου και εξηγείται η λειτουργίας της.

2.1. Γενικά περί Dc/Dc Converter

2.1.1. Εισαγωγή στους Dc/Dc converter

Ο μετατροπέας Dc/Dc χρησιμοποιείται για την παροχή ελεγχόμενης συνεχής τάσης από μία πηγή ορισμένης τιμής συνεχούς τάσης. Θα μπορούσαμε να πούμε ότι οι Dc/Dc μετατροπείς είναι το ισοδύναμο του «μετασχηματιστή» για το συνεχές ρεύμα. Αξίζει ακόμα να σημειωθεί πως υπάρχουν και άλλοι τρόποι που μπορούμε να επιτύχουμε

μετατροπή Σ.Ρ/Σ.Ρ αλλά με τον Dc/Dc μετατροπέα έχουμε τα εξής βασικά πλεονεκτήματα:

- Μικρότερο όγκο.
- Χαμηλότερο κόστος.
- Υψηλό βαθμό απόδοσης.
- Γρήγορη δυναμική απόκριση.

Εφαρμογές Dc/Dc μετατροπέων

Οι Dc/Dc μετατροπείς βρίσκουν εφαρμογή σήμερα στις παρακάτω εφαρμογές:

- Σε ηλεκτρονικές συσκευές όπως κινητά τηλέφωνα και φορητοί υπολογιστές που τροφοδοτούνται συνήθως από συσσωρευτές. Οπότε για κάθε υποκύκλωμα αυτών των συσκευών υπάρχει ένας Dc/Dc μετατροπέας ο οποίος τροφοδοτεί με την επιθυμητή τάση καθέν από αυτά, σε πολλές περιπτώσεις είναι και μεγαλύτερη από αυτήν που παρέχεται από τους συσσωρευτές των συσκευών.
- Βρίσκουν εφαρμογή σε συστήματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιών και διαστημικών συστημάτων.
- Κυρίως όμως χρησιμοποιούνται σε συστήματα ελέγχου ταχύτητας ηλεκτρικών κινητήρων συνεχούς ρεύματος που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικούς σιδηρόδρομους, ηλεκτρικά αυτοκίνητα και σε βιομηχανικές εφαρμογές που χρησιμοποιούν ηλεκτρικούς κινητήρες συνεχούς ρεύματος.
- Σε συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και στην διόρθωση του συντελεστή ισχύος ανορθωτικών διατάξεων με διόδους κτλ

Έλεγχος των Dc/Dc μετατροπέων

Στους Dc/Dc μετατροπείς η μέση τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο μπορούν να αυξομειώνονται. Οι μετατροπείς Dc/Dc διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούν έναν ή περισσότερους διακόπτες για το μετασχηματισμό της dc τάσης από ένα επίπεδο σε ένα άλλο. Σε έναν Dc/Dc μετατροπέα με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τάση εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης των διακοπών.

Μια από τις μεθόδους ελέγχου της μέσης τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή συχνότητα μετάβασης (και συνεπώς σταθερή περίοδο μετάβασης $T_s = t_{on} + t_{off}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Σ' αυτήν την μέθοδο που ονομάζεται μετάβαση με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse-Width-Modulation, PWM), μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής duty ratio-D που στην περίπτωση πχ ενός buck converter ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία είναι ανοιχτός ο διακόπτης προς την περίοδο μετάβασης.

Η άλλη μέθοδος ελέγχου είναι γενικότερη. Σύμφωνα με αυτήν μεταβάλλεται, τόσο η συχνότητα μετάβασης, όσο και η διάρκεια κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Οι μεταβολές της συχνότητας μετάβασης καθιστούν δύσκολο το φιλτράρισμα της κυμάτωσης των κυματομορφών της εισόδου και της εξόδου.

Συνοψίζοντας, η μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης επιτυγχάνεται με δύο τρόπους:

1. Με σταθερή συχνότητα (δηλαδή $f=1/T$ σταθερό) και μεταβάλλοντας τον χρόνο αγωγής t_{on} (PWM).

2. Έχοντας το t_{on} ή t_{off} σταθερό και μεταβάλλοντας την περίοδο T του παλμού (frequency modulation). Η δεύτερη μέθοδος παρουσιάζει τα εξής μειονεκτήματα:

- Για τη μεταβολή της τάσης, η συχνότητα πρέπει να μεταβάλλεται σε αρκετά μεγάλη κλίμακα, γεγονός που δυσκολεύει τη σχεδίαση των απαιτούμενων φίλτρων. Επίσης στις υψηλές συχνότητες, παρουσιάζεται έντονη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση.
- Τα μεγάλα διαστήματα μη αγωγής (t_{off}) σε χαμηλές τάσεις δημιουργούν στις περιπτώσεις τροφοδοσίας κινητήρων την ασυνέχεια του ρεύματος τυμπάνου, πράγμα το οποίο είναι ανεπιθύμητο.

Λόγω του χαμηλού κόστους, της υψηλής απόδοσης και της ταχείας δυναμικής απόκρισης, οι μετατροπείς Dc/Dc χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε εφαρμογές ηλεκτρικής έλξης και κίνησης.

Χαρακτηριστικά μεγέθη μετατροπέων

Ο διακοπτικός μετατροπέας υποβιβασμού της τάσης χρησιμοποιείται στις διατάξεις τροφοδοσίας. Σε μια διάταξη τροφοδοσίας πέντε είναι τα χαρακτηριστικά μεγέθη που καθορίζουν την ποιότητα λειτουργίας:

- Ο βαθμός απόδοσης (efficiency).
- Η κυμάτωση της τάσης εξόδου (ripple).
- Η ρύθμιση εισόδου (line regulation).
- Η ρύθμιση φορτίου (load regulation).
- Η δυναμική απόκριση (dynamic response).

Ο βαθμός απόδοσης εκφράζει την ικανότητα μετατροπής ισχύος της διάταξης. Όσο μεγαλύτερος είναι ο βαθμός απόδοσης, τόσο λιγότερες είναι οι απώλειες ισχύος στο μετατροπέα. Η ρύθμιση φορτίου αναφέρεται στη μεταβολή της τάσης εξόδου, εξαιτίας της μεταβολής του ρεύματος στο φορτίο, σε κάποια τάση εισόδου. Τα δύο παραπάνω αυτά μεγέθη μαζί με την κυμάτωση της τάσης εξόδου χαρακτηρίζουν την στατική λειτουργία των μετατροπέων. Η δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα ορίζεται από τη διαταραχή στην τάση εξόδου, την οποία προκαλούν βηματικές μεταβολές της τάσης εισόδου ή του ρεύματος φορτίου. Στη δυναμική απόκριση του μετατροπέα καθοριστικός παράγοντας είναι η συχνότητα μετάβασης.

CCM-DCM καταστάσεις λειτουργίας

Ο μετατροπέας μπορούν να λειτουργήσουν είτε σε κατάσταση συνεχούς αγωγής (continuous conduction mode-CCM) είτε σε κατάσταση μη συνεχούς αγωγής (discontinuous conduction mode -DCM). Στην CCM κατάσταση το ρεύμα του πηνίου ρέει καθ' όλη την διάρκεια του κύκλου ενώ στην DCM το ρεύμα του πηνίου ρέει για ένα μόνο μέρος του κύκλου. Συγκεκριμένα, στην DCM λειτουργία το ρεύμα πέφτει στο μηδέν, παραμένει εκεί για ένα χρονικό διάστημα και έπειτα αρχίζει και πάλι να αυξάνεται. Η λειτουργία στο όριο μεταξύ DCM και CCM κατάστασης λέγεται κρίσιμη (critical mode) ή πιο συχνά boundary conduction mode – BCM.

Στις παρακάτω ενότητες του κεφαλαίου θα αναλυθούν μόνο οι θεμελιώδεις διατάξεις μετατροπέων buck και boost καθώς και ο bidirectional.

2.1.2. Μετατροπέας Υποβιβασμού – Buck Converter

Ένας dc-dc μετατροπέας υποβιβασμού ελεγχόμενος με την μέθοδο PWM παρουσιάζεται παρακάτω. Αποτελείται από τέσσερα στοιχεία: έναν διακόπτη ισχύος που χρησιμοποιείται σαν ένας ελεγχόμενος διακόπτης $Q1$, μια δίοδο $D1$, ένα πηνίο L_o και έναν πυκνωτή C_o . Οι δύο εν σειρά αντιστάσεις αντιπροσωπεύουν ουσιαστικά ένα dc φορτίο. Το αριστερό κομμάτι του κυκλώματος αυτού, δηλαδή το διακοπτικό στοιχείο $Q1$ και η δίοδος $D1$, πρακτικά 'ψαλιδίζουν-chorp' την dc είσοδο V_{dc} και γι αυτό τον λόγο ο converter αυτός λέγεται αλλιώς συχνά και chopper αφού ουσιαστικά παράγει μια τάση μικρότερη της εισόδου του στα άκρα του. Ο διακόπτης $Q1$ ελέγχεται από έναν ρυθμιστή εύρους παλμών (Pulse Width Modulator) και μεταβαίνει είτε σε κατάσταση αγωγής-on είτε σε κατάσταση αποκοπής-off με μία διακοπτική συχνότητα $f_s = 1/T$ και duty cycle D το οποίο ορίζεται ως εξής:

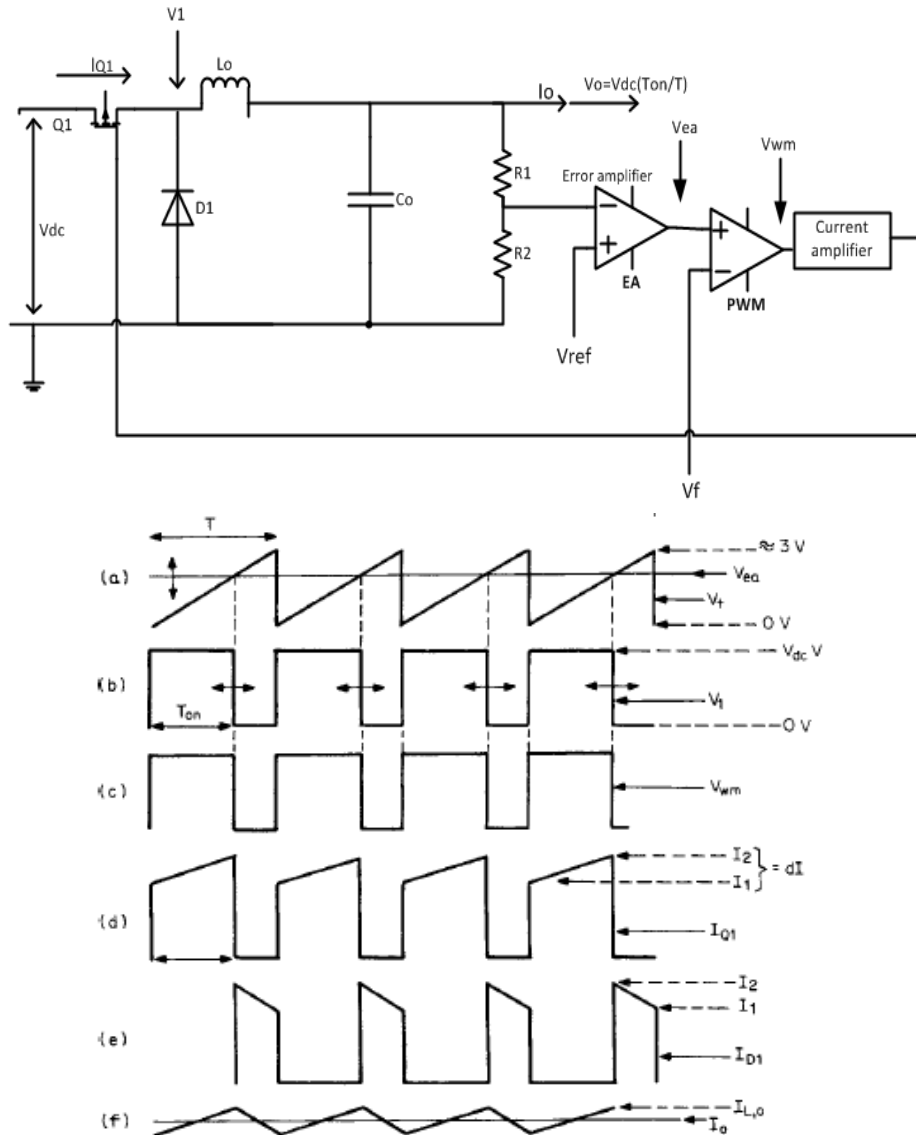
$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = f_s * t_{on} \quad (2.1)$$

όπου t_{on} είναι ο χρόνος αγωγής του διακόπτη και t_{off} είναι ο χρόνος που βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Έτσι, αφού ο $Q1$ βρίσκεται σε σειρά με την dc τάση εισόδου παράγει μια τετραγωνική κυματομορφή τάσης στο σημείο V_1 . Καθώς μεταβάλλουμε το duty cycle της τάσης οδήγησης του διακόπτη $Q1$ καθίσταται δυνατή η ρύθμιση της dc τάσης εξόδου εναντία σε μεταβολές της τάσης εισόδου και της αντίστασης φορτίου (δηλαδή του ρεύματος φορτίου I_o). Εάν τώρα θεωρήσουμε την πτώση τάσης της δίοδου και του διακόπτη μηδενικές, τότε η κυματομορφή της τάσης στο σημείο V_1 που παρουσιάζεται στο σχήμα b) θα είναι τετραγωνική με μέγιστο πλάτος V_{cd} διάρκειας T_{on} και ελάχιστο 0V και διάρκειας T_{off} . Η μέση τιμή της κυματομορφής αυτής θα είναι τότε $V_{dc} * T_{on}/T$. Το βαθυπερατό φίλτρο $L_o C_o$ σε σειρά ανάμεσα στην τάση V_1 και την τάση V εξάγει την dc συνιστώσα και παράγει μια καθαρή, σχεδόν μηδενικής κυμάτωσης, DC τάση στην έξοδο πλάτους $V_{dc} * T_{on}/T$.

Προκειμένου να επιτευχθεί έλεγχος της τάσης, η V_o μετράται μέσω του ωμικού καταμεριστή τάσης αποτελούμενο από τις $R1, R2$ και συγκρίνεται στον ενισχυτή σφάλματος (error amplifier-EA) με την τάση αναφοράς V_{ref} . Το ενισχυμένο σφάλμα της dc τάσης V_{ea} τροφοδοτείται στον ρυθμιστή εύρους παλμών (PWM). Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, ο ρυθμιστής μας είναι ουσιαστικά ένας συγκριτής της τάσης V_{ea} με μιας τριγωνικής μορφής κυματομορφή. Η τριγωνική κυματομορφή έχει περίοδο T και πλάτος της τάξης των 3V. Ο υψηλού κέρδους PWM ρυθμιστής παράγει μια τετραγωνική κυματομορφή V_{wm} (σχήμα c) η οποία διαμορφώνεται ως εξής: ανυψώνεται σε τάση V_{dc} στο ξεκίνημα της τριγωνικής κυματομορφής και πηγαίνει στα 0V στο σημείο που η τριγωνική κυματομορφή τέμνει την dc τάση V_{ea} της εξόδου του ενισχυτή σφάλματος. Κατά αυτό τον τρόπο η έξοδος του PWM ρυθμιστή, δηλαδή το εύρος των παλμών-Τον, ελέγχεται από την τάση εξόδου του ενισχυτή σφάλματος.

Οι παραγόμενοι από τον PWM ρυθμιστή παλμοί, οδηγούνται σε ένα κύκλωμα οδήγησης και χρησιμοποιούνται για να ελέγξουν τον «on» χρόνο αγωγής του διακόπτη $Q1$ μέσα στον αρνητικό βρόχο ανάδρασης. Η διαμόρφωσή του είναι τέτοια ώστε εάν η τάση V_{dc} ανυψωθεί ελάχιστα, το επίπεδο της dc τάσης του ενισχυτή σφάλματος V_{ea} θα πλησιάσει προς το κάτω μέρος της τριγωνικής κυματομορφής με αποτέλεσμα αυτές οι

δύο να τέμνονται νωρίτερα και έτσι τελικά να μειώνεται ο «On» χρόνος αγωγής του διακόπτη $Q1$. Καταφέρνουμε λοιπόν έτσι να διατηρούμε σταθερή την τάση εξόδου ενάντια σε μεταβολές της τάσης εισόδου. Γενικότερα, για κάθε αλλαγή που συμβαίνει στο κύκλωμα, ο χρόνος αγωγής «On» του διακόπτη διαμορφώνεται έτσι ώστε η τάση του καταμεριστή $V_o * R2 / (R1 + R2)$ να «παρακολουθεί» στενά την τάση αναφοράς V_{ref} .



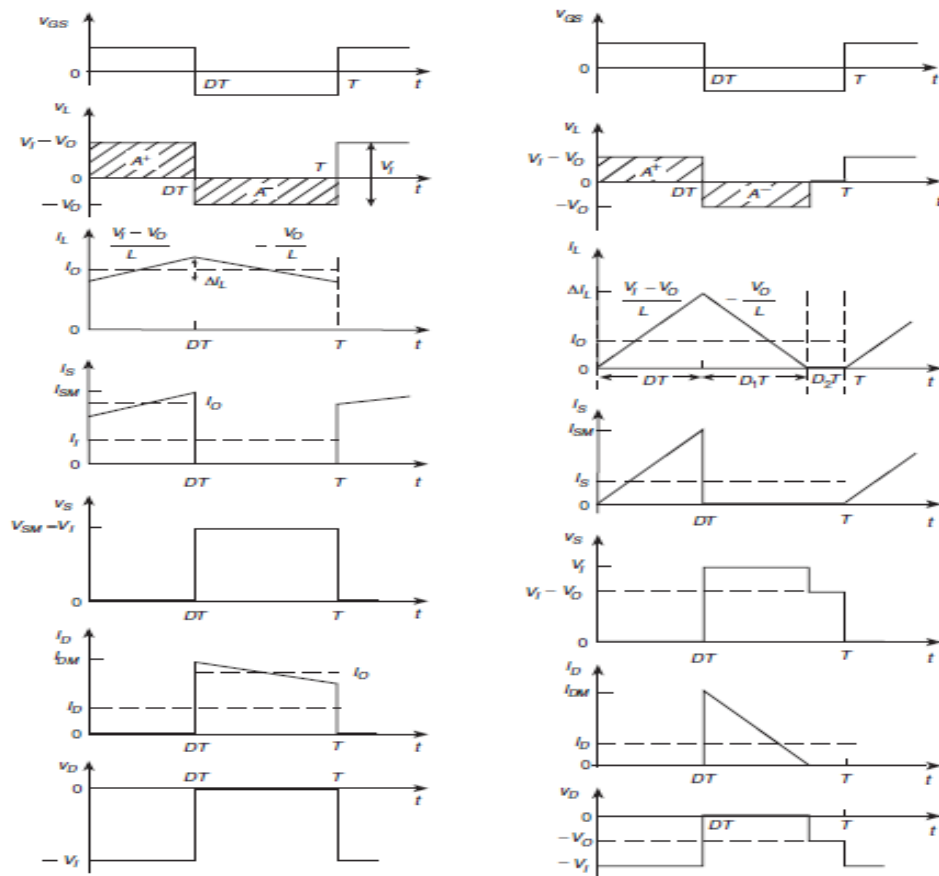
Εικόνα 2.1.1 Buck converter και κρίσιμες κυματομορφές.

CCM- Continuous Conduction Mode και DCM-Discontinuous Conduction Mode

Η αρχή λειτουργίας του converter εξηγείται από τις ιδανικές κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης που φαίνονται στην εικόνα 2.1.2.2. Την χρονική στιγμή $t = 0$ ο διακόπτης τίθεται σε κατάσταση αγωγής. Έτσι η τάση στα άκρα της διόδου είναι $V_D = -V_1$ και είναι πολωμένη ανάστροφα. Η τάση κατά μήκος του πηνίου L είναι $V_L = V_1 - V_o$ με αποτέλεσμα το ρεύμα του να αυξάνεται γραμμικά με κλίση $(V_1 - V_o)/L$. Το ρεύμα του πηνίου ρέει μέσω του διακόπτη και έτσι είναι $i_s = i_L$. Κατά το χρονικό αυτό διάστημα ενέργεια μεταφέρεται από την dc πηγή τάσης εισόδου V_1 στο πηνίο, την

χωρητικότητα και το φορτίο. Την χρονική στιγμή $t = DT$, ο διακόπτης ανοίγει από τον οδηγό. Το πηνίο έχει μη μηδενικό ρεύμα την στιγμή που ο διακόπτης ανοίγει (καθώς βρισκόμαστε σε CCM κατάσταση). Καθώς όμως η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου είναι μια συνεχής συνάρτηση του χρόνου, το ρεύμα του πηνίου συνεχίζει να ρέει προς την ίδια κατεύθυνση και μετά το άνοιγμα του διακόπτη. Έτσι το πηνίο L συμπεριφέρεται σαν μια πηγή ρεύματος, η οποία εξαναγκάζει την δίοδο να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής. Η τάση τώρα του διακόπτη είναι V_1 και η τάση κατά μήκος του πηνίου $-V_o$. Το ρεύμα του πηνίου μειώνεται γραμμικά με κλίση $-V_o/L$. Κατά την χρονική αυτή διάρκεια λοιπόν η πηγή τάσης V_1 αποσυνδέεται από το κύκλωμα και δεν συνεισφέρει ενέργεια στο φορτίο και στο LC κύκλωμα. Το πηνίο και ο πυκνωτής σχηματίζουν έναν «ταμιευτήρα ενέργειας» ο οποίος διατηρεί την τάση του φορτίου και το ρεύμα του όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός. Την χρονική στιγμή $t = T$ ο διακόπτης κλείνει και πάλι και το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να αυξάνει καθώς και η ενέργειά του. Ο διακόπτης S και η δίοδος D_1 μετατρέπουν την dc τάση εισόδου V_1 σε μία τετραγωνικής μορφής τάση στην είσοδο του κυκλώματος $L - C - R_L$. Το κύκλωμα $L - C - R_L$ όμως συμπεριφέρεται σαν ένα δευτέρας τάξεως βαθυπερατό φίλτρο, μετατρέποντας την τετραγωνικής μορφής τάση σε μια σχεδόν μηδενικής κυμάτωσης τάση εξόδου. Ακόμα, καθώς η μέση τιμή της τάσης κατά μήκος του πηνίου είναι μηδενική στην μόνιμη κατάσταση, η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_o είναι ίση με την μέση τιμή της τάσης της τετραγωνικής κυματομορφής. Το εύρος της τετραγωνικής κυματομορφής είναι ίσο με τον on χρόνο του διακόπτη S και ελέγχεται μεταβάλλοντας το duty cycle της τάσης οδήγησης του Mosfet. Η μέση τιμή της τάσης εξόδου τότε είναι $V_o = D * V_1$ εξαρτάται μόνο από το duty cycle D και είναι σχεδόν ανεξάρτητη από το φορτίο για την CCM κατάσταση λειτουργίας. Θεωρητικά το duty cycle μπορεί να πάρει τιμές μεταξύ 0% και 100%. Αυτό σημαίνει ότι η τάση εξόδου μπορεί να πάρει τιμές μεταξύ 0 και V_1 . Πρακτικά η τάση εισόδου μπορεί να κυμαίνεται μεταξύ ενός εύρους τιμών αλλά τελικά η τάση εξόδου παραμένει σταθερή : αν αυξηθεί η τάση εισόδου V_1 το duty cycle θα μειωθεί προκειμένου το γινόμενο $D * V_1$ να παραμείνει σταθερό. Αν μειωθεί η τάση εισόδου V_1 το duty cycle θα αυξηθεί προκειμένου η μέση τιμή του σήματος PWM να παραμείνει σταθερή. Το ρεύμα του πηνίου αποτελείται από δύο συνιστώσες μια ac συνιστώσα η οποία είναι ανεξάρτητη από το ρεύμα φορτίου στην CCM κατάσταση και από μία dc συνιστώσα η οποία είναι ίση με το ρεύμα του φορτίου I_o .

Ας θεωρήσουμε τώρα λειτουργία στην DCM κατάσταση. Στην κατάσταση αυτή έχουμε μια επιπλέον φάση στην λειτουργία του κυκλώματος όπου δεν άγει κανένα στοιχείο, ούτε ο διακόπτης ούτε η δίοδος. Όπως φαίνεται από την εικόνα 2.1.2.2 b) την χρονική στιγμή $t = (D + D_1) * T$, το ρεύμα της δίοδος φτάνει το μηδέν και η δίοδος σταματάει να άγει αφού πολώνεται ανάστροφα. Αφού η δίοδος δεν μπορεί να άγει τα αρνητικά ρεύματα, το ρεύμα του πηνίου παραμένει στο μηδέν μέχρι ο διακόπτης να ξανακλείσει την χρονική στιγμή $t = T$. Έτσι υπάρχει ένα χρονικό διάστημα D_2T όπου το ρεύμα του πηνίου παραμένει στο μηδέν. Η τάση του πυκνωτή κατά τη φάση αυτή είναι μηδενική αφού το ρεύμα του πηνίου είναι σταθερό και ίσο με το μηδέν. Την χρονική στιγμή $t = T$ ο διακόπτης κλείνει και το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να αυξάνεται και πάλι.



Εικόνα 2.1.2 Κρίσιμες κυματομορφές του Buck Converter **a)** CCM **b)** DCM

Είδαμε παραπάνω πως προκύπτει η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου στην CCM κατάσταση. Παρατηρούμε ότι το πλάτος του ρεύματος στο κέντρο της «ράμπας» είναι η μέση τιμή που ισούται με το dc ρεύμα εξόδου I_o . Καθώς το dc ρεύμα του φορτίου μειώνεται, η κλίση της «ράμπας» παραμένει σταθερή (αφού η τάση στο πηνίο παραμένει σταθερή) αλλά μειώνοντας το μέσο ρεύμα του φορτίου η κυματομορφή του ρεύματος μετακινείται προς τα κάτω πλησιάζοντας το μηδέν. Σε ρεύμα φορτίου μισό της peak-to-peak τιμής της ράμπας, δηλαδή $I_{cr} = I_o = (I_2 - I_1) / 2dI$, το κατώτατο σημείο της ράμπας αγγίζει το μηδέν. Στο σημείο αυτό είναι που το ρεύμα του πηνίου πάει στο μηδέν και η αποθηκευμένη ενέργεια του μηδενίζεται. Αν το ρεύμα του φορτίου μειωθεί περαιτέρω, θα υπάρξει διάστημα όπου το ρεύμα του πηνίου θα παραμένει στο μηδέν και ο converter θα έχει εισέλθει στην DCM κατάσταση λειτουργίας. Αυτή η μετάβαση δεν οδηγεί μόνο στην μεταβολή των κυματομορφών της τάσης και του ρεύματος αλλά και μια σημαντική μεταβολή στην συνάρτηση μεταφοράς. Για ρεύματα φορτίου πριν την εμφάνιση της μη συνεχούς αγωγής η dc τάση εξόδου δίνεται από την σχέση $V_o = V_1 T_{on}/T$. Παρατηρούμε ότι το ρεύμα φορτίου δεν αποτελεί παράμετρο στην εξίσωση αυτή, έτσι η τάση παραμένει σταθερή στις μεταβολές του ρεύματος χωρίς την ανάγκη μεταβολής του duty-cycle. Αν όμως υπάρξει περαιτέρω μείωση του ρεύματος φορτίου πέραν του κρίσιμου ρεύματος I_{cr} η συνάρτηση μεταφοράς αλλάζει δραστικά και η προηγούμενη εξίσωση $V_o = V_1 T_{on}/T$ παύει να ισχύει. Το duty cycle γίνεται συνάρτηση του ρεύματος φορτίου. Έτσι η τάση εξόδου δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$D = \frac{V_1 2D}{D + (D^2 + \left(\frac{8L}{RT}\right))^{1/2}} \quad (2.2)$$

Καθώς ο βρόχος ελέγχου θέλει να διατηρήσει την τάση εξόδου σταθερή, η ενεργός τιμή της αντίστασης φορτίου θα είναι αντιστρόφως ανάλογη του ρεύματος φορτίου. Έτσι κρατώντας σταθερές τις παραμέτρους V_o, V_1, L και T , για να παραμείνει σταθερή η τάση εξόδου θα πρέπει η μεταβλητή που απομένει, δηλαδή το duty-cycle, να μεταβάλλεται με το ρεύμα.

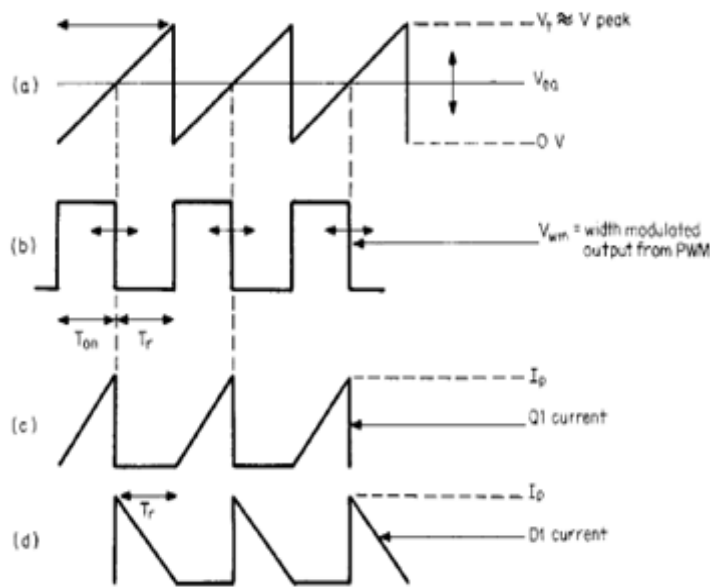
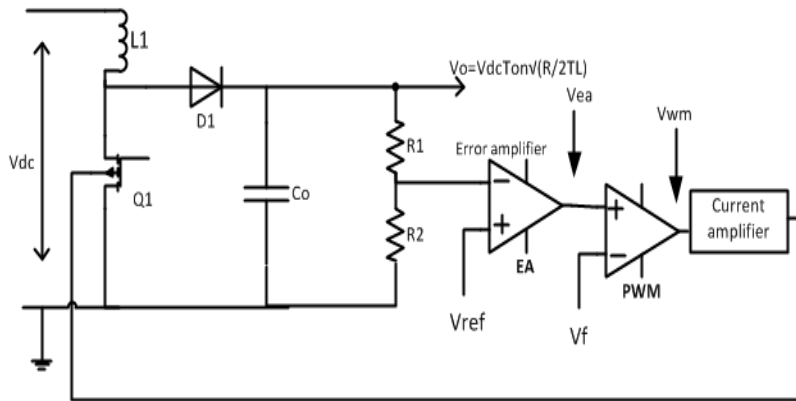
2.1.3. Μετατροπέας Ανύψωσης – Boost Converter

Ο μετατροπέας ανύψωσης-boost converter που παρουσιάζει στην παρακάτω εικόνα 2.13.1 μας δείχνει πως μια μικρή διαφοροποίηση στην τοπολογία του buck converter μπορεί να παράξει μια υψηλότερη ρυθμιζόμενη τάση εξόδου από μια χαμηλότερη μη ελεγχόμενη τάση εισόδου. Υποθέτοντας μόνιμη κατάσταση στο κύκλωμα, με το ρεύμα και την τάση εξόδου να έχουν σταθεροποιηθεί, όταν ο διακόπτης $Q1$ κλείσει για χρονικό διάστημα T_{on} , η δίοδος $D1$ θα είναι ανάστροφα πολωμένη και δεν θα άγει. Το ρεύμα στο πηνίο $L1$ αυξάνεται γραμμικά μέχρι την μέγιστη τιμή του $I_p = V_{dc} T_{on} / L_1$. Κατά την διάρκεια αυτή το ρεύμα εξόδου τροφοδοτείται εξ' ολοκλήρου από τον πυκνωτή C_o , ο οποίος επιλέγεται να είναι αρκετά μεγάλος για να τροφοδοτεί το ρεύμα του φορτίου κατά την χρονική περίοδο T_{on} με την ελάχιστη δυνατή πτώση. Όταν ο διακόπτης ανοίξει, καθώς το ρεύμα του πηνίου δεν μπορεί να αλλάξει στιγμιαία, η τάση κατά μήκος του πηνίου αντιστρέφεται σε μια προσπάθεια να κρατήσει σταθερό το ρεύμα του. Με την τάση εξόδου να είναι υψηλότερη από την τάση εισόδου V_{dc} , το πηνίο $L1$ τροφοδοτεί την αποθηκευμένη ενέργειά του στον πυκνωτή μέσω της διόδου $D1$. Κατά αυτό τον τρόπο ο πυκνωτής «ωθείται-is boosted» σε υψηλότερη τάση από την V_{dc} . Αυτή η ενέργεια αναπληρώνει το φορτίο που χάθηκε από τον C_o όταν η δίοδος $D1$ δεν ήταν σε κατάσταση αγωγής. Την ίδια στιγμή το φορτίο τροφοδοτείται με ρεύμα από την πηγή V_{dc} μέσω του $L1$ και της $D1$. Η συνάρτηση μεταφοράς δίνεται από την σχέση :

$$V_o = \frac{V_{dc}}{1 - D} \quad (2.3)$$

Με λίγα λόγια, η τάση εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τον χρόνο αγωγής του $Q1$ μέσω ενός αρνητικού βρόχου ανάδρασης. Εάν το ρεύμα του φορτίου αυξηθεί ή η τάση εισόδου μειωθεί, ο χρόνο αγωγής του $Q1$ αυτομάτως αυξάνεται προκειμένου να προσδώσει περισσότερη ενέργεια στο φορτίο και το αντιστρόφο. Έτσι η διάρκεια αγωγής του $Q1$ προσαρμόζεται έτσι ώστε να διατηρείται σταθερή η τάση εξόδου.

Παρατηρούμε πως σε αντίθεση με την λειτουργία του Buck converter ο Boost έχει συνεχές ρεύμα εισόδου (με μία κυμάτωση) αλλά ασυνεχές ρεύμα εξόδου για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας.



Εικόνα 2.1.3.1 Boost converter και κρίσιμες κυματομορφές. Η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο L1 κατά τη διάρκεια αγωγής-οn του Q1, μεταφέρεται στην έξοδο μέσω της διόδου D1 σε υψηλότερο επίπεδο τάσης όταν ο διακόπτης Q1 σταματάει να άγει-off και η πολικότητα του πηνίου L1 αντιστρέφεται.

CCM- Continuous Conduction Mode και DCM-Discontinuous Conduction Mode

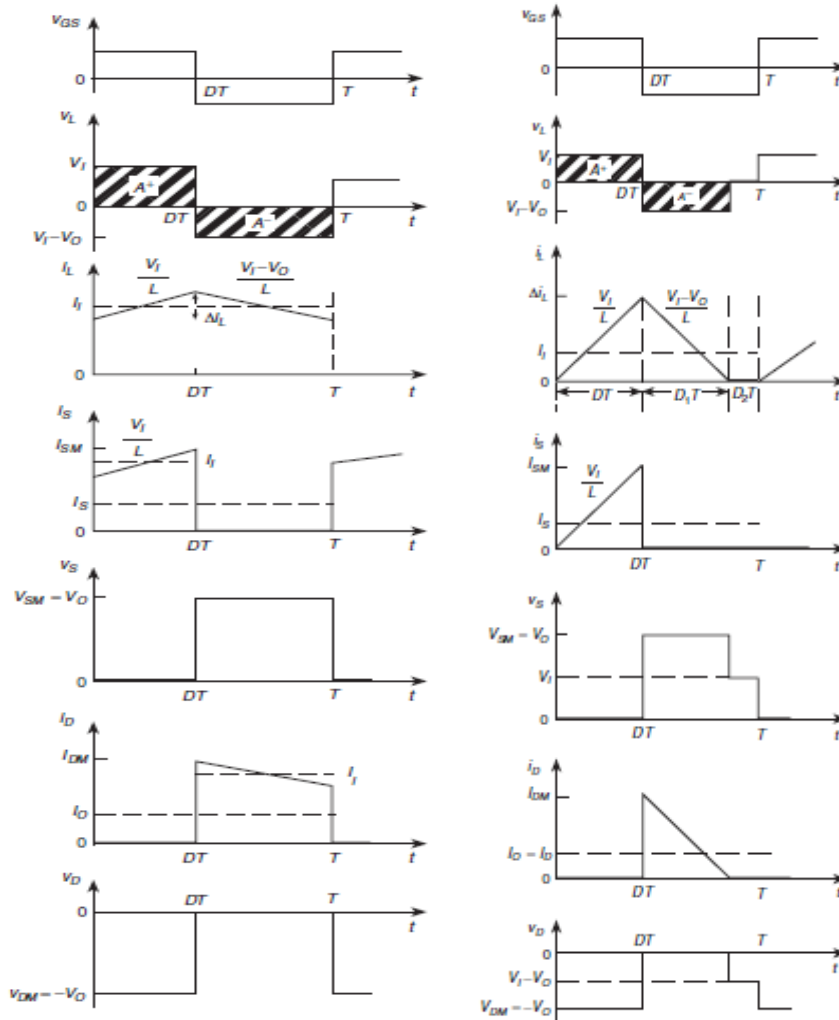
Η αρχή λειτουργίας του converter εξηγείται από τις ιδανικές κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης που φαίνονται στην εικόνα 2.1.3.2. Για το χρονικό διάστημα $0 < t < DT$ ο διακόπτης είναι κλειστός. Έτσι η τάση κατά μήκος της διόδου είναι $V_d = -V_o$ καθιστώντας την διόδο ανάστροφα πολωμένη. Η τάση κατά μήκος του πηνίου είναι $V_L = V_1$ με αποτέλεσμα το ρεύμα του να αυξάνεται γραμμικά με κλίση V_1/L όσο και η μαγνητική του ενέργεια. Το ρεύμα του διακόπτη είναι το ίδιο με το ρεύμα πηνίου. Την χρονική στιγμή $t = DT$ ο διακόπτης ανοίγει από την τάση οδήγησής του. Το πηνίο λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος τώρα και θέτει την διόδο σε κατάσταση αγωγής. Η τάση κατά μήκος του είναι $V_L = V_1 - V_o$ με αποτέλεσμα το ρεύμα του να μειώνεται γραμμικά με κλίση $(V_1 - V_o) / L$. Το ρεύμα της διόδου ισούται τώρα με το ρεύμα του πηνίου. Κατά την χρονική αυτή περίοδο ενέργεια μεταφέρεται από το πηνίο στον πυκνωτή και την αντίσταση φορτίου R_L . Την χρονική στιγμή $t = T$ ο διακόπτης κλείνει και πάλι τερματίζοντας έτσι έναν κύκλο λειτουργίας.

Ο boost converter έχει μικρή ικανότητα να αποφεύγει επικίνδυνες μεταβάσεις. Εάν εφαρμοστεί μια πολύ υψηλή κυμάτωση στην τάση εισόδου, η τάση εισόδου θα ξεπεράσει την τάση εξόδου και η διάδος $D1$ θα άγει για πολλούς κύκλους λόγω παράλειψης κύκλου. Αυτό προκαλεί μια μεγάλη «ακίδα» στο ρεύμα της διόδου το οποίο ενδεχομένως να την καταστρέψει. Παρόμοιο πρόβλημα υφίσταται και κατά την αρχική λειτουργία του converter όπου η τάση εισόδου είναι υψηλότερη από την τάση εξόδου η οποία είναι αρχικά μηδενική καθώς και μέχρι να μεταβεί σε κατάσταση μόνιμης λειτουργίας όπου η τάση εξόδου θα είναι μικρότερη από την τάση εισόδου. Ένας τρόπος να προστατευθεί ο converter είναι να προστεθεί μια διάδος της οποίας η άνοδος να είναι συνδεδεμένη στην πηγή εισόδου $V1$ και η κάθοδος της να είναι συνδεδεμένη στο πυκνωτή C . Όταν λοιπόν η τάση εξόδου είναι χαμηλότερη από την τάση εξόδου, η επιπρόσθετη αυτή διάδος και ο πυκνωτής σχηματίζουν έναν ανορθωτή κορυφής και η ενέργεια ρέει από την είσοδο προς την έξοδο μέσω αυτής της διόδου. Όταν τώρα η τάση εξόδου ξεπεράσει την τάση εισόδου, η επιπρόσθετη διάδος πολώνεται ανάστροφα και δεν άγει και ο converter έχει έτσι μια ομαλή εκκίνηση.

Ας θεωρήσουμε τώρα λειτουργία στην DCM κατάσταση. Στην κατάσταση αυτή έχουμε μια επιπλέον φάση στην λειτουργία του κυκλώματος όπου δεν άγει κανένα στοιχείο, ούτε ο διακόπτης ούτε η διάδος. Την χρονική στιγμή $t = (D + D_1) T$, το ρεύμα του πηνίου και της διόδου φτάνουν στο μηδέν πολώνοντας την διάοδο ανάστροφα. Για την χρονική διάρκεια $(D + D_1) T < t < T$ κανένα από τα δυο στοιχεία δεν άγει και καθώς το ρεύμα του πηνίου είναι σταθερό και ίσο με το μηδέν η τάση κατά μήκος του θα είναι μηδενική. Την χρονική στιγμή $t=T$ ο διακόπτης κλείνει και πάλι τερματίζοντας έτσι έναν κύκλο λειτουργίας. Με άλλα λόγια στην DCM κατάσταση υπάρχει μια μικρή περίοδος όπου το ρεύμα του πηνίου και του διακόπτη είναι μηδενικά. Αυτό σημαίνει ότι υπάρχει ένα μικρό κενό χρόνου μεταξύ της περιόδου μεταφοράς ενέργειας και της περιόδου αποθήκευσης ενέργειας. Αυτός ο «νεκρός χρόνος» είναι κρίσιμος για τον τρόπο που θα συμπεριφερθεί το κύκλωμα και δεν υπάρχει στην κατάσταση CCM.

Προκειμένου να κατανοήσουμε καλύτερα τον τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος θα θεωρήσουμε μια παροδική αύξηση στο ρεύμα του φορτίου και θα παρακολουθήσουμε την σειρά των γεγονότων καθώς το κύκλωμα αντιδρά στην αλλαγή του φορτίου. Θεωρούμε έναν boost converter σε κατάσταση CCM έχοντας αποκατασταθεί η μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του, με μια σταθεροποιημένη τάση εξόδου και ένα φορτίο το οποίο διατηρεί τον converter σε συνεχή κατάσταση αγωγής. Τώρα επιβάλλουμε μια ξαφνική αύξηση στο φορτίο. Η τάση εξόδου τείνει στο να πέσει και βρόχος ελέγχου θα αυξήσει τον χρόνο αγωγής του διακόπτη $Q1$ (ή S) προκειμένου να εισάγει μια αύξηση στο ρεύμα του πηνίου $L1$. Παρόλα αυτά, παίρνει αρκετούς κύκλους πριν το ρεύμα στο πηνίο να αυξηθεί αρκετά (πράγμα που εξαρτάται από το μέγεθος του πηνίου, την τάση εισόδου και την πραγματική αύξηση στον χρόνο αγωγής του διακόπτη). Παρατηρούμε όμως ότι το έμμεσο αποτέλεσμα της αύξησης του χρόνου αγωγής –on time του διακόπτη είναι η μείωση του off time του διακόπτη $Q1$ (αφού η συνολική περίοδος T είναι σταθερή). Καθώς όμως η διάδος άγει μόνο κατά την «off» περίοδο του $Q1$, το μέσο ρεύμα εξόδου αρχικά θα μειωθεί, αντί να αυξηθεί όπως ήτα επιθυμητό. Έτσι βρεθήκαμε σε μία κατάσταση στην οποία προσπαθήσαμε να αυξήσουμε το ρεύμα εξόδου, αλλά το άμεσο αποτέλεσμα ήταν να το μειώσουμε. Αυτή η κατάσταση θα διορθωθεί από μόνη της έπειτα από μερικούς κύκλους λειτουργίας. Στην DCM λειτουργία η συμπεριφορά θα ήταν

τελείως διαφορετική. Το μικρό διάστημα «νεκρού χρόνου» επιτρέπει στην «on» περίοδο να αυξηθεί χωρίς την ανάγκη να μειωθεί η «off» περίοδος και έτσι το πρόβλημα εδώ δεν είναι παρόν, θεωρώντας όμως ότι το κενό αυτό είναι αρκετό για να διαχειριστεί την αλλαγή στο εύρος του παλμού.



Εικόνα 2.1.3.2 Κρίσιμες κυματομορφές του Boost Converter - CCM

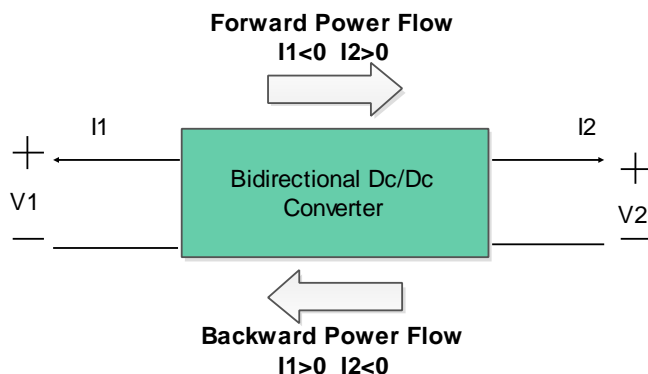
2.1.4. Μετατροπείς αμφίδρομης ροής ισχύος - Bidirectional Dc/Dc Converter

2.1.4.1. Εισαγωγή στους μετατροπείς αμφίδρομης ροής ισχύος

Ο dc-dc μετατροπέας διπλής ροής ισχύος βρίσκει εφαρμογή σε διάφορα συστήματα ισχύος όπως υβριδικά οχήματα, οχήματα με κυψέλες καυσίμου και συστήματα ανανεώσιμων πηγών ενέργειας. Η ικανότητα του να αντιστρέφει την φορά ροής του ρεύματος και κατά αυτόν τον τρόπο την φορά της ισχύος, του δίνει την δυνατότητα να επιτυγχάνει μεταφορά ισχύος μεταξύ δύο dc πηγών και προς τις δύο κατευθύνσεις.

Το γενικό διάγραμμα ροής ισχύος ενός τέτοιου μετατροπέα παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα. Ανάλογα με την λειτουργία του συστήματος αποθήκευσης ενέργειας (πχ. μπαταρία, supercapacitors ή κυψέλες καυσίμου) ο μετατροπέας τίθεται είτε

σε buck είτε σε boost λειτουργία. Λειτουργία μετατροπέα ανύψωσης (boost) έχουμε για παράδειγμα όταν το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας βρίσκεται στην πλευρά χαμηλής τάσης και εκφορτίζεται, δηλαδή τροφοδοτεί με ενέργεια την πλευρά υψηλής τάσης. Λειτουργία μετατροπέα υποβιβασμού (Buck) έχουμε αντίστοιχα όταν η μπαταρία φορτίζεται, δηλαδή όταν έχουμε φορά της ροής ισχύος προς την πλευρά χαμηλής τάσης.



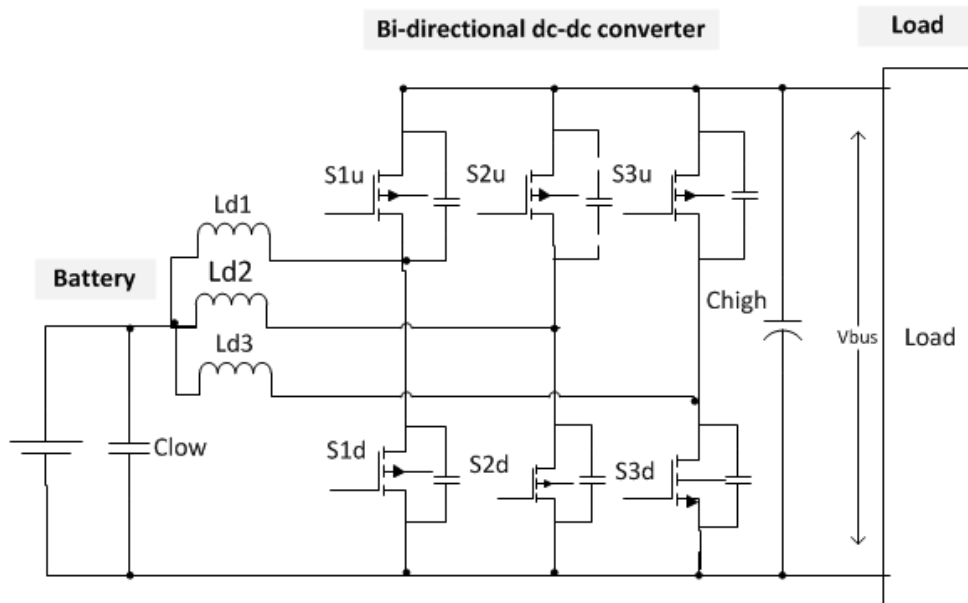
Εικόνα 2.1.4.1.1 Διάγραμμα ροής ισχύος ενός bidirectional μετατροπέα

Προκειμένου να είναι εφικτή η διπλή ροή ισχύος σε έναν τέτοιο converter το διακοπτικό στοιχείο θα πρέπει να μεταφέρει το ρεύμα και προς τις δύο κατευθύνσεις. Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται με ένα διακόπτη ισχύος (όπως διακόπτη MOSFET ή IGBT) τοποθετημένο παράλληλα με μία δίοδο.

2.1.4.2. Μετατροπείς αμφίδρομης ροής ισχύος πολλαπλών φάσεων

Η βασική κυκλωματική δομή ενός dc-dc bidirectional converter αποτελείται ουσιαστικά από τον συνδυασμό μιας τοπολογίας converter υποβιβασμού και μιας τοπολογίας converter ανύψωσης τοποθετημένες αντιπαράλληλα. Χαρακτηριστικό παράδειγμα εφαρμογής των δύο σταδίων είναι σε λειτουργίες οδήγησης μηχανών όπου το στάδιο ανύψωσης χρησιμοποιείται για να ανυψώσει την τάση της μπαταρίας, δηλαδή να την φορτίσει, καθώς και να ελέγξει την είσοδο του αντιστροφέα ενώ το στάδιο υποβιβασμού χρησιμοποιείται σαν μονοπάτι διαφυγής του ρεύματος κατά την φάση πέδησης επιτρέποντας έτσι την ανάκτηση της ενέργειας του οχήματος.

Σε εφαρμογές όπου έχουμε υψηλές απαιτήσεις ως προς την ισχύ, εφαρμογή βρίσκουν οι converter πολλαπλών διαπλεγμένων φάσεων –multiphase interleaved converters. Έχει παρατηρηθεί ότι οι multiphase converters, πέραν του ότι απαιτείται το ελάχιστο δυνατό μέγεθος αυτεπαγωγής, εμφανίζουν και καλύτερη απόδοση και μικρότερη καταπόνηση στα ρεύματα. Παρακάτω απεικονίζεται ένας dc-dc bidirectional converter τριών φάσεων οι οποίες έχουν διαφορά φάσης 120 μοιρών μεταξύ τους. Η κυμάτωση του συνολικού ρεύματος γίνεται έτσι πολύ μικρή και η απαιτούμενη χωρητικότητα των πυκνωτών, τόσο στην υψηλή όσο και στην χαμηλή πλευρά τάσης για αποδεκτές τιμές κυμάτωσης τάσης, γίνεται μικρή.



Εικόνα 2.1.4.2.1 Dc/DC bidirectional converter υψηλής χωρητικότητας ισχύος.

Προκειμένου, λοιπόν, να επιτευχθεί ένας converter υψηλής ισχύος όπου να απαιτείται μειωμένη αυτεπαγωγή πηνίων, μπορεί να σχεδιαστεί έτσι ώστε να λειτουργεί σε κατάσταση μη συνεχούς αγωγής-DCM. Ωστόσο, η DCM κατάσταση λειτουργίας εισάγει μεγάλη κυμάτωση στο ρεύμα και έτσι καθίσταται αναγκαίο να παρεμβάλλουμε πολλαπλές φάσεις για να ακυρώσουμε το υψηλής κυμάτωσης αυτό ρεύμα. Ένα ακόμα πλεονέκτημα της DCM λειτουργίας είναι οι μηδενικές απώλειες έναυσης και κατά συνέπεια οι μειωμένες απώλειες κατά την ανάστροφη πόλωση της διόδου. Αρνητικό όμως είναι το γεγονός ότι η DCM λειτουργία αυξάνει δραστικά τις απώλειες σβέσεως αφού ο κύριος διακόπτης κλείνει στο διπλάσιο ή και μεγαλύτερο του ρεύματος φορτίου. Αυτό είναι και το βασικό μειονέκτημα μείωσης της αυτεπαγωγής. Επιπλέον, η DCM λειτουργία προκαλεί ταλάντωση στο ρεύμα του πηνίου επειδή το πηνίο τείνει να ταλαντώνεται με την χωρητικότητα εξόδου της συσκευής κατά την περίοδο της σβέσης. Η απόδοση τότε μπορεί να επηρεαστεί αρνητικά από όλες αυτές τις ανεπιθύμητες ενέργειες που εισάγει η DCM λειτουργία.

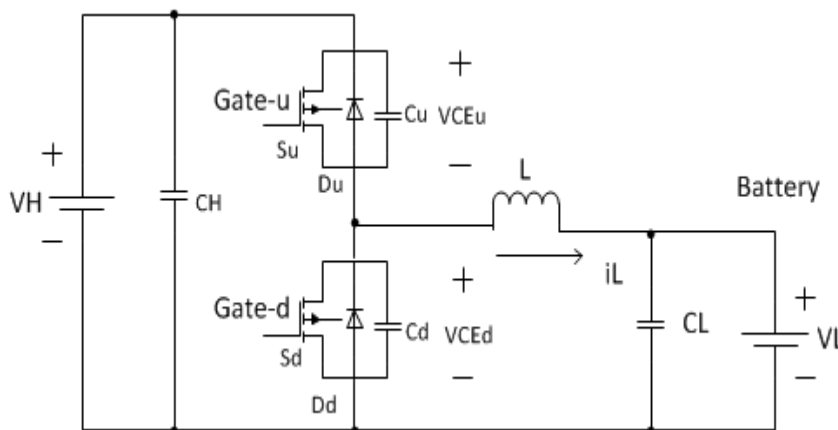
Αν και μπορεί να προστεθεί ένας πυκνωτής χωρίς απώλειες (snubber capacitor) κατά μήκος του διακόπτη για μηδενικές απώλειες σβέσης, απαιτείται συγκεκριμένο ποσό αποθηκευμένης ενέργειας στο πηνίο προκειμένου να αποφορτιστεί το πηνίο πριν την έναυση της συσκευής. Το ερώτημα ωστόσο είναι πως θα επιτευχθεί κατάσταση μηδενικής τάσης-zero voltage condition κατά την έναυση των διακοπών. Μια λύση θα ήταν η χρησιμοποίηση μιας συμπληρωματικής πύλης ελέγχου η οποία θα θέτει σε λειτουργία τον αρχικά μη ενεργό διακόπτη και θα εκτρέπει το ρεύμα στην αντιπαράλληλη δίοδο του ενεργού διακόπτη έτσι ώστε ο κύριος διακόπτης να ενεργοποιείται υπό μηδενική τάση. Η έναυση των διακοπών υπό μηδενική τάση είναι επιθυμητή καθώς η κατάσταση αυτή θεωρείται κατάσταση ομαλής μεταγωγής για τον converter. Αυτή η τεχνική λειτουργίας του converter αναφέρεται συνήθως ως κατάσταση συντονισμένης μεταγωγής υπό μηδενική τάση-zero voltage resonant transition (ZVRT) και καθιστά δυνατή τόσο την ομαλή έναυση όσο και σβέση των

διακοπών. Σημαντικό επίσης είναι το γεγονός ότι εξαφανίζεται η ταλάντωση του ρεύματος του πηνίου λόγω της συνέχειας του εκτρεπόμενου ρεύματος.

2.1.4.3. Αρχή λειτουργίας αμφίδρομου μετατροπέα

Στην εικόνα 2.1.4.2 που φαίνεται παραπάνω παρουσιάζεται η προτεινόμενη τοπολογία ενός bidirectional dc-dc converter. Οι διακόπτες $S_{1u} - S_{3u}$ και οι $S_{1d} - S_{3d}$ θεωρούνται οι κύριοι διακόπτες και για τις δύο καταστάσεις λειτουργίας. Ο κάθε διακόπτης έχει τη δική του αντιπαράλληλη δίοδο η οποία μεταφέρει το ρεύμα κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης. Επίσης κάθε διακόπτης είναι παραλληλισμένος με έναν snubber capacitor. Τα τρία πηνία $L_{d1} - L_{d2} - L_{d3}$ λειτουργούν σαν βαθυπερατό φίλτρο κατά την buck κατάσταση λειτουργίας και σαν το πηνίο ώθησης κατά την boost λειτουργία. Οι χωρητικότητες C_{low} και C_{high} λειτουργούν σαν εξομαλυντές και ρυθμιστές της ενέργειας. Καθώς όμως έχουμε διαπλεγμένες φάσεις και άρα διαπλεγμένα ρεύματα πηνίων η συνολική κυμάτωση του ρεύματος που «εισέρχεται» σε αυτούς τους πυκνωτές ελαχιστοποιείται.

Προκειμένου να κατανοήσουμε τον τρόπο λειτουργίας της συμπληρωματικής πύλης ελέγχου για την επίτευξη zero voltage resonant transition-ZVRT κατάστασης θα εξετάσουμε ξεχωριστά την μια φάση του converter (one phase-leg).

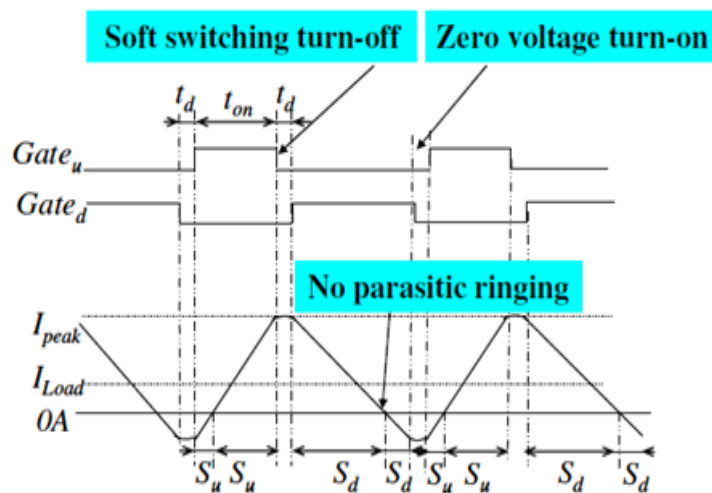


Εικόνα 2.1.4.3.1 Buck converter μιας φάσης.

Το ρεύμα του πηνίου, όταν βρισκόμαστε σε DCM κατάσταση, πηγαίνει από την θετική κατεύθυνση στην αρνητική και μετά επιστρέφει και πάλι στην θετική ολοκληρώνοντας έτσι έναν κύκλο λειτουργίας. Χρησιμοποιώντας τον πάνω διακόπτη S_u σαν τον βασικό διακόπτη για λειτουργία υποβιβασμού-buck, ο κάτω διακόπτης S_d γίνεται τώρα ο βοηθητικός. Αρχικά όταν το κύριο σήμα ελέγχου $Gate_u$ είναι on, ο διακόπτης S_u άγει, και η μπαταρία της χαμηλής πλευράς τάσης φορτίζεται. Κατά την διάρκεια του νεκρού χρόνου-dead time, όλοι οι διακόπτες είναι ανοιχτοί και το ρεύμα του πηνίου I_L θα φορτίσει τον C_u και θα αποφορτίσει τον C_d . Οι ρυθμοί φόρτισης και εκφόρτισης της συσκευής σταδιακά μειώνονται και έτσι οι απώλειες σβέσης μειώνονται. Αφού τελικά φορτιστούν και αποφορτιστούν οι πυκνωτές, που σημαίνει ότι τάση V_{ced} θα γίνει μηδέν, η δίοδος D_d θα «αναλάβει» το ρεύμα του πηνίου. Ο βοηθητικός διακόπτης S_d θα τεθεί έτσι σε κατάσταση αγωγής υπό μηδενική τάση-zero voltage condition, αφού η δίοδος D_d μεταφέρει το ρεύμα ελεύθερης διέλευσης. Το πηνίο πλέον είναι ανάστροφα πολωμένο και έτσι το ρεύμα του συνεχώς μειώνεται μέχρι που τελικά μηδενίζεται και αλλάζει

κατεύθυνση. Αυτή ακριβώς την χρονική στιγμή το ρεύμα θα περάσει από τον βοηθητικό διακόπτη S_d με αποτέλεσμα η δίοδος να «σβήνει» φυσικά χωρίς απώλειες ανάστροφης πόλωσης. Η κυμάτωση του ρεύματος αποφεύγεται έτσι επίσης.

Ο βοηθητικός διακόπτης S_d δημιουργεί ένα αρνητικό ρεύμα το οποίο βοηθάει στο να φορτιστεί ο C_d και να αποφορτιστεί ο C_u όταν ο διακόπτης S_d ανοίγει κατά τον νεκρό χρόνο. Αφού ο πυκνωτής C_u αποφορτιστεί πλήρως, η τάση κατά μήκος του κύριου διακόπτη V_{ceu} γίνεται μηδέν και η δίοδος D_u αναλαμβάνει το αρνητικό ρεύμα του πηνίου. Τότε ο κύριος διακόπτης S_u τίθεται σε κατάσταση αγωγής υπό μηδενική τάση (ZVC). Με αυτό τον τρόπο καταφέραμε και οι δύο διακόπτες να τίθενται σε κατάσταση αγωγής υπό μηδενική τάση. Αφού τώρα αναλάβει η πάνω δίοδος το ρεύμα, η διαφορά τάσης μεταξύ του ζυγού υψηλής τάσης V_H και της μπαταρίας V_L , εφαρμόζεται κατά μήκος του πηνίου και έτσι το ρεύμα του αρχίζει να αυξάνεται μέχρι που περνάει το μηδέν και αλλάζει η διεύθυνση του και πάλι προς τα θετικά, επιτρέποντας στο διακόπτη S_u να αναλάβει φυσικά το ρεύμα.



Εικόνα 2.1.4.3.2 Σήματα οδήγησης των διακοπών και κυματομορφή του ρεύματος

Τα οφέλη από την χρήση της ZVVT τεχνολογίας είναι διπλά. Όχι μόνο μειώνονται οι απαιτήσεις στο σύστημα ψύξεως αλλά είναι πλέον δυνατή και αύξηση της διακοπτικής συχνότητας προκειμένου να επιτευχθεί περαιτέρω μείωση της τιμής της αυτεπαγωγής. Οι μόνες επιπλέον απαιτήσεις για την χρήση της ZVVT τεχνολογίας είναι η χρήση συμπληρωματικής πύλης ελέγχου και οι επιπρόσθετοι snubber capacitors, οι οποίοι μπορεί να εισάγουν κάποιο «ρεύμα ουράς» κατά την διάρκεια σβέσεως των διακοπών.

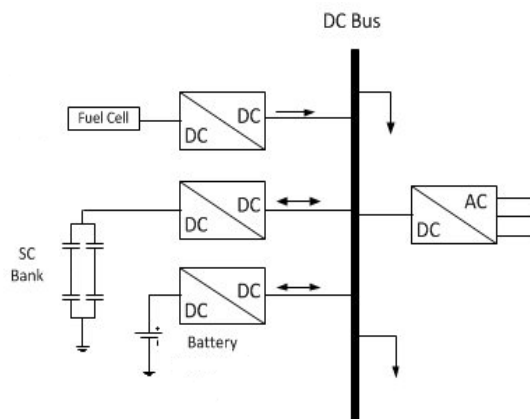
Προκειμένου να επιτευχθεί ZVVT κατάσταση στην λειτουργία του converter θα πρέπει να «εμφανιστεί» αρνητικό ρεύμα στο κύκλωμα. Αυτό επιτυγχάνεται μειώνοντας την τιμή της αυτεπαγωγής πέραν της τιμής L_{cr} η οποία δίνεται από την ακόλουθη σχέση. Η τιμή αυτή επιτρέπει στον converter να λειτουργεί στο όριο μεταξύ DCM και CCM κατάστασης.

$$L_{cr} = \frac{1}{2} = \frac{V_{in} - V_o}{P} \cdot \frac{V_o^2}{V_{in}} T_s \quad (2.4)$$

2.1.4.4. Εφαρμογές αμφίδρομου μετατροπέα

Μια από τις κύριες εφαρμογές ενός Bidirectional Dc/Dc Converter είναι στα DC Microgrid. Μέχρι σήμερα οι ΜΔΠ που συνδέονται στο δίκτυο διανομής, εκτός λίγων εξαιρέσεων, περιορίζονται μόνο στην παροχή ενέργειας στο σύστημα και δε συνεισφέρουν σε άλλες λειτουργικές ανάγκες όπως είναι η παροχή εφεδρείας, η υποστήριξη της τάσης και η βελτίωση της αξιοπιστίας στην τροφοδοσία του φορτίου. Για να εξασφαλιστεί ο σημερινός τρόπος λειτουργίας των ΣΗΕ και να αποφευχθεί η νησιδοποίηση τμημάτων του δικτύου, οι ΔΠ αποσυνδέονται από το δίκτυο όταν υπάρχουν μεγάλες διαταραχές και επανασυνδέονται όταν αποκατασταθεί η κανονική λειτουργία. Όμως η αντιμετώπιση αυτή δεν είναι δυνατόν να συνεχιστεί όταν η διείσδυσή τους αυξηθεί σημαντικά διότι θα δημιουργεί πρόβλημα στην ευστάθεια των ΣΗΕ. Είναι επομένως απαραίτητο οι ΜΔΠ να παραμένουν στο δίκτυο και να προσφέρουν υπηρεσίες στήριξης της τάσης και της συχνότητας. Προκειμένου οι ΜΔΠ να προσφέρουν βοηθητικές υπηρεσίες (ancillary services) στο δίκτυο και ταυτόχρονα να επιλυθούν τα προβλήματα που δημιουργεί η εγκατάσταση μεγάλου αριθμού ΜΔΠ στο δίκτυο, είναι απαραίτητο να οργανωθούν σε μικροδίκτυα. Τα μικροδίκτυα είναι δίκτυα διανομής κυρίως χαμηλής τάσης και δευτερευόντως μέσης τάσης τα οποία περιλαμβάνουν ελεγχόμενες καταναμημένες μικρές πηγές ενέργειας (μικροτουρμπίνες, φωτοβολταϊκά, μικρές ανεμογεννήτριες, κυψέλες καυσίμου κλπ) ισχύος από λίγα kW μέχρι 1-2 MW, συσκευές αποθήκευσης ενέργειας (συσσωρευτές, σφόνδυλοι, πυκνωτές ενέργειας κλπ) και ελεγχόμενα φορτία. Οι καταναμημένες πηγές συνδέονται στο μικροδίκτυο μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος. Μέσω του ελέγχου των ηλεκτρονικών μετατροπέων, μπορεί να επιτευχθεί η παροχή βοηθητικών υπηρεσιών στο δίκτυο. Μια μπαταρία ή κάποια άλλη πηγή ενέργειας όπως υπερπυκνωτές τοποθετούνται στην πλευρά χαμηλής τάσης και μια κύρια πηγή ενέργειας (ΜΔΠ όπως κυψέλες καυσίμου ανεμογεννήτριες κτλ) τοποθετείται στον DC ζυγό υψηλής τάσης, ο οποίος περιέχει επίσης έναν υψηλής συχνότητας πυκνωτή σαν ρυθμιστή της ενέργειας. Ο υψηλής τάσης dc ζυγός λειτουργεί και σαν η κύρια πηγή ισχύος που προμηθεύει με ενέργεια το φορτίο, το οποίο για εφαρμογές οχημάτων είναι ένας inverter οδήγησης μηχανών.

Ο dc-dc bidirectional converter τοποθετείται μεταξύ της πλευράς υψηλής και χαμηλής τάσης επιτρέποντας την μεταφορά ενέργειας και προς τις δύο κατευθύνσεις. Σε πολλές εφαρμογές όπως σε οχήματα ή σε σταθμούς παραγωγής η μπαταρία ή άλλη μορφή αποθήκευσης ενέργειας προσφέρει γρήγορη εκκίνηση πριν την είσοδο της βασικής πηγής τροφοδοσίας καθώς και κατά την διάρκεια παροδικών μεταβολών στο φορτίο συμπληρώνει την απαιτούμενη ενέργεια στην έξοδο. Αυτή θεωρείται και σαν η boost λειτουργία. Όταν όμως η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στην μπαταρία ή την κάθε μορφής αποθήκευσης ενέργειας είναι χαμηλή και η ο ζυγός υψηλής τάσης έχει περίσσεια ενέργειας ο converter τίθεται σε buck λειτουργία για να φορτίσει την χαμηλή πλευρά του συστήματος αποθήκευσης ενέργειας.



Εικόνα 2.1.4.4 Dc Microgrid.

2.2. Αρχές σχεδίασης ελέγχου DC/DC μετατροπέων

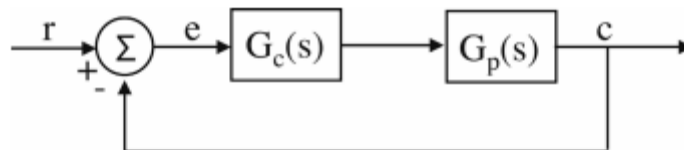
2.2.1. Σχεδιασμός ελέγχου με τη μέθοδο Loop Shaping

Ένα κλασικό σύστημα ελέγχου ανάδρασης έχει την μορφή που παρουσιάζεται παρακάτω (εικόνα 2.2.1.1), όπου G_p είναι η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος (plant) και G_c είναι η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή (controller). Η συνάρτηση μεταφοράς εξόδου ως προς την είσοδο του συστήματος αυτού ορίζεται ως εξής:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (2.5)$$

Το κέρδος κλειστού βρόχου (CLG) του συστήματος ελέγχου ανάδρασης της εικόνας 2.2.1.1 είναι:

$$L_s(s) = G_c(s) * G_p(s) \quad (2.6)$$

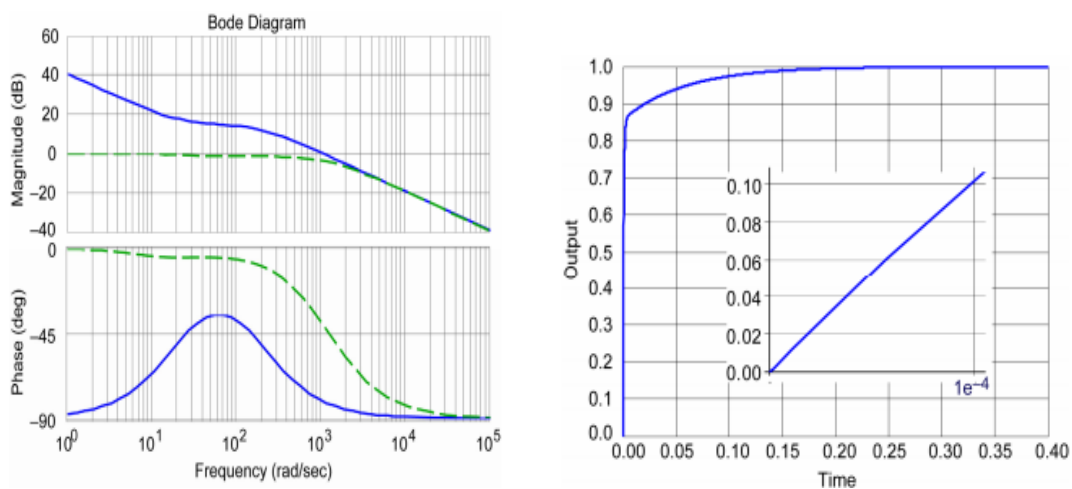


Εικόνα 2.2.1.1 Διάγραμμα συστήματος ελέγχου ανάδρασης.

Στην γενική περίπτωση το CLG ενός συστήματος ελέγχου ανάδρασης είναι της μορφής $L_s(s) = G_c(s) * G_p(s) * H(s)$ όπου $H(s)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου ανάδρασης. Η διαδικασία διαμόρφωσης του βρόχου (loop shaping) συνίσταται στον σχεδιασμό της απόκρισης στο πεδίο της συχνότητας της $L(s)$ έτσι ώστε να ικανοποιεί τις απαιτήσεις ελέγχου του συστήματος και έπειτα δοθείσης της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος $G_p(s)$, να υπολογιστεί ή να καθοριστεί η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή $G_c(s)$ έτσι ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό κέρδος κλειστού βρόχου της $L(s)$. Ο λόγος που απαιτείται διαμόρφωση του κέρδους του βρόχου $L(s)$, είναι επειδή ο παρονομαστής της εξίσωσης (1), ο οποίος συχνά αναφέρεται και ως

χαρακτηριστική εξίσωση, είναι η εξίσωση που καθορίζει τις ιδιότητες ευστάθειας του συστήματος ελέγχου ανάδρασης, όπως επίσης και την ικανότητα απόσβεσης των διαταραχών και τα χαρακτηριστικά απόκρισης στο πεδίο του χρόνου.

Μια επιθυμητή εικόνα για κέρδος κλειστού βρόχου της $L(s)$, σχεδόν ανεξάρτητη από τις προδιαγραφές του συστήματος ελέγχου παρουσιάζεται παρακάτω (εικ. 2.2.1.2.α μπλε). Μια τέτοια τυπική σχεδίαση θα έχει έναν πόλο στην αρχή (ολοκληρωτή) για υψηλό κέρδος κλειστού βρόχου και μηδενικό σφάλμα μονίμου καταστάσεως, ακολουθούμενο από ένα μηδενικό για να διατηρήσει σχετικά υψηλό κέρδος στο εύρος της μέσης συχνότητας για απόσβεση διαταραχών, ακολουθούμενο από έναν πόλο για να αποσβέσει το κέρδος στις υψηλότερες συχνότητες. Ένας τέτοιος σχεδιασμός θα έχει επαρκές περιθώριο ευστάθειας, δηλαδή περιθώριο φάσης - *phase margin* $\geq 90^\circ$ και άπειρο περιθώριο κέρδους- *gain margin* αφού η φάση του δεν ξεπερνάει τις 180° .



Εικόνα 2.2.1.2.2 α) CLG ενός συστήματος ελέγχου ανάδρασης(μπλε) και CLGTF (πράσινο)
β) Εκθετική απόκριση [18]

Φυσική Συχνότητα Συστημάτων Κλειστού βρόχου

Η φυσική συχνότητα των συστημάτων ανάδρασης ελέγχου είναι σημαντική στο σχεδιασμό του ελέγχου καθώς καθορίζει την ταχύτητα απόκρισης του. Η απόκριση ενός γραμμικού κριτικά αποσβενύμενου συστήματος σε μια βηματική είσοδο μπορεί προσεγγιστεί από την εξής εκθετική απόκριση

$$C(t) = (1 - e^{-w_n t}) \quad (2.7)$$

όπου w_n είναι η φυσική συχνότητα του συστήματος. Παραπάνω (εικ. 2.2.1.β) φαίνεται η εκθετική απόκριση και ο ρυθμός της εξίσωσης (3). Ο ρυθμός του συστήματος είναι $\sim 0.1/10^{-4} = 1000$, που είναι ίδιος με την w_n . Για αυτή την προσέγγιση ενός δυναμικού συστήματος, αυτός ο ρυθμός θα είναι και ο ρυθμός που θα χρειαστεί το σύστημα ενεργοποίησης για να αντιδράσει και να ελέγξει το σύστημα. Το ερώτημα τώρα είναι

ποια είναι η φυσική συχνότητα σε ένα δυναμικό σύστημα. Για συστήματα πρώτης και δεύτερης τάξεως του τύπου

$$\frac{C(s)}{R(s)} = K \frac{w}{s+w} \quad \text{ή} \quad K \frac{w^2}{s^2 + 2sw + w^2} \quad (2.8)$$

ως φυσική συχνότητα ορίζεται το w . Για συστήματα ελέγχου ανάδρασης όμως (εξίσωση (1)) η φυσική συχνότητα δεν είναι τόσο προφανής. Η απόκριση ενός τέτοιου συστήματος μπορεί να εκφραστεί σε όρους πλάτους. Η έξοδος φτάνει το μέτρο της εισόδου αναφοράς, σε μια βηματική απόκριση, όταν $|C(jw)| \cong |R(jw)|$ ή όταν ο λόγος $\left| \frac{C(s)}{R(s)} \right| \cong 1$. Βάση αυτού η απόκριση του συστήματος της εξίσωσης (1) πλησιάζει την μονάδα όταν

$$\left| \frac{C(s)}{R(s)} \right| \cong \frac{|L(jw)|}{|1+L(jw)|} \cong 1 \quad (2.9)$$

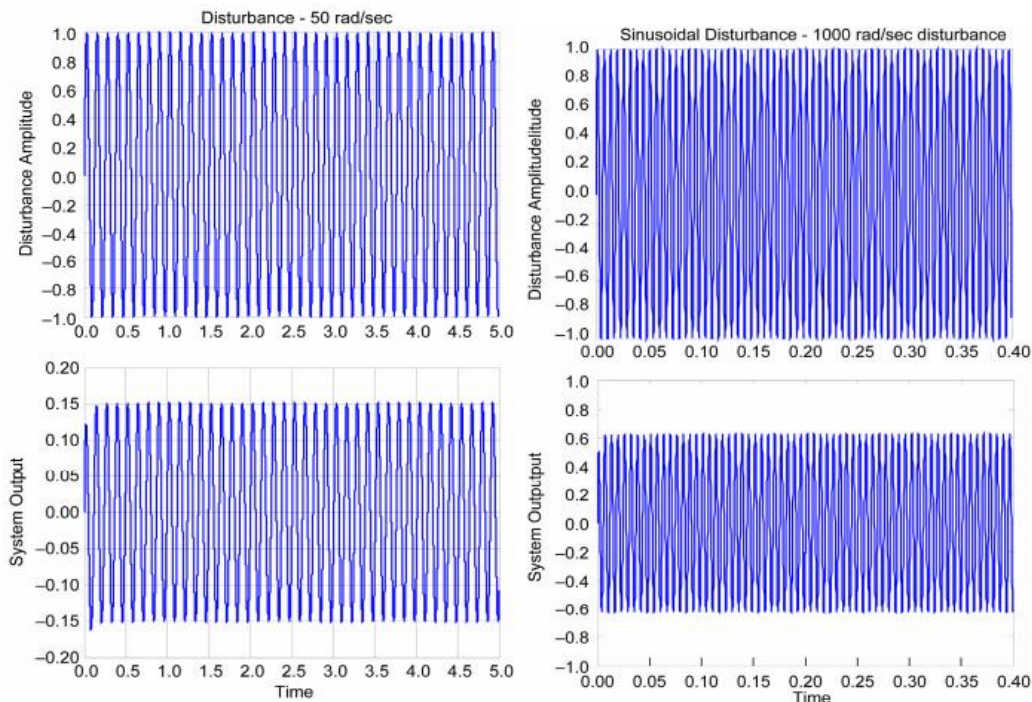
Για την συνάρτηση μεταφοράς της εξίσωσης (2.9), η φυσική συχνότητα θα είναι η συχνότητα όπου η απόκριση «ξεφεύγει» από τον οριζόντιο άξονα (ή αλλιώς περνάει τα 3db πλάτους). Το ενδιαφέρον προκειμένου να βρεθεί αυτή η συχνότητα έγκειται στον εντοπισμό του σημείου όπου η τιμή του πλάτους για πρώτη φορά πλησιάζει την μονάδα ξεκινώντας από $s \rightarrow \infty$ (ισοδύναμα όταν $t=0$). Παρατηρώντας την εξίσωση (2.9) βλέπουμε ότι ο λόγος πλησιάζει την μονάδα όταν $|L(jw)| \cong 1$ και $|1 + L(jw)| \cong 1$. Είναι προφανές ότι το $|1 + L(jw)| \cong 1$ είναι άθροισμα δυο διανυσμάτων και για παράδειγμα όταν $L(jw) = 1 \angle 120^\circ$ ή 60° περιθώριο φάσης τότε $|1 + L(jw)| = 1$. Έτσι η φυσική συχνότητα του συστήματος κλειστού βρόχου είναι η συχνότητα όπου το CLG L διασχίζει τα 0db στον άξονα της συχνότητας. Αυτή η συχνότητα (cross-over frequency) αναφέρεται και ως εύρος ζώνης του συστήματος- bandwidth.

Βλέπουμε από την εικόνα 2.2.1.2α η οποία παρουσιάζει τόσο το CLG όσο και την CLTF (transfer function) ότι η συχνότητα που αντιστοιχούν τα 3db της CLTF συμπίπτει με την cross-over συχνότητα του CLG. Η εικόνα αυτή επίσης καταδεικνύεται γιατί είναι πιο εύχρηστο να χρησιμοποιήσουμε την CLG και όχι την CLTF στα πλαίσια σχεδίασης του ελέγχου αφού η δεύτερη είναι μια ευθεία στο μεγαλύτερο εύρος της συχνότητας πράγμα που δεν συμβαίνει με την πρώτη.

Η φυσική συχνότητα ενός συστήματος ελέγχου κλειστού βρόχου εξαρτάται επίσης και από το μηδενικό που βρίσκεται πιο χαμηλά στην συχνότητα της $L(s)$. Ο ρόλος που παίζει αυτό το μηδενικό στην απόκριση είναι ότι η συχνότητα του σε rad/sec γίνεται η σταθερά χρόνου $1/w_z$, η οποία δείχνει τον χρόνο που χρειάζεται ένας πόλος του συστήματος για να φτάσει αυτό το μηδενικό χαμηλής συχνότητας. Τόσο η σταθερά χρόνου της cross-over συχνότητας όσο και η σταθερά χρόνου του μηδενικού χαμηλής συχνότητας θα καθορίσουν την τελική απόκριση του συστήματος στο πεδίο του χρόνου. Η cross-over συχνότητα του συστήματος, η οποία κανονικά είναι υψηλότερη από αυτήν του μηδενικού, θα επηρεάσει έτσι την αρχική απόκριση του συστήματος. Το μηδενικό θα καθορίσει όμως την τελική απόκριση αυτού. Αν αποδειχτεί ότι δεν υπάρχει μηδενικό σε χαμηλή συχνότητα πριν την cross-over, τότε η απόκριση του συστήματος στο πεδίο του χρόνου θα καθοριστεί μόνο από την cross-over συχνότητα. Παρόλα αυτά είναι καλή

πρακτική σχεδίασης η τοποθέτηση ενός μηδενικού σε χαμηλή συχνότητα(αρκετά πιο χαμηλή από αυτή της cross-over) αφού βοηθάει στο να δώσει μια «ώθηση» στο κέρδος στο εύρος της μέσης συχνότητας (mid-frequency gain) έτσι ώστε να επιτύχουμε αύξηση του περιθωρίου της φάσης για ευστάθεια (ωθεί την φάση κατά $+90^\circ$ πριν την cross-over συχνότητα), αύξηση του εύρους ζώνης, και απόσβεση των διαταραχών.

Το σύστημα ελέγχου μπορεί να αντιδράσει στις διαταραχές (πχ. να τις αποσβέσει) όταν αυτές έχουν συχνότητα μικρότερη της cross-over. Γι αυτό και το εύρος ζώνης είναι ένας συχνά χρησιμοποιούμενος όρος στα συστήματα ελέγχου. Αυτό γιατί για διαταραχές διαφόρων επιπέδων μέχρι και την cross-over συχνότητα είναι $|L(j\omega)| > 1$. Πάνω από αυτή τη συχνότητα είναι $|L(j\omega)| < 1$ και έτσι δεν μπορεί να επιτευχθεί καμία απόσβεση σε διαταραχή ή θόρυβο. Το κατά πόσο τώρα μπορεί ο ελεγκτής να αποσβέσει αυτές τις διαταραχές κάτω από την cross-over συχνότητα εξαρτάται από το μέτρο του CLG $|L(j\omega)|$ στην συγκεκριμένη συχνότητα. Κοντά στην cross-over συχνότητα η απόσβεση είναι ίση με το μέτρο $|1 + L(j\omega)| = 1$ και πέρα από αυτή δεν υπάρχει απόσβεση καθώς $|1 + L(j\omega)| \cong 1$.



Εικόνα 2.2.1.3 a) Απόσβεση διαταραχής των 50 rad/sec **b)** Απόσβεση διαταραχής των 1000 rad/sec.[18]

Παραπάνω φαίνεται ένα παράδειγμα απόσβεσης μια ημιτονοειδούς διαταραχής των 50 rad/sec. Σύμφωνα με την εικόνα το μέτρο της CLG στην συγκεκριμένη συχνότητα είναι περίπου 16dB. Έτσι περιμένουμε ότι μια διαταραχή αυτής της συχνότητας θα αποσβεστεί κατά $10^{16/20} = 6.3$. Έτσι ενώ η διαταραχή στην είσοδο είχε πλάτος ένα βλέπουμε ότι στην έξοδο του συστήματος έχει πλάτος 0.15, που είναι αυτό που περιμέναμε. Έπειτα εφαρμόζεται μια διαταραχή συχνότητας ίσης με αυτή της cross-over 1000 rad/sec όπου πρακτικά δεν περιμένουμε σχεδόν καθόλου απόσβεση. Βλέπουμε όμως ότι η απόσβεση του συστήματος ελέγχου είναι αντ' αυτού περίπου $1/0.64 = 1.56$. Το ποια θα είναι η ακριβής απόσβεση στην cross-over συχνότητα εξαρτάται από τα περιθώρια ευστάειας

του συστήματος στο σημείο αυτό. Σε αυτό το σύστημα (εικόνα 2.2.1.α) στην cross-over συχνότητα έχω φάση 77° . Έτσι η διαταραχή θα αποσβεστεί κατά $|1 + L(j\omega)| = |1 + 1 \angle (180 - 77)^\circ| = |1 + 1 \angle 103^\circ| = 1.55$, πράγμα που φαίνεται και στην εικόνα 2.2.1.δ όπου βλέπουμε ότι το πλάτος στην έξοδο του συστήματος είναι $1/1.55 = 0.6$. Άρα όσο μικρότερο το phase margin τόσο μικρότερη η απόσβεση διαταραχών και θορύβου.

Διαδικασία Διαμόρφωσης Του Βρόχου-Loop Shaping

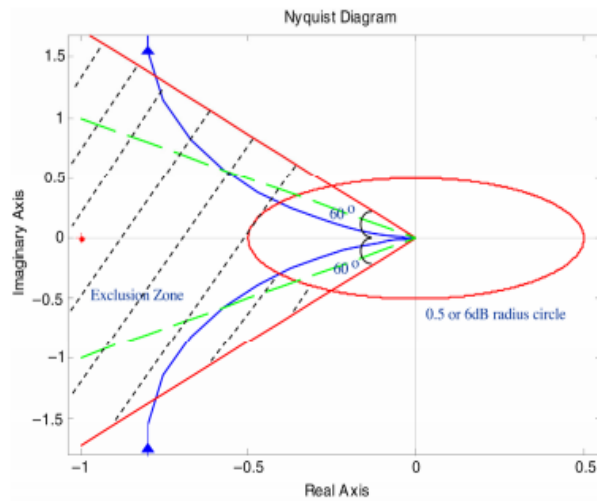
Η διαδικασία διαμόρφωσης ενός συστήματος ελέγχου ανάδρασης έχει ως εξής:

1. Σχεδιάζουμε το διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς τους συστήματος-plant G_p .
2. Επιλέγουμε το εύρος ζώνης του συστήματος ελέγχου. Συνήθως επιλέγεται μια τιμή μεταξύ $1/10$ και $1/5$ της διακοπτικής συχνότητας. ($1/10F_{sw} < F_{co} < 1/5F_{sw}$). Η τιμή αυτή της F_{co} παρέχει έναν καλό «συμβιβασμό» μεταξύ της ταχύτητας απόκρισης και στο να αποφευχθούν τυχόν αστάθειες συσχετιζόμενες με την διακοπτική συχνότητα.
3. Επιλέγουμε το κέρδος της συνάρτησης μεταφοράς του ελεγκτή- G_c έτσι ώστε να επιτύχουμε κέρδος $0dB$ στην cross-over συχνότητα του CLG $L(s)$.
4. Τοποθετούμε τους πόλους και τα μηδενικά της G_p έτσι ώστε να επιτύχουμε επαρκή περιθώρια ευστάθειας της $L(s)$. Αποδεκτές τιμές για Phase-Margin είναι τιμές μεγαλύτερες των 45° . Ως Phase Margin για επαρκή ευστάθεια ορίζουμε τις 45° , δηλαδή $PM > 45^\circ$, όπου $PM = 180^\circ - \varphi$ και φ είναι η τιμή της φάσης του CLG στην cross-over συχνότητα. (Συνήθως επιλέγεται τιμή του PM κοντά στις 60°). Οποιαδήποτε θετική τιμή gain margin είναι αποδεκτή για ευσταθές σύστημα (Συνήθως επιλέγεται $GM > 10$ dB). Οι παραπάνω συνθήκες αποτελούν μια ειδική περίπτωση του κριτηρίου του Nyquist για ευστάθεια συστημάτων με τη χρήση γραφικών μεθόδων.

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω συνήθως τακτική σχεδιασμού της G_p είναι η τοποθέτηση ενός πόλου στην αρχή (Integrator) για μηδενικό σφάλμα μονίμου καταστάσεως και υψηλό DC κέρδος στις χαμηλές συχνότητες για απόσβεση διαταραχών. Έπειτα η τοποθέτηση ενός μηδενικού(ή και παραπάνω) σε κάποια συχνότητα αρκετά χαμηλότερη της F_{co} . Η τοποθέτηση αυτού του μηδενικού γίνεται τουλάχιστον 1dec πριν την F_{co} έτσι ώστε να έχουμε πλήρη εκμετάλλευση των $+90^\circ$ της φάσης του μηδενικού πάνω στην F_{co} . Έπειτα τοποθετείται ένας πόλος περίπου 1dec μετά την F_{co} έτσι ώστε να αποσβέσει το κέρδος στις υψηλές συχνότητες και να μην επηρεαστεί η ώθηση της φάσης που είχαμε από την προηγούμενη τοποθέτηση του μηδενικού.

Σημείωση: συνηθίζεται επίσης να τοποθετείται ένας επιπλέον πόλος λίγο πριν ή μετά την cross-over συχνότητα ώστε να εξαναγκάσει το κέρδος να πέσει με $40dB/dec$ ξεκινώντας από αυτό το σημείο της συχνότητας και μετά. Ο λόγος είναι ότι σε περίπτωση που υπάρχει κάποιο μηδενικό στο σύστημα-plant σε εύρος συχνότητας μετά την cross-over το οποίο δεν έχει διαμορφωθεί, τότε ακόμα και αν αυτό δεν μπορεί να διακινδυνεύσει την σταθερότητα του συστήματος (*absolute stability*) μπορεί να

διακινδυνεύσει την *conditional stability*: το κέρδος στην περιοχή γύρω από την cross-over συχνότητα ή ισοδύναμα σε -1 ακτίνας κύκλου στο διάγραμμα Nyquist(όπου και πάλι η σταθερότητα του συστήματος εξαρτάται από την φάση).



Εικόνα 2.2.1.4 Διάγραμμα Nyquist όπου φαίνεται η ζώνη αποκλεισμού της τροχιάς του CLG για συγκεκριμένες προδιαγραφές ελέγχου.

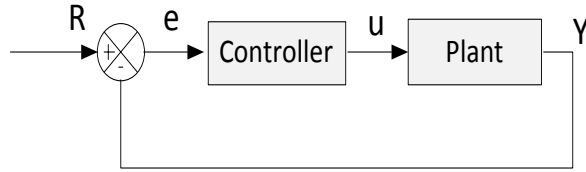
Παραπάνω φαίνεται ένα παράδειγμα ενός διαγράμματος Nyquist το οποίο καθορίζει την τροχιά αποκλεισμού μέσα στην οποία δεν πρέπει να κινηθεί η τροχιά του CLG. Τα σύνορα της ζώνης αποκλεισμού καθορίζονται από δύο γραμμές που αντιστοιχούν στις 60° του phase margin και από έναν κύκλο ακτίνας 0.5 που αντιστοιχεί σε 6dB του gain margin.

Συνοψίζοντας έχουμε ότι οι πρακτικές ελέγχου διαφέρουν ανά περίπτωση αλλά γενικά γίνονται με σκοπό να επιτευχθούν τα ακόλουθα βασικά χαρακτηριστικά που πρέπει να πληρεί ένα σύστημα ελέγχου ανάδρασης:

- Μηδενικό σφάλμα μονίμου καταστάσεως
- Απόσβεση θορύβου και διαταραχών
- Γρήγορη απόκριση
- Απόσβεση της υπερύψωσης (overshoot) ή υποτίναξης (undershoot) σε βηματικές μεταβολές

PID Ελεγκτής

Αρχικά παρουσιάζεται ο τρόπος που συμπεριφέρεται ένας PID controller, ο οποίος δουλεύει σε σύστημα κλειστού βρόγχου, χρησιμοποιώντας το παρακάτω σχήμα. Η μεταβλητή (e) αντιπροσωπεύει το σφάλμα παρακολούθησης, δηλαδή την διαφορά ανάμεσα στην τιμή της επιθυμητής εισόδου (R) και σε εκείνη της πραγματικής εξόδου (Y).



Εικόνα 2.2.1.2.25 Διάγραμμα συστήματος ελέγχου ανάδρασης

Αυτό το σήμα σφάλματος (e) θα σταλεί στον PID controller και ο ελεγκτής θα υπολογίσει τόσο την παράγωγο όσο και το ολοκλήρωμα αυτού του σήματος. Το σήμα (u) αμέσως μετά τον ελεγκτή είναι πλέον ίσο με το αναλογικό κέρδος (K_p) επί την τιμή του σφάλματος, συν το ολοκληρωτικό κέρδος (K_i) επί το ολοκλήρωμα του σφάλματος, συν το διαφορικό κέρδος (K_D) επί την παράγωγο του σφάλματος.

$$U = K_p \cdot e + K_i \int e dt + K_D \frac{de}{dt} \quad (2.10)$$

Το σήμα αυτό θα σταλεί στο σύστημα προς έλεγχο και στη συνέχεια θα λάβουμε ένα νέο σήμα εξόδου (Y). Η νέα έξοδος (Y) θα σταλεί ξανά πίσω στο αισθητήριο για να ανιχνεύσει και αυτό με τη σειρά του το νέο σήμα σφάλματος (e). Ο ελεγκτής θα πάρει αυτό το νέο σήμα σφάλματος και θα υπολογίσει ξανά την παράγωγο και το ολοκλήρωμα και η ίδια διαδικασία θα επαναλαμβάνεται συνέχεια.

Παρακάτω παρουσιάζονται συνοπτικά η λειτουργία του κάθε στελέχους ξεχωριστά και η διαδικασία συντονισμού. Ο derivative έλεγχος(διαφορικός) βοηθάει στο να βελτιωθεί το περιθώριο φάσης του συστήματος κλειστού βρόχου και κατά συνέπεια να βελτιωθεί η δυναμική απόκριση και η σταθερότητά του. Ο proportional ελεγκτής(αναλογικός) βοηθάει στο να αυξηθεί το εύρος ζώνης του συστήματος, το οποίο επιτρέπει γρήγορη δυναμική απόκριση και τέλος ο integrator (ολοκληρωτής) βοηθάει στο να εξασφαλίσουμε χαμηλό σφάλμα μονίμου καταστάσεως.

- Proportional

Στην εικόνα 2.2.1.6 φαίνεται η απόκριση στο πεδίο της συχνότητας της $F(s)$. Από το διάγραμμα bode βρίσκουμε την προσέγγιση πρώτης τάξης του συστήματος χρησιμοποιώντας τις δύο ασύμπτωτες. Η συχνότητα αποκοπής του συστήματος αυτού είναι η w_o . Η συνάρτηση μεταφοράς πρώτης τάξεως μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής

$$F(s) = \frac{G_{dc}}{1 + \frac{s}{w_o}} \quad (2.11)$$

όπου G_{dc} είναι το dc κέρδος της $F(s)$. Για υψηλές συχνότητες κοντά και πάνω από την w_o η προσέγγιση είναι η εξής

$$F(s) = \frac{G_{dc}}{s/w_o} \text{ και το μέτρο } |F(s)| = \frac{G_{dc}}{w} \quad (2.12)$$

Σκοπός του αναλογικού ελεγκτή είναι να μετατοπίσει καθέτως το διάγραμμα Bode προκειμένου να επιτευχθεί μια καινούργια μεγαλύτερη συχνότητα αποκοπής w_c . Πολλαπλασιάζοντας την $F(s)$ κατά έναν παράγοντα k_p το διάγραμμα μεταφέρεται προς τα πάνω και η νέα συχνότητα αποκοπής είναι η w_c . Έχοντας σαν δεδομένο την επιθυμητή συχνότητα w_c ορίζουμε το κέρδος K_p ως εξής:

$$K_p = \frac{w_c}{w_o G_{dc}} \quad (2.13)$$

- Integral

Το επόμενο βήμα είναι να προσθέσουμε ένα μηδενικό στην αρχή και έναν πόλο σε μια τυχαία χαμηλή συχνότητα έτσι ώστε το σύστημα κλειστού βρόχου να έχει άπειρο dc κέρδος με αποτέλεσμα μηδενικό σφάλμα μονίμου καταστάσεως για βηματικές μεταβολές στην είσοδο. Η συνάρτηση μεταφοράς του Integral ελεγκτή δίνεται από την παρακάτω εξίσωση

$$G_I = 1 + \frac{w_i}{s} = \frac{s + w_i}{s} \quad (2.14)$$

Έτσι ο integral ελεγκτής θα ενεργοποιείται σε Dc και χαμηλές συχνότητες και πρακτικά δεν θα έχει καμία επιρροή στις υψηλές.

- Derivative

Τέλος ο derivative ελεγκτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να βελτιώσει την δυναμική απόκριση του συστήματος αυξάνοντας το περιθώριο φάσης. Η συνάρτηση μεταφοράς αυτού G_D δίνεται παρακάτω.

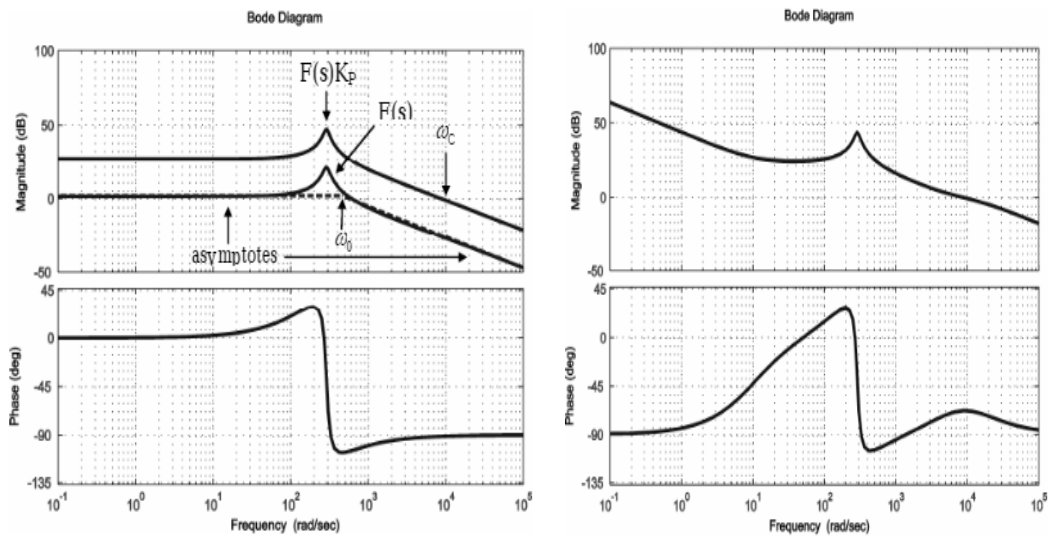
$$G_D = K_D \frac{1 + \frac{s}{w_z}}{1 + \frac{s}{w_p}} \quad (2.15)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς G_D προσθέτει έναν πόλο και ένα μηδενικό στο σύστημα. Το μηδενικό μπορεί να τοποθετηθεί τυχαία κάτω από την w_c στη θέση $w_z = w_c - \Delta w$. Όπου το Δw επιλέγεται έτσι ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό phase margin. Αφού τοποθετήσουμε το μηδενικό πρέπει να επιλέξουμε την συχνότητα που θα τοποθετηθεί ο πόλος έτσι ώστε να επιτύχουμε την μέγιστη μετατόπιση φάσης ακριβώς πάνω στην w_c . Είναι

$$w_c = \sqrt{w_z \cdot w_p} \text{ και } w_p = \frac{w_c^2}{w_z} \quad (2.16)$$

το κέρδος K_D πρέπει να επιλέγεται έτσι ώστε η G_D να μην επιφέρει καμία αύξηση του κέρδους στο σύστημα αντιστάθμισης καθώς η cross-over συχνότητα έχει ήδη διαμορφωθεί από το αναλογικό κέρδος K_p . Το κέρδος K_D δίνεται από την σχέση:

$$K_D = \sqrt{w_z/w_p} \quad (2.17)$$



Εικόνα 2.2.1.2.26 α) Απόκριση της $F(s)$ και της $F(s)K_p$ β) Απόκριση της $F(s)K_p \cdot G_I(s) \cdot G_D(s)$

Η συνάρτηση μεταφοράς του PID ελεγκτή δίνεται τελικά από την σχέση

$$G_c = K_p G_I(s) G_D(s) \quad (2.18)$$

2.2.2. State-space-averaging

Ένα converter συμπεριφέρεται σαν ένα χρονικά αμετάβλητο σύστημα όταν ο διακόπτης άγει-on και όταν ο διακόπτης είναι κλειστός-off τότε ο converter συμπεριφέρεται σαν ένα άλλο χρονικά αμετάβλητο σύστημα και αν το ρεύμα μηδενιστεί τότε έχουμε ακόμα ένα χρονικά αμετάβλητο σύστημα. Έτσι η λειτουργία ενός μετατροπέα μπορεί να περιγραφεί ως η μετάβαση μεταξύ διαφόρων χρονικά αμετάβλητων συστημάτων κατά την διακοπτική περίοδο. Συνεπώς, ο μετατροπέας μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν ένα χρονικά αμετάβλητο σύστημα. State-space-averaging είναι μια μέθοδος προσέγγισης αυτού του ενιαίου χρονικά αμετάβλητου συστήματος με έναν γραμμικό-συνεχούς χρόνο-χρονικά αμετάβλητο σύστημα. Αυτή η μέθοδος χρησιμοποιεί την state-space περιγραφή κάθε χρονικά αμετάβλητου συστήματος ως ένα σημείο εκκίνησης. Έπειτα υπολογίζεται ο μέσος όρος αυτών των state-space περιγραφών λαμβάνοντας όμως υπόψη την διάρκεια του καθενός μέσα στην διακοπτική περίοδο. Το σύστημα που προκύπτει από τον μέσο όρο των χρονικά αμετάβλητων συστημάτων είναι μη γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο και έχει duty cycle $d(t)$ ως σήμα ελέγχου. Τέλος, το σύστημα αυτό γραμματικοποιείται γύρω από ένα σημείο λειτουργίας προκειμένου να παρατηρήσουμε ένα small-signal μοντέλο. Από αυτό το μοντέλο θα προκύψουν οι τρεις βασικές συναρτήσεις μεταφοράς:

- Control-to-output, η οποία περιγράφει πως μια μεταβολή στο σήμα ελέγχου επηρεάζει την τάση εξόδου
- Current-to-output η οποία περιγράφει πως μια μεταβολή στο ρεύμα του πηνίου επηρεάζει την έξοδο

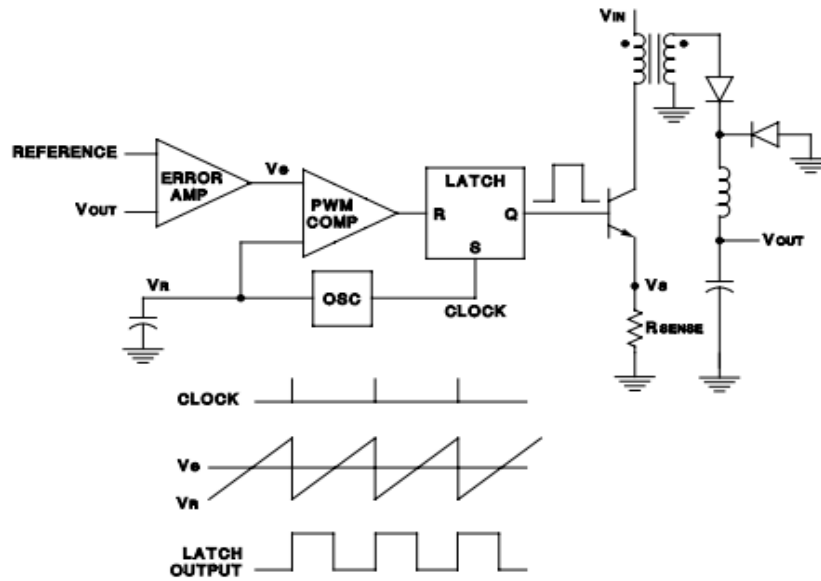
- Input-to-output η οποία περιγράφει πως μια μεταβολή στην τάση εισόδου επηρεάζει την τάση εξόδου.

2.2.3. Voltage Mode Control (VMC) και Current Mode Control (CMC)

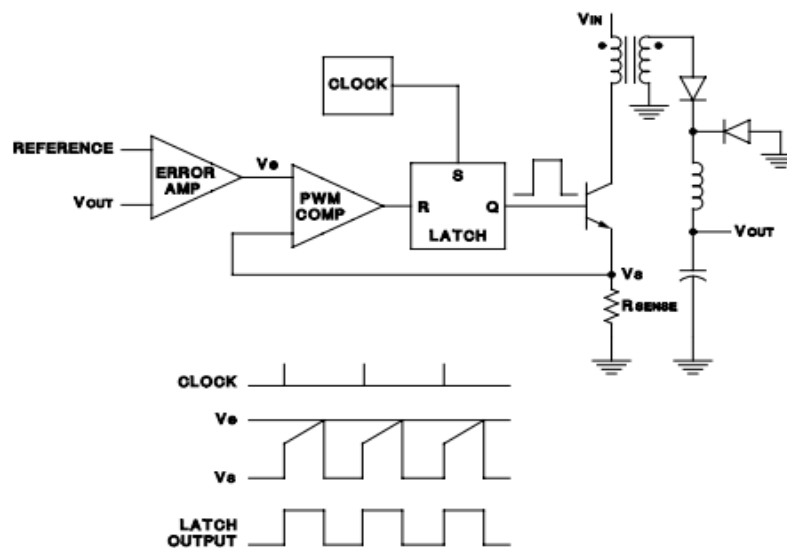
Στον κλασικό VMC έλεγχο η τριγωνική κυματομορφή της τάσης του PWM ρυθμιστή είναι σταθερή και τεχνητά παραγόμενη από το ρολόι. Έτσι οι παλμοί που παράγονται από τον PWM για την οδήγηση του διακοπτικού στοιχείου είναι αποτέλεσμα σύγκρισης αυτής της κυματομορφής με την τάση ελέγχου. Αυτή η τεχνική ονομάστηκε έτσι λοιπόν (Voltage-mode-programming ή voltage-mode-control) αφού το duty cycle είναι ανάλογο της τάσης ελέγχου. Στον CMC έλεγχο όμως η κυματομορφή αυτή είναι το μετρούμενο ρεύμα του πηνίου (ή του διακόπτη) το οποίο αντιστοιχίζεται σε μια ανάλογη κυματομορφή τάσης η οποία εφαρμόζεται στον PWM ρυθμιστή. Στην τεχνική αυτή δηλαδή μετράται το ρεύμα του πηνίου και ο διακόπτης ανοίγει σε ένα προγραμματισμένο επίπεδο ρεύματος. Τονίζεται ότι και στις δύο περιπτώσεις υπάρχει ένα ρολόι που η βασική του λειτουργία είναι να καθορίζει την στιγμή που ο διακόπτης μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής-οπ σε κάθε κύκλο. Η στιγμή που ο διακόπτης θα σταματήσει να άγει-off σε κάθε κύκλο καθορίζεται από τον βρόχο ανάδρασης. Χρησιμοποιώντας ρολόι εξασφαλίζουμε την ύπαρξη συνεχούς ρυθμού επανάληψης-διακοπτικής συχνότητας.

Στην περίπτωση του VMC οποιαδήποτε μεταβολή στο φορτίο ή στην είσοδο μπορεί να εντοπιστεί μόνο σαν μεταβολή της τάσης εξόδου και μετά να διορθωθεί από το βρόχο ανάδρασης. Αυτή η διαδικασία ωστόσο παίρνει αρκετούς κύκλους λειτουργίας με αποτέλεσμα να έχουμε αργή απόκριση. Επιπλέον, το φίλτρο εξόδου εισάγει ένα διπλό πόλο στο βρόχο ελέγχου ο οποίος είναι δύσκολο να αντισταθμιστεί. Η αντιστάθμιση, πέραν αυτού, είναι ακόμα πιο περίπλοκη αφού το κέρδος του βρόχου μεταβάλλεται με την τάση εισόδου. Βέβαια, στην περίπτωση του VMC υπάρχει μόνο ένας βρόχος αντιστάθμισης και έτσι είναι πιο εύκολη η σχεδίαση και η ανάλυσή του.

Στον CMC έλεγχο τώρα μπορούν να περιοριστούν τα μειονεκτήματα που έχουμε με τον VMC, ωστόσο εισάγονται νέες προκλήσεις όσον αφορά την σχεδίαση του. Το ρεύμα του πηνίου αυξάνεται με κλίση ανάλογη του $V_{in} - V_o$. Έτσι αυτή η κυματομορφή θα επηρεαστεί άμεσα από τις αλλαγές της τάσης εισόδου με αποτέλεσμα να περιορίζεται τόσο η καθυστέρηση στην απόκριση του ελέγχου όσο και οι μεταβολές του κέρδους του βρόχου σε σχέση με την τάση εισόδου. Ο ενισχυτής σφάλματος χρησιμοποιείται τώρα για να διαχειριστεί το ρεύμα εξόδου και όχι την τάση εξόδου, με αποτέλεσμα η επιρροή του πηνίου στην έξοδο να περιορίζεται και το φίλτρο εξόδου εισάγει τώρα μόνο έναν πόλο στον βρόχο ανάδρασης. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να απαιτείται ένας πιο απλός αντισταθμιστής και να έχουμε ένα μεγαλύτερο κέρδος στο εύρος ζώνης σε σχέση με τον VMC έλεγχο. Στα μειονεκτήματα του CMC εντάσσονται τα παρακάτω: στην περίπτωση αυτή έχουμε δύο βρόχους ανάδρασης με αποτέλεσμα η ανάλυση του κυκλώματος να είναι πιο δύσκολη. Ο βρόχος ελέγχου για τιμές duty cycle πάνω από 50% γίνεται ασταθής (εκτός αν προστεθεί κλίση αντιστάθμισης). Επιπλέον, καθώς η διαμόρφωση του ελέγχου βασίζεται σε ένα σήμα προερχόμενο από το ρεύμα εξόδου, οι αντιστάσεις στο κύκλωμα ισχύος μπορεί να εισάγουν θόρυβο στον βρόχο ελέγχου. Μια ακόμα σημαντική πηγή θορύβου στο κύκλωμα είναι τα οι απότομες αυξήσεις του ρεύματος (current spikes) οι οποίες προκαλούνται από την χωρητικότητα των τυλιγμάτων του πυκνωτή.



VOLTAGE MODE CONTROL



CURRENT MODE CONTROL

Εικόνα 2.2.3.1 Voltage Mode Control και Current Mode Control

2.3. Έλεγχος μετατροπέα πηγής τάσης – Voltage Source Converter(VSC)

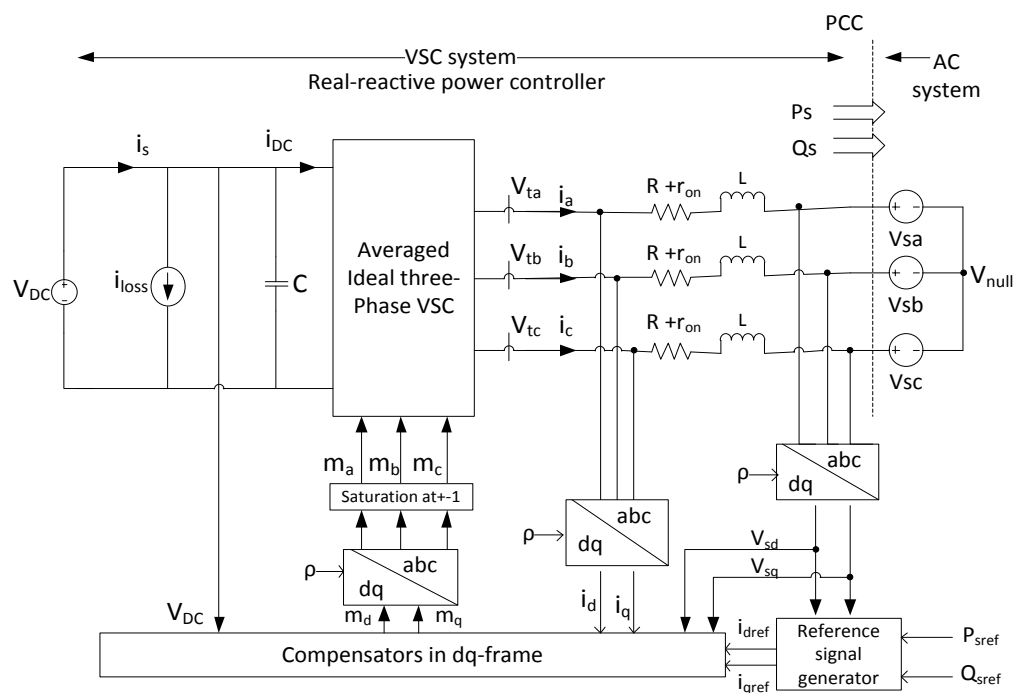
Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται αρχικά ο έλεγχος ρεύματος ενός μετατροπέα πηγής τάσης (VSC) μέσω του μετασχηματισμού των παραμέτρων του στο πεδίο dq, προκειμένου να κατανοηθεί στην συνέχεια (ενότητα 2.3.2) καλύτερα ο έλεγχος τάσης και συχνότητας στην AC πλευρά του μετατροπέα (μέσω ελέγχου του ρεύματος) όταν αυτός σε ένα σύστημα ισχύος βρίσκεται σε αυτόνομη λειτουργία (islanding). Προς το σκοπό αυτό

θα αναλυθεί στην ενότητα 2.4.1 πως επιτυγχάνεται έλεγχος της ισχύος (ενεργού και άεργου) που ανταλλάσσει ο μετατροπέας με το AC δίκτυο όταν αυτός είναι απευθείας συνδεδεμένος με το δίκτυο (grid connected). Αυτό γιατί μέσω των τιμών αναφοράς της ενεργού και άεργου ισχύος εξάγονται οι τιμές αναφοράς του ρεύματος στο πεδίο dq με αποτέλεσμα ο έλεγχος ισχύος να ανάγεται τελικά σε έλεγχος ρεύματος.

2.3.1. Έλεγχος ρεύματος μετατροπέα πηγής τάσης σε διασυνδεδεμένη λειτουργία – Grid-Imposed Frequency VSC

Στην παρακάτω εικόνα 2.3.1.1 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός μετατροπέα πηγής τάσης ο οποίος θεωρούμε ότι είναι απευθείας συνδεδεμένος στο δίκτυο (grid connected). Προκειμένου να γίνει πιο κατανοητή η ανάλυσή του, ο inverter μπορεί να μοντελοποιηθεί από ένα ιδανικό μετατροπέα (άνευ απωλειών) ο οποίος συμπεριλαμβάνει τον ισοδύναμο πυκνωτή του dc ζυγού, μια πηγή ρεύματος η οποία προσομοιώνει τις απώλειες ισχύος εξαιτίας των διακοπτικών του, και αντιστάσεις σε σειρά (r_{on}) στην ac πλευρά που προσομοιώνουν τις απώλειες ισχύος κατά την φάση αγωγής των διακοπών του με τον τρόπο που φαίνεται στην εικόνα. Η dc πλευρά του inverter μπορεί να διασυνδεθεί με μία πηγή συνεχούς τάσης ή με μια μονάδα παραγωγής ισχύος dc τάσης. Κάθε φάση του Inverter συνδέεται με το ac σύστημα μέσω μιας RL συστοιχίας που αποτελεί το φορτίο.

Στην παρούσα ανάλυση θεωρούμε προσεγγιστικά ότι το AC σύστημα είναι άπειρο και άκαμπτο έτσι ώστε η συχνότητα και η τάση στην ac πλευρά του VSC να θεωρούνται σταθερές. Το ac σύστημα μοντελοποιείται από μια ιδανική τριφασική πηγή τάσης V_{sabc} . Υποτίθεται ακόμα ότι η τάση V_{sabc} είναι σε ισορροπία, ημιτονοειδής και έχει μια σχετικά σταθερή συχνότητα. Έτσι το σύστημα ανταλλάσσει ενεργό και άεργο ισχύ P_s και Q_s με το AC σύστημα στο σημείο κοινής σύνδεσης PCC (point of common coupling).



Εικόνα 2.3.1.1. Σχηματικό Διάγραμμα ενός μετατροπέα πηγής τάσης συνδεδεμένου με το δίκτυο.

Μία προσέγγιση για τον έλεγχο της ροής ισχύος έχει να κάνει με τον έλεγχο του ρεύματος και αναφέρεται ως μέθοδος ελέγχου του ρεύματος (current- mode control). Σε αυτή την προσέγγιση το ρεύμα παρακολουθείται και διαμορφώνεται από τον ελεγκτή ρεύματος μέσω της ac τάσης εξόδου του VSC. Έτσι η ενεργός και άεργος ισχύς ελέγχονται μέσω της φάσης και του πλάτους του ρεύματος γραμμής του μετατροπέα πηγής τάσης σύμφωνα όμως με την τάση του σημείου κοινής σύνδεσης. Έτσι μέσω του βρόχου ελέγχου του ρεύματος επιτυγχάνεται προστασία του VSC από τυχόν απότομες μεταβολές (overshoot) του ρεύματος. Άλλα πλεονεκτήματα αυτής της προσέγγισης ελέγχου είναι η ανθεκτικότητα του συστήματος ενάντια σε μεταβολές των παραμέτρων του VSC ή του AC συστήματος, ανώτερη δυναμική απόκριση, και υψηλότερου επιπέδου έλεγχο.

Στην παραπάνω εικόνα 2.3.1.1 παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα ενός current controlled μετατροπέα πηγής τάσης όπου καταδεικνύεται ότι ο έλεγχος γίνεται στο πεδίο dq. Έτσι η ροή ενεργού και άεργου ισχύος ελέγχεται μέσω των συνιστωσών του ρεύματος γραμμής i_d και I_q . Τα σήματα που λαμβάνονται από τον VSC, αφού πρώτα μετασχηματιστούν στο πεδίο dq, εισέρχονται προς επεξεργασία στους αντισταθμιστές προκειμένου να παραχθούν τα σήματα ελέγχου στο πεδίο dq. Τα σήματα ελέγχου μετασχηματίζονται έπειτα και πάλι στο πεδίο abc και στέλνονται τελικά στον VSC.

Από την εικόνα 2.3.1.1 παρατηρούμε ότι τα δυναμικά χαρακτηριστικά του VSC στην ac πλευρά μπορούν να περιγραφτούν από την ακόλουθη διανυσματική εξίσωση:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on}) \vec{i} + \vec{V}_t - \vec{V}_s \quad (2.19)$$

Αντικαθιστώντας στην παραπάνω εξίσωση το διάνυσμα της τάσης V_{s-abc} με $\vec{V}_s(t) = \widehat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)}$ προκύπτει η εξίσωση 2.20

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -(R + r_{on}) \vec{i} + \vec{V}_t - \widehat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)} \quad (2.20)$$

Έπειτα μετασχηματίζουμε στο πεδίο dq τις μεταβλητές της εξίσωσης 2.22. Έχουμε έτσι για το ρεύμα και την τάση αντίστοιχα $\vec{i} = i_{dq} e^{j\rho}$ και $\vec{V}_t = V_{tdq} e^{j\rho}$. Αντικαθιστώντας τις τιμές αυτές στην 2.20 προκύπτει:

$$L \frac{d}{dt} (i_{dq} e^{j\rho}) = -(R + r_{on}) (i_{dq} e^{j\rho}) + (V_{tdq} e^{j\rho}) - \widehat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)} \quad (2.21)$$

όπου $f_{dq} = f_d + f_q$. Η εξίσωση 2.21 μπορεί να ξαναγραφτεί τότε ως εξής:

$$L \frac{d}{dt} (i_{dq}) = -j \left(L \frac{d\rho}{dt} \right) i_{dq} - (R + r_{on}) i_{dq} + V_{tdq} - \widehat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o - \rho)} \quad (2.22)$$

Αναλύοντας την εξίσωση 2.22 σε πραγματικές και φανταστικές συνιστώσες προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις:

$$L \frac{di_d}{dt} = \left(L \frac{d\rho}{dt} \right) i_q - (R + r_{on}) i_d + V_{td} - \widehat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (2.23)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = - \left(L \frac{d\rho}{dt} \right) i_q - (R + r_{on}) i_q + V_{tq} - \widehat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (2.24)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις ωστόσο δεν είναι στην κανονική μορφή εξισώσεων κατάστασης στο χώρο και γι αυτό το λόγο εισάγουμε μια νέα μεταβλητή ελέγχου ω στις εξισώσεις 2.23 και 2.24, όπου ισχύει $\omega = d\rho/dt$. Προκύπτουν έτσι οι παρακάτω εξισώσεις:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega(t) i_q - (R + r_{on}) i_d + V_{td} - \widehat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (2.25)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega(t) i_q - (R + r_{on}) i_q + V_{tq} - \widehat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (2.26)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = L\omega(t) \quad (2.27)$$

Στις εξισώσεις 2.25 – 2.27 οι i_d, i_q και ρ είναι οι μεταβλητές κατάστασης και οι V_{td}, V_{tq} και ω είναι οι είσοδοι ελέγχου. Το σύστημα που περιγράφουν οι εξισώσεις 2.25 – 2.27 είναι μη γραμμικό λόγω της παρουσίας των όρων $\omega i_d, \omega i_q, \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$ και $\sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$. Αποδεικνύεται πως η χρησιμότητα του μετασχηματισμού dq έγκειται στην σωστή επιλογή των όρων ω και ρ . Επιλέγοντας $\omega = \omega_o$ και $\rho(t) = \omega_o t + \theta_o$ οι εξισώσεις 2.25 -2.27 παίρνουν την μορφή:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_o i_q - (R + r_{on}) i_d + V_{td} - \widehat{V}_s \quad (2.28)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_o i_q - (R + r_{on}) i_q + V_{tq} \quad (2.29)$$

οι οποίες περιγράφουν ένα γραμμικό σύστημα δευτέρας τάξεως το οποίο εξαρτάται από την συνεχή είσοδο \widehat{V}_s . Έτσι οι V_{td} και V_{tq} είναι dc μεταβλητές και οι i_d και i_q είναι επίσης dc μεταβλητές στην μόνιμη κατάσταση. Ο μηχανισμός που εξασφαλίζει ότι θα ισχύει μόνιμα $\rho(t) = \omega_o t + \theta_o$ αναφέρεται ως PLL και έχει επιπλέον σαν αποτέλεσμα να ισχύει ότι $V_{sq} = 0$. Το PLL (phase -locked-loop) χρησιμοποιείται ουσιαστικά για να συγχρονίσει το πλαίσιο dq με το AC σύστημα.

Για την ενεργό και άεργο ισχύ έχουμε ότι

$$P_s = \frac{3}{2} V_{sd}(t) i_d(t) \rightarrow i_{dref}(t) = \frac{2}{3V_{sd}} P_{sref}(t) \quad (2.30)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} V_{sd}(t) i_q(t) \rightarrow i_{qref}(t) = -\frac{2}{3V_{sd}} Q_{sref}(t) \quad (2.31)$$

Οπότε προκύπτουν και τα αντίστοιχα ρεύματα αναφοράς i_{dref} και i_{qref} . Έτσι αν $i_d \approx i_{dref}$ τότε $P_s \approx P_{sref}$ και αν $i_q \approx i_{qref}$ τότε $Q_s \approx Q_{sref}$.

Βασιζόμενοι στις εξισώσεις 2.25 και 2.26 και θεωρώντας λειτουργία της διάταξης στην μόνιμη κατάσταση καθώς και ότι $\omega(t) = \omega_0$ έχουμε τις παρακάτω εξισώσεις:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_d - (R + r_{on}) i_d + V_{td} - V_{sd} \quad (2.32)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_q - (R + r_{on}) i_q + V_{tq} - V_{sq} \quad (2.33)$$

Θεωρείται ότι η συνάρτηση μεταφοράς του ιδανικού VSC είναι $V_{DC}/2$ και έτσι έχουμε:

$$V_{td}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_d(t) \quad (2.34)$$

$$V_{tq}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_q(t) \quad (2.35)$$

Οι εξισώσεις 2.34 και 2.35 αντιπροσωπεύουν το μοντέλο του VSC στο πεδίο dq. Στις εξισώσεις 3.60 και 3.61 οι i_d, i_q και ρ είναι οι μεταβλητές κατάστασης, οι V_{td}, V_{tq} είναι οι είσοδοι ελέγχου και οι V_{sd} και V_{sq} είναι οι διαταραχές εισόδου. Λόγω της παρουσίας του όρου $L\omega_0$ στις 2.32 και 2.33 τα δυναμικά των i_d και i_q είναι συζευγμένα. Προκειμένου να επιτύχουμε την αποσύζευξη των δυναμικών των μεταβλητών i_d και i_q ορίζουμε τις μεταβλητές m_d και m_q ως εξής:

$$m_d = \frac{2}{V_{DC}} (u_d - L\omega_0 i_q + V_{sd}) \quad (2.36)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{DC}} (u_q - L\omega_0 i_d + V_{sq}) \quad (2.37)$$

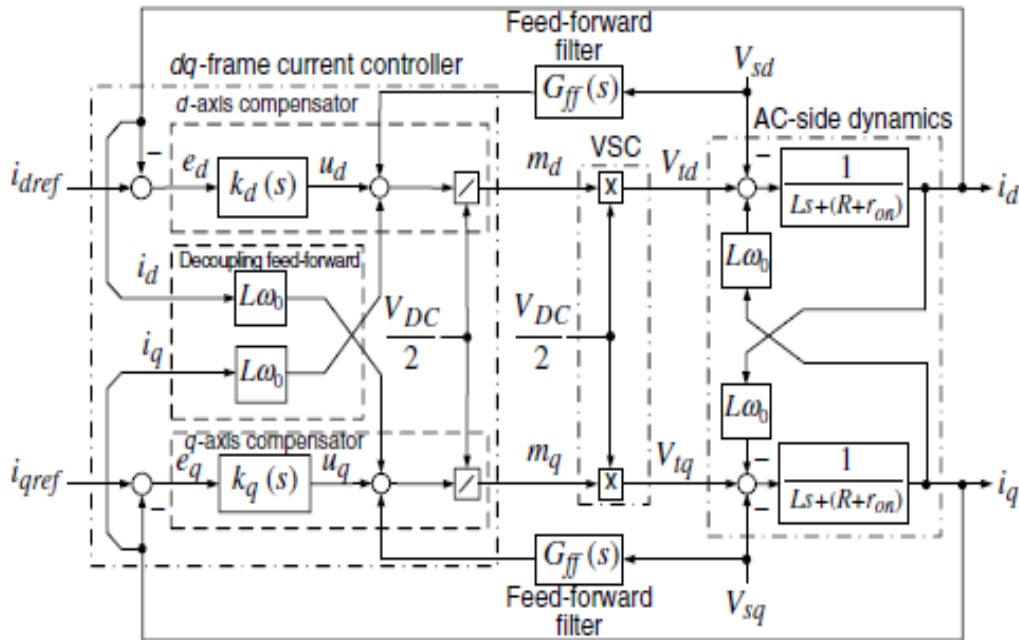
όπου u_d και u_q είναι δύο νέες μεταβλητές ελέγχου. Αντικαθιστώντας τις m_d και m_q των εξισώσεων 2.36 και 2.37 αντίστοιχα στις 2.34 και 2.35 και έπειτα τις μεταβλητές V_{td} και V_{tq} στις 2.32 και 2.33 προκύπτει:

$$L \frac{di_d}{dt} = -(R + r_{on}) i_d + u_d \quad (2.38)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -(R + r_{on}) i_q + u_q \quad (2.39)$$

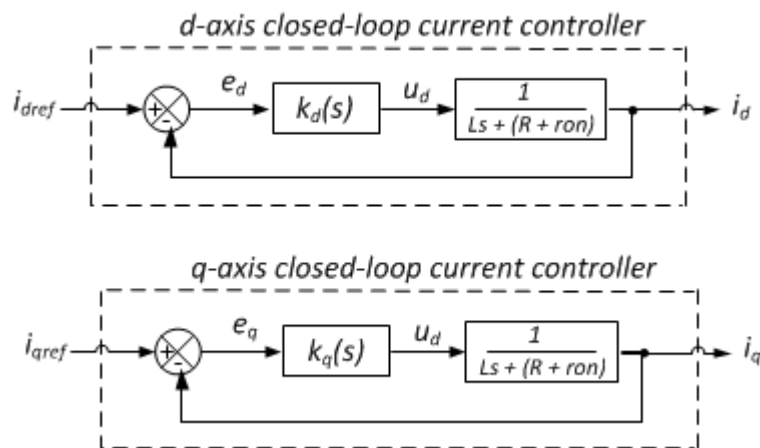
Οι εξισώσεις 2.38 και 2.39 περιγράφουν δύο αποσυζευγμένα γραμμικά συστήματα πρώτης τάξης. Βάσει των εξισώσεων 2.32 και 2.33 τα i_d και i_q μπορούν να ελεγχθούν από τα u_d και u_q αντίστοιχα. Στην εικόνα 2.3.1.2 παρουσιάζεται ο έλεγχος ρεύματος στο πεδίο dq όπου φαίνεται πως οι u_d και u_q είναι οι έξοδοι των δύο αντισταθμιστών αντίστοιχα. Ο αντισταθμιστής του d άξονα επεξεργάζεται το σφάλμα $e_d = i_{dref} - i_d$ και

παράγει το σήμα u_d . Έπειτα βάση της 2.38 μέσω του u_d υπολογίζεται το σήμα m_d . Παρόμοια ο αντισταθμιστής του q άξονα επεξεργάζεται το σφάλμα $e_q = i_{qref} - i_q$ και παράγει το σήμα u_q . Έπειτα βάση της 2.39 μέσω του u_q υπολογίζεται το σήμα m_q . Ο VSC έπειτα ενισχύει το σήμα m_d και m_q κατά τον παράγοντα $V_{DC}/2$ και παράγει τα V_{td} και V_{tq} τα οποία με την σειρά τους ελέγχουν τα i_d και i_q βάσει των εξισώσεων 2.32 και 2.33.



Εικόνα 2.3.1.2. Διάγραμμα ελέγχου ενός current-controlled μετατροπέα πηγής τάσης.

Ισοδύναμα με το διάγραμμα ελέγχου της εικόνας 2.3.1.2 μπορεί να σχεδιαστούν τα δύο απλοποιημένα διαγράμματα ελέγχου για κάθε άξονα έτσι όπως φαίνεται στην εικόνα 2.3.1.3. Από την εικόνα καταδεικνύει ότι τα προς έλεγχο συστήματα στον d και q άξονα είναι πανομοιότυπα. Έτσι οι δύο αντισταθμιστές μπορούν και αυτοί να είναι ίδιοι. Ο αντισταθμιστής k_d μπορεί να είναι ένας απλός PI –proportional integral ελεγκτής ώστε να μπορεί να παρακολουθεί το ρεύμα αναφοράς.



Εικόνα 2.3.1.3. Απλοποιημένο διάγραμμα ελέγχου ενός current-controlled μετατροπέα πηγής τάσης.

Τότε η συνάρτηση μεταφοράς έχει την μορφή

$$k_d(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (2.40)$$

όπου k_p και k_i είναι το αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος αντίστοιχα. Τότε το κέρδος του ανοιχτού βρόχου είναι

$$l(s) = \left(\frac{k_p}{Ls} \right) \frac{s + k_i/k_p}{s + (R + r_{on})/L} \quad (2.41)$$

Φαίνεται ότι λόγω του πόλου που εμφανίζει το σύστημα στην θέση $s = -(R + r_{on})/L$, η οποία είναι πολύ κοντά στην αρχή των αξόνων, το πλάτος και η φάση του κέρδους του βρόχου θα ξεκινήσουν να πέφτουν από μια σχετικά χαμηλή συχνότητα. Έτσι ο πόλος του συστήματος στην αρχή πρέπει να ακυρωθεί από ένα μηδενικό του αντισταθμιστή τοποθετημένο στην θέση $s = -k_i/k_p$, με αποτέλεσμα το κέρδος του βρόχου να παίρνει την μορφή $l(s) = k_p/(Ls)$. Τότε το κέρδος κλειστού βρόχου το οποίο ορίζεται ως $l(s)/(l(s) + 1)$ προκύπτει ως εξής:

$$\frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = G_i(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (2.42)$$

εάν οριστούν οι παρακάτω τιμές για τα k_p και k_i :

$$k_p = L/\tau_i \quad (2.43)$$

$$k_i = (R + r_{on})/\tau_i \quad (2.44)$$

όπου τ_i είναι η χρονική σταθερά του συστήματος κλειστού βρόχου. Η εξίσωση 2.42 δείχνει ότι αν οι τιμές k_p και k_i επιλεγθούν σύμφωνα με τις 2.43 και 2.44, τότε η απόκριση του $i_d(t)$ στο $i_{dref}(t)$ βασίζεται σε μια συνάρτηση μεταφοράς πρώτης τάξης που η χρονική σταθερά της τ_i είναι αποτελεί σχεδιαστική επιλογή. Η τιμή του τ_i πρέπει να επιλεγθεί να είναι πολύ μικρή για μια γρήγορη απόκριση ελέγχου του ρεύματος αλλά αρκετά μεγάλη έτσι ώστε η τιμή $1/\tau_i$, η οποία αποτελεί το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου, να είναι σχετικά μικρή, για παράδειγμα δέκα φορές μικρότερη της διακοπτικής συχνότητας του VSC. Ανάλογα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής και την διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα, το τ_i επιλέγεται να έχει τιμές στο εύρος 0.5-5ms. Ο ίδιος αντισταθμιστής μπορεί να υιοθετηθεί και για τον αντισταθμιστή του άξονα.

2.3.2. Μετατροπείας πηγής τάσης σε αυτόνομη λειτουργία – Frequency-Controlled VSC system

Στην προηγούμενη ενότητα περιγράφηκε ο έλεγχος και η λειτουργία ενός VSC συστήματος συνδεδεμένου με το AC δίκτυο (grid-imposed frequency VSC system). Έτσι η συχνότητα λειτουργίας του συστήματος είναι προκαθορισμένη αφού επιβάλλεται από το AC δίκτυο. Στην παρούσα ενότητα περιγράφεται ο έλεγχος της τάσης και της συχνότητας ενός VSC συστήματος όταν αυτό δεν είναι συνδεδεμένο απευθείας στο δίκτυο (controlled-frequency VSC system). Αυτό γιατί πλέον η τάση και η συχνότητα στο σημείο κοινής σύνδεσης δεν έχουν προκαθορισμένες τιμές με αποτέλεσμα ο VSC να πρέπει να τις ελέγξει από μόνος του. Η ενεργός και άεργος ισχύς που ανταλλάσσει τώρα το VSC σύστημα με το AC δίκτυο δεν είναι πρωταρχικής σημασίας.

Ο έλεγχος του VSC συστήματος πραγματοποιείται στο πεδίο dq και εισάγεται μια στρατηγική ελέγχου η οποία δεν προαπαιτεί την αρχική γνώση των χαρακτηριστικών του φορτίου. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω μιας στρατηγικής αντιστάθμισης, η οποία μπορεί να επιτύχει αποτελεσματική αποσύζευξη των δυναμικών χαρακτηριστικών του VSC συστήματος από αυτά του φορτίου.

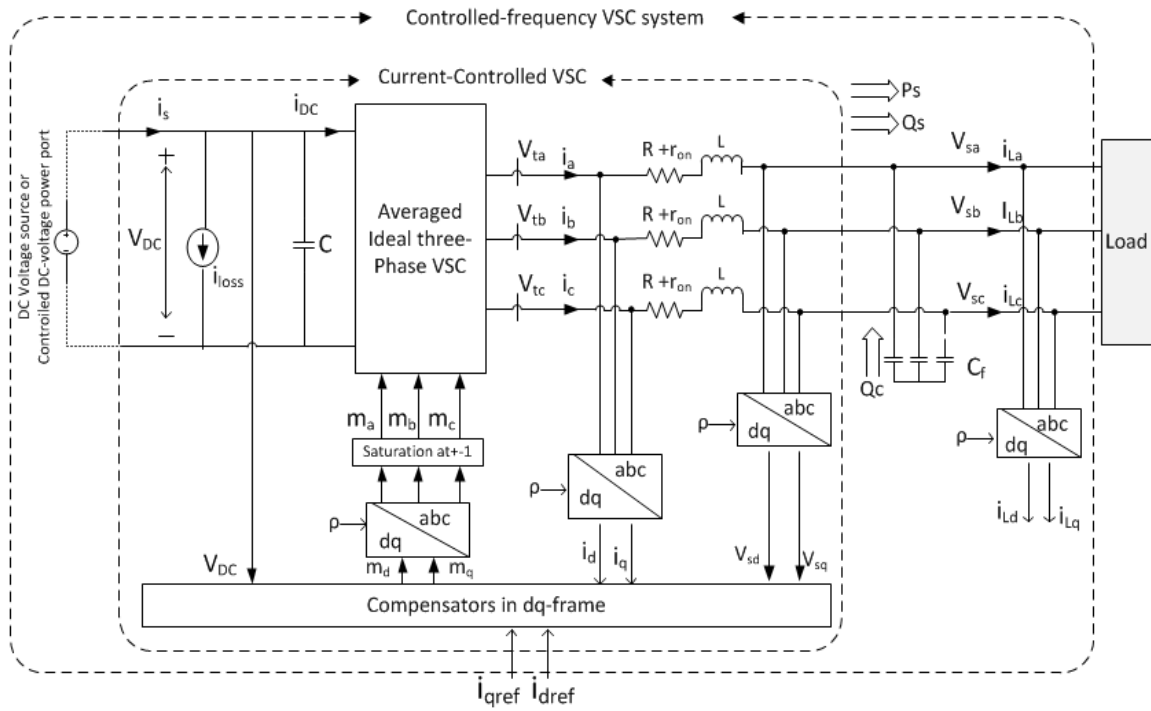
Στην παρακάτω εικόνα 2.3.2.1 παρουσιάζεται ένα Controlled-Frequency VSC σύστημα του οποίου ο πυρήνας είναι ένας current-controlled VSC που περιγράφηκε στην ενότητα 2.3.1. Υποθέτουμε ότι η τάση στην dc πλευρά υποστηρίζεται από μια πηγή DC τάσης η οποία μπορεί να είναι μια πηγή ενέργειας συνεχούς τάσης όπως μπαταρία, φωτοβολταϊκή συστοιχία κτλ. Κάθε φάση του VSC τερματίζεται στο φορτίο μέσω ενός RLC φίλτρου. Έτσι στόχος του ελέγχου είναι να ρυθμίσει την τάση V_{sabc} δεδομένων των διαταραχών στο ρεύμα του φορτίου i_{Labc} . Η χωρητικότητα C_f είναι απαραίτητη προκειμένου να εξασφαλιστεί ότι η συστοιχία RL τερματίζεται σε έναν κόμβο όπου υπάρχει σε κάποιο βαθμό υποστήριξη τάσης. Επιπλέον η C_f παρέχει έναν εύκολο δρόμο μικρής αντίστασης για τις αρμονικές του ρεύματος που παράγονται από τον VSC με αποτέλεσμα αυτές να μην εισχωρούν στο φορτίο. Χωρίς την C_f η αρμονική παραμόρφωση της τάσης του φορτίου θα ήταν άμεσα εξαρτώμενη από την αντίσταση του φορτίου τόσο στην διακοπτική συχνότητα όσο και στις αρμονικές αυτής.

Όπως βλέπουμε από την εικόνα 2.3.2.1 ο πυρήνας του controlled-frequency VSC συστήματος είναι ένας ελεγκτής ρεύματος του VSC ο οποίος περιγράφηκε αναλυτικά στην ενότητα 2.3.1. Οι συναρτήσεις μεταφοράς του για τον d και q άξονα στο πεδίο dq αντίστοιχα περιγράφηκαν ως εξής:

$$I_d(s) = G_i(s)I_{dref}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} I_{dref}(s) \quad (2.45)$$

$$I_q(s) = G_i(s)I_{qref}(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} I_{qref}(s) \quad (2.46)$$

όπου όπως εξηγήθηκε παραπάνω το τ_i είναι η χρονική σταθερά των συναρτήσεων μεταφοράς πρώτης τάξης του κλειστού βρόχου.



Εικόνα 2.3.2.1. Σχηματικό διάγραμμα ενός controlled frequency VSC συστήματος.

Από την εικόνα 2.3.2.1 εξάγονται επίσης και τα δυναμικά χαρακτηριστικά της τάσης του φορτίου τα οποία περιγράφονται από την ακόλουθη διανυσματική εξίσωση

$$C_f \frac{d\vec{V}_s}{dt} = \vec{i} - \vec{i}_L \quad (2.47)$$

Μετασχηματίζοντας τα διανύσματα της εξίσωσης 2.47 στο πεδίο dq χρησιμοποιώντας την εξίσωση $\vec{f}(t) = (f_d + jf_q)e^{j\rho(t)}$ προκύπτει η παρακάτω εξίσωση:

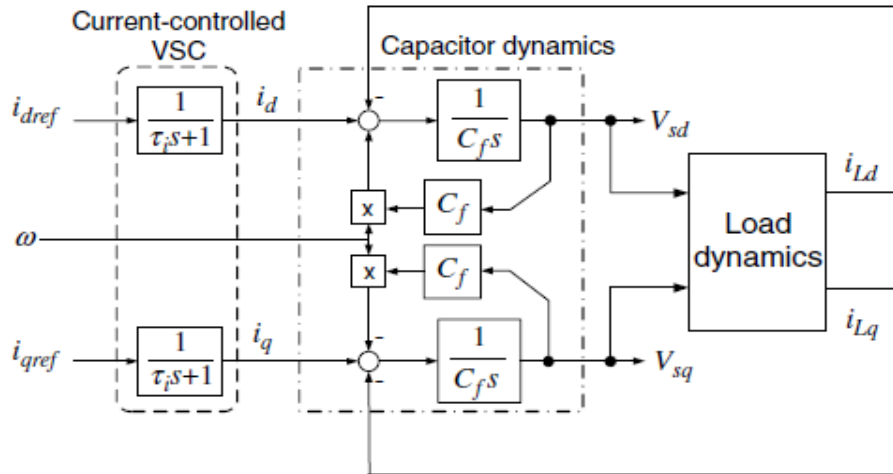
$$C_f \frac{d}{dt} [V_{sd} + jV_{sq}]e^{j\rho} = (i_d + j i_q)e^{j\rho} - (i_{Ld} + j i_{Lq})e^{j\rho} \quad (2.48)$$

και από την παραπάνω εξίσωση 2.50 προκύπτουν για τους άξονες q και d ξεχωριστά:

$$C_f \frac{dV_{sd}}{dt} = C_f (\omega V_{sd}) + i_d - i_{Ld} \quad (2.49)$$

$$C_f \frac{dV_{sq}}{dt} = C_f (\omega V_{sq}) + i_q - i_{Lq} \quad (2.50)$$

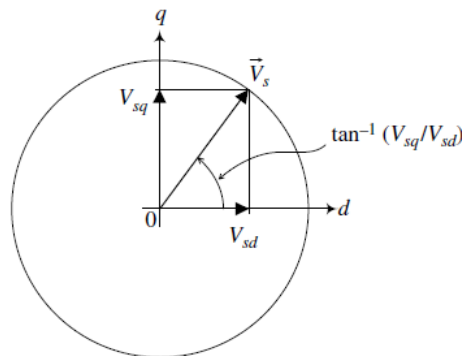
όπου ο όρος dp/dt έχει αντικατασταθεί από το $\omega(t)$.



Εικόνα 2.3.2.2. Διάγραμμα του δυναμικού μοντέλου της τάσης φορτίου.

Σκοπός του ελέγχου ενός controlled-frequency VSC συστήματος είναι να ρυθμίσει το πλάτος και την συχνότητα της τάσης του φορτίου V_{sabc} . Ο μετασχηματισμός στο πεδίο dq γίνεται σύμφωνα με την γωνία ρ και υποδηλώνει ότι το πεδίο dq περιστρέφεται με την γωνιακή ταχύτητα $d\rho/dt = \omega$ σε σχέση με το πεδίο abc. Έτσι η συχνότητα των μεταβλητών στο πεδίο abc, συμπεριλαμβανομένου και της V_{sabc} είναι ω και μπορεί να εφαρμοστεί άμεσα. Ωστόσο η ρύθμιση του πλάτους της τάσης που ορίζεται στο πεδίο dq

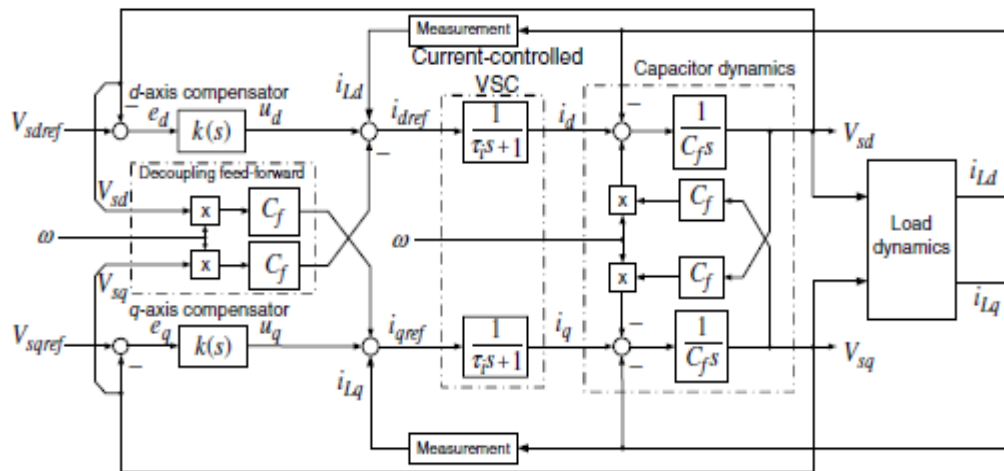
ως $\widehat{V}_s = \sqrt{V_{sd}^2 + V_{sq}^2}$ είναι ισοδύναμη με το να εξασφαλίσουμε ότι αυτή έχει την μορφή του σχήματος 2.3.2.3. Η \widehat{V}_s μπορεί να λάβει διάφορες τιμές ανάλογα με την τιμή της γωνίας που σχηματίζει με τον d άξονα. Ενσωματώνοντας ωστόσο το PLL σύστημα στον έλεγχο του VSC εξασφαλίζουμε ότι η V_{sq} είναι μηδενική. Έτσι ένας δυνατός συνδυασμός για την τάση του φορτίου είναι $(V_{sd}, V_{sq}) = (\widehat{V}_{sn}, 0)$ όπου \widehat{V}_{sn} είναι η ονομαστική τάση της \widehat{V}_s .



Εικόνα 2.3.2.3. Θέση του διανύσματος της τάσης του φορτίου όταν το πλάτος είναι σταθερό

Ο διαδικασία ελέγχου της τάσης ενός controlled frequency VSC συστήματος μπορεί να στηριχθεί στο δυναμικό μοντέλο της εικόνας 2.3.2.2. Το διάγραμμα ελέγχου της εικόνας υποδηλώνει ότι οι μεταβλητές V_{sd} και V_{sq} μπορούν να ελεγχθούν αντίστοιχα από τα i_{dref} και i_{qref} . Οι εξισώσεις 2.49 και 2.50 ωστόσο δείχνουν ότι οι μεταβλητές V_{sd} και V_{sq} είναι συζευγμένες καθώς και ότι υπάρχει επίδραση των i_{Ld} και i_{Lq} . Το δυναμικό μοντέλο του φορτίου είναι έτσι ισχυρά συζευγμένο, υψηλότερης τάξης, χρονικά

μεταβαλλόμενο ακόμα και μη γραμμικό με αποτέλεσμα ο σχεδιασμός του ελέγχου που να εξασφαλίζει την ευστάθεια του κλειστού βρόχου να είναι μια δύσκολη εργασία. Έτσι πρέπει να αναπτυχθεί ένας αντισταθμιστής που να επιτυγχάνει την αποσύζευξη τους. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί και εδώ η ίδια λογική αποσύζευξης που χρησιμοποιήθηκε για την αποσύζευξη των μεταβλητών i_d και i_q στην ενότητα 2.3.1 ώστε να είναι δυνατός ο έλεγχος των V_{sd} και V_{sq} από τα i_{dref} και i_{qref} αντίστοιχα. Από την εικόνα 2.3.2.4 φαίνεται ότι τα i_{Ld} και i_{Lq} αντισταθμίζονται επίσης από μια στρατηγική αντισταθμίσσης. Έτσι οι μετρήσεις των i_{Ld} και i_{Lq} προστίθενται στα i_{dref} και i_{qref} αντίστοιχα. Έχουμε καταφέρει με αυτό τον τρόπο το σύστημα αντισταθμίσσης να ανταποκρίνεται υπό όλες τις συνθήκες φορτίου σχεδόν με τον ίδιο τρόπο που θα ανταποκρινόταν ένα σύστημα χωρίς αντισταθμιστή φορτίου υπό μηδενικό φορτίο.



Εικόνα 2.3.2.4. Διάγραμμα ελέγχου ενός controlled-frequency VSC συστήματος.

Από την παραπάνω εικόνα 2.3.2.4 βλέπουμε ότι τα i_{dref} και i_{qref} μπορούν να καθοριστούν ως εξής:

$$i_{dred} = u_d - C_f(\omega V_{sd}) + i_{Ld} \quad (2.51)$$

$$i_{qred} = u_q - C_f(\omega V_{sq}) + i_{Lq} \quad (2.52)$$

όπου οι u_d και u_q είναι δύο νέες μεταβλητές ελέγχου. Έπειτα βάσει των εξισώσεων 2.45 και 2.46, τα i_d και i_q ανταποκρίνονται στα i_{dred} και i_{qref} ως εξής:

$$I_d(s) = G_i(s)U_d(s) - C_f G_i(s) \mathcal{L}\{\omega V_{sq}\} + G_i(s)I_{Ld}(s) \quad (2.53)$$

$$I_q(s) = G_i(s)U_q(s) - C_f G_i(s) \mathcal{L}\{\omega V_{sd}\} + G_i(s)I_{Lq}(s) \quad (2.54)$$

όπου το σύμβολο $\mathcal{L}\{\cdot\}$ υποδηλώνει τον μετασχηματισμό Laplace. Αντικαθιστώντας τα $i_d(s)$ και $i_q(s)$ από τις εξισώσεις 2.53 και 2.54 στις 2.49 και 2.50 προκύπτει:

$$C_f s V_{sd}(s) = G_i(s)U_d(s) + C_f[1 - G_i(s)]\mathcal{L}\{\omega V_{sq}\} - [1 - G_i(s)]I_{Ld}(s) \quad (2.55)$$

$$C_f s V_{sq}(s) = G_i(s)U_q(s) + C_f[1 - G_i(s)]\mathcal{L}\{\omega V_{sd}\} - [1 - G_i(s)]i_{Lq}(s) \quad (2.56)$$

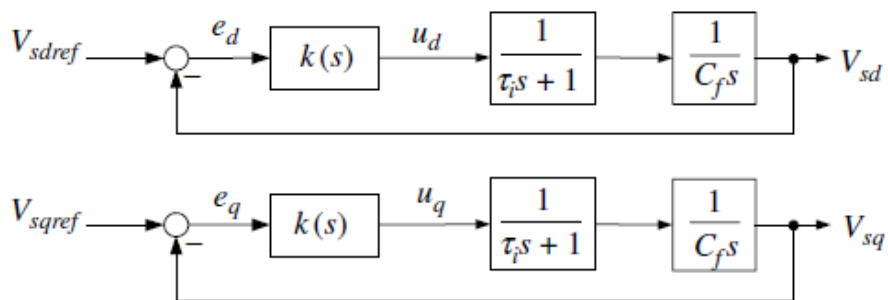
Η συνάρτηση μεταφοράς $G_i(s) = 1/(\tau_i s + 1)$ έχει μοναδιαίο κέρδος με αποτέλεσμα η $[1 - G_i(s)] = \tau_i s / (\tau_i s + 1)$ να έχει μηδενικό κέρδος. Έτσι αν επιλεχθεί ένα αρκετά μικρό τ_i η $[1 - G_i(s)]$ είναι αμελητέα για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων οπότε μπορεί ουσιαστικά να θεωρηθεί μηδενική. Έτσι οι 2.55 και 2.56 μπορούν να απλοποιηθούν ως εξής:

$$\frac{V_{sd}(s)}{U_d(s)} \approx G_i(s) \frac{1}{C_f s} \quad (2.57)$$

$$\frac{V_{sq}(s)}{U_q(s)} \approx G_i(s) \frac{1}{C_f s} \quad (2.58)$$

οι οποίες αντιπροσωπεύουν δύο γραμμικά, αποσυνζευγμένα συστήματα με τις u_d και u_q σαν εισόδους και τις V_{sd} και V_{sq} ως τις αντίστοιχες εξόδους. Βάσει αυτών των συναρτήσεων μεταφοράς μπορεί να σχεδιαστεί το παρακάτω απλοποιημένο διάγραμμα ελέγχου που φαίνεται στην εικόνα 2.3.2.5.

Καθένας από τους βρόχους ελέγχου για τους άξονες d και q περιλαμβάνει έναν πόλο στην θέση $s = 0$ και έναν πόλο στην θέση $s = -1/\tau_i$. Για την αντιστάθμιση ενός τέτοιου συστήματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας απλός PI ελεγκτής ο οποίος θα παρέχει γρήγορη απόκριση και μηδενικό σφάλμα μονίμου καταστάσεως.



Εικόνα 2.3.2.5. Απλοποιημένο διάγραμμα ελέγχου ισοδύναμο του σχήματος 2.4.2.4

Ο PI ελεγκτής έχει την μορφή :

$$k(s) = k \frac{s + z}{s} \quad (2.59)$$

Και το κέρδος του βρόχου είναι :

$$l(s) = \frac{k}{\tau_i C_f} \left(\frac{s+z}{s+\tau_i^{-1}} \right) \frac{1}{s^2} \quad (2.60)$$

Σε χαμηλές συχνότητες είναι $\angle l(j\omega) \approx 180^\circ$ λόγω του διπλού πόλου στην θέση $s = 0$. Αν $z < \tau_i^{-1}$, η φάση $\angle l(j\omega)$ αρχικά αυξάνεται για να φτάσει μια μέγιστη τιμή, δ_m , σε μια ορισμένη συχνότητα, ω_m . Τότε για $\omega > \omega_m$, η φάση $\angle l(j\omega)$ πέφτει ασυμπτωματικά και φτάνει τις -180° . Για τα ω_m και δ_m έχουμε:

$$\delta_m = \sin^{-1} \left(\frac{1 - \tau_i z}{1 + \tau_i z} \right) \quad (2.61)$$

$$\omega_m = \sqrt{z \tau_i^{-1}} \quad (2.62)$$

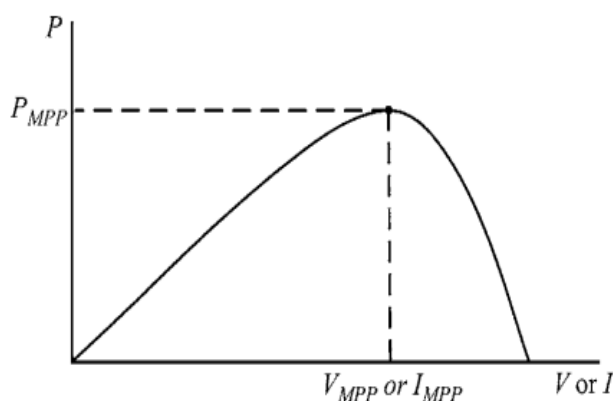
Εάν σαν crossover συχνότητα ω_c επιλεχθεί η να είναι η ω_m , τότε το δ_m γίνεται το περιθώριο φάσης (phase-margin). Προκειμένου να είναι εφικτό αυτό, το αναλογικό κέρδος του αντισταθμιστή, k , πρέπει να ικανοποιεί την συνθήκη $|l(j\omega_c)| = |l(j\omega_m)|$. Αυτό σημαίνει ότι:

$$k = C_f \omega_c \quad (2.63)$$

Η παραπάνω μέθοδος σχεδιασμού του αντισταθμιστή αναφέρεται ως «symmetrical optimum» και είναι κατάλληλη για κέρδη βρόχου που έχουν δύο πόλους στη θέση $s = 0$ (συμπεριλαμβανομένου του πόλου του PI αντισταθμιστή) και έναν πραγματικό πόλο.

2.4. Έλεγχος φωτοβολταϊκής συστοιχίας με MPPT

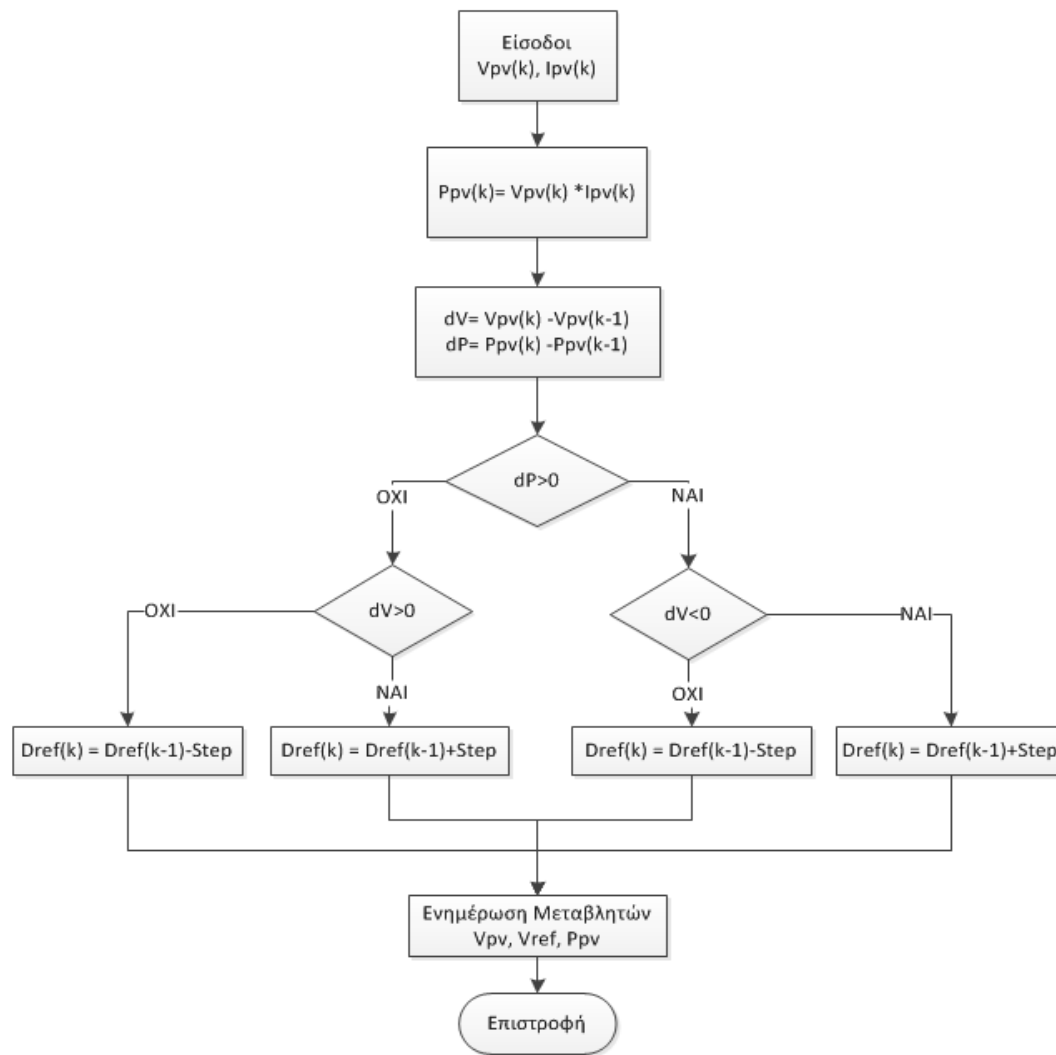
Ο εντοπισμός του σημείου μέγιστης ισχύος μιας φωτοβολταϊκής συστοιχίας παίζει συνήθως σημαντικό ρόλο στην απόδοση των φωτοβολταϊκών συστημάτων. Διαφορετικές τεχνικές έχουν αναπτυχθεί προς το σκοπό αυτό και εμφανίζουν αρκετές διαφορές μεταξύ τους όπως την πολυπλοκότητα, τον αριθμό των απαιτούμενων μετρητικών οργάνων, την ταχύτητα σύγκλισης κτλ. Αυτό που συνδέει όλες τις μεθόδους όμως είναι το ζήτημα που καλούνται να λύσουν, το οποίο δεν είναι άλλο από τον άμεσο εντοπισμό της τάσης V_{MPP} ή του ρεύματος I_{MPP} , στα οποία θα έπρεπε να λειτουργεί η εκάστοτε φωτοβολταϊκή συστοιχία ώστε να λαμβάνεται η μέγιστη ισχύς εξόδου P_{MPP} , υπό δεδομένα επίπεδα θερμοκρασίας και ηλιακής ακτινοβολίας.



Εικόνα 2.4.1 Χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος Φ/Β συστοιχίας.

Δύο πολύ γνωστές τεχνικές ανίχνευσης είναι η Hill Climbing και η P&O (perturb and observe). Η τεχνική Hill Climbing αφορά σε διατάραξη στο λόγο διαμόρφωσης (duty cycle) του μετατροπέα ισχύος, ενώ η P&O έχει να κάνει με διατάραξη στην τάση λειτουργίας της φ/β συστοιχίας. Ουσιαστικά, οι δύο αυτές τεχνικές μοιράζονται την ίδια ιδέα λειτουργίας, με τη διαφορά ότι η P&O χρησιμοποιεί ένα βρόχο αντιστάθμισης, και συνήθως μέσω ενός PI ελεγκτή υπολογίζεται το duty cycle του μετατροπέα που αντιστοιχεί στην επιθυμητή τάση αναφοράς. Ο επιπρόσθετος αυτός βρόχος ελέγχου προσδίδει στην τεχνική P&O αυξημένη απόδοση, καθώς το σύστημα παρουσιάζει ταχύτερη δυναμική απόκριση και καλύτερα διαμορφωμένη τάση εξόδου σε σύγκριση με την τεχνική Hill Climbing.

Από την εικόνα 2.4.1 φαίνεται ότι όταν το σημείο λειτουργίας βρίσκεται στα αριστερά του σημείου μέγιστης ισχύος, μία αύξηση (μείωση) στην τάση επιφέρει αύξηση (μείωση) στην ισχύ. Αντίθετα, όταν το σημείο λειτουργίας βρίσκεται στα δεξιά του σημείου μέγιστης ισχύος, η ισχύς μειώνεται (αυξάνεται). Ως εκ τούτου, αν ο ελεγκτής παρατηρήσει αύξηση στην ισχύ, η επακόλουθη διατάραξη θα γίνει στην ίδια κατεύθυνση με την προηγούμενη, ενώ αν παρατηρηθεί μείωση η κατεύθυνση πρέπει να αντιστραφεί. Η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται έως ότου το σύστημα λειτουργήσει στο σημείο μέγιστης ισχύος, οπότε και ταλαντώνεται γύρω από αυτό. Το πλάτος της ταλάντωσης σχετίζεται άμεσα με το βήμα διατάραξης του αλγορίθμου. *Μειώνοντάς το, μειώνεται και το πλάτος της ταλάντωσης. Ωστόσο, μία τέτοια επιλογή επιβραδύνει τον αλγόριθμο MPPT, καθώς απαιτούνται περισσότερα βήματα διατάραξης για την ανίχνευση του σημείου που μεγιστοποιεί την ισχύ.* Αυτή είναι και η βασική αδυναμία της μεθόδου αυτής, δηλαδή όταν το σημείο λειτουργίας φτάσει στο MPP, αρχίζει και ταλαντώνεται γύρω από αυτό. Μικρό πλάτος ταλαντώσεων και συνεπώς υψηλή δυναμική απόδοση στη μόνιμη κατάσταση, καθυστερεί τη δυναμική απόκριση του συστήματος. Από την άλλη, γρήγορη δυναμική απόκριση οδηγεί σε εκτεταμένες ταλαντώσεις μόνιμης κατάστασης. Συνεπώς, η επιλογή του πλάτους της διαταραχής αποτελεί πολύ σημαντικό παράγοντα για τη λειτουργία του MPPT. Στην εικόνα 2.4.2 παρουσιάζεται το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου Hill Climbing καθώς αυτός υιοθετείται στην παρούσα διπλωματική εργασία για τον έλεγχο της Φ/Β συστοιχίας.



Εικόνα 2.4.2 Διάγραμμα ροής της μεθόδου Hill Climbing

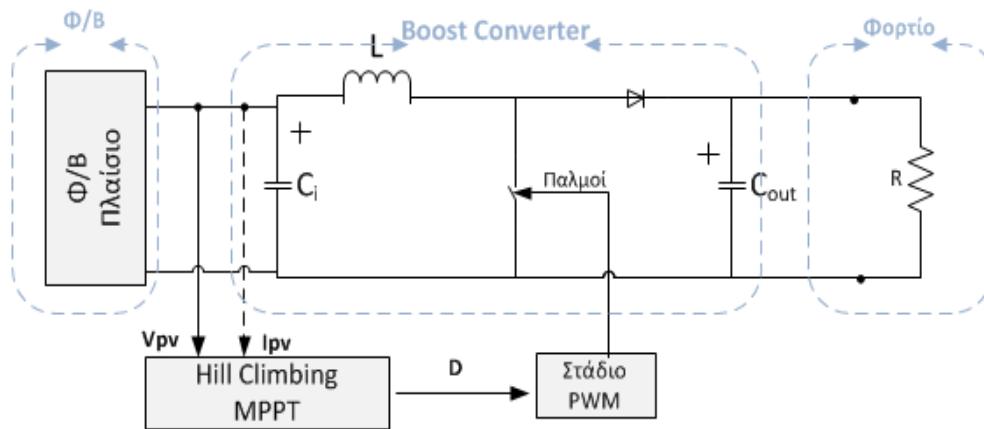
Στην τεχνική Hill Climbing ωστόσο είναι απαραίτητη η προσέγγιση του σημείου μέγιστης ισχύος κατά την αρχικοποίηση του συστήματος ορίζοντας στον αλγόριθμο ένα D_{arxiko} . Σε αντίθεση με το ρεύμα μέγιστου σημείου ισχύος, I_{MPP} , η τάση V_{MPP} έγκειται σε επίπεδα από το 70% έως 82% της τάσης ανοιχτοκύκλωσης V_{OC} του πλαισίου. Το γεγονός αυτό μειώνει σημαντικά το εύρος εντοπισμού και παράλληλα ελαχιστοποιεί το χρόνο που απαιτείται για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος κατά την αρχικοποίηση του συστήματος. Έτσι το D_{arxiko} μπορεί να προσδιοριστεί ως εξής:

$$D_{arxiko} = 1 - \frac{k * V_{OC}}{V_{out}} \quad (2.64)$$

όπου k είναι σταθερά που επιλέγεται μεταξύ 0.7 και 0.8 και V_{out} είναι η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης.

Το σημείο λειτουργίας βρίσκεται έτσι πολύ κοντά στο MPP από τον πρώτο κίβλας κύκλο λειτουργίας του ελεγκτή. Βέβαια, αξίζει να σημειωθεί ότι η βελτιστοποίηση αυτή του ελεγκτή τον καθιστά πλέον εξαρτώμενο από τη φ/β συστοιχία, καθώς η τάση ανοιχτοκύκλωσης V_{OC} πρέπει να είναι γνωστή.

Για τη διασύνδεση της φ/β συστοιχίας με το φορτίο και την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος της φ/β συστοιχίας χρησιμοποιείται ένας μετατροπέας ανύψωσης (boost converter) όπως φαίνεται στην εικόνα 2.4.3.



Εικόνα 2.4.3 Δομικό Διάγραμμα τεχνικών Hill Climbing

Για την διαστασιολόγηση του μετατροπέα ανύψωσης έχουμε:

Η τιμή L της αυτεπαγωγής του πηνίου που απαιτείται για να βρίσκεται ο μετατροπέας στην κατάσταση συνεχούς αγωγής, υπολογίζεται ώστε η αιχμή του ρεύματος του πηνίου στη μέγιστη ισχύ εισόδου να μην ξεπερνά τη διαβάθμιση ρεύματος του διακόπτη ισχύος. Συνεπώς, η αυτεπαγωγή πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση:

$$L \geq \frac{V_{om}(1 - a_m)a_m}{f_s |\Delta I_{Lm}|} \quad (2.65)$$

Όπου f_s , a_m , ΔI_{Lm} και V_{om} είναι αντίστοιχα η διακοπτική συχνότητα, το duty cycle όταν η εισερχόμενη στο μετατροπέα ισχύς είναι μέγιστη, η “peak-to-peak” κυμάτωση στο ρεύμα του πηνίου, και η μέγιστη DC συνιστώσα της τάσεως εξόδου.

Λαμβάνοντας υπ’ όψιν ότι η κυμάτωση στο ρεύμα εξόδου του φ/β πλαισίου πρέπει να είναι μικρότερη από το 2% της μέσης τιμής του, η τιμή του πυκνωτή εισόδου πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση:

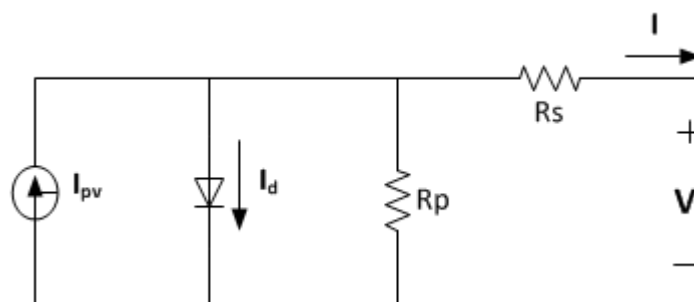
$$C_i \geq \frac{I_{om} a_m^2}{0.002(1 - a_m)V_{inm} f_s} \quad (2.66)$$

όπου I_{om} είναι η DC συνιστώσα του ρεύματος εξόδου όταν η ισχύς εξόδου είναι μέγιστη, ενώ V_{inm} είναι η τάση εξόδου του φ/β πλαισίου στο σημείο μέγιστης ισχύος.

Ανάλυση Φωτοβολταϊκού Μοντέλου

Όσον αφορά την μοντελοποίηση του Φ/Β πλαισίου θα γίνει μια σύντομη αναφορά καθώς αυτή είναι γνωστή και υπάρχουν ποικίλες αναφορές στην βιβλιογραφία.

Οι δύο παράμετροι που είναι βασικοί για τη μοντελοποίηση του και το χαρακτηρίζουν είναι η τάση ανοιχτού κυκλώματος (V_{oc}) και το ρεύμα βραχυκύκλωσης (I_{sc}). Η τάση ανοιχτού κυκλώματος είναι η μέγιστη τάση του φωτοβολταϊκού στοιχείου για μηδενικό ρεύμα, ενώ το ρεύμα βραχυκύκλωσης είναι το μέγιστο ρεύμα του όταν η τάση του είναι μηδενική.



Εικόνα 2.4.4 Ισοδύναμο κύκλωμα φωτοβολταϊκού στοιχείου

Η αντίσταση R_s στην παραπάνω εικόνα 2.5.4 αντιπροσωπεύει το σύνολο των ωμικών αντιστάσεων που συναντά τα ρεύμα καθώς διαρρέει τον ημιαγωγό, τους αγωγούς, τις επαφές καθώς και το σύστημα αντιστροφής. Εδώ λαμβάνονται επίσης υπόψη οι απώλειες λόγω της σύνδεσης των Φ/Β στοιχείων σε σειρά. Η αντίσταση R_p επηρεάζεται από τον ρυθμό επανασύνδεσης των οπών - ηλεκτρονίων στην περιοχή του ηλεκτροστατικού φράγματος και στην επιφάνεια που δέχεται την ακτινοβολία.

Το ρεύμα εξόδου από το φωτοβολταϊκό μπορεί να βρεθεί από την εξίσωση:

$$I = I_{pv} - I_d \quad (2.67)$$

όπου I_{pv} είναι το φωτόρευμα και I_d είναι το ρεύμα που διαρρέει την δίοδο.

Το ρεύμα δίοδου I_d υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση 2.67 στην οποία ο συντελεστής α (ideality factor) παίρνει τιμές μεταξύ 1 και 2.

$$I_d = I_o \left(e^{\frac{q(V_d + IR_s)}{akT}} - 1 \right) \quad (2.68)$$

οπότε η εξίσωση που περιγράφει το ρεύμα εξόδου είναι:

$$I = I_{pv} - I_o \left(e^{\frac{q(V_d + IR_s)}{akT}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.69)$$

όπου I_o είναι το ανάστροφο ρεύμα κόρου της δίοδου, q το στοιχειώδες φορτίο του ηλεκτρονίου, V_d η τάση της δίοδου και k η σταθερά Boltzmann.

Η τιμή του I_{pv} μεταβάλλεται ανάλογα με την θερμοκρασία και την ηλιακή ακτινοβολία του φωτοβολταϊκού στοιχείου σύμφωνα με την εξίσωση:

$$I_{pv} = [I_{sc} \frac{R_s + R_p}{R_p} + K_I(T - T_n)] \frac{G}{G_n} \quad (2.70)$$

όπου I_{sc} το ρεύμα βραχυκύκλωσης στην θερμοκρασία και ακτινοβολία αναφοράς, R_s η αντίσταση σειράς, R_p η παράλληλη αντίσταση, K_I ο θερμοκρασιακός συντελεστής ρεύματος βραχυκύκλωσης, T και T_n η θερμοκρασία και η ονομαστική θερμοκρασία ($25^\circ C$) αντίστοιχα, G και G_n η ακτινοβολία και η ονομαστική ακτινοβολία ($1000 W/m^2$) αντίστοιχα.

Οι παράμετροι ενός φ/β πλαισίου μεταβάλλονται τόσο λόγω αλλαγής στην ακτινοβολία όσο και στη θερμοκρασία. Παρ' όλα αυτά, οι μεταβολές στην εσωτερική θερμοκρασία του φ/β κυττάρου είναι αργές σε σχέση με τις απότομες αυξομειώσεις που εμφανίζονται στην ηλιοφάνεια. Συνεπώς, για την απλοποίηση του μοντέλου η θερμοκρασία του φ/β πλαισίου θεωρείται γενικά σταθερή και ίση με την ονομαστική τιμή του, δηλαδή $T = 25^\circ C$.

Σημειώνεται τέλος ότι μικρή μεταβολή στην ακτινοβολία προκαλεί σημαντική διακύμανση στο ρεύμα του φωτοβολταϊκού πλαισίου. Οι γρήγορες αλλαγές στο επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας που δέχεται το πλαίσιο οφείλονται συνήθως σε ομάδες ταχεία κινούμενων σύννεφων. Σε αντίθεση με το ρεύμα πιθανή αλλαγή στο επίπεδο της ακτινοβολίας επηρεάζει ελαφρώς την τάση στο σημείο μέγιστης ισχύος, V_{MPP} . Ένας άλλος παράγοντας που επηρεάζει τη λειτουργία του φ/β πλαισίου είναι η θερμοκρασία του. Για την ακρίβεια, η θερμοκρασία αποτελεί τον κύριο λόγο μετατόπισης της τάσης V_{MPP} . Όμως, οι μεταβολές της είναι σχετικά αργές και πάντα μέσα σε συγκεκριμένο εύρος.

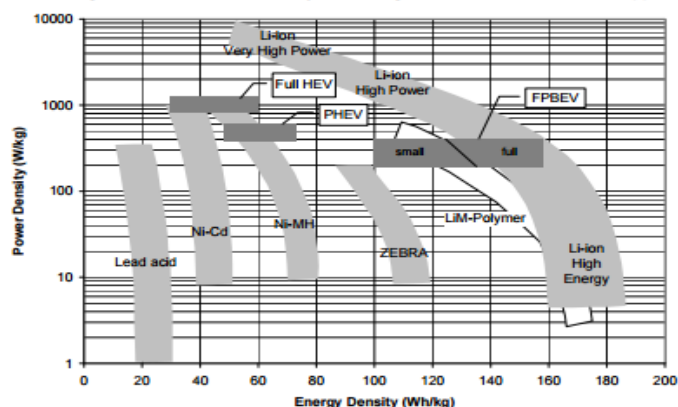
2.5. Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας και μπαταρία Li-ion

2.5.1. Εισαγωγή στα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας

Λόγω της συνεχώς αυξανόμενης παραγωγής αιολικής και ηλιακής ενέργειας τα σημερινά συστήματα ισχύος απαιτούν περισσότερα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας (energy storage systems-ESS) ώστε να τους παρέχουν τόσο περισσότερη όσο και γρηγορότερη εξισορρόπηση ενέργειας. Καθώς η κλασική μέθοδος αποθήκευσης ενέργειας με αντλησιοταμίευση είναι γεωγραφικά περιορισμένη, οι διαχειριστές των συστημάτων αναζητούν σήμερα νέες μορφές ESS όπως για παράδειγμα τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας μπαταριών (BESS). Ένα BESS στην ουσία είναι ένας συνδυασμός από κελιά μπαταριών προκειμένου να σχηματιστεί μια μεγάλη διάταξη αποθήκευσης με χωρητικότητα ενέργειας έως και μερικές megawatt hours. Τα BESS αποθηκεύουν ενέργεια υπό μορφή συνεχούς ρεύματος (DC) και συνδέονται στο δίκτυο μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος. Ανάλογα με το αν φορτίζεται ή εκφορτίζεται ένα BESS, μπορεί να παρέχει είτε αρνητική είτε θετική ρύθμιση ισχύος στο δίκτυο, αντιστοίχως. Μελέτες έχουν δείξει ότι τα BESS μπορούν να βελτιώσουν σημαντικά τις

συνθήκες λειτουργίας ενός συστήματος ισχύος, κυρίως όσον αφορά στην ρύθμιση συχνότητας, λόγω της γρήγορης απόκρισής τους. Έχοντας χαμηλές απαιτήσεις όσον αφορά την συντήρηση, ευέλικτη κλίμακα εγκατάστασης και σχετικά (πλέον) φτηνό κόστος, ο μοναδικός παράγοντας που φαίνεται να είναι δεσμευτικός για την ανάπτυξη των BESS είναι η υποβάθμιση της λειτουργίας τους με τον χρόνο. Αν και υπάρχουν θεωρητικά μοντέλα, προερχόμενα από ηλεκτροχημικές μελέτες, είναι πολύ περίπλοκα για να υιοθετηθούν άμεσα στην πρόβλεψη απώλειας της χωρητικότητας μιας μπαταρίας, ενώ τα εμπειρικά μοντέλα είναι αρκετά σπάνια λόγω περιορισμένων πειραματικών συνθηκών και δεδομένων.

Σε σύγκριση με άλλους τύπους μπαταριών οι μπαταρίες ιόντος-λιθίου έχουν υψηλή χωρητικότητα ενέργειας και ισχύος, χαμηλό ρυθμό αυτό-αποφόρτισης (self-discharge), υψηλή απόδοση, σχετικά υψηλό κύκλο ζωής και χρησιμοποιούνται ευρέως σε φορητούς υπολογιστές και ηλεκτρικά οχήματα. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα μιας μπαταρίας ιόντος-λιθίου είναι το σχετικά υψηλό κόστος της, αν και τα τελευταία χρόνια, οι μπαταρίες ιόντος-λιθίου υπόκεινται γρήγορης ανάπτυξης, κυρίως λόγω της ευρείας χρήσης της σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. Μια σημαντική βελτίωση είναι η μείωση του κόστους της κατά δύο τρίτα από το 2000 στο 2011 ενώ προβλέψεις αναφέρουν ότι το κόστος τους θα συνεχίσει να πέφτει για την επόμενη εικοσαετία.



Εικόνα 2.5.1 Χωρητικότητα ενέργειας και ισχύος διαφόρων τύπων κελιών [4]

Για να διατηρήσουμε την συχνότητα στα συστήματα ισχύος, εφαρμόζουμε ρύθμιση της τάσης προκειμένου να αντισταθμίσει αποκλίσεις στην ισορροπία της ισχύος σε μια περιοχή ελέγχου. Ανάλογα με τα διάφορα μέσα ελέγχου και δυναμικών η ρύθμιση του ελέγχου χωρίζεται σε διάφορα τμήματα τα οποία συμπεριλαμβάνουν: πρωτεύον έλεγχο: έναν αναλογικό έλεγχο στις αποκλίσεις της συχνότητας και απόκριση μέσα σε 30 δευτερόλεπτα, δευτερεύον έλεγχο: έναν αναλογικό και ολοκληρωτικό έλεγχο στις αποκλίσεις της συχνότητας, ενεργοποίηση μέσα σε λίγα λεπτά και διάρκεια έως 15 λεπτά, τριτεύον έλεγχο: ο οποίος εφαρμόζεται χειροκίνητα για να αντικαταστήσει τον δευτερεύον έλεγχο.

2.5.2. Μπαταρία Li-ion

Αρχικά παρουσιάζονται κάποιοι ορισμοί που σχετίζονται με την λειτουργία της μπαταρίας:

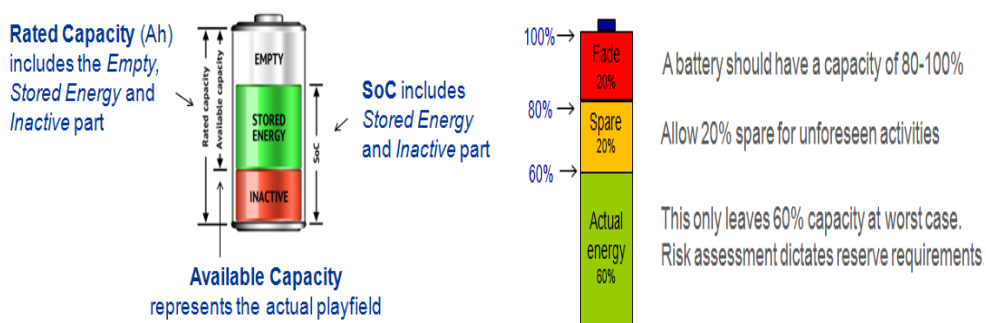
- Χωρητικότητα φόρτισης και ενέργειας (Q & E)

Η χωρητικότητα μιας μπαταρίας μπορεί να περιγραφεί μέσω της φόρτισης (μονάδα σε Ah) ή μέσω της ενέργειας (μονάδα σε MWh). Θεωρητικά, η φόρτιση είναι μια πιο ακριβής μονάδα για την χωρητικότητα, αφού η ενέργεια καθορίζεται σύμφωνα με την τάση της μπαταρίας και την χωρητικότητα φόρτισης, ενώ η τάση της μπαταρίας ποικίλει με την εσωτερική αντίσταση και την κατάσταση φόρτισης (SoC).

- **Ονομαστική Χωρητικότητα (Q_n ή En)**
Ως ονομαστική χωρητικότητα ορίζεται η χωρητικότητα με την οποία κατασκευαστεί η μπαταρία ή αλλιώς η τιμή που αναγράφεται στην ταμπέλα των προδιαγραφών.
- **Εναπομένουσα Χωρητικότητα (Q_r ή Er)**
Με τον όρο εναπομένουσα χωρητικότητα αναφερόμαστε στην χωρητικότητα που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μια μπαταρία. Σε μια καινούργια μπαταρία η εναπομένουσα χωρητικότητα ισούται με την ονομαστική.
- **Εξασθενημένη Χωρητικότητα (Faded) (Q_f ή E_f)**
Η εξασθενημένη χωρητικότητα είναι η χωρητικότητα η οποία έχει χαθεί λόγω υποβάθμισης της μπαταρίας. Ισχύει: $Q_n = Q_r + Q_f$.
- **Διαθέσιμη Ενέργεια ή Φόρτιση (Q_a)**
Η διαθέσιμη ενέργεια ή φόρτιση αναφέρεται στην διαθέσιμη φόρτιση που απομένει στην μπαταρία και σχετίζεται με τον χρόνο t για αυτό και μπορεί να γραφεί $Q_a(t)$.
- **Κατάσταση Φόρτισης (SoC)**
Αναφέρεται στο ποσοστό της διαθέσιμης ενεργού φόρτισης που απομένει στην μπαταρίας και ορίζεται ως:

$$SoC(t) = \frac{Q_a(t)}{Q_r} \cdot 100\% \quad (2.71)$$

Όπου Q_a είναι η διαθέσιμη ενεργή φόρτιση που απομένει στην μπαταρία στην συγκεκριμένη χρονική στιγμή t και Q_r είναι η εναπομένουσα ή η συνολική χωρητικότητα φόρτισης της μπαταρίας την παρούσα φάση. 0% SoC σημαίνει μια άδεια μπαταρία χωρίς εναπομένουσα ενεργή φόρτιση και 100% SoC σημαίνει μια πλήρως φορτισμένη μπαταρία. Το SoC μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σαν δείκτης της διαθέσιμης ενέργειας ή αλλιώς σαν μια προσέγγιση της εναπομένουσας χρησιμοποιήσιμης ενέργειας στην μπαταρία.



Εικόνα 2.5.2.1 Διαφορά μεταξύ χωρητικότητας και κατάστασης φόρτισης [8]

➤ Ρυθμός ρεύματος- Current Rate (C-rate)

Το C-rate είναι μια μέτρηση του ρυθμού με τον οποίο εκφορτίζεται μια μπαταρία σε σχέση με την μέγιστη χωρητικότητα. Ρυθμός 1C εκφόρτισης σημαίνει ότι το ρεύμα εκφόρτισης θα εκφορτίσει μια μπαταρία με πλήρη χωρητικότητα σε μια ώρα. Το C-rate δεν υποδεικνύει την κατεύθυνση του ρεύματος. Ορίζεται ως:

$$C = \frac{|I| \cdot (1h)}{Q_r} \quad (2.72)$$

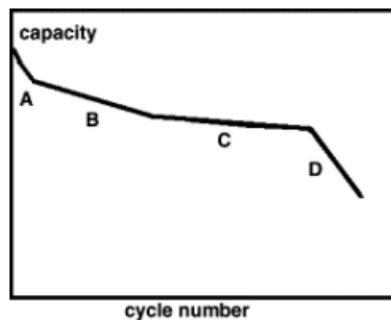
Πχ: **1C** : μπαταρία χωρητικότητας 1Ah παρέχει **1A** για **1** ώρα

0.5C: μπαταρία χωρητικότητας 1Ah παρέχει **500mA** για **2** ώρες

2C : μπαταρία χωρητικότητας 1Ah παρέχει **2A** για **½** ώρα

➤ Ζωή της μπαταρίας(Battery Life-L)

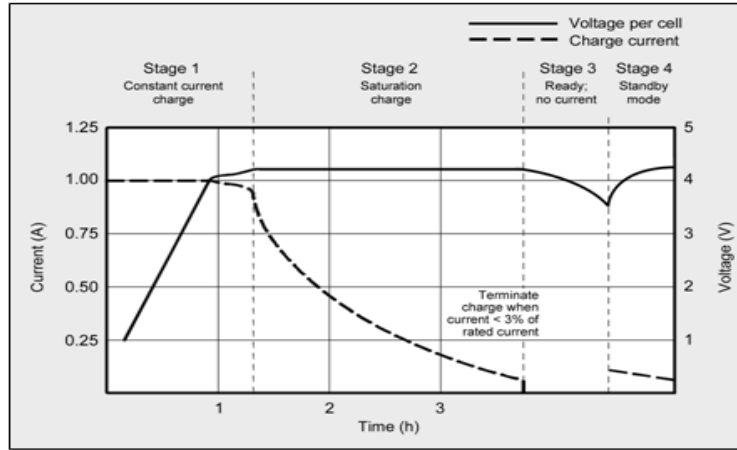
Ο δείκτης L περιγράφει την διαδικασία γήρανσης της μπαταρίας με 0% να αντιστοιχεί σε μια καινούργια μπαταρία και 100% να αντιστοιχεί σε μια μπαταρία χωρίς διαθέσιμη χωρητικότητα – end of life (EOL)



Εικόνα 2.5.2.2 Γενική εικόνα υποβάθμισης της χωρητικότητας μιας μπαταρίας ιόντος λιθίου. Συνήθως η φάση C ορίζεται σαν το τέλος ζωής της μπαταρίας- end of life-EOLκαι ορίζεται όταν η χωρητικότητα πέσει στο 70-80 % της ονομαστικής.[4]

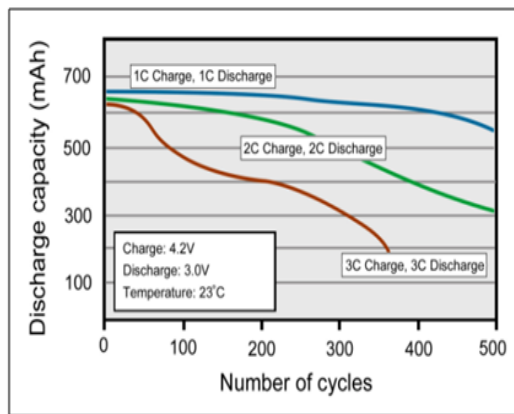
Παρακάτω στην εικόνα 2.5.2.3 φαίνεται η διαδικασία φόρτισης μια μπαταρίας Li-ion. Παρατηρούμε ότι η μπαταρία φορτίζεται μέσα σε 1-3 ώρες (καθώς τα 2/3 του χρόνου απαιτούνται για την φόρτιση «κορυφής»). Ολοκλήρωση της φόρτισης έχουμε όταν το ρεύμα πέσει κάτω από ένα προκαθορισμένο επίπεδο(συνήθως 3% του ονομαστικού). Αναλυτικά έχουμε:

- Στάδιο 1: η τάση αυξάνεται υπό συνεχές ρεύμα
- Στάδιο 2: η τάση φτάνει την ανώτατα τιμή της και το ρεύμα μειώνεται
- Στάδιο 3: η φόρτιση τερματίζεται
- Στάδιο 4: περιστασιακές φορτίσεις «κορυφής» - standby mode



Εικόνα 2.5.2.3 Χαρακτηριστική φόρτισης μιας Li-ion μπαταρίας[9]

Πρέπει να σημειωθεί ότι φόρτιση και εκφόρτιση της μπαταρίας πάνω από 1C μειώνει τον κύκλο ζωής της όπως φαίνεται και από την παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 2.52.5.2.4 Φόρτιση και εκφόρτιση μια μπαταρίας Li-ion πάνω από 1C [9]

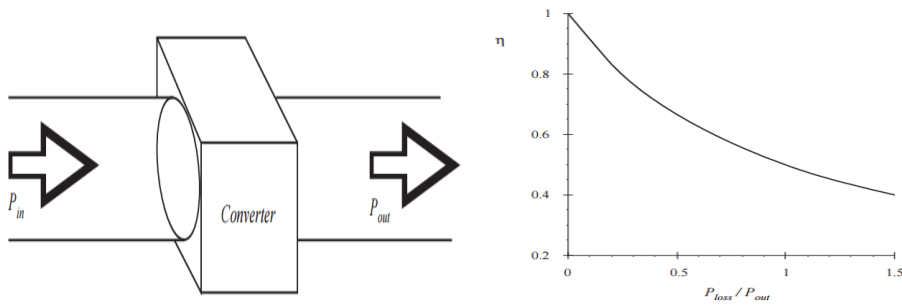
Κεφάλαιο 3

Σχεδίαση Ελέγχου και Μοντελοποίηση Μετατροπέα Αμφίδρομης Ροής Ισχύος

Στο παρόν κεφάλαιο παρατίθεται η αναλυτική διαδικασία σχεδιασμού και υλοποίησης του ελέγχου του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος. Συμπεριλαμβάνεται δηλαδή η αναλυτική σχεδίαση των ελέγχων για κάθε τοπολογία χωριστά σύμφωνα με τις αρχές εξαγωγής ελέγχου που αναπτύσσονται στο δεύτερο κεφάλαιο και ελέγχεται η συμπεριφορά των δύο ελεγκτών που σχεδιάστηκαν μέσω της ανάπτυξης των μοντέλων προσομοίωσης της κάθε τοπολογίας. Παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας του ελέγχου του μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος και αναπτύσσεται το μοντέλο προσομοίωσης του με σκοπό να ελεγχθεί η απόκρισή του.

3.1. Προδιαγραφές και διαστασιολόγηση μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος

Η διάταξη περιλαμβάνει έναν μετατροπέα διπλής ροής ισχύος ο οποίος ορίζεται να έχει ονομαστική ισχύ εισόδου $P_{nom} = 2.3 \text{ kW}$.



Εικόνα 3.1.1 Απόδοση μετατροπέων.

Η απόδοση (efficiency) και οι απώλειες (P_{loss}) ενός converter με ισχύ εξόδου P_{out} και ισχύ εισόδου P_{in} ορίζονται ως:

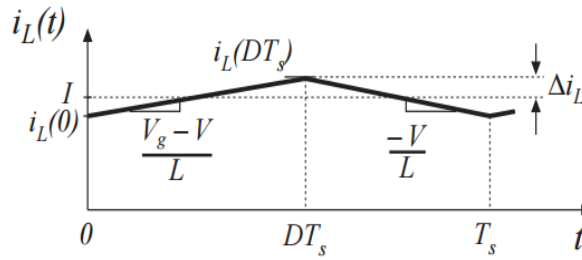
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad \text{και} \quad P_{loss} = P_{in} - P_{out} = P_{out} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (3.1)$$

Σε έναν μετατροπέα ο οποίος έχει απόδοση 50%, οι απώλειες ισχύος P_{loss} καταναλώνονται από τα παθητικά στοιχεία του μετατροπέα και είναι ίσες με την ισχύ εξόδου P_{out} . Αυτή η ισχύς μετατρέπεται σε θερμότητα, η οποία πρέπει να εξαχθεί από τον μετατροπέα. Αυτό οδηγεί σε ένα μεγάλο και ακριβό σύστημα ψύξεως, αλλά και αναγκάζει τα στοιχεία του κυκλώματος να λειτουργούν σε υψηλές θερμοκρασίες με αποτέλεσμα να έχουμε μειωμένη αξιοπιστία του συστήματος. Αν η ισχύς εξόδου είναι λοιπόν ουσιαστικής σημασίας, τότε είναι και οι απώλειες ισχύος. Αύξηση της απόδοσης είναι το κλειδί για να επιτύχουμε υψηλές ισχύς εξόδου. Αν για παράδειγμα η απόδοση του μετατροπέα είναι 90% τότε οι απώλειες μετατροπής είναι 10% μόνο της ισχύος εξόδου. Η απόδοση είναι ένας καλός δείκτης επιτυχίας της κατασκευής ενός μετατροπέα. Έτσι θεωρώντας έναν μετατροπέα με υψηλή απόδοση, δηλ $\eta \approx 90\%$, πρακτικά έχουμε $P_{out} = 2.1 \text{ kW}$. Τα ονομαστικά μεγέθη για την υψηλή και χαμηλή πλευρά τάσης του dc/dc μετατροπέα συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα 3.1.

	Πλευρά υψηλής τάσης	Πλευρά χαμηλής τάσης
P_{nom}	2.3 kW	2.1 kW
V_{nom}	720 V	300 V
I_{nom}	3.2 A	7A
f_{sw}	20kHz	

Πίνακας 3.1 Ονομαστικά μεγέθη dc/dc μετατροπέα

Για την διαστασιολόγηση των μεγεθών της διάταξης θεωρούμε ότι έχουμε πχ. λειτουργία buck converter. Όπως φαίνεται από το σχήμα, η κυματομορφή του ρεύματος $i_L(t)$ είναι συμμετρική γύρω από το I και έτσι η μεταβολή στο ρεύμα, ίση με $2\Delta_{iL}$, είναι ίση με την κλίση της ευθείας (εφαρμοζόμενη τάση διαιρεμένη με το L) επί το μήκος του πρώτου υποδιαστήματος (DTs).



Εικόνα 3.1.2 Ρεύμα μονίμου καταστάσεως του πηνίου, buck converter.

Μεταβολή στο $I_L = (\text{Κλίση}) * (\text{Μήκος υποδιαστήματος}) \Rightarrow$

$$(2 \Delta I_L) = \left(\frac{V_g - V}{L} \right) (DT_s) \quad (3.2)$$

Λύνοντας ως προς Δi_L :

$$\Delta I_L = \left(\frac{V_g - V}{2L} \right) (DT_s) \quad (3.3)$$

όπου V_g είναι η τάση εισόδου, V η τάση εξόδου και T_s η διακοπτική περίοδος.

Τυπικές τιμές για το Δi_L είναι μεταξύ 10% και 20% της dc συνιστώσας του ρεύματος. Γενικά δεν είναι επιθυμητό να επιτρέπουμε στο Δi_L να παίρνει μεγάλες τιμές καθώς έτσι αυξάνεται η μέγιστη τιμή του ρεύματος (peak current) του πηνίου και των διακοπτικών στοιχείων με αποτέλεσμα να αυξάνεται τόσο το μέγεθος κατά την διαστασιολόγηση τους όσο και το κόστος τους. Έτσι, βάση σχεδιασμού, η κυμάτωση του ρεύματος είναι συνήθως αρκετά μικρή σε σύγκριση με την dc συνιστώσα I επιτρέποντας μας την προσέγγιση μικρής κυμάτωσης: $i_L(t) \approx I$. Το μέγεθος του πηνίου επιλέγεται έτσι ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή κυμάτωση της τάσης. Επιλύοντας την παραπάνω εξίσωση ως προς L έχουμε:

$$L = \left(\frac{V_g - V}{2\Delta i_L} \right) DT_s \quad (3.4)$$

Γενικά η επιλογή της διακοπτικής συχνότητας του μετατροπέα ισχύος και της τιμής της αυτεπαγωγής συνιστά συμβιβασμό μεταξύ της απόδοσης του μετατροπέα, του κόστους, της ικανότητας ισχύος και του βάρους. Για παράδειγμα, αυξάνοντας τη συχνότητα διακοπής μειώνεται ο όγκος της αυτεπαγωγής, αυξάνονται όμως οι απώλειες στο διακόπτη ισχύος. Επίσης, χρησιμοποιώντας μεγάλη τιμή αυτεπαγωγής μειώνεται η κυμάτωση “peak-to-peak” στο ρεύμα, επιτρέποντας τη χρησιμοποίηση διακοπών με μικρότερη διαβάθμιση ρεύματος, αυξάνεται όμως το μέγεθος του μετατροπέα καθώς το πηνίο πρέπει να είναι ογκώδες. Σημειώνεται εδώ πως δείκτης του μεγέθους ενός πηνίου (inductor volume index) θεωρείται το γινόμενο $L * I_{peak}^2$.

Όπως φαίνεται από την 3.4 η κυματομορφή του ρεύματος του πυκνωτή $i_C(t)$ είναι ίση με την κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου έχοντας όμως αφαιρέσει την dc συνιστώσα. Όσο το ρεύμα του πυκνωτή είναι θετικό αυτός φορτίζεται και η $V_C(t)$

αυξάνεται. Έτσι στο διάστημα μεταξύ των δύο διασχίσεων της κυματομορφής του ρεύματος από το μηδέν, η τάση του πυκνωτή μεταβάλλεται μεταξύ του ελαχίστου και του μέγιστου ακροτάτου της. Η κυματομορφή είναι συμμετρική και η συνολική μεταβολή της V_C είναι η peak-to-peak κυμάτωση της τάσης $2\Delta_V$. Αυτή η μεταβολή της τάσης σχετίζεται με το συνολικό φορτίο q που περιέχεται στο θετικό τμήμα της κυματομορφής του ρεύματος. Ισχύει $Q=CV$ άρα:

$$q = C (2 \Delta_V) \quad (3.5)$$

Ακόμα από το εμβαδό του σκιασμένου τριγώνου(ύψους Δi_L και βάσης $T_s/2$) της 3.1.2 έχουμε:

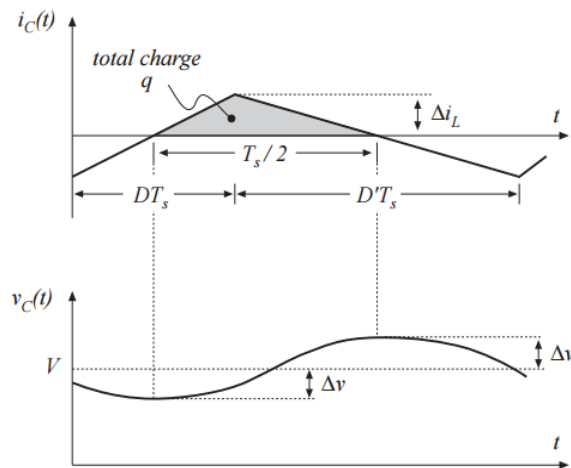
$$q = \frac{1}{2} \Delta i_L \frac{T_s}{2} \quad (3.6)$$

Από τις δύο παραπάνω εξισώσεις προκύπτει η σχέση για τον υπολογισμό της κυμάτωσης της τάσης:

$$\Delta_V = \frac{\Delta i_L T_s}{8 C} \quad (3.7)$$

Η σχέση αυτή χρησιμοποιείται για την επιλογή της χωρητικότητας C του πυκνωτή έτσι ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή κυμάτωση Δ_V . Πρακτικά , η επιπρόσθετη κυμάτωση της τάσης που δημιουργείται από την ισοδύναμη αντίσταση σε σειρά (esr) του πυκνωτή πρέπει και αυτή να συμπεριληφθεί. Συνήθως επιλέγεται $\Delta_V < 1\%$.

$$C = \frac{\Delta i_L T_s}{8 \Delta_V} \quad (3.8)$$



Εικόνα 3.1.3 Τάση εξόδου και ρεύμα του πυκνωτή ,buck converter.

Όσον αφορά λοιπόν την επιλογή της τιμής της αυτεπαγωγής L ανάλογα με τον αριθμό των φάσεων, την κατάσταση λειτουργίας(CCM-DCM) και το ripple του ρεύματος που επιθυμούμε, αυτή επιλέγεται σύμφωνα με τις εξισώσεις 3.4 και 2.4. Βάση αυτών των εξισώσεων προκύπτει και ο ακόλουθος πίνακας που φαίνεται στην εικόνα 3.1.4. Στον πίνακα αυτό φαίνονται ενδεικτικά οι τιμές του L_{cr} για κάθε φάση ανάλογα με τον αριθμό

των φάσεων (εικόνα 3.1.4 α) και οι μέγιστες και ελάχιστες τιμές ρεύματος κάθε φάσης ανάλογα με την λειτουργία CCM ή DCM (εικόνα 3.1.4 β). Οι επιλογές των τιμών $L_{ccm} > L_{cr}$ και $L_{dcm} < L_{cr}$ γίνονται ανάλογα με την τιμή του ΔI , δηλαδή του ripple του ρεύματος που επιθυμούμε να εμφανίζει το ρεύμα του πηνίου.

		4-legs	3-legs	2-legs	1-leg
Vin(V)	720				
Vout(V)	300				
Iout(A)	7				
i_L (A)		1.75	2.33	3.5	7
P_L (W)		525	700	1050	2100
f_s (kHz)	20				
T_s (μsec)	50				
L_{cr} (μH)					
		2500	1875	1250	625
L_{ccm} (μH)					
		20000	14100	9400	4700
L_{dcm} (μH)					
		2400	1800	1200	600

a)

	CCM					DCM			
	4-legs	3-legs	2-legs	1-leg		4-legs	3-legs	2-legs	1-leg
ΔI (A)	0.22	0.31	0.47	0.93		1.8	2.43	3.65	7.29
I_{peak} (per leg)	1.97	2.64	3.97	7.93		3.57	4.76	7.15	14.29
I_{min} (per leg)	1.53	2.02	3.03	6.07		-0.08	-0.1	-0.15	-0.29
I_{rms}	1.75	2.34	3.51	7.02		2.04	2.72	4.08	8.17

b)

Εικόνα 3.1.4 Πίνακες επιλογής αυτεπαγωγής L ανάλογα με τον αριθμό των φάσεων.

Στην δική μας περίπτωση όπου θα σχεδιαστεί bidirectional dc/dc μετατροπέας μίας φάσης αλλά και ο αντίστοιχος των τεσσάρων φάσεων επιλέξαμε $L = 4700\mu H$ και $L = 20mH$ αντίστοιχα. Από την εικόνα 3.1.4 β) βλέπουμε που αναμένουμε να κυμανθεί το ρεύμα κάθε φάσης του μετατροπέα. Στην περίπτωση του απλού(1-leg) dc/dc μετατροπέα αναμένουμε ένα συνολικό ripple στο ρεύμα ίσο με $\Delta I_{total} = 2 * \Delta I \approx 2A$ και στην περίπτωση του multiphase ίσο με $\Delta I_{total} = 2 * \Delta I \approx 0.5A$.

Συνοψίζοντας, για την διαστασιολόγηση του απλού αμφίδρομου μετατροπέα έχουμε:

Dc/dc Bidirectional Converter	
V_{High}	720V
V_{low}	300V
$C_{High-voltage}$	0.5mF
L	4.7mH
R_L	25mΩ
f_{sw}	20kHz

Mosfet Characteristics	
FET resistance R_{on}	$1m\Omega$
Snubber Capacitance C_s	$0.08\mu F$
Snubber Resistance R_s	$1m\Omega$

Πίνακας 3.2 Διαστασιολόγηση dc/dc bidirectional converter

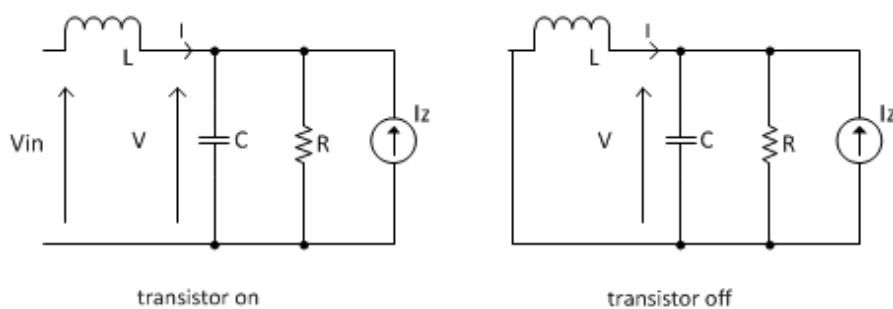
3.2. Εξαγωγή ελέγχων dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος

3.2.1. Συναρτήσεις μεταφοράς μετατροπέα υποβιβασμού

Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται οι δύο διαφορετικές διαμορφώσεις του κυκλώματος ενός μετατροπέα υποβιβασμού που αντιστοιχούν στις δύο διαφορετικές καταστάσεις του διακοπτικού στοιχείου. Θα μπορούσε να υπάρξει και τρίτη διαμόρφωση εάν το ρεύμα του πηνίου γίνεται ασυνεχές αλλά αυτό είναι κάτι που δεν θα αναλυθεί στην παρούσα φάση. Προκειμένου να μας είναι πιο εύκολο να εξετάσουμε την απόκριση του κυκλώματος σε μεταβολές του φορτίου έχει προστεθεί μια πηγή ρεύματος I_z παράλληλα με την αντίσταση του φορτίου. Το διάνυσμα κατάστασης x και το διάνυσμα εισόδου u ορίζονται ως εξής:

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \text{ και } u = \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_z \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

όπου I_L το ρεύμα του πηνίου και V_C η τάση του πυκνωτή.



Εικόνα 3.2.1.1 Διαμορφώσεις του κυκλώματος ενός buck converter για συνεχές ρεύμα πηνίου.

Κατά την on φάση έχουμε:

$$\text{Από NTK: } V_C + L \frac{di_L}{dt} - V_{in} = 0 \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} V_C + \frac{V_{in}}{L} \quad (3.10)$$

$$\text{Από NPK: } i_L - \frac{V_C}{R} - C \frac{dV_C}{dt} + I_z = 0 \Rightarrow \frac{dV_C}{dt} = -\frac{V_C}{RC} + \frac{i_L}{C} + \frac{I_z}{C}$$

Και σε μορφή διανυσμάτων κατάστασης:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$\Rightarrow \dot{x} = A_{ON} * x + B_{ON} * u$$

Κατά την off φάση έχουμε:

$$\text{Από ΝΤΚ: } V_L + V_C = 0 \Rightarrow L \frac{di_L}{dt} = -V_C \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_C}{L} \quad (3.12)$$

$$\text{Από ΝΡΚ: } i_L - \frac{V_C}{R} = -C \frac{dV_C}{dt} + I_Z = 0 \Rightarrow \frac{dV_C}{dt} = -\frac{V_C}{CR} + \frac{i_L}{C} + \frac{I_Z}{C} \quad (3.13)$$

Και σε μορφή διανυσμάτων κατάστασης:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\Rightarrow \dot{x} = A_{OFF} * x + B_{OFF} * u$$

Το state-space averaged μοντέλο του μετατροπέα διαμορφώνεται παίρνοντας τον σταθμισμένο μέσο όρο των εξισώσεων 3.11 και 3.14 και εκφράζεται ως εξής

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.15)$$

όπου $A = dA_{ON} + (1-d)A_{OFF}$

και $B = dB_{ON} + (1-d)B_{OFF}$

Ο μέσος όρος των πινάκων του buck converter είναι τότε:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \text{και} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Η εξίσωση 3.15 προσεγγίζει την συμπεριφορά του converter για πολλούς κύκλους ωστόσο για να είναι έγκυρη αυτή η προσέγγιση πρέπει να ικανοποιούνται οι εξής δύο συνθήκες:

1. Οι μεταβλητές κατάστασης πρέπει να εξελίσσονται με μια γραμμική συμπεριφορά και στις δύο διαμορφώσεις του κυκλώματος.
2. Η διακοπτικής συχνότητας συνιστώσα της κυμάτωσης των μεταβλητών κατάστασης πρέπει να είναι μικρή σε σύγκριση με την μέση τιμή τους.

Και οι δύο αυτές συνθήκες ικανοποιούνται συνήθως στους απλούς Dc/Dc converter.

Η μεταβλητή ελέγχου του μετατροπέα, το duty cycle, εμφανίζεται μέσα στον πίνακα B του averaged μοντέλου παρά σαν στοιχείο στο διάνυσμα της εισόδου. Το μοντέλο της εξίσωσης 3.15 είναι χρονικά μεταβαλλόμενο και δύσκολο να λυθεί. Για να απλοποιηθεί το μοντέλο, η εξίσωση 3.15 γραμματικοποιείται γύρω από ένα επιλεγμένο σημείο λειτουργίας θεωρώντας μικρές μεταβολές στις μεταβλητές. Κάθε μεταβλητή γράφεται ως το άθροισμα μιας DC συνιστώσας και μιας AC συνιστώσας-small signal που υποδηλώνει τις διαταραχές και σημειώνεται με το εξής σύμβολο $\tilde{\cdot}$. Έτσι έχουμε:

$$x = \bar{x} + \tilde{x}, u = \bar{u} + \tilde{u}, d = \bar{d} + \tilde{d} \quad (3.17)$$

όπου $\tilde{x} \ll \bar{x}$, $\tilde{u} \ll \bar{u}$ και $\tilde{d} \ll \bar{d}$

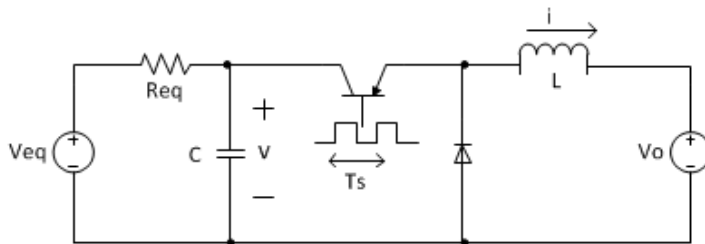
αντικαθιστώντας αυτές τις μεταβλητές στην εξίσωση 3.15 και αγνοώντας του όρους δευτέρας τάξεως προκύπτει η εξής εξίσωση

$$\dot{\tilde{x}} = A \tilde{x} + B \tilde{u} + D \tilde{E} \quad \text{με} \quad E = \begin{bmatrix} V_{in} \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση 3.18 μπορούμε να εξαγάγουμε τις συναρτήσεις μεταφοράς του συστήματος.

Μετατροπέας Υποβιβασμού με Έλεγχο Τάσης Εισόδου

Ο έλεγχος της τάσης εισόδου ενός Dc/Dc μετατροπέα είναι μια ειδική περίπτωση όπου σε αντίθεση με τις κλασικές μεθόδους ελέγχου, η τάση εξόδου είναι σταθερή και ελέγχεται η τάση εισόδου. Για την ειδική αυτή περίπτωση θα εξαγάγουμε τις συναρτήσεις μεταφοράς του συστήματος. Έστω ότι έχουμε το ακόλουθο κύκλωμα:



Εικόνα 3.2.1.2 Buck converter με σταθερή έξοδο και μεταβλητή είσοδο.

Για να παρατηρήσουμε το small-signal AC μοντέλο οι μεταβλητές εκφράζονται και εδώ ως άθροισμα μιας AC και μιας DC συνιστώσας ως εξής:

$$\langle u \rangle = V + \tilde{u}, \quad \langle d \rangle = D - \tilde{d}, \quad \langle i \rangle = I + \tilde{i} \quad (3.19)$$

Το σύμβολο $\langle \cdot \rangle$ στη σχέση του duty cycle υποδηλώνει ότι μια αύξηση του duty cycle οδηγεί σε μείωση της τάσης εισόδου.

Από NTK :

$$L \frac{d\langle i \rangle}{dt} + V_o - \langle u \rangle d = 0 \Rightarrow L \frac{d\langle i \rangle}{dt} = (V + \tilde{u}) (D + \tilde{d}) - V_o$$

και από DC ανάλυση $V_D - V_o = 0$

$$\Rightarrow sL\tilde{i} = \tilde{u}D - V\tilde{d} \quad (3.20)$$

Από NPK: $\frac{V_{eq} - \langle u \rangle}{R_{eq}} = \langle i \rangle d + C \frac{d\langle u \rangle}{dt} \Rightarrow \frac{V_{eq} - V - \tilde{u}}{R_{eq}} + I\tilde{d} - \tilde{i}D - ID + \tilde{i}\tilde{d} - C \frac{d\tilde{u}}{dt} = 0$

και από DC ανάλυση $I = \frac{V_{eq} - V}{R_{eq}D}$

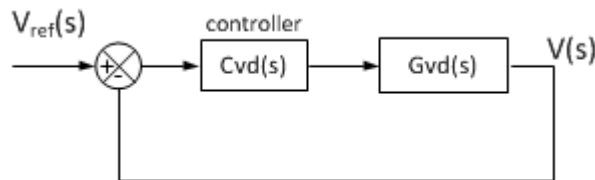
$$\Rightarrow -\frac{\tilde{u}}{R_{eq}} - sC\tilde{u} + I\tilde{d} - \tilde{i}D = 0 \quad (3.21)$$

Από τις 3.20 και 3.21 προκύπτουν οι εξής συναρτήσεις μεταφοράς:

$$G_{vd}(s) = \frac{u(s)}{d(s)} = \frac{R_{eq}(VD + sLI)}{s^2 R_{eq}LC + sL + D^2 R_{eq}} \quad (3.22)$$

$$G_{id}(s) = \frac{i(s)}{d(s)} = \frac{-V(1 + sR_{eq}C) + R_{eq}DI}{s^2 R_{eq}LC + sL + D^2 R_{eq}} \quad (3.23)$$

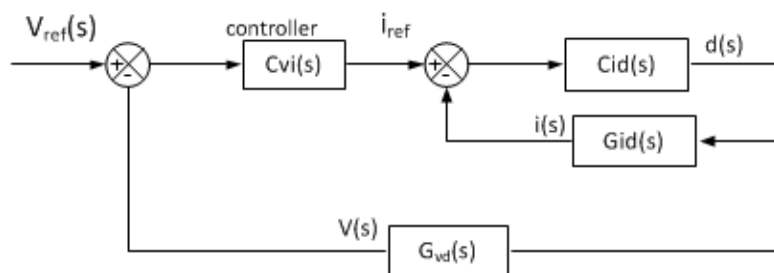
οι παραπάνω συναρτήσεις μεταφοράς περιγράφουν την απόκριση της τάσης εισόδου και του ρεύματος πηνίου του converter για μικρές μεταβολές του duty cycle γύρω από το σημείο λειτουργίας $V = V_o/D$.



Εικόνα 3.2.1.3 Βρόχος ανάδρασης ελέγχου της τάσης εισόδου του converter

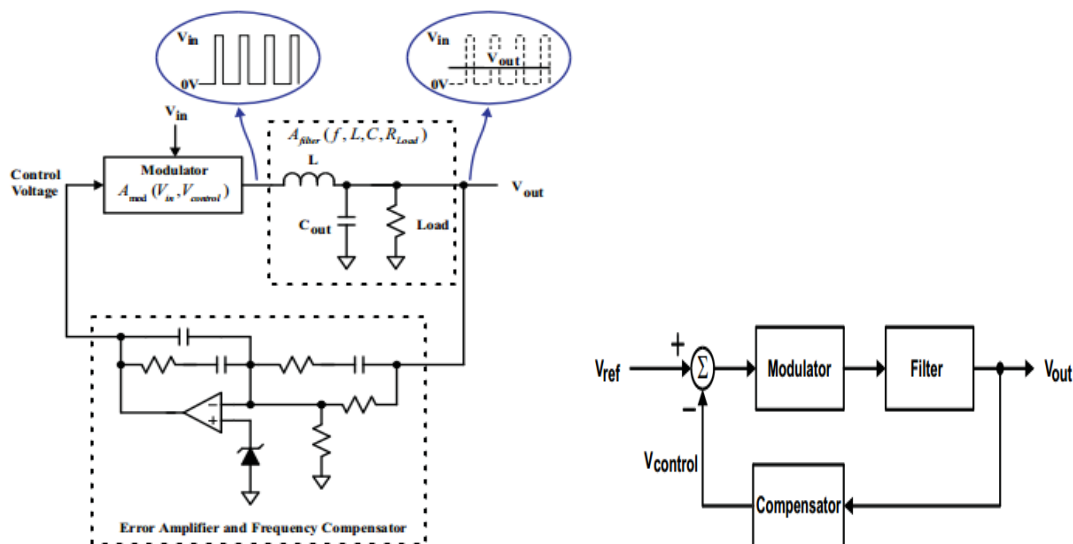
Στην περίπτωση που έχουμε και εσωτερικό έλεγχο ρεύματος αρχικά σχεδιάζεται ο C_{id} ελεγκτής ώστε να δημιουργηθεί ένα ευσταθές σύστημα κλειστού βρόχου το $CLG_{Lid}(s) = C_{id}(s) * G_{id}(s)$ με την διαδικασία που περιγράφηκε παραπάνω. Στην συνέχεια σχεδιάζεται ο C_{vi} ελεγκτής ο οποίος πρέπει να σταθεροποιήσει τον εξωτερικό βρόχο της τάσης. Πρέπει δηλαδή να σχεδιαστεί έτσι ώστε να σταθεροποιεί το γινόμενο $F_i(s) * G_{vd}(s)$ όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.2.1.4 όπου

$$F_i(s) = \frac{C_{id}(s)}{1 + C_{id}G_{id}} \quad (3.24)$$



Εικόνα 3.2.1.4 Βρόχος ανάδρασης ελέγχου της τάσης εισόδου του converter με εσωτερικό έλεγχο ρεύματος.

Σημείωση: Παρακάτω παρουσιάζεται και ένας ακόμα τρόπος προσέγγισης της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος-plant ενός buck converter. Το μοντέλο ελέγχου ενός buck converter μπορεί να αντιπροσωπευτεί από τρία βασικά μέρη, τον ρυθμιστή, το φίλτρο και τον αντισταθμιστή, όπως φαίνεται στην εικόνα παρακάτω.



Εικόνα 3.2.1.5 Σχηματικό Διάγραμμα ενός Buck Converter.

Σε αυτήν την περίπτωση η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος είναι:

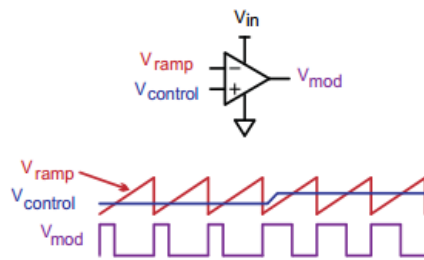
$$\begin{aligned}
 H_{syst}(s) &= \frac{V_{out}}{V_{ref}} = \frac{H_{mod}(s) H_{filter}(s)}{1 + H_{mod}(s) H_{filter}(s) H_{compensator}(s)} \\
 &= \frac{H_{mod}(s) H_{filter}(s)}{1 + H_{loop}(s)} = \frac{H_{plant}}{1 + H_{loop}(s)}
 \end{aligned}
 \tag{3.25}$$

Ο παρονομαστής της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος, $1 + H_{loop}(s)$, είναι η χαρακτηριστική εξίσωση του συστήματος και το κέρδος κλειστού βρόχου $H_{loop}(s)$ αποτελείται από τον ρυθμιστή(PWM), το φίλτρο (βαθυπερατό) και τον αντισταθμιστή.

Κάθε μία από αυτές τις συναρτήσεις μεταφοράς πρέπει να καθοριστεί έτσι ώστε να υπολογιστεί τελικά η $H_{loop}(s)$.

➤ Ρυθμιστής PWM

Από τα τρία μέρη που απαρτίζουν τον buck converter, ο ρυθμιστής είναι το μοναδικό που δεν εμφανίζει εξάρτηση από την συχνότητα. Ο ρυθμιστής ουσιαστικά είναι μια γεννήτρια τετραγωνικής κυματομορφής η οποία ελέγχεται από τάση. Έχοντας σαν δεδομένο εισόδου την τάση ελέγχου, ο ρυθμιστής παράγει μια επαναλαμβανόμενη τετραγωνική κυματομορφή εξόδου με όρια μεταξύ 0V και V_{cc} . Ένας απλός ρυθμιστής εσωτερικά αποτελείται από έναν συγκριτή τάσης και μια γεννήτρια τριγωνικής κυματομορφής και λειτουργεί όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 3.2.1.6 Ρυθμιστής – Modulator.

Όσο η τάση ελέγχου αυξάνεται, αυξάνεται και το duty cycle. Όταν η τάση ελέγχου γίνει ίση (ή μεγαλύτερη) με την κορυφή της τριγωνικής κυματομορφής, η έξοδος είναι συνεχώς V_{cc} . Με άλλα λόγια, $t_{off} = 0$ και $D = 1$ (ή 100%). Αντιστρόφως, αν η τάση ελέγχου είναι ίση (ή κάτω) με το ελάχιστο της τριγωνικής κυματομορφής η έξοδος είναι συνεχώς 0. Αυτό σημαίνει ότι $t_{on} = 0$ και $D = 0$ (ή 0%). Παρατηρούμε ότι η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής είναι αυτή που καθορίζει και την συχνότητα του σήματος εξόδου του ρυθμιστή, η οποία είναι και η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα. Η έξοδος του μετατροπέα είναι μία τετραγωνική κυματομορφή της οποίας η μέση τιμή εξάγεται από το φίλτρο εξόδου για να φτάσει τελικά στο φορτίο ως dc τάση. Η dc τάση είναι έτσι ο μέσος όρος της τετραγωνικής κυματομορφής ή αλλιώς :

$$V_{out} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{mod}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_{in} dt \quad (3.26)$$

όπου είναι $V_{out} = \frac{V_{in} t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = V_{in} D$

Σε όρους συνάρτησης μεταφοράς του ρυθμιστή, αυτή ορίζεται ως η μέση τιμή της τετραγωνικής κυματομορφής διαιρεμένη από την τάση ελέγχου :

$$A_{mod} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{control}} \quad (3.27)$$

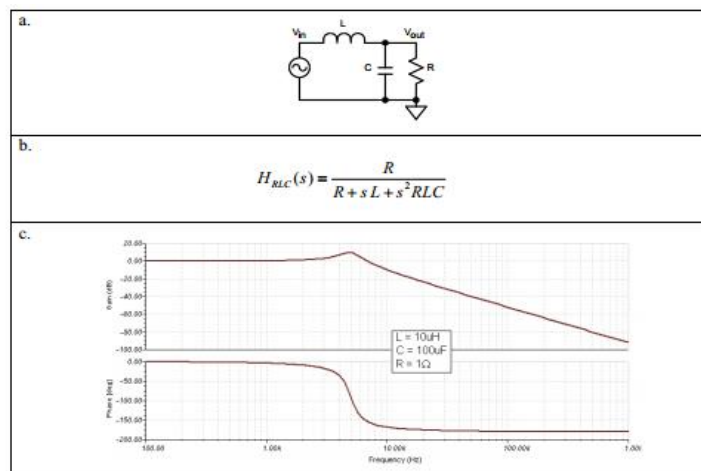
Ορίζεται δηλαδή ως η μεταβολή στην τάση εξόδου ως αποτέλεσμα μιας μεταβολής στην τάση ελέγχου. Όπως είπαμε και παραπάνω τα όρια της τάσης ελέγχου καθορίζονται από την τριγωνική κυματομορφή ενώ η τάση εξόδου κυμαίνεται μεταξύ 0V και V_{in} .

$$A_{mod-CCM} = \frac{dV_{out}}{dV_{control}} = \frac{d}{dV_{control}} \left(V_{in} \frac{V_{control}}{V_{ramp}} \right) = \frac{V_{in}}{V_{ramp}} \quad (3.28)$$

Αυτό είναι το κέρδος του ρυθμιστή. Σε διάγραμμα bode, το $A_{mod-CCM}$ είναι ένα σταθερό κέρδος και δεν προκαλεί καμία μεταβολή στην φάση. Στην πραγματικότητα, υπάρχουν χρονικές καθυστερήσεις οι οποίες προκαλούν μεταβολή στην φάση. Παρόλα αυτά, για λόγους ευκολίας στον υπολογισμό του κέρδους και της φάσης, αυτές οι μεταβολές στην φάση αμελούνται χωρίς να υπάρχει πρόβλημα.

➤ Φίλτρο εξόδου

Ο στόχος ενός dc/dc μετατροπές είναι να έχει υψηλή απόδοση και γι αυτό το φίλτρο εξόδου αποτελείται από μη παθητικά στοιχεία, έτσι ώστε να μην καταναλώνεται καθόλου ισχύς σε αυτά. Αυτό το φίλτρο στο πεδίο της συχνότητα λειτουργεί σαν ένα βαθυπερατό φίλτρο, το οποίο καταστέλλει την ac συνιστώσα του τετραγωνικού παλμού του ρυθμιστή. Είναι ένα απλό L-C σύστημα δευτέρας τάξεως, το οποίο τερματίζεται από μία αντίσταση φορτίου. Παρόλα αυτά, η αντίσταση φορτίου αποτελεί σημαντικό συστατικό για το φίλτρο. Πρέπει να είναι γνωστή προκειμένου να προβλεφτεί η συμπεριφορά του φίλτρου, η απόκριση του βρόχου και τελικά η ευστάθεια του μετατροπέα.



Εικόνα 3.2.1.7 Απλό LC φίλτρο(a), Συνάρτηση Μεταφοράς(b), Διάγραμμα bode(c).

Η συχνότητα συντονισμού ενός L-C φίλτρου δευτέρας τάξεως είναι:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{out}}} \quad (3.29)$$

Στο παραπάνω παράδειγμα η συχνότητα αποκοπής είναι περίπου 5kHz και η μεταβολή στην φάση -180° ενώ η μεταβολή στο κέρδος είναι -40dB/dec από την f_{LC} και μετά. Εάν συμπεριλάβουμε στην ανάλυση και τις αντιστάσεις σε σειρά του πυκνωτή και

του πηνίου, ανάλυση γίνεται πιο ακριβής αλλά οδηγεί σε μια αρκετά πιο περίπλοκη συνάρτηση μεταφοράς.

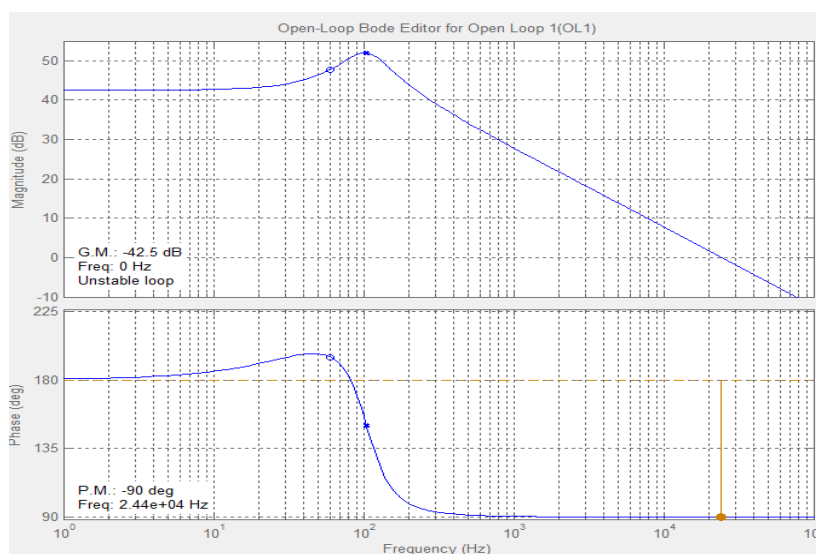
Έχουμε λοιπόν κατασκευάσει την συνάρτηση μεταφοράς $H_{plant}(s) = H_{mod}(s) \cdot H_{filter}(s)$. Οπότε απομένει να σχεδιάσουμε την συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή με την διαδικασία που έχει παρουσιαστεί στην ενότητα 2.2.1 ώστε να δημιουργήσουμε ένα ευσταθές σύστημα.

3.2.2. Σχεδίαση Buck Controller

Αρχικά σχεδιάζεται ο έλεγχος του εσωτερικού βρόχου του ρεύματος. Στην ενότητα 3.2.2.1 παρουσιάστηκαν οι συναρτήσεις μεταφοράς του Buck converter. Για τις προδιαγραφές του συγκεκριμένου συστήματος εξάγεται η συνάρτηση μεταφοράς G_{id} και παρουσιάζεται στην εικόνα 3.2.2.1 το διάγραμμα Bode αυτής.

$$G_{id}(s) = \frac{i(s)}{d(s)} = \frac{-V(1 + sR_{eq}C) + R_{eq}DI}{s^2R_{eq}LC + sL + D^2R_{eq}} \Rightarrow$$

$$G_{id}(s) = \frac{-1.632s - 620}{1.06e^{-05}s^2 + 0.0047s + 4.63} \quad (3.30)$$



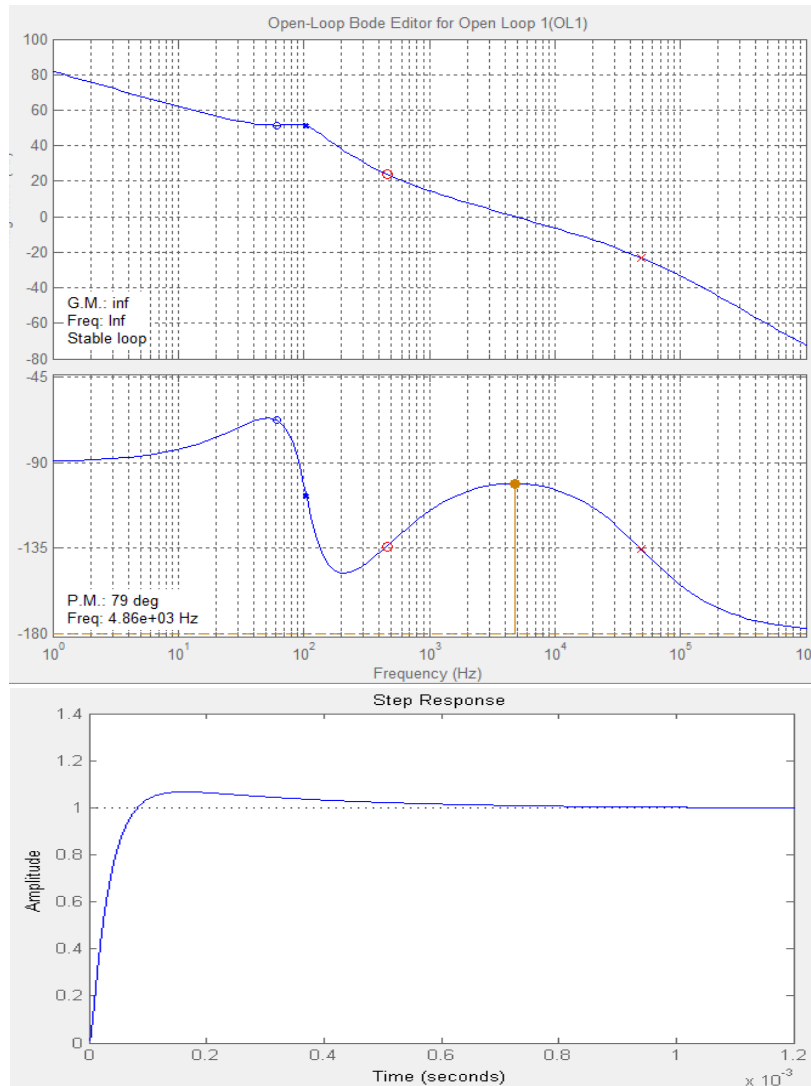
Εικόνα 3.2.2.1 Διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς G_{id} .

Έπειτα ακολουθώντας την διαδικασία που περιγράψαμε στην ενότητα 3.2.1 σχεδιάζουμε την συνάρτηση μεταφοράς C_{id} με σκοπό να δημιουργήσουμε ένα ευσταθές εσωτερικό βρόχο για τον έλεγχο του ρεύματος. Παρακάτω στην εικόνα 3.2.2.2 παρουσιάζεται το κέρδος κλειστού βρόχου του συστήματος ανάδρασης

$$L_{id}(s) = G_{id}(s) * C_{id}(s) \quad (3.31)$$

Βλέπουμε ότι το σύστημα είναι ευσταθές και πληρεί όλα τα κριτήρια ευστάθειας με $PM \approx 80^\circ$ και $GM = \infty$. Η cross-over συχνότητα είναι περίπου στα 4 kHz (με $1/10f_{sw} < f_{cr} < 1/5f_{sw}$). Τα κόκκινα σημεία του διαγράμματος δείχνουν τους πόλους και τα μηδενικά της $Cid(s)$ για αντιστάθμιση του συστήματος. Η συνάρτηση μεταφοράς της Cid είναι τότε:

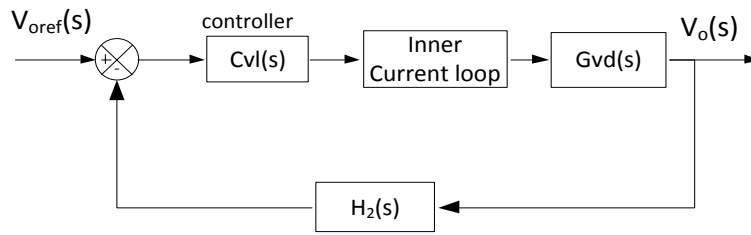
$$Cid(s) = \frac{-0.1104 s - 235}{8e^{-06} s^2 + s} \quad (3.32)$$



Εικόνα 3.2.2.2 Διάγραμμα Bode και βηματική απόκριση του CLG Lid.

Στην συνέχεια, αφού έχει σχεδιαστεί ο εσωτερικός έλεγχος του ρεύματος σχεδιάζουμε τον εξωτερικό έλεγχο της τάσης. Όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 3.2.1 πρέπει να σχεδιαστεί έτσι ώστε να σταθεροποιεί το γινόμενο $F_i(s) * G_{vd}(s)$ όπου $F_i(s) = \frac{Cid(s)}{1+CidGid}$. Έτσι ο ελεγκτής $C_{vi}(s)$ «βλέπει» το εξής σύστημα-plant:

$$F_{total} = F_i(s) G_{vd}(s) \quad (3.33)$$

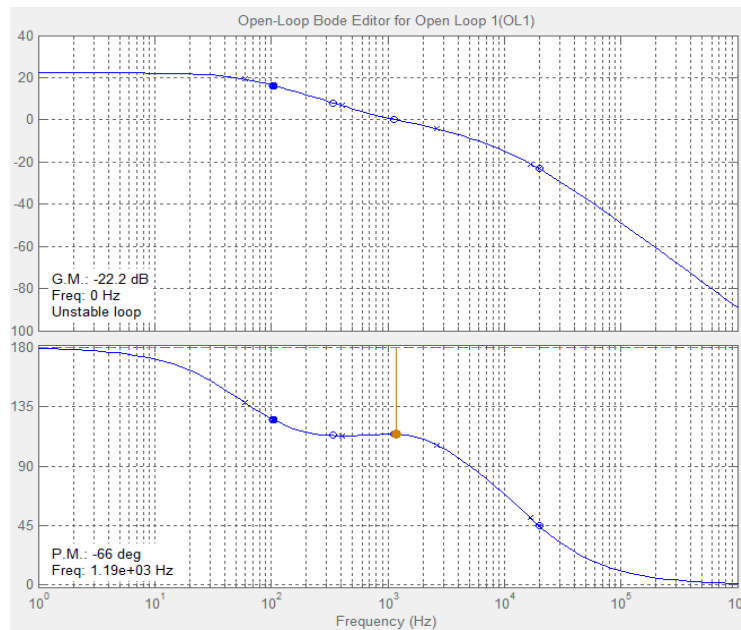


Για τις προδιαγραφές του συστήματός μας είναι:

$$G_{vd}(s) = \frac{u(s)}{d(s)} = \frac{R_{eq}(VD + sLI)}{s^2 R_{eq}LC + sL + D^2 R_{eq}} \Rightarrow$$

$$G_{vd}(s) = \frac{1.128s + 8000}{1.065e^{-05}s^2 + 0.0047s + 4.63} \quad (3.34)$$

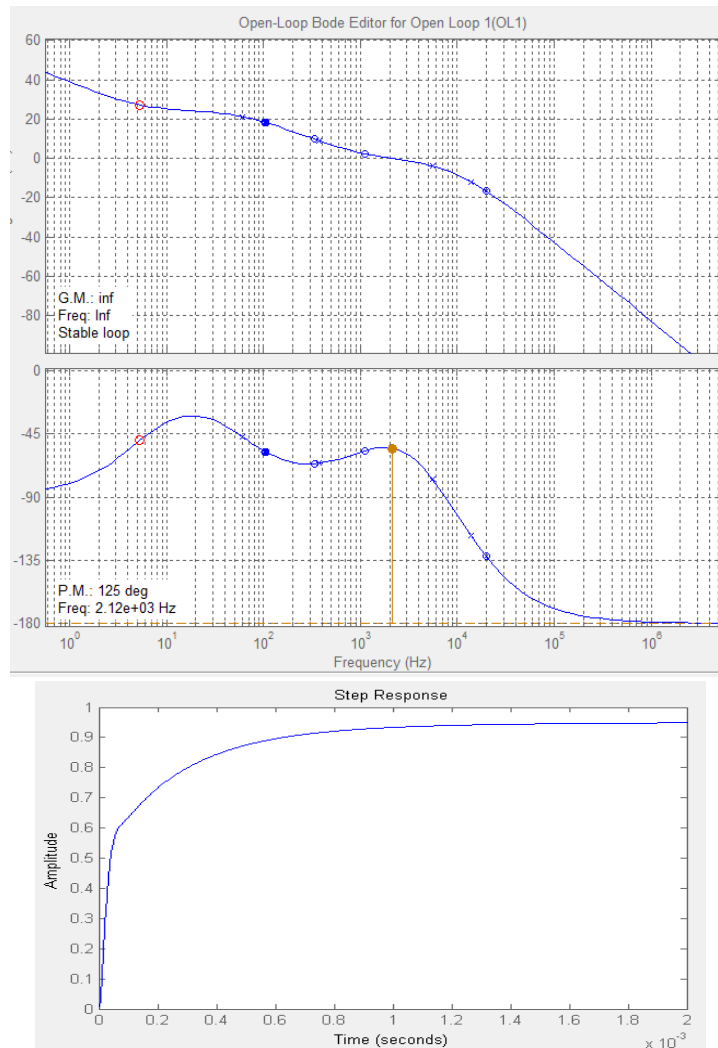
Προκειμένου να εξάγουμε την $C_{vl}(s)$ σχεδιάζουμε το διάγραμμα Bode της F_{total} .



Εικόνα 3.2.2.3 Διάγραμμα bode της $F_{total}(s)$.

Τέλος σχεδιάζουμε την $C_{vl}(s)$ έτσι ώστε να έχουμε πλήρη εκμετάλλευση των επιτρεπτών ορίων για το εύρος ζώνης των συναρτήσεων. Δηλαδή για τον γρήγορο εσωτερικό έλεγχο επιλέξαμε μια f_{cr} κοντά στα 4 kHz , που είναι το $1/5$ της f_{sw} και τώρα για τον αργό εξωτερικό θα επιλέξουμε το κάτω όριο που είναι το $1/10$ της f_{sw} , δηλαδή μια f_{cr} κοντά στα 2 kHz . Η συνάρτηση μεταφοράς της C_{vl} είναι:

$$C_{vl}(s) = \frac{-1.2s - 40}{s} \quad (3.35)$$

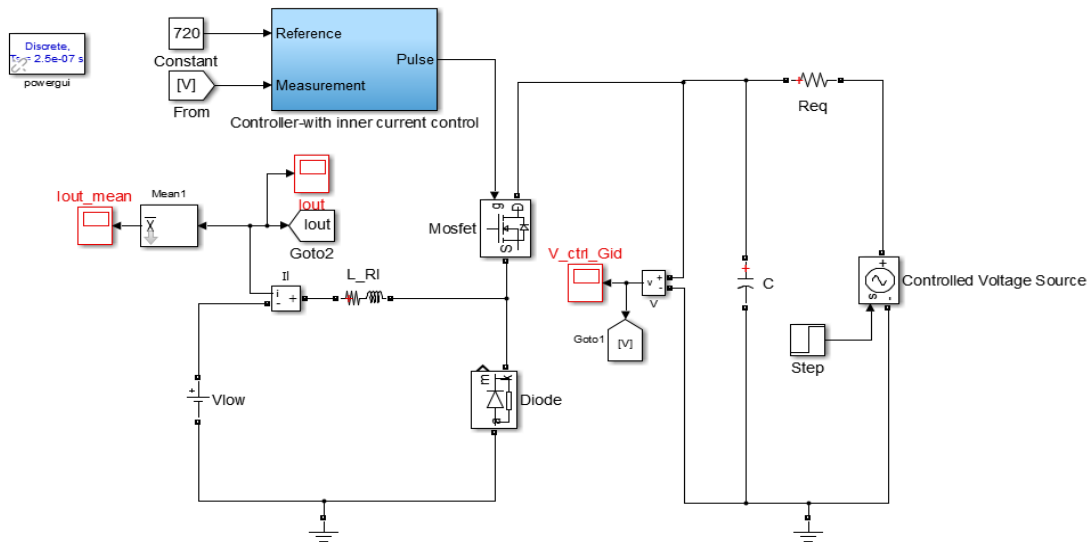


Εικόνα 3.2.2.4 Διάγραμμα bode και βηματική απόκριση της $L_{total}(s)$.

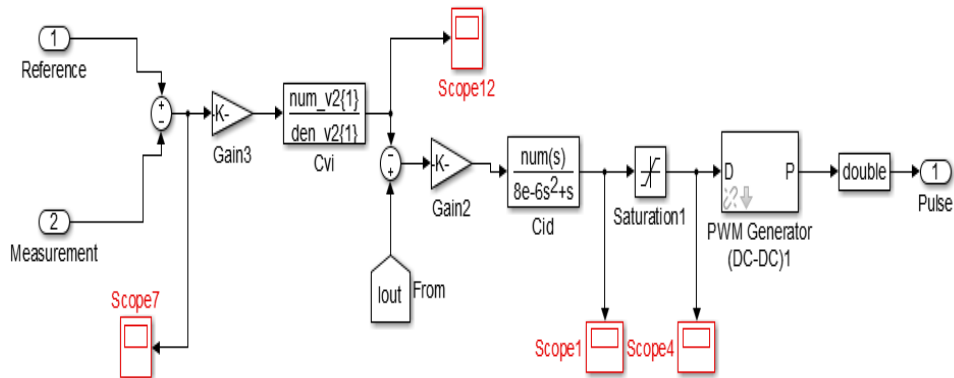
Βλέπουμε ότι έχουμε ένα ευσταθές συνολικό σύστημα αφού το CLG $L_{total}(s) = C_{vl}(s) * F_{total}(s)$ πληρεί τα κριτήρια ευστάθειας.

Μοντέλο Simulink Buck Controller

Στην παρακάτω εικόνα 3.2.2.5 παρουσιάζεται ένας Input Controlled Buck Converter. Στην περίπτωση αυτή έχουμε έλεγχο της τάσης εισόδου του μετατροπέα, δηλαδή της υψηλής πλευράς τάσης. Ο ελεγκτής παίρνει σαν εισόδους την τάση αναφοράς των 720V και την τάση εισόδου του πυκνωτή V με απώτερο σκοπό να τις εξισώσει. Αυτό το πετυχαίνει μεταβάλλοντας το ρεύμα του πηνίου L.



Εικόνα 3.2.2.5 Μοντέλο Simulink ενός input controlled buck converter.



Εικόνα 3.2.2.6 Δομή του ελεγκτή.

Σημείωση: Παραπάνω παρουσιάζεται η δομή του ελεγκτή όπου έχουμε κρατήσει τα dc gain (proportional) έξω από τις συναρτήσεις μεταφοράς γιατί όπως εξηγήσαμε παραπάνω μια μεταβολή στο dc gain σημαίνει μεταβολή στο εύρος ζώνης και συνεπώς στην ταχύτητα απόκρισης.

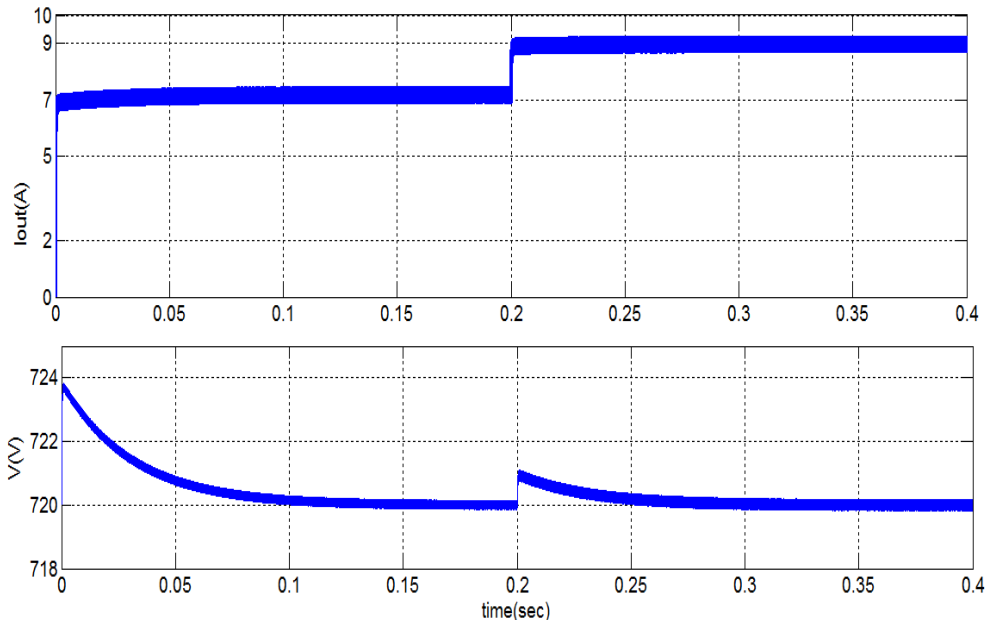
Αφού σχεδιάσαμε το κυκλωματικό μοντέλο του buck converter ελέγχουμε την απόκριση του κυκλώματος για διάφορες βηματικές μεταβολές. Από την dc ανάλυση του κυκλώματος έχουμε ότι

$$I = \frac{V_{eq} - V}{R_{eq} D} \quad \text{και} \quad D = \frac{V_{low}}{V} \quad (3.36)$$

Όταν $V_{eq} = 720V$ αναμένουμε μηδενικό ρεύμα εξόδου και όταν $V_{eq} = 800V$ έχουμε ονομαστικό ρεύμα εξόδου στα 7A (για σταθερή $R_{eq} = 80/3$).

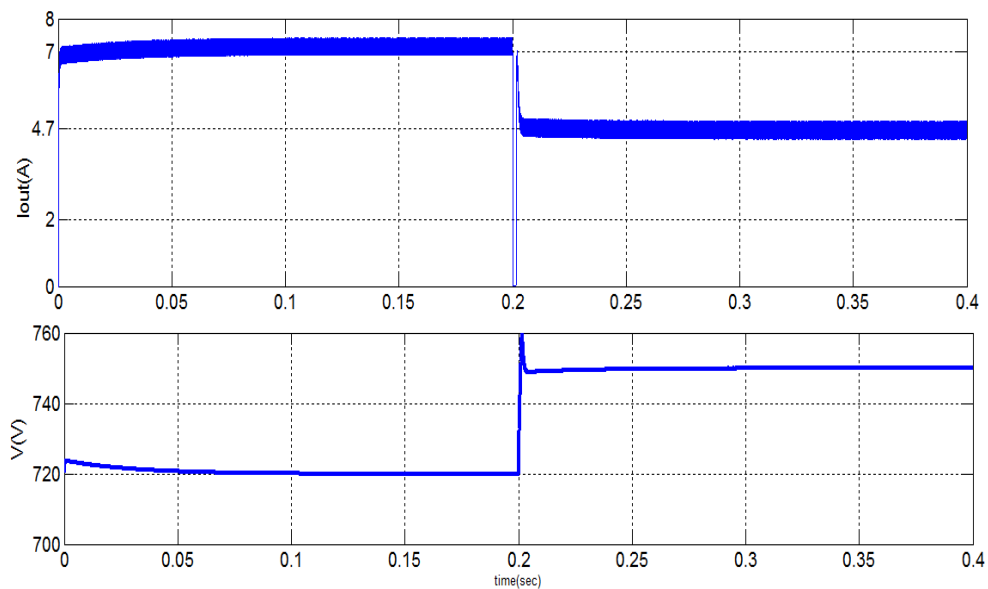
- Έστω τώρα ότι έχουμε μια βηματική μεταβολή στην τάση εισόδου από $V_{eq} = 800V$ σε $V_{eq} = 820V$. Τότε από τις παραπάνω εξισώσεις πρέπει $I = 9A$. Δηλαδή ο

ελεγκτής προκειμένου να κρατήσει σταθερή την τάση εισόδου V στα 720V πρέπει να αυξήσει το ρεύμα από 7A σε 9A.



Εικόνα3.2.2.7 Ρεύμα εξόδου και Τάση Εισόδου για βηματική μεταβολή στην V_{ref} .

- Για μια βηματική μεταβολή τώρα στην τάση αναφοράς του ελεγκτή από 720V σε 750V με σταθερό $V_{eq}=800V$ ο ελεγκτής πρέπει να μειώσει το ρεύμα εξόδου από 7A σε 4.7A



Εικόνα 3.2.2.8 Ρεύμα και τάση εισόδου για βηματική μεταβολή στην τάση αναφοράς του ελεγκτή.

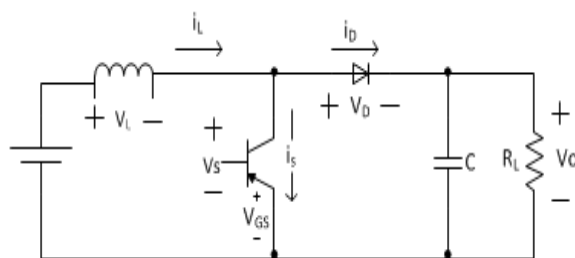
Παρατηρούμε ότι ο ελεγκτής ανταποκρίνεται ικανοποιητικά στις διάφορες βηματικές μεταβολές καθώς και ότι η κυμάτωση της τάσης και του ρεύματος είναι μέσα στα όρια που καθορίσαμε κατά την διαστασιολόγηση των στοιχείων του κυκλώματος αφού $\Delta i_L < 20\%$ και $\Delta V < 1\%$.

3.2.3. Συναρτήσεις μεταφοράς Boost Converter

Ο σχεδιασμός ενός Boost controller παρουσιάζει μια δυσκολία η οποία έγκειται στην ύπαρξη ενός RHP zero (right-half-plane-zero) στην συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος-plant. Η ύπαρξη αυτού του μηδενικού στους Boost και Buck-Boost μετατροπείς αποδίδεται στο γεγονός ότι αυτές είναι οι μόνες τοπολογίες όπου δεν υπάρχει ένα πραγματικό LC βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο. Έτσι ακόμα και όταν προσπαθούμε να δημιουργήσουμε ένα «αποτελεσματικό» LC φίλτρο χρησιμοποιώντας την τεχνική της κανονικοποίησης $\bar{L} = L/(1 - D)^2$ στην πραγματικότητα υπάρχει μία δίοδος/διακόπτης συνδεδεμένος μεταξύ των L και C στοιχείων της τοπολογίας. Αυτή ακριβώς η ύπαρξη του διακόπτη στο σημείο αυτό είναι εξολοκλήρου υπεύθυνη για την δημιουργία του RHP zero. Το RHP zero μπορεί να εξηγηθεί διαισθητικά ως εξής: αν ξαφνικά αυξήσουμε το φορτίο η τάση πέφτει ελαφρώς. Αυτό οδηγεί τον μετατροπέα στο να αυξήσει το duty-cycle σε μια προσπάθεια να ανακτήσει την τάση εξόδου. Ωστόσο στους Boost και Buck-Boost μετατροπείς η ενέργεια μεταφέρεται στο φορτίο μόνο κατά την off φάση. Έτσι μια αύξηση του duty cycle μειώνει τον χρόνο μη αγωγής των διακοπών-Off και έτσι τώρα υπάρχει μικρότερο διάστημα διαθέσιμο για την αποθηκευμένη στον πηνίο ενέργεια να μεταφερθεί στην έξοδο. Έτσι η τάση εξόδου πέφτει και άλλο για μερικούς κύκλους λειτουργίας, αντί να αυξάνεται όπως αρχικά περιμέναμε. Αυτή είναι η δράση του RHP zero. Τελικά όμως το ρεύμα του πηνίου καταφέρνει μετά από πολλούς διαδοχικούς κύκλους και συγκεκριμένα αφού έχει επέλθει η σταθερά χρόνου που σχετίζεται με το RHPZ, να φτάσει το νέο επίπεδο, σε συνέπεια της αυξημένης απαίτησης ισχύος και έτσι αυτή η παράξενη «αντιπαραγωγική» κατάσταση διορθώνεται. Όλα αυτά φυσικά εφόσον δεν έχει επέλθει ακόμα πλήρη αστάθεια στο κύκλωμα. Η ύπαρξη του RHP zero μπορεί να γίνει σε οποιαδήποτε τιμή του duty-cycle. Η θέση του μετακινείται προς χαμηλές συχνότητες καθώς το D πλησιάζει την μονάδα καθώς επίσης και όταν η τιμή του L αυξάνεται (Moving RHPZ). Γι αυτό και μεγάλες τιμές του L δεν προτιμούνται για Boost και Buck-Boost μετατροπείς.

Η συνήθης τακτική για να χειριστούμε ένα RHP zero είναι να το «σπρώξουμε» προς υψηλές συχνότητες όπου δεν μπορεί ουσιαστικά να επηρεάσει τον όλο βρόχο. Ισοδύναμα, μπορούμε να μειώσουμε το εύρος ζώνης, μειώνοντας το κέρδος κλειστού βρόχου σε μια αρκετά χαμηλή συχνότητα έτσι ώστε αυτό να μην «βλέπει» το RHP zero. Με άλλα λόγια η cross-over συχνότητα πρέπει να είναι αρκετά χαμηλότερη από αυτή του RHP zero εάν θέλουμε επαρκώς ευσταθές σύστημα. Σαν αποτέλεσμα το εύρος ζώνης και η απόκριση του βρόχου χειροτερεύουν λόγο της ύπαρξης του RHP zero.

Οι συνέπειες του RHP zero όσον αφορά το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς έχουν την ίδια επίδραση με αυτές ενός κλασικού μηδενικού. Παρόλα αυτά, προκαλεί μια πτώση στην φάση κατά -90° αντί να την ωθεί κατά $+90^\circ$. Έτσι ένα RHP zero αυξάνει το κέρδος με κλίση 20dB/dec ενώ μειώνει την φάση κατά 90° .



Εικόνα 3.2.3.1 Boost converter.

Ακολουθώντας την διαδικασία που περιγράφηκε παραπάνω για την εξαγωγή των εξισώσεων κατάστασης προκύπτει το εξής ac-small signal μοντέλο για τον boost converter.

$$\begin{bmatrix} sL & 1-D \\ 1-D & -(sC + \frac{1}{R}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L(s) \\ \tilde{V}_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_o \\ I_L \end{bmatrix} \tilde{d}(s) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{V}_{in}(s) \quad (3.37)$$

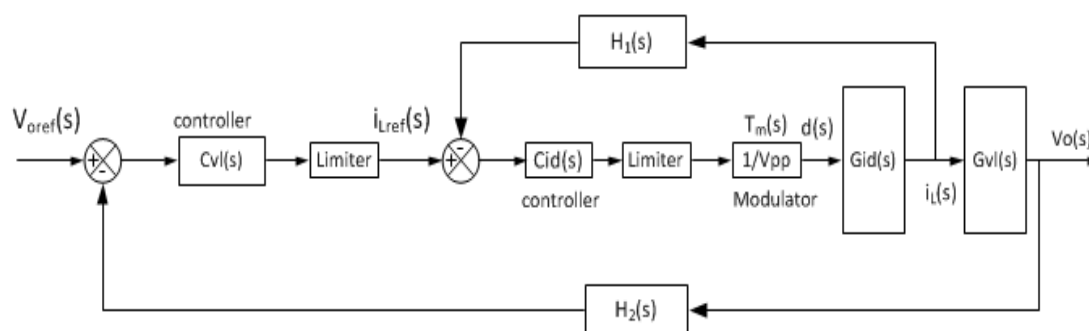
$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_L(s) \\ \tilde{V}_o(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL & 1-D \\ 1-D & -(sC + \frac{1}{R}) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_o \\ I_L \end{bmatrix} \tilde{d}(s) + \begin{bmatrix} sL & 1-D \\ 1-D & -(sC + \frac{1}{R}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{V}_{in}(s)$$

Επιλύοντας τον παραπάνω πίνακα προκύπτουν οι εξής συναρτήσεις μεταφοράς:

$$G_{vod}(s) = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(1-D)V_o - (Li_L)s}{(LC)s^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad \text{Control-to-output} \quad (3.38)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(CV_o)s + 2(1-D)i_L}{(LC)s^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad \text{Control-to-input} \quad (3.39)$$

$$G_{vol}(s) = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(1-D)V_o - (Li_L)s}{(CV_o)s + 2(1-D)i_L} \quad \text{Current-to-output} \quad (3.40)$$



Εικόνα 3.2.3.2 Σύστημα δύο βρόχων για εσωτερικό έλεγχο ρεύματος σε boost converter.

Ο εσωτερικός έλεγχος του ρεύματος γίνεται έτσι ώστε το μέσο ρεύμα εισόδου να είναι συνεχές-dc, το οποίο απαιτεί τα δύο εύρη ζώνης να είναι ξεκάθαρα διαχωρισμένα μεταξύ τους με γρήγορο εσωτερικό έλεγχο και αργό εξωτερικό. Έτσι το ρεύμα του πηνίου

θα μπορεί να αλλάζει πιο γρήγορα από την τάση εξόδου εξαιτίας της ύπαρξης μεγάλου διαχωρισμού στην κλίμακα χρόνου μεταξύ των δύο βρόχων.

Ο γρήγορος εσωτερικός έλεγχος μπορεί και διορθώνει τα σφάλματα του ρεύματος γρήγορα και έτσι η συνάρτηση μεταφοράς του βρόχου του ρεύματος «βλέπει» μια αναφορά που παράγεται από το βρόχο τάσης. Έτσι κατά τον σχεδιασμό του βρόχου της τάσης, ο εσωτερικός βρόχος του ρεύματος μπορεί να αμεληθεί. Η συνάρτηση μεταφοράς του δεν συμπεριλαμβάνεται και το duty-cycle d αντικαθίσταται από το μονίμου καταστάσεως ισοδύναμο D . Έτσι οι διαταραχές στο duty-cycle αμελούνται δηλ, είναι $\tilde{d}(s) = 0$, με αποτέλεσμα την ακόλουθη απλοποιημένη G_{vol} :

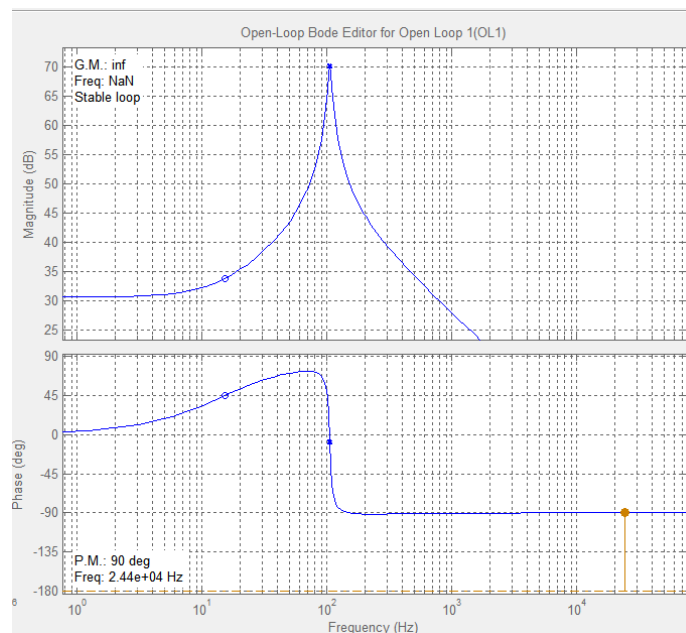
$$G_{vol}(s) = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(1-D)}{Cs + \frac{1}{R}} \quad (3.41)$$

3.2.4. Σχεδίαση Boost Controller

Αρχικά σχεδιάζεται ο έλεγχος του εσωτερικού βρόχου του ρεύματος. Για τις προδιαγραφές του συγκεκριμένου συστήματος εξάγεται η συνάρτηση μεταφοράς G_{id} και παρουσιάζεται στην εικόνα 3.2.4.1 το διάγραμμα Bode αυτής

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{(CVo)s + 2(1-D)iL}{(LC)s^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \Rightarrow$$

$$G_{id}(s) = \frac{0.0612 s + 5.833}{3.995e^{-07} s^2 + 1.918e - 05 s + 0.1736} \quad (3.42)$$

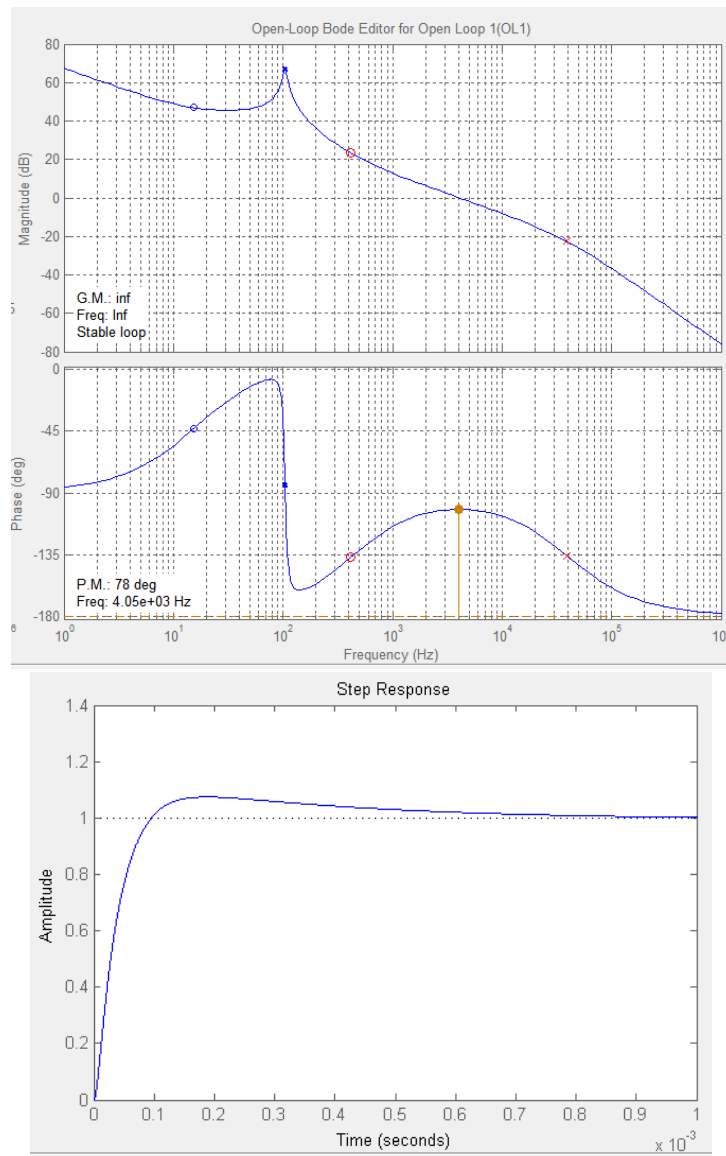


Εικόνα 3.2.4.1 Διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς G_{id} .

Επιλέγουμε μια $f_{cr} \approx 4 \text{ kHz}$ για τον γρήγορο εσωτερικό έλεγχο και τοποθετούμε έναν πόλο στην αρχή, ένα μηδενικό στα 400 Hz και έναν πόλο στα 40 kHz έτσι ώστε να επιτύχουμε αρκετό phase margin. Παρακάτω στην εικόνα 3.2.4.2 παρουσιάζεται το κέρδος κλειστού βρόχου του συστήματος ανάδρασης

$$L_{id}(s) = G_{id}(s) C_{id}(s) \quad (3.43)$$

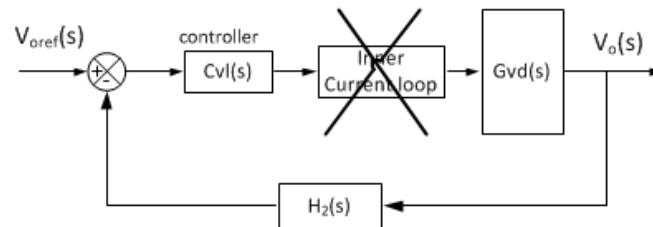
Βλέπουμε ότι το σύστημα είναι ευσταθές και πληρεί όλα τα κριτήρια ευστάθειας με $PM \approx 78^\circ$ και $GM = \infty$.



Εικόνα 3.2.4.2 Διάγραμμα Bode και βηματική απόκριση του CLG Lid.

Στην συνέχεια, αφού έχει σχεδιαστεί ο εσωτερικός έλεγχος του ρεύματος σχεδιάζουμε τον εξωτερικό έλεγχο της τάσης. Στην συγκεκριμένη περίπτωση θα «διαχωρίσουμε» τους δύο ελέγχους έτσι ώστε πρακτικά ο εξωτερικός έλεγχος της τάσης

να μην επηρεάζεται από αυτόν του ρεύματος. Αυτό θα γίνει επιλέγοντας έναν πολύ αργό έλεγχο τάσης με cross-over συχνότητα του CLG κοντά στα 300 Hz. Έτσι κατά τον σχεδιασμό του βρόχου της τάσης, τα δυναμικά χαρακτηριστικά του εσωτερικού βρόχου του ρεύματος μπορούν να αμεληθούν και η συνάρτηση μεταφοράς του δεν συμπεριλαμβάνεται.

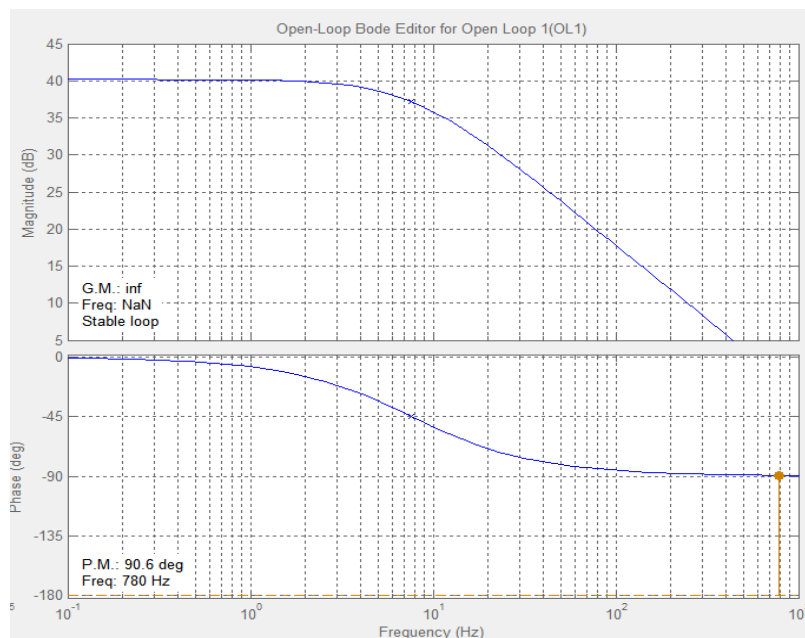


Σε αυτήν την περίπτωση επειδή το d αντικαθίσταται από το μονίμου καταστάσεως D καθώς αμελούνται οι διαταραχές του ($\tilde{d}(s)=0$) προκύπτει η απλοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς current-to-output:

$$G_{vol}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_L(s)} = \frac{(1-D)}{Cs + \frac{1}{R}} \Rightarrow$$

$$G_{vol}(s) = \frac{0.4167}{8.5 e^{-05} s + 0.004082} \quad (3.44)$$

Προκειμένου να εξάγουμε την $Cvl(s)$ σχεδιάζουμε το διάγραμμα Bode της $Gvol(s)$.

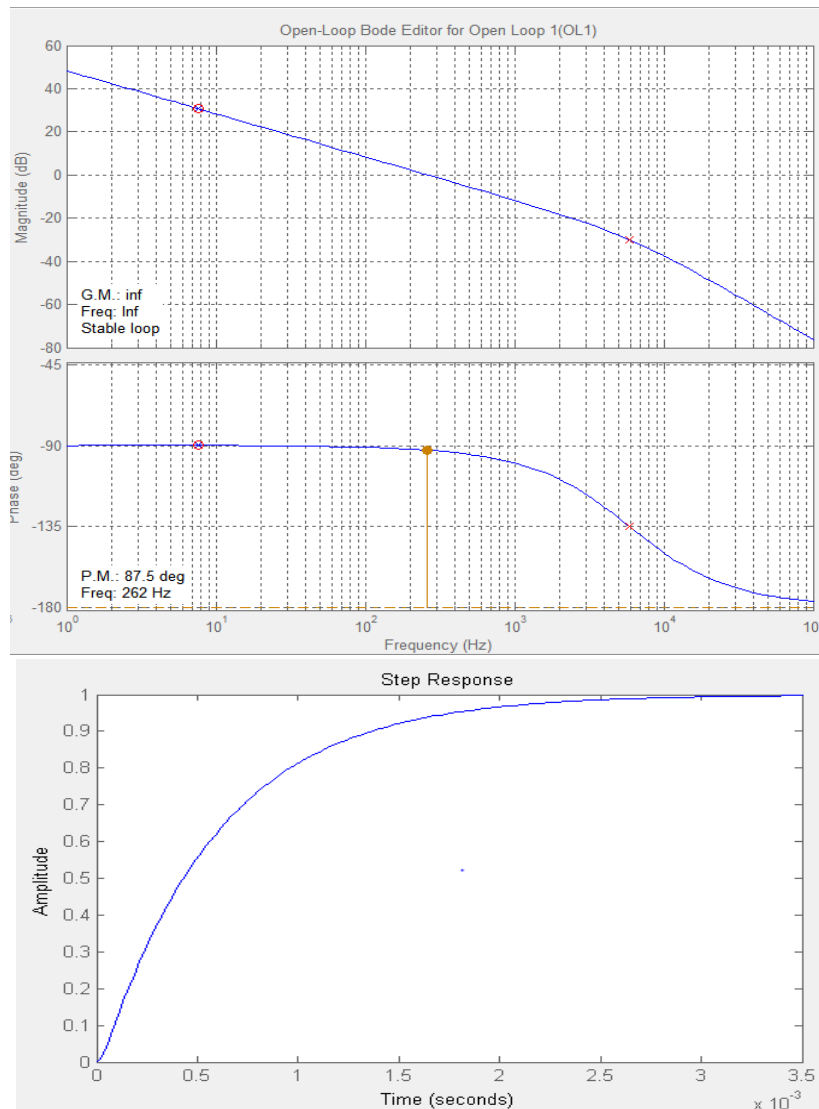


Εικόνα 3.2.4.3 Διάγραμμα Bode της $Gvol(s)$.

Τοποθετούμε έναν πόλο στην αρχή (integrator) και ένα μηδενικό πάνω στον πόλο της $Gvol$ για να αναιρέσουμε την επίδρασή του στο εύρος της μέσης συχνότητας ώστε να έχουμε υψηλό dc gain. Τέλος τοποθετούμε και έναν πόλο πάνω από την cross-over

συχνότητα για να μειώσουμε το κέρδος στις υψηλές συχνότητες. Έτσι προκύπτει η $C_{vl}(s)$ ως εξής:

$$C_{vl}(s) = \frac{0.336 s + 16}{2.7e^{-05} s^2 + s} \quad (3.45)$$

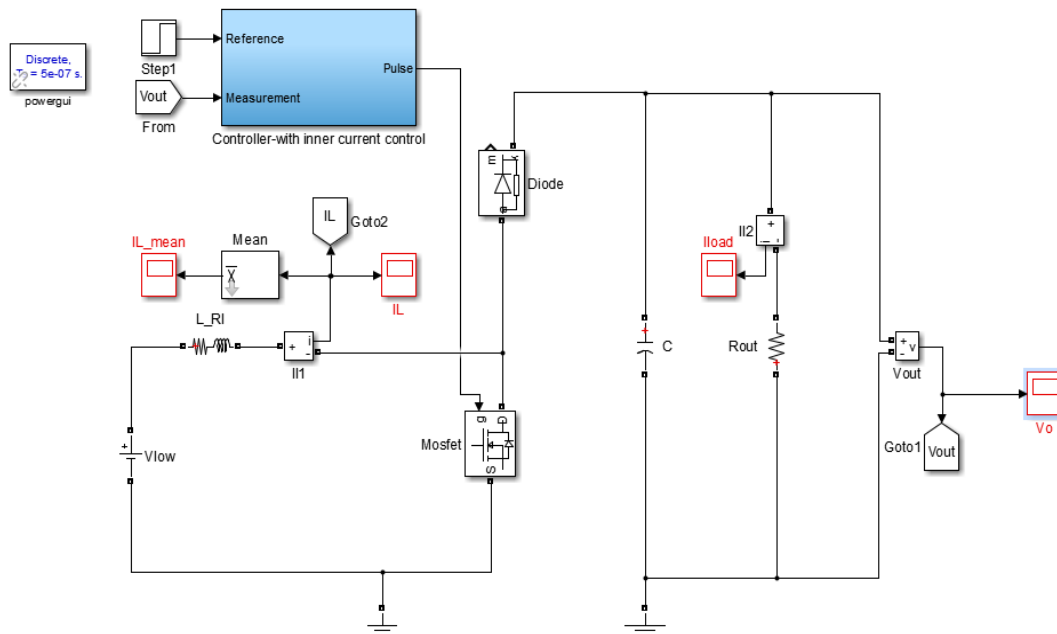


Εικόνα 3.2.4.4 Διάγραμμα bode και βηματική απόκριση της $L_{total}(s)$.

Βλέπουμε ότι έχουμε ένα ευσταθές συνολικό σύστημα αφού το CLG $L_{total}(s) = C_{vl}(s) G_{vl}(s)$ πληρεί τα κριτήρια ευστάθειας με $PM = 88^\circ$ και $GM = \infty$. Ακόμα παρατηρούμε ότι ενώ ο εξωτερικός έλεγχος είναι αρκετά αργός η συνολική απόκριση του κυκλώματος είναι ικανοποιητική αφού τελικά η συνολική απόκριση καθορίζεται και από τους δύο βρόχους.

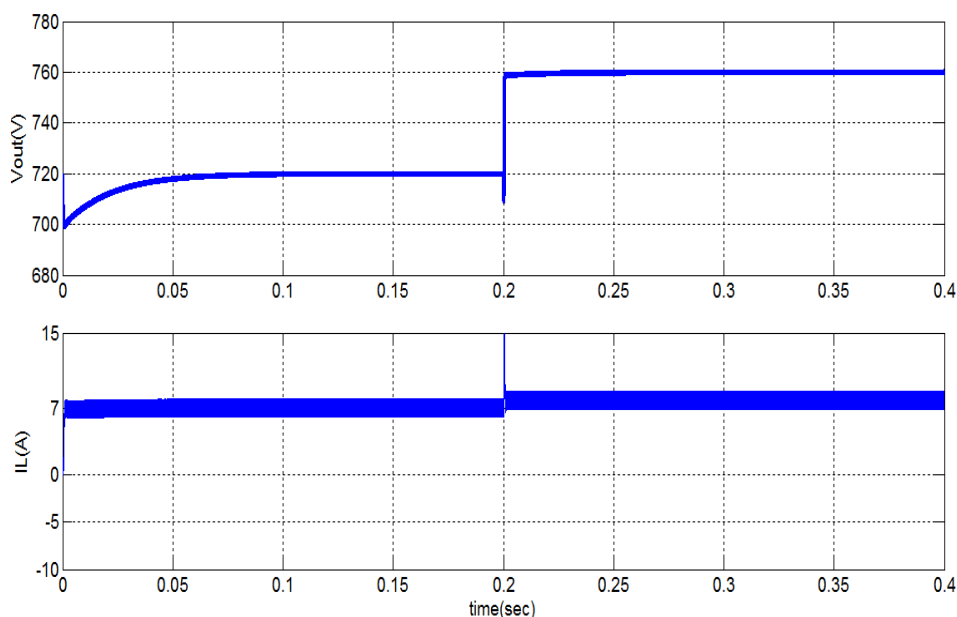
Μοντέλο Simulink Boost Converter

Στην παρακάτω εικόνα 3.2.4.5 παρουσιάζεται ένας Boost Converter. Στην περίπτωση αυτή έχουμε έλεγχο της τάσης εξόδου του μετατροπέα, δηλαδή της υψηλής πλευράς τάσης.



Εικόνα 3.2.4.5 Μοντέλο Simulink ενός boost converter.

Ελέγχουμε την απόκριση του κυκλώματος για μια βηματική μεταβολή στην τάση αναφοράς του ελεγκτή από 720V σε 760V. Παρατηρούμε από την εικόνα 3.2.4.6 ότι ο έλεγχος ανταποκρίνεται ικανοποιητικά στην βηματική μεταβολή της τάσης από 720V σε 760V, καθώς αυξάνει το ρεύμα του από 7A σε 8A προκειμένου να καταφέρει αυτή την αύξηση. Παρατηρούμε επίσης ότι η απόκριση του ελεγκτή ρεύματος είναι αρκετά γρήγορη με αποτέλεσμα να εμφανίζεται ένα overshoot στο ρεύμα, ενώ αυτή της τάσης είναι ικανοποιητική. Σε περίπτωση τώρα που θέλουμε να προσαρμόσουμε την ταχύτητα απόκρισης ανάλογα με τις ανάγκες του κυκλώματος μεταβάλουμε το dc gain των ελεγκτών. Μία αύξηση στο dc gain οδηγεί σε γρηγορότερη απόκριση και αντίστροφα.



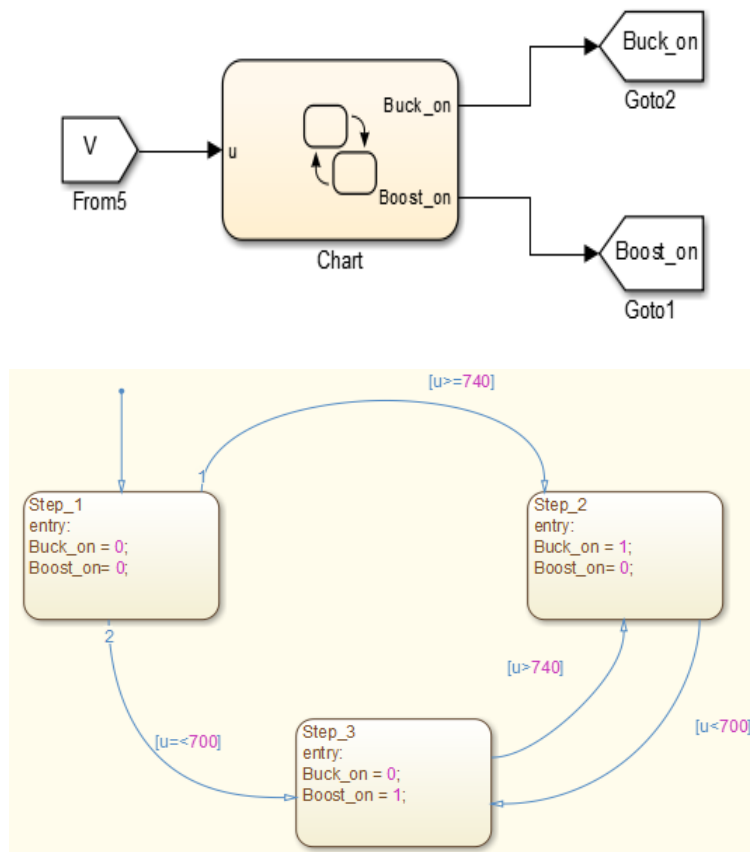
Εικόνα 3.2.4.6. Ρεύμα πηνίου και τάση εξόδου για βηματική μεταβολή στην τάση αναφοράς του ελεγκτή

3.3. Αρχή λειτουργίας ελέγχου

Η βασική αρχή λειτουργίας της διάταξης στηρίζεται στην λογική ότι οι μεταβάσεις μεταξύ των λειτουργιών buck και boost του dc/dc bidirectional μετατροπέα γίνονται με κριτήριο την τάση του dc ζυγού. Η τάση αυτή έχει ένα προκαθορισμένο εύρος μέσα στο οποίο μπορεί να κινηθεί. Όταν η τάση λοιπόν φτάσει το ανώτατο επιτρεπτό όριο τότε ο μετατροπέας μεταβαίνει σε buck λειτουργία και όταν αγγίξει το κατώτατο επιτρεπτό όριο μεταβαίνει σε boost λειτουργία. Προκειμένου να υλοποιήσουμε αυτή τη λογική μετάβασης μεταξύ των δυο λειτουργιών χρησιμοποιούμε τα διαγράμματα ροής κατάστασης (stateflow charts) του Simulink. Η δομή του διαγράμματος ροής παρουσιάζεται στην εικόνα 3.3.1.

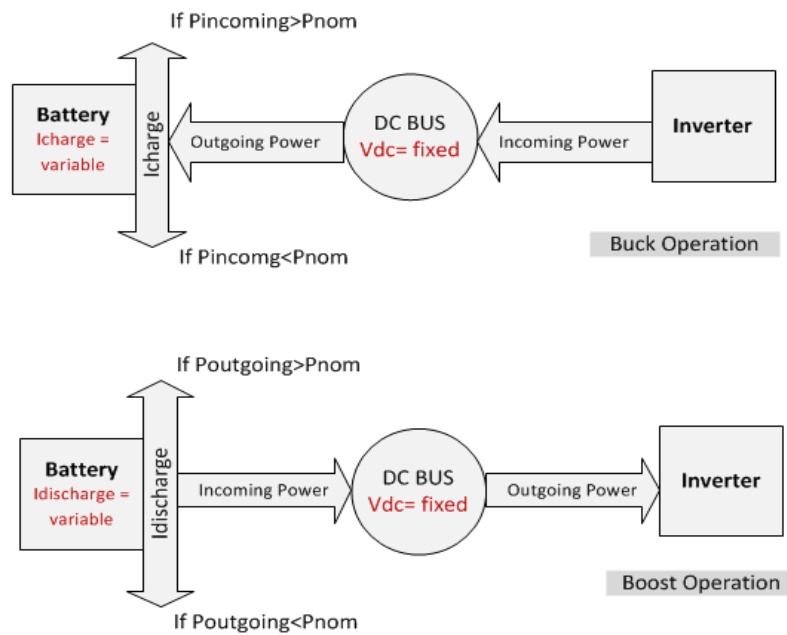
Όπως βλέπουμε από την εικόνα 3.3.1 το stateflow διάγραμμα έχει σαν είσοδο την τάση V του dc ζυγού και σαν εξόδους έχει τα σήματα Boost_on και Buck_on τα οποία ενεργοποιούν τους αντίστοιχους ελεγκτές και συνεπώς τις αντίστοιχες λειτουργίες του μετατροπέα. Θεωρούμε ότι μετατροπέας είναι συνδεδεμένος στην πλευρά χαμηλής τάσης με μια μπαταρία και στην πλευρά υψηλής τάσης συνδέεται παράλληλα με ένα φορτίο και μια ελεγχόμενη πηγή τάσης. Έστω τώρα ότι το φορτίο ζητάει ισχύ από την μπαταρία, δηλαδή έχουμε ροή ισχύος προς το φορτίο και άρα ο μετατροπέας βρίσκεται σε boost λειτουργία. Τότε ενεργοποιείται το Step_3 του stateflow chart και έτσι έχουμε έλεγχο τάσης του dc ζυγού από τον boost controller και άρα σταθερή τάση V στα 720V. Αν τώρα η ισχύς που ζητάει το φορτίο αρχίσει να πέφτει, τότε η τάση του dc ζυγού θα αρχίσει να αυξάνεται. Όταν η τάση αυτή φτάσει το ανώτατο επιτρεπτό όριο των 740V τότε όπως βλέπουμε από την εικόνα 3.3.1, θα ενεργοποιηθεί το Step_2 του διαγράμματος δηλαδή η buck λειτουργία του μετατροπέα. Ταυτόχρονα αυτό σημαίνει ότι η ισχύς από θετική που ήταν, μειώθηκε σταδιακά μέχρι που μηδενίστηκε και τελικά έγινε αρνητική. Σε αυτή τη φάση έχουμε ροή ισχύος προς την μπαταρία και έλεγχο της τάσης

του dc ζυγού στα 720V. Εάν η ισχύς που δίνει το φορτίο αρχίσει να πέφτει, τότε η τάση του dc ζυγού θα αρχίσει να πέφτει. Όταν αγγίξει τα 700V τότε θα ενεργοποιηθεί το Step_3 του stateflow διαγράμματος και ο μετατροπέας θα μεταβεί και πάλι σε boost λειτουργία. Από την εικόνα επίσης παρατηρούμε πως η εκκίνηση της λειτουργίας της διάταξης έχει ως εξής: ενεργοποιείται αρχικά το Step_1 του stateflow chart όπου δεν είναι ενεργοποιημένη καμία λειτουργία του μετατροπέα οπότε ουσιαστικά η τάση του dc ζυγού είναι ανεξέλικτη και δεν υπάρχει ροή ρεύματος προς καμία κατεύθυνση. Εάν το φορτίο ζητάει ισχύ από την μπαταρία τότε η τάση του dc ζυγού θα αρχίσει να πέφτει και μόλις φτάσει τα 700V θα μεταβεί στο Step_3 οπότε θα ενεργοποιηθεί και η boost λειτουργία. Εάν όμως το φορτίο τροφοδοτεί με ισχύ την μπαταρία τότε η τάση του dc ζυγού θα αρχίσει να αυξάνεται και όταν αγγίξει τα 740V θα μεταβεί στο Step_2 και άρα ο μετατροπέας σε buck λειτουργία. Συμπεραίνουμε λοιπόν πως κριτήριο για το ποια λειτουργία του μετατροπέα θα είναι ενεργοποιημένη κάθε φορά ανάλογα με τις ανάγκες της διάταξης είναι μόνο η τάση του dc ζυγού.



Εικόνα 3.3.1 Stateflow chart – Έλεγχος τάσης του dc ζυγού.

Στην παρακάτω εικόνα 3.3.2 παρουσιάζεται συνοπτικά η ροή ισχύος στον dc ζυγό καθώς και η επίδραση του ισοζυγίου ισχύος στην λειτουργία του μετατροπέα.



Εικόνα 3.3.2 Ροή ισχύος στον dc ζυγό και επίδραση του ισοζυγίου ισχύος στην λειτουργία της διάταξης.

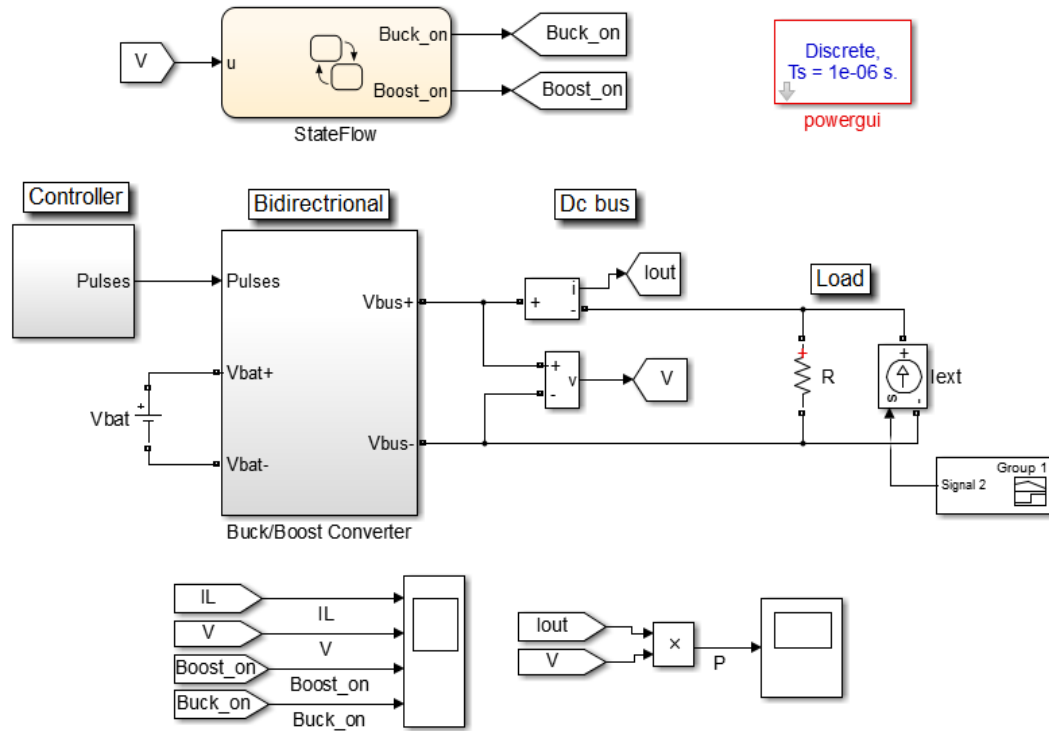
Όπως φαίνεται από την εικόνα 3.3.2 έχουμε στην γενική περίπτωση: κατά την buck λειτουργία του μετατροπέα όταν η εισερχόμενη στον dc ζυγό ισχύς είναι μεγαλύτερη της ονομαστικής, η μπαταρία αυξάνει το ρεύμα φόρτισής της πάνω από τα 7A και όταν είναι μικρότερη της ονομαστικής το μειώνει. Αντίστοιχα και κατά την boost λειτουργία: όταν οι απαιτήσεις του φορτίου σε ισχύ αυξάνονται, προκειμένου η μπαταρία να τις καλύψει αυξάνει το ρεύμα εκφόρτισής της και το ανάποδο. Στην περίπτωση δηλαδή όπου έχουμε έλεγχο τάσης του dc ζυγού και στις δύο καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα, η μπαταρία έχοντας σκοπό να ικανοποιείται το ισοζύγιο ισχύος στον dc ζυγό διαμορφώνει το ρεύμα φόρτισης και εκφόρτισής της αναλόγως.

Στην παρούσα ενότητα θα υιοθετηθεί η αρχή λειτουργίας όπου έχουμε έλεγχο τάσης και κατά τις δύο καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα. Μια δεύτερη αρχή λειτουργίας όπου έχουμε έλεγχο ρεύματος κατά την buck λειτουργία του μετατροπέα, θα αποτελέσει αντικείμενο μελέτης στο 5^ο Κεφάλαιο.

3.4. Μοντελοποίηση dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος και αποτελέσματα προσομοίωσης

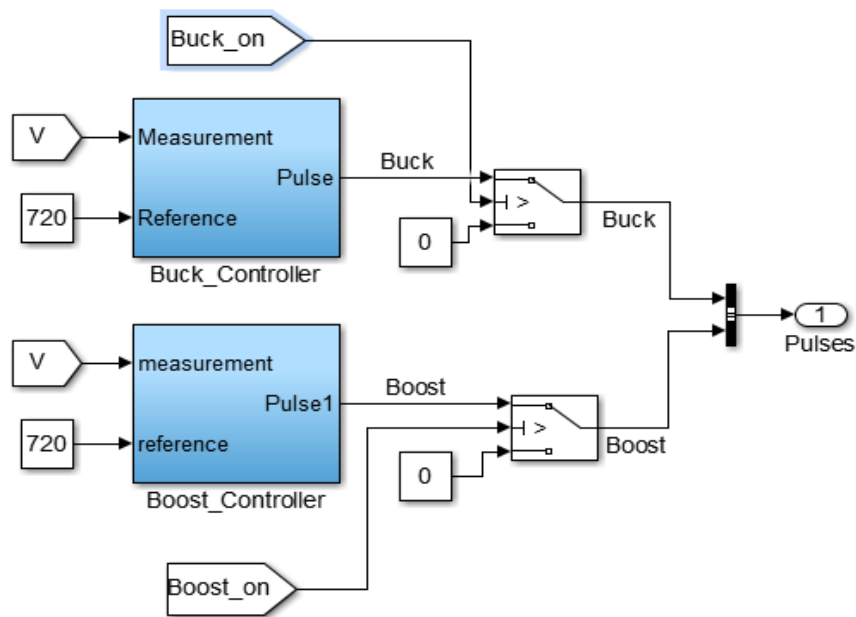
Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης του ελέγχου του dc/dc bidirectional converter για διάφορα προφίλ φορτίου με σκοπό να ελεγχθεί η απόκριση του καθώς και προς επαλήθευση της λογικής λειτουργίας του. Στην παρακάτω εικόνα 3.4.1 παρουσιάζεται ο dc/dc μετατροπέας αμφίδρομης ροής ισχύος συνδεδεμένος παράλληλα με ωμικό φορτίο (247Ω) και ελεγχόμενη πηγή ρεύματος ενώ στην πλευρά χαμηλής τάσης είναι συνδεδεμένη μια πηγή dc τάσης (300V) η οποία θεωρητικά θα μπορούσε να είναι η τάση εξόδου μιας μπαταρίας. Από την εικόνα βλέπουμε ότι μεταξύ φορτίου και μπαταρίας παρεμβάλλεται ο bidirectional μετατροπέας

προκειμένου να ρυθμίσει την ροή ισχύος και προς τις δύο κατευθύνσεις. Όταν η ισχύς έχει θετική τιμή τότε το φορτίο «τραβάει» ισχύ από την μπαταρία, οπότε έχουμε και λειτουργία boost από τον μετατροπέα, και όταν η ισχύς παίρνει αρνητικές τιμές τότε το φορτίο «δίνει» ενέργεια στην μπαταρία και ο μετατροπέας μεταβαίνει σε buck λειτουργία. Η διάταξη του bidirectional dc/dc converter είναι τύπου ημιγέφυρας μίας φάσης και συνδυάζει ουσιαστικά τις δύο διατάξεις που παρουσιάστηκαν στις ενότητες 3.2.1 και 3.2.2. Έτσι για κάθε κατάσταση λειτουργίας buck και boost του μετατροπέα ενεργοποιείται και ο αντίστοιχος ελεγκτής.

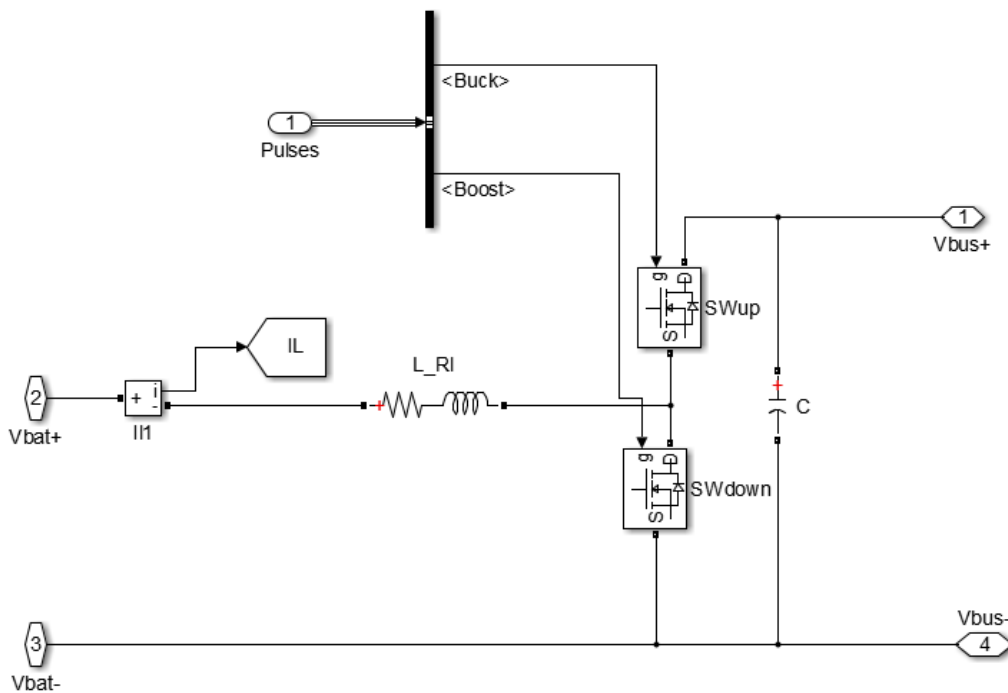


Εικόνα 3.4.1 Dc/dc μετατροπέας αμφίδρομης ροής ισχύος συνδεδεμένος παράλληλα με ωμικό φορτίο και ελεγχόμενη πηγή ρεύματος.

Στην εικόνα 3.4.2 φαίνεται η υλοποίηση των ελεγκτών του μετατροπέα και στην εικόνα 3.4.3 η υλοποίηση του dc/dc bidirectional μετατροπέα.



Εικόνα 3.4.2 Δομή ελεγκτή dc/dc bidirectional converter

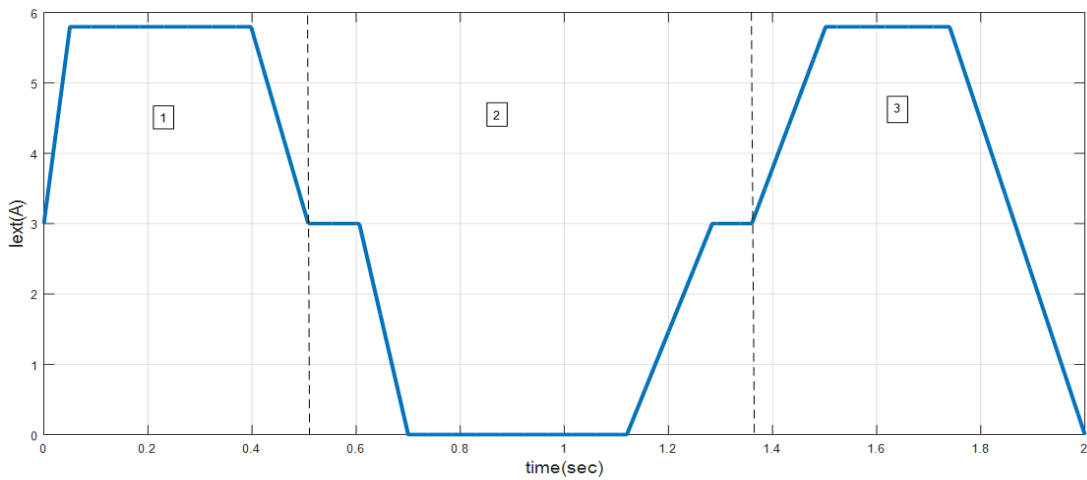


Εικόνα 3.4.3 Dc/dc bidirectional converter

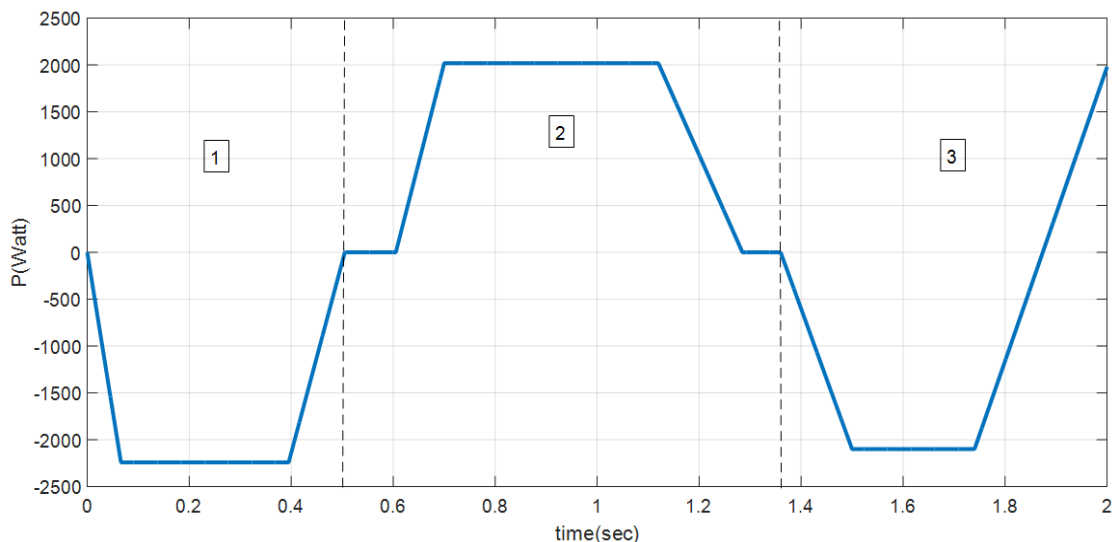
- **Απόκριση σε συγκεκριμένο προφίλ ισχύος**

Στην εικόνα 3.4.5 παρουσιάζεται ένα τυχαίο προφίλ ισχύος φορτίου όπου διαχωρίζονται οι καταστάσεις λειτουργίας. Το προφίλ αυτό του φορτίου διαμορφώνεται μεταβάλλοντας την τιμή της ελεγχόμενης πηγής ρεύματος όπως φαίνεται στην εικόνα 3.4.4. Η ισχύς κυμαίνεται κοντά στην ονομαστική της τιμή των 2100W προκειμένου να ελέγξουμε την ονομαστική λειτουργία του μετατροπέα. Όπως βλέπουμε η ισχύς διαχωρίζεται σε τρεις φάσεις 1,2 και 3. Κατά τις φάσεις 1 και 3 η ισχύς λαμβάνει

αρνητικές τιμές που σημαίνει ότι το φορτίο τροφοδοτεί με ισχύ την μπαταρία και κατά την φάση 1 είναι θετική που σημαίνει ότι το φορτίο «ζητάει» ισχύ από αυτή.



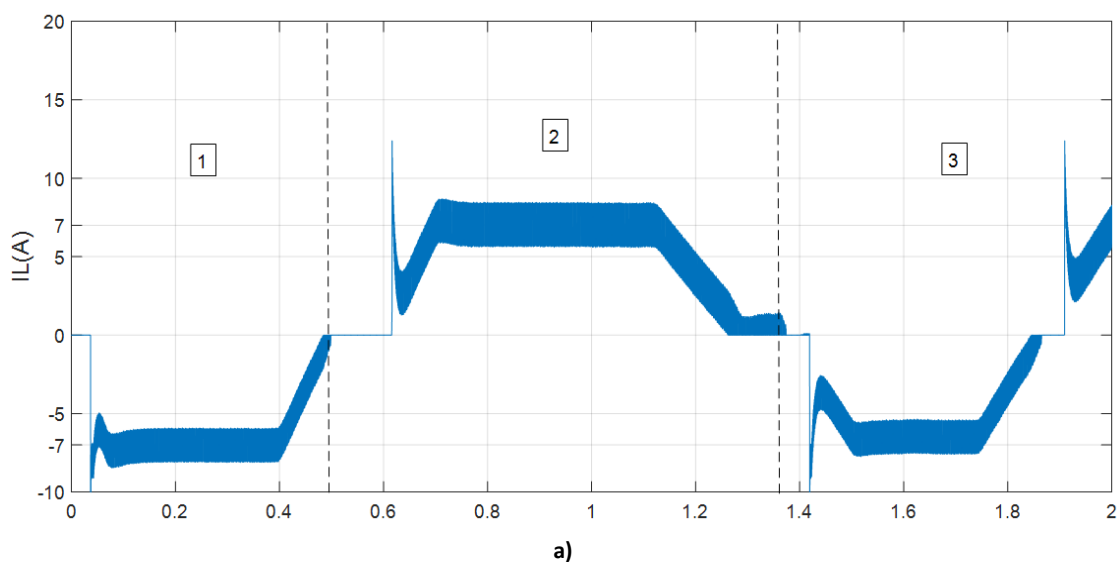
Εικόνα 3.4.4 Προφίλ ρεύματος ελεγχόμενης πηγής ρεύματος I_{ext}

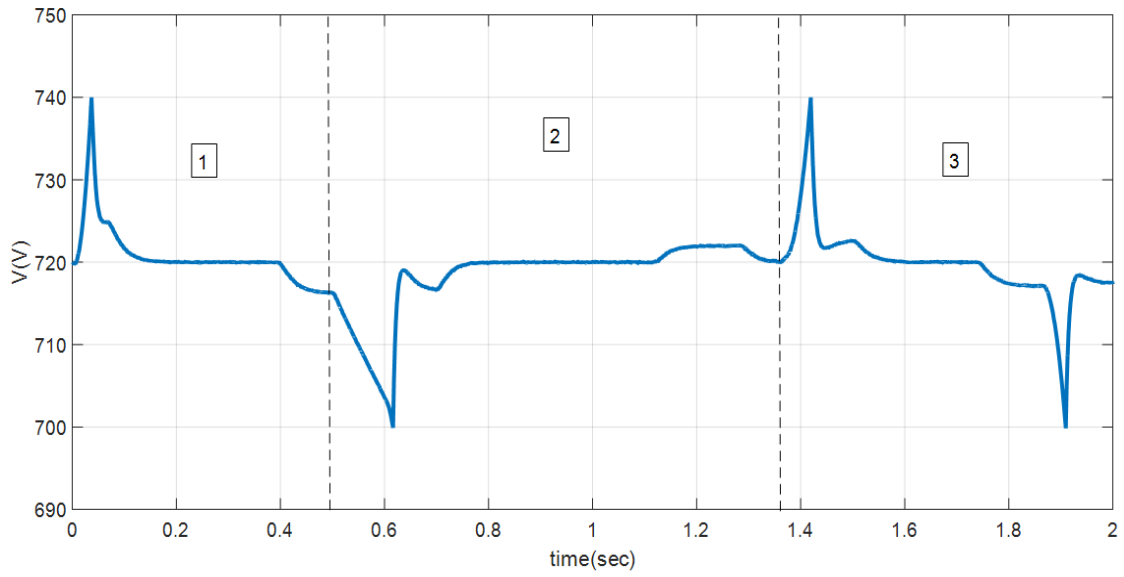


Εικόνα 3.4.5 Προφίλ ισχύος φορτίου με διαχωρισμένες τις καταστάσεις λειτουργίας

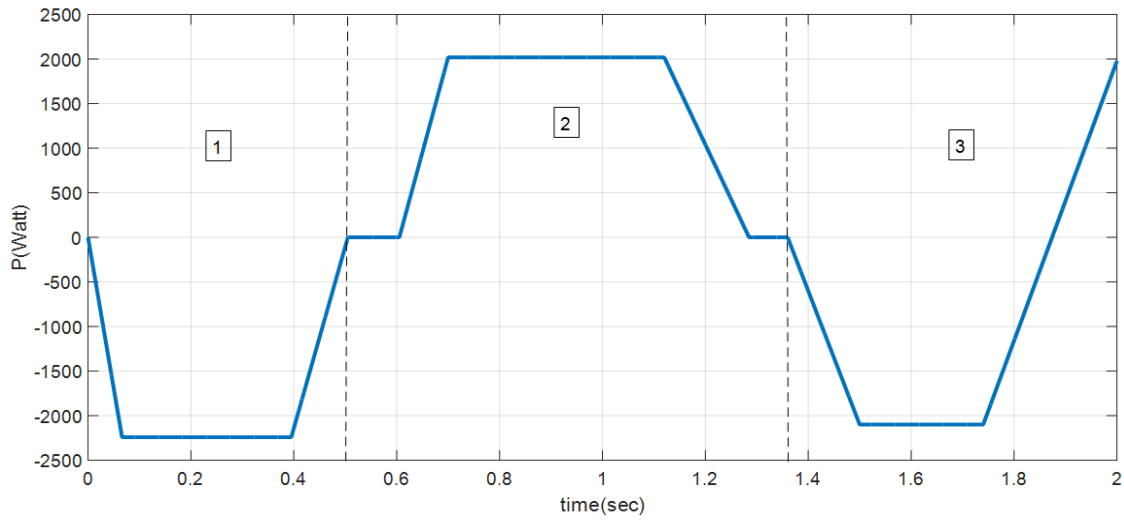
Στην εικόνα 3.4.6 φαίνονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης της διάταξης. Όπως βλέπουμε από την εικόνα κατά την φάση 1 η ισχύς του φορτίου ξεκινώντας από το μηδέν μειώνεται σταδιακά για να σταθεροποιηθεί στα $-2100W$ για διάστημα $0.4sec$. Κατά το χρονικό αυτό διάστημα βλέπουμε ότι είναι ενεργοποιημένο το σήμα Buck_on και συνεπώς ο μετατροπέας βρίσκεται σε buck λειτουργία αφού ο inverter πρέπει να τροφοδοτήσει με ισχύ την μπαταρία. Όσον αφορά την τάση του dc ζυγού κατά τη διάρκεια της φάσης 1 βλέπουμε ότι παραμένει σταθερή στα $720V$ αφού έχουμε έλεγχο τάσης από τον Buck-controller. Το ρεύμα I_L φόρτισης της μπαταρίας είναι στα $-7A$ και εμφανίζει ripple $\Delta I_L = 1A$ όπως αναμέναμε σύμφωνα με την τιμή του πηνίου ($L = 4700\mu F$) που έχει επιλεγθεί (εξίσωση 3.4). Αυτό συμβαίνει γιατί ικανοποιείται το ισοζύγιο ισχύος στον dc ζυγό. Δηλαδή, η ισχύς των $2100W$ που εισέρχεται στον ζυγό απορροφάται από την μπαταρία ισόποσα αφού η τάση της μπαταρίας είναι $300V$ και έτσι

η ισχύς που απορροφάει είναι $300V * 7A = 2100W$. Στην συνέχεια βλέπουμε ότι η ισχύς αρχίζει και μειώνεται για να μηδενιστεί στα 0.5 sec και να παραμείνει μηδενική μέχρι τα 0.6 sec. Παρακολουθώντας την τάση βλέπουμε ότι από την στιγμή που αρχίζει να μειώνεται η ισχύς αυτή αρχίζει να μειώνεται επίσης όπως και ήταν αναμενόμενο άλλωστε αφού χαλάει το ισοζύγιο ισχύος στον dc ζυγό. Κατά το χρονικό αυτό διάστημα δηλαδή μεταξύ 0.5 και 0.6 sec, ο μετατροπέας έχει εντολή να βρίσκεται σε buck λειτουργία ενώ πρακτικά η ισχύς που εισέρχεται στον ζυγό είναι μηδενική. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το ρεύμα να μηδενίζεται και η τάση να μειώνεται με γρήγορο ρυθμό όπως βλέπουμε και από την κλίση της. Όταν αγγίξει τα 700V μεταβαίνουμε στο Step_3 του stateflow διαγράμματος και στην αντίστοιχη φάση 2 του σχήματος και ο μετατροπέας μεταβαίνει σε boost λειτουργία. Η τάση του dc ζυγού τώρα αρχίζει και αυξάνεται για να σταθεροποιηθεί στα 720V όπως και αναμέναμε αφού ο boost controller έχει τον έλεγχο της τάσης του dc ζυγού. Το ρεύμα εκφόρτισης της μπαταρίας είναι στα 7A, όπως ιδανικά θα θέλαμε, αφού ο inverter ζητάει 2100W με σταθερή τάση 720V και επομένως $I = P/V = 2100W/720V = 7A$. Όταν τώρα στα 1.1sec η ισχύς αρχίζει και μειώνεται βλέπουμε πως το ίδιο κάνει και το ρεύμα εκφόρτισης της μπαταρίας αφού η τάση δεν μπορεί να μειωθεί καθώς κρατείται σταθερή από τον boost controller. Αυτή η εικόνα παραμένει ίδια μέχρι το σημείο που το ρεύμα μηδενίζεται και αυτό μαζί με την ισχύ και όταν πλέον αυτή αρχίσει και γίνεται αρνητική τότε αναγκαστικά η τάση του dc ζυγού αυξάνεται αφού το φορτίο κάπου πρέπει να «διοχετεύσει» την ισχύ του. Έχουμε μεταβεί λοιπόν στην φάση 3 του σχήματος. Φτάνοντας τώρα η τάση του dc ζυγού τα 740V ενεργοποιείται η buck λειτουργία και έχουμε επανάληψη της διαδικασίας που περιγράφηκε παραπάνω.

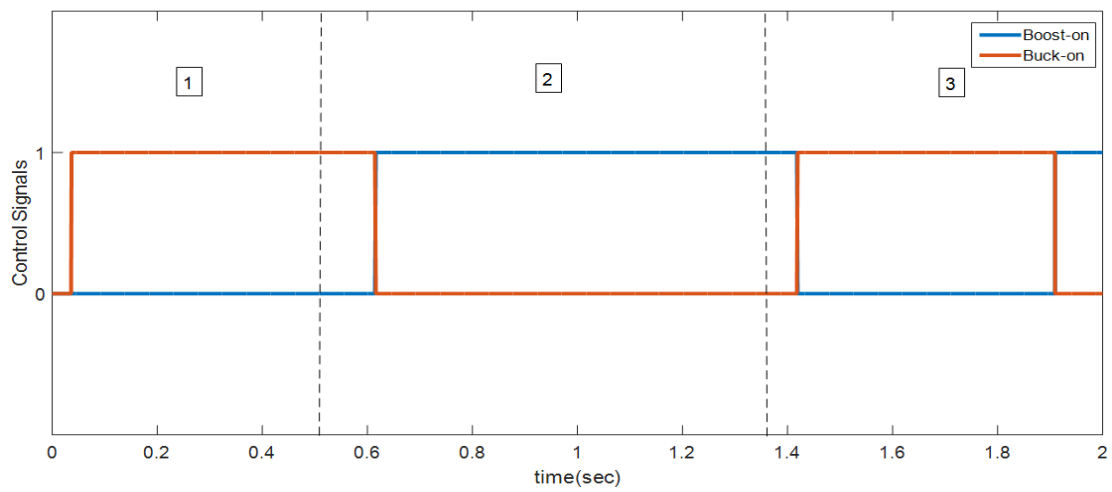




b)



c)



d)

Εικόνα 3.4.6 Αποτελέσματα προσομοίωσης για ένα τυχαίο προφίλ ισχύος και $C_{dc_bus}=0.5mF$.

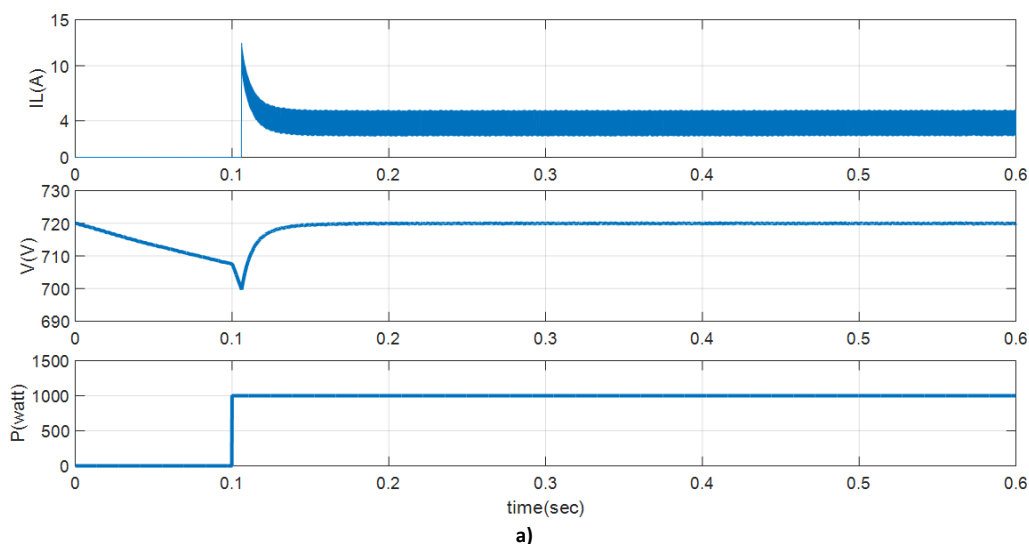
a) Ρεύμα πηνίου b) Τάση στον dc ζυγό c) Προφίλ Ισχύος d) Σήματα Ελέγχου

- **Απόκριση σε βηματικές μεταβολές**

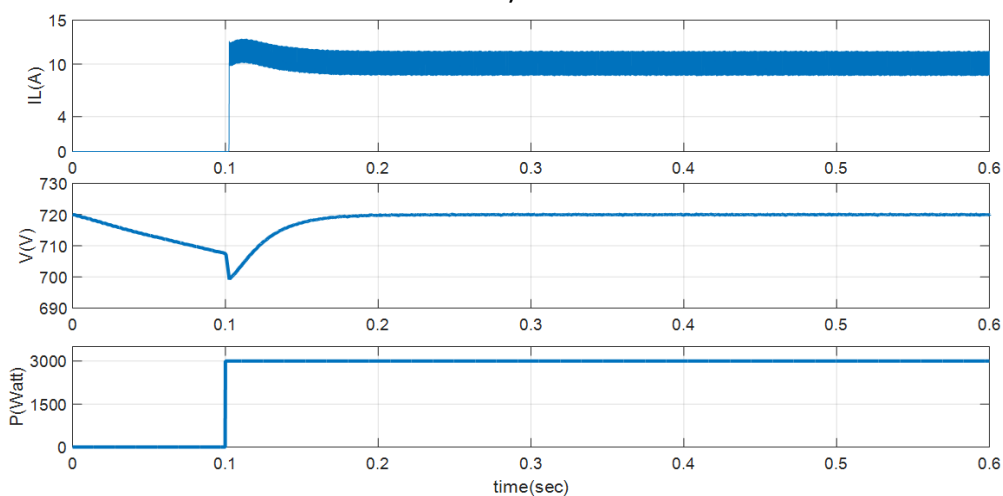
Προκειμένου να ελέγξουμε την βηματική απόκριση του μετατροπέα επιβάλλουμε βηματικές μεταβολές στην ισχύ και ελέγχουμε εάν οι αποκρίσεις της τάσης του dc ζυγού και το ρεύμα της μπαταρίας φτάνουν σε μια μόνιμη κατάσταση.

Boost λειτουργία

Όπως βλέπουμε από την εικόνα 3.4.7 επιβάλλεται μια βηματική μεταβολή στην ισχύ
α) από 0W σε 1000W προς έλεγχο της απόκρισης για τιμές ισχύος κάτω της ονομαστικής και μια βηματική μεταβολή β) από 0W σε 3000W προς έλεγχο της απόκρισης για τιμές ισχύος άνω της ονομαστικής. Στην α) περίπτωση βλέπουμε πως προκειμένου να ικανοποιηθεί το ισοζύγιο ισχύος στον dc ζυγό η μπαταρία μειώνει το ρεύμα με το οποίο τροφοδοτεί τον inverter στα 3.5A περίπου έτσι ώστε να δίνει ισχύ ίση με $3.5A * 300V \approx 1000W$. Έτσι η ισχύς που εισέρχεται στον ζυγό είναι ίση με αυτήν που απορροφάται. Όσον αφορά την τάση αυτή κρατείται σταθερή στα 720V από τον boost controller. Αντίστοιχα στην β) περίπτωση όπου απαιτείται υψηλότερη ισχύ από την ονομαστική η μπαταρία αυξάνει το ρεύμα με το οποίο τροφοδοτεί το φορτίο στα 10A προκειμένου να δώσει ισχύ ίση με $10A * 300V \approx 3000W$.



a)



b)

Εικόνα 3.4.7 Απόκριση για μη ονομαστική ισχύ-boost λειτουργία.

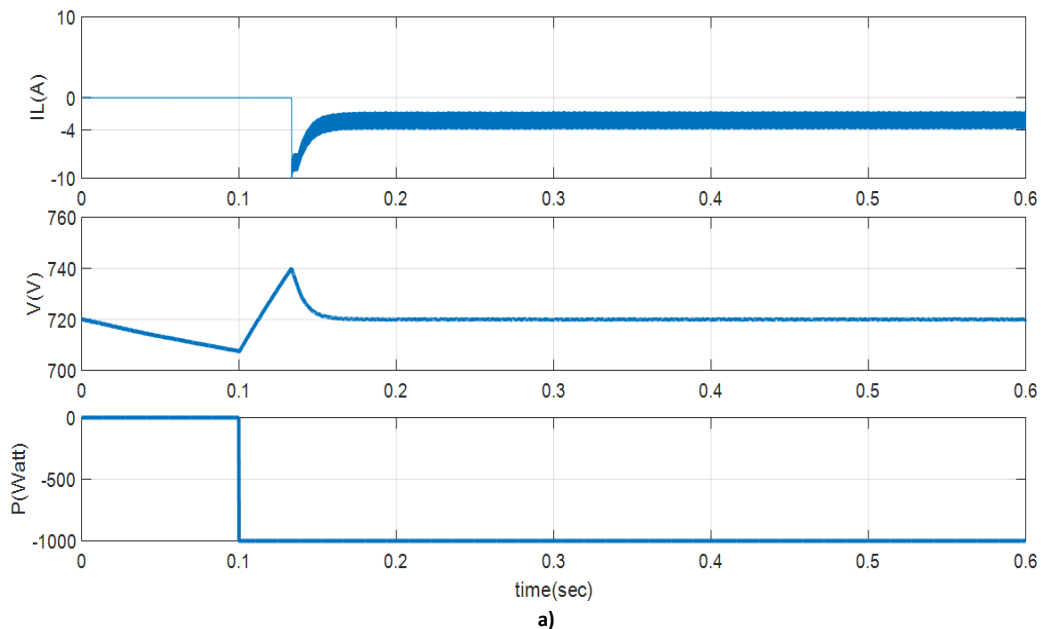
a) Βηματική μεταβολή στην ισχύ από 0W σε 1000W

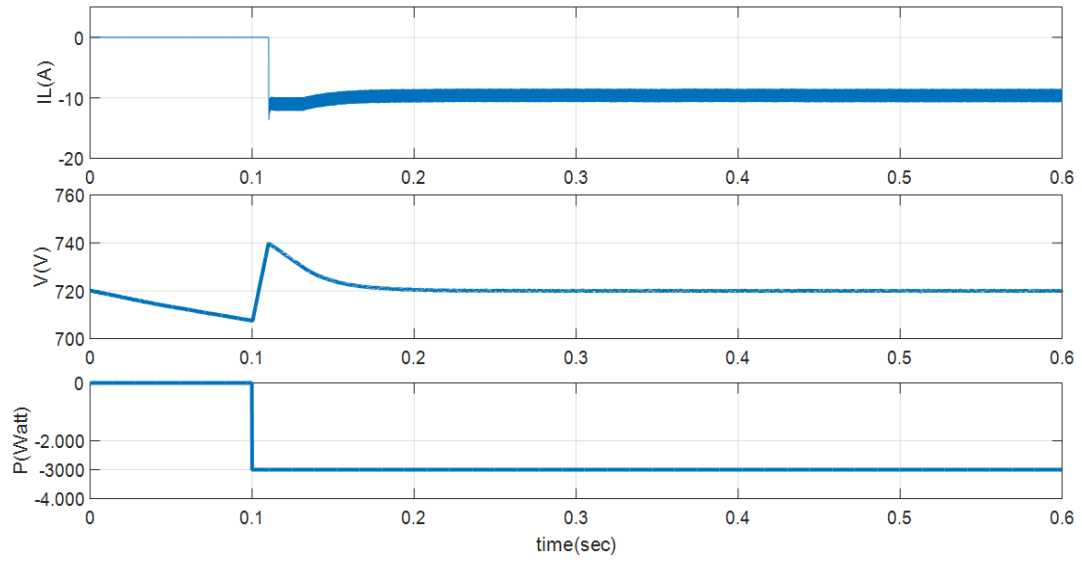
b) Βηματική μεταβολή στην ισχύ από 0W σε 3000W

Buck Λειτουργία

Όπως βλέπουμε από την εικόνα 3.4.8 επιβάλλεται μια βηματική μεταβολή στην ισχύ από 0W σε -1000W α) προς έλεγχο της απόκρισης για ισχύς κάτω της ονομαστικής και μια βηματική μεταβολή από 0W σε -3000W β) προς έλεγχο της απόκρισης για ισχύς άνω της ονομαστικής. Στην α) περίπτωση όπου το φορτίο τροφοδοτεί με χαμηλότερη ισχύ την μπαταρία βλέπουμε ότι σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας του μετατροπέα έχουμε μείωση του ρεύματος φόρτισης αυτής στα 3.5A και σταθερή τάση στα 720V έτσι ώστε αυτή να απορροφάει τελικά με $3.5A * 300V \approx 1000W$. Αντίστοιχα και στην β) περίπτωση όπου βλέπουμε ότι μπαταρία αυξάνει το ρεύμα φόρτισής της στα 10A ώστε να ικανοποιήσει και πάλι το ισοζύγιο ισχύος στον dc ζυγό. Παρατηρούμε ωστόσο ότι σε αυτήν την περίπτωση όπου η ισχύς εμφανίζει ένα τόσο απότομο μεταβατικό από τα 0W στα -3000W ο έλεγχος έχει να διαχειριστεί μια απότομη μεταβολή και έτσι προκειμένου να σταθεροποιήσει την τάση γρήγορα στα 720V δίνει αρχικά ένα πολύ μεγάλο ρεύμα αναφοράς για φόρτιση της μπαταρίας. Προκειμένου να αποφύγουμε γενικά τα έντονα μεταβατικά στο ρεύμα (overshoot ή undershoot) τοποθετούμε έναν περιοριστή (Limiter) στο ρεύμα αναφοράς του εσωτερικού ελέγχου του ρεύματος του buck controller ώστε πχ. αυτό να μην είναι μεγαλύτερο από 10-12A.

Παρατηρούμε λοιπόν ότι στην περίπτωση που έχουμε έλεγχο τάσης και κατά τις δύο καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα, η μπαταρία διαμορφώνει αναλόγως το ρεύμα φόρτισης και εκφόρτισης της προκειμένου να διατηρήσει το ισοζύγιο ισχύος στον dc ζυγό όπως ακριβώς αναμέναμε σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας του ελέγχου που περιγράφηκε στην ενότητα 3.3. Η κατάσταση ωστόσο διαφοροποιείται στην περίπτωση που έχουμε έλεγχο ρεύματος κατά την buck λειτουργία του μετατροπέα όπως θα δούμε και παρακάτω.





b)

Εικόνα 3.4.8 Απόκριση για μη ονομαστική ισχύ-buck λειτουργία.

- a) Βηματική μεταβολή στην ισχύ από 0W σε -1000W
- b) Βηματική μεταβολή στην ισχύ από 0W σε -3000W

Κεφάλαιο

4

Λειτουργία Dc/Dc Αμφίδρομου Μετατροπέα σε Αυτόνομο Μικροδίκτυο

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος όταν αυτός εντάσσεται σε ένα αυτόνομο μικροδίκτυο. Γίνεται η μοντελοποίηση των ελέγχων των επιμέρους στοιχείων του μικροδικτύου δηλαδή του μετατροπέα πηγής τάσης και της φωτοβολταϊκής συστοιχίας καθώς επίσης αναπτύσσεται και το μοντέλο προσομοίωσης της μπαταρίας ιόντος λιθίου. Τέλος παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο μοντέλο προσομοίωσης του μικροδικτύου και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης αυτού με σκοπό τον έλεγχο της λειτουργίας του.

4.1. Παρουσίαση αυτόνομου μικροδικτύου και συμβολή dc/dc bidirectional μετατροπέα στην λειτουργία του

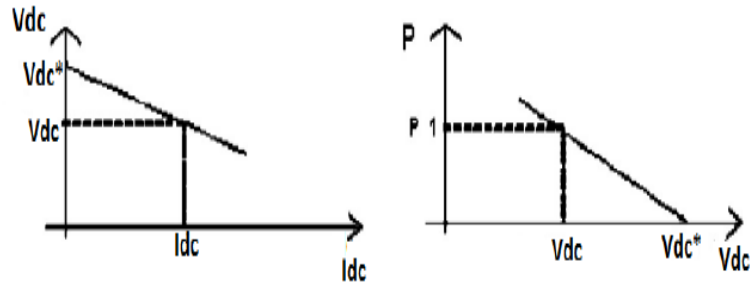
Ένα μικροδίκτυο μπορεί να λειτουργεί είτε αυτόνομα σε κατάσταση νησιδοποίησης (Islanding), είτε διασυνδεδεμένα. Στη διασυνδεδεμένη λειτουργία το μικροδίκτυο

συνδέεται με το κυρίως ac δίκτυο και ανταλλάσει ενέργεια με αυτό. Με τη δυνατότητα όμως που έχει να λειτουργεί και αυτόνομα, είναι δυνατή και αξιόπιστη η τροφοδότηση των φορτίων του από τις δικές του μονάδες, σε περίπτωση κατάρρευσης του κεντρικού δικτύου. Η αυτόνομη λειτουργία, εκτός από την αυξημένη αξιοπιστία και την αυξημένη ποιότητα ισχύος, συνεπάγεται και αύξηση της διάρκειας παραγωγής των μονάδων οι οποίες σε διαφορετική περίπτωση θα έπρεπε να αποσυνδεθούν.

Η απομονωμένη λειτουργία του μικροδικτύου προϋποθέτει την ύπαρξη στο σύστημα πηγών με ελεγχόμενη παραγωγή. Η παραγωγή ισχύος όμως από τις ανανεώσιμες πηγές δεν μπορεί να είναι συνεχώς διαθέσιμη και μάλιστα δεν υφίσταται εξομάλυνση στη διαθεσιμότητα λόγω γεωγραφικής διασποράς, αφού όλες οι πηγές εντοπίζονται στην ίδια περιοχή της γραμμής χαμηλής τάσης όπου συνδέονται. Αναμένονται λοιπόν απότομες μεταβολές στην ισχύ που παρέχεται από αυτές τις μονάδες. Από την άλλη μεριά οι υπόλοιπες πηγές από τις οποίες μπορεί να εξασφαλιστεί μια συνέχεια στην παραγωγή, έχουν αργή αντίδραση σε μεταβολές του συστήματος π.χ. κυψέλες καυσίμου. Ως εκ τούτου στην περίπτωση που το μικροδίκτυο λειτουργεί σε απομονωμένη λειτουργία, είναι απαραίτητο να συμμετέχουν και πηγές συσσώρευσης ενέργειας όπως πχ μπαταρίες. Οι πηγές αυτές παρέχουν ισχύ σε περιπτώσεις διαταραχών υποστηρίζοντας το σύστημα και διατηρώντας έτσι την ποιότητα ισχύος στα απαιτούμενα επίπεδα.

Οι μικροπηγές συνδέονται στο δίκτυο ΧΤ μέσω ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος. Αυτό είναι απαραίτητο για να υπάρχει μεγαλύτερη ευελιξία στον έλεγχό τους καθώς και γιατί τις περισσότερες φορές η σύνδεση μέσω ηλεκτρονικών μετατροπών είναι επιβεβλημένη αφού είναι αδύνατη η απευθείας σύνδεση των πηγών με το δίκτυο. Για παράδειγμα οι μπαταρίες, τα φωτοβολταϊκά και οι κυψέλες καυσίμου, παράγουν ισχύ σε Σ.Ρ. (DC), ενώ οι μικροτουρμπίνες και οι σφόνδυλοι σε Ε.Ρ. (AC). Ο έλεγχος των αντιστροφών τώρα του μικροδικτύου, καθορίζει την παροχή ενεργού και αέργου ισχύος από τις μικροπηγές στο AC σύστημα στην διασυνδεδεμένη λειτουργία ενώ στην περίπτωση που αυτό λειτουργεί αυτόνομα ρυθμίζει την τάση και την συχνότητα του ac φορτίου.

Το πρώτο επίπεδο ελέγχου ενός μικροδικτύου είναι υπεύθυνο για τον κατάλληλο διαμοιρασμό του φορτίου στις μικροπηγές καθώς και για τη ρύθμιση της τάσης εξόδου των μετατροπών. Αναλαμβάνει να προσαρμόσει τα χαρακτηριστικά παραγωγής ισχύος της κάθε μικροπηγής στις ανάγκες του συστήματος και ταυτόχρονα να ρυθμίσει την τάση στο μικροδίκτυο. Αυτό είναι εφικτό μέσω του ελέγχου των dc-dc μετατροπών με τους οποίους οι πηγές συνδέονται στο μικροδίκτυο. Για την επίτευξη του σκοπού αυτού, καταλληλότερη είναι η μέθοδος καμπυλών στατισμού (droop concept). Στα DC μικροδίκτυα η μέθοδος droop που εφαρμόζεται αφορά τη συσχέτιση της ενεργού ισχύος με την τάση. Ουσιαστικά η μέθοδος αυτή βασίζεται στην εισαγωγή της εικονικής αντίστασης στατισμού (αντίσταση droop) και στις χαρακτηριστικές στατισμού (χαρακτηριστικές droop) των dc-dc μετατροπών με τους οποίους οι μικροπηγές συνδέονται στο μικροδίκτυο. Η χαρακτηριστική στατισμού ενός μετατροπέα είναι μια γραμμική συνάρτηση τάσης-ρεύματος V-I(συνηθέστερα) ή ενεργού ισχύος-τάσης P-V όπως φαίνεται στο σχήμα.



Εικόνα 4.1.1 Χαρακτηριστική droop.

Από τη χαρακτηριστική $V - I$ droop είναι σαφές ότι ισχύει η σχέση:

$$V_{dc}^* = V_{dc} - I_{dc}R_d \quad (4.1)$$

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}^* - V_{dc}}{R_d}$$

V_{dc}^* : η ονομαστική τάση εξόδου του μετατροπέα δηλαδή η τάση εξόδου όταν λειτουργεί χωρίς φορτίο (τάση ανοιχτοκύκλωσης).

V_{dc} : η μετρούμενη τάση εξόδου του μετατροπέα δηλαδή η τάση εξόδου στο σημείο λειτουργίας.

I_{dc} : το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα στο σημείο λειτουργίας δηλαδή το ρεύμα που παρέχει ο μετατροπέας στο φορτίο.

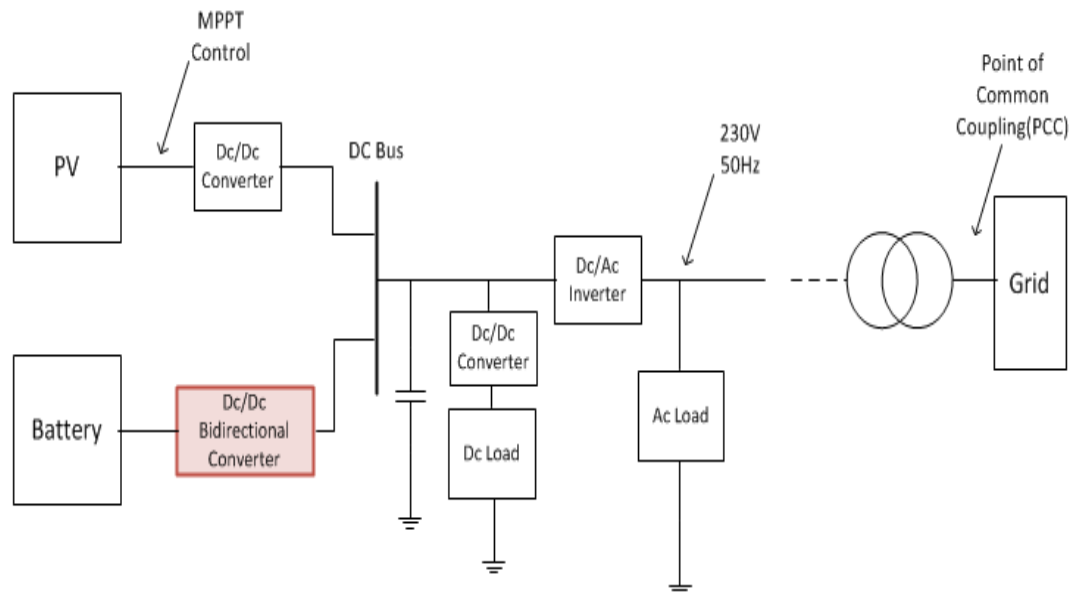
R_d : η κλίση της χαρακτηριστικής στατισμού που ονομάζεται εικονική αντίσταση ή αντίσταση στατισμού (αντίσταση droop).

Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι ανάλογα με την αντίσταση στατισμού που επιλέγεται για κάθε μετατροπέα, διαμορφώνεται η αντίστοιχη χαρακτηριστική στατισμού. Με τον τρόπο αυτό καθορίζεται η τάση και το ρεύμα εξόδου του. Έτσι κάθε μετατροπέας (και άρα κάθε μικροπηγή), θα μοιράζεται το φορτίο ανάλογα με τη δική του χαρακτηριστική droop. Επιπλέον, προκειμένου οι μικροπηγές να επιμερίζονται το φορτίο ανάλογα με την ισχύ και τη δυναμικότητά τους, θα πρέπει το ρεύμα εξόδου κάθε μετατροπέα να είναι αντιστρόφως ανάλογο της εικονικής αντίστασης. Υπάρχει ωστόσο σύγκρουση μεταξύ ρύθμισης τάσης της εξόδου του μετατροπέα και του διαμερισμού του φορτίου μεταξύ των μικροπηγών.

Στην περίπτωση ωστόσο ενός απλού αυτόνομου μικροδικτύου όπως αυτό που παρουσιάζεται στην παρούσα διπλωματική εργασία, αποτελούμενο δηλαδή από μια φωτοβολταϊκή συστοιχία, μια μπαταρία, ένα dc φορτίο και ένα ac φορτίο, ο έλεγχος μπορεί να απλοποιηθεί. Στην περίπτωση αυτή δεν απαιτείται η χρήση καμπυλών droop καθώς ο dc/dc αμφίδρομος μετατροπέας μπορεί αναλάβει τόσο την ρύθμιση της τάσης όσο και τον διαμορισμό της ισχύος μεταξύ φωτοβολταϊκού, μπαταρίας και φορτίων.

Συμβολή dc/dc Bidirectional Converter στην λειτουργία του αυτόνομου μικροδικτύου

Στην παρακάτω εικόνα 4.1.1 παρουσιάζεται μια απλή μορφή ενός μικροδικτύου αποτελούμενο από ένα φωτοβολταϊκό, μια μπαταρία, έναν VSC, ένα dc φορτίο και ένα ac. Το παρακάτω μικροδίκτυο είναι αποσυνδεδεμένο από το κυρίως ac δίκτυο και βρίσκεται σε αυτόνομη λειτουργία.



Εικόνα 4.1.2 Islanding λειτουργία ενός Microgrid.

Όταν το μικροδίκτυο είναι διασυνδεδεμένο με το υπερκείμενο δίκτυο τότε ο κυρίως ac/dc inverter είναι υπεύθυνος για την ρύθμιση της τάσης του dc ζυγού. Όταν όμως το μικροδίκτυο μεταβεί σε αυτόνομη λειτουργία τότε πρέπει να ρυθμίσει από μόνο του την τάση του dc ζυγού. Ο ac/dc μετατροπέας αναλαμβάνει τον έλεγχο του της τάσης και της συχνότητας της ac πλευράς (230V, 50 Hz). Η προτεινόμενη μέθοδος ελέγχου του bidirectional μετατροπέα έχει την ακόλουθη εφαρμογή: όταν η τάση του dc ζυγού πέσει κάτω από το προκαθορισμένο κατώτατο όριο τότε ο μετατροπέας μεταβαίνει σε boost λειτουργία που σημαίνει ότι η μπαταρία πρέπει να αναλάβει την τροφοδότηση του φορτίου με ισχύ. Αυτό γιατί μία πτώση στην τάση του dc ζυγού σημαίνει πως η ισχύς που παρέχει η μικροπηγή δεν επαρκεί για να καλύψει τις απαιτήσεις του φορτίου οπότε η μπαταρία χρειάζεται να αναλάβει την επιπρόσθετη ανάγκη για ισχύ του φορτίου. Όταν αντίστροφα η τάση ανέβει σημαίνει ότι παρεχόμενη ισχύς από την μικροπηγή υπερκαλύπτει τις ανάγκες του φορτίου οπότε η επιπρόσθετη ισχύς πρέπει να απορροφηθεί από την μπαταρία, δηλαδή να την φορτίσει. Ο μετατροπέας μεταβαίνει τότε σε buck λειτουργία.

Συνοψίζοντας προκειμένου να είναι εφικτή η αυτόνομη λειτουργία του μικροδικτύου απαιτούνται οι εξής έλεγχοι των επιμέρους διατάξεων:

Διάταξη	Στόχος Έλεγχου
Dc/Dc Bidirectional Μετατροπέας	Έλεγχος τάσης dc ζυγού (720V) με σκοπό τον κατάλληλο διαμοιρασμό της ισχύος του Φ/Β και της μπαταρίας στα φορτία
Boost Converter Φ/Β συστοιχίας	MPPT αλγόριθμος- Hill Climbing Έλεγχος Φ/Β συστοιχίας για μέγιστη απόδοση ισχύος ($P_{MPP}=2.7kW$ για $G = 1000W/m^2$ και $T = 25^{\circ}C$)
Μετατροπέας πηγής τάσης -VSC	Έλεγχος τάσης και συχνότητας ac φορτίου(230V,50 Hz)
Buck Converter dc φορτίου	Έλεγχος τάσης dc φορτίου (150V)

Πίνακας 4.1 Επιμέρους διατάξεις αυτόνομου μικροδικτύου και αντίστοιχοι έλεγχοι.

Στον παρακάτω πίνακα φαίνεται η διαστασιολόγηση του αυτόνομου μικροδικτύου που αναπτύσσεται στην παρούσα ενότητα.

Διαστασιολόγηση Αυτόνομου Μικροδικτύου		
	Ονομαστική Ισχύς	Ονομαστική Τάση
<i>Μπαταρία Li – ion</i>	<i>2.1kW</i>	<i>300V</i>
<i>Φωτοβολταϊκή Συστοιχία</i>	<i>2.8kW</i>	<i>370V</i>
<i>Dc – load</i>	<i>1.6kW</i>	<i>150V</i>
<i>Ac – load</i>	<i>2.8kW</i>	<i>320V(50Hz)</i>

Πίνακας 4.2 Διαστασιολόγηση Αυτόνομου Μικροδικτύου

Στην συνέχεια του κεφαλαίου θα υλοποιηθούν οι επιμέρους έλεγχοι του μικροδικτύου και στο τέλος αυτού θα γίνει η μοντελοποίηση του με σκοπό τον έλεγχο της λειτουργίας του.

4.2. Μοντελοποίηση ελέγχου του Frequency-Controlled VSC

Σύμφωνα με την ανάλυση που παρουσιάστηκε στην ενότητα 2.3 υλοποιείται στην παρούσα ενότητα η μοντελοποίηση έλεγχου του frequency-controlled VSC. Στην παρακάτω εικόνα 4.2.1 παρουσιάζεται η υλοποίηση του ελεγκτή όπου διαχωρίζεται αρχικά ο μετασχηματισμός στο πεδίο dq και η υλοποίηση του PLL, έπειτα η υλοποίηση του ελεγκτή της τάσης και του εσωτερικού ελεγκτή του ρεύματος και τέλος ο μετασχηματισμός των σημάτων ελέγχου και πάλι στο πεδίο abc και η αποστολή τους στον PWM με σκοπό την παραγωγή των παλμών. Ο frequency-controlled VSC στην περίπτωση μας ορίζεται να δίνει τάση εξόδου $V_{sabc} = \sqrt{2/3} 400V$ και συχνότητα στα 50Hz.

Όσον αφορά την διαμόρφωση του εσωτερικού ελεγκτή του ρεύματος αυτή παρουσιάζεται στην εικόνα 4.2.3. Η επιλογή των τιμών L και C του βαθυπερατού φίλτρου του VSC είναι καθοριστική για την ποιότητα του ρεύματος και της τάσης του φορτίου. Στην περίπτωση μας οι τιμές αυτές επιλέχθηκαν ως εξής: $L = 3.2mH$ και $C_f = 85\mu F$. Έτσι η συχνότητα συντονισμού του φίλτρου προκύπτει ίση με $f_{res} \approx 2kHz$. Το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου επιλέγεται ίσο με $f_{CBW} = 800Hz$, τιμή που πρέπει να είναι μικρότερη από την συχνότητα συντονισμού του LC φίλτρου του VSC. Έτσι η χρονική σταθερά τ_i που ορίστηκε στην ενότητα 2.4.1 παίρνει τιμή $\tau_i = \frac{1}{f_{CBW}} = 0.2 msec$. Τα κέρδη P και I του PI ελεγκτή προκύπτουν σύμφωνα με τις εξισώσεις 2.43 και 2.44 και παίρνουν τις τιμές:

$$P_i = \frac{L}{\tau_i} \approx 16 \quad (4.2)$$

$$I_i = \frac{R}{\tau_i} \approx 1e - 3 \quad (4.3)$$

Όπως βλέπουμε ο ελεγκτής του ρεύματος παίρνει σαν είσοδο το ρεύμα αναφοράς από την έξοδο του ελεγκτή τάσης i_{dqref} το συγκρίνει με το μετρούμενο ρεύμα και παράγει τα σήματα ελέγχου (m_{dq} signals).

Για την διαμόρφωση του ελεγκτή τάσης πρέπει να λάβουμε υπόψη ότι αυτός πρέπει να είναι πιο αργός από τον εσωτερικό ελεγκτή του ρεύματος. Έτσι το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου αυτού επιλέγεται να είναι μεταξύ 0.2 και 0.5 του εύρους ζώνης του ελεγκτή ρεύματος. Είναι δηλαδή $f_{vBW} = (0.2 - 0.5) f_{CBW} \approx 200Hz$. Οι τιμές των P και I του PI ελεγκτή επιλέγονται σύμφωνα με τις εξισώσεις 2.61-2.63. ως εξής:

$$z = w_{vBW}^2 * \tau_i \approx 314.2 \quad (4.4)$$

$$d_m = \text{asin} \left(\frac{(1-\tau_i z)}{1+\tau_i z} \right) \approx 1.08 \quad (4.5)$$

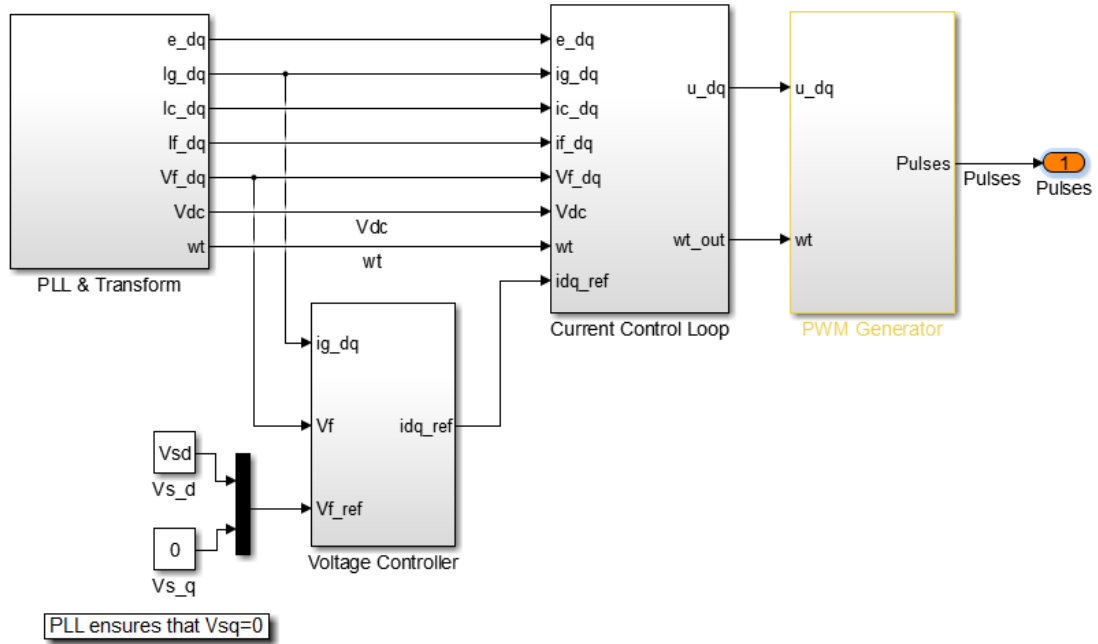
$$k = C_f * w_{vBW} \approx 0.013 \quad (4.6)$$

$$P_v = k \approx 0.013 \quad (4.7)$$

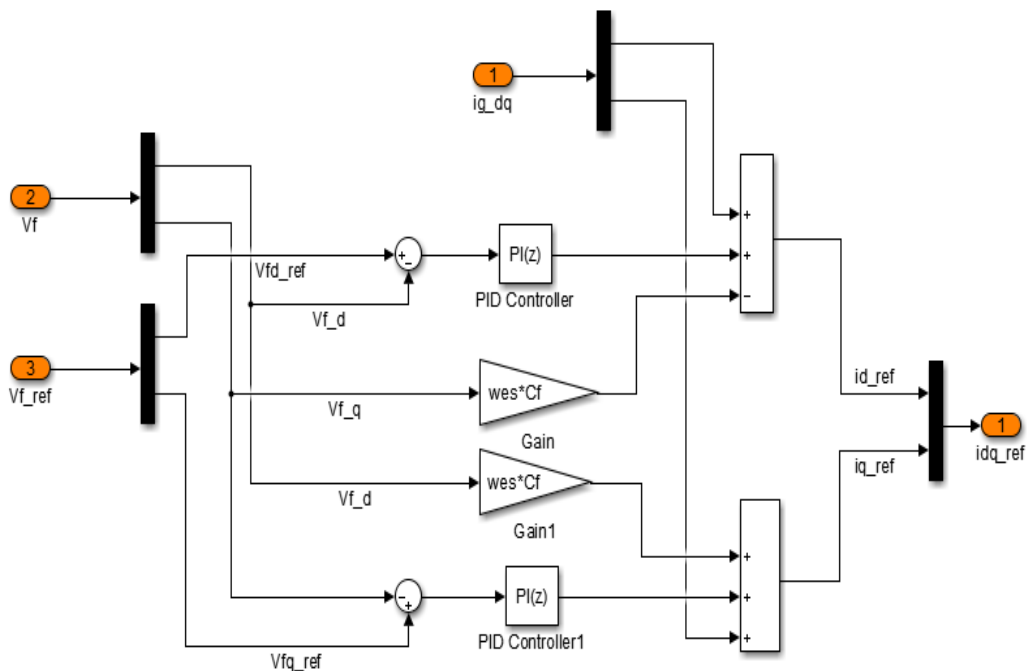
$$I_v = k * z \approx 4$$

(4.8)

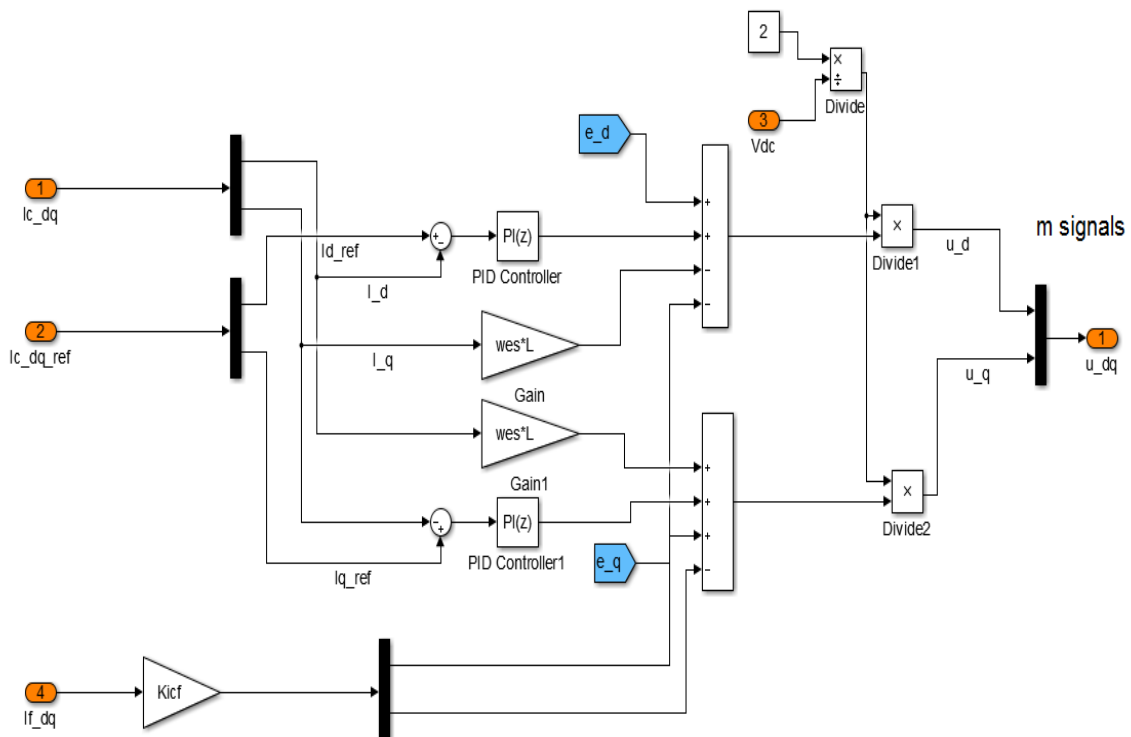
Ο ελεγκτής τάσης επιδιώκοντας να εξισώσει την τάση του φορτίου με την τάση αναφοράς $V_{sabc} = \sqrt{2/3} 400V$ διαμορφώνει ανάλογα την τιμή του ρεύματος αναφοράς $i_{dq_{ref}}$ του VSC όπως βλέπουμε και από την εικόνα 4.2.2.



Εικόνα 4.2.1 Δομή ελεγκτή του frequency-controlled VSC.

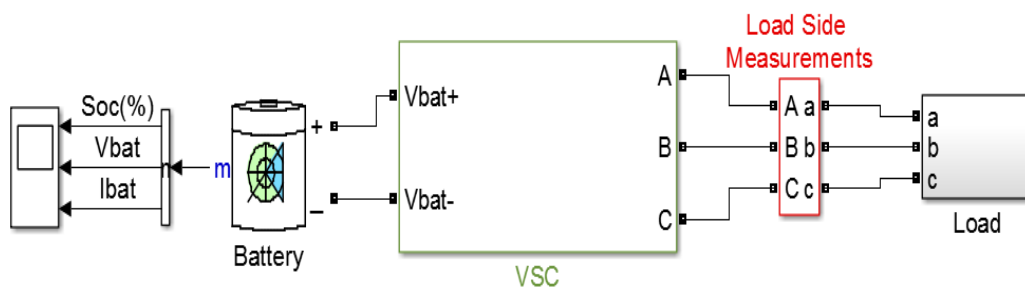


Εικόνα 4.2.2 Υλοποίηση του Voltage controller της εικόνας 3.5.1



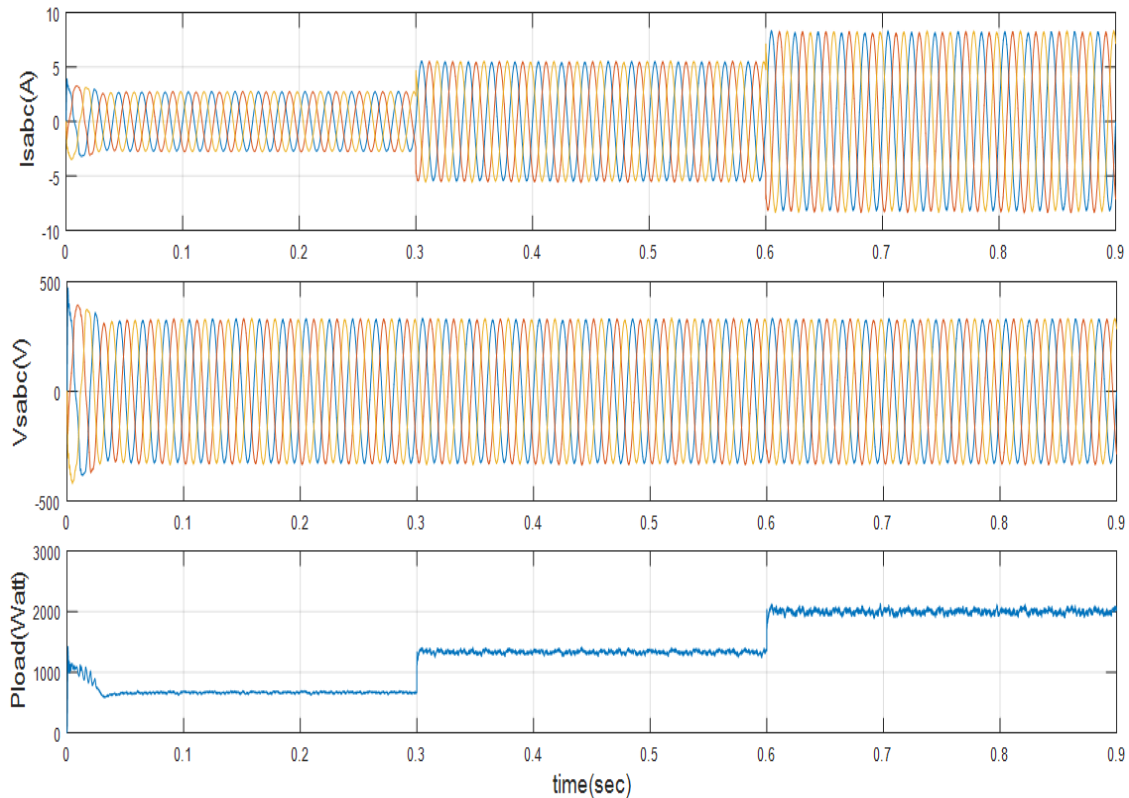
Εικόνα 4.2.3 Υλοποίηση του Current Controller της εικόνας 3.5.1

Προκειμένου να ελέγξουμε την απόκριση του ελέγχου συνδέσουμε τον frequency-controlled VSC με μια μπαταρία στην dc πλευρά του και ένα ωμικό φορτίο στην ac πλευρά του με τον τρόπο που φαίνεται στην εικόνα 4.2.4. Η μπαταρία ρυθμίζεται να δίνει σταθερή τάση στα 720V και ο ρόλος ουσιαστικά του VSC είναι να ρυθμίσει την τάση V_{sabc} και την συχνότητα του φορτίου.



Εικόνα 4.2.4 Frequency-Controlled VSC συνδεδεμένος με ωμικό φορτίο.

Εφαρμόζουμε για το σκοπό αυτό βηματικές μεταβολές στο ωμικό φορτίο στις χρονικές στιγμές 0.3sec και 0.6sec όπως φαίνεται στην εικόνα 4.2.5. Παρατηρούμε ότι ο έλεγχος του VSC προκειμένου να κρατήσει σταθερή την τάση του φορτίου στα $V_{sabc} \approx 320V$ αυξάνει το ρεύμα του από 2.5A σε 5A και μετά σε 8A. Επαληθεύεται τέλος ότι η συχνότητα του ac φορτίου είναι στα 50Hz.



Εικόνα 4.2.5 Ρεύμα (I_{sabc}), τάση (V_{sabc}) και ισχύς (P_{load}) εξόδου του frequency-Controlled VSC για βηματικές μεταβολές του φορτίου

4.3. Μοντελοποίηση ελέγχου Φωτοβολταϊκής Συστοιχίας

Τα ονομαστικά μεγέθη του φωτοβολταϊκού στοιχείου όπως ορίζονται από τον κατασκευαστή (πρότυπες συνθήκες λειτουργίας) παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα 3.1. Προκειμένου να επιτύχουμε την επιθυμητή τάση εξόδου του Φ/Β ή την ισχύ διαμορφώνουμε ανάλογα τον αριθμό των συστοιχιών που τοποθετούνται σε σειρά N_{ser} . Επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε $N_{ser} = 12$ ώστε να έχουμε ισχύ εξόδου $2.6kW$ περίπου. Επιπλέον καθώς κάθε πλαίσιο δίνει περίπου $0.5V$ τάση εξόδου έχουμε τελικά $V_{MPP} \approx 0.5 * 60 * 12 \approx 360 V$.

Παράμετροι Φωτοβολταϊκού Μοντέλου

	$N_{ser} = 1$	$N_{ser} = 12$
Τάση Ανοιχτοκύκλωσης V_{oc}	37.7 V	$37.7 * 12 = 452 V$
Ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{sc}	8.25 A	8.25 A
Ρεύμα στην μέγιστη ισχύ I_{MPP}	7.96 A	7.96 A
Τάση στην μέγιστη ισχύ V_{MPP}	30.8 V	$30.8 * 12 = 370V$
Μέγιστη ισχύς P_{MPP}	245.68 W	2.8 kW
R_s	0.11 Ω	0.11 Ω
R_p	105.34	105.34
N_s	60	60
N_{ser}	1	12
N_{par}	1	1

Πίνακας 4.3 Παράμετροι Φωτοβολταϊκού Μοντέλου

Σαν D_{arxiko} στην συγκεκριμένη περίπτωση όπου θεωρούμε σταθερή τάση εξόδου $V_{out} = 720V$ του μετατροπέα ανύψωσης επιλέγουμε

$$D_{arxiko} = 1 - \frac{k * V_{oc}}{V_{out}} = 1 - \frac{0.85 * 452}{720} \approx 0.465 \quad (4.9)$$

Για τις τιμές L και C_i του μετατροπέα ανύψωσης έχουμε βάσει των εξισώσεων 2.65 και 2.66.

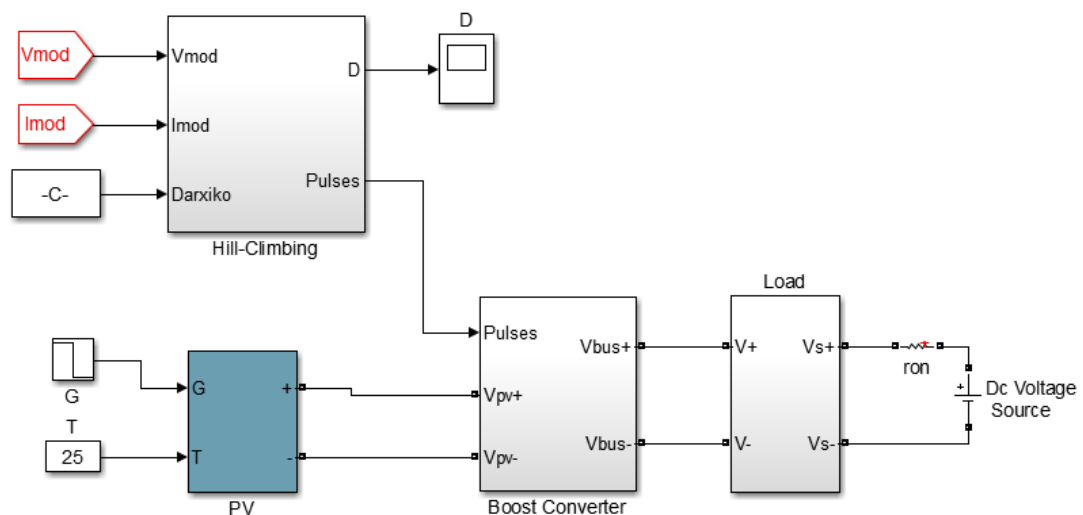
$$L \geq \frac{V_{om}(1 - a_m)a_m}{f_s|\Delta I_{Lm}|} \approx 9mF \quad (4.10)$$

$$C_i \geq \frac{I_{om}a_m^2}{0.002(1 - a_m)V_{inm}f_s} \approx 0.2\mu F \quad (4.11)$$

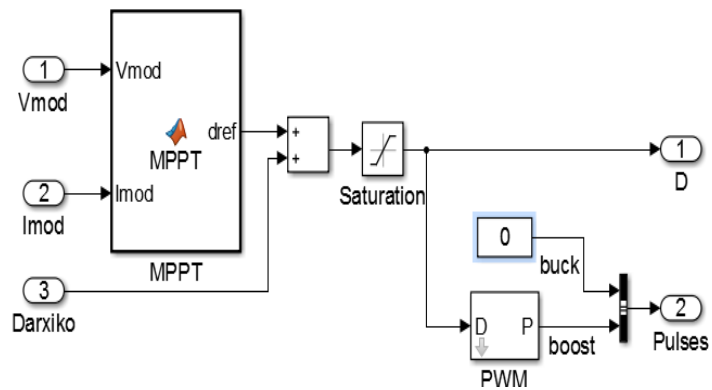
Επιλέγουμε έτσι $L = 9mF$ και $C = 0.3\mu F$.

Στο παράρτημα παρουσιάζεται ο αλγόριθμος MPPT Hill Climbing όπως περιγράφηκε στην ενότητα 2.4. Για τις ανάγκες της παρούσας εργασίας επιλέχτηκε το βήμα μεταβολής του λόγου διαμόρφωσης ίσο με $Step = 5e - 5$.

Η μοντελοποίηση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και ο έλεγχος του παρουσιάζονται στις εικόνες 4.3.1 και 4.3.2 παρακάτω.

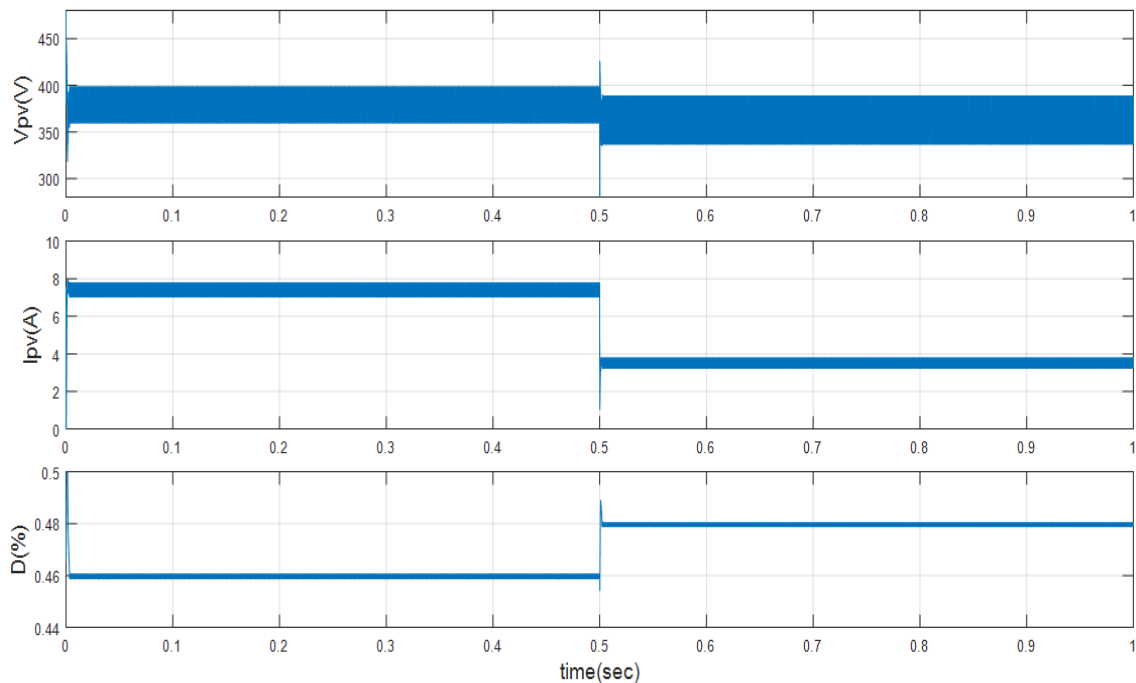


Εικόνα 4.3.1 Το φωτοβολταϊκό πλαίσιο συνδεδεμένο παράλληλη με φορτίο και πηγή τάσης.



Εικόνα 4.3.2 Ο έλεγχος του φωτοβολταϊκού πλαισίου

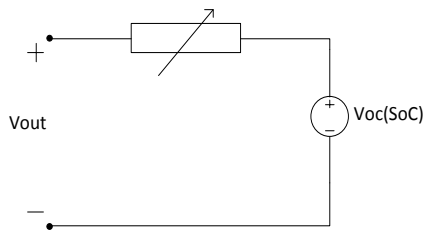
Προκειμένου να ελέγξουμε την απόκριση του ελέγχου της Φ/Β συστοιχίας που ορίστηκε παραπάνω εφαρμόζουμε μια βηματική μεταβολή στην ηλιακή ακτινοβολία G από $1000W/m^2$ σε $500W/m^2$ στα $0.5sec$. Παρατηρούμε ότι όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 2.4 ότι αυτό που επηρεάστηκε κυρίως από την μεταβολή της ηλιακής ακτινοβολίας είναι το ρεύμα και όχι η τάση. Βλέπουμε ότι αυτό πέφτει από $7.5A$ σε $3.5A$ ενώ η τάση πέφτει ελαφρώς από τα $370V$ στα $350V$. Βλέπουμε επίσης ότι ο αλγόριθμος Hill Climbing προκειμένου να λειτουργεί η Φ/Β συστοιχία στο σημείο μέγιστης ισχύος όταν η ακτινοβολία πέφτει, αυξάνει το duty cycle από 0.46 σε 0.48 αφού η τάση εξόδου του πέφτει και αυτή. Παρατηρούμε ακόμα πόσο σημαντική είναι η ορθή επιλογή του D_{arxiko} για την λειτουργία του ελέγχου αφού βλέπουμε πως από τον πρώτο κύκλο λειτουργίας ο αλγόριθμος βρίσκεται στο βέλτιστο $D \approx 0.46$.



Εικόνα 4.3.3 Ρεύμα και τάση Φ/Β συστοιχίας για βηματική μεταβολή στην ηλιακή ακτινοβολία G .

4.4. Μοντέλο προσομοίωσης της μπαταρίας Li-ion

Το κυκλωματικό μοντέλο της μπαταρίας Li-ion που αναπτύσσεται χρησιμοποιείται κυρίως σε προσομοιώσεις για εφαρμογές BESS και έχει σκοπό να μοντελοποιήσει την απόδοση, την θερμότητα, τις μεταβολές στο SoC και την επακόλουθη υποβάθμιση στην χωρητικότητα της μπαταρίας σε μια σχετικά μεγάλη κλίμακα χρόνου. Έτσι στο παρόν μοντέλο οι μεταβατικές συμπεριφορές της μπαταρίας Li-ion αγνοούνται. Το κυκλωματικό μοντέλο και όλες οι συντελεστές του αναπτύσσονται βάση ενός κελιού μπαταρίας LiFePO₄ ονομαστικής χωρητικότητας 1.1Ah και ονομαστική τάση ανοιχτοκύκλωσης (OCV) 3.3V.



Εικόνα 4.4.1 Κυκλωματικό μοντέλο κελιού μπαταρίας.

➤ Τάση ανοιχτοκύκλωσης κελιού –cell OCV

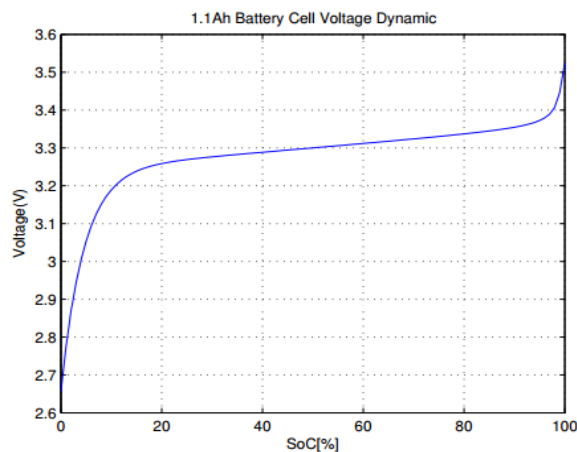
Η τάση ανοιχτοκύκλωσης ενός κελιού μπαταρίας μοντελοποιείται σαν συνάρτηση του SoC και έχει την ακόλουθη εξίσωση:

$$V_{oc}(SoC) = \alpha_1 e^{-\alpha_2 SoC} + \alpha_3 + \alpha_4 SoC + \alpha_5 e^{\frac{-\alpha_6}{SoC}}$$

α_1	-5.863E-1	α_2	21.9
α_3	3.414	α_4	1.102E-1
α_6	-1.718E-1	α_6	8E-3

Πίνακας 4.1 Σταθερές της V_{oc}

Όπου οι σταθερές του μοντέλου παρουσιάζονται στον πίνακα 4.1. Στην εικόνα 4.4.2 παρουσιάζεται το γράφημα της τάσης ανοιχτοκύκλωσης σε συνάρτηση του SoC.

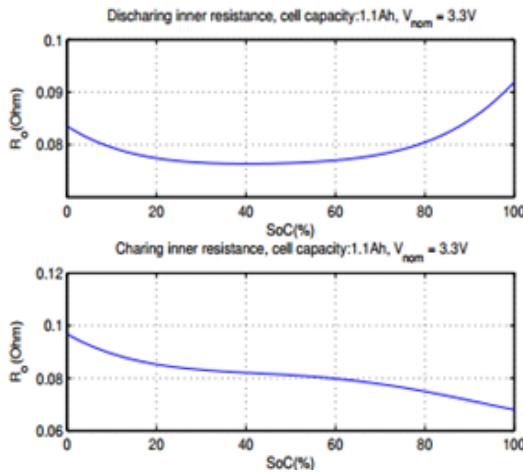


Εικόνα 4.4.2 Τάση ανοιχτοκύκλωσης ενός κελιού μπαταρίας.

➤ Αντίσταση κελιού

Η εσωτερική αντίσταση του κελιού μοντελοποιείται ξεχωριστά για φόρτιση (R_{oc}) και εκφόρτιση (R_{od}) της μπαταρίας σε συνάρτηση με το SoC όπως φαίνεται και στην εικόνα 3.3.3. και η εξίσωσή της είναι:

$$R_o(SoC) = \begin{cases} b_{1c} SoC^4 + b_{2c} SoC^3 + b_{3c} SoC^2 + b_{4c} SoC + b_{5c} & \text{για φόρτιση} \\ b_{1d} SoC^4 + b_{2d} SoC^3 + b_{3d} SoC^2 + b_{4d} SoC + b_{5d} & \text{για εκφόρτιση} \end{cases}$$



b_{1d}	-1.298e-1	b_{1c}	1.368e-1
b_{2d}	-2.892e-1	b_{2c}	-2.518e-1
b_{3d}	2.271e-1	b_{3c}	1.609e-1
b_{4d}	-7.216e-2	b_{4c}	-4.100e-2
b_{5d}	8.98e-2	b_{5c}	8.210e-2

Εικόνα 4.4.3 Εσωτερική αντίσταση σε συνάρτηση SoC κελιού μπαταρίας και πίνακας με σταθερές της R_o .

➤ Απόδοση ισχύος και ρεύματος του κελιού

Η απόδοση ισχύος μιας μπαταρίας ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ ισχύος εξόδου της μπαταρίας και της πραγματικής ισχύος που καταναλώνεται στην μπαταρία και του ρεύματος ως ο λόγος της ισχύος εξόδου προς την ονομαστική ισχύ επί το ρεύμα I ως :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_b} \quad \text{και} \quad \eta_I = \left| \frac{P_{out}}{P_{nom} I} \right| \quad (4.12)$$

όπου $P_{out} = I V_{out}$ ισχύς εξόδου της μπαταρίας

$P_b = I V_{oc}$ ισχύς που καταναλώνεται στην μπαταρία

Και το ρεύμα της μπαταρίας δίνεται από την σχέση

$$V_{out} = V_{oc} - I R_o \quad (4.13)$$

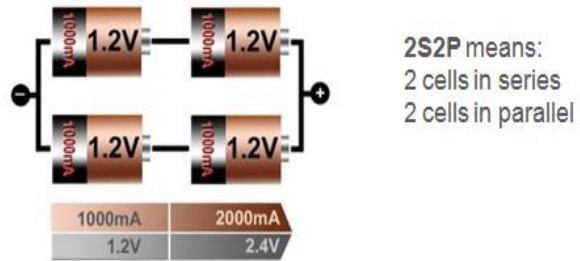
Μοντελοποίηση του BESS

Ένα BESS αποτελείται από έναν μεγάλο αριθμό από σειρές ομαδοποιημένες παράλληλα και αυτές οι σειρές αποτελούνται από κελιά μπαταριών συνδεδεμένα σε σειρά. Η ισχύς εξόδου ενός BESS δεν είναι ομοιόμορφα κατανομημένη μεταξύ των κελιών, καθώς δεν μπορούν να κατασκευαστούν δυο ίδια κελιά με την ίδια ακριβώς αντίσταση και χωρητικότητα. Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούνται μετατροπείς και συστήματα διαχείρισης μπαταριών (BMS) για να ρυθμίσουν την τάση και το ρεύμα των κελιών. Παρόλα αυτά στην παρούσα φάση θα θεωρήσουμε ότι όλα τα κελιά θεωρούνται όμοια και ότι η ισχύς κατανέμεται ομοιόμορφα μεταξύ τους:

$$P_{cell} = \frac{P_{bess}}{N_s \cdot N_p} \quad (4.14)$$

$$V_{cell} = \frac{V_{out}}{N_s} \quad (4.15)$$

$$I_{cell} = \frac{I}{N_p} \quad (4.16)$$



Εικόνα 4.4.4 Συνδεσμολογία κελιών σε σειρά και παράλληλα για τον σχεδιασμό της μπαταρίας.[9]

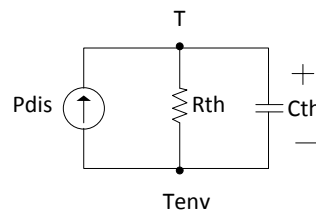
όπου N_s ο αριθμός των κελιών συνδεδεμένων σε σειρά, N_p ο αριθμός των κελιών συνδεδεμένων παράλληλα και P_{bess} η ισχύς που καταναλώνεται από ένα BESS. Καθώς στο κυκλωματικό μοντέλο έχουμε θεωρήσει μόνο την εσωτερική αντίσταση, η θερμική ισχύς ή αλλιώς η ισχύς που καταναλώνεται ($P_{dis,cell}$) σε ένα κελί μπαταρίας υπολογίζεται ως εξής:

$$P_{dis,cell} = I_{cell}^2 \cdot R_o \quad (4.17)$$

και η ισχύς που καταναλώνεται στο BESS:

$$P_{dis} = P_{dis,cell} \cdot N_s \cdot N_p \quad (4.18)$$

Ένα απλό ισοδύναμο κύκλωμα για το θερμικό μοντέλο του BESS παρουσιάζεται στην εικόνα παρακάτω όπου μια θερμική αντίσταση και μια θερμική χωρητικότητα χρησιμοποιούνται για να μοντελοποιήσουν την συμπεριφορά του.



Εικόνα 4.4.5 Κύκλωμα για την προσομοίωση του θερμικού μοντέλου.

Παρόλα αυτά τα BESS είναι εξοπλισμένα με ισχυρό σύστημα ψύξεως το οποίο είναι ικανό να διατηρεί την θερμοκρασία του σταθερή. Έτσι μια πιο εύχρηστη μέθοδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να υπολογιστεί το κόστος ψύξεως της μπαταρίας, στην οποία η θερμοκρασία θεωρείται σταθερή, ενώ η ισχύς που καταναλώνεται από το σύστημα ψύξεως για να ψύξει την παραγομένη θερμική ισχύ από το BESS με σταθερή απόδοση ως εξής:

$$\eta_{cool} = \frac{P_{dis}}{P_{cool}} \quad (4.19)$$

όπου η_{cool} η απόδοση ψύξεως, P_{heat} η παραγόμενη θερμική ισχύς και P_{cool} η ηλεκτρική ισχύς που καταναλώνεται από το σύστημα ψύξεως.

Συνδυάζοντας το κυκλωματικό και το θερμικό μοντέλο με το μοντέλο υποβάθμισης, προκύπτει το μοντέλο προσομοίωσης που παρουσιάζεται στην παρακάτω εικόνα 4.4.7. Θεωρώντας την ονομαστική χωρητικότητα και την αρχική κατάσταση του SoC σαν σταθερές τιμές, το μοντέλο προσομοίωσης παίρνει σαν είσοδο την απαίτηση ισχύος του συστήματος. Η απόκλιση στο SoC υπολογίζεται από το ρεύμα της μπαταρίας, έπειτα ολοκληρώνεται και προστίθεται στην αρχική τιμή του SoC. Η P_{demand} είναι η απαίτηση ισχύος από την μπαταρία, και θεωρώντας τέλεια απόκριση ελέγχου, η απαίτηση ισχύος θα είναι ίση με την ισχύ εξόδου του BESS στο επόμενο βήμα. Θεωρώντας ιδανικές συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος χωρίς απώλειες, τότε το ρεύμα μπορεί να υπολογιστεί ως P_{demand}/V_{out} .

Για τις προδιαγραφές της συγκεκριμένης διάταξης επιλέγουμε να τοποθετήσουμε 7 σειρές (strings) με 91 κελιά η κάθε σειρά καθώς κάθε κελί μιας μπαταρίας Li-ion έχει ονομαστική τάση 3.3 V/cell και ονομαστική χωρητικότητα 1.1 Ah. Τα κελιά εν σειρά καθορίζουν την τελική τάση της μπαταρίας και οι σειρές καθορίζουν το ονομαστικό ρεύμα εκφόρτισης της μπαταρίας(C-rate), έτσι τελικά σχεδιάζουμε μια μπαταρία με τα εξής χαρακτηριστικά:

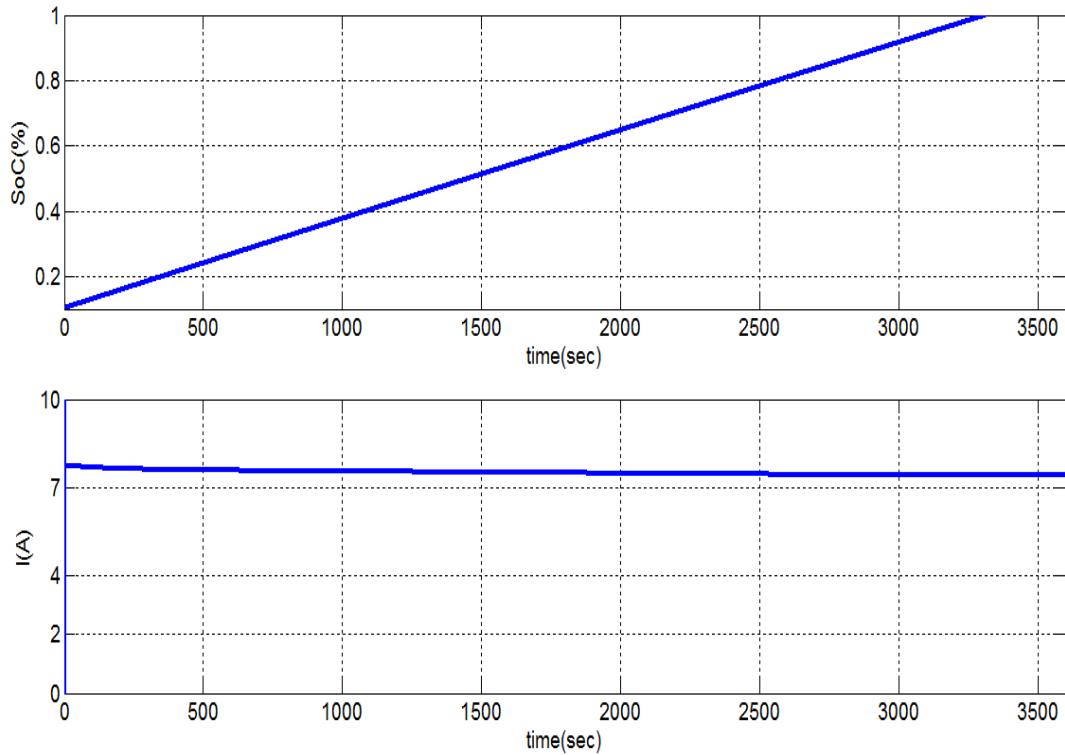
$$I_{nom} = 7 * 1C = 7C \quad (4.20)$$

$$V_{nom} = 91 * 3.3 V \approx 300 V \quad (4.21)$$

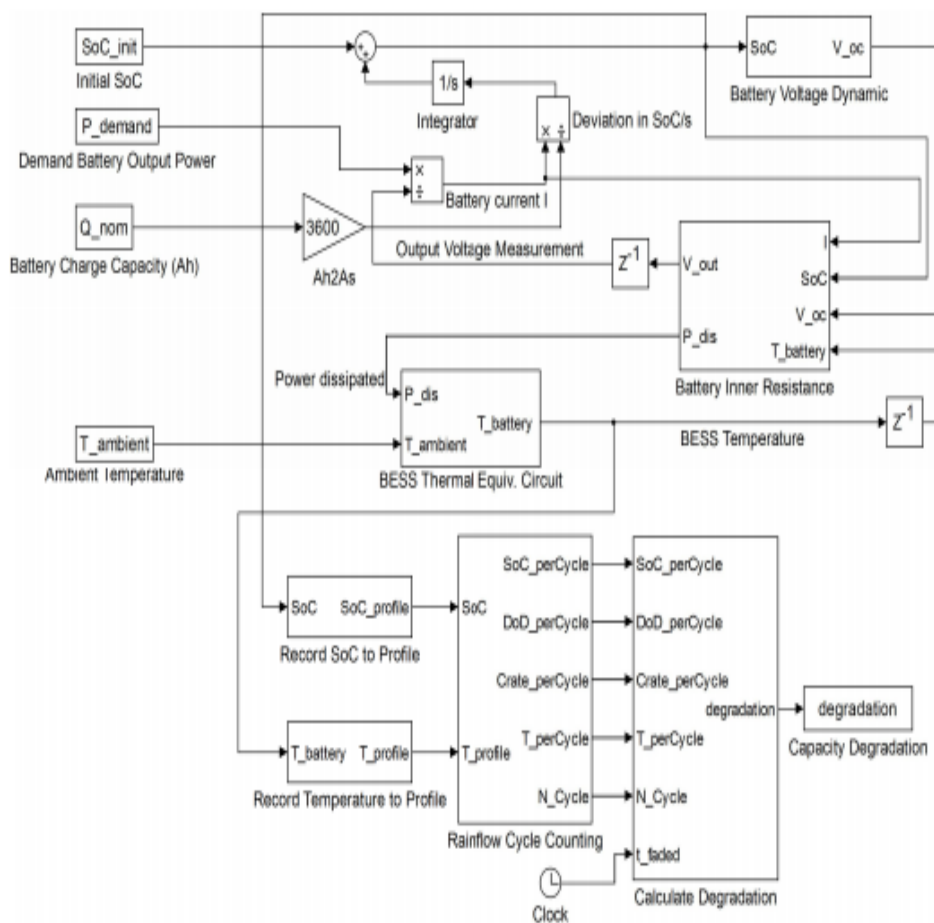
$$Q_{mom} = 7 * 1.1 Ah \approx 7.7 Ah \quad (4.22)$$

Το μοντέλο της μπαταρίας που θα χρησιμοποιήσουμε στο αυτόνομο μικροδίκτυο προσομοιώνεται παρακάτω για χρόνο $t \approx 3600$ sec με $SoC_{initial} = 0.1$ και $P_{demand} = 2200W$ ($P > 0$, δηλ. φόρτιση) όπου αναμένουμε η μπαταρία να φορτιστεί πλήρως.

Παρατηρούμε από την εικόνα 4.4.6 πως η μπαταρία φορτίζεται με ονομαστικό ρεύμα (7C) για απαίτηση ισχύος $P_{demand} = 2200W$ μέσα σε χρόνο 3600sec, δηλαδή περίπου σε μία ώρα, όπως ακριβώς αναμέναμε για μια μπαταρία Li-ion. Βλέπουμε ότι το SoC αυξάνεται γραμμικά από 10% (άδεια μπαταρία) για να φτάσει τελικά στο 100%.



Εικόνα 4.4.6 Προσομοίωση φόρτισης της μπαταρίας **a)** Κατάσταση φόρτισης SoC(%)
b) Ρεύμα φόρτισης I(A)



Εικόνα 4.4.7 Μοντέλο προσομοίωσης της μπαταρίας Li-ion

4.5. Μοντελοποίηση αυτόνομου μικροδικτύου και αποτελέσματα προσομοιώσεων

Στην παρακάτω εικόνα 4.5.1 παρουσιάζεται το μοντέλο προσομοίωσης του αυτόνομου μικροδικτύου που παρουσιάστηκε στην ενότητα 4.1 και στον πίνακα 4.5 παρατίθεται και πάλι η διαστασιολόγηση του για λόγους ευκολίας.

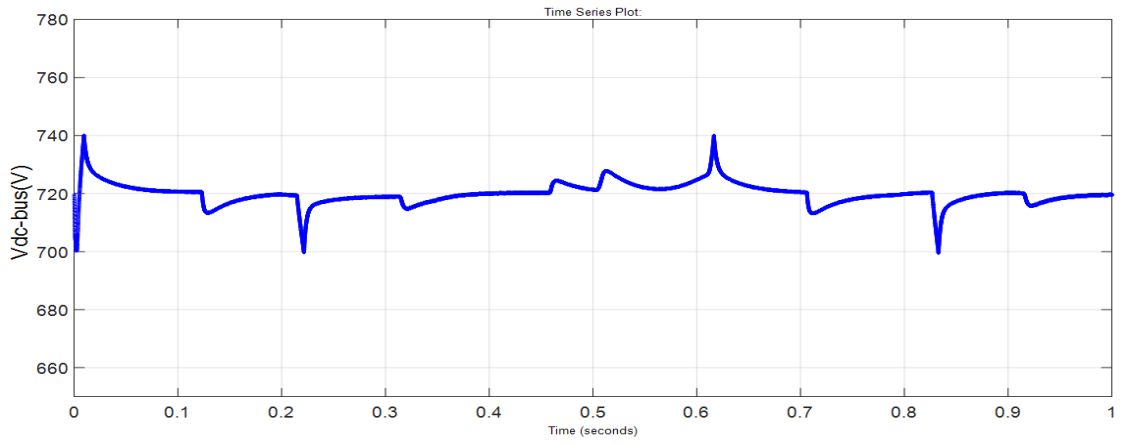
Διαστασιολόγηση Αυτόνομου Μικροδικτύου		
	Ονομαστική Ισχύς	Ονομαστική Τάση
Μπαταρία <i>Li – ion</i>	2.1kW	300V
Φωτοβολταϊκή Συστοιχία	2.8kW	370V
<i>Dc – load</i>	1.6kW	150V
<i>Ac – load</i>	2.8kW	320V(50Hz)

Πίνακας 4.5 Διαστασιολόγηση Αυτόνομου Μικροδικτύου

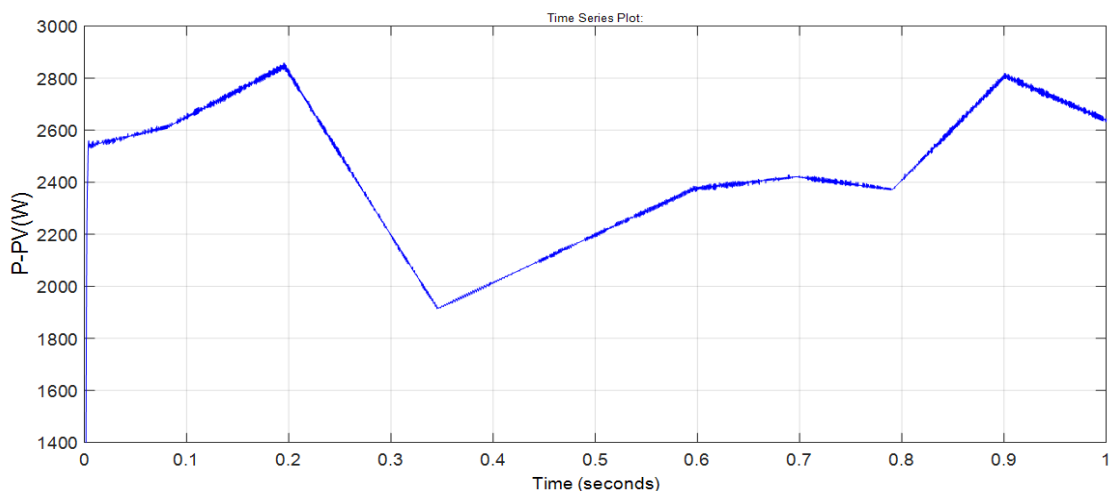
Ο dc/dc αμφίδρομος μετατροπέας που υλοποιήθηκε στην ενότητα 3 εντάσσεται στο απλό αυτόνομο μικροδίκτυο της εικόνας 4.5.1 προκειμένου να ελέγξει την τάση του dc ζυγού αλλά και να ρυθμίσει την ροή ισχύος μεταξύ του φωτοβολταϊκού, της μπαταρίας και των φορτίων. Η παραγωγή της φωτοβολταϊκής συστοιχίας στο συγκεκριμένο μικροδίκτυο είναι κυμαινόμενη ανάλογα με την ηλιακή ακτινοβολία G . Αυτό επιτυγχάνεται θέτοντας ένα προφίλ ηλιακής ακτινοβολίας στην είσοδο του PV όπως φαίνεται από την εικόνα 4.5.1. Σε κάθε περίπτωση όμως ο έλεγχος MPPT-Hill Climbing του μετατροπέα ανύψωσης φροντίζει έτσι ώστε η φωτοβολταϊκή συστοιχία να λειτουργεί διαρκώς στο σημείο μέγιστης ισχύος MPPT. Στο συγκεκριμένο μικροδίκτυο είναι συνδεδεμένο στον dc ζυγό ένα dc φορτίο μέσω ενός μετατροπέα υποβιβασμού αλλά και ένα ac φορτίο μέσω ενός μετατροπέα πηγής τάσης.

Οι απαιτήσεις σε ισχύ αθροιστικά των δύο φορτίων καλύπτονται από την παραγωγή της φωτοβολταϊκής συστοιχίας αλλά και από την μπαταρία στην περίπτωση που αυτή δεν επαρκεί για να τις καλύψει. Ουσιαστικά οι απαιτήσεις σε ισχύ που πρέπει να καλύψει η μπαταρία P_{req} , στην περίπτωση που το Φ/Β δεν επαρκεί, υπολογίζονται ως: $P_{req} = (P_{acload} + P_{dcload}) - P_{pv} > 0$. Η μπαταρία τότε εκφορτίζεται με $I_L < 0$ και προσφέρει ισχύ $P_{battery} = -P_{reg} < 0$. Αντιθέτως, στην περίπτωση που οι ανάγκες των φορτίων σε ισχύ υπερκαλύπτονται από την παραγωγή της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, δηλαδή όταν ισχύει $(P_{acload} + P_{dcload}) < P_{pv}$, τότε η μπαταρία πρέπει να απορροφήσει την περίσσεια αυτή ισχύ. Η μπαταρία στην περίπτωση αυτή φορτίζεται με $I_L > 0$ και η ισχύς που απορροφάει είναι $P_{battery} = -P_{reg} > 0$.

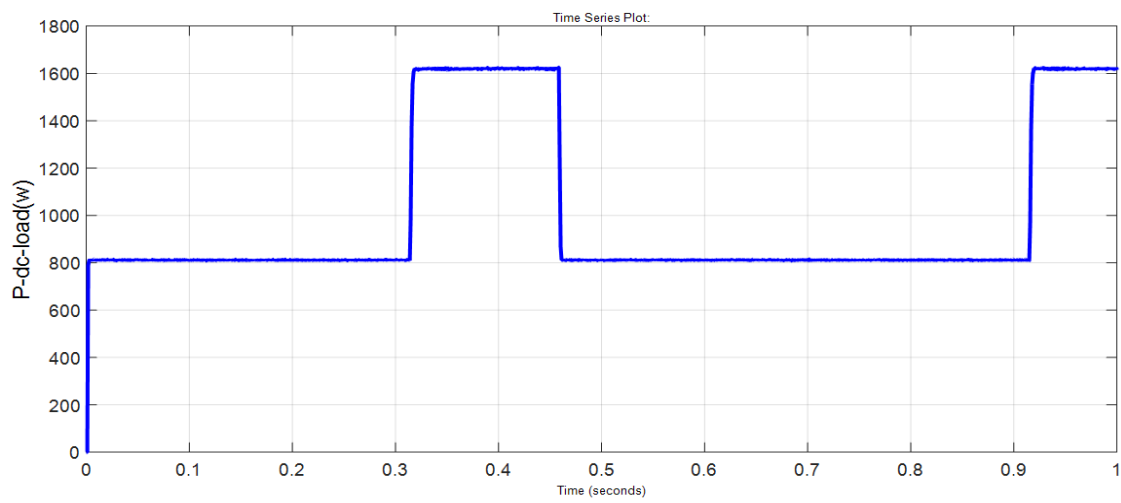
Προκειμένου να ελέγξουμε την λειτουργία του μικροδικτύου μεταβάλλουμε την ισχύ του ac και του dc φορτίου P_{dcload} και P_{acload} και παρατηρούμε την φόρτιση/εκφόρτιση της μπαταρίας.



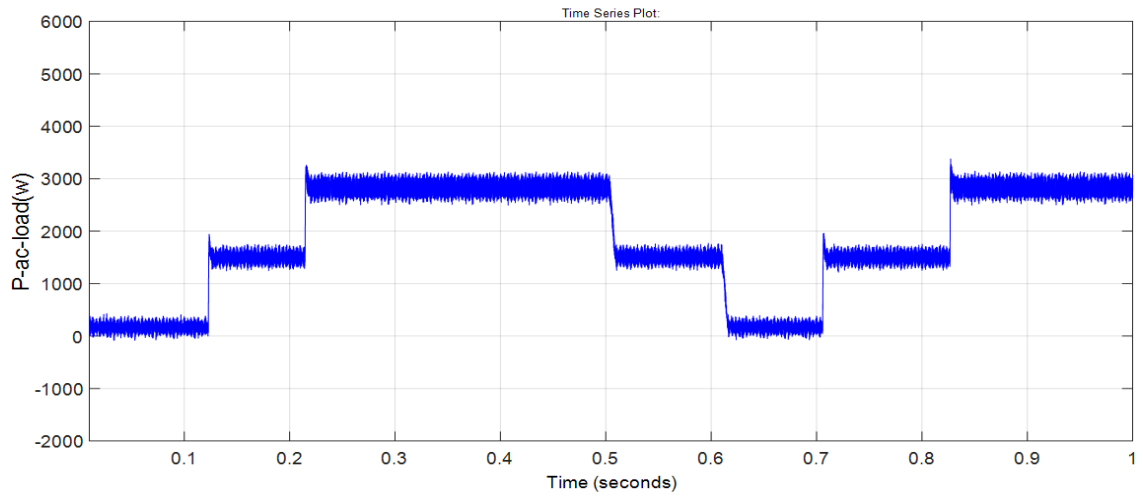
a)



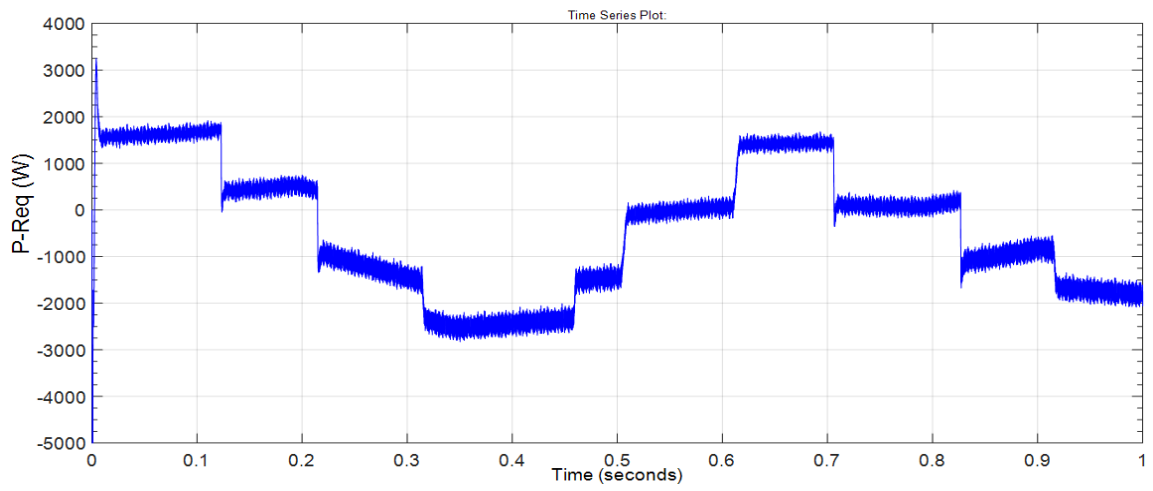
b)



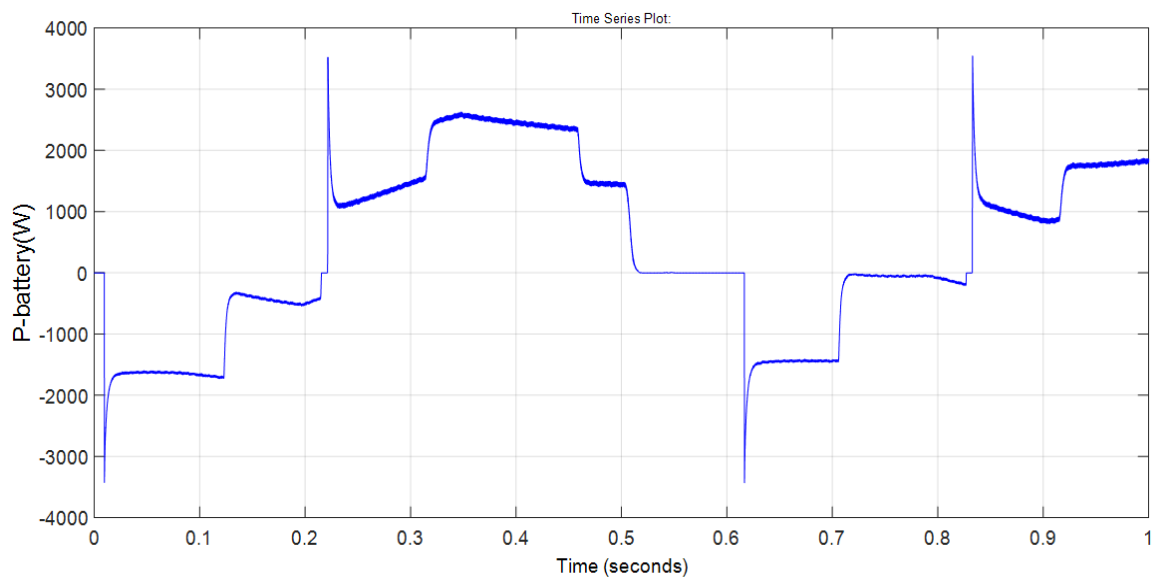
c)



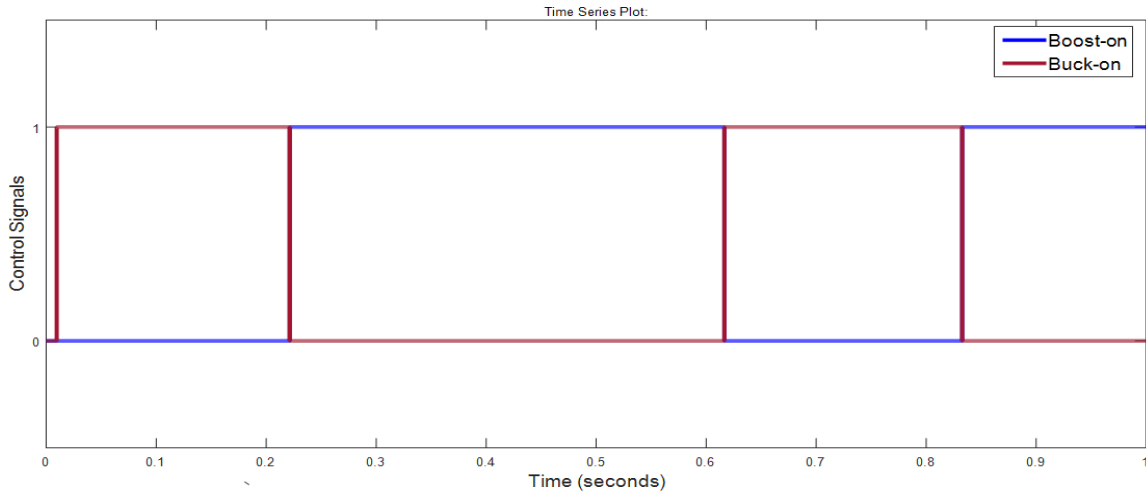
d)



e)

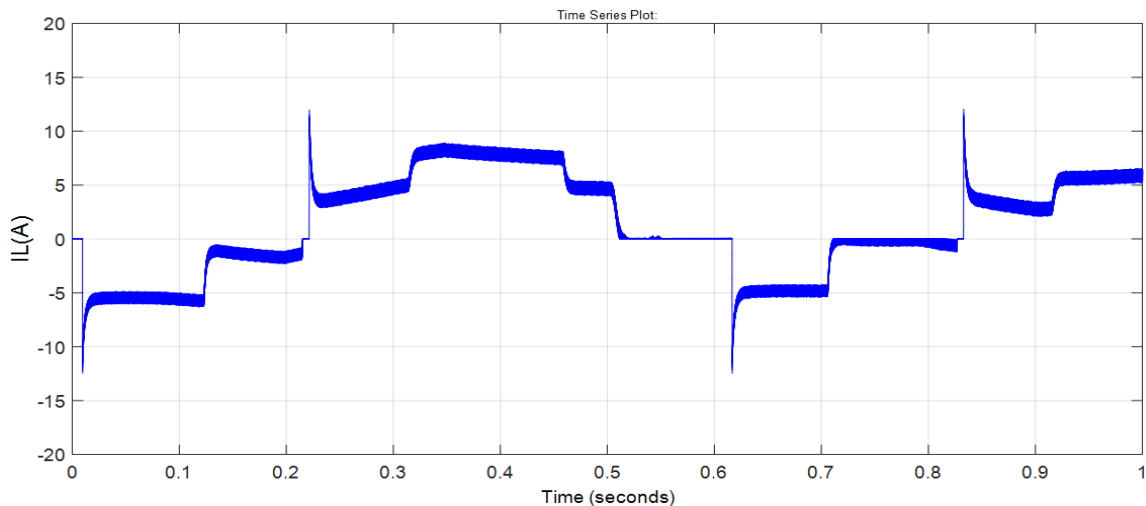


f)



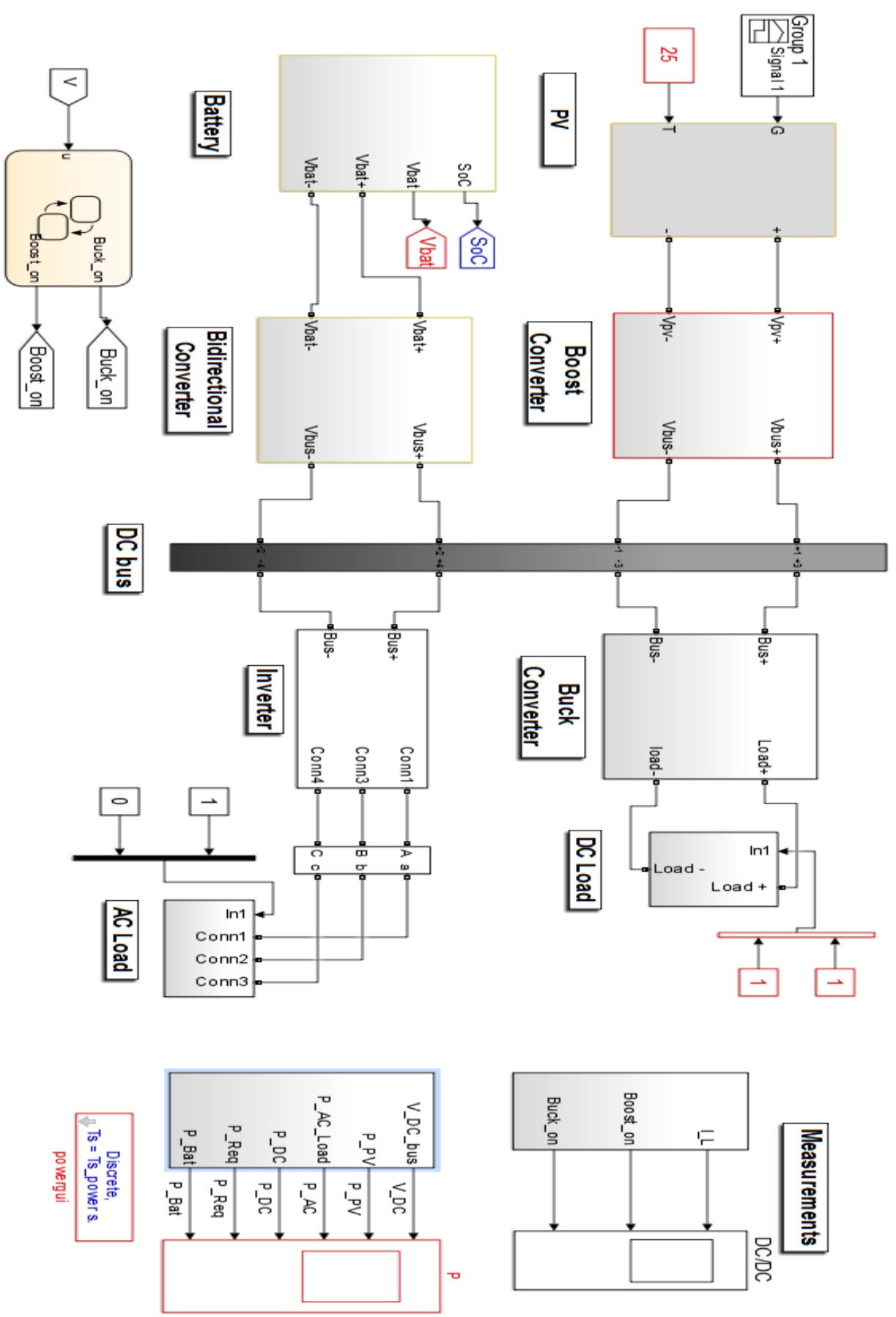
g)

Εικόνα 4.5.1 Αποτελέσματα προσομοίωσης μικροδικτύου α) τάση dc ζυγού β) Ισχύς φωτοβολταϊκής συστοιχίας P_{pv} γ) Ισχύς dc φορτίου P_{dload} δ) Ισχύς ac φορτίου P_{acload} ε) Απαιτούμενη ισχύς από την μπαταρία P_{req} · ς) Ισχύς μπαταρίας $P_{battery}$ γ) Σήματα ελέγχου



Εικόνα 4.5.2 Ρεύμα φόρτισης / εκφόρτισης της μπαταρίας

Παρατηρούμε ότι η αρχή λειτουργίας του ελέγχου του αμφίδρομου μετατροπέα ανταποκρίνεται ικανοποιητικά στις ανάγκες του συγκεκριμένου αυτόνομου μικροδικτύου. Βλέπουμε πως αυτός είναι ικανός να διατηρήσει σταθερή την τάση του dc ζυγού στα $720V$ αλλά και να ρυθμίσει σωστά την ροή ισχύος αφού όπως φαίνεται από την εικόνα 4.5.1 ισχύει ότι $P_{battery} = -P_{req}$. Όταν οι ανάγκες ισχύος των φορτίων καλύπτονται από την παραγωγή της φωτοβολταϊκής συστοιχίας τότε η μπαταρία δεν συμβάλει στην τροφοδότησή τους. Αντιθέτως, εάν υπάρχει περίσσεια ισχύος, δηλαδή όταν η φωτοβολταϊκή συστοιχία υπερκαλύπτει τις ανάγκες των φορτίων, τότε η μπαταρία αποθηκεύει την περίσσεια αυτή ισχύ. Στην περίπτωση όμως που η φωτοβολταϊκή συστοιχία δεν είναι σε θέση να καλύψει τις ανάγκες του φορτίου, είτε επειδή αυτές είναι αυξημένες είτε επειδή η παραγωγή της μειώνεται λόγω μείωσης της ηλιακής ακτινοβολίας, τότε η μπαταρία συμπληρώνει την απαιτούμενη ισχύ για την πλήρη κάλυψη των αναγκών του φορτίου.



Εικόνα 4.5.3 Αυτόνομο Μικροδίκτυο

Κεφάλαιο

5

Dc/dc Αμφίδρομος Μετατροπέας σε Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων

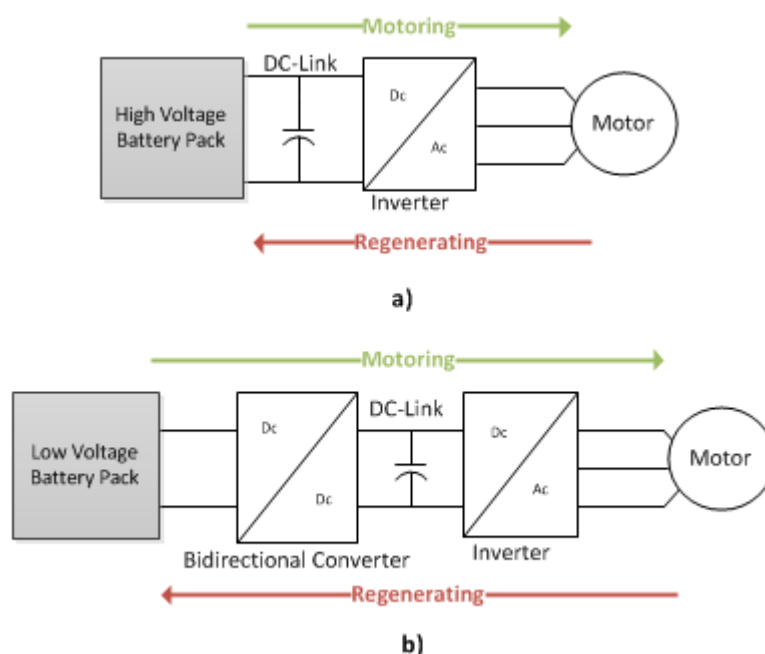
Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας ελέγχου του dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων όπου έχουμε ανατροφοδότηση ενέργειας κατά την διάρκεια πέδησης τους. Η αρχή λειτουργίας ελέγχου που παρουσιάζεται στο παρόν κεφάλαιο αποτελεί ουσιαστικά μια τροποποίηση της αρχής που παρουσιάστηκε στο τρίτο κεφάλαιο με σκοπό την καλύτερη αξιοποίηση της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας των οχημάτων. Γίνεται και εδώ η μοντελοποίηση του μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος και ελέγχεται η απόκρισή του για την συγκεκριμένη αρχή λειτουργίας. Τέλος, αναπτύσσεται και το μοντέλο του αντίστοιχου multiphase μετατροπέα και συγκρίνεται η λειτουργία του.

5.1. Ρόλος αμφίδρομου μετατροπέα σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων

Η γενική τακτική ελέγχου ενός DC/DC μετατροπέα αφορά τον έλεγχο της τάσης εξόδου του(ενότητα 3.3). Με αυτόν τον τρόπο όμως δεν επιτυγχάνεται έλεγχος του

ρεύματος που προκύπτει από συστήματος πέδησης ώστε αυτό να είναι σταθερό. Για να βελτιωθεί η απόδοση αυτού του συμβατικού τρόπου ελέγχου, η τάση του dc ζυγού του inverter ελέγχεται έτσι ώστε να κυμαίνεται μέσα σε ένα προκαθορισμένο εύρος τιμών μέσω των λειτουργιών buck και boost του DC/DC μετατροπέα διπλής ροής ισχύος. Μέσω της προτεινόμενης αυτής τακτικής ελέγχου, το ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας μπορεί να ελεγχθεί έτσι ώστε να είναι σταθερό ανεξάρτητα από την διακύμανση της ταχύτητας του κινητήρα.

Στην παρακάτω εικόνα 5.1.1 παρουσιάζεται το συγκριτικό διάγραμμα των δύο αυτών συστημάτων μετατροπής της ισχύος. Όπως φαίνεται από την εικόνα το πρώτο σύστημα μετατροπής χρησιμοποιεί μόνο μια μπαταρία υψηλής τάσης και τον inverter ενώ το δεύτερο σύστημα χρησιμοποιεί μια μπαταρία σχετικά χαμηλής τάσης, έναν DC/DC μετατροπέα για να εξυψώσει την τάση του dc ζυγού και τον inverter ο οποίος χρησιμοποιείται για την οδήγηση του κινητήρα.

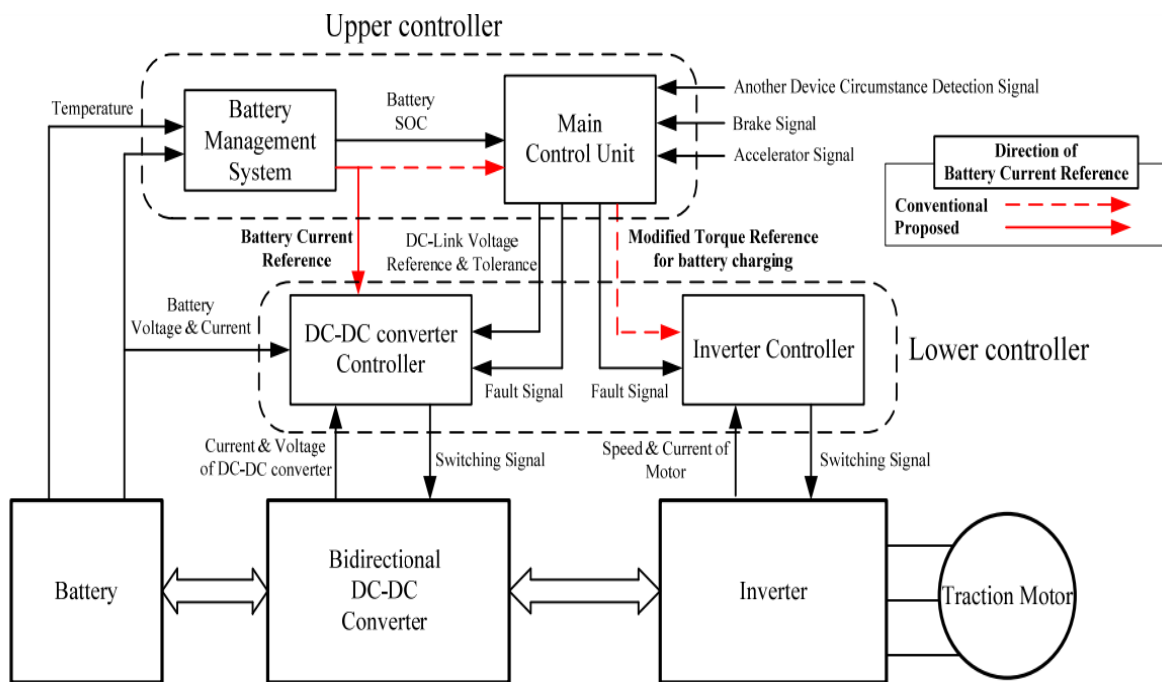


Εικόνα 5.1.1 Διάγραμμα συστήματος πρόσφυσης ηλεκτρικών οχημάτων a) Σύστημα πρόσφυσης ενός σταδίου b) Σύστημα πρόσφυσης δύο σταδίων (Bidirectional converter και inverter)

Παρατηρούμε ότι το σύστημα που αποτελείται μόνο από την μπαταρία και τον inverter έχει το πλεονέκτημα ότι η απόδοση του μπορεί να αυξηθεί βελτιστοποιώντας το σύστημα μετατροπής ισχύος. Παρόλα αυτά, μια μπαταρία υψηλής τάσης γενικά αποτελείται από μια σειρά συνδεδεμένων κελιών χαμηλής τάσης εξόδου. Έτσι όσο πιο πολλά κελιά χρησιμοποιούνται, τόσο πιο πολλά προβλήματα δημιουργούνται, όπως ανισορροπία στην τάση κάθε κελιού ή μείωση της διάρκειας ζωής της μπαταρίας. Επιπλέον το σύστημα a) της εικόνας μειονεκτεί στο ότι η τάση εξόδου μεταβάλλεται ανάλογα με το ρεύμα εξόδου, η οποία μεταβολή προκαλείται από την αντίσταση της μπαταρίας. Η μεταβολή αυτή της τάσης περιορίζει την ισχύ εξόδου του inverter και την απόδοση του ελέγχου. Προκειμένου να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα, παρουσιάζεται η χρήση της προτεινόμενης διάταξης στην εικόνα 5.1.1 b). Το σύστημα αυτό είναι πιο περίπλοκο από το προηγούμενο αλλά με ρυθμιζόμενη την τάση ανύψωσης από τον boost converter, ο κινητήρας έλξης των ηλεκτρικών οχημάτων χρησιμοποιεί

σχετικά χαμηλή τάση της μπαταρίας και μπορούν να χρησιμοποιηθούν ποικίλα συστήματα πρόσφυσης ανάλογα με την χωρητικότητα ισχύος των ηλεκτρικών οχημάτων. Επιπλέον, το σύστημα αυτό διατηρεί την τάση του dc ζυγού του inverter μέσα σε ένα εύρος ανοχής ανεξάρτητα από το ρεύμα του inverter. Η ανάγκη όμως σχετικά πολλών συσκευών που απαιτούνται για να συνθέσουν την διάταξη του σχήματος b) και το αυξημένο μέγεθος τους αποτελούν μειονέκτημα αυτής. Επιπλέον, ο dc/dc μετατροπέας πρέπει να παράγει υψηλή ισχύ για να καλύψει τις ανάγκες του συστήματος πρόσφυσης. Γνωρίζοντας όμως ότι τα μεγέθη του πυκνωτή και του πηνίου του μετατροπέα είναι ανάλογα της παραγόμενης ισχύος του, και καθώς ότι ο χώρος στα συστήματα αυτοκινήτων είναι περιορισμένος, το αυξημένο μέγεθος του πηνίου και του πυκνωτή για την συγκεκριμένη τοπολογία αποτελούν επίσης μειονέκτημα.

Στην γενική περίπτωση συστημάτων πρόσφυσης, όπως στην εικόνα 5.1.2, το σύστημα ελέγχου κατηγοριοποιείται σε άνω ελεγκτές και κάτω ελεγκτές. Οι άνω ελεγκτές διαμορφώνουν τις αναφορές ρεύματος, ροπής και τάσης σύμφωνα με την κατάσταση του οχήματος, όπως ταχύτητα, επιτάχυνση, θερμοκρασία κτλ. Οι κάτω ελεγκτές ελέγχουν τις συσκευές προκειμένου να ακολουθούν τις αναφορές που προέρχονται από τους άνω ελεγκτές. Στους άνω ελεγκτές, το BMS (battery management system) επιτελεί τον σημαντικό ρόλο του να καθορίζει το βέλτιστο ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας. Η γενική μέθοδος ελέγχου για να ακολουθείται αυτό το ρεύμα αναφοράς είναι μέσω του ελέγχου του inverter για την παραγωγή ανάστροφης ροπής.



Εικόνα 5.1.2 Διάγραμμα ροής σημάτων ελέγχου ενός συστήματος πρόσφυσης. [3]

Στην γενική αυτή μέθοδο όμως η αναφορά για το ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας εισάγεται στον inverter μέσω της αναφοράς της ροπής. Πειραματικά δημιουργείται ένας πίνακας ο οποίος αντιστοιχίζει τις τιμές αναφοράς του ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας σε τιμές αναφοράς της ροπής του κινητήρα. Έτσι, ο ελεγκτής του Inverter όταν δέχεται σήμα αναφοράς για ένα συγκεκριμένο ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας «ψάχνει» τον πίνακα αυτό και το αντιστοιχίζει σε σήμα αναφοράς της ροπής του κινητήρα. Ωστόσο, η

δημιουργία του πίνακα αυτού είναι δύσκολο και χρονοβόρα καθώς βασίζεται σε πειραματικά δεδομένα. Επιπλέον, το ρεύμα της μπαταρίας μεταβάλλεται συνεχώς λόγω της μεταβολής της ταχύτητας του κινητήρα και των παραμέτρων του. Αρνητικό στοιχείο επίσης αποτελεί το γεγονός ότι το σφάλμα μεταξύ του πραγματικού ρεύματος και του ρεύματος αναφοράς δεν μπορεί να αντισταθμιστεί καθώς αυτό ελέγχεται από ένα σύστημα ανοιχτού βρόχου και δεν υπάρχει ανάδραση αυτού μέσω κάποιου συστήματος ελέγχου κλειστού βρόχου. *Ο έλεγχος όμως για σταθερό ρεύμα του DC/DC μετατροπέα είναι σημαντικός για αποδοτική φόρτιση της μπαταρίας διότι αν το ρεύμα που προέρχεται από την πέδηση είναι κάτω από μια ορισμένη τιμή, δεν μπορεί να ιονίσει την επιφάνεια του ηλεκτροδίου της μπαταρίας και έτσι δεν μπορεί να την φορτίσει.*

Ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα της συμβατικής μεθόδου είναι ότι η ενέργεια που παράγεται από την πέδηση του κινητήρα δεν μπορεί να υπολογιστεί από το ρεύμα του dc ζυγού, καθώς η πραγματική τιμή του ρεύματος αλλοιώνεται από τα διακοπτικά του inverter καθώς και από την ηλεκτρεγερτική δύναμη του κινητήρα. Η εξαγωγή της ενεργού τιμής του ρεύματος αυτού είναι δύσκολη καθώς η συχνότητα της κυμάτωσης του ρεύματος του dc ζυγού μεταβάλλεται ανάλογα με την ταχύτητα του κινητήρα. *Προκειμένου να επιτευχθεί λοιπόν σταθερό ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας, η αναφορά του ρεύματος εισάγεται στον ελεγκτή του DC/DC μετατροπέα σε αντίθεση με την συμβατική μέθοδο όπου η αναφορά του ρεύματος εισάγεται στον ελεγκτή του inverter.* Η ενέργεια ανατροφοδότησης που παράγεται από την πέδηση μπορεί να υπολογιστεί μέσω της αύξησης της τάσης του dc ζυγού. Οι «άχρηστες» συνιστώσες του ρεύματος του dc ζυγού καταστέλλονται από τον πυκνωτή και έτσι μόνο η ενεργός τιμή της ενέργειας ανατροφοδότησης αυξάνει την τάση του ζυγού. Η αύξηση της τάσης του dc ζυγού μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$\Delta V_{dc} = \frac{1}{C} \int i_{DC}(t) dt \approx \frac{1}{C} \int I_{DC}(t) dt \quad (5.1)$$

Από την εξίσωση 5.1 προκύπτει η σχέση μεταξύ της τάσης του dc ζυγού και της ενέργειας ανατροφοδότησης ως εξής:

$$\Delta V_{dc} = \int \frac{E_{reg}}{C} \frac{1}{V_{dc}} dt \quad (5.2)$$

όπου $E_{reg} = 3 V_0 I_0 \cos \varphi$ είναι η ενέργεια ανατροφοδότησης.

Όταν ο inverter λειτουργεί στη φάση όπου ανατροφοδοτεί με ενέργεια την μπαταρία, η τάση του dc ζυγού αυξάνεται κατά ΔV_{dc} σύμφωνα με την εξίσωση 5.2.

Στην εικόνα 5.1.3 παρουσιάζεται η σύγκριση μεταξύ της συμβατικής και της προτεινόμενης μεθόδου διαχείρισης της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας από την πέδηση. Γενικά σε εφαρμογές οδήγησης ηλεκτρικών οχημάτων, αν η ανάστροφη ροπή παράγεται από τον κινητήρα, η ταχύτητα του κινητήρα σταδιακά μειώνεται. Καθώς όμως η ενέργεια ανατροφοδότησης είναι το γινόμενο της ροπής και της ταχύτητας, η ενέργεια μειώνεται επίσης σε αναλογία με την ταχύτητα. Στην συμβατική μέθοδο, επειδή η τάση του dc ζυγού ρυθμίζεται ώστε να είναι σταθερή, το ρεύμα ανατροφοδότησης επηρεάζεται

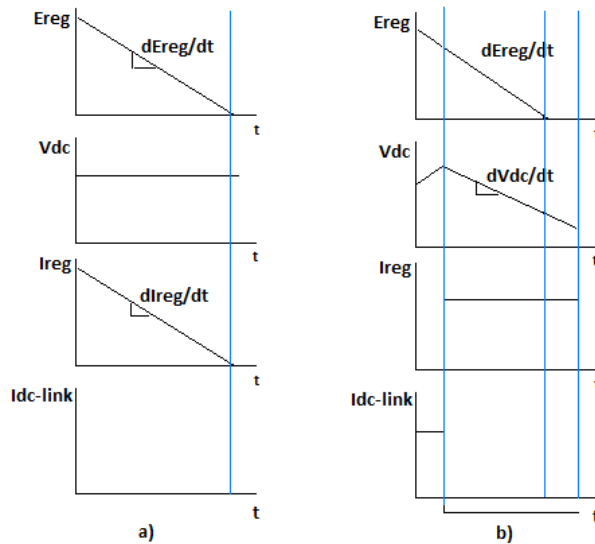
άμεσα από τις μεταβολές της ενέργειας ανατροφοδότησης. Η τιμή της ενέργειας που υπολογίστηκε στην εξίσωση 5.2 μπορεί να εκφραστεί διαφορετικά ως εξής:

$$E_{reg} = V_{dc} (I_{reg} + I_{dc-link}) = T_e \omega_r \quad (5.3)$$

όπου T_e είναι η ροπή του κινητήρα και ω_r η ταχύτητα αυτού. I_{reg} είναι το ρεύμα του dc ζυγού για φόρτιση της μπαταρίας και ($I_{reg} = D\bar{I}_{bat}$). $I_{dc-link}$ είναι το ρεύμα που ρέει στον πυκνωτή του dc ζυγού. Από την εξίσωση 5.4, το I_{reg} μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$I_{reg} = \frac{T_e \omega_r}{V_{dc}} \quad (5.4)$$

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, από την στιγμή που η τάση του ζυγού ελέγχεται ώστε να είναι διαρκώς σταθερή στην συμβατική μέθοδο, το I_{reg} μειώνεται. Αυτή η μείωση του ρεύματος κάνει το ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας να μειώνεται επίσης. Αν όμως το ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας είναι κάτω από ένα προκαθορισμένο όριο, τότε αυτό δεν μπορεί να ιονίσει την μπαταρία και έτσι απλώς ρέει. Εξαιτίας αυτού του ρεύματος που δεν μπορεί να φορτίσει την μπαταρία, η ενέργεια ανατροφοδότησης δεν μπορεί να εκμεταλλευτεί πλήρως για να φορτίσει την μπαταρία. Για να αυξήσουμε το ενεργό ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας, η dc τάση του ζυγού μειώνεται ταυτόχρονα έτσι ώστε να έχουμε σταθερό I_{reg} . Αυτή είναι η ουσιαστική διαφορά στην προτεινόμενη μέθοδος διαχείρισης της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας.



Εικόνα 5.1.3 Σύγκριση στη διαχείριση της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας μεταξύ της συμβατικής και της προτεινόμενης μεθόδου α) Συμβατική μέθοδος β) Προτεινόμενη μέθοδος

Η κλίση της τάσης του dc ζυγού κατά την φάση ανατροφοδότησης είναι ανάλογη με την μεταβολή στην ταχύτητα στην ταχύτητα του κινητήρα και παρατηρείται παραγωγίζοντας τις εξισώσεις 5.3 και 5.4. Με αυτό τον τρόπο προκύπτει η κλίση του ρεύματος του dc ζυγού για φόρτιση της μπαταρίας όπως φαίνεται στην εξίσωση 5.5.

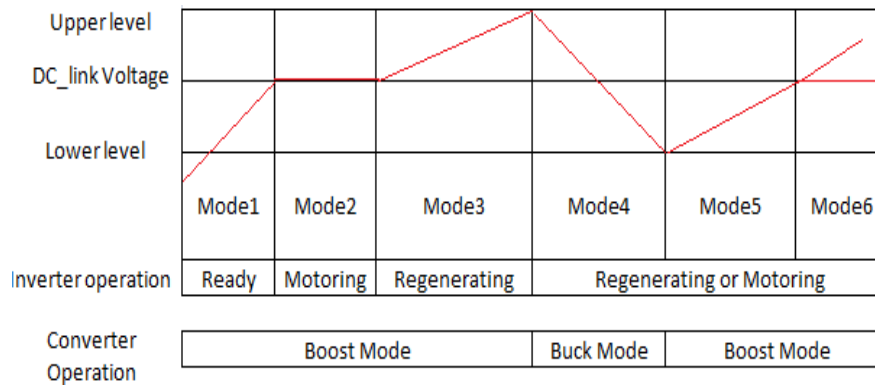
$$\frac{dE_{reg}}{dt} = T_e \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5.5)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{T_e}{I_{reg}} \frac{d\omega_r}{dt}$$

$$\frac{dI_{reg}}{dt} = \frac{T_e}{V_{dc}} \frac{d\omega_r}{dt}$$

Όπως φαίνεται και από την εικόνα 5.1.3 μπορεί να επιτευχθεί έλεγχος σταθερού ρεύματος ανεξαρτήτου ταχύτητας του κινητήρα με την προτεινόμενη αυτή μέθοδο.

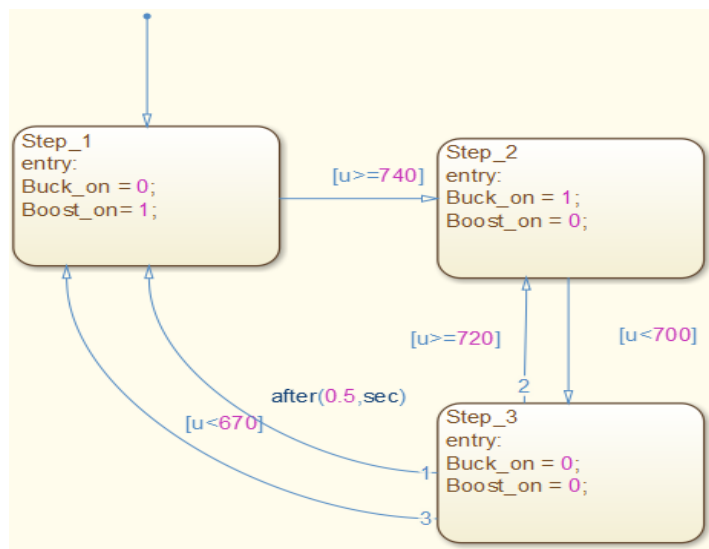
Στην εικόνα 5.1.4 παρουσιάζεται το εύρος που μπορεί να κυμανθεί η τάση του dc ζυγού ανάλογα με την λειτουργία του μετατροπέα και του inverter σύμφωνα με την προτεινόμενη μέθοδο ελέγχου. Όπως έχει ήδη αναφερθεί η λειτουργία του DC/DC μετατροπέα μεταβάλλεται ανάλογα με την τάση του dc ζυγού. Κάθε μεταβολή στην τάση του ζυγού μπορεί να χωριστεί σε έξι καταστάσεις. Οι καταστάσεις 1, 2, 3, 5, 6 είναι boost λειτουργίες του μετατροπέα ενώ η κατάσταση 4 είναι buck. Η κατάσταση 1 προετοιμάζει την λειτουργία για κατάλληλη τάση του dc ζυγού του inverter. Αν η τάση του dc ζυγού φτάσει την τιμή αναφοράς, τότε η κατάσταση 1 τελειώνει και ξεκινάει η κατάσταση 2.



Εικόνα 5.1.4 Το εύρος διακύμανσης της τάσης του dc ζυγού ανάλογα με την λειτουργία του μετατροπέα και του inverter

5.2. Αρχή λειτουργίας ελέγχου dc/dc bidirectional converter για έλεγχο ρεύματος κατά την buck λειτουργία

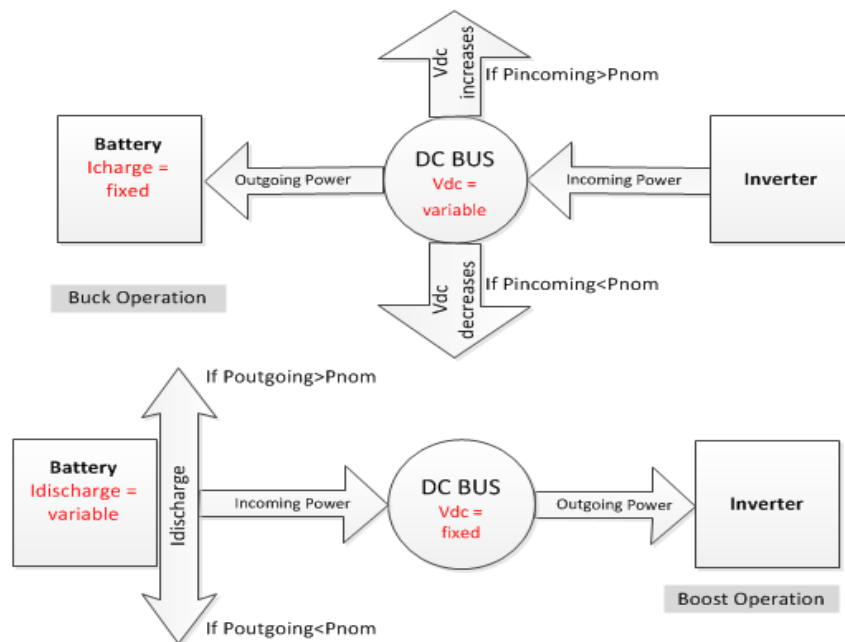
Στην περίπτωση που απαιτείται έλεγχος του ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας ώστε η φόρτιση της να γίνεται με σταθερό ρεύμα, όπως στην περίπτωση που περιγράφηκε παραπάνω, τότε μπορούμε να τροποποιήσουμε την λογική λειτουργίας του ελέγχου που του μετατροπέα περιγράφηκε στην ενότητα 3.3 και συνεπώς την δομή του stateflow chart. Στην εικόνα 5.2.1. φαίνεται η δομή του stateflow chart ώστε να επιτυγχάνεται έλεγχος του ρεύματος φόρτισης κατά την buck λειτουργία του μετατροπέα.



Εικόνα 5.2.1 Stateflow chart – Έλεγχος ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας.

Η λογική λειτουργίας του ελέγχου στην περίπτωση αυτή έχει ως εξής: έστω ότι ο inverter ζητάει ισχύ από την μπαταρία, δηλαδή έχουμε ροή ισχύος προς τον inverter και άρα ο μετατροπέας βρίσκεται σε boost λειτουργία. Τότε ενεργοποιείται το Step_1 του stateflow chart και έτσι έχουμε έλεγχο τάσης του dc ζυγού από τον boost controller και άρα σταθερή τάση V στα 720V. Αν τώρα η ισχύς που ζητάει το φορτίο αρχίσει να πέφτει, τότε η τάση του dc ζυγού θα αρχίσει να αυξάνεται. Όταν η τάση αυτή φτάσει το ανώτατο επιτρεπτό όριο των 740V τότε όπως βλέπουμε από την εικόνα 3.3.2, θα ενεργοποιηθεί το Step_2 του διαγράμματος δηλαδή η buck λειτουργία του μετατροπέα. Ταυτόχρονα αυτό σημαίνει ότι η ισχύς από θετική που ήταν, μειώθηκε σταδιακά μέχρι που μηδενίστηκε και τελικά έγινε αρνητική. Σε αυτή τη φάση έχουμε ροή ισχύος προς την μπαταρία και έλεγχο του ρεύματος φόρτισης αυτής στα 7A. Εάν η ισχύς που δίνει ο inverter αρχίσει να πέφτει, τότε η τάση του dc ζυγού θα αρχίσει να πέφτει. Όταν αγγίξει τα 700V τότε θα ενεργοποιηθεί το Step_3 του διαγράμματος και όπως βλέπουμε από την εικόνα δεν ενεργοποιείται καμία λειτουργία του μετατροπέα και αυτός βγαίνει ουσιαστικά εντελώς εκτός λειτουργίας. Σε αυτή την περίπτωση έχουμε δύο ενδεχόμενα. Εάν η ισχύς που δίνει ο inverter συνεχίσει να πέφτει τότε η τάση του ζυγού θα αρχίσει να μειώνεται πιο γρήγορα πλέον και όταν αγγίξει το κατώτατο όριο των 670V ενεργοποιείται και πάλι το Step_1 του διαγράμματος, δηλαδή η boost λειτουργία του μετατροπέα. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι ο inverter σταμάτησε να τροφοδοτεί με ισχύ την μπαταρία και πλέον «ζητάει» ισχύ από αυτή. Δηλαδή, η ισχύς από αρνητική που ήταν αρχικά, άρχισε να μειώνεται, δηλαδή να πλησιάζει το μηδέν, μηδενίστηκε και τελικά έγινε θετική. Το άλλο ενδεχόμενο είναι, ενώ βρισκόμαστε στο Step_3, η ισχύς που έδινε ο inverter να αρχίσει να αυξάνεται και πάλι οπότε η τάση να αρχίσει και αυτή να αυξάνεται. Αυτό σημαίνει ότι πρέπει να ξαναμεταβεί σε buck λειτουργία ο μετατροπέας. Γι αυτό και όταν η τάση ξεπεράσει τα 720V ενεργοποιείται και πάλι το Step_2 του διαγράμματος και άρα η buck λειτουργία του μετατροπέα..

Στην παρακάτω εικόνα 5.2.2 παρουσιάζεται συνοπτικά η ροή ισχύος στον dc ζυγό καθώς και η επίδραση του ισοζυγίου ισχύος στην λειτουργία του μετατροπέα.



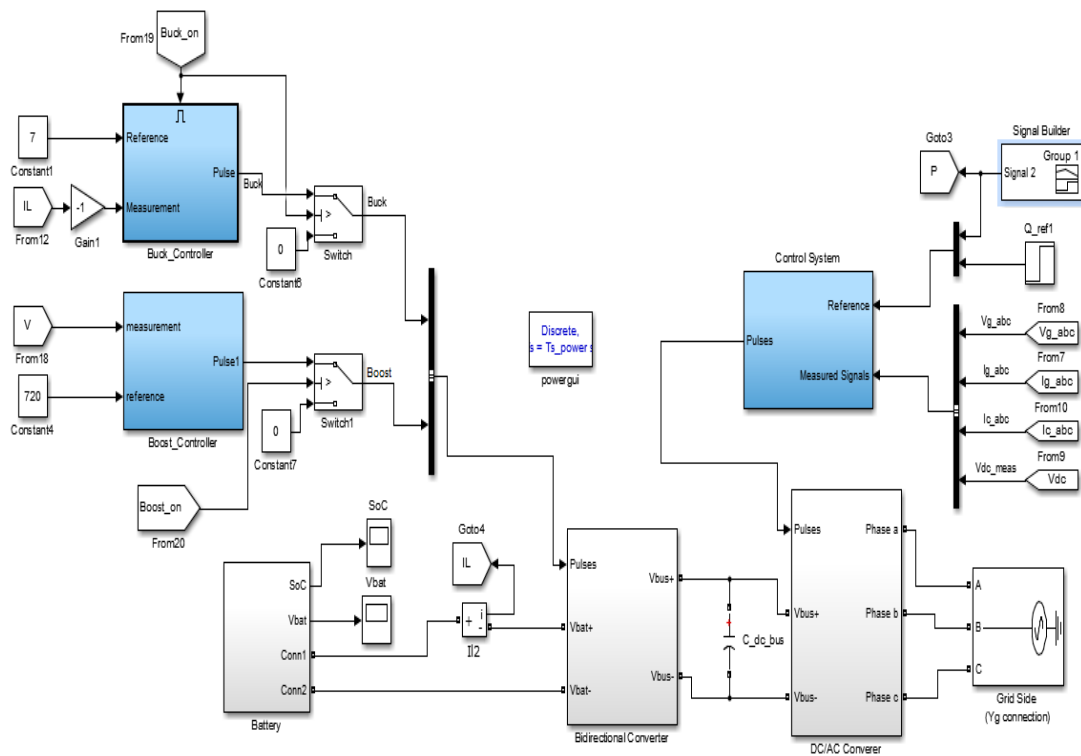
Εικόνα 5.2.2 Ροή ισχύος στον dc ζυγό και επίδραση του ισοζυγίου ισχύος στην λειτουργία της διάταξης

Όπως φαίνεται από την εικόνα 5.2.2, κατά την buck λειτουργία όταν η εισερχόμενη στον ζυγό ισχύς είναι μεγαλύτερη της ονομαστικής η τάση στον dc ζυγό αυξάνεται και όταν είναι μικρότερη η τάση μειώνεται. Αυτό γιατί η μπαταρία απορροφάει σταθερή ισχύ 2100W, αφού φορτίζεται με σταθερό ρεύμα 7A, και κάθε άλλη εισερχόμενη ισχύς στον ζυγό χαλάει το ισοζύγιο ισχύος με αποτέλεσμα η διαφορά αυτή στις ισχύς να εμφανίζεται ως αλλαγή στην τάση. Όταν η εισερχόμενη ισχύς είναι ίση με την εξερχόμενη τότε ικανοποιείται το ισοζύγιο ισχύος και έχουμε σταθερή τάση 720V στον dc ζυγό. Κατά την boost λειτουργία ανάλογα με την εξερχόμενη από τον dc ζυγό ισχύ, η μπαταρία μεταβάλλει το ρεύμα εκφόρτισης της προκειμένου να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις ισχύος του inverter. Όταν δηλαδή η εξερχόμενη ισχύς είναι μεγαλύτερη των 2100W το ρεύμα εκφόρτισης της είναι μεγαλύτερο των 7A. Αντίθετα όταν είναι μικρότερη των 2100W το ρεύμα πέφτει κάτω από τα 7A. Η μεταβολή αυτή στο ρεύμα γίνεται γιατί κατά την boost λειτουργία κρατείται από τον έλεγχο σταθερή η τάση του dc ζυγού οπότε η διαφορά στο ισοζύγιο ισχύος τώρα ουσιαστικά «εκτονώνεται» στο ρεύμα εκφόρτισης της μπαταρίας. Όταν το ισοζύγιο ικανοποιείται τότε έχουμε ονομαστικό ρεύμα εκφόρτισης στην μπαταρία.

5.3. Μοντελοποίηση dc/dc Bidirectional converter για έλεγχο ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας

Στην παρούσα ενότητα ελέγχεται η συμπεριφορά του αμφίδρομου μετατροπέα για την περίπτωση όπου έχουμε έλεγχο ρεύματος κατά την buck λειτουργία του. Όταν έχουμε λειτουργία buck converter ενεργοποιείται ο buck controller, ο οποίος έχει και τον έλεγχο του ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας έτσι ώστε η φόρτιση να γίνεται με σταθερό ρεύμα 7A. Όταν όμως έχουμε λειτουργία boost converter ενεργοποιείται ο boost controller, ο οποίος έχει τον έλεγχο της τάσης του dc ζυγού ώστε αυτή να είναι σταθερή στα 720V.

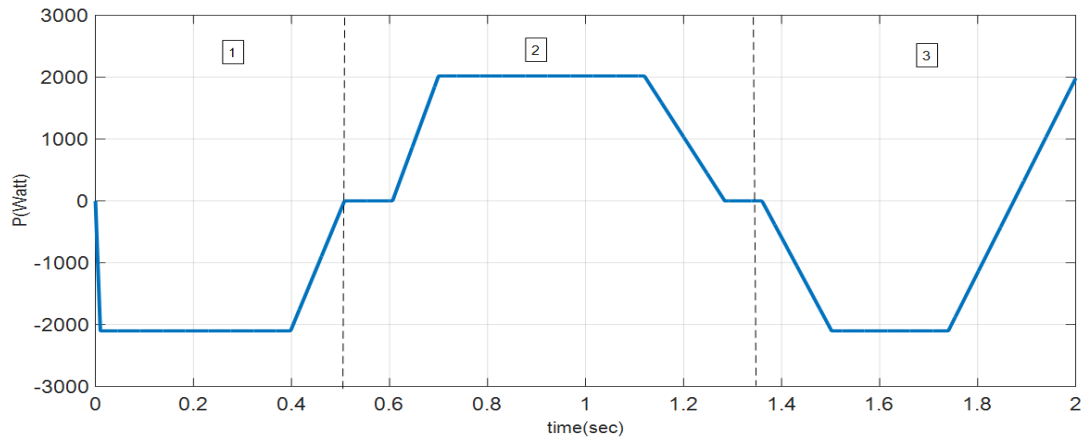
Προς το σκοπό αυτό εισάγεται ο ελεγκτής ρεύματος στην θέση του ελεγκτή τάσης για την buck λειτουργία στο κύκλωμα της εικόνας 3.4.2. Στην παρακάτω εικόνα 5.3.1 παρουσιάζεται ο αμφίδρομος μετατροπέας όπου το φορτίο, το οποίο θα μπορούσε για παράδειγμα να είναι ένα ηλεκτρικό όχημα, προσομοιώνεται μεταβάλλοντας την ισχύ που απορροφάει ή δίνει ο inverter στην προσπάθεια του να επιτύχει οδήγηση της μηχανής. Θεωρούμε δηλαδή ότι όταν η ισχύς αυξάνεται με σταθερό ρυθμό ο κινητήρας βρίσκεται στην φάση επιτάχυνσης και όταν αυτή σταθεροποιηθεί σε μια συγκεκριμένη τιμή ο κινητήρας σταθεροποιεί την ταχύτητά του. Και στις δύο αυτές περιπτώσεις όπου η ισχύς είναι θετική, η μπαταρία τροφοδοτεί με ισχύ τον inverter και ο μετατροπέας βρίσκεται σε buck λειτουργία. Όταν όμως η ισχύς αρχίσει και μειώνεται, τότε θεωρούμε ότι ο κινητήρας βρίσκεται στην φάση επιβράδυνσης, δηλαδή η ταχύτητά του αρχίζει και μειώνεται, που σημαίνει ότι έχουμε ανατροφοδότηση ενέργειας. Σε αυτή την περίπτωση ο κινητήρας «δίνει» ενέργεια στην μπαταρία και ο μετατροπέας μεταβαίνει σε buck λειτουργία. Δηλαδή, θέτοντας ένα προφίλ ισχύος σαν είσοδο στον inverter καταφέρνουμε να δημιουργήσουμε ένα προφίλ ταχύτητας του κινητήρα



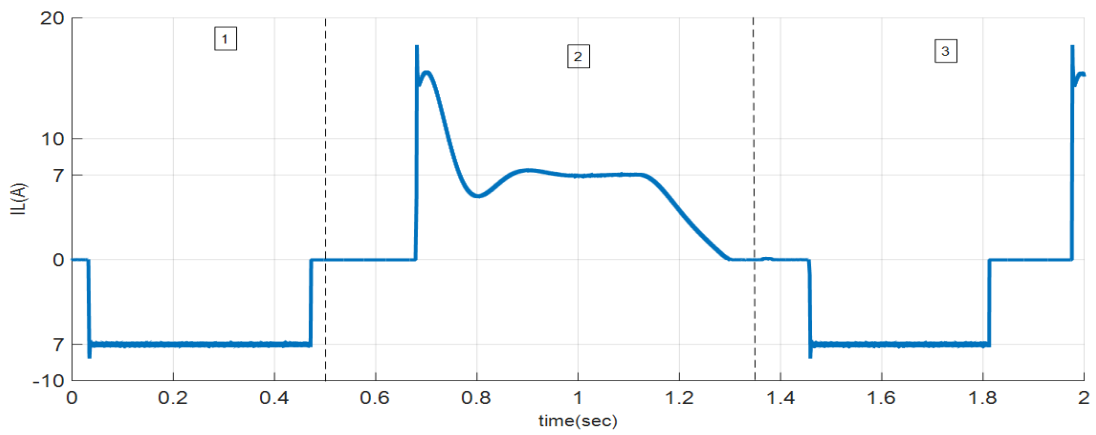
Εικόνα 5.3.1 Dc/dc bidirectional converter για έλεγχο ρεύματος κατά την buck λειτουργία

Στην εικόνα 5.3.2 φαίνονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης της διάταξης για το ίδιο προφίλ ισχύος της εικόνας 3.4.3 . Όπως βλέπουμε από την εικόνα κατά την φάση 1 η ισχύς του inverter ξεκινώντας από το μηδέν μειώνεται σταδιακά για να σταθεροποιηθεί στα -2100W για διάστημα 0.4sec. Κατά το χρονικό αυτό διάστημα βλέπουμε ότι είναι ενεργοποιημένο το σήμα Buck_on και συνεπώς ο μετατροπέας βρίσκεται σε buck λειτουργία αφού ο inverter πρέπει να τροφοδοτήσει με ισχύ την μπαταρία. Το ρεύμα IL φόρτισης της μπαταρίας είναι στα -7A αφού κρατείται σταθερό από τον buck-controller . Όσον αφορά την τάση του dc ζυγού κατά τη διάρκεια της φάσης 1 βλέπουμε ότι παραμένει σταθερή στα 720V. Αυτό συμβαίνει γιατί ικανοποιείται το ισοζύγιο ισχύος

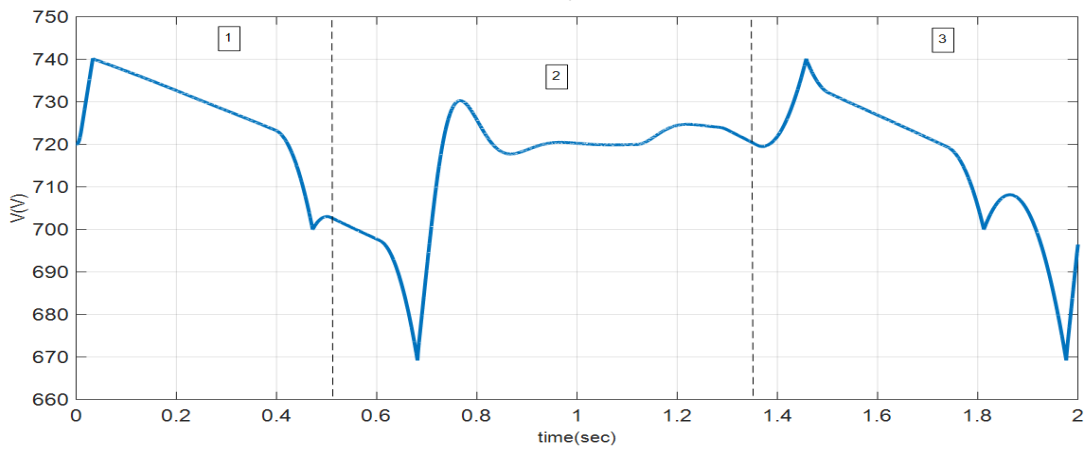
στον dc ζυγό. Δηλαδή, η ισχύς των $2100W$ που εισέρχεται στον ζυγό απορροφάται από την μπαταρία ισόποσα αφού η τάση της μπαταρίας είναι $300V$ και έτσι η ισχύς που απορροφάει είναι $300V * 7A = 2100W$. Στην συνέχεια βλέπουμε ότι η ισχύς αρχίζει και μειώνεται για να μηδενιστεί στα 0.5 sec και να παραμείνει μηδενική μέχρι τα 0.6 sec . Παρακολουθώντας την τάση βλέπουμε ότι από την στιγμή που αρχίζει να μειώνεται η ισχύς αυτή αρχίζει να μειώνεται επίσης όπως και ήταν αναμενόμενο άλλωστε αφού χαλάει το ισοζύγιο ισχύος στον dc ζυγό: η μπαταρία φορτίζεται με σταθερή ισχύ $2100W$ και στον ζυγό εισέρχεται ισχύς μικρότερη των $2100W$ με αποτέλεσμα η τάση να μειώνεται. Όταν αγγίξει τα $700V$ ο μετατροπέας βγαίνει εκτός λειτουργίας αφού όπως φαίνεται δεν είναι κανένα από τα σήματα buck-on ή boost-on ενεργοποιημένα. Βρισκόμαστε δηλαδή στην φάση step-3 του stateflow διαγράμματος και στην αντίστοιχη φάση 2 του σχήματος. Το ρεύμα της μπαταρίας IL μηδενίζεται στην αρχή της φάσης αυτής αφού δεν υπάρχει ροή ισχύος προς καμία κατεύθυνση. Κατά το διάστημα αυτό, δηλαδή μεταξύ 0.5sec και 0.7 sec η τάση του dc ζυγού μειώνεται γρήγορα αφού πρακτικά είναι ανεξέλεγκτη και ειδικά μετά τα 0.6sec όπου η ισχύς του μετατροπέα γίνεται θετική και αρχίζει και αυξάνεται, αυτή αρχίζει και πέφτει ακόμα πιο γρήγορα όπως φαίνεται και από την έντονη κλίση της V. Αυτό γιατί πλέον ο inverter «ζητάει» ισχύ από την μπαταρία και αφού αυτή δεν μπορεί να του δώσει, ο dc/dc μετατροπέας όντας εκτός λειτουργίας δεν επιτρέπει την ροή ισχύος, η τάση του dc ζυγού αναγκαστικά πέφτει. Όταν φτάσει τα $670V$ στα 0.7sec που είναι το κατώτατο επιτρεπτό όριο της τάσης ενεργοποιείται το step_1 του stateflow διαγράμματος και ο μετατροπέας μεταβαίνει σε boost λειτουργία. Η τάση του dc ζυγού τώρα αρχίζει και αυξάνεται για να σταθεροποιηθεί στα $720V$ όπως και αναμέναμε αφού ο boost controller έχει τον έλεγχο της τάσης του dc ζυγού. Το ρεύμα εκφόρτισης της μπαταρίας είναι στα $7A$, όπως ιδανικά θα θέλαμε, αφού ο inverter ζητάει $2100W$ με σταθερή τάση $720V$ και επομένως $I = P/V = 2100W/720V = 7A$. Όταν τώρα στα 1.1sec η ισχύς αρχίζει και μειώνεται βλέπουμε πως το ίδιο κάνει και το ρεύμα εκφόρτισης της μπαταρίας αφού η τάση δεν μπορεί να μειωθεί καθώς κρατείται σταθερή από τον boost controller. Αυτή η εικόνα παραμένει ίδια μέχρι το σημείο που το ρεύμα μηδενίζεται και αυτό μαζί με την ισχύ και όταν πλέον αυτή αρχίσει και γίνεται αρνητική τότε αναγκαστικά η τάση του dc ζυγού αυξάνεται αφού ο inverter κάπου πρέπει να «διοχετεύσει» την ισχύ του. Έχουμε μεταβεί λοιπόν στην φάση 3 του σχήματος. Φτάνοντας τώρα η τάση του dc ζυγού τα $740V$ ενεργοποιείται η buck λειτουργία και έχουμε επανάληψη της διαδικασίας που περιγράφηκε παραπάνω.



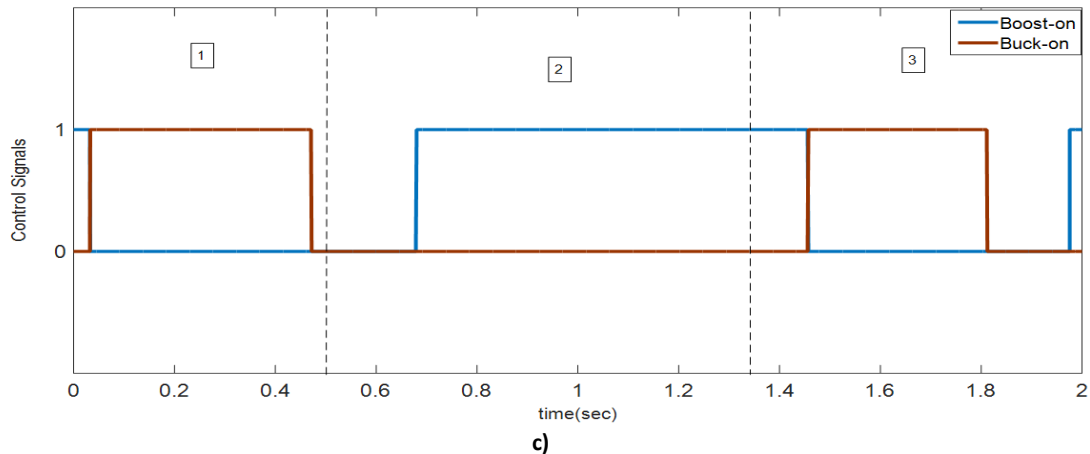
Εικόνα 5.3.2 Προφίλ Ισχύος



a)

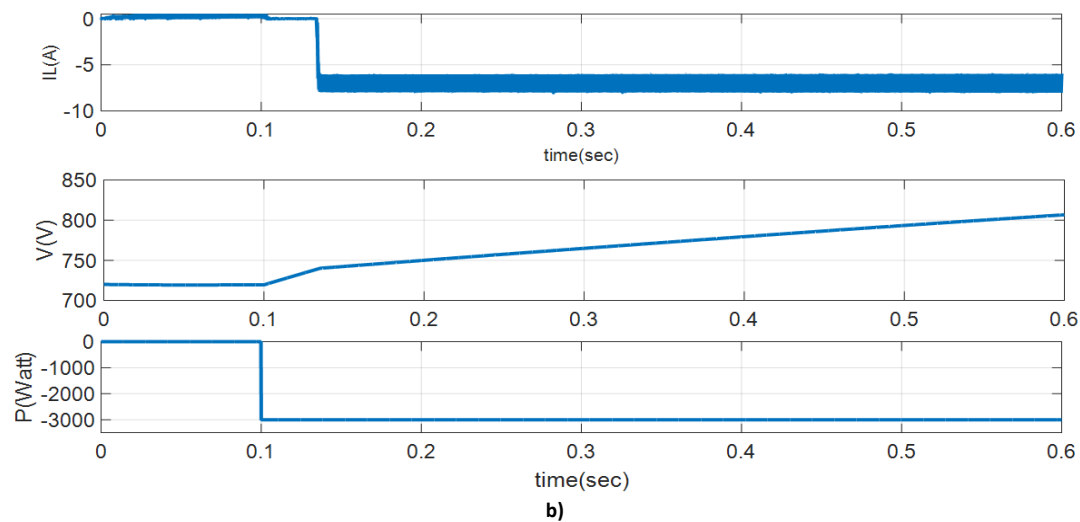
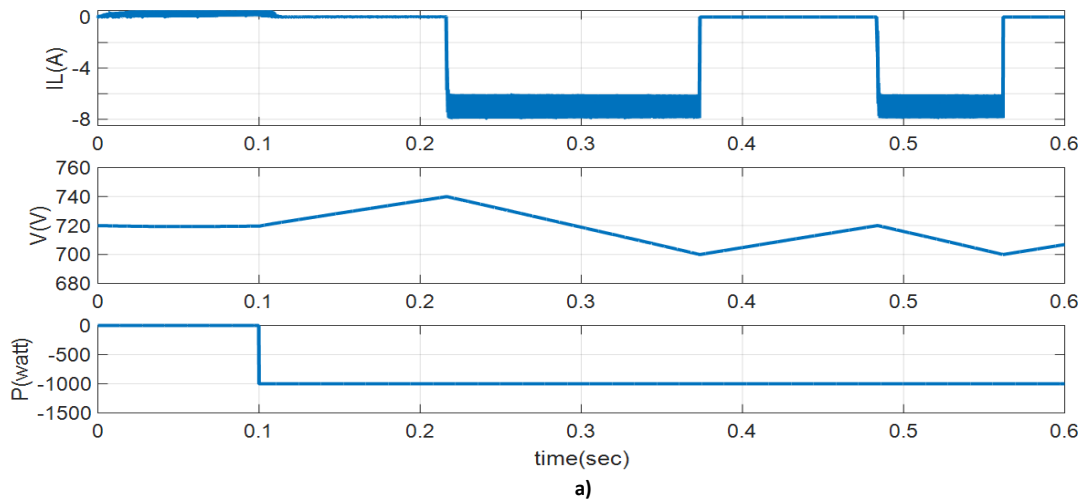


b)



Εικόνα 5.3.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης για ένα τυχαίο προφίλ ισχύος και $C_{dc_bus}=3mF$.
 a) Ρεύμα πηνίου b) Τάση στον dc ζυγό c) Σήματα Ελέγχου

Όπως βλέπουμε από την εικόνα 5.3.4 επιβάλλεται μια βηματική μεταβολή στην ισχύ του αμφίδρομου μετατροπέα προκειμένου να ελέγξουμε αναλυτικότερα την απόκριση του κατά την buck λειτουργία του, όπου διαφοροποιούνται λίγο τα πράγματα. Όπως έχει αναφερθεί κατά την buck λειτουργία ο buck controller έχει τον έλεγχο του ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας ώστε η φόρτιση να γίνεται με σταθερό ονομαστικό ρεύμα 1C (δηλαδή 7A). Έτσι δεν μπορεί η μπαταρία να μεταβάλλει το ρεύμα φόρτισής της προκειμένου να ικανοποιήσει το ισοζύγιο ισχύος όπως στην boost λειτουργία. Στην a) περίπτωση όπου ο inverter τροφοδοτεί με χαμηλότερη ισχύ την μπαταρία βλέπουμε ότι σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας της διάταξης έχουμε μια συνεχή μετάβαση μεταξύ της buck λειτουργίας και της μη λειτουργίας του μετατροπέα. Αυτό γιατί από την στιγμή που η ισχύς που εισέρχεται στον dc ζυγό είναι χαμηλότερη από αυτή που απορροφάει η μπαταρία η τάση διαρκώς πέφτει. Όταν φτάνει τα 700V ο μετατροπέας βγαίνει εκτός λειτουργίας (step_3) και έτσι η τάση ανεβαίνει ξανά. Την στιγμή που φτάνει τα 720V ενεργοποιείται και πάλι η buck λειτουργία και η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται διαρκώς. . Σαν αποτέλεσμα, αυτές οι διαρκείς μεταβάσεις του ρεύματος μεταξύ 0A και 7A που φαίνονται στην εικόνα a), έχουν τον υποβιβασμό της διάρκειας ζωής της μπαταρίας. Οι μεταβάσεις αυτές θα μπορούσαν να περιοριστούν εάν αυξάναμε την τιμή του πυκνωτή του dc_ζυγού ή εάν κατεβάζαμε το όριο μετάβασης της τάσης από το step_2 στο step_3 του stateflow chart από 700V σε πχ 680V. Υπάρχει ακόμα η δυνατότητα να μεταβάλλεται το ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας ανάλογα με τον ρυθμό μείωσης της τάσης του dc ζυγού. Δηλαδή, όταν η κλίση της τάσης του dc ζυγού αυξάνεται τότε θα μπορούσαμε να μειώνουμε το ρεύμα με το οποίο φορτίζεται η μπαταρία. Με αυτόν τον τρόπο δεν θα μειωνόταν η τάση του dc ζυγού και δεν θα είχαμε αυτές τις διαρκείς εναλλαγές.



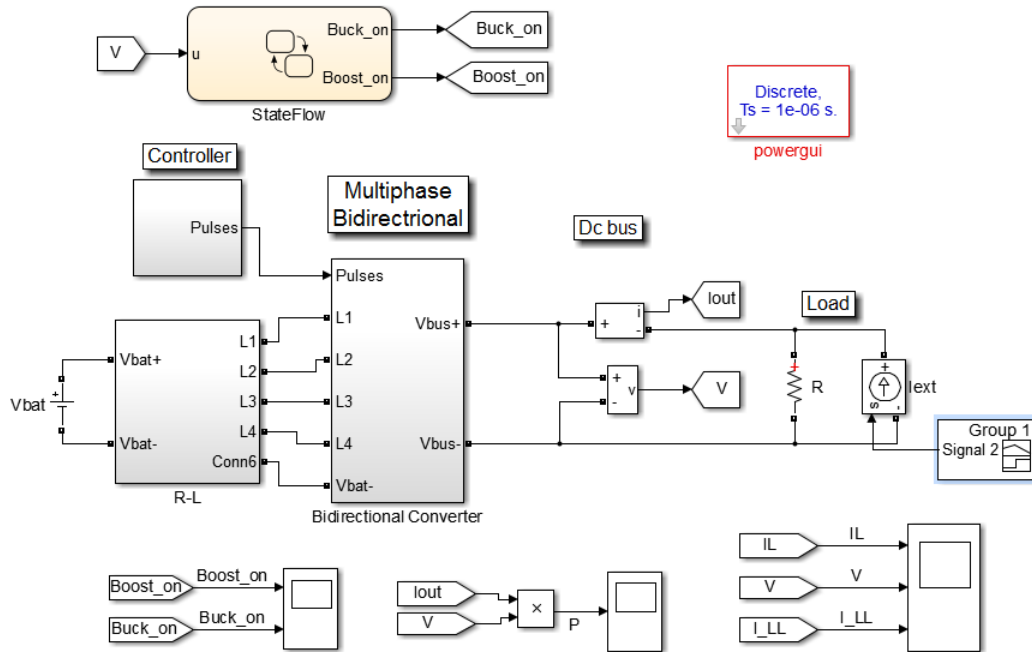
Εικόνα 5.3.4 Απόκριση στην buck λειτουργία.
 a) Βηματική μεταβολή στην ισχύ από 0W σε -1000W
 b) Βηματική μεταβολή στην ισχύ από 0W σε -3000W

Όταν όμως η ισχύς που δίνει ο inverter είναι υψηλότερη της ονομαστικής b) τότε η κατάσταση αλλάζει και πάλι. Η υψηλότερη αυτή ισχύς αναγκάζει τώρα την τάση του dc ζυγού να αυξηθεί οπότε, σε αντίθεση με πριν, δεν έχουμε αυτές τις διαρκείς μεταβάσεις. Το μόνο στο οποίο μπορεί να επηρεάσει αυτή η αύξηση της τάσης είναι η καθυστέρηση μετάβασης στην επόμενη κατάσταση λειτουργίας, αφού μέχρι να πέσει η τάση στα 700V θα χρειαστεί περισσότερο χρόνο.

Παρατηρούμε λοιπόν ότι στην περίπτωση που έχουμε έλεγχο ρεύματος κατά την buck λειτουργία του μετατροπέα, η τάση δεν είναι σταθερή με αποτέλεσμα να απαιτείται ιδιαίτερος χειρισμός των διακυμάνσεων της, ώστε αυτές να μην επηρεάσουν την ορθή λειτουργία της διάταξης που αυτός εντάσσεται. Έτσι στην περίπτωση αυτή πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στην τιμή του πυκνωτή του dc ζυγού αλλά και στις προκαθορισμένες τιμές της τάσης (μέγιστη και ελάχιστη) μέσα στις οποίες αυτή μπορεί να διακυμανθεί. Η επίδραση της τιμής του πυκνωτή επαληθεύεται και παρακάτω.

5.4. Μοντελοποίηση Multiphase dc/dc Bidirectional Converter

Στην παρακάτω εικόνα 5.4.1 παρουσιάζεται η υλοποίηση του dc/dc multiphase bidirectional μετατροπέα για έλεγχο ρεύματος κατά την buck κατάσταση λειτουργίας του.

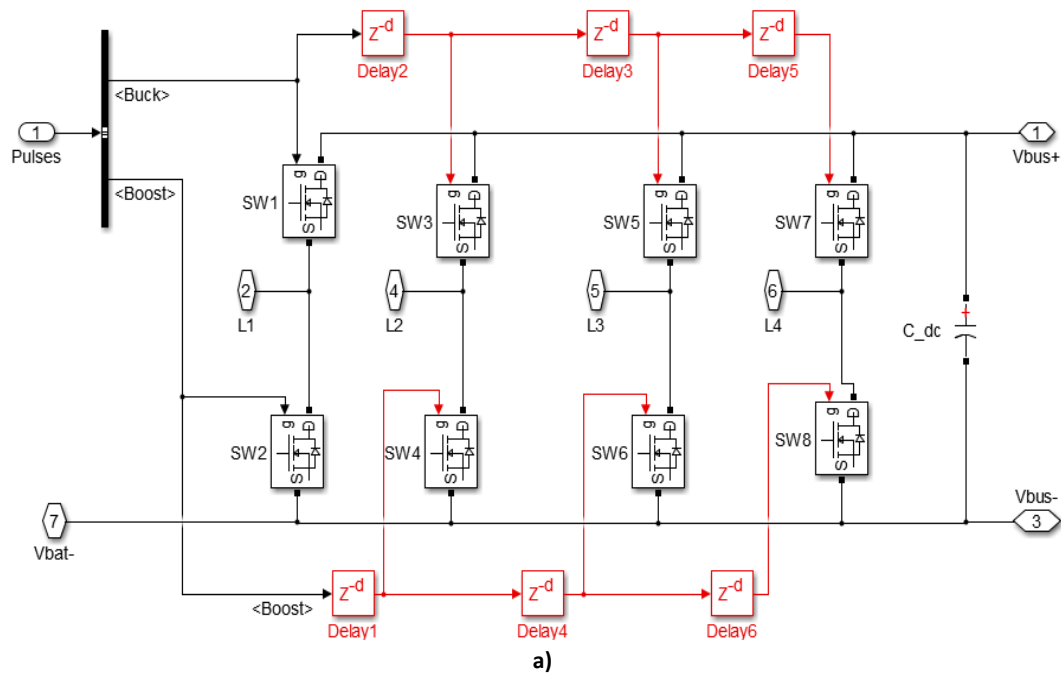


Εικόνα 5.4.1 Dc/dc multiphase μετατροπέας αμφίδρομης ροής ισχύος συνδεδεμένος παράλληλα με ωμικό φορτίο και ελεγχόμενη πηγή ρεύματος.

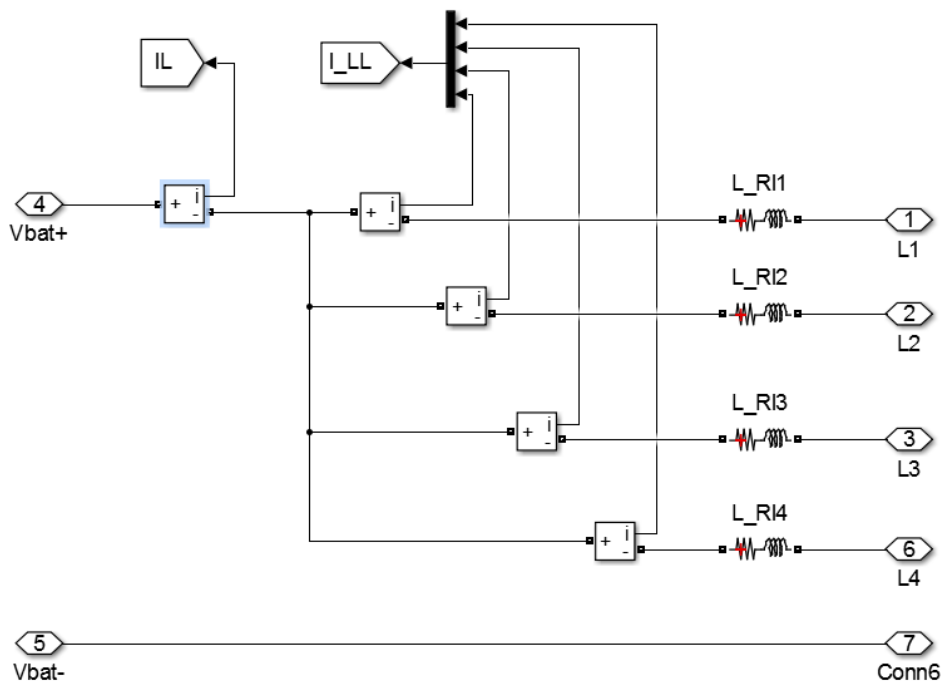
Προκειμένου να υλοποιηθεί ο multiphase μετατροπέας, οι παλμοί που στέλνονται από τους ελεγκτές πρέπει να κατανομηθούν στις τέσσερις φάσεις ως εξής: τα ρεύματα πρέπει να έχουν διαφορά φάσης $360^\circ / 4 = 90^\circ$ μεταξύ τους οπότε οι παλμοί μεταξύ των φάσεων πρέπει να έχουν την εξής χρονική καθυστέρηση:

$$Time_{phase-delay} = \frac{90 * T_{sw}}{360} \text{ (number of samples)} \quad (5.6)$$

όπου T_{sw} είναι η διακοπτική περίοδος και T_{spower} είναι η περίοδος του χρόνου δειγματοληψίας (καθώς έχουμε fixed-step solver στο Simulink). Η υλοποίηση της καθυστέρησης αυτής μεταξύ των παλμών γίνεται με τη βοήθεια του block delay του Simulink. Ο έλεγχος του multiphase μετατροπέα είναι ο ίδιος με τον έλεγχο του απλού: έχουμε και πάλι δύο διαφορετικούς ελεγκτές για κάθε κατάσταση λειτουργίας με τους άνω διακόπτες ενεργοποιημένους να υποδηλώνουν buck λειτουργία και τους κάτω να υποδηλώνουν boost λειτουργία. Η μόνη διαφορά είναι πως οι παλμοί κάθε ελεγκτή στέλνονται στις φάσεις με την καθυστέρηση που υπολογίστηκε παραπάνω έτσι ώστε να έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης 90° .



a)

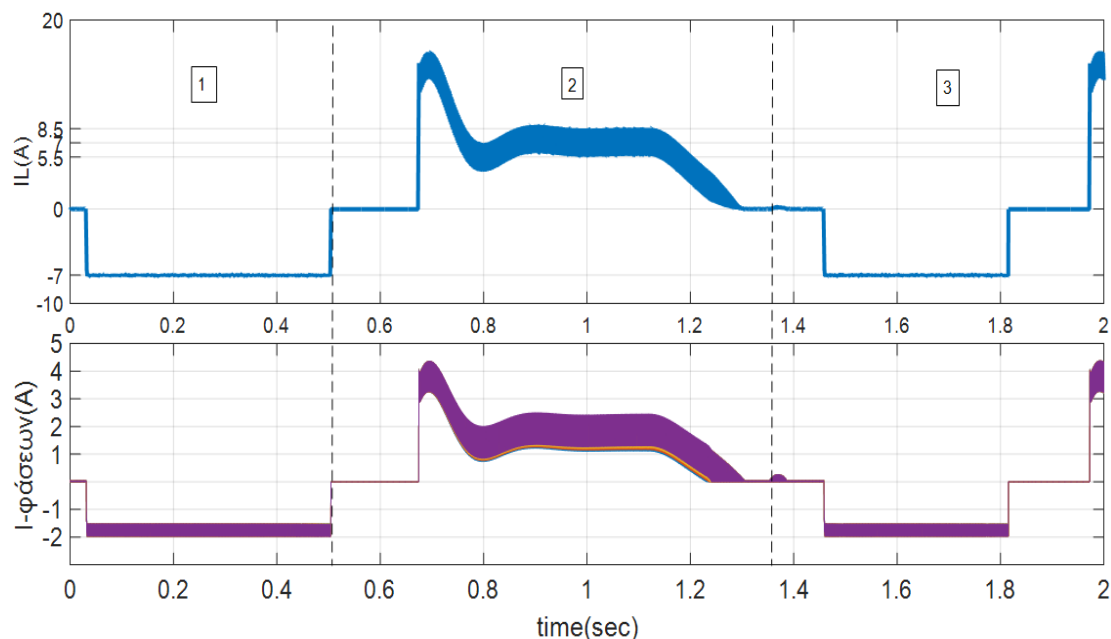


b)

Εικόνα 5.4.2 Υλοποίηση multiphase converter **a)** Bidirectional Multiphase Converter
b) RL- ρεύματα φάσεων

Στην εικόνα 5.4.3 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης του multiphase μετατροπέα για το ίδιο προφίλ ισχύος της εικόνας 5.3.2 προς σύγκριση των αποκρίσεων μεταξύ one-phase και multiphase μετατροπέα. Παρατηρούμε ότι το ripple του συνολικού ρεύματος κατά τις φάσεις φόρτισης της μπαταρίας (1 και 3) είναι εμφανώς μικρότερο από τον απλό μετατροπέα όπως ακριβώς αναμέναμε. Ωστόσο κατά την boost λειτουργία (φάση 2) το ripple του ρεύματος παραμένει το ίδιο. Ακόμα από την εικόνα 5.4.3 b) όπου βλέπουμε τόσο το ολικό ρεύμα όσο και το ρεύμα ξεχωριστά της κάθε φάσης, φαίνεται ότι

επαληθεύονται οι τιμές ρευμάτων που αναμέναμε: το ρεύμα κάθε φάσης έχει μια μέση τιμή στα 1,75A που σημαίνει ότι το συνολικό ρεύμα έχει μοιραστεί ισόποσα σε όλες τις φάσεις, αφού $7A/4 = 1,75A$. Ακόμα, οι μέγιστες και ελάχιστες τιμές ρεύματος κάθε φάσης που υπολογίστηκαν στην εικόνα 3.1.4 b) είναι πολύ κοντά σε αυτές που προκύπτουν από την προσομοίωση με $|I_{peak}| = 1.97A$ και $|I_{min}| = 1.53A$. Παρατηρούμε επιπλέον, όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 2.1.4, ότι απαιτείται μικρότερη χωρητικότητα πυκνωτών στον multiphase μετατροπέα και μικρότερος όγκος πηνίων.



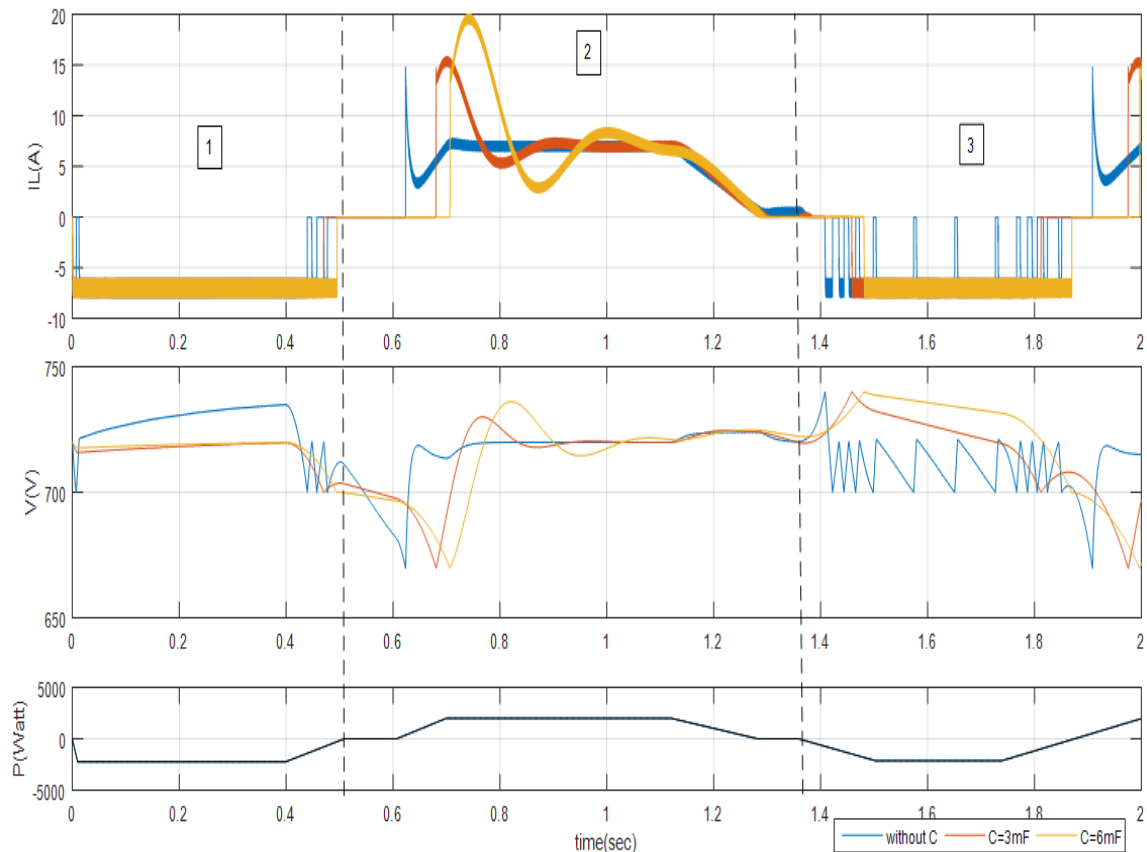
Εικόνα 5.4.3 Συνολικό ρεύμα και ρεύμα φάσεων του multiphase αμφίδρομου μετατροπέα.

Από την σύγκριση των αποτελεσμάτων μεταξύ απλού και multiphase bidirectional μετατροπέα είναι εμφανής η προτίμηση του δεύτερου μετατροπέα για την περίπτωση που αυτός χρησιμοποιείται σε εφαρμογές ηλεκτρικών μηχανών. Αυτό γιατί η κυμάτωση του ρεύματος είναι σαφώς μικρότερη με αποτέλεσμα να απαιτούνται μικρότερες τιμές πυκνωτών αλλά και μικρότερος όγκος πηνίων. Επιπλέον, το ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας είναι γενικά επιθυμητό να έχει όσο τον δυνατό μικρότερη κυμάτωση.

Επίδραση του πυκνωτή στην ορθή λειτουργία του ελέγχου

Σημαντικό ρόλο στην ορθή λειτουργία της διάταξης παίζει η τιμή του πυκνωτή του dc ζυγού C_{dc_bus} . Η τιμή αυτή πρέπει να υπολογιστεί έτσι ώστε η τάση του dc ζυγού να μην έχει έντονες διακυμάνσεις με την μεταβολή της ισχύος και να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στα 720V. Έτσι θα έλεγε κανείς ότι μια σχετικά μεγάλη τιμή του πυκνωτή θα ήταν καλή επιλογή αφού η τάση θα μεταβάλλεται πιο αργά. Ωστόσο, όσο πιο μεγάλη είναι αυτή η τιμή, δημιουργείται το εξής πρόβλημα: κατά την μετάβαση του μετατροπέα από boost σε buck λειτουργία η μεγάλη τιμή του πυκνωτή κάνει την τάση του dc ζυγού να ανεβαίνει με πιο αργό ρυθμό και άρα να φτάνει τα 740V πιο αργά από ότι θα έφτανε με έναν πιο μικρό πυκνωτή. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο μετατροπέας να μεταβαίνει πιο

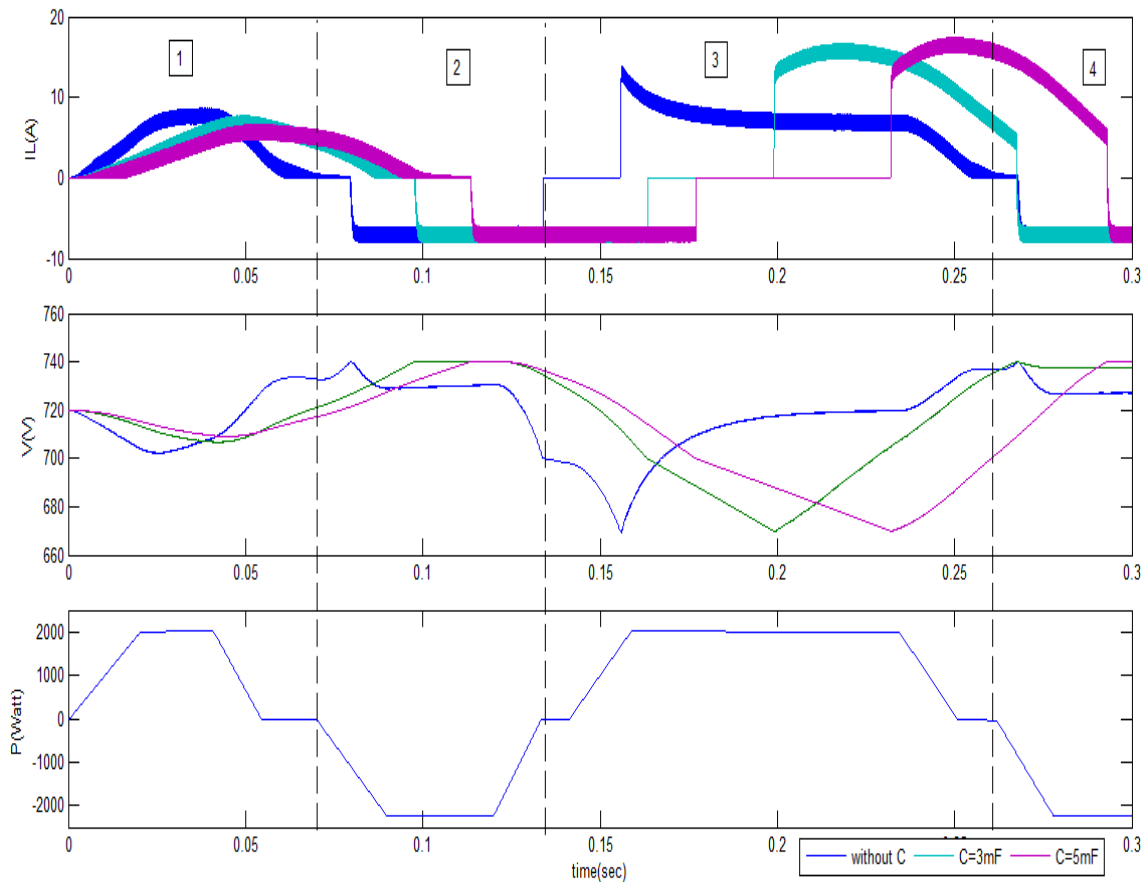
αργά σε buck λειτουργία και άρα να καθυστερεί η φόρτιση της μπαταρίας. Αντίστοιχα όταν μεταβαίνει από buck σε boost λειτουργία ο μετατροπέας, η μεγάλη τιμή του πυκνωτή κάνει την τάση να πέφτει με πιο αργό ρυθμό με αποτέλεσμα να καθυστερεί τη μετάβαση αυτή. Έτσι η τιμή του πυκνωτή πρέπει να επιλέγεται λαμβάνοντας υπόψη και τα δύο αυτά σημεία. Στις εικόνες 5.4.4 και 5.4.5 που ακολουθούν παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τιμές C_{dc_bus} 3mF, 5mF, 6mF καθώς και χωρίς την χρήση πυκνωτή. Στις εικόνες φαίνονται η τάση του dc ζυγού V καθώς και το ρεύμα της μπαταρίας I_L και για τις τρεις αυτές τιμές του πυκνωτή για δύο διαφορετικά προφίλ ισχύος.



Εικόνα 5.4.4 Τάση dc ζυγού και ρεύμα μπαταρίας για διάφορες τιμές C

Από τις εικόνες 5.4.4 και 5.4.5 επαληθεύεται η επίδραση του πυκνωτή στην λειτουργία του κυκλώματος. Ακόμα από την εικόνα 5.4.3 φαίνεται και το εξής: στην περίπτωση όπου δεν γίνεται χρήση πυκνωτή (γαλάζια κυματομορφή) βλέπουμε μια διαρκή μετάβαση μεταξύ buck λειτουργίας και μη λειτουργίας του μετατροπέα με αποτέλεσμα μια έντονη διακύμανση στην τάση του dc ζυγού και στο ρεύμα της μπαταρίας. Αυτό συμβαίνει γιατί σε αυτήν την περίπτωση όπου δεν χρησιμοποιείται πυκνωτής η τάση πέφτει πιο γρήγορα και αγγίζει τα 700V με αποτέλεσμα να μεταβαίνει το κύκλωμα στο step_3 του stateflow διαγράμματος και έπειτα που η τάση ξανανεβαίνει να μεταβαίνει στο step_2 και η διαδικασία αυτή να επαναλαμβάνεται διαρκώς. Θα μπορούσαμε να πούμε δηλαδή ότι το κύκλωμα «εγκλωβίζεται» μεταξύ των δύο αυτών λειτουργιών. Ακόμα παρατηρούμε ότι όταν γίνεται χρήση μεγάλου πυκνωτή τότε κατά την μετάβαση από buck σε boost λειτουργία το ρεύμα της μπαταρίας εμφανίζει μεγαλύτερα μέγιστη τιμή καθώς και εντονότερη διακύμανση. Αυτό συμβαίνει γιατί όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή του πυκνωτή τόσο η μετάβαση καθυστερεί και γίνεται σε

υψηλότερο σημείο της κυματομορφής της ισχύος με αποτέλεσμα ο boost μετατροπέας να πρέπει να διαχειριστεί μεγαλύτερη ισχύ και έτσι να εμφανίζει έντονα μεταβατικά.



Εικόνα 5.4.5 Τάση dc ζυγού και ρεύμα μπαταρίας για διάφορες τιμές C

Συνοψίζοντας, η τιμή του πυκνωτή θα πρέπει να επιλέγεται κατάλληλα ώστε ο έλεγχος του μετατροπέα να ανταποκρίνεται στις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής. Στην περίπτωση, για παράδειγμα, του αυτόνομου μικροδικτύου όπου έχουμε πιο αργά μεταβατικά φαινόμενα απαιτούνται πιο υψηλές τιμές πυκνωτή ενώ στην περίπτωση των ηλεκτρικών οχημάτων όπου τα μεταβατικά φαινόμενα είναι πιο έντονα ενδείκνυται η χρήση χαμηλότερων τιμών πυκνωτή.

Γενικά Συμπεράσματα και Παρατηρήσεις

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε, σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε ο έλεγχος και η διάταξη σε επίπεδο προσομοιώσεως, ενός dc/dc μετατροπέα αμφίδρομης ροής ισχύος. Μελετήθηκε η περίπτωση που αυτός εντάσσεται σε ένα απλό αυτόνομο μικροδίκτυο προκειμένου να ελέγξει την τάση του dc ζυγού αλλά και να ρυθμίσει την ροή ισχύος μεταξύ του φωτοβολταϊκού, της μπαταρίας και των φορτίων. Παρατηρούμε ότι η αρχή λειτουργίας του ελέγχου του αμφίδρομου μετατροπέα που παρουσιάζεται, ανταποκρίνεται ικανοποιητικά στις ανάγκες του συγκεκριμένου αυτόνομου μικροδικτύου. Βλέπουμε πως αυτός είναι ικανός να διατηρήσει σταθερή την τάση του dc ζυγού στα 720V αλλά και να ρυθμίσει σωστά την ροή ισχύος: όταν οι ανάγκες ισχύος των φορτίων καλύπτονται από την παραγωγή της φωτοβολταϊκής συστοιχίας τότε η μπαταρία δεν συμβάλει στην τροφοδότησή τους. Αντιθέτως, εάν υπάρχει περίσσεια ισχύος, δηλαδή όταν η φωτοβολταϊκή συστοιχία υπερκαλύπτει της ανάγκες των φορτίων, τότε η μπαταρία αποθηκεύει την περίσσεια αυτή ισχύ. Στην περίπτωση όμως που η φωτοβολταϊκή συστοιχία δεν είναι σε θέση να καλύψει τις ανάγκες του φορτίου, είτε επειδή αυτές είναι αυξημένες είτε επειδή η παραγωγή της μειώνεται λόγω μείωσης της ηλιακής ακτινοβολίας, τότε η μπαταρία συμπληρώνει την απαιτούμενη ισχύ για την πλήρη κάλυψη των αναγκών του φορτίου.

Επιπλέον, παρατηρούμε πως οι επιμέρους έλεγχοι που σχεδιάστηκαν για τις υπόλοιπες διατάξεις που συνθέτουν το αυτόνομο μικροδίκτυο ανταποκρίνονται και αυτοί ικανοποιητικά. Συγκεκριμένα, ο έλεγχος του boost converter της φωτοβολταϊκής συστοιχίας είχε σκοπό να ελέγχει την φωτοβολταϊκή συστοιχία προκειμένου αυτή να επιτυγχάνει μέγιστη απόδοση ισχύος. Φαίνεται από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων πως ο MPPT αλγόριθμος Hill-Climbing, μεταβάλλει το duty cycle του μετατροπέα ώστε η φωτοβολταϊκή συστοιχία να λειτουργεί διαρκώς στο MPPT. Ο έλεγχος του μετατροπέα πηγής τάσης (VSC) που ήταν επιβεβλημένος με το έργο να κρατάει σταθερή την τάση και την συχνότητα του ac φορτίου λειτουργεί όπως αναμενόταν. Παρατηρούμε πως η τάση παραμένει σταθερή στα 320V (50Hz) ανεξάρτητα από οποιαδήποτε μεταβολή στο ac φορτίο. Ο VSC μεταβάλλει μόνο το ρεύμα που τροφοδοτεί το φορτίο προκειμένου να επιτύχει αυτόν τον έλεγχο. Όσον αφορά το dc φορτίο, αυτό προκειμένου να συνδεθεί στο dc ζυγό είναι η απαραίτητη η χρήση ενός dc/dc μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Ο μετατροπέας αυτός είχε σκοπό να υποβιβάσει την τάση του dc ζυγού για τις ανάγκες του φορτίου αλλά και να την διατηρήσει σταθερή ανεξάρτητα από τις μεταβολές της τάσης του dc ζυγού στην είσοδό του. Βλέπουμε και εδώ, πως ο έλεγχος του μετατροπέα διατηρεί σταθερή την τάση στα 150V και διαμορφώνει κατάλληλα το ρεύμα, προκειμένου να καλύψει τις ανάγκες του μεταβαλλόμενου φορτίου. Σαν αποτέλεσμα, λοιπόν, η λειτουργία του αυτόνομου μικροδικτύου ήταν ικανοποιητική σε αρκετά μεγάλο βαθμό, αφού οι επιμέρους έλεγχοι κατάφεραν να εκπληρώσουν ο καθένας τον σκοπό του.

Μελετήθηκε επίσης η συμβολή του dc/dc αμφίδρομου μετατροπέα σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων. Σκοπός του είναι η καλύτερη αξιοποίηση της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας των οχημάτων κατά την διάρκεια πέδησής τους, μέσω του ελέγχου του ρεύματος φόρτισης της μπαταρίας. Η αρχή λειτουργίας του ελέγχου του που παρουσιάστηκε για την περίπτωση αυτή, αποδείχθηκε ότι λειτουργεί ικανοποιητικά μέσω των προσομοιώσεων που παρουσιάστηκαν. Ο έλεγχος του αμφίδρομου μετατροπέα καταφέρνει να κρατήσει σταθερό το ρεύμα κατά την buck λειτουργία του, με αποτέλεσμα η φόρτιση της μπαταρίας να γίνεται υπό σταθερό (ιδανικά ονομαστικό) ρεύμα και έτσι να επιτυγχάνεται βέλτιστη αξιοποίηση της ανατροφοδοτούμενης ενέργειας.

Παρατηρήσεις

1. Στην παρούσα διπλωματική εργασία σχεδιάστηκαν δύο διαφορετικοί ελεγκτές, ένας για την κάθε κατάσταση λειτουργίας του dc/dc αμφίδρομου μετατροπέα. Δεν έγινε η σχεδίαση ενός ενιαίου ελεγκτή. Αντ' αυτού, παρουσιάστηκε μια αρχή λειτουργίας για τον έλεγχο του αμφίδρομου μετατροπέα η οποία καθορίζει την κατάσταση που αυτός θα βρίσκεται. Η προσαρμογή αυτής της αρχής λειτουργίας του ελέγχου είναι εφικτή προκειμένου να μπορεί να ανταπεξέλθει ο έλεγχος του μετατροπέα στην εκάστοτε εφαρμογή.

2. Η αρχή λειτουργίας του ελέγχου του αμφίδρομου μετατροπέα που παρουσιάστηκε βρίσκει εφαρμογή μόνο στην περίπτωση ενός απλού αυτόνομου μικροδικτύου. Στην περίπτωση που το μικροδίκτυο αποτελούνταν από επιπλέον μικροπηγές (είτε αυτές ήταν φωτοβολταϊκά είτε άλλης μορφής ενέργειας όπως ανεμογεννήτριες) και η μπαταρία του δεν ήταν σε θέση να στηρίξει τις μεταβολές της ισχύος , τότε θα ήταν απαραίτητη η χρήση των καμπυλών droop προκειμένου να γίνει κατάλληλος διαμοιρασμός του φορτίου μεταξύ των μικροπηγών ανάλογα με τα χαρακτηριστικά της κάθε μιας.

3. Στην παρούσα εργασία δεν μελετήθηκε η λειτουργία του BMS (Battery Management System), η οποία είναι καθοριστική για την λειτουργία ενός αυτόνομου μικροδικτύου. Ο ρόλος του BMS είναι να καθορίζει κάθε φορά το βέλτιστο ρεύμα φόρτισης/εκφόρτισης της μπαταρίας ανάλογα με την κατάσταση στην οποία βρίσκεται αλλά και να ελέγχει τη λειτουργία της έτσι ώστε αυτή να κυμαίνεται μεταξύ κάποιων ορίων του SoC. Σαν όρια συνήθως επιλέγονται το 20%(ελάχιστο) και το 80%(ανώτερο).

4. Στις παρούσες προσομοιώσεις δεν παρουσιάστηκε η επίδραση στην λειτουργία της μπαταρίας, δηλαδή η μεταβολή του SoC αυτής. Αυτό γιατί η κλίμακα χρόνου που πραγματοποιούνται οι προσομοιώσεις είναι πολύ μικρή ώστε να μπορέσει να μεταβάλλει το SoC της μπαταρίας. Η επίδραση του SoC θα είναι εμφανής για πολύ μεγαλύτερη κλίμακα χρόνου. Για πρακτικούς λόγους δεν είναι δυνατή η υλοποίηση τέτοιων χρόνων προσομοίωσης στο Simulink με διακοπτικά μοντέλα των μετατροπέων.

5. Αξίζει, τέλος, να σημειωθεί πως στην περίπτωση που έχουμε έλεγχο ρεύματος του αμφίδρομου μετατροπέα είναι προτιμότερη η χρήση του αντίστοιχου multiphase. Αυτό γιατί η κυμάτωση του ρεύματος στην περίπτωση του multiphase είναι εμφανώς μικρότερη από του αντίστοιχου απλού όπως διαπιστώθηκε στις προσομοιώσεις. Έτσι, ειδικά στην περίπτωση που ο αμφίδρομος μετατροπέας χρησιμοποιείται σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων για σταθερό ρεύμα φόρτισης της μπαταρίας, θα ήταν προτιμότερη η χρήση του multiphase αφού γενικά είναι επιθυμητό η φόρτιση μιας μπαταρίας να γίνεται με όσο το δυνατόν μικρότερη κυμάτωση ρεύματος. Επιπλέον, στην περίπτωση του multiphase απαιτούνται 4 μικρά πηνία αντί για ένα μεγάλο, πράγμα που σημαίνει μικρότερος συνολικός όγκος πηνίων και ευκολότερη κατασκευή. Ωστόσο αρνητικό είναι το γεγονός ότι απαιτούνται οχτώ διακοπτικά στοιχεία για την συγκεκριμένη υλοποίηση.

Παράρτημα

```
function dref = HillClimbing(Vmod,Imod)
persistent vold iold drefold ;
if isempty ( vold)
    vold=0;
    iold=0;    %% Αρχικοποίηση μεταβλητών
    drefold=0;
end
P = Vmod *Imod ;
Pold = vold * iold ;
dP= P- Pold;
dV = Vmod-vold;
dI = Imod - iold;
Ginomeno = dP * dV ;
klisi=5e-5;
if abs ( Ginomeno) <= 1e-5
    step = 0;
else
    if Ginomeno >=0
        step = -1*klisi;
    else
        step = klisi;
    end
end
dref = drefold + step;
drefold = dref;
vold = Vmod;    %%Ενημέρωση μεταβλητών
iold = Imod;
```


Βιβλιογραφία

- [1] A. Yazdani and R.Iravani. Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications. John Wiley & Sons, 2010
- [2] J.-H. Lee, D.-Y. Jung, T.-K. Lee, Y.-R. Kim, and C.-Y. Won, "Regenerative Current Control Method of Bidirectional DC/DC Converter for EV/HEV Application.," The Korean Institute of Electrical Engineers, vol. 8, no. 1, pp. 97–105, 2013.
- [3] Βασίλειος Ε. Ρενιέρης. "Σχεδίαση Ανιχνευτή Σημείου Μέγιστης Ισχύος Φ/Β Συστοιχίας μέσω Διακριτού Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού Ελεγκτή Ρεύματος για Αποδοτική Λειτουργία υπό Ραγδαία Μεταβαλλόμενες Ατμοσφαιρικές Συνθήκες και Μερική Σκίαση", Διπλωματική Εργασία.
- [4] Xu, Bolun, "Degradation-limiting optimization of battery energy storage systems operation," M.Sc. thesis, EEH, ETH, Zurich, 2013.
- [5] Daniel Meeks. "Loop Stability Analysis of Voltage Mode Buck Regulator with Different Output Capacitor Types- Continuous and Discontinuous Modes". Texas Instruments-Application Report (SLVA301– April 2008)
- [6] Rick Zaitso 2009). "Voltage Mode Boost Converter Small Signal Control Loop Analysis Using the TPS61030" Texas Instruments-Application Report (SLVA274A–May 2007–Revised January
- [7] SW Lee "Practical Feedback Loop Analysis for Voltage-Mode Boost Converter", Texas Instruments-Application Report (SLVA633– January 2014)
- [8] Isidor Buchmann. How to Maintain Batteries
- [9] Isidor Buchmann. Basics about Batteries
- [10] Dr. Akshay Kumar Rathore, Assistant Professor, National University of Singapore. Two Loop Average Current Control of Boost Converter
- [11] Junhong Zhang (Jan. 30, 2008). Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization, Modeling and Control
- [12] Kazimierzczuk, Marian K. Pulse-width modulated DC-DC power converters. John Wiley & Sons, 2015.
- [13] Pressman, Abraham. Switching power supply design. McGraw-Hill, Inc., 1997.

[14] Erickson, Robert W., and Dragan Maksimovic. Fundamentals of power electronics. Springer Science & Business Media, 2007.

[15] Bengt Johansson, "Dc/Dc Converters – Dynamic Model Design and Experimental Verification", Ph.D dissertation, Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund University, 2004.

[16] George Kopasakis, "Feedback Control Systems Loop Shaping Design With Practical Considerations" NASA, Glenn-Research Center, Cleveland Ohio, 2007.

[17] Sanjaya Maniktal "Voltage-Mode, Current-Mode (and Hysteretic Control)" Microsemi -Technical Note TN-203, 2012

[18] A. J. Forsyth and S. V. Mollov, "Modelling and control of DC-DC converters," in Power Engineering Journal, vol. 12, no. 5, pp. 229-236, Oct. 1998