



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

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ ΥΒΡΙΔΙΚΟΥ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ανδρέας Ν. Δεσύλλας

Επιβλέπων: Χατζηαργυρίου Νικόλαος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2014



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

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ ΥΒΡΙΔΙΚΟΥ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ανδρέας Δεσύλλας

Επιβλέπων: Χατζηαργυρίου Νικόλαος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 1^η Σεπτεμβρίου 2014.

.....

Χατζηαργυρίου Νικόλαος

.....

Παπαθανασίου Σταύρος

.....

Γεωργιάκης Πάυλος

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2014

.....

Ανδρέας Ν. Δεσύλλας

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

Copyright © Ανδρέας Ν. Δεσύλλας, 2014

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τα τελευταία χρόνια, τα μικροδίκτυα βρίσκονται σε συνεχή εξέλιξη με σκοπό τη μεγάλη διείσδυση Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ) στα ηλεκτρικά δίκτυα. Η αναγκαιότητα ενός AC ή DC μικροδικτύου εξαρτάται από τις διαθέσιμες πηγές διεσπαρμένης παραγωγής και τα συνδεδεμένα φορτία. Η υβριδική δομή μπορεί να εξασφαλίσει μία βιώσιμη διάταξη, η οποία συνδυάζει και τις δύο μορφές. Στην παρούσα διπλωματική εργασία, εξετάζεται μία δομή υβριδικού μικροδικτύου συνδεδεμένου στο δίκτυο μέσω δύο παράλληλα συνδεδεμένων μετατροπέων (back-to-back) με DC διασύνδεση. Ενώ η back-to-back σύνδεση μεταξύ δύο AC συστημάτων προσφέρει μία αξιόπιστη, απομονωμένη και αποδοτική ζεύξη, η DC διασύνδεση μπορεί να λειτουργήσει ως ένας DC ζυγός που θα διευκολύνει τη χρήση των DC μικροπηγών. Η διάταξη αυτή επιτρέπει την άμεση παροχή ενέργειας στα τοπικά φορτία αλλά και την ανταλλαγή ισχύος μεταξύ όλων των δικτύων. Προτείνεται στρατηγική ελέγχου που προσφέρει ικανότητα ροής ισχύος από και προς πάσα κατεύθυνση, καθώς και λειτουργία υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.

Για τον έλεγχο των ροών ισχύος από και προς τα AC δίκτυα σχεδιάζονται ελεγκτές dq-συντεταγμένων. Συγκεκριμένα, υλοποιούνται αποσυζευγμένοι ελεγκτές ρεύματος για τις dq-συνιστώσες και ένας ελεγκτής τάσης για τη DC διασύνδεση σε συνδυασμό με τη στρατηγική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (PWM). Για τον έλεγχο της ροής ισχύος από και προς το DC μικροδίκτυο χρησιμοποιείται ένας DC/DC μετατροπέας μεταξύ DC διασύνδεσης και DC μικροπηγών ή φορτίων, ο οποίος ελέγχεται μέσω της τεχνικής Ολίσθησης επί Επιφανείας (Sliding mode). Η συγκεκριμένη τεχνική επιτρέπει έλεγχο τεσσάρων τεταρτημορίων για ροή ισχύος προς κάθε κατεύθυνση και λειτουργία είτε υποβιβασμού είτε ανύψωσης τάσης. Το σύστημα μοντελοποιείται και προσομοιώνεται σε περιβάλλον Matlab/Simulink για διάφορες συνθήκες λειτουργίας.

Στο Κεφάλαιο 1, γίνεται μία ιστορική αναδρομή στα ηλεκτρονικά ισχύος, ενώ παράλληλα δίνονται γενικές πληροφορίες για τους τύπους ηλεκτρονικών ισχύος που θα χρησιμοποιηθούν, τη διεσπαρμένη παραγωγή και τα διάφορα είδη μικροδικτύων. Στο Κεφάλαιο 2, παρουσιάζεται η PWM τεχνική, η λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα, και ο έλεγχός του σε σύστημα dq-συντεταγμένων για ροή προκαθορισμένων ποσών ενεργού και άεργου ισχύος από και προς την AC πλευρά. Στο Κεφάλαιο 3, αναλύονται αντίστοιχα η λειτουργία του τριφασικού ανορθωτή τάσης και ο έλεγχός του σε dq-συντεταγμένες με σκοπό την διατήρηση της τάσης στη DC διασύνδεση και τη λειτουργία του υβριδικού μικροδικτύου υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Στο Κεφάλαιο 4, παρουσιάζονται τα κυκλώματα υποβιβασμού και ανύψωσης τάσης, ο DC/DC μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων και η τεχνική ελέγχου ολίσθησης επί επιφανείας. Στο τέλος καθενός από τα τρία αυτά κεφάλαια προσομοιώνονται οι αντίστοιχοι μετατροπείς σε περιβάλλον Matlab/Simulink, ενώ στο Κεφάλαιο 5 γίνεται προσομοίωση και επικύρωση της αξιόπιστης λειτουργίας του συνολικού συστήματος για διάφορες συνθήκες λειτουργίας του υβριδικού μικροδικτύου. Τέλος, στο Κεφάλαιο 6 συνοψίζονται τα κυριότερα συμπεράσματα της παραπάνω ανάλυσης.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Διεσπαρμένη παραγωγή, Υβριδικό μικροδίκτυο, Back-to-back μετατροπέας, Dq-μετασχηματισμός, Έλεγχος ρεύματος, Ολίσθηση επί επιφανείας

ABSTRACT

In recent years, microgrids are in constant evolution due to the high penetration of Renewable Energy Sources in electrical grids. The need for an AC or DC microgrid depends on the available sources of distributed generation and connected loads. The hybrid structure provides a sustainable configuration combining both forms. In this thesis, a hybrid microgrid structure connected to grid via two parallel connected converters (back-to-back) with DC connection, is considered. While the back-to-back connection between two AC systems could bestow a reliable, efficient and isolated coupling, the DC connection can be employed as a DC bus which will facilitate use of the DC microsourses. This configuration permits direct supply to local loads and power trade among all networks. A control strategy that enables power flow to-and-from every direction as well as unity power factor operation, is proposed.

In order to control the power flow to-and-from the AC grids, dq-coordinate controllers are designed. Specifically, decoupled current controllers for the dq-components and a voltage controller for the DC link are implemented, along with pulse width modulation (PWM) scheme. In order to control the power flow to-and-from the DC microgrid, a DC / DC converter between the DC link and the DC microsourses or loads is used, which is controlled with a Sliding Mode technique. This technique allows four quadrant control for power flow in every direction and either buck or boost operation. The system is modeled and simulated in Matlab / Simulink environment for different operating conditions.

In Chapter 1, a historical review of power electronics is made, while general information on the types of power electronics to be used, distributed generation and different types of microgrids, is given. Chapter 2 presents the PWM technique, the operation of three-phase inverter and its control in dq-coordinates for fixed reference active and reactive power flow to-and-from the AC side. In Chapter 3, similarly, we present the operation of three-phase voltage rectifier and its control in dq-coordinates in order to maintain the DC link voltage and ensure unity power factor operation of the hybrid microgrid. Chapter 4 describes the buck and boost circuit models, the four quadrant DC / DC converter and the sliding mode control strategy. At the end of each of these three chapters, the corresponding converter is simulated in Matlab / Simulink environment, while in Chapter 5 the whole system is simulated and a reliable performance is validated for various operating conditions of the hybrid microgrid. Finally, Chapter 6 summarizes the main conclusions of this analysis.

KEY WORDS

Distributed generation, Hybrid microgrid, Back-to-back converter, Dq-transformation, Current control, Sliding mode control

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε κατά το ακαδημαϊκό έτος 2013-2014 στον τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Ε.Μ.Π. Υπεύθυνος κατά την εκπόνηση της διπλωματικής εργασίας ήταν ο Καθηγητής κ. Ν. Χατζηαργυρίου, στον οποίο οφείλω ιδιαίτερες ευχαριστίες για την ανάθεσή της, καθώς κατά αυτόν τον τρόπο μου επιτράπη να ασχοληθώ με ένα θέμα μεγάλου προσωπικού ενδιαφέροντος.

Με την ευκαιρία αυτή, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Υποψήφιο Διδάκτορα κ. Ευάγγελο Καρφόπουλο για τη συνεχή βοήθεια, τις πολύτιμες συμβουλές και την αμέριστη καθοδήγηση, που μου παρείχε σε όλα τα στάδια ανάπτυξης και συγγραφής της παρούσας εργασίας. Μεγάλο μέρος της είναι απεικόνιση των συμβουλών του.

Τέλος, οφείλω να ευχαριστήσω την οικογένεια και τους φίλους μου, που με στήριξαν με κάθε δυνατό τρόπο.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	10
Εισαγωγή	10
1.1 Ηλεκτρονικά Ισχύος	10
1.2 Μετατροπή Ηλεκτρικής Ενέργειας	10
1.2.1 Ιστορική Εξέλιξη των Μετατροπέων Ηλεκτρικής Ενέργειας	10
1.2.2 Έλεγχος Ηλεκτρονικών Ισχύος	12
1.2.3 Είδη Μετατροπέων Ηλεκτρικής Ενέργειας	12
1.2.4 Επιλογή ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος	15
1.3 Ανάλυση ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος	16
1.3.1 Δίοδος ισχύος	16
1.3.2 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	18
1.4 Διεσπαρμένη Παραγωγή	21
1.4.1 Μικροδίκτυα	22
1.4.2 DC μικροδίκτυο	24
1.4.3 Υβριδικό Μικροδίκτυο	25
1.5 dq0 Μετασχηματισμός	26
1.5.1 Τριφασική ισχύς στο dq σύστημα	30
1.6 PI ελεγκτές	30
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	32
Αντιστροφέας	32
2.1 Τοπολογίες αντιστροφέων	32
2.1.1 Αντιστροφέας ημιγέφυρας	32
2.1.2 Έλεγχος PWM αντιστροφέα ημιγέφυρας	33
2.1.3 Διβάθμιος τριφασικός αντιστροφέας	36
2.2 Σύνδεση τριφασικού αντιστροφέα στο Μικροδίκτυο	37
2.3 Έλεγχος ρεύματος – Έλεγχος τάσης	39
2.4 Μαθηματικές εξισώσεις	39
2.4.1 Έλεγχος αντιστροφέα στο dq0 πλαίσιο	40
2.5 Phase-Locked Loop (PLL)	42
2.6 Έλεγχος συστήματος με έλεγχο ρεύματος	42
2.7 Επιλογή DC τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα	44
2.8 Προσομοίωση	45
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	51
Τριφασικός Ανορθωτής	51
3.1 Τοπολογίες	51
3.1.1 Τριφασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη	51
3.1.2 Τριφασικές ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις	52
3.1.3 Τοπολογία Universal	53
3.2 Μαθηματικό Μοντέλο	53
3.2.1 Εξισώσεις συστήματος	53
3.3 Περιορισμός DC τάσης	55
3.4 PWM τεχνική	56
3.5 Έλεγχος σε dq-πλαίσιο	57
3.5.1 Phase-Locked Loop (PLL)	57
3.5.2 Έλεγχος των συνιστώσεων i_d και i_q	58

3.5.3 Έλεγχος αναφορών των συνιστώσεων του ρεύματος	60
3.5.4 Σχεδιασμός του ελεγκτή τάσης	61
3.6 Προσομοίωση	62
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	66
DC/DC Μετατροπέας	66
4.1 Κυκλώματα υποβιβασμού και ανύψωσης	66
4.2 Μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων (Four Quadrant Chopper)	67
4.3 Έλεγχος μετατροπέα	68
4.3.1 Έλεγχος Ολίσθησης επί Επιφανείας (Sliding Mode Control)	68
4.3.2 Σχεδίαση	68
4.3.3 Ανάλυση Δομών	69
4.3.4 Δυναμική μετατροπέα τεσσάρων τεταρτημορίων	73
4.4 Υλοποίηση	74
4.4.1 Λειτουργία Buck	74
4.4.2 Λειτουργία Boost	74
4.4.3 Έλεγχος τάσης, ρεύματος και ισχύος	76
4.5 Προσομοιώσεις	76
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	87
Προσομοιώσεις	87
5.1 Διαχείριση ροών ισχύος	88
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ 1	88
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ 2	91
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ 3	95
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	98
Συμπεράσματα και μελλοντικές κατευθύνσεις	98
6.1 Συμπεράσματα	98
6.2 Μελλοντικές κατευθύνσεις έρευνας	99
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ ΚΑΙ ΔΙΚΤΥΑΚΟΙ ΤΟΠΟΙ	100
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	102
Μοντελοποίηση Υβριδικού Μικροδικτύου στο Matlab/Simulink	102

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

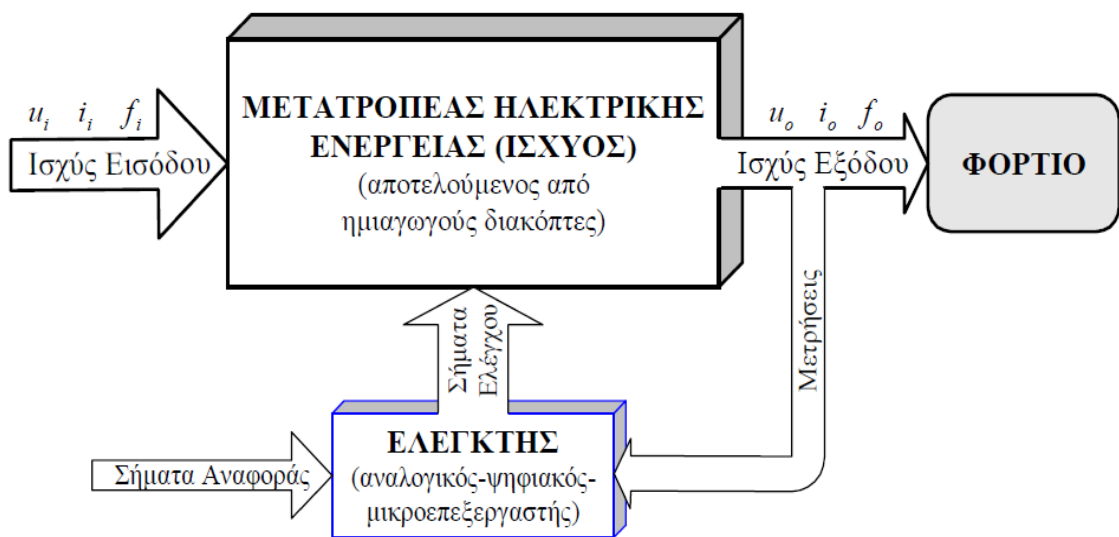
Εισαγωγή

1.1 Ηλεκτρονικά Ισχύος

Η ηλεκτρονική ισχύος είναι ένας σχετικά πρόσφατος κλάδος στην επιστήμη του ηλεκτρολόγου μηχανικού, αφού μετρά λιγότερα από 45 χρόνια ζωής. Ο κλάδος αυτός έχει ως πεδίο έρευνας τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας από μια μορφή σε μία άλλη, με τη βοήθεια ημιαγωγικών στοιχείων. Η σπουδαιότητα των ηλεκτρονικών ισχύος συνίσταται στο ότι μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών, ενώ επιτελούν τη λειτουργία για την οποία προορίζονται με πολύ μικρές απώλειες ηλεκτρικής ισχύος. Για το λόγο αυτό συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος χρησιμοποιούνται όλο και πιο συχνά σε όλες τις εφαρμογές της ηλεκτρικής ενέργειας.

1.2 Μετατροπή Ηλεκτρικής Ενέργειας

Η ανάγκη για την επεξεργασία της ηλεκτρικής ενέργειας προκύπτει από το γεγονός ότι η ηλεκτρική ισχύς παρέχεται με σταθερά χαρακτηριστικά. Συνήθως η διαθέσιμη πηγή ισχύος (δίκτυο ισχύος), είναι μια τριφασική πηγή σταθερής τάσης και συχνότητας. Όταν οι απαιτήσεις του φορτίου δεν είναι συμβατές με τα χαρακτηριστικά του διαθέσιμου δικτύου, είναι αναγκαία η χρήση ενός μετατροπέα ηλεκτρικής ενέργειας (Μ.Η.Ε.). Στο Σχήμα 1.1 παρουσιάζεται το γενικό λειτουργικό διάγραμμα του Μ.Η.Ε. Η διάταξη ισχύος μορφοποιεί κατάλληλα τις παραμέτρους εξόδου (τάση, ένταση, συχνότητα), έτσι ώστε να ικανοποιούν τις απαιτήσεις του φορτίου.



Σχήμα 1.1: Γενικό λειτουργικό διάγραμμα Μετατροπέα Ηλεκτρικής Ενέργειας.

Από τη συνολικά παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια σε εναλλασσόμενη μορφή, ένα ποσοστό της τάξης από 30% ως 40% το οποίο αυξάνεται συνεχώς, υφίσταται κάποιου είδους μετατροπή.

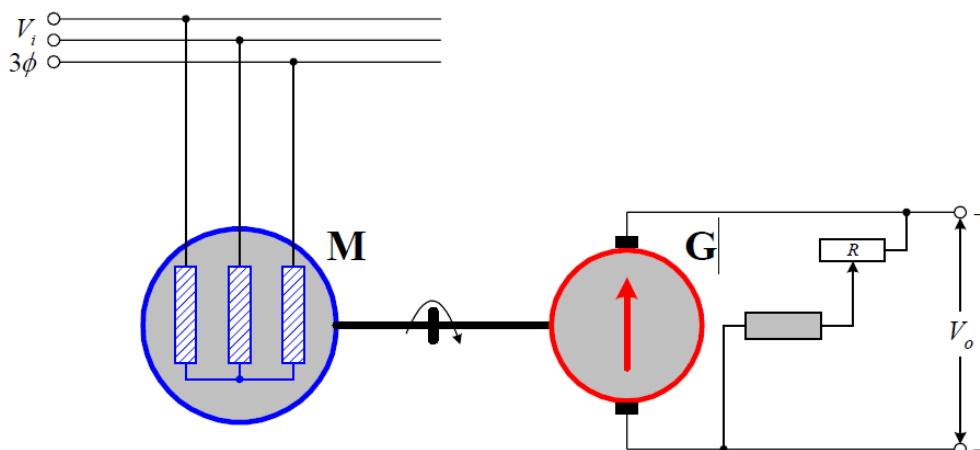
1.2.1 Ιστορική Εξέλιξη των Μετατροπέων Ηλεκτρικής Ενέργειας

Στη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας χρησιμοποιήθηκαν αρχικά (πριν από το 1900) ηλεκτρομηχανικοί μετατροπείς, οι οποίοι ονομάζονται και στρεφόμενοι μετατροπείς. Οι στρεφόμενοι μετατροπείς υλοποιούνται με τη χρήση κατάλληλων ηλεκτρικών μηχανών, οι οποίες λειτουργούν ως γεννήτριες ή κινητήρες. Ειδικότερα, ο στρεφόμενος μετατροπέας που εξασφαλίζει τη

μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή, αποτελείται από μια μηχανή συνεχούς ρεύματος (dc) και μια μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος (ac). Η διάταξη του στρεφόμενου μετατροπέα παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.2. Η μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος τροφοδοτείται από το διαθέσιμο ac δίκτυο και λειτουργεί ως κινητήρας. Ο κινητήρας εξαναγκάζει σε περιστροφή τη μηχανή συνεχούς ρεύματος, η οποία λειτουργεί ως γεννήτρια. Ο μετατροπέας του Σχήματος 1.2 μπορεί να λειτουργήσει και αντίστροφα, για τη μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη. Τότε, η μηχανή συνεχούς ρεύματος λειτουργεί ως κινητήρας και η μηχανή εναλλασσόμενου ρεύματος ως γεννήτρια. Οι στρεφόμενοι μετατροπέες αν και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές πολύ μεγάλης ισχύος, παρουσιάζουν πολλά μειονεκτήματα, τα κυριότερα από τα οποία είναι:

- Έχουν μεγάλο όγκο και βάρος, επομένως απαιτούν μεγάλο χώρο για την εγκατάστασή τους.
- Προκαλούν θορύβους και ταλαντώσεις στις επιφάνειες στήριξης.
- Απαιτούν, εξαιτίας των κινούμενων μερών τους, συντήρηση.
- Κατά τη μετατροπή της ενέργειας υπάρχουν μεγάλες απώλειες ισχύος, με αποτέλεσμα ο βαθμός απόδοσης να είναι μικρός. Ο ολικός βαθμός απόδοσης του στρεφόμενου μετατροπέα προκύπτει από το γινόμενο του βαθμού απόδοσης της κάθε ηλεκτρικής μηχανής.
- Εξαιτίας της αδράνειας των στρεφόμενων μαζών τους, δεν παρουσιάζουν καλή δυναμική συμπεριφορά. Η δυναμική συμπεριφορά αναφέρεται στη διαταραχή της τάσης εξόδου του μετατροπέα, εξαιτίας μιας ισχυρής και απότομης μεταβολής κάποιας παραμέτρου, όπως η τάση εισόδου ή το φορτίο.

Τα μειονεκτήματα των στρεφόμενων μετατροπέων υπερνικήθηκαν με την ανάπτυξη των στατών μετατροπέων, δηλαδή μετατροπέων χωρίς κινούμενα μέρη. Στους στατούς μετατροπέες η επεξεργασία της ηλεκτρικής ενέργειας επιτυγχάνεται με τη χρήση διακοπών. Ο διακόπτης που χρησιμοποιήθηκε στους πρώτους στατούς μετατροπέες ήταν ο διακόπτης υδραργύρου. Ο διακόπτης υδραργύρου αποτελείται από ένα κατάλληλο δοχείο, γυάλινο ή μεταλλικό, το οποίο περιέχει υγρό υδράργυρο. Ο υδράργυρος θερμαίνεται και παράγει ατμό. Με τη βοήθεια ηλεκτροδίων έναυσης επιτυγχάνεται η ελεγχόμενη ροή του ρεύματος μεταξύ των ηλεκτροδίων της καθόδου και της ανόδου του διακόπτη.



Σχήμα 1.2: Διάταξη στρεφόμενου μετατροπέα.

Οι διακόπτες υδραργύρου μπορούν να ελέγξουν ισχυρά ρεύματα, ως 8000A και τάσεις ως 20000V. Οι μετατροπέες με διακόπτες υδραργύρου, όπως και οι στρεφόμενοι, παρουσιάζουν κακή δυναμική συμπεριφορά, μικρή αξιοπιστία και μικρό σχετικά βαθμό απόδοσης. Ο μικρός βαθμός απόδοσης οφείλεται στη μεγάλη πτώση τάσης στα άκρα του διακόπτη, περίπου 20V. Η μεγάλη ανάπτυξη των στατών μετατροπέων ισχύος σημειώθηκε μετά το έτος 1958. Το 1958 κατασκευάστηκε στις Ηνωμένες Πολιτείες από την General Electric, ο ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου (SCR), ο οποίος αναφέρεται καταχρηστικά και ως thyristor. Ο SCR προκάλεσε στην τεχνική των ηλεκτρονικών ισχύος την

επανάσταση που επέφερε το transistor 8 χρόνια νωρίτερα στα ηλεκτρονικά ελέγχου. Έτσι, ο SCR κυριάρχησε στους μετατροπείς ηλεκτρικής ενέργειας, εκτοπίζοντας τους στρεφόμενους μετατροπείς και τους διακόπτες υδραργύρου. Η πρόοδος που σημειώνεται τα τελευταία χρόνια στην ανάπτυξη νέων ημιαγωγικών διακοπών ισχύος, έχει οδηγήσει σε μεγάλη ανάπτυξη τον τομέα των συστημάτων ισχύος, ανοίγοντας νέα πεδία εφαρμογών. Οι νέες τεχνολογίες κατασκευής των ημιαγωγικών διακοπών, προσφέρουν σήμερα στοιχεία ικανά να χειρισθούν υψηλές τάσεις και ρεύματα σε μεγάλες ταχύτητες και ταυτόχρονα με απλό τρόπο ελέγχου. Οι διακόπτες αυτοί, κυρίως ειδικοί τύποι transistors, έχουν εκτοπίσει τον SCR από τις εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος [1]. Περισσότερα για τους ημιαγωγικούς διακόπτες θα παρουσιαστούν σε επόμενη ενότητα.

1.2.2 Έλεγχος Ηλεκτρονικών Ισχύος

Στην ανάπτυξη των συστημάτων ισχύος έχει συμβάλει ιδιαίτερα και η πρόοδος της μικροηλεκτρονικής, η οποία έχει επιτρέψει την υλοποίηση εξαιρετικά ισχυρών ελεγκτών. Παλαιότερα η σχεδίαση της διάταξης ελέγχου βασιζόταν σε αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα. Σήμερα μια μεγάλη ποικιλία μικροεπεξεργαστών, ειδικά σχεδιασμένων για εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος, είναι διαθέσιμη από πολλούς κατασκευαστές. Με τη χρήση των μικροεπεξεργαστών η υλοποίηση του ελεγκτή απλοποιείται σημαντικά. Ταυτόχρονα είναι δυνατή η εκτέλεση πολύπλοκων τεχνικών ελέγχου, με παράλληλη αύξηση της αξιοπιστίας και ελαχιστοποίηση των διαστάσεων της διάταξης. Έτσι, οι σύγχρονες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος με ημιαγωγικούς διακόπτες προσφέρουν τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

- Μικρό όγκο και βάρος.
- Μικρές απώλειες, επομένως υψηλό βαθμό απόδοσης.
- Υψηλή αξιοπιστία.
- Πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά.

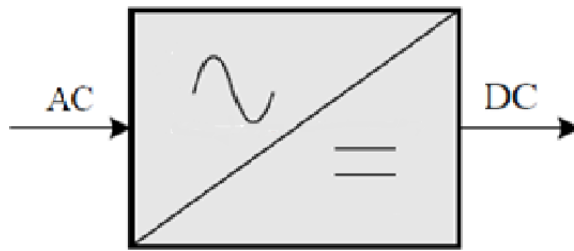
Ένα τυπικό σύστημα ηλεκτρονικών ισχύος αποτελείται από δυο μέρη. Το πρώτο μέρος περιλαμβάνει το κύκλωμα ελέγχου, το οποίο λειτουργεί σε συνθήκες τάσης μέχρι 14 Volt. Το κύκλωμα αυτό μπορεί να είναι αναλογικό ή ψηφιακό, περιλαμβάνοντας ολοκληρωμένα κυκλώματα ή ακόμα και ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (DSP). Σκοπός του κυκλώματος ελέγχου είναι να παράγει τους κατάλληλους ηλεκτρικούς παλμούς οδήγησης, οι οποίοι μεταβιβάζονται στο κύκλωμα ισχύος, το οποίο περιγράφεται στη συνέχεια, ώστε να επιτυγχάνεται το επιθυμητό αποτέλεσμα. Το κύκλωμα ελέγχου μπορεί επίσης να λαμβάνει ανάδραση από διάφορα μεγέθη του κυκλώματος ισχύος (τάση, ρεύμα κ.α) και να διαμορφώνει ανάλογα τους παλμούς ελέγχου. Το δεύτερο μέρος του συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος, που ονομάζεται κύκλωμα ισχύος, συνδέεται απ' ευθείας με το σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας που θέλουμε να ελέγξουμε. Οι συνθήκες υπό τις οποίες δουλεύει το κύκλωμα ισχύος μπορούν να φτάσουν μέχρι τα 5 kV, όσο αφορά την τάση και τα 4 kA, όσο αφορά το ρεύμα. Το κύκλωμα ισχύος βασίζει τη λειτουργία του στη χρήση ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος, τα οποία λειτουργούν ως διακόπτες που άγουν ή αποκόπτουν το ηλεκτρικό ρεύμα ανάλογα με τις εντολές του κυκλώματος ελέγχου. Ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται ως διακόπτες είναι τα θυρίστορ, τα τρανζίστορ ισχύος, τα MOSFET ισχύος, τα IGBT, τα GTO, τα MCT και Triac. Επίσης, οι δίοδοι ισχύος χρησιμοποιούνται ευρέως στα συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος, αν και είναι μη ελεγχόμενα στοιχεία, κυρίως σε ανορθωτικές διατάξεις, αλλά και ως δίοδοι ελεύθερης διέλευσης. [2]

1.2.3 Είδη Μετατροπών Ηλεκτρικής Ενέργειας

Οι μετατροπείς ηλεκτρικής ενέργειας (ισχύος) διακρίνονται σε τέσσερις κύριες κατηγορίες, ανάλογα με τη μορφή της ισχύος εισόδου και εξόδου. Αυτές είναι:

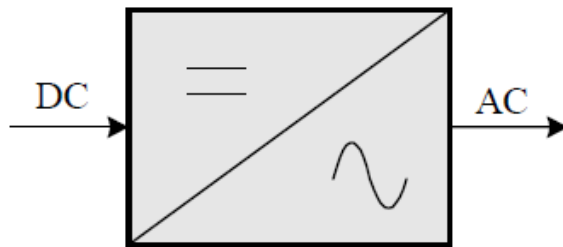
- Μετατροπείς ac-dc ή Ανορθωτές (Rectifiers). Ανορθωτές ονομάζονται οι διατάξεις ισχύος, οι οποίες μετατρέπουν το εναλλασσόμενο ρεύμα σε συνεχές. Ανάλογα με τη μορφή της εναλλασσόμενης εισόδου οι ανορθωτές διακρίνονται σε μονοφασικούς και πολυφασικούς (διφασικούς, τριφασικούς, εξαφασικούς). Ακόμη διακρίνονται σε ελεγχόμενους και μη

ελεγχόμενους, ανάλογα με το αν η τάση εξόδου είναι μεταβαλλόμενη ή σταθερή. Το γενικό σύμβολο των μετατροπέων ac-dc απεικονίζεται στο Σχήμα 1.3.



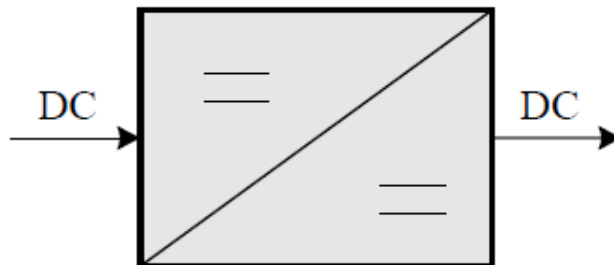
Σχήμα 1.3: Μετατροπέας ac-dc.

- Μετατροπείς dc-ac ή Αντιστροφείς (Inverters). Οι αντιστροφείς μετατρέπουν την ενέργεια συνεχούς μορφής σε εναλλασσόμενη. Η λειτουργία τους είναι δηλαδή αντίθετη από εκείνη των ανορθωτών. Η έξοδος των αντιστροφέων είναι μονοφασική είτε πολυφασική (συνήθως τριφασική). Επίσης, η συχνότητα και το πλάτος της τάσης ή του ρεύματος εξόδου είναι ελεγχόμενα. Το γενικό σύμβολο των αντιστροφέων απεικονίζεται στο Σχήμα 1.4.



Σχήμα 1.4: Μετατροπέας dc-ac.

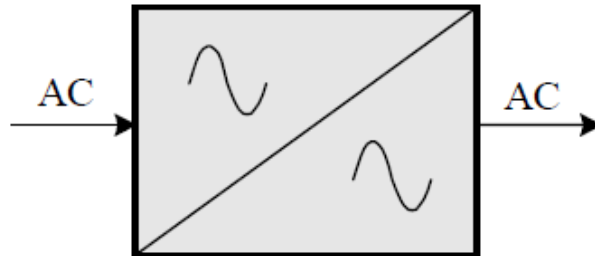
- Μετατροπείς συνεχούς ρεύματος (dc-dcconverters, choppers). Οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος μετατρέπουν τη συνεχή τάση με ορισμένο πλάτος και πολικότητα σε συνεχή τάση με διαφορετικό πλάτος ή/και πολικότητα. Διακρίνονται σε μετατροπείς υποβιβασμού (step-down) και ανύψωσης (step-up) της τάσης, ανάλογα με το αν η τάση εξόδου είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη της τάσης εισόδου. Ακόμη, διακρίνονται σε μετατροπείς με απομόνωση και χωρίς απομόνωση της εξόδου από την είσοδό τους. Το γενικό σύμβολο των μετατροπέων συνεχούς ρεύματος δίνεται στο Σχήμα 1.5.



Σχήμα 1.5: Μετατροπέας dc-dc.

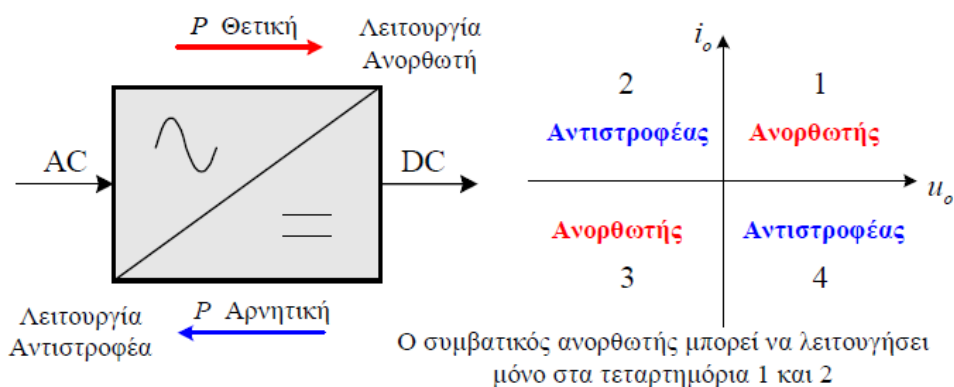
- Μετατροπείς εναλλασσόμενου ρεύματος ή Κυκλομετατροπείς (Cycloconverters). Οι κυκλομετατροπείς μετατρέπουν απευθείας, την εναλλασσόμενη τάση σταθερού πλάτους

και συχνότητας, σε εναλλασσόμενη τάση με ρυθμιζόμενο πλάτος και συχνότητα. Ο κυκλομετατροπέας ονομάζεται υποβιβασμού συχνότητας (step-down) όταν η συχνότητα εξόδου είναι μικρότερη της συχνότητας εισόδου. Διαφορετικά χαρακτηρίζεται ως ανύψωσης συχνότητας (step-up). Οι κυκλομετατροπείς χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές πολύ μεγάλης ισχύος. Μια ειδική κατηγορία των μετατροπέων εναλλασσομένου ρεύματος είναι οι ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης (ac voltage controllers). Οι ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης παρέχουν στην έξοδό τους μια τάση μεταβαλλόμενου πλάτους, η συχνότητα της οποίας είναι σταθερή και ίση με τη συχνότητα της ac πηγής εισόδου.



Σχήμα 1.6: Μετατροπέας ac-ac.

Η παραπάνω διάκριση των μετατροπέων ισχύος δεν είναι απόλυτα ακριβής, καθώς προϋποθέτει ότι η ροή της ισχύος είναι μονόδρομη, από την είσοδο προς την έξοδο του μετατροπέα. Στην πραγματικότητα η ροή της ισχύος στους περισσότερους μετατροπείς είναι αμφίδρομη. Αυτό σημαίνει ότι η ισχύς μπορεί να ρέει και από την έξοδο του μετατροπέα προς την είσοδό του. Η αμφίδρομη ροή της ισχύος παριστάνεται στο Σχήμα 1.7, στην περίπτωση του μετατροπέα που χαρακτηρίσαμε “ανορθωτή”. Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί συμβατικά ως ανορθωτής, δηλαδή μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση εισόδου σε συνεχή τάση στην έξοδο. Στην περίπτωση αυτή η ροή της ισχύος είναι θετική, από την είσοδο στην έξοδο του μετατροπέα. Ο ίδιος μετατροπέας με κατάλληλο έλεγχο των διακοπών του μπορεί να λειτουργήσει και ως αντιστροφέας, μεταφέροντας αρνητική ισχύ. Τότε, ο μετατροπέας μεταφέρει ισχύ συνεχούς μορφής από την έξοδό του, στο εναλλασσόμενο δίκτυο. Η αμφίδρομη ροή της ισχύος προϋποθέτει ότι ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει και στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου i_o-u_o όπου, i_o είναι το ρεύμα εξόδου και u_o η τάση εξόδου του μετατροπέα. Σ’ ένα μετατροπέα τεσσάρων τεταρτημορίων η φορά του ρεύματος i_o μπορεί να αντιστραφεί, ενώ η πολικότητα της u_o μπορεί να είναι θετική ή αρνητική ανεξάρτητα από τη φορά του ρεύματος. Ο συμβατικός ανορθωτής με SCR λειτουργεί μόνο στα δύο από τα τέσσερα τεταρτημόρια και ειδικότερα στο πρώτο και το δεύτερο.



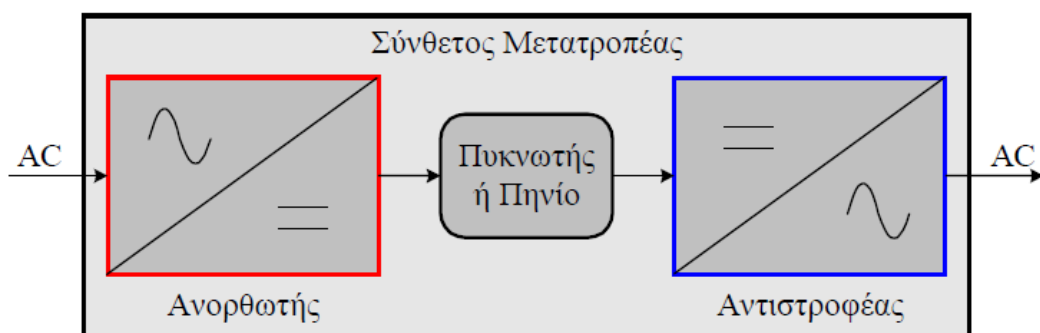
Σχήμα 1.7: Αμφίδρομη ροή ισχύος και τεταρτημόρια λειτουργίας.

Ένας πρακτικός μετατροπέας ηλεκτρικής ενέργειας συχνά περιλαμβάνει περισσότερους από ένα στοιχειώδεις μετατροπείς ισχύος. Έτσι η συνεχής τάση εισόδου των αντιστροφέων παρέχεται

συνήθως από ένα ανορθωτή, καθώς το διαθέσιμο δίκτυο ισχύος είναι εναλλασσόμενο (Σχήμα 1.8). Στην περίπτωση αυτή απαιτείται η αποσύζευξη των δύο μετατροπέων. Η αποσύζευξη εξασφαλίζει ότι η λειτουργία του κάθε μετατροπέα δεν επηρεάζει τους υπόλοιπους. Επιτυγχάνεται με την προσθήκη μεταξύ των μετατροπέων στοιχείων που αποθηκεύουν ενέργεια, δηλαδή πυκνωτών ή πηνίων.

Οι μετατροπείς ισχύος διακρίνονται ακόμη σε τρεις κατηγορίες, ανάλογα με τον τρόπο μετάβασης των διακοπτικών στοιχείων τους:

- Μετατροπείς με φυσική μετάβαση (natural, line, load commutated ή phase controlled converters). Οι διακόπτες των μετατροπέων με φυσική μετάβαση ανοίγουν ή και κλείνουν με τη βοήθεια της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου (εισόδου), ή των συνθηκών που επιβάλλει το φορτίο. Οι μετατροπείς με φυσική μετάβαση έχουν περιορισμένες δυνατότητες και χρήσεις. Η εξέλιξή τους έχει σημειωθεί άλλωστε πριν από αρκετές δεκαετίες, με την κατασκευή του SCR. Η τάση εξόδου των μετατροπέων με φυσική μετάβαση αποτελείται από τμήματα της τάσης εισόδου, με αποτέλεσμα να εμφανίζονται ισχυρές αρμονικές συνιστώσες στην είσοδο και την έξοδο του μετατροπέα. Έτσι, ένας αντιστροφέας τάσης δεν μπορεί να ανήκει στην κατηγορία των μετατροπέων με φυσική μετάβαση. Αντίθετα, οι τυπικοί ανορθωτές με διόδους ή SCR και οι κυκλομετατροπείς υποβιβασμού της συχνότητας, είναι μετατροπείς με φυσική μετάβαση.
- Μετατροπείς με εξαναγκασμένη μετάβαση (force commutated ή switch–modeconverters). Η κατάσταση των διακοπών στους μετατροπείς με εξαναγκασμένη μετάβαση ορίζεται αποκλειστικά από τη μονάδα ελέγχου της διάταξης ισχύος. Οι διακόπτες των μετατροπέων αυτών λειτουργούν συνήθως σε υψηλές συχνότητες και έτσι μπορούν να θεωρηθούν ως διακοπτικοί ενισχυτές ισχύος με υψηλό κέρδος (switching–modepoweramplifiers).
- Μετατροπείς συντονισμού (resonant converters). Η έναυση και η σβέση των διακοπών στους μετατροπείς συντονισμού επιτελείται όταν η τάση στα άκρα τους, ή/και το ρεύμα που τους διαρρέει, είναι μηδέν. Επειδή οι περισσότερες τοπολογίες των μετατροπέων αυτών απαιτούν κάποιο κύκλωμα συντονισμού LC, επικράτησε να ονομάζονται μετατροπείς συντονισμού. Τα πλεονεκτήματα των μετατροπέων συντονισμού έναντι των δύο προηγούμενων τύπων είναι ότι περιορίζονται δραστικά οι μεταβατικές απώλειες ισχύος στους διακόπτες και η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή.



Σχήμα 1.8: Αποσύζευξη στο σύνθετο μετατροπέα.

1.2.4 Επιλογή ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος

Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην ηλεκτρονική ισχύος χρησιμοποιούνται ως διακόπτες, οι οποίοι λειτουργούν σε δυο καταστάσεις, την κατάσταση αγωγής (ON) και την κατάσταση αποκοπής (OFF). Η δομή των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος είναι ίδια με τη δομή των αντίστοιχων στοιχείων που χρησιμοποιούνται στη μικροηλεκτρονική, με τη διαφορά ότι τα πρώτα είναι ικανά να λειτουργήσουν κάτω από τιμές τάσης και ρεύματος κατά πολλές τάξεις μεγέθους μεγαλύτερες από ότι τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην μικροηλεκτρονική.

Οι τύποι των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος διαφέρουν ως προς το εύρος των τιμών της τάσης, του ρεύματος, της ισχύος και της διακοπτικής συχνότητας που μπορούν να λειτουργήσουν. Ανάλογα λοιπόν με τις απαιτήσεις της κάθε εφαρμογής επιλέγεται το ημιαγωγικό στοιχείο που

ταιριάζει καλύτερα στις προδιαγραφές του συστήματος. Στο σύστημα που θα δημιουργήσουμε χρειαζόμαστε ημιαγωγικά στοιχεία που να λειτουργούν σε ισχύ της τάξης των 50kW. Για το λόγο αυτό δεν επιλέγουμε τη χρήση MOSFET ισχύος, αφού για τις τιμές της ισχύος για τις οποίες προορίζεται το σύστημα, τα συγκεκριμένα ημιαγωγικά στοιχεία είναι πάνω από τα όρια της λειτουργίας τους.

Επιπλέον δεν θα επιλέξουμε τη χρήση τρανζίστορ ισχύος, αφού η διακοπτική τους ταχύτητα δεν είναι ικανοποιητική. Χρειαζόμαστε σχετικά υψηλή διακοπτική ταχύτητα, γιατί όσο πιο μεγάλη είναι η συχνότητα λειτουργίας του συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος, τόσο πιο μικρά σε όγκο είναι τα πηνία και οι πυκνωτές που χρειαζόμαστε για την υλοποίηση του φίλτρου εξόδου, καθιστώντας το σύστημα πιο εύκολα υλοποιήσιμο. Για το λόγο αυτό η συχνότητα που θα λειτουργούν τα ημιαγωγικά στοιχεία του συστήματός μας θα είναι στην περιοχή των 2-4kHz για τον αντιστροφέα και 15-20kHz για το μετατροπέα ανύψωσης.

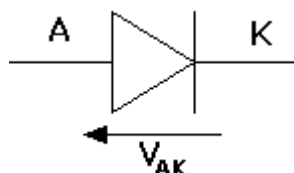
Λαμβάνοντας υπ' όψιν τις απαιτήσεις σε ισχύ και συχνότητα λειτουργίας, επιλέγουμε τη χρήση IGBT, τα οποία μπορούν να λειτουργήσουν απρόσκοπτα στις συνθήκες υπό τις οποίες θα εργάζεται το σύστημα. Επιπλέον για τις ανάγκες του συστήματος θα χρειαστούμε και δίοδους ισχύος, οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν ως δίοδοι ελεύθερης διέλευσης [3].

1.3 Ανάλυση ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος

Για να σχεδιάσουμε σωστά το σύστημα που θέλουμε να αναπτύξουμε, πρέπει να μελετήσουμε λεπτομερώς της συμπεριφορά των ημιαγωγικών στοιχείων που θα χρησιμοποιήσουμε. Για αυτό, θα αφιερώσουμε την ενότητα αυτή στην ανάλυση του IGBT και της δίοδου ισχύος.

1.3.1 Δίοδος ισχύος

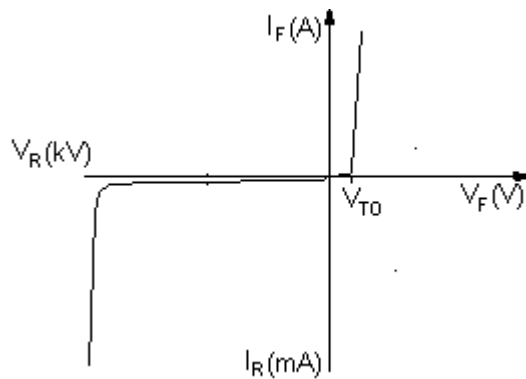
Η δίοδος ισχύος είναι ένα μη ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο, το οποίο έχει την ιδιότητα να επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος προς μια μόνο κατεύθυνση. Η δίοδος έχει δυο ακροδέκτες, την άνοδο και την κάθοδο. Η φορά προς την οποία επιτρέπεται να κυκλοφορεί το ρεύμα είναι από την άνοδο προς την κάθοδο.



Σχήμα 1.9: Σύμβολο δίοδου ισχύος.

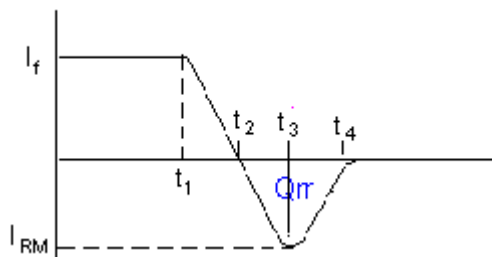
Όταν η τάση της ανόδου είναι μεγαλύτερη από της καθόδου ($V_{AK} > 0$), τότε η δίοδος είναι ορθά πολωμένη και άγει το ηλεκτρικό ρεύμα. Αντίθετα όταν η τάση της ανόδου είναι μικρότερη από την τάση της καθόδου ($V_{AK} < 0$), τότε η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και δεν επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος.

Οι δίοδοι ισχύος χρησιμοποιούνται κυρίως σε μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις, αλλά συναντώνται και σε άλλες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, συνήθως ως δίοδοι ελεύθερης διέλευσης. Υπάρχουν δίοδοι ισχύος ικανές να λειτουργήσουν σε συνθήκες ισχύος από μερικά mW έως αρκετά MW. Το ονομαστικό ρεύμα μιας δίοδου μπορεί να φτάσει τα 5000 Ampere, ενώ η μέγιστη ανάστροφη τάση που μπορεί να αντέξει μια δίοδος αγγίζει τα 5000 Volt. Όσο αφορά τη μέγιστη διακοπτική ταχύτητα της δίοδου, αυτή ξεκινά από 1 msec για δίοδους μεγάλης ισχύος και φτάνει τα μερικές δεκάδες nsec για εφαρμογές μικρής ισχύος.



Σχήμα 1.10: V-I χαρακτηριστική διόδου ισχύος.

Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τη διακοπτική συμπεριφορά της διόδου. Για το σκοπό αυτό θα χρησιμοποιήσουμε το παρακάτω διάγραμμα.



Σχήμα 1.11: Διακοπτική χαρακτηριστική διόδου ισχύος.

Μας ενδιαφέρει μόνο η διαδικασία αποκοπής, αφού κατά τη διαδικασία μετάβασης στην κατάσταση αγωγής δεν εμφανίζεται κάποιο αξιοσημείωτο φαινόμενο. Έστω ότι η δίοδος διαρρέεται από ρεύμα I_f και τη χρονική στιγμή t_1 εφαρμόζεται στα άκρα της ανάστροφη τάση. Τότε το ρεύμα της διόδου αρχίζει και μειώνεται και τη χρονική στιγμή t_2 μηδενίζεται. Στη συνέχεια το ρεύμα παίρνει αρνητική τιμή, κυκλοφορεί δηλαδή από την κάθοδο στην άνοδο. Το αρνητικό ρεύμα μειώνει τα ελεύθερα φορτία στον κρύσταλλο της διόδου, οπότε σταδιακά η δίοδος ανακτά τη δυνατότητα αποκοπής. Τέλος το αρνητικό ρεύμα αρχίζει να μειώνεται μέχρι που γίνεται μηδέν.

Τα κυριότερα χαρακτηριστικά της διόδου είναι:

VBR : Ανάστροφη τάση κατάρρευσης, η οποία είναι η ανάστροφη τάση η οποία όταν εφαρμοστεί στη δίοδο προκαλεί την καταστροφή της.

VTO : Τάση κατωφλίου αγωγής, η οποία είναι η ελάχιστη τάση που πρέπει να εφαρμοστεί κατά την ορθή φορά, ώστε να αρχίσει να άγει η δίοδος.

VF : Τάση αγωγής. Είναι η τάση στα άκρα της διόδου όταν αυτή άγει και οφείλεται στις απώλειες ισχύος που παρουσιάζει η δίοδος κατά τη λειτουργία της.

VRSM : Μέγιστη μη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση που μπορεί να αντέξει η δίοδος χωρίς να καταστραφεί.

VRRM : Μέγιστη ανάστροφη τάση που μπορεί να δέχεται συνεχώς η δίοδος χωρίς να καταστραφεί.

IFSM : Μέγιστη αιχμή του ρεύματος ορθής πόλωσης που μπορεί να αντέξει η δίοδος σε ένα κύκλο λειτουργίας.

IFAV : Μέγιστη μέση τιμή του ρεύματος αγωγής.

IRM : Η μέγιστη τιμή του ανάστροφου ρεύματος κατά τη διαδικασία αποκοπής.

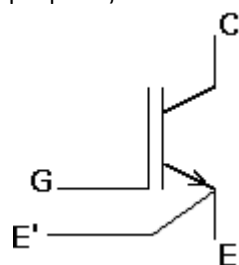
ts : Χρόνος αποθήκευσης. Είναι η χρονική διάρκεια μεταξύ του μηδενισμού του ρεύματος (κατά τη διαδικασία αποκοπής) και της στιγμής που η τιμή του ρεύματος φτάνει τη μέγιστη αρνητική τιμή της.

tf : Χρόνος πτώσης. Είναι ο χρόνος που χρειάζεται το ανάστροφο ρεύμα της διόδου (κατά τη διαδικασία αποκοπής) για να πέσει από τη μέγιστη τιμή του στο μηδέν.

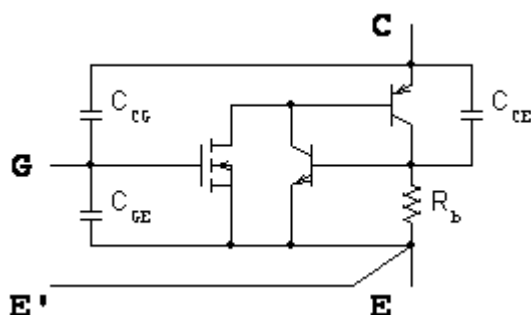
trr: Χρόνος αρνητικής ανάκτησης. Είναι η χρονική διάρκεια μεταξύ της στιγμής που το ρεύμα της διόδου γίνεται ανάστροφο και της στιγμής που μηδενίζεται. ($trr = ts + tf$).

1.3.2 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Το IGBT (Διπολικό Τρανζίστορ Μονωμένης Πύλης) είναι ένα από τα πιο δημοφιλή ημιαγωγικά στοιχεία στα συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος. Το κύριο χαρακτηριστικό του IGBT είναι ότι αποτελεί ένα συμβιβασμό μεταξύ των ιδιοτήτων του τρανζίστορ ισχύος και του MOSFET ισχύος. Έτσι μπορεί να λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες, ενώ παράλληλα μπορεί να αντέξει σε υψηλές τιμές τάσης και ρεύματος.



Σχήμα 1.12: Σύμβολο IGBT.



Σχήμα 1.13: Ισοδύναμο κύκλωμα IGBT.

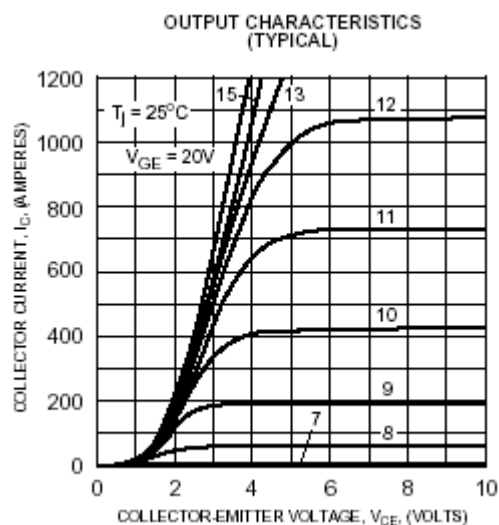
Οι ακροδέκτες του IGBT είναι τέσσερις. Ο συλλέκτης (C), η πύλη (G), ο εκπομπός (E) και ο βοηθητικός εκπομπός (E'), ο οποίος δε θα μας απασχολήσει στη συνέχεια.

Η λειτουργία του IGBT στηρίζεται στο ότι για να διαρρεύσει ρεύμα μέσα από το στοιχείο, πρέπει ο να εφαρμοστεί θετική τάση μεταξύ της πύλης και του εκπομπού (η πύλη να έχει υψηλότερη τάση από τον εκπομπό), με την προϋπόθεση ότι ο συλλέκτης να βρίσκεται σε υψηλότερη τάση από τον εκπομπό. Κατανοούμε λοιπόν ότι το στοιχείο αυτό, όταν βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής επιτρέπει τη ροή του ρεύματος μόνο προς μια φορά (από το συλλέκτη προς τον εκπομπό). Συνήθως στα πλακίδια των IGBT υπάρχει ενσωματωμένη μια αντιπαράλληλη διόδος ελεύθερης διέλευσης, η οποία επιτρέπει στο IGBT να έχει αμφίπλευρη ροή ρεύματος. Αυτή η συνδεσμολογία είναι ιδιαίτερα χρήσιμη όταν το ημιαγωγικό αυτό στοιχείο χρησιμοποιείται σε αντιστροφείς.



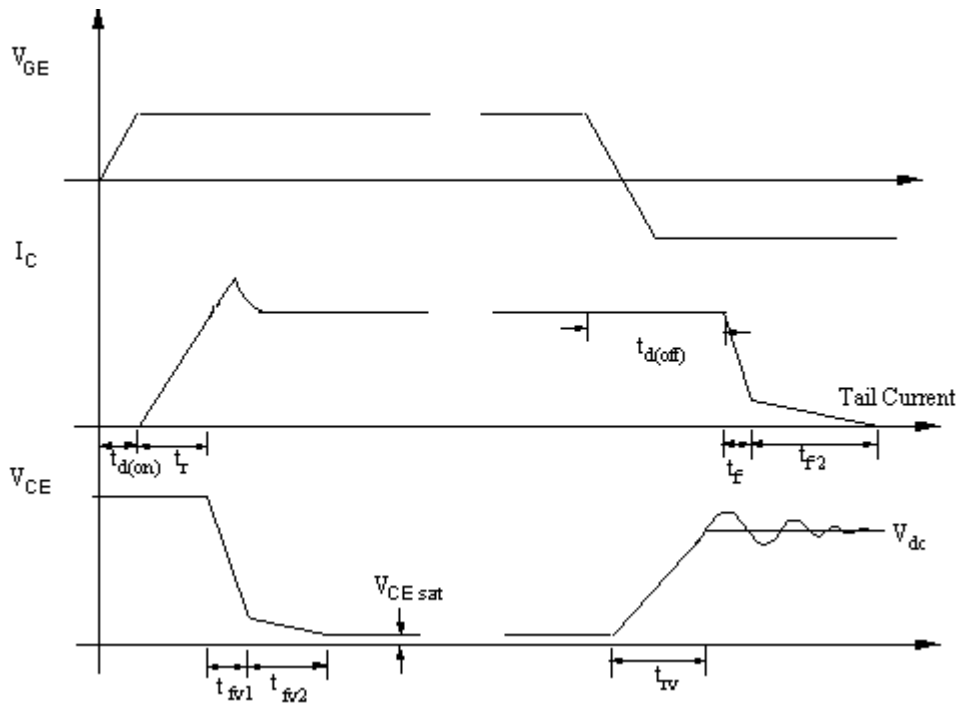
Σχήμα 1.14: Εργοστασιακό IGBT με αντιπαράλληλη δίοδο. [4]

Στα συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος το IGBT χρησιμοποιείται ως διακόπτης και για αυτό λειτουργεί σε δυο καταστάσεις, την κατάσταση αγωγής και την κατάσταση αποκοπής. Για να μεταβεί στην κατάσταση αγωγής πρέπει να εφαρμοστεί μεταξύ πύλης και εκπομπού μια θετική τάση που να μην υπερβαίνει τα 20 Volt. Για να έχουμε τις μικρότερες δυνατές απώλειες αγωγής η τάση μεταξύ πύλης και εκπομπού πρέπει να είναι μεγαλύτερη από 13 Volt, οπότε η τάση αγωγής του στοιχείου είναι 2-3 Volt (τάση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού).



Σχήμα 1.16: V-I χαρακτηριστική του IGBT.

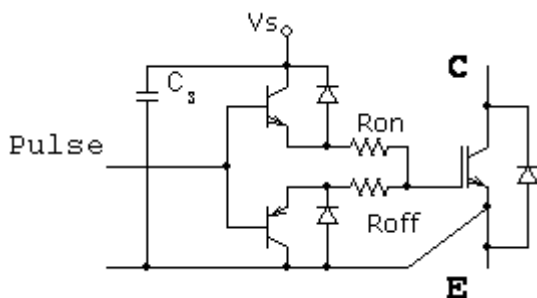
Στη συνέχεια, με τη βοήθεια των κυματομορφών που ακολουθούν, θα αναλύσουμε τη διακοπτική συμπεριφορά του IGBT.



Σχήμα 1.17: Διακοπτική χαρακτηριστική του IGBT.

Αρχικά θα μελετήσουμε τη διαδικασία μετάβασης από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγής. Παρατηρούμε ότι από την ώρα που η τάση μεταξύ πύλης και εκπομπού γίνει θετική, μέχρι την ώρα που το στοιχείο αρχίζει να άγει, μεσολαβεί ένα χρονικό διάστημα, κατά το οποίο το ρεύμα αυξάνει σταδιακά, ενώ στιγμιαία παρουσιάζει μια αιχμή. Η αιχμή αυτή οφείλεται στο ανακτώμενο φορτίο της διόδου που βρίσκεται αντιπαράλληλα στο IGBT. Επίσης κατά τη διαδικασία έναρξης της αγωγής, η τάση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού (V_{CE}) μειώνεται σταδιακά, μέχρι να φτάσει την τάση αγωγής ή τάση κορεσμού ($V_{CE sat}$), η οποία είναι συνήθως 2 έως 3 Volt [3].

Για τη διαδικασία μετάβασης από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής, έχουμε να σημειώσουμε ότι η τάση V_{CE} αυξάνει προοδευτικά, ενώ στιγμιαία εμφανίζει μια μέγιστη τιμή, που οφείλεται στις παρασιτικές αυτεπαγωγές του κυκλώματος ισχύος. Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειώσουμε ότι συνήθως χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα οδήγησης για το IGBT, όπως το ακόλουθο.



Σχήμα 1.18: Κύκλωμα οδήγησης IGBT.

Όταν δοθεί θετικός παλμός στη είσοδο του κυκλώματος οδήγησης, τότε η τάση V_s (13-15 Volt) εφαρμόζεται στην πύλη του IGBT και τότε αυτό μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής. Αντίθετα όταν δοθεί μηδενική ή αρνητική τάση στην είσοδο του κυκλώματος οδήγησης, τότε το στοιχείο μεταβαίνει στην κατάσταση αποκοπής. Ο χρόνος μετάβασης στην κατάσταση αγωγής ρυθμίζεται με την κατάλληλη επιλογή της αντίστασης R_{on} , ενώ ο χρόνος αποκοπής εξαρτάται από την τιμή της R_{off} .

Τα κύρια μεγέθη της λειτουργίας του IGBT που μας ενδιαφέρουν είναι τα ακόλουθα:

VGCEth : Τάση κατωφλίου μεταξύ πύλης και εκπομπού. Είναι η ελάχιστη τάση που πρέπει να εφαρμοστεί μεταξύ πύλης και εκπομπού για να αρχίσει η αγωγή του στοιχείου.

VCEsat : Τάση κορεσμού (ή τάση αγωγής) μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού. Είναι η τάση στα άκρα του στοιχείου όταν αυτό άγει. Η τάση αυτή αντιπροσωπεύει τις απώλειες αγωγής.

VCES : Μέγιστη τάση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού, που μπορεί να εφαρμόζεται συνεχόμενα, χωρίς να καταστραφεί το στοιχείο.

VGES : Μέγιστη τάση μεταξύ πύλης και εκπομπού που μπορεί να εφαρμόζεται συνεχόμενα, χωρίς να καταστραφεί το στοιχείο.

VCEM: Μέγιστη μη επαναλαμβανόμενη τιμή της τάσης συλλέκτη και εκπομπού, η οποία μπορεί να εφαρμοστεί χωρίς να καταστραφεί το στοιχείο.

IC : Μέγιστη τιμή του ρεύματος που μπορεί να διαρρέει συνεχώς το IGBT.

ICM : Μέγιστη τιμή του ρεύματος που μπορεί να διαρρέει, όχι όμως συνεχόμενα, το συλλέκτη.

IEM : Μέγιστη τιμή του ρεύματος που μπορεί να διαρρέει, όχι όμως συνεχόμενα, τον εκπομπό.

td(on) : Χρόνος καθυστέρησης κατά τη μετάβαση αγωγής.

td(off) : Χρόνος καθυστέρησης κατά τη μετάβαση αποκοπής.

tr : Χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη.

tf : Χρόνος πτώσης του ρεύματος συλλέκτη.

ton : Χρόνος μετάβασης από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγής ($t_{on} = t_{d(on)} + t_r$).

toff : Χρόνος μετάβασης από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής ($t_{off} = t_{d(off)} + t_f$).

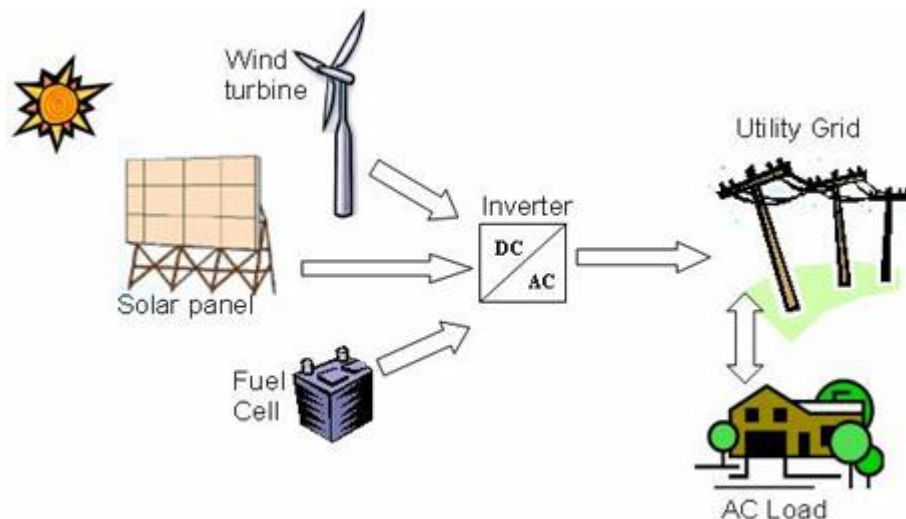
1.4 Διεσπαρμένη Παραγωγή

Προσπαθώντας να καλύψουν τα ζητήματα που έχουν να κάνουν με την αποδοτική λειτουργία γεννητριών συμβατικών καυσίμων, την χρησιμοποίηση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, την μείωση των απωλειών μεταφοράς και διανομής της ηλεκτρικής ενέργειας σε συνδυασμό με την αύξηση της αξιοπιστίας, τα μικροδίκτυα αποτελούν ένα μοντέλο έρευνας που μπορεί να συμβάλλει καθοριστικά στην εξέλιξη των ενεργειακών συστημάτων.

Οι όροι που χρησιμοποιούνται για να περιγράψουν τη δομή ενός ηλεκτρικού συστήματος είναι η Κεντρικοποιημένη και η Αποκεντρωμένη παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Συγκεκριμένα οι όροι αυτοί, αφενός μεν προσδιορίζουν τη γεωγραφική θέση των ηλεκτροπαραγωγικών μονάδων (ανεξαρτήτως είδους) συγκριτικά με τα σημεία ζήτησης - κατανάλωσης, αφετέρου δε είναι ενδεικτικοί του μεγέθους των μονάδων. Αναλυτικότερα, ο όρος Κεντρικοποιημένη παραγωγή (Centralized Power Generation) περιγράφει τις περιπτώσεις μεγάλων κεντρικών ηλεκτροπαραγωγικών σταθμών (με εγκατεστημένη ισχύ μεγαλύτερη των 50MW συνήθως), οι οποίοι συνήθως εγκαθίστανται μακριά από τις αστικές περιοχές για περιβαλλοντικούς λόγους. Σε αυτές τις περιπτώσεις η μεταφορά της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας στα σημεία κατανάλωσης πραγματοποιείται μέσω του δικτύου μεταφοράς (400kV και 150kV). Αντίθετα, στην Αποκεντρωμένη παραγωγή (Decentralized Power Generation), οι σταθμοί παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας κατασκευάζονται πλησίον των θέσεων ζήτησης και αποσκοπούν στην τοπική εξυπηρέτηση των φορτίων. Οι μονάδες αυτές είναι συνήθως μικρότερες του 1MW και συνδέονται σε δίκτυα Μέσης Τάσης ή ακόμα και Χαμηλής Τάσης εφόσον η ισχύς τους είναι μικρότερη των 100kW. Τέλος, οι ηλεκτροπαραγωγικοί σταθμοί με εγκατεστημένη ισχύ από 1 έως και 50MW μπορούν να συνδεθούν τόσο στην Υψηλή όσο και στη Μέση Τάση. Η τελική απόφαση είναι αποτέλεσμα συγκερασμού μεταξύ τεχνοοικονομικών μελετών και αποφάσεων που αφορούν την στρατηγική ανάπτυξης των δικτύων.

Σύμφωνα με τους προαναφερθέντες συλλογισμούς, οι ηλεκτροπαραγωγικές μονάδες Α.Π.Ε., λόγω της σχετικά μικρής εγκατεστημένης ισχύος τους, μπορούν να θεωρηθούν στο σύνολό τους ως Αποκεντρωμένη παραγωγή. Από την άλλη πλευρά όμως, τα αιολικά πάρκα, τα μεγάλα φωτοβολταϊκά συστήματα και οι υδροηλεκτρικοί σταθμοί, εγκαθίστανται κατά κοινή πρακτική σε αραιοκατοικημένες και μη αστικές περιοχές για λόγους επάρκειας χώρου, περιβαλλοντικών περιορισμών και κυρίως καλύτερης εκμετάλλευσης της Α.Π.Ε. Αυτό έχει ως συνέπεια, τα διερχόμενα

πλησίον των περιοχών αυτών δίκτυα να είναι ασθενή, με αποτέλεσμα να απαιτείται η ενίσχυσή τους ή η κατασκευή νέων, προκειμένου να καταστεί δυνατή η σύνδεση των παραπάνω ηλεκτροπαραγωγικών μονάδων σε αυτά. Συνεπώς, οι παραπάνω μονάδες δεν μπορούν να θεωρηθούν ως Αποκεντρωμένη παραγωγή, εφόσον η ισχύς τους δεν καταναλώνεται τοπικά. Συχνά οι σταθμοί αυτοί αποκαλούνται καταναμημένοι ή και μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής (Distributed Power Generation Systems-DGs).



Σχήμα 1.19: Διεσπαρμένη Παραγωγή.

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί, πως μολοντί η χρήση κεντροποιημένων σταθμών Εναλλακτικών Πηγών Ενέργειας είναι δυνατόν να συνδράμει στην ενεργειακή ενίσχυση του ηλεκτρικού συστήματος, η μεγάλη απόσταση των μονάδων αυτών από τα σημεία κατανάλωσης έχει ως αποτέλεσμα το υψηλό επίπεδο φόρτισης των γραμμών μεταφοράς και διανομής, με άμεσο συνεπακόλουθο την καταπόνηση των τελευταίων, λόγω των αυξημένων ηλεκτρικών απωλειών. Αντίθετα, η χρησιμοποίηση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας, με τη μορφή μικρών μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής, δύναται να συμβάλει καθοριστικά στη μείωση των απωλειών και στην εξοικονόμηση ενέργειας. Στις διεσπαρμένες μονάδες ηλεκτροπαραγωγής συμπεριλαμβάνεται ένα ευρύ φάσμα τεχνολογιών με τις Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας να διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο, ιδιαίτερα σε χώρες όπου οι γεωγραφικές και κλιματολογικές συνθήκες το ευνοούν. Σημειώνεται ότι, σε ορισμένες περιπτώσεις, η δυνατότητα τοπικής κάλυψης του φορτίου ή ενός μέρους αυτού από Αποκεντρωμένες μονάδες παραγωγής, με τη χρησιμοποίηση Α.Π.Ε., επιτρέπει στις επιχειρήσεις διανομής ηλεκτρικής ενέργειας να αντιμετωπίσουν τις αυξανόμενες ενεργειακές απαιτήσεις με μικρό κόστος. Αυτός ο τρόπος εξυπηρέτησης τοπικών φορτίων αποτελεί τη βασική φιλοσοφία πάνω στην οποία έχουν δομηθεί νεοεμφανιζόμενα ηλεκτρικά συστήματα, τα οποία ονομάζονται Μικροδίκτυα (Microgrids). Τα συστήματα αυτά είναι συστήματα διανομής Μέσης ή Χαμηλής Τάσης στα οποία είναι διασυνδεδεμένες μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής, φορτία καθώς επίσης και διατάξεις αποθήκευσης ενέργειας.

1.4.1 Μικροδίκτυα

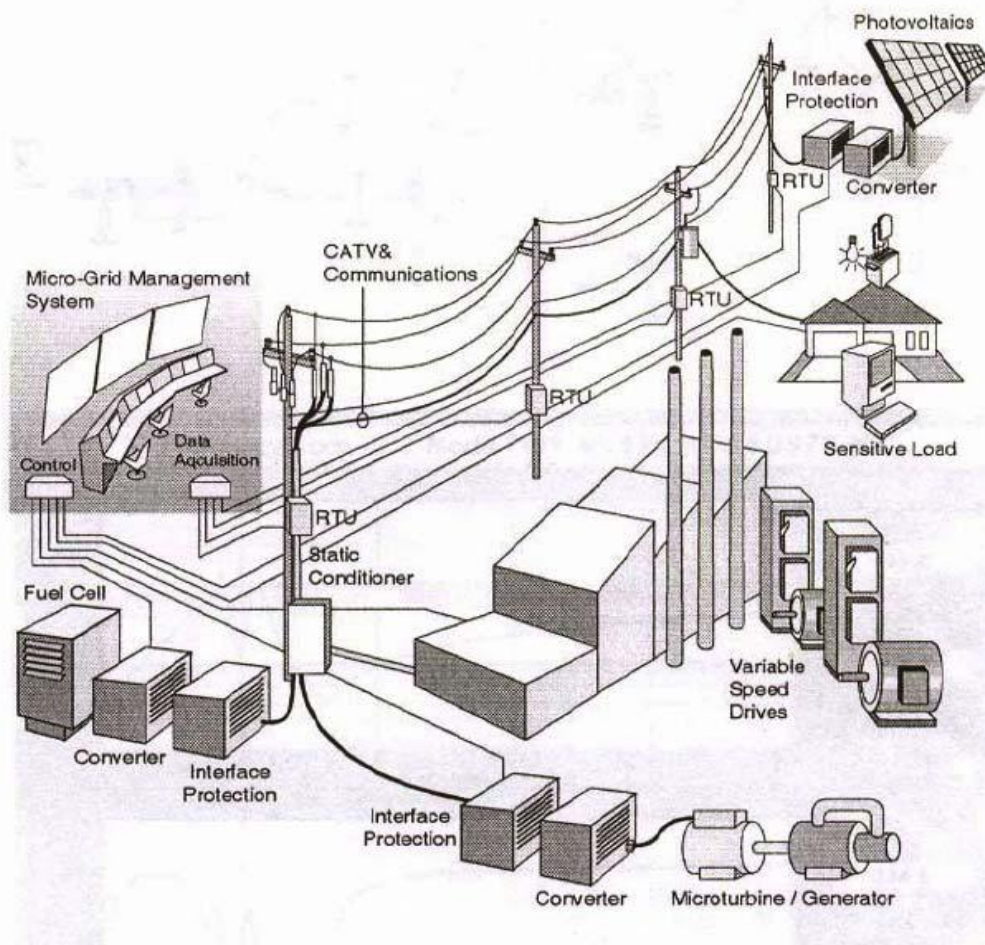
Ένα τυπικό Μικροδίκτυο αποτελείται από διάφορες μονάδες παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, συνολικής ισχύος μερικών MW. Ο σχεδιασμός του Μικροδικτύου είναι ανεξάρτητος από το κεντρικό δίκτυο, ωστόσο μπορεί να υπάρχει διασύνδεση με αυτό, για ανταλλαγή ενέργειας. Τυπικές πηγές ενός Μικροδικτύου είναι οι γεννήτριες ντίζελ ή φυσικού αερίου, συμπαραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και ζεστού νερού (γεννήτριες, μικροστρόβιλοι), οι ανεμογεννήτριες, οι φωτοβολταϊκές γεννήτριες, οι κυψέλες καυσίμου, οι γεωθερμικοί και οι ηλιοθερμικοί σταθμοί, τα μικρά υδροηλεκτρικά, οι μονάδες που χρησιμοποιούν ως πρώτη ύλη βιομάζα, βιοντίζελ ή οποιαδήποτε άλλη πηγή ενέργειας. Ένα Μικροδίκτυο μπορεί να εγκατασταθεί εκεί όπου υπάρχει διαθέσιμη μία

από τις παραπάνω φυσικές πηγές ενέργειας και να καλύπτει τις καταναλώσεις της περιοχής στην οποία εγκαθίσταται. Η κλίμακα του Μικροδικτύου ποικίλει, από μία οικία που χρησιμοποιεί ένα υβριδικό σύστημα φωτοβολταϊκών και γεννήτριας ντίζελ ή βιοκαυσίμων, ένα νοσοκομείο που χρησιμοποιεί κυψέλες καυσίμου για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και ζεστού νερού, μέχρι και μία πόλη η οποία τροφοδοτείται από σταθμούς βιομάζας, γεννήτριες ντίζελ και αιολικά πάρκα.

Μία συνδυασμένη χρήση των νέων τεχνολογιών συμπαραγωγής και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας, θα μπορούσε ίσως να κάνει την τιμή της ηλεκτρικής ενέργειας στο Μικροδίκτυο ανταγωνιστική αυτής των κεντρικών δικτύων. Η αξιόπιστη λειτουργία ενός Μικροδικτύου, απαιτεί εκτός από την κάλυψη των απαιτήσεων ενεργού και αέργου ισχύος, και τη συνεχή ρύθμιση της τάσης και της συχνότητας αυτού. Παράλληλα, θα πρέπει να περιλαμβάνει όλες τις διατάξεις προστασίας από σφάλματα, βραχυκυκλώματα ή διαρροές.

Ένα Μικροδίκτυο έχει τη δυνατότητα διασύνδεσης με το κεντρικό δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Σε μία τέτοια παραλληλισμένη λειτουργία είναι δυνατή η ανταλλαγή ενέργειας. Ακόμη, σε περίπτωση μόνιμα διασυνδεδεμένης λειτουργίας είναι δυνατή η αξιόπιστη τροφοδότηση του Μικροδικτύου από τις δικές του μονάδες σε περίπτωση κατάρρευσης του κεντρικού δικτύου.

Δεδομένης της μικρής ισχύος των περισσότερων μονάδων ενός Μικροδικτύου, η παραγωγή και διανομή της ηλεκτρικής ενέργειας είναι προτιμότερο να γίνεται στη Χαμηλή Τάση καθώς δεν απαιτείται η μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας σε μεγάλες αποστάσεις. Το μέγεθος δηλαδή των μονάδων παραγωγής είναι ουσιαστικά αυτό που καθορίζει τη στάθμη λειτουργίας. Το μέγεθός του συνολικότερα - μονάδων παραγωγής και φορτίων - καθορίζει εξάλλου και τον τρόπο διασύνδεσής του με άλλα Μικροδίκτυα ή με το κεντρικό δίκτυο, στη Μέση ή στη Χαμηλή Τάση. Προφανώς, μεγάλη ισχύς απαιτεί διασύνδεση στη Μέση Τάση.



Σχήμα 1.20: Τυπικό Μικροδίκτυο.

Εδώ, πρέπει να τονιστεί ότι σε περιπτώσεις παραλληλισμένης λειτουργίας με το κεντρικό ηλεκτρικό δίκτυο, αυτό που πρωτίστως επιδιώκεται είναι να μην προκαλεί το Μικροδίκτυο

προβλήματα. Η ποιότητα της τάσης πρέπει να ανταποκρίνεται στις προδιαγραφές του δικτύου, ενώ η απορροφούμενη ενέργεια δεν πρέπει να ξεπερνά τις απαιτήσεις ενός τυπικού καταναλωτή.

Σε ανώτερο επίπεδο, ένα Μικροδίκτυο μπορεί να συμπεριφερθεί ως ένα δευτερεύον δίκτυο του κεντρικού. Κάτι τέτοιο συμβαίνει όταν το Μικροδίκτυο ρυθμίζεται ώστε να μπορεί να υποστηρίξει το κεντρικό δίκτυο, π.χ. να παρέχει ή να απορροφά ενεργό ή άεργο ισχύ όταν απαιτείται, ακόμη και σε μικρά χρονικά διαστήματα. Στη αυτή την περίπτωση, απαιτείται προφανώς και μία μορφή επικοινωνίας μεταξύ των κέντρων ελέγχου Μικροδικτύου και κεντρικού δικτύου.

Σύγχρονες τεχνολογίες υπόσχονται πολλά στη διαχείριση των μεταβατικών φαινομένων. Για την κάλυψη υψηλών αιχμών ζήτησης (π.χ. εκκίνηση μεγάλων κινητήρων, ψυγείων κ.ά.) και την αποθήκευση περισευούμενης ενέργειας, ένα Μικροδίκτυο, ιδιαίτερα όταν βρίσκεται σε απομονωμένη λειτουργία, μπορεί να χρησιμοποιεί ενέργεια που αποθηκεύεται σε υπερπυκνωτές, μηχανές υψηλής στρεφόμενης αδράνειας (Flywheels), συσσωρευτές ή με τη μορφή δυναμικής ενέργειας μέσω συμπιεστών αέρα ή αντλησιοταμιευτικών συστημάτων. Η τελευταία δε τεχνική μπορεί να εφαρμοστεί σε περιοχές όπου αιολικά ή ηλιακά πάρκα βρίσκονται κοντά σε μία θάλασσα ή λίμνη, οπότε και αποθηκεύουν την περισευούμενη ενέργεια που παράγουν, αντλώντας νερό σε ταμιευτήρες υψηλότερης στάθμης. Στη συνέχεια, όταν χρειάζεται ενέργεια οι αντλητικοί κινητήρες χρησιμοποιούνται ως γεννήτριες, παρέχοντας ισχύ στο Μικροδίκτυο.

Τέλος, να σημειωθεί πως ένας πολύπλοκος έλεγχος ενός τέτοιου συστήματος με την παρούσα διαθέσιμη τεχνολογία, απαιτεί τη χρησιμοποίηση ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος, για τη διασύνδεση των περισσότερων πηγών ενέργειας του Μικροδικτύου με τους ζυγούς. Είτε η παραγόμενη ισχύς είναι διαρκώς μεταβαλλόμενη, όπως στην περίπτωση των φωτοβολταϊκών και ανεμογεννητριών, είτε ελεγχόμενη όπως των υδροηλεκτρικών σταθμών και των ντιζελογεννητριών, η διοχέτευση αυτής μέσω ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος κάνει εφικτό τον έλεγχο των πιο σημαντικών μεγεθών αυτής, δηλαδή της ηλεκτρικής τάσης και της συχνότητας, μέσω της ροής ενεργού και άεργου ισχύος. Το βασικότερο στοιχείο ενός Μικροδικτύου είναι συνήθως ένας ηλεκτρονικός αντιστροφέας ισχύος, ο οποίος ελέγχει το ισοζύγιο ισχύος στο Μικροδίκτυο. Αυτό μπορεί να γίνεται είτε με την οδήγηση μιας ελεγχόμενης γεννήτριας, είτε με τη διαχείριση συσσωρευτών ή μικροστροβίλων, είτε με τον έλεγχο των ηλεκτρονικών ισχύος των άλλων μικρομονάδων παραγωγής ενέργειας.

1.4.2 DC μικροδίκτυο

Για το σχηματισμό ενός μικροδικτύου είναι δυνατή η σύνδεση των διεσπαρμένων πηγών (DGs) μέσω ενός AC ζυγού σχηματίζοντας ένα AC μικροδίκτυο, ή μέσω ενός DC ζυγού σχηματίζοντας ένα DC μικροδίκτυο. Αν και έχει γίνει μεγάλη έρευνα στην λειτουργία και τον έλεγχο των AC μικροδικτύων, τα DC μικροδίκτυα έχουν αρχίσει να τραβάνε τελευταία την προσοχή, λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν σε σχέση με τα AC μικροδίκτυα.

Η χρησιμότητά τους έγκειται αρχικά στο γεγονός ότι τα μοντέρνα συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής (π.χ. κυψέλες καυσίμου, μικροτουρμπίνες, φωτοβολταϊκά και ανεμογεννήτριες) και τα σύγχρονα ηλεκτρικά φορτία (π.χ. ηλεκτρονικά φορτία και AC οδηγία) έχουν DC στάδια για τη διασύνδεσή τους στο AC δίκτυο διανομής. Έτσι, τα DC μικροδίκτυα αποτελούν τη βέλτιστη λύση για τη ενοποίηση των παραπάνω ενσωματώνοντας τα DC κομμάτια τους. Αποφεύγονται οι αχρείαστες DC/ACμετατροπές, οπότε μειώνονται το κόστος και οι απώλειες του συστήματος. Επίσης, οι μετατροπείς που χρησιμοποιούνται για τη σύνδεση των DC μικροπηγών δεν περιέχουν, συνήθως, μετασχηματιστές μειώνοντας επιπλέον το μέγεθος και το κόστος του συνολικού συστήματος.

Άλλα πλεονεκτήματα του DC μικροδικτύου σε σχέση με το ACείναι:

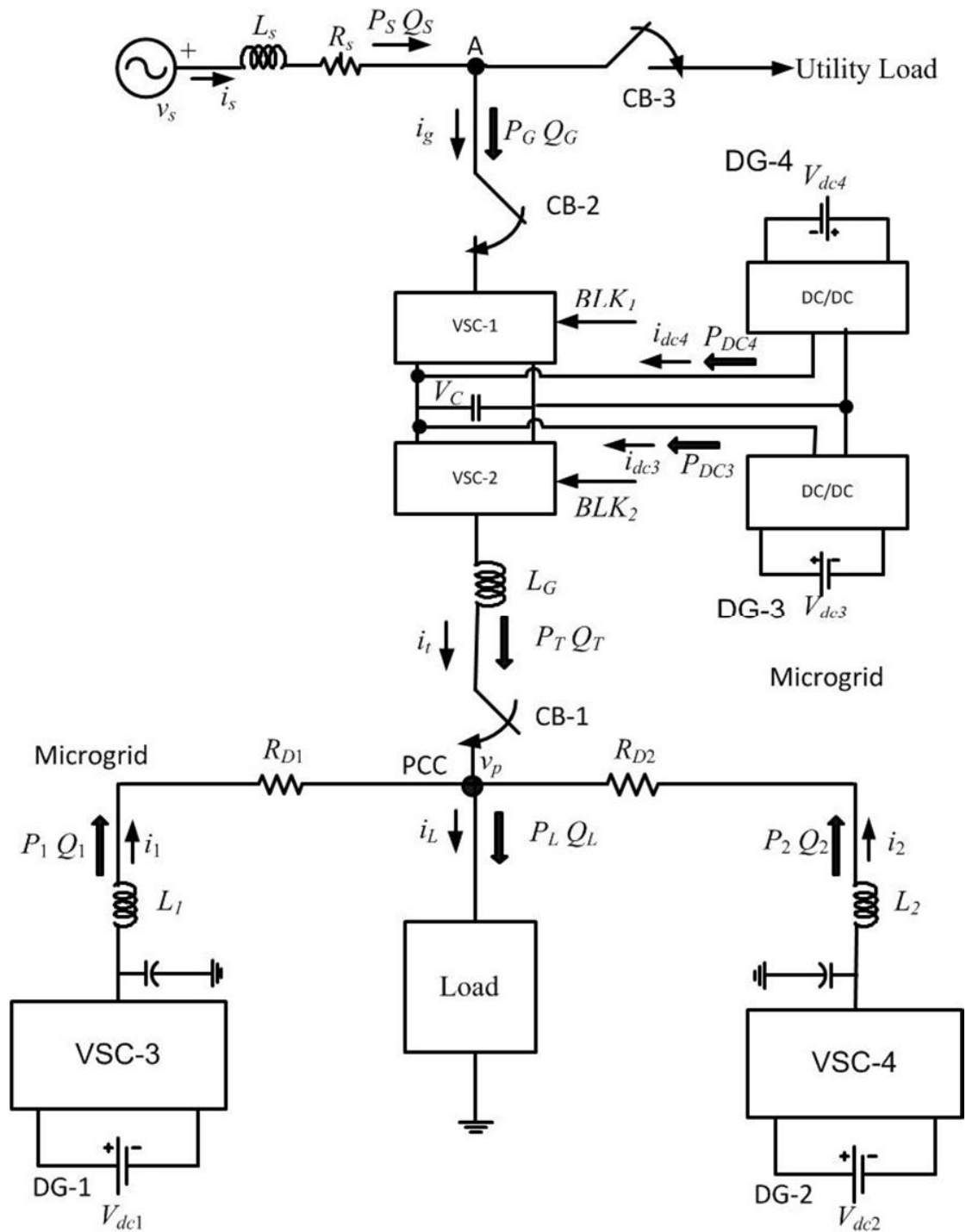
- ο ευκολότερος έλεγχος των μικροπηγών, αφού βασίζεται σε συνεχή τάση δίχως ανάγκη για συγχρονισμό.
- η απουσία αρμονικών και ροής άεργου ισχύος στη DC διασύνδεση κάνοντας τον έλεγχο ακόμα ευκολότερο
- η προστασία του συστήματος από ενδεχόμενα βραχυκυκλώματα, όταν αυτά συμβαίνουν στην πλευρά του φορτίου ή στην πλευρά των μικροπηγών που συνδέονται μέσω μετατροπών ισχύος, αφού τα άλλα φορτία και μικροπηγές μένουν ανεπηρέαστα.
- η εύκολη απομόνωσή τους σε περίπτωση σφάλματος, που ενισχύει την αξιοπιστία του συστήματος.

Αν και τα DC μικροδίκτυα αποτελούν ιδέα κυρίως για το μέλλον, έχουν ήδη βρει εφαρμογή στην παροχή ενέργειας σε απομονωμένα συστήματα, όπως οχήματα, διαστημικά οχήματα, κέντρα δεδομένων, συστήματα τηλεπικοινωνιών και έχουν προταθεί για αγροτικές περιοχές και νησιά [5].

1.4.3 Υβριδικό Μικροδίκτυο

Η παρουσία τόσο AC όσο και DC φορτίων και μικροπηγών κάνει απαραίτητη την ύπαρξη AC και DC μικροδικτύων. Μία υβριδική δομή μπορεί να εγγραφεί μία βιώσιμη κατασκευή που θα περιέχει και τους δύο τύπους. Στην παρούσα εργασία, παρουσιάζεται ένα υβριδικό μικροδίκτυο ως ένα AC μικροδίκτυο συνδεδεμένο με το δίκτυο μέσω ενός backto back (B2B) μετατροπέα ο οποίος έχει επιπλέον ένα DC ζυγό. Από τη μία, η backto back σύνδεση δύο AC συστημάτων μπορεί προσφέρει μία αξιόπιστη και αποδοτική σύζευξη, ενώ από την άλλη ο DC ζυγός διευκολύνει τη σύνδεση των DC μικροπηγών. Ο DC ζυγός μπορεί να παρέχει την απαιτούμενη ενέργεια στα τοπικά DC φορτία, αλλά και να ανταλλάσσει μέρος της ισχύος με τα AC δίκτυα. Με αυτόν τον τρόπο γίνονται δυνατές όλες οι ροές ισχύος. Είναι δυνατόν τα μικροδίκτυα να απορροφούν ισχύ από το δίκτυο αν αυτό είναι αναγκαίο, να ανταλλάσσουν μεταξύ τους ή και να παρέχουν ισχύ στο δίκτυο αν υπάρχει πλεόνασμα ισχύος.

Παρακάτω θα αναλυθεί και θα προσομοιωθεί το παραπάνω υβριδικό μικροδίκτυο και ο έλεγχός του. Οι προσομοιώσεις έγιναν σε Matlab/Simulink με τα τρία δίκτυα να θεωρούνται ιδανικές πηγές τάσης και μελετώντας τα ισοζύγια ισχύος στις διάφορες περιπτώσεις.



Σχήμα 1.21: Διάγραμμα υβριδικού μικροδικτύου. [6]

1.5 dq0 Μετασχηματισμός

Οι εξισώσεις που περιγράφουν ένα τριφασικό σύστημα είναι συνήθως διαφορικές με μεταβλητές που εξαρτώνται από τον χρόνο. Η επίλυσή τους είναι εξαιρετικά δύσκολη γι' αυτό και έχουν επιχειρηθεί διάφοροι μετασχηματισμοί για την απλοποίησή τους με σημαντικότερο τον

μετασχηματισμό dq0. Σκοπός είναι η μετατροπή των εξισώσεων αυτών σε διαφορικές με σταθερούς στο χρόνο συντελεστές, οι οποίες επιλύονται ευκολότερα. [7]

Έστω ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα που βρίσκεται ακίνητο στο χώρο. Το σύστημα αυτό στην προσέγγιση αυτή είναι μαθηματικό, όμως στην πράξη αντιστοιχεί στις μεταβλητές ενός ηλεκτρικού τριφασικού συστήματος. Έχει επικρατήσει οι άξονες του πλαισίου αναφοράς που περιστρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα να ονομάζονται ευθύς άξονας (direct axis – d), εγκάρσιος άξονας (quadrature axis – q) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (zero axis – 0), παρότι ορισμένες φορές χρησιμοποιείται για ιστορικούς λόγους ο συμβολισμός του μετασχηματισμού του Clarke αβ0 αντί του dq0. Ο μετασχηματισμός εκφράζεται με τη μορφή πινάκων ως εξής:

$$f_{dq0} = T \cdot f_{abc}$$

$$\text{όπου } f_{dq0} = [f_d f_q f_0]^T$$

$$\text{και } f_{abc} = [f_a f_b f_c]^T.$$

Ο πίνακας T του μετασχηματισμού έχει ως εξής:

$$T = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}$$

όπου η γωνία θ δίνεται από τη σχέση

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0)$$

με ξ τη σιωπηλή μεταβλητή ολοκλήρωσης (dummy variable of integration).

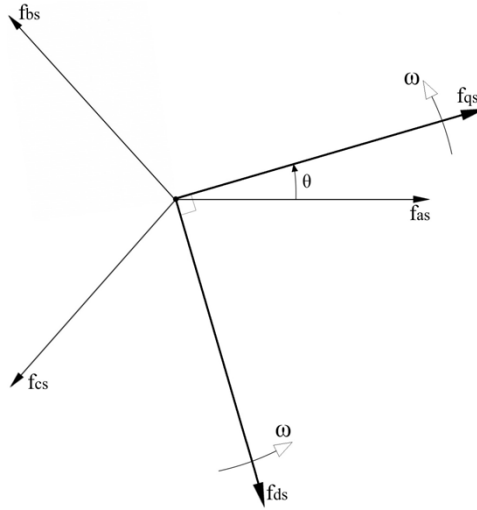
Επίσης, ο πίνακας T^{-1} για τον αντίστροφο μετασχηματισμό είναι ο εξής:

$$T^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix}$$

Στις παραπάνω εξισώσεις το f συμβολίζει κάποια μεταβλητή του συστήματος και μπορεί να είναι είτε τάση, είτε ρεύμα είτε ακόμα και ηλεκτρικό φορτίο (ο ίδιος μετασχηματισμός ισχύει για όλες αυτές τις μεταβλητές). Η γωνία θ θα πρέπει να είναι συνεχής· παρόλα αυτά η ταχύτητα ω περιστροφής του πλαισίου αναφοράς επιλέγεται αυθαίρετα και μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβαλλόμενη ανάλογα με το τι μας εξυπηρετεί κάθε φορά, ώστε να επιτύχουμε είτε την απλοποίηση της επίλυσης του συστήματος των εξισώσεων είτε την ικανοποίηση των περιορισμών του συστήματος. Η αρχική γωνία $\theta(0)$ στις περισσότερες περιπτώσεις λαμβάνεται ίση με το μηδέν για λόγους απλότητας και χωρίς βλάβη της γενικότητας.

Η αλλαγή αυτή μεταβλητών μπορεί να εφαρμοστεί σε κυματομορφές τάσης κάθε είδους και φασικής μετατόπισης, όμως τα αποτελέσματά της είναι ιδιαίτερα χρήσιμα κυρίως σε συμμετρικά συστήματα τριών φάσεων. Παρόλο που ο μετασχηματισμός μεταβλητών είναι μια μαθηματική αλλαγή μεταβλητών και ως τέτοια δεν απαιτεί κάποια φυσική ερμηνεία, είναι συχνά χρήσιμο να

οπτικοποιούμε τις εξισώσεις του μετασχηματισμού σαν τριγωνομετρικές εξισώσεις. Η οπτικοποίηση αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.22: Διανυσματικό διάγραμμα dq0 μετασχηματισμού.

Όπως βλέπουμε στο σχήμα οι άξονες d και q είναι κάθετοι μεταξύ τους και περιστρέφονται με την αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα ω , ενώ οι μεταβλητές των τριών φάσεων είναι σταθερές και δεν περιστρέφονται. Είναι σημαντικό στο σημείο αυτό να τονίσουμε ότι οι μεταβλητές της μηδενικής ακολουθίας δεν συνδέονται με το με αυθαίρετη ταχύτητα περιστρεφόμενο σύστημα. Συνδέονται όμως αλγεβρικά με τις μεταβλητές των τριών φάσεων και είναι ανεξάρτητες της γωνίας θ . Θα πρέπει επίσης να τονίσουμε ότι δεν πρέπει να συγχέουμε τις μεταβλητές f_{as} , f_{bs} , f_{cs} με φασιθέτες (phasors). Οι μεταβλητές αυτές δεν είναι φασιθέτες αλλά στιγμιαίες τιμές, οι οποίες μπορεί να είναι οποιαδήποτε συνάρτηση του χρόνου. Τέλος αξίζει να τονίσουμε κάτι που από τη φυσική μας αντίληψη δείχνει αυτονόητο, ότι δηλαδή η ολική ισχύς είναι σταθερή και ανεξάρτητη από το πλαίσιο αναφοράς στο οποίο υπολογίζεται.

Ας δούμε τώρα την περίπτωση συμμετρικής τριφασικής τάσης. Έστω ότι για ένα τριφασικό σύστημα έχουμε τις τάσεις V_{abc} :

$$V_a = \sqrt{2}V \cos(\omega_0 t)$$

$$V_b = \sqrt{2}V \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_c = \sqrt{2}V \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Σύμφωνα με τον πίνακα T, οι εξισώσεις της τάσης στο dq0 πλαίσιο θα είναι:

$$V_d = \frac{2}{3} \left(\cos(\theta) \sqrt{2} V \cos(\omega_0 t) + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{2} V \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{2} V \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \right)$$

$$V_q = \frac{2}{3} \left(\sin(\theta) \sqrt{2} V \cos(\omega_0 t) + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{2} V \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \sqrt{2} V \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \right)$$

$$V_0 = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) = 0$$

Η πρώτη παρατήρησή μας έχει να κάνει με την συνιστώσα V_0 , η οποία θα ισούται πάντα με το μηδέν για την περίπτωση συμμετρικών τριφασικών μεταβλητών. Γι' αυτό και ο $dq0$ μετασχηματισμός θα αναφέρεται από εδώ και μπρος και ως dq μετασχηματισμός.

Δεύτερον, για τη γωνία θ ξέρουμε ότι:

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) = \omega t + \theta(0) \text{ (rad)}$$

Αν το πλαίσιο αναφοράς περιστρέφεται συνεχώς με τη θεμελιώδη γωνιακή ταχύτητα και υποθέσουμε ότι τη στιγμή $t=0, \theta=0$ δηλαδή ότι ο άξονας d συμπίπτει με τον άξονα της φάσης a , τότε $\theta = \omega_0 t$. Επομένως, αντικαθιστώντας στις παραπάνω εξισώσεις έχουμε:

$$V_d = \frac{2}{3} \sqrt{2} V (\cos^2(\omega_0 t) + \cos^2(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) + \cos^2(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}))$$

$$V_q = \frac{2}{3} \sqrt{2} V (\sin(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t) + \sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}))$$

Οι παραπάνω εξισώσεις απλοποιούνται αν λάβουμε υπόψη τις τριγωνομετρικές ιδιότητες:

$$\cos^2 a = \frac{1}{2}(1 + \cos 2a)$$

$$\cos \alpha \sin \alpha = \frac{1}{2} \sin 2\alpha$$

οπότε

$$V_d = \frac{1}{3} \sqrt{2} V (3 + \cos(2\omega_0 t) + \cos(2\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) + \cos(2\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}))$$

$$V_q = \frac{1}{3} \sqrt{2} V (\sin(2\omega_0 t) + \sin(2\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) + \sin(2\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}))$$

Τέλος, γνωρίζουμε για τις τριγωνικές σχέσεις ότι:

$$\cos(2\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) = -\frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(2\omega_0 t)$$

$$\cos(2\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}) = -\frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(2\omega_0 t)$$

$$\sin(2\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) = -\frac{1}{2} \sin(2\omega_0 t) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\omega_0 t)$$

$$\sin(2\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}) = -\frac{1}{2} \sin(2\omega_0 t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(2\omega_0 t)$$

Συνδυάζοντας τα παραπάνω καταλήγουμε ότι

$$V_d = \sqrt{2} V$$

$$V_q = 0$$

Αποδείξαμε, λοιπόν, ότι όταν το πλαίσιο στρέφεται με τη θεμελιώδη γωνιακή συχνότητα και τη στιγμή 0 ο d άξονας συμπίπτει με τον a, οι μεταβλητές V_d και V_q είναι σταθερές και μάλιστα ισούνται με τη μέγιστη τιμή της φασικής τάσης και μηδέν, αντίστοιχα. Το συμπέρασμα αυτό είναι πολύ σημαντικό για τον έλεγχο των ηλεκτρικών μετατροπέων, όπως θα δούμε αργότερα.

1.5.1 Τριφασική ισχύς στο dq σύστημα

Η φαινόμενη ισχύς σε τριφασικό σύστημα είναι:

$$\vec{S} = V_a I_a^* + V_b I_b^* + V_c I_c^*$$

Αν χρησιμοποιήσουμε τον dq μετασχηματισμό καταλήγουμε ότι:

$$S = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) + j \frac{3}{2}(V_q I_d - V_d I_q)$$

δηλαδή,

$$P = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q)$$

$$Q = \frac{3}{2}(V_q I_d - V_d I_q)$$

Αν επιπλέον έχουμε επιλέξει $\theta = \omega_0 t$, τότε

$$P = \frac{3}{2} V_{\max} I_d$$

$$Q = -\frac{3}{2} V_{\max} I_q$$

δηλαδή ενεργός και άεργος ισχύς εξαρτώνται μόνο από I_d και I_q αντίστοιχα για τάση σταθερού πλάτους.

1.6 ΠΙ ελεγκτές

Οι ελεγκτές είναι τα κύρια στοιχεία που ελέγχουν και καθορίζουν τον τρόπο λειτουργίας των διάφορων ενεργειακών συστημάτων ανάλογα με τις παραμέτρους που παίρνουν έτσι ώστε η μεταβλητή που παίρνουμε στην έξοδο τους να είναι η επιθυμητή για μας τιμή.

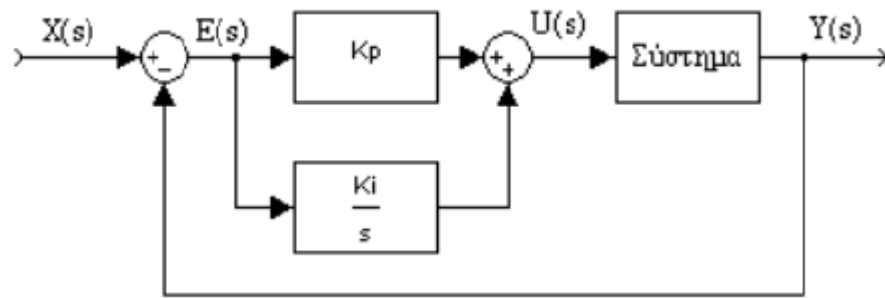
Η κύρια δουλειά του κάθε ελεγκτή είναι να μας κρατάει την έξοδο σε επιθυμητή τιμή ανεξαρτήτως από της όποιες ανωμαλίες προκύπτουν στην διαδικασία. Αν και είναι συχνά πολύ δύσκολο να το πετύχουμε αυτό, μπορούμε να έχουμε πολύ καλά αποτελέσματα με την ανατροφοδότηση της εξόδου της διαδικασίας.

Από τους διάφορες ελεγκτές που υπάρχουν εμείς θα ασχοληθούμε με τους ελεγκτές δύο όρων **P.I.**(Proportional, Integral) οι οποίοι αποτελούν τους πλέον διαδομένους και το βασικότερο στοιχείο στον έλεγχο ηλεκτρικών μετατροπέων ισχύος. Ο ΠΙ ελεγκτής συνδυάζει αθροιστικά τον αναλογικό και τον ολοκληρωτικό έλεγχο, των οποίων οι ιδιότητες είναι οι εξής:

Ο **αναλογικός ελεγκτής P** βοηθά στη βελτίωση της συμπεριφοράς των συστημάτων στην μεταβατική αλλά και στη μόνιμη κατάσταση. Από μόνος του όμως δεν μπορεί να αντιμετωπίσει όλες τις πιθανές διαταραχές που μπορούν να συμβούν σε ένα σύστημα και για αυτό απαιτείται ο συνδυασμός του με τους άλλους ελεγκτές.

Ο **ολοκληρωτικός ελεγκτής I** χρησιμοποιείται όπου τα συστήματα παρουσιάζουν σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση τους, γιατί για όσο χρόνο υπάρχει σφάλμα η έξοδος του ελεγκτή λόγω του ολοκληρώματος αυξάνεται με αποτέλεσμα την εξάλειψη του σφάλματος.

Η συνδεσμολογία του PI είναι αυτή που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.23: Συνδεσμολογία PI ελεγκτή.

Ο PI ελεγκτής εισάγει ένα πόλο στο 0 και ένα μηδενικό στο $-K_i/K_p$ συμπέρασμα που προκύπτει από τη συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή:

$$PI_{(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{sK_p + K_i}{s} = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s}$$

Οι PI ελεγκτές στην παρούσα εργασία προσομοιώθηκαν από τα αντίστοιχα block του Simulink, ενώ τα κέρδη K_i και K_p επιλέχθηκαν ανάλογα με την εφαρμογή τους κάθε φορά. [8]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Αντιστροφέας

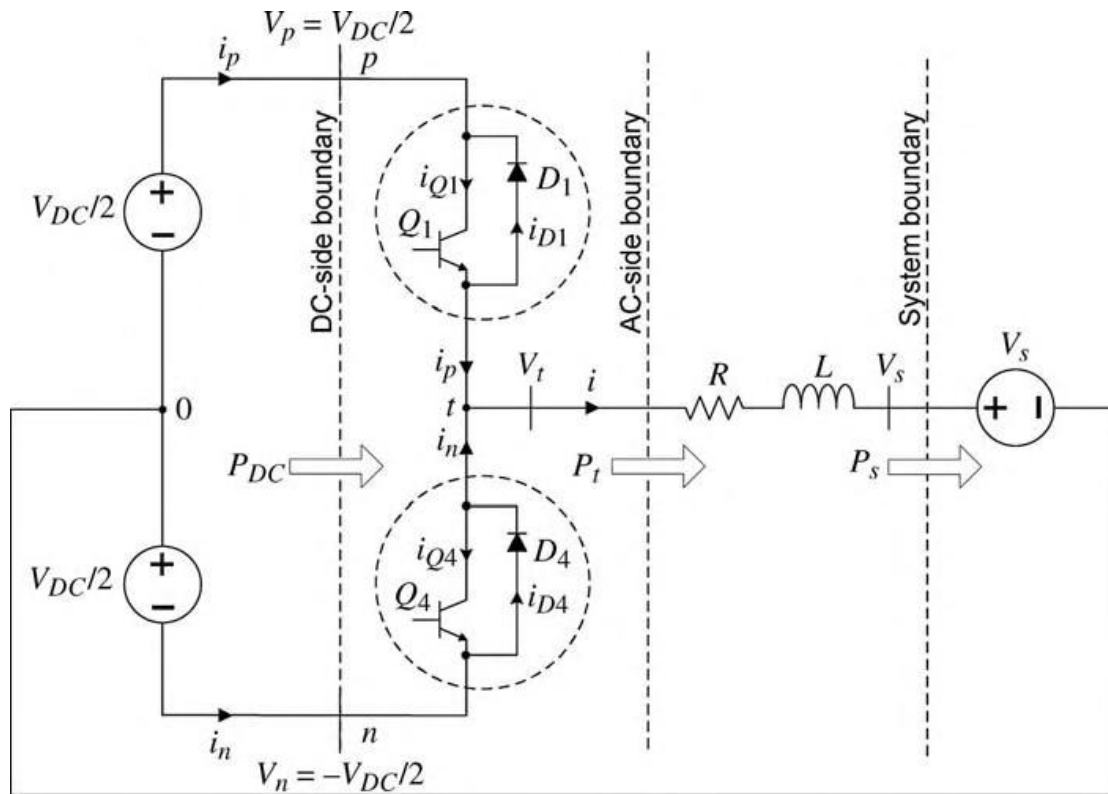
Ο αντιστροφέας ισχύος είναι μια ηλεκτρονική διάταξη ισχύος που επιτρέπει τη μετατροπή συνεχούς τάσης ή συνεχούς ρεύματος εισόδου σε εναλλασσόμενη τάση και ρεύμα, αντιστοίχως, με το επιθυμητό πλάτος και την επιθυμητή συχνότητα. Επομένως διακρίνουμε τους αντιστροφέας τροφοδοτούμενους από πηγή τάσης (Voltage-Sourced Converter, VSC) και τους αντιστροφέας τροφοδοτούμενους από πηγή ρεύματος (Current-Sourced Converter). Στην παρούσα εργασία θα ασχοληθούμε με αντιστροφέας πηγής τάσης. Τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται σε αυτή την κατηγορία μπορεί να είναι Gate Turn-Off Thyristors (GTOs), Bipolar Junction Transistors (BJTs), Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs), Power Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Power MOSFETs) ή και Integrated Gate Commutated Thyristors (IGCTs), ενώ πάντα συνοδεύονται από μία δίοδο ελεύθερης διέλευσης συνδεδεμένη αντιπαράλληλα με αυτά για να επιτρέπει την ενδεχόμενη ροή ρεύματος προς την πηγή. [9]

Η βασική λειτουργία των αντιστροφέων είναι η δημιουργία ενός σήματος όσο το δυνατόν πιο κοντινού σε ένα ημιτονοειδές με τη χρήση διακοπτικών στοιχείων τα οποία εφαρμόζουν κατάλληλα με ορθή και ανάστροφη πόλωση τη DC τάση και ελέγχονται από κάποιο λογικό κύκλωμα. Στη συνέχεια το σήμα φιλτράρεται (συνήθως με παθητικό φίλτρο αποτελούμενο από πηνία και πυκνωτές) ώστε να βελτιωθεί η ποιότητα της εξόδου. Τα στοιχεία της κυματομορφής εξόδου (συχνότητα, μέτρο, γωνία) καθορίζονται από το λογικό κύκλωμα, το οποίο ανοίγει και κλείνει τους διακόπτες στέλνοντας τους κατάλληλους παλμούς, δίνοντας την επιθυμητή μορφή στο σήμα εξόδου. Είναι φανερό, λοιπόν, ότι ο έλεγχος του αντιστροφέα είναι μεγίστης σημασίας. Οι αντιστροφέας βρίσκουν εφαρμογές στις ακόλουθες περιοχές: συστήματα ηλεκτρονικού ελέγχου κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος, συστήματα ήπιων μορφών ενέργειας, συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, συστήματα αδιάκοπης παροχής ηλεκτρικής ενέργειας (UPS), και συστήματα διόρθωσης συντελεστή ισχύος.

2.1 Τοπολογίες αντιστροφέων

2.1.1 Αντιστροφέας ημιγέφυρας

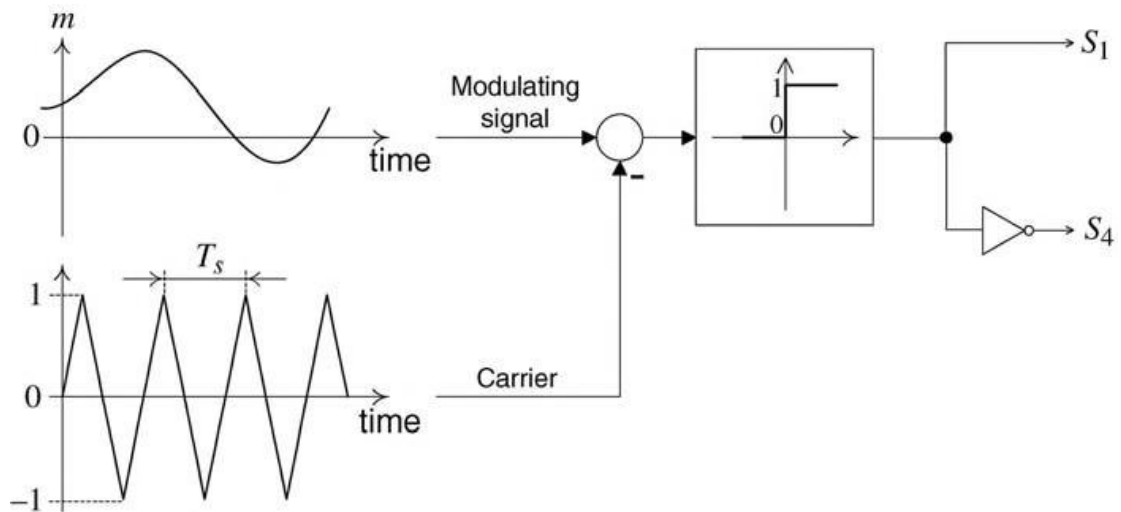
Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζεται ο αντιστροφέας ημιγέφυρας ως δομικό στοιχείο ενός πολυφασικού, συγκεκριμένα τριφασικού, αντιστροφέα πηγής τάσης. Στο Σχήμα 2.1 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός DC/AC μετατροπέα ημιγέφυρας. Αποτελείται από δύο πηγές συνεχούς τάσης στη σειρά, κάθε μία με τάση $V_{dc}/2$. Στο σημείο σύνδεσής τους το δυναμικό είναι ίσο με 0. Επίσης, περιέχει δύο διακόπτες, οι οποίοι είναι πλήρως ελεγχόμενοι και ο καθένας είναι συνδεδεμένος αντιπαράλληλα με μία δίοδο ελεύθερης διέλευσης. Τα πάνω στοιχεία συμβολίζονται με 1 και τα κάτω με 4. Έτσι έχουμε τον διακόπτη Q1 και τη δίοδο D1 πάνω και τον διακόπτη Q4 και τη δίοδο D4 κάτω. Στο σχήμα φαίνονται επίσης οι θετικές φορές των ρευμάτων. Οι κόμβοι p και n αποτελούν τους ακροδέκτες της DC πλευράς, ενώ ο κόμβος t αποτελεί τον ακροδέκτη της AC πλευράς. Ανάλογα με το διακοπτικό στοιχείο που είναι κλειστό, η τάση που εμφανίζεται στον t είναι είτε $V_{dc}/2$ (για Q1 κλειστό), είτε $-V_{dc}/2$ (για Q4 κλειστό). Προφανώς, τα δύο διακοπτικά στοιχεία δεν πρέπει ποτέ να είναι ταυτόχρονα κλειστά, καθώς κάτι τέτοιο θα οδηγούσε σε βραχυκύκλωση των πηγών τάσης.



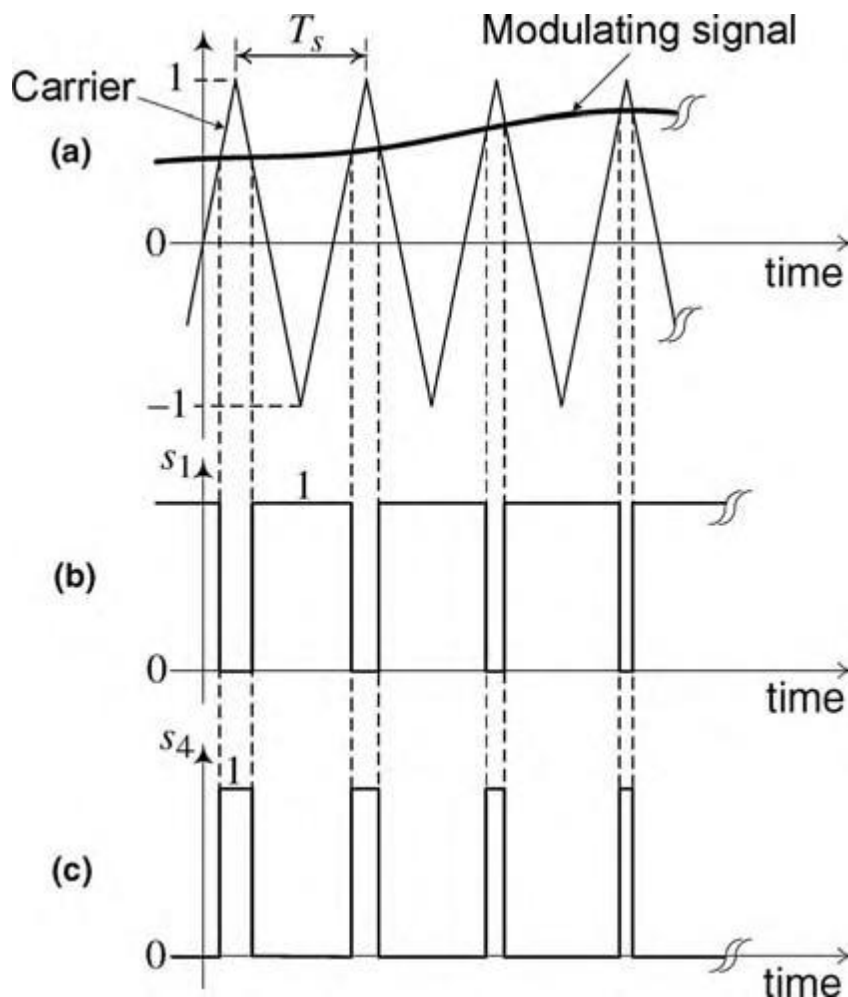
Σχήμα 2.1: Σχηματικό διάγραμμα αντιστροφέα ημιγέφυρας

2.1.2 Έλεγχος PWM αντιστροφέα ημιγέφυρας

Όπως αναφέρθηκε ο αντιστροφέας ημιγέφυρας λειτουργεί με διαρκή εναλλαγή λειτουργίας των διακοπών Q_1 και Q_4 . Οι παλμοί ελέγχου δημιουργούνται με τη τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (pulse-width modulation, PWM). Η τεχνική PWM στηρίζεται στη δυνατότητα που μας παρέχει ο αντιστροφέας για έλεγχο της τάσης εξόδου και ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση του αρμονικού περιεχομένου μέσω του πολύ γρήγορου χειρισμού των ημιαγωγικών στοιχείων. Από τον χειρισμό αυτό δημιουργούνται θετικοί και αρνητικοί παλμοί μεταβλητής διάρκειας (εύρους) και στόχος είναι να παράγουμε παλμούς τέτοιου εύρους κάθε φορά, ώστε η τάση εξόδου κάθε στιγμή να προσεγγίζει την επιθυμητή, δηλαδή η προκύπτουσα κυματομορφή της τάσης εξόδου να πλησιάζει την επιθυμητή. Αν και υπάρχουν πολλοί τρόποι για την παραγωγή των παλμών αυτών, η πιο συνηθισμένη στρατηγική PWM συγκρίνει μία υψίσυχη τριγωνική κυματομορφή, το σήμα φορέα, με μία αργά μεταβαλλόμενη κυματομορφή γνωστή και ως σήμα αναφοράς. Το σήμα φορέα είναι περιοδικό με περίοδο T_s και ταλαντεύεται μεταξύ -1 και 1 . Τα σημεία τομής των δύο σημάτων καθορίζουν τις στιγμές αλλαγής της λειτουργίας των διακοπών. Η PWM τεχνική παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.2 για τους Q_1 και Q_4 , όπου $s(t) = 1$ όταν δίνουμε εντολή στο διακόπτη να άγει και $s(t) = 0$ όταν μένει εκτός λειτουργίας.



Σχήμα 2.2: PWM τεχνική για τον αντιστροφέα ημιγέφυρας.



Σχήμα 2.3: Κυματομορφές PWM τεχνικής για τον αντιστροφέα ημιγέφυρας.

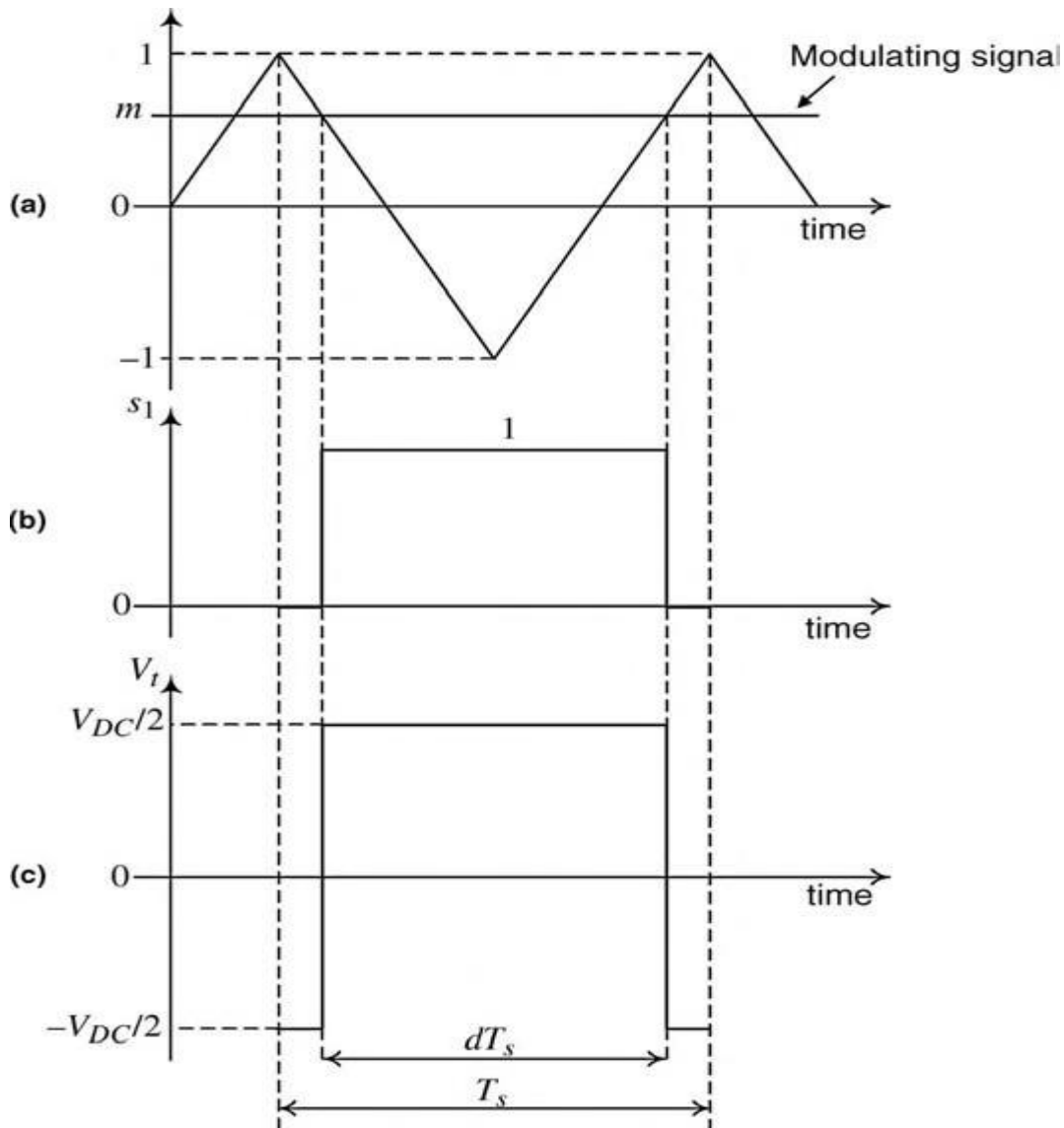
Όπως φαίνεται από το σχήμα, όταν το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο του φορέα, δίνεται παλμός έναυσης στον Q_1 , και μηδενίζεται ο παλμός στην είσοδο του Q_4 . Αντίθετα, όταν το σήμα αναφοράς είναι μικρότερο του φορέα, μηδενίζεται ο παλμός στην είσοδο του Q_1 ενώ δίνεται παλμός έναυσης

στον Q_4 . Εδώ να σημειώσουμε ότι οι παλμοί δεν αρκούν για να την αγωγή των διακοπών, αλλά θα πρέπει και η ροή του ρεύματος να είναι η κατάλληλη. Για παράδειγμα, ένα IGBT άγει μόνο αν η ροή του ρεύματος είναι από τον συλλέκτη προς τον εκπομπό. Αν υποθέσουμε ότι η ροή ρεύματος είναι η σωστή και συνδυάζοντας τα παραπάνω καταλήγουμε ότι

$$V_t(t) = (V_{dc} / 2)s_1(t) - (V_{dc} / 2)s_4(t)$$

Έχει ενδιαφέρον να εξετάσουμε την περίπτωση που το σήμα αναφοράς ή σήμα διαμόρφωσης μείνει σταθερό. Η περίπτωση αυτή παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.4. Αν θέσουμε ως στον χρόνο που είναι ανοικτός ο διακόπτης Q_1 σε μία περίοδο του σήματος φορέα προς την περίοδο αυτή, τότε το αντίστοιχο μέγεθος για τον Q_4 θα είναι $1-d$. Όπως παρατηρούμε, καθώς το μεταβάλλεται από -1 σε 1 , το μεταβάλλεται γραμμικά από 0 σε 1 . Δηλαδή $m = 2d - 1$. Εξάλλου, είναι φανερό πως η μέση τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι

$$\bar{V}_t(t) = d \frac{V_{dc}}{2} - (1-d) \frac{V_{dc}}{2} = (2d-1) \frac{V_{dc}}{2} = m \frac{V_{dc}}{2}$$

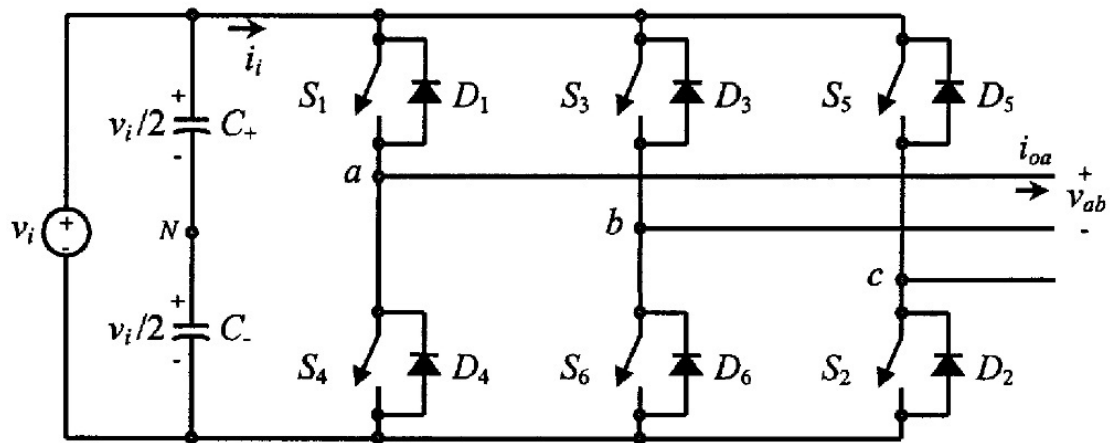


Σχήμα 2.4: PWM τεχνική με σταθερό σήμα διαμόρφωσης.

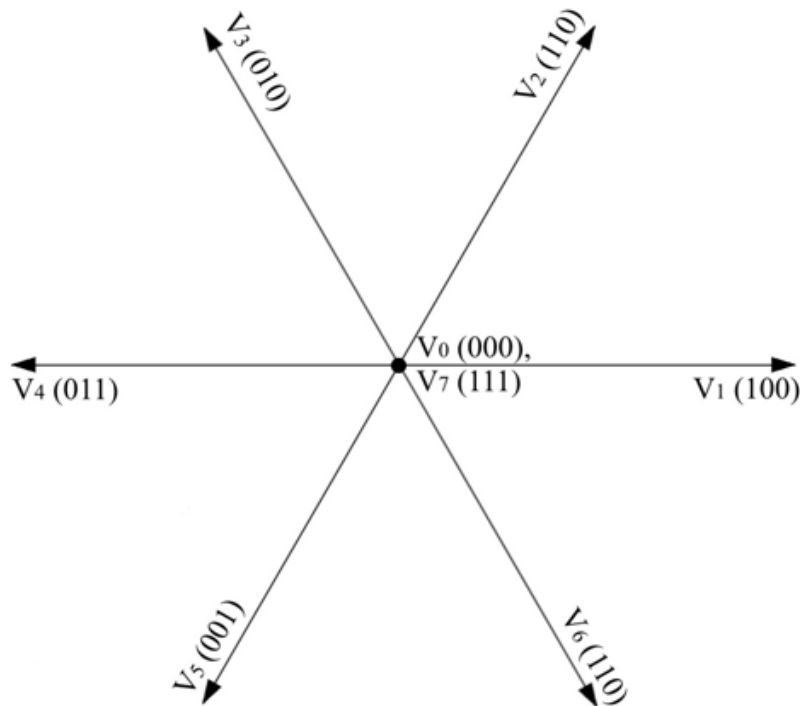
Η τελευταία εξίσωση παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον στην περίπτωση ελέγχου στο dq0-πλαίσιο, αφού με αυτή την τεχνική όλες οι ποσότητες μετατρέπονται στις αντίστοιχες DC ποσότητές τους. Μεγαλύτερη ανάλυση θα ακολουθήσει σε επόμενη ενότητα.

2.1.3 Διβάθμιος τριφασικός αντιστροφέας

Στο Σχήμα 2.4 παρουσιάζεται ένας διβάθμιος τριφασικός αντιστροφέας. Αποτελείται από τρεις αντιστροφείς ημιγέφυρας, έναν για τον έλεγχο κάθε φάσης, επομένως παρουσιάζει τις ίδιες ιδιότητες με τον αντιστροφέα ημιγέφυρας. Παρατηρούμε ότι διαθέτει οκτώ διαφορετικούς επιτρεπούς συνδυασμούς έναυσης των διακοπτικών στοιχείων του -πρέπει να έχουμε υπόψη μας κατά τη μέτρηση των επιτρεπτών συνδυασμών ότι δεν είναι δυνατόν να είναι κλειστοί ταυτόχρονα οι διακόπτες ενός κλάδου της γέφυρας (π.χ. S_1 και S_4) καθώς τότε θα έχουμε βραχυκύκλωμα στα άκρα της πηγής συνεχούς τάσης-. Επομένως υπάρχουν οκτώ διαφορετικά επιτρεπτά διανύσματα τάσης εξόδου τα οποία φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 2.5) και εντός παρενθέσεως φαίνονται οι χειρισμοί που πρέπει να γίνουν στους τρεις άνω διακόπτες των τριών κλάδων, ώστε να πάρουμε το εκάστοτε διάνυσμα τάσης.



Σχήμα 2.4: Τυπική τοπολογία διβάθμιου τριφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας.

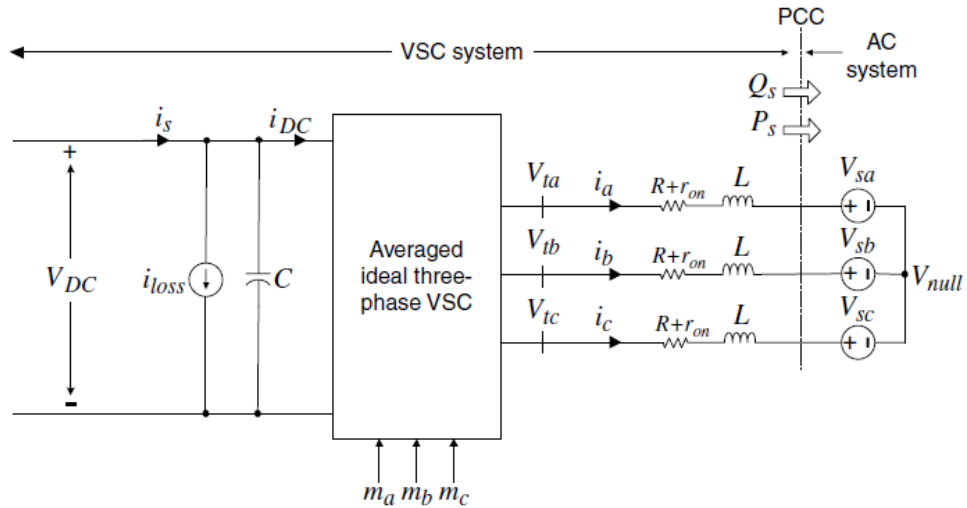


Σχήμα 2.5: Διανύσματα τάσης εξόδου τυπικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία γέφυρας.

2.2 Σύνδεση τριφασικού αντιστροφέα στο Μικροδίκτυο

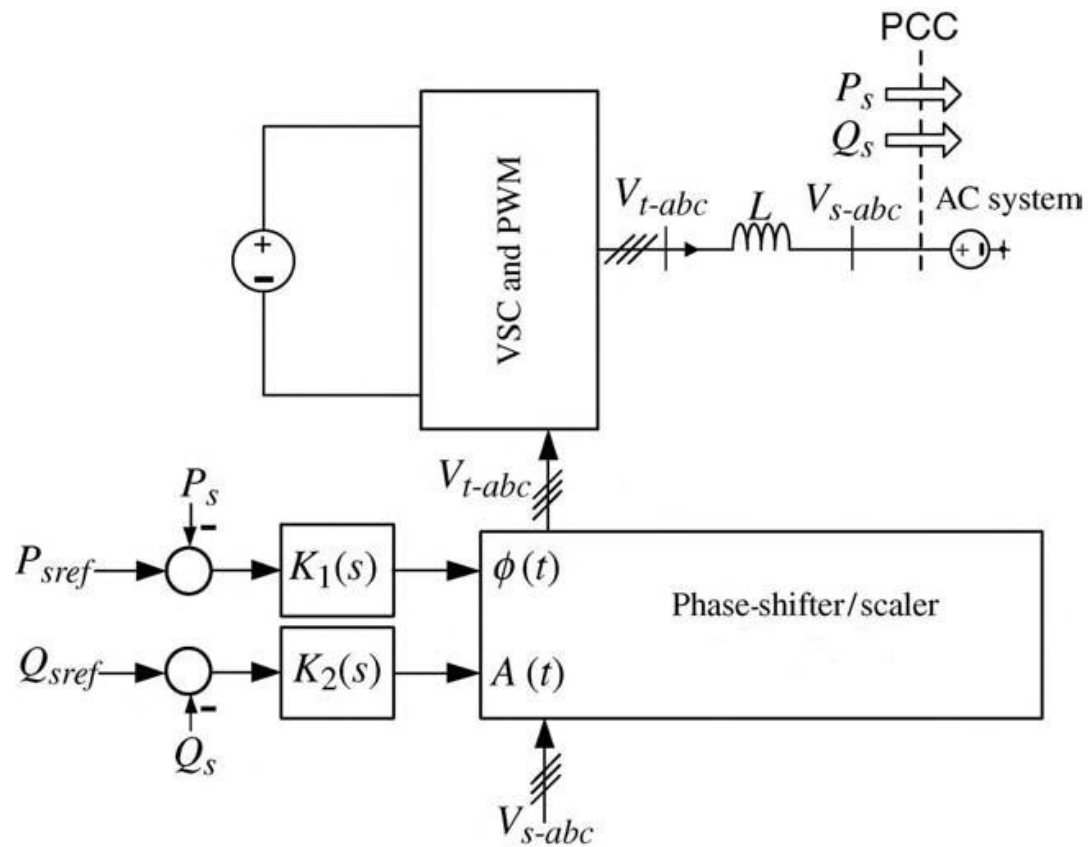
Αφού γνωρίσαμε τη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα, και πριν προχωρήσουμε στον έλεγχό του θα πρέπει να αναφέρουμε ότι οι στρατηγικές ελέγχου διαφέρουν ανάλογα με το αν ο αντιστροφέας συνδέεται σε σύστημα που λειτουργεί σε αυτόνομη συχνότητα, ή σε σύστημα που η συχνότητα λειτουργίας επηρεάζεται από τον αντιστροφέα. Στην περίπτωση μας ο αντιστροφέας συνδέεται στο μικροδίκτυο, το οποίο θεωρούμε ως ένα ιδανικό συμμετρικό τριφασικό AC δίκτυο, οπότε η συχνότητα θα επιβάλλεται από αυτό.

Στο Σχήμα 2.6 παρουσιάζεται ένα σχηματικό διάγραμμα του αντιστροφέα συνδεδεμένου στο μικροδίκτυο. Το μικροδίκτυο αναπαριστάται από τη τριφασική ιδανική πηγή τάσης V_{sabc} . Κάθε φάση στην έξοδο του αντιστροφέα συνδέεται με την αντίστοιχη φάση του μικροδικτύου μέσω ενός RL κλάδου. Τα σημεία ένωσης αναφέρονται ως PCC (point of common coupling) και μέσω αυτών γίνεται η μεταφορά ενεργού (P_s) και άεργου (Q_s) ισχύος. Η πηγή ρεύματος παράλληλα στην DC πλευρά εκφράζει τις διακοπτικές απώλειες ισχύος ενώ η r_{on} τις απώλειες εντός του διακοπτικού στοιχείου όταν αυτό άγει. Στην περίπτωση ιδανικού αντιστροφέα και τα δύο αυτά μεγέθη θεωρούνται ίσα με 0. Τέλος, στην DC πλευρά μπορούμε να συνδέσουμε είτε μία DC πηγή τάσης, είτε τη DC πλευρά ενός άλλου συστήματος ηλεκτρονικών ισχύος.



Σχήμα 2.6: Σύνδεση τριφασικού αντιστροφέα στο μικροδίκτυο. [10]

Με τον κατάλληλο έλεγχο, το σύστημα του Σχήματος 2.6 μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ελεγκτής ενεργού και άεργου ισχύος. Ως τέτοιος, σκοπός του είναι να ελέγχει τη στιγμιαία ενεργό και άεργο ισχύ που μεταφέρεται από τον αντιστροφέα στο PCC, δηλαδή τα μεγέθη $P_s(t)$ και $Q_s(t)$.



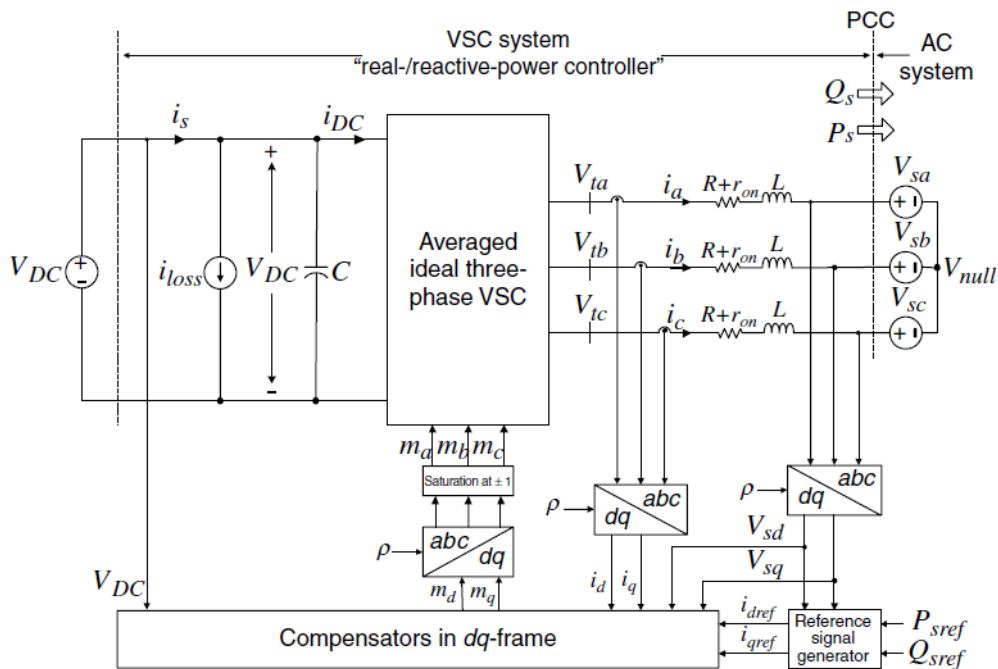
Σχήμα 2.7: Έλεγχος τάσης τριφασικού αντιστροφέα για τον έλεγχο μεταφοράς ισχύος.

2.3 Έλεγχος ρεύματος – Έλεγχος τάσης

Υπάρχουν δύο κύριες μέθοδοι για τον έλεγχο των P_s και Q_s σε ένα VSC σύστημα, όπως αυτό του Σχήματος 2.6. Η πρώτη προσέγγιση είναι γνωστή ως έλεγχος τάσης και παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.7. Χρησιμοποιείται σχεδόν καθολικά σε εφαρμογές υψηλής τάσης/ισχύος όπως για παράδειγμα στους ελεγκτές FACTS, αλλά και σε κάποιες βιομηχανικές εφαρμογές. Όπως φαίνεται στο σχήμα, η ενεργός και η άεργος ισχύς ελέγχονται, αντίστοιχα, από τη γωνία της φάσης και το πλάτος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα σε σχέση με την τάση στο PCC. Αν το πλάτος και η γωνία της V_{tabc} είναι κοντά σε αυτά της V_{sabc} , τότε ενεργός και άεργος ισχύς είναι σχεδόν ανεξάρτητες και μπορούν να χρησιμοποιηθούν δύο ανεξάρτητοι (PI) ελεγκτές για τον έλεγχό τους. Ο έλεγχος τάσης είναι απλός και εύρηστος, όμως το κύριο μειονέκτημά του είναι ότι δεν υπάρχει ανάδραση του ρεύματος γραμμής, οπότε το σύστημα δεν είναι προστατευμένο από υπερρεύματα που μπορεί να προκληθούν λόγω γρήγορης αλλαγής των αναφορών ή λόγω σφάλματος στο AC σύστημα.

Η δεύτερη προσέγγιση για τον έλεγχο ενεργού και άεργου ισχύος αναφέρεται ως έλεγχος ρεύματος. Σε αυτή, αρχικά το ρεύμα της AC-πλευράς ελέγχεται από έναν ανεξάρτητο αλγόριθμο μέσω της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Ύστερα, ενεργός και άεργος ισχύς ελέγχονται μέσω της φάσης και του πλάτους του ρεύματος γραμμής σε σχέση με την τάση στο PCC. Έτσι, λόγω της ρύθμισης του ρεύματος, το σύστημα είναι προστατευμένο από υπερφορτώσεις. Άλλα πλεονεκτήματα του ελέγχου ρεύματος είναι η ανεξαρτησία του από τις αλλαγές στις παραμέτρους του μετατροπέα και του συστήματος, ανώτερη δυναμική απόδοση και μεγαλύτερη ακρίβεια στον έλεγχο. Για όλα τα παραπάνω ο έλεγχος ρεύματος θα προτιμηθεί για αυτή την εργασία.

Στο παρακάτω σχήμα δίνεται ένα διάγραμμα για τον έλεγχο ισχύος μέσω του ελέγχου ρεύματος σε dq-πλαίσιο. Όπως θα δούμε παρακάτω, τα P_s και Q_s ελέγχονται μέσω των i_d και i_q . Τα σήματα μετασχηματίζονται πρώτα στο dq πλαίσιο και ύστερα από την επεξεργασία τους παράγονται τα σήματα ελέγχου επίσης σε dq. Τέλος, τα σήματα ελέγχου μεταφέρονται πάλι στο abc πλαίσιο και προωθούνται στον μετατροπέα. Για να προστατέψουμε τον μετατροπέα, τα σήματα αναφοράς i_{dref} και i_{qref} περιορίζονται μέσω saturation blocks, τα οποία δεν εμφανίζονται στο διάγραμμα. [10]



Σχήμα 2.8: Διάγραμμα για τον έλεγχο ισχύος μέσω ελέγχου ρεύματος σε dq-πλαίσιο.

2.4 Μαθηματικές εξισώσεις

Σύμφωνα με το Σχήμα 2.6 και το νόμο τάσεων του Kirchhoff έχουμε για κάθε φάση:

$$V_L = V_t - Ri - V_s - V_{null}$$

Για $V_{null} = 0$, παίρνουμε τις τρεις εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα

$$L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + V_{ta} - V_{sa} \quad (2.1)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + V_{tb} - V_{sb} \quad (2.2)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + V_{tc} - V_{sc} \quad (2.3)$$

Σε ένα τέτοιο σύστημα η ρύθμιση των ελεγκτών είναι δύσκολη επειδή οι μεταβλητές είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις του χρόνου. Το σύστημα ελέγχου κλειστού βρόγχου πρέπει να έχει μεγάλο εύρος ζώνης ώστε να έχουμε μικρό σφάλμα σταθερής κατάστασης και ταυτόχρονα ικανοποιητική απόρριψη διαταραχών. Αντίθετα, στο dq-πλαίσιο τα σήματα και οι μεταβλητές μετατρέπονται στις ισοδύναμες DC ποσότητες. Έτσι, ο έλεγχος μπορεί να πραγματοποιηθεί με απλούς PI ελεγκτές.

2.4.1 Έλεγχος αντιστροφέα στο dq0 πλαίσιο

Μπορούμε, λοιπόν, να μετασχηματίσουμε τις παραπάνω εξισώσεις στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο dq όπως είδαμε στην Ενότητα 1.5, και έτσι έχουμε για τις εξισώσεις του ρεύματος:

$$i_d = \frac{2}{3} [i_a \cos(\omega t) + i_b \cos(\omega t - 120^\circ) + i_c \cos(\omega t + 120^\circ)]$$

$$i_q = -\frac{2}{3} [i_a \sin(\omega t) + i_b \sin(\omega t - 120^\circ) + i_c \sin(\omega t + 120^\circ)]$$

$i_0 = 0$, όπως έχουμε ήδη αποδείξει για συμμετρικό τριφασικό σύστημα

όπου ω είναι η γωνιακή ταχύτητα του AC συστήματος για τη θεμελιώδη συχνότητα.

Παραγωγίζοντας το i_d , παίρνουμε:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{2}{3} \left[\frac{di_a}{dt} \cos(\omega t) + \frac{di_b}{dt} \cos(\omega t - 120^\circ) + \frac{di_c}{dt} \cos(\omega t + 120^\circ) \right] -$$

$$\frac{2}{3} \omega [i_a \sin(\omega t) + i_b \sin(\omega t - 120^\circ) + i_c \sin(\omega t + 120^\circ)]$$

Αντικαθιστώντας τις Εξισώσεις 2.1, 2.2, 2.3 και μετασχηματίζοντας και τις τάσεις καταλήγουμε ότι

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega i_q - Ri_d + V_{td} - V_{sd}$$

και ομοίως,

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega i_d - Ri_q + V_{tq} - V_{sq}$$

Αν θεωρήσουμε ότι το dq πλαίσιο έχει στραφεί έτσι ώστε ο άξονας d να συμπίπτει με τη φάση α τότε θα έχουμε $V_{sd} = V_{\max}$ και $V_{sq} = 0$, όπως αποδείξαμε στην Ενότητα 1.5, και έτσι το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος μπορεί να γραφτεί ως

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega i_q - Ri_d + V_{td} - V_{\max}$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega i_d - Ri_q + V_{tq}$$

Ο μηχανισμός που είναι υπεύθυνος για την παραγωγή της σωστής γωνίας και της ταύτισης των δύο αξόνων αναφέρεται ως PLL και θα αναλυθεί σε επόμενη ενότητα.

Επίσης θα πρέπει να εξετάσουμε πώς λειτουργεί η PWM τεχνική στο dq-πλαίσιο. Όπως είδαμε για τη μέση τάση εξόδου του αντιστροφέα ημιγέφυρας ισχύει

$$\bar{V}_r(t) = m \frac{V_{dc}}{2}$$

όπου, m είναι το σήμα διαμόρφωσης.

Με την ίδια λογική, για τον τριφασικό αντιστροφέα έχουμε

$$\bar{V}_{ra}(t) = m_a \frac{V_{dc}}{2}$$

$$\bar{V}_{rb}(t) = m_b \frac{V_{dc}}{2}$$

$$\bar{V}_{rc}(t) = m_c \frac{V_{dc}}{2}$$

Μεταφέροντας τις εξισώσεις στο dq-πλαίσιο, έχουμε:

$$V_{td}(t) = m_d \frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{tq}(t) = m_q \frac{V_{dc}}{2}$$

Τα σήματα ελέγχου, λοιπόν, στην PWM τεχνική σε dq-πλαίσιο είναι σταθερές μεταβλητές.

Τέλος, όπως είδαμε στην Ενότητα 1.5.1, η ισχύς στο dq-πλαίσιο (για $V_{sq} = 0$) μπορεί να εκφραστεί ως

$$P_s(t) = \frac{3}{2} V_{sd}(t) i_d(t)$$

$$Q_s(t) = -\frac{3}{2} V_{sd}(t) i_q(t)$$

Οπότε, τα P_s και Q_s μπορούν να ελεγχθούν μέσω των i_d και i_q , αντίστοιχα. Ας ορίσουμε

$$i_{dref}(t) = \frac{2}{3V_{sd}} P_{sref}(t)$$

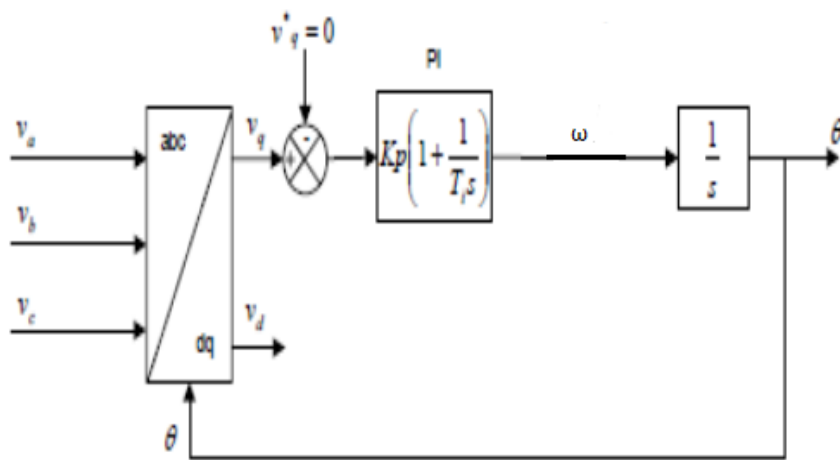
$$i_{qref}(t) = -\frac{2}{3V_{sd}} Q_{sref}(t)$$

Έτσι, αν το σύστημα ελέγχου μπορεί να ακολουθήσει γρήγορα την αναφορά τότε $i_d \approx i_{dref}$, $i_q \approx i_{qref}$, και $P_s \approx P_{sref}$, $Q_s \approx Q_{sref}$. Αφού το V_{sd} είναι μία DC μεταβλητή, τα i_{dref} και i_{qref} είναι επίσης DC

μεταβλητές αν τα P_{sref} και Q_{sref} είναι σταθερά. Άρα, το σύστημα ελέγχου σε dq-πλαίσιο ασχολείται μόνο με DC μεταβλητές και γι' αυτό είναι η βέλτιστη επιλογή για τον έλεγχο ρεύματος.

2.5 Phase-Locked Loop (PLL)

Όπως είναι φανερό από την προηγούμενη ανάλυση του dq μετασχηματισμού, είναι απαραίτητη ανά πάσα στιγμή η γνώση της φάσης της τάσης του (μικρο)δικτύου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός PLL. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η λειτουργία ενός απλού PLL. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, μέσω ενός PI αναγκάζουμε την V_q να μηδενιστεί, αφού γνωρίζουμε ότι όταν συμβαίνει αυτό οι άξονες του α και του d είναι ευθυγραμμισμένοι.



Σχήμα 2.9: Διάγραμμα λειτουργίας PLL.

2.6 Έλεγχος συστήματος με έλεγχο ρεύματος

Έχουμε αποδείξει ήδη ότι

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega i_q - Ri_d + V_{td} - V_{sd}$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega i_d - Ri_q + V_{tq} - V_{sq}$$

και

$$V_{td}(t) = m_d \frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{tq}(t) = m_q \frac{V_{dc}}{2}$$

τις εξισώσεις δηλαδή που περιγράφουν το σύστημα, όπου i_d και i_q είναι οι μεταβλητές κατάστασης, οι V_{td} και V_{tq} οι είσοδοι ελέγχου και οι V_{sd} και V_{sq} οι διαταραχές. Λόγω των όρων $L\omega$, οι δυναμικές των i_d και i_q δεν είναι ανεξάρτητες. Για να τις απεμπλέξουμε, ορίζουμε ως

$$m_d = \frac{2}{V_{dc}} (u_d - L\omega i_q + V_{sd})$$

$$m_q = \frac{2}{V_{dc}} (u_q - L\omega i_d + V_{sq})$$

όπου u_d και u_q είναι οι νέοι είσοδοι ελέγχου. Αντικαθιστώντας στις εξισώσεις του συστήματος καταλήγουμε ότι

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + u_d$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + u_q$$

οι οποίες περιγράφουν δυο ανεξάρτητα, πρώτης τάξης, γραμμικά συστήματα. Βασισμένοι σε αυτές τις εξισώσεις τα i_d και i_q μπορούν να ρυθμιστούν μέσω των u_d και u_q αντίστοιχα.

Το Σχήμα 2.10 δείχνει μία μπλοκ αναπαράσταση του ελέγχου ρεύματος d-άξονα και q-άξονα, όπου u_d και u_q είναι οι έξοδοι των αντίστοιχων PI ελεγκτών και μέσω αυτών κατασκευάζονται τα σήματα ελέγχου m_d και m_q . Ως εισόδους στους PI έχουμε τις διαφορές $(i_{dref} - i_d)$ και $(i_{qref} - i_q)$. Ύστερα ο αντιστροφέας παράγει τα V_{td} και V_{tq} που με τη σειρά τους παράγουν τις συνιστώσες του ρεύματος.

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι η στρατηγική για τον έλεγχο των i_d και i_q είναι η ίδια, οπότε και οι PI ελεγκτές μπορούν να είναι πανομοιότυποι. Ας ορίσουμε ως συνάρτηση μεταφοράς των PI τη

$$k(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}$$

όπου k_p και k_i είναι τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη, αντίστοιχα. Αν θεωρήσουμε το απλοποιημένο μοντέλο του ελέγχου ρεύματος του Σχήματος 2.11, τότε το κέρδος ανοικτού βρόγχου είναι

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

Απαλείφουμε τον πόλο στο $-R/L$ με το μηδενικό στο $-k_i/k_p$, οπότε το κέρδος ανοικτού βρόγχου παίρνει τη μορφή $l(s) = k_p/(Ls)$. Έτσι η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου που είναι $l(s)/(1+l(s))$, γίνεται

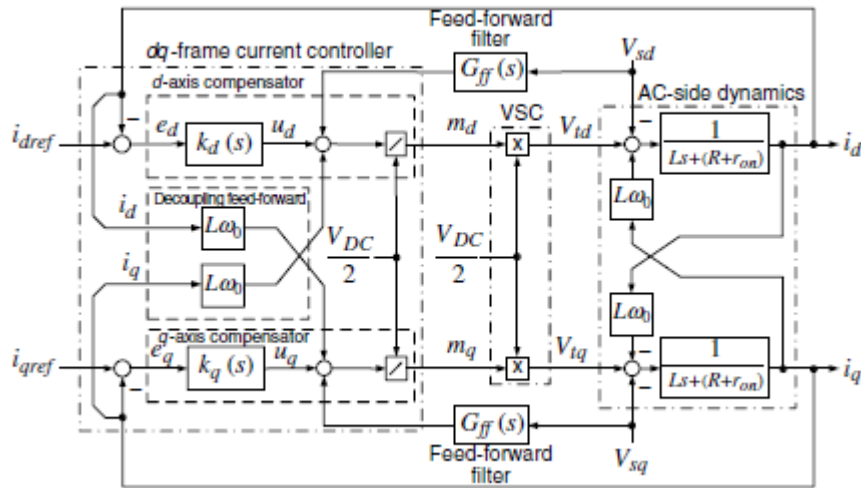
$$\frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1}$$

με

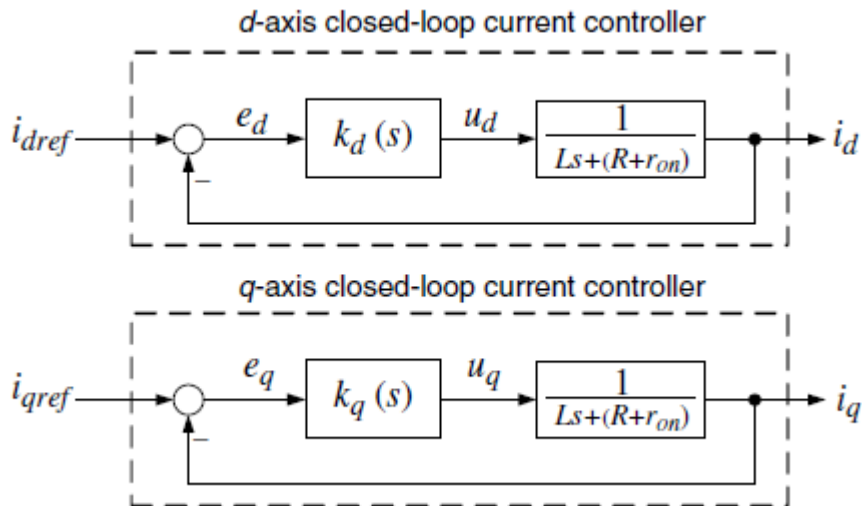
$$k_p = L / \tau_i$$

$$k_i = R / \tau_i$$

όπου τ_i είναι η σταθερά χρόνου του συστήματος κλειστού βρόγχου. Η σύγκλιση, λοιπόν, του i_d στο i_{dref} γίνεται βάση μίας πρώτης τάξης συνάρτησης μεταφοράς της οποίας η σταθερά χρόνου είναι θέμα επιλογής του σχεδιαστή.



Σχήμα 2.10:Μπλοκ αναπαράσταση για τον έλεγχο ρευμάτων d- και q- άξονα.



Σχήμα 2.11:Απλοποιημένο μοντέλο ελέγχου ρεύματος d- και q- άξονα.

2.7 Επιλογή DC τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα

Όπως είναι φυσικό υπάρχουν κάποιοι περιορισμοί για το μέγεθος της συνεχούς τάσης στην είσοδο του αντιστροφέα. Αρχικά, για καλύτερη λειτουργία του αντιστροφέα και μείωση του αρμονικού περιεχομένου στην έξοδό του, προσπαθούμε να αποφεύγουμε την υπερδιαμόρφωση στην PWM τεχνική. Ως υπερδιαμόρφωση ορίζουμε την κατάσταση που το πλάτος του σήματος αναφοράς είναι μεγαλύτερο του πλάτους του σήματος φορέα. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή, το πλάτος του σήματος φορέα είναι 1, οπότε θέλουμε το σήμα διαμόρφωσης μικρότερο της μονάδας ($m \leq 1$). Γνωρίζοντας ότι

$$V_t = m \frac{V_{dc}}{2}$$

καταλήγουμε ότι η συνεχής τάση θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το διπλάσιο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Μάλιστα, για να ισχύει κάθε στιγμή η παραπάνω προϋπόθεση θα πρέπει να η

ατάση να είναι μεγαλύτερη από το διπλάσιο της μέγιστης τάσης στην έξοδο, δηλαδή το διπλάσιο του πλάτους.

$$V_{dc} \geq 2\hat{V}_t$$

Επειδή ο αντιστροφέας συνδέεται απευθείας στο μικροδίκτυο, το οποίο θεωρούμε ότι έχει τάση 230 Vrms, θα πρέπει $V_{dc} \geq 651V$ θεωρώντας ότι $V_t \approx V_s$.

Στην πραγματικότητα, όμως, οι δύο τάσεις δεν είναι ίσες, ειδικά αν θέλουμε να μεταφέρουμε μεγάλη ποσότητα ισχύος. Θα πρέπει λοιπόν να συσχετίσουμε το πλάτος της V_t με τα P_s και Q_s . Υποθέτουμε ότι $R \approx 0$, οπότε γνωρίζουμε ότι

$$V_{td} = L \frac{di_d}{dt} - L\omega i_q + V_{sd}$$

$$V_{tq} = L \frac{di_q}{dt} + L\omega i_d$$

$$i_d(t) = \frac{2}{3V_{sd}} P_s(t)$$

$$i_q(t) = -\frac{2}{3V_{sd}} Q_s(t)$$

Εισάγοντας τις δύο τελευταίες εξισώσεις στις δύο πρώτες και υποθέτοντας ότι τη V_{sd} σταθερή, παίρνουμε

$$V_{td} = \left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dP_s}{dt} + \frac{2L\omega}{3V_{sd}} Q_s + V_{sd}$$

$$V_{tq} = -\left(\frac{2L}{3V_{sd}} \right) \frac{dQ_s}{dt} + \frac{2L\omega}{3V_{sd}} P_s$$

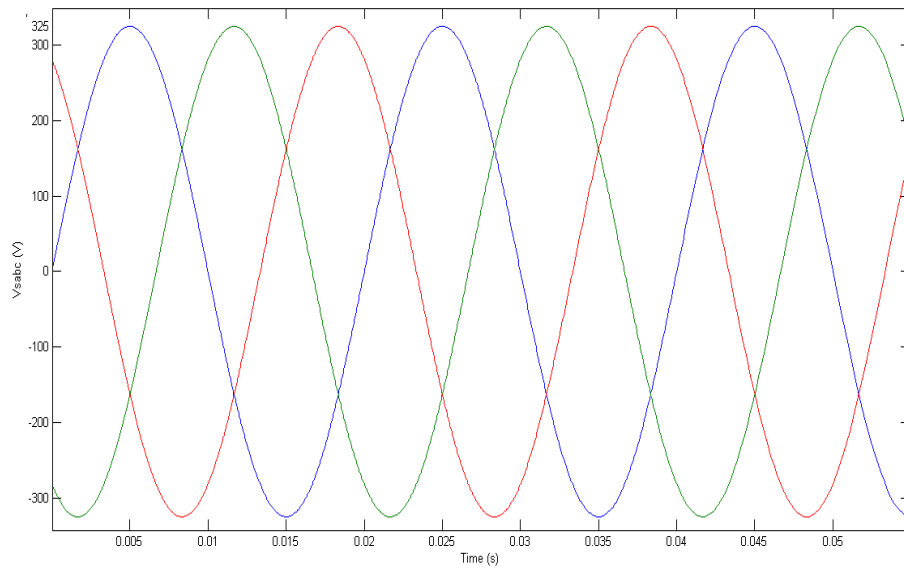
Γνωρίζοντας όλα αυτά και ξέροντας ότι το πλάτος της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα είναι

$$\hat{V}_t = \sqrt{V_{td}^2 + V_{tq}^2}$$

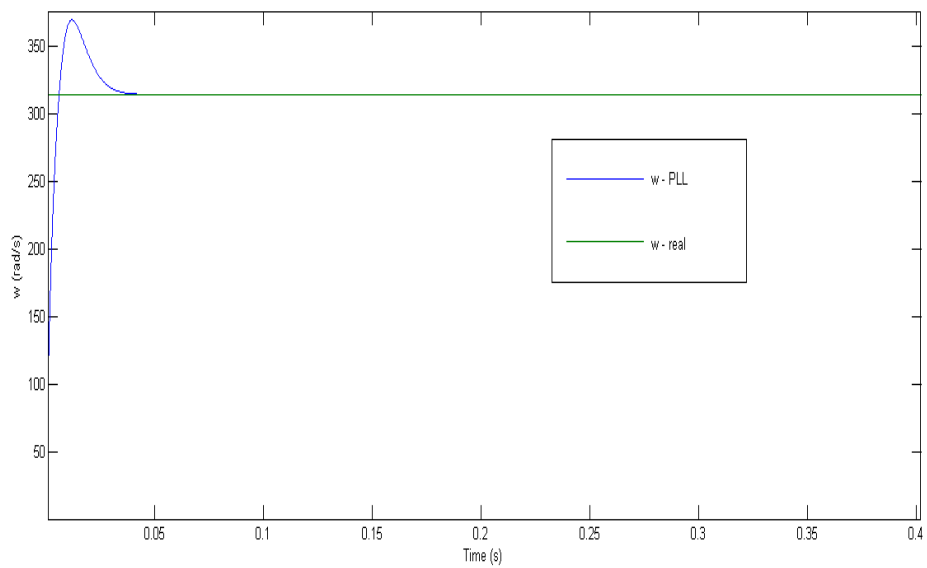
επιλέχθηκε συνεχής τάση $V_{dc} = 3.5kV$.

2.8 Προσομοίωση

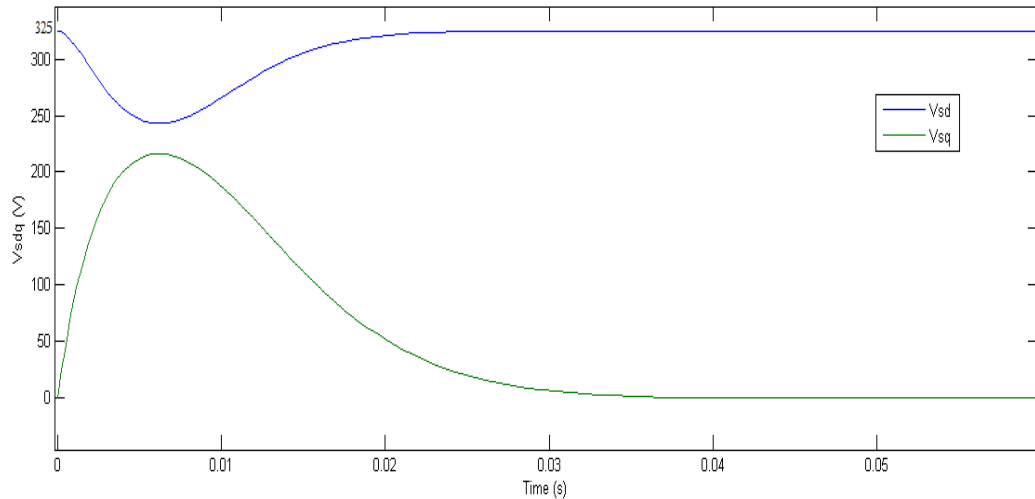
Ο παραπάνω αντιστροφέας και ο έλεγχός του προσομοιώθηκαν με τη βοήθεια του Simulink. Αρχικά προσομοιώθηκε το PLL σύμφωνα με το Σχήμα 2.9. Η V_s επιλέχθηκε 400Vπολική rms τάση με θεμελιώδη συχνότητα τα 50Hz, ενώ για τον ΡΙελεγκτή τα κέρδη επιλέχθηκαν ως $k_p = 1$, $k_i = 100$. Τα αποτελέσματα ήταν τα εξής:



Σχήμα 2.12: Τάση εισόδου στο PLL.



Σχήμα 2.13: Πραγματική και υπολογιζόμενη γωνιακή συχνότητα.

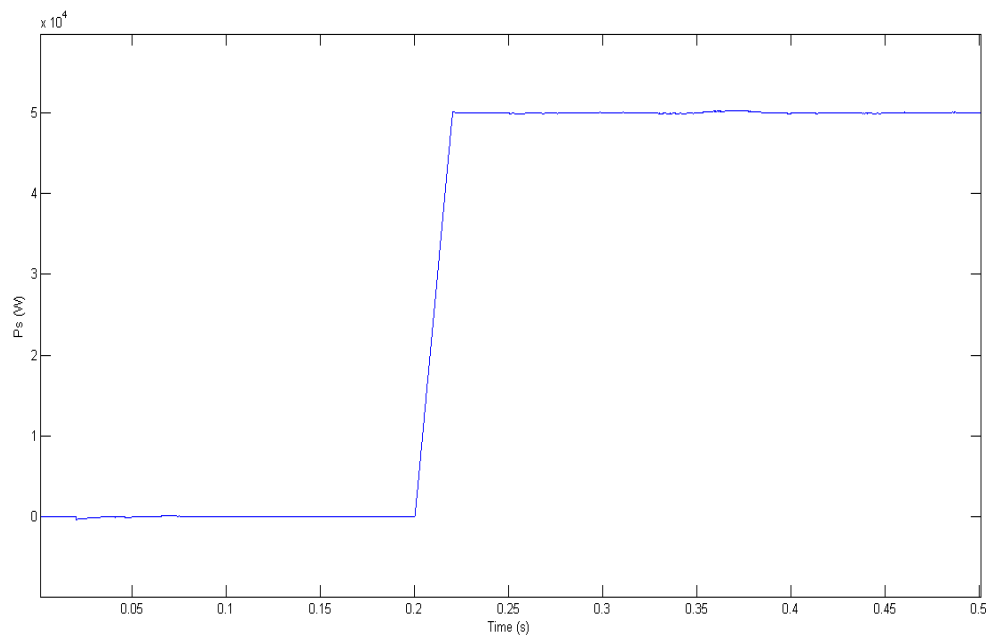


Σχήμα 2.14: Έξοδοι του PLL.

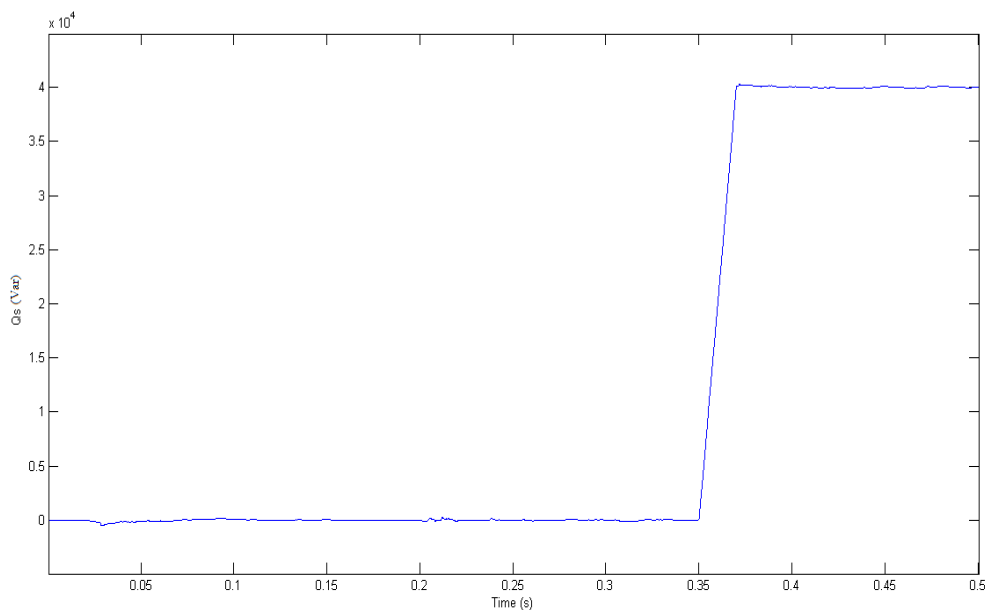
όπου παρατηρούμε την πολύ γρήγορη απόκριση του PLL (γύρω στα 0.04s) και το μηδενικό σφάλμα στη σταθερή κατάσταση. Όπως αναμενόταν, όταν η V_{sq} μηδενίζεται η V_{sd} είναι ίση με το πλάτος της φασικής τάσης.

Αφού ελέγχθηκε η σωστή λειτουργία του PLL, προσομοιώθηκε ολόκληρος ο αντιστροφέας με παραμέτρους $R = 0.1\Omega$, $L = 1\text{mH}$, $V_{dc} = 3.5\text{kV}$ και διακοπτική συχνότητα $f_s = 100\text{kHz}$. Τα στοιχεία του AC συστήματος είναι όπως και πριν $V_s = 400\text{V}$ πολική rms και $\omega = 100\pi$. Για τους PI ελεγκτές τα κέρδη είναι ίδια και όπως αποδείχθηκε στην Ενότητα 2.6, $k_p = L/\tau_i$, $k_i = R/\tau_i$. Επιλέχθηκε $\tau_i = 0.1\text{ms}$, οπότε $k_p = 10$ και $k_i = 1000$.

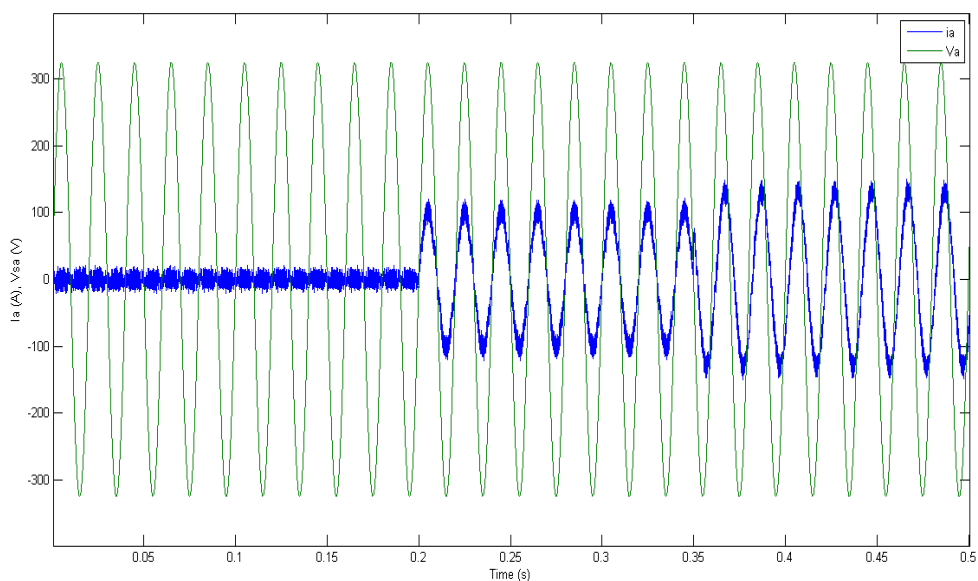
Στην πρώτη προσομοίωση θέσαμε $P_{sref} = Q_{sref} = 0$ τη στιγμή $t = 0$. Τη στιγμή $t = 0.2\text{s}$ μεταβάλλεται το P_{sref} σε 50kW και τη στιγμή $t = 0.35\text{s}$, το Q_{sref} σε 10kVar . Σκοπός είναι να παρουσιαστεί η δυναμική απόκριση του συστήματος σε μεταβολές των αναφορών.



Σχήμα 2.15: Πραγματική ισχύς.



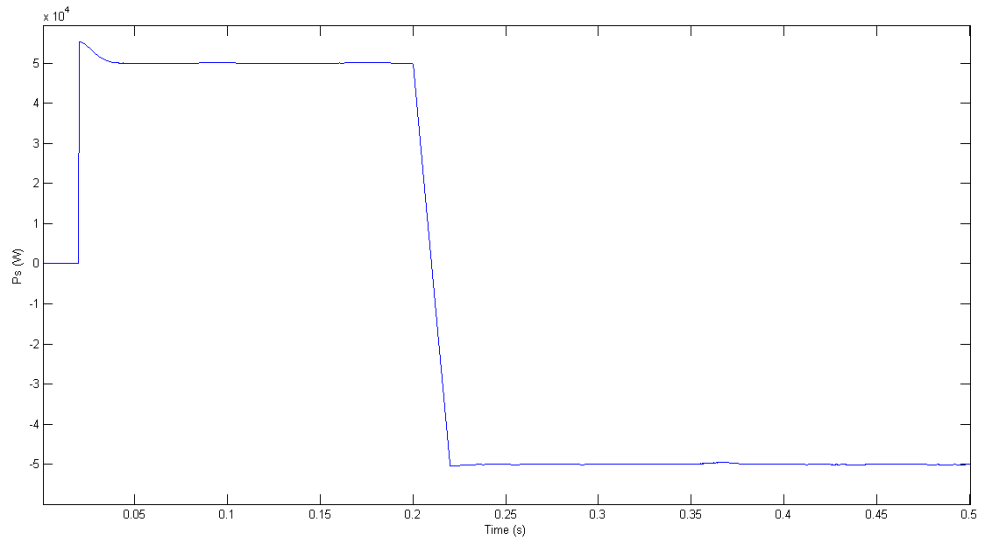
Σχήμα 2.16: Φανταστική ισχύς.



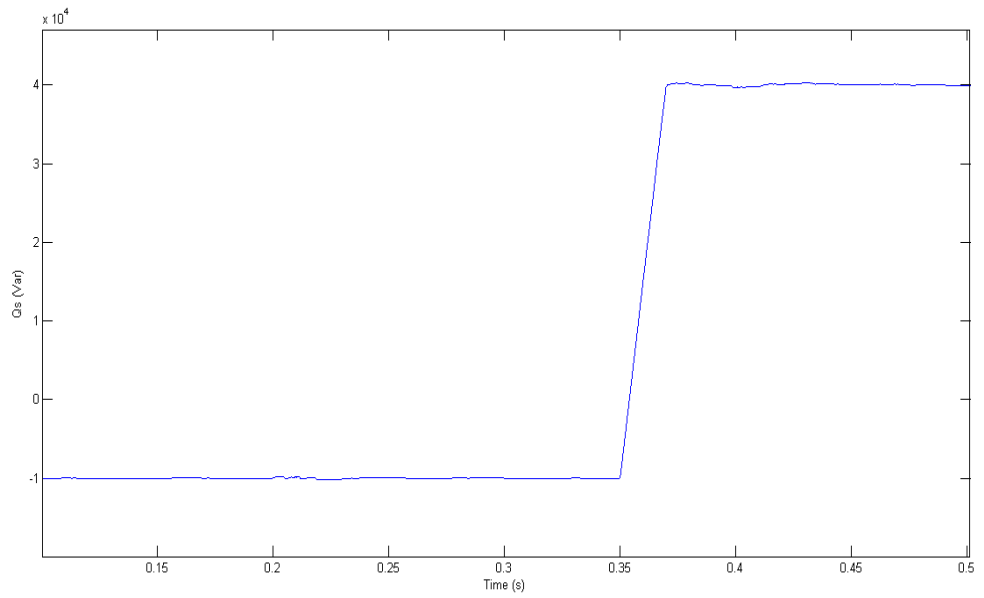
Σχήμα 2.17: Τάση και ρεύμα της φάσης a.

Το τελευταίο γράφημα παρουσιάζει τάση και ρεύμα της φάσης a. Σημειώνουμε ότι τα δύο μεγέθη είναι συμφασικά έως τη στιγμή $t = 0.35s$, αφού η άεργος ισχύς που μεταφέρεται είναι μηδενική και επίσης την αύξηση του πλάτους του ρεύματος μετά από αυτή τη στιγμή, αφού αυξάνεται η συνολική (μιαδική) ισχύς που μεταφέρεται.

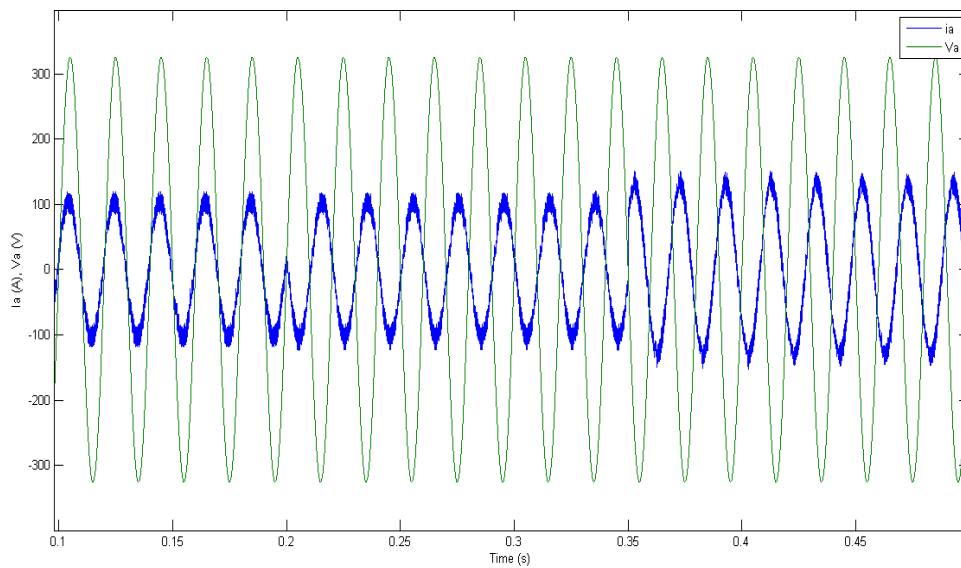
Στη δεύτερη προσομοίωση εμφανίζουμε και τις τέσσερις πιθανές ροές άεργου και ενεργού ισχύος. Θετικό πρόσημο στην ισχύ σημαίνει ροή προς το ACσύστημα, ενώ αρνητικό προς τον αντιστροφέα. Τη στιγμή $t = 0$, έχουμε $P_{Sref} = 50kW$, $Q_{Sref} = -10kVar$. Τη στιγμή $t = 0.2s$, μεταβάλλουμε το P_{Sref} σε $-50kW$ και τη στιγμή $t = 0.35s$ θέτουμε $Q_{Sref} = 40kVar$. Τα αποτελέσματα είναι τα εξής:



Σχήμα 2.18: Πραγματική ισχύς.



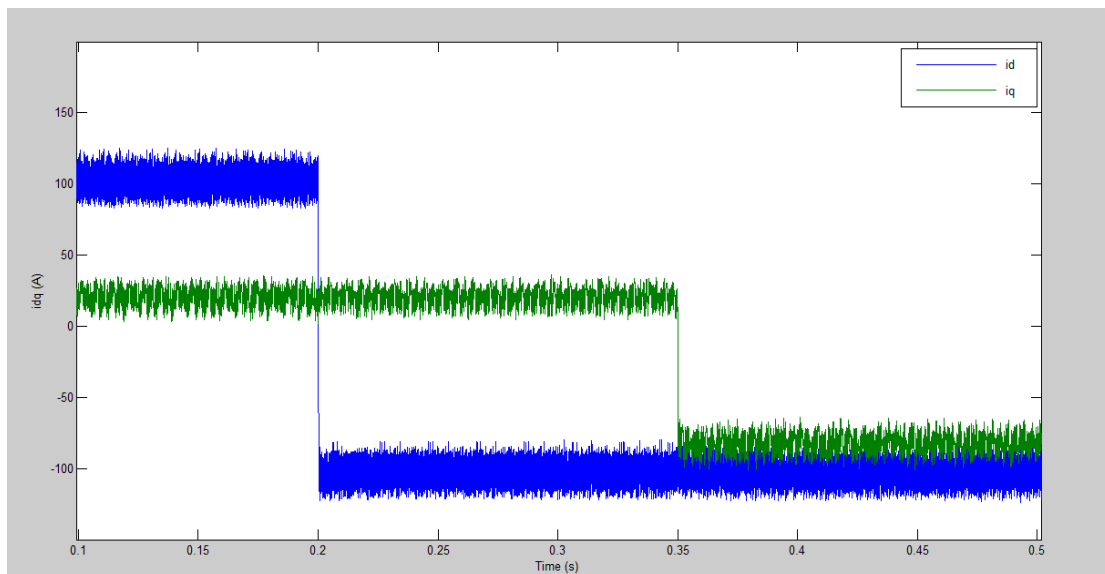
Σχήμα 2.19: Φανταστική ισχύς.



Σχήμα 2.20: Τάση και ρεύμα φάσης α.

Παρατηρούμε και εδώ τη γρήγορη απόκριση του ελεγκτή, ενώ στο τελευταίο γράφημα ενδιαφέρον παρουσιάζει η στιγμή $t = 0.2s$, στην οποία το ρεύμα μετατοπίζεται 180° , λόγω της αντιστροφής του P_{Sref} .

Τέλος, παρουσιάζονται ενδεικτικά για τη δεύτερη προσομοίωση τα ρεύματα i_d και i_q , ώστε να αποδειχθεί ο ανεξάρτητος έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος από τα i_d και i_q , αντίστοιχα.



Σχήμα 2.21: Συνιστώσες ρεύματος ευθύ και εγκάρσιου άξονα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

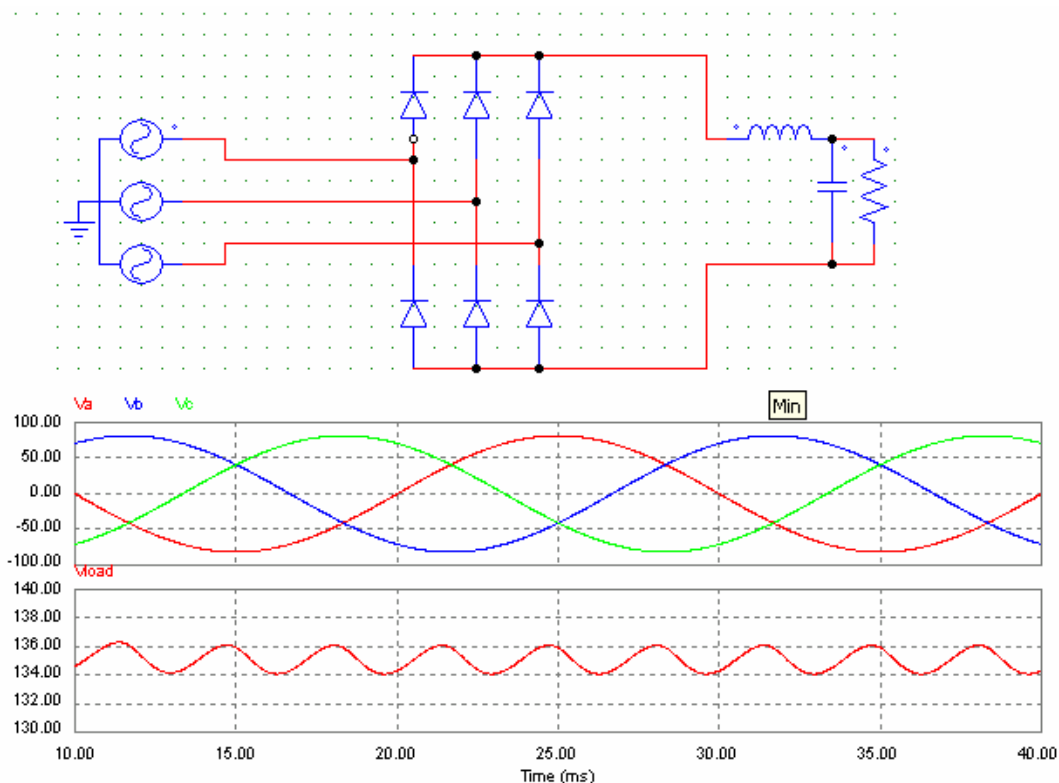
Τριφασικός Ανορθωτής

Ο ανορθωτής είναι μία ηλεκτρονική διάταξη που επιτρέπει τη μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης ή του εναλλασσόμενου ρεύματος εισόδου σε συνεχή τάση και ρεύμα, αντιστοίχως. Ο ανορθωτής μπορεί να είναι ελεγχόμενος ή μη, κάτι που σημαίνει ότι η συνεχής τάση εξόδου μπορεί να είναι ελεγχόμενη ή μη. Αποτελεί το δυϊκό ανάλογο του αντιστροφέα, που εξετάσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

3.1 Τοπολογίες

3.1.1 Τριφασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη

Στο Σχήμα 3.1 παρουσιάζεται η τριφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους, καθώς και οι βασικότερες κυματομορφές της. Κατά τη λειτουργία αυτής της διάταξης πάντοτε άγει μια δίοδος από την πάνω ομάδα διόδων και μια από την κάτω ομάδα διόδων, οπότε στο φορτίο περνάει κάθε φορά η πολική τάση. Όπως μπορούμε να διαπιστώσουμε από τις κυματομορφές σε κάθε περίοδο η τάση εξόδου έχει έξι παλμούς και με ένα μικρό φίλτρο εξόδου υπάρχει δυνατότητα εξομάλυνσης της τάσης ώστε να είναι πρακτικά σταθερή. Το μέγεθος της DC τάσης εξόδου δε μπορεί να ελεγχθεί γι' αυτό και αυτή η διάταξη ονομάζεται μη-ελεγχόμενη.



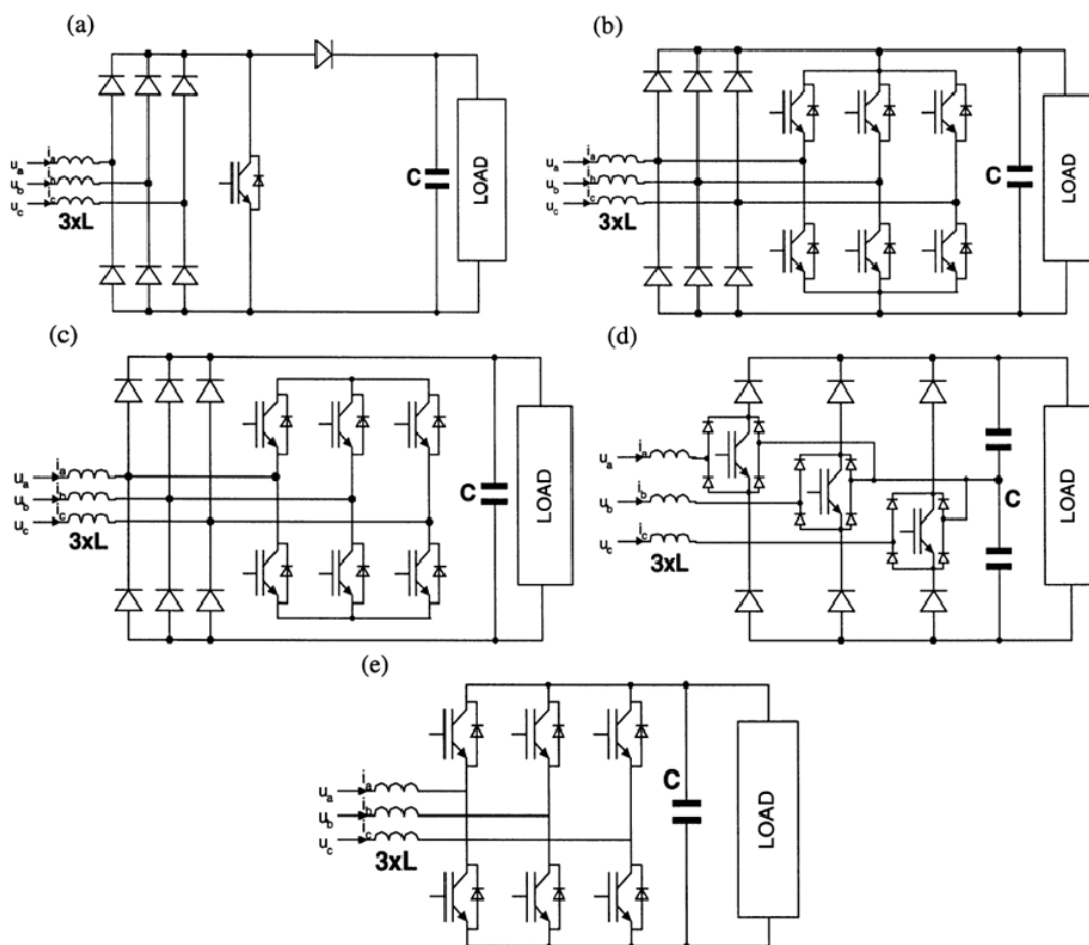
Σχήμα 3.1: Τριφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους και οι κυματομορφές λειτουργίας της.

3.1.2 Τριφασικές ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις

Στην ακόλουθη ενότητα θα δούμε κάποιες τοπολογίες για 3-φασικούς ελεγχόμενους ανορθωτές. Αλλά μπορούμε να αρχίσουμε εξηγώντας το πώς εμφανίστηκαν οι συγκεκριμένες τοπολογίες. Το υψηλό αρμονικό περιεχόμενο και ο χαμηλός συντελεστής ισχύος προκαλούν προβλήματα στα συστήματα διανομής ισχύος. Γι' αυτό και εισήχθησαν νέα πρότυπα από κυβερνήσεις και οργανισμούς ώστε να περιοριστεί το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος που τραβάνε οι ανορθωτές από τη γραμμή ισχύος. Συνεπώς, αναπτύχθηκαν νέες τοπολογίες για ανορθωτικές εφαρμογές.

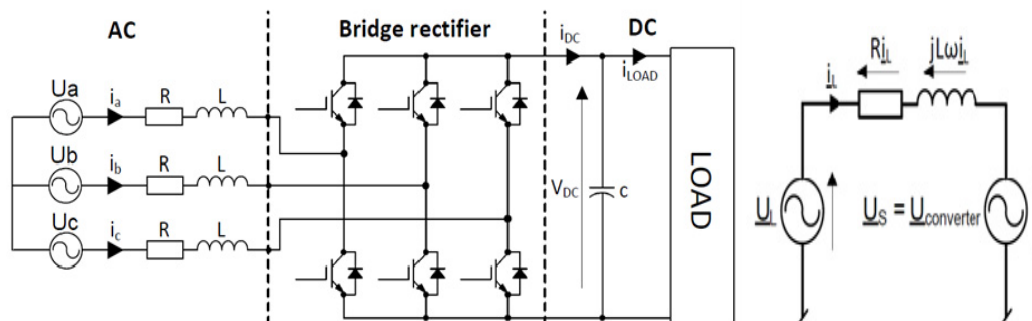
Παρουσιάζονται πέντε τοπολογίες, (Σχήμα 3.2)

- Το Σχήμα 3.2 (a) παρουσιάζει μία απλή λύση για έναν μετατροπέα ανόρθωσης. Τα κύρια μειονεκτήματά της είναι η ηλεκτρική καταπόνηση των στοιχείων και η παραμόρφωση του ρεύματος εισόδου.
- Οι τοπολογίες (b) και (c) χρησιμοποιούν την PWM τεχνική, αλλά για πολύ μικρές ονομαστικές τιμές ρεύματος (20-25% σε σχέση με το RMS ρεύμα της τοπολογίας (e)). Έτσι, έχουν μικρό κόστος κατασκευής αλλά μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνο για λειτουργία ανάκτησης ισχύος κατά την πέδηση (b) ή για ενεργά φίλτρα (c).
- Στο Σχήμα 3.2 (d) παρουσιάζεται ένας μετατροπέας που ονομάζεται ανορθωτής Vienna. Το κύριο πλεονέκτημά του είναι η χαμηλή διακοπτική τάση, αλλά απαιτούνται "ασυνήθιστοι" διακόπτες.
- Η τοπολογία (e) είναι η πιο διαδεδομένη και αναφέρεται ως universal. Έχει τα πλεονεκτήματα του χαμηλού κόστους, της ικανότητας για ροή ισχύος και προς τις δύο πλευρές και μπορεί επίσης να παρέχει μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Από την άλλη πλευρά, τα μειονεκτήματά αυτής της τοπολογίας είναι το μεγάλο ανά μονάδα ονομαστικό ρεύμα και οι υψηλές διακοπτικές απώλειες. [11]



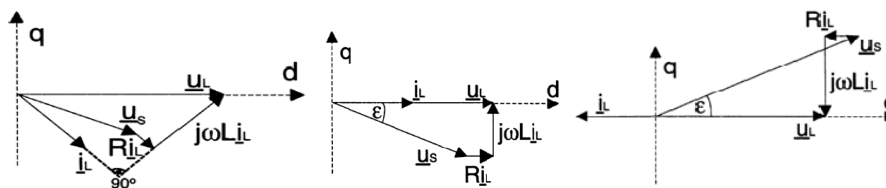
Σχήμα 3.2: Τοπολογίες τριφασικών ανορθωτών

3.1.3 Τοπολογία Universal



Σχήμα 3.3: Τριφασικός ελεγχόμενος ανορθωτής universal συνδεδεμένος στο δίκτυο.

Το Σχήμα 3.3 παρουσιάζει το βασικό διάγραμμα ενός τριφασικού ελεγχόμενου ανορθωτή universal συνδεδεμένου στο δίκτυο. Ως U_L ορίζουμε την τάση του δικτύου και ως U_S την τάση στην είσοδο του ανορθωτή που ελέγχεται μέσω των διακοπών. Μπορούμε να σχεδιάσουμε ένα γενικό διανυσματικό διάγραμμα και τα διανυσματικά διαγράμματα για ανόρθωση και ανάκτηση ισχύος για λειτουργία μοναδιαίου συντελεστή ισχύος (UPF), τα οποία φαίνονται παρακάτω:



Σχήμα 3.4: Διανυσματικά διαγράμματα λειτουργίας ανορθωτή.

Το ρεύμα γραμμής i_L ελέγχεται από την πτώση τάσης στα άκρα των RL που συνδέουν τις δύο πηγές τάσης (δίκτυο και ανορθωτής). Καθώς ελέγχουμε την γωνία φάσης ϵ και το πλάτος της τάσης του μετατροπέα U_S , ελέγχουμε εμμέσως τη φάση και το πλάτος του ρεύματος γραμμής. Με αυτόν τον τρόπο, η μέση τιμή του dc ρεύματος ελέγχεται από την ενεργό ισχύ που ρέει μέσω του μετατροπέα. Η άεργος ισχύς μπορεί να ελεγχθεί ανεξάρτητα με φασική μετατόπιση της θεμελιώδους αρμονικής του ρεύματος γραμμής ως προς την τάση του δικτύου U_L .

3.2 Μαθηματικό Μοντέλο

Ο τριφασικός ελεγχόμενος ανορθωτής είναι στην πραγματικότητα η ίδια διάταξη με τον τριφασικό αντιστροφέα που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Αυτό που τον διαφοροποιεί είναι η απουσία πηγής τάσης στην DC πλευρά και έτσι η τάση στην DC πλευρά καθορίζεται από τον ίδιο τον ανορθωτή. Αυτή είναι και η βασική λειτουργία που επιτελεί ο έλεγχος που θα παρουσιάσουμε σε επόμενη ενότητα.

3.2.1 Εξισώσεις συστήματος

Όπως μπορούμε να δούμε και από το Σχήμα 3.3, για τις τάσεις στην είσοδο του αντιστροφέα ισχύει:

$$V_{sab} = (S_a - S_b)u_{dc}$$

$$V_{sbc} = (S_b - S_c)u_{dc}$$

$$V_{sca} = (S_c - S_a)u_{dc}$$

όπου S_i είναι η συνάρτηση των διακοπών η οποία παίρνει τιμές 1 και 0 και συμβολίζει αν είναι κλειστός ο πάνω διακόπτης της συγκεκριμένης φάσης ή ο κάτω, αντίστοιχα.
Για τις φασικές τάσεις έχουμε:

$$V_{sa} = f_a \cdot u_{dc}$$

$$V_{sb} = f_b \cdot u_{dc}$$

$$V_{sc} = f_c \cdot u_{dc}$$

$$f_a = S_a - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c) = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3}$$

$$f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3}$$

$$f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3}$$

Άρα τα f_{abc} παίρνουν τιμές $0, \pm 1/3, \pm 2/3$.

Το σύστημα δίκτυο-ανορθωτής περιγράφεται από τέσσερις εξισώσεις, μία για τις τάσεις κάθε φάσης και μία για τα ρεύματα. Αυτές είναι:

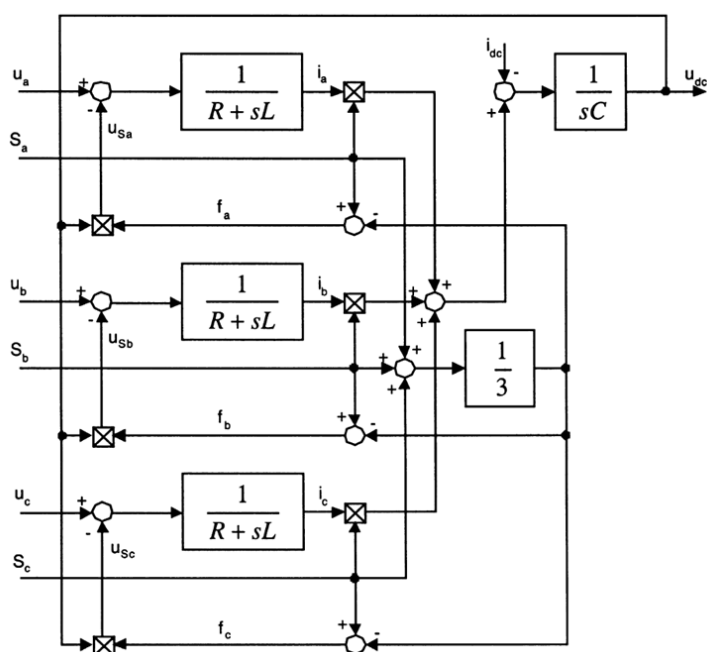
$$V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + V_{sa}$$

$$V_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + V_{sb}$$

$$V_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + V_{sc}$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{load}$$

Ο συνδυασμός των παραπάνω εξισώσεων μπορεί να αναπαρασταθεί καλύτερα στο παρακάτω διάγραμμα:



Σχήμα 3.5: Διάγραμμα μαθηματικού μοντέλου λειτουργίας ανορθωτή.

Μεταφέροντας τις εξισώσεις αυτές στο dq-πλαίσιο, όπως ακριβώς κάναμε στην Ενότητα 2.4.1 καταλήγουμε ότι:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega i_q - Ri_d + V_d - V_{sd}$$

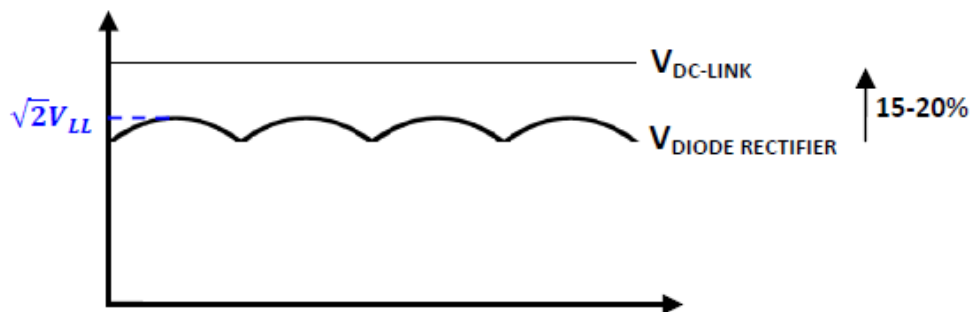
$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega i_d - Ri_q + V_q - V_{sq}$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{load} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - i_{load}$$

3.3 Περιορισμός DC τάσης

Αν και η DC τάση ελέγχεται από τον ανορθωτή, υπάρχει μία ελάχιστη τιμή της που είναι απαραίτητη για τη σωστή λειτουργία του, λειτουργία που δεν θα παράγει παραμορφωμένες κυματομορφές ρεύματος. Για να έχουμε πλήρη έλεγχο του ανορθωτή, οι έξι διόδοι θα πρέπει να είναι αρνητικά πολωμένες για κάθε τιμή της ACτάσης εισόδου. Για να κρατήσουμε τις διόδους σε κατάσταση μη-αγωγής, είναι απαραίτητο η DCτάση να είναι μεγαλύτερη της μέγιστης συνεχούς τάσης που μπορούν να παράγουν μόνες του οι διόδοι, με άλλα λόγια ο μη-ελεγχόμενος τριφασικός ανορθωτής. Θεωρητικά για τον μη-ελεγχόμενο ανορθωτή, η μέγιστη τιμή της DCτάσης είναι η μέγιστη τιμή της πολικής τάσης εισόδου. Δηλαδή, θέλουμε:

$$V_{DCmin} > \sqrt{2}V_{LL(rms)} = \sqrt{2}\sqrt{3}V_{LN(rms)}$$



Σχήμα 3.6: Επιθυμητή τιμή συνεχούς τάσης στο DC link.

Θα είναι καλύτερο να επιλέξουμε συνεχή τάση κατά περίπου 15-20% πάνω από την $\sqrt{2} V_{LL}$. Να σημειώσουμε ότι ως V_{LL} εννοούμε την τάση εισόδου του ανορθωτή, αλλά για μικρές τιμές RL, η τάση αυτή είναι πολύ κοντά στην τάση του δικτύου.

Ένας δεύτερος περιορισμός για την DC τάση προέρχεται, όπως είδαμε και στον αντιστροφέα, από την τεχνική PWM που χρησιμοποιούμε για τον έλεγχο των διακοπών. Για καλύτερη λειτουργία του ανορθωτή και μείωση του αρμονικού περιεχομένου στην είσοδό του, προσπαθούμε να αποφεύγουμε την υπερδιαμόρφωση στην PWM τεχνική. Ως υπερδιαμόρφωση ορίζουμε την κατάσταση που το πλάτος του σήματος αναφοράς είναι μεγαλύτερο του πλάτους του σήματος φορέα. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή, το πλάτος του σήματος φορέα είναι 1, οπότε θέλουμε το σήμα διαμόρφωσης μικρότερο της μονάδας ($m \leq 1$). Γνωρίζοντας ότι

$$V_{LN} = m \frac{V_{dc}}{2}$$

καταλήγουμε ότι η συνεχής τάση θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το διπλάσιο της τάσης εισόδου του ανορθωτή. Μάλιστα, για να ισχύει κάθε στιγμή η παραπάνω προϋπόθεση θα πρέπει να η dc

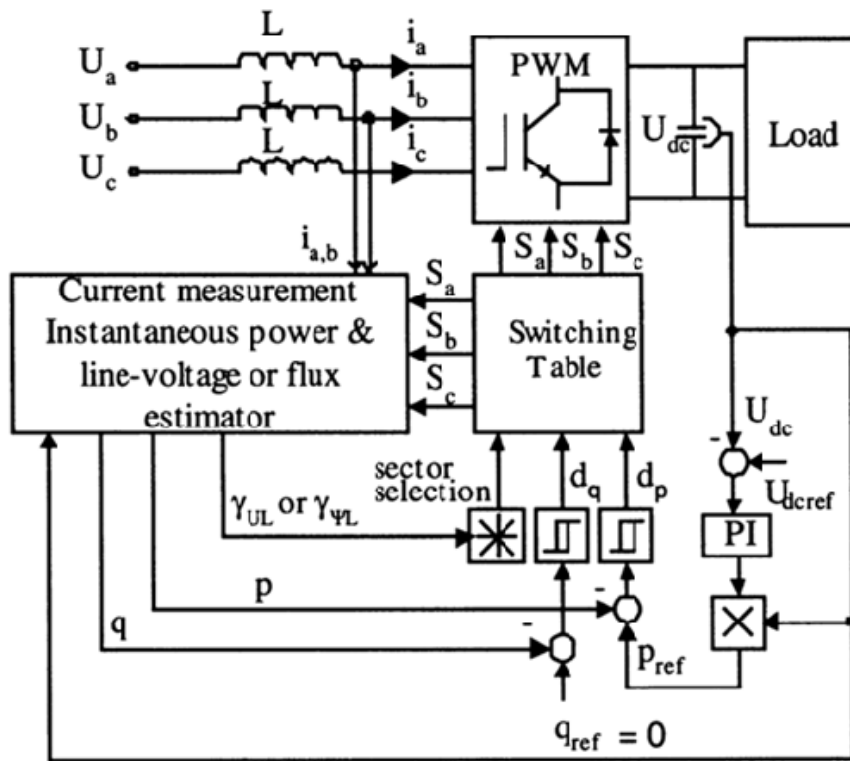
τάση να είναι μεγαλύτερη από το διπλάσιο της μέγιστης τάσης στην είσοδο, δηλαδή το διπλάσιο του πλάτους.

$$V_{dc} \geq 2\hat{V}_{LN}$$

3.4 PWM τεχνική

Για τον έλεγχο των διακοπών του ανορθωτή θα χρησιμοποιήσουμε την PWM τεχνική όπως αυτή αναλύθηκε στην Ενότητα 2.12. Ενδιαφέρον έχει να εξετάσουμε τις δύο βασικές στρατηγικές PWM που χρησιμοποιούνται για έλεγχο τριφασικού ανορθωτή.

Ο Άμεσος Έλεγχος Ισχύος (DPC) βασίζεται στον έλεγχο της στιγμιαίας ενεργού και άεργου ισχύος που ρέει στον ανορθωτή. Δεν υπάρχει εσωτερικός έλεγχος ρεύματος ούτε ξεχωριστό PWM μπλοκ. Η κατάσταση των διακοπών καθορίζεται από έναν πίνακα τιμών που συνδέει τις καταστάσεις των διακοπών με τα στιγμιαία σφάλματα μεταξύ των επιθυμητών και των εκτιμώμενων τιμών ισχύος. Ένα τυπικό διάγραμμα του ελέγχου αυτού φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 3.7: Διάγραμμα ελέγχου DPC.

Η εκτίμηση της ισχύος στον έλεγχο DPC γίνεται μέσω της του ρεύματος γραμμής. Ο έλεγχος αυτός παρουσιάζει σημαντικά μειονεκτήματα:

- Απαιτείται παραγωγή του ρεύματος ώστε να εκτιμηθεί η ισχύς.
- Απαιτείται υψηλή διακοπτική συχνότητα λόγω της διαρκούς μεταβολής της εκτιμώμενης τιμής.
- Η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή, κάτι που δημιουργεί προβλήματα στον σχεδιασμό φίλτρου εισόδου.
- Ο υπολογισμός της ισχύος και της τάσης πρέπει να αποφεύγεται κατά την αλλαγή κατάστασης των διακοπών για να μη δημιουργούνται σφάλματα.

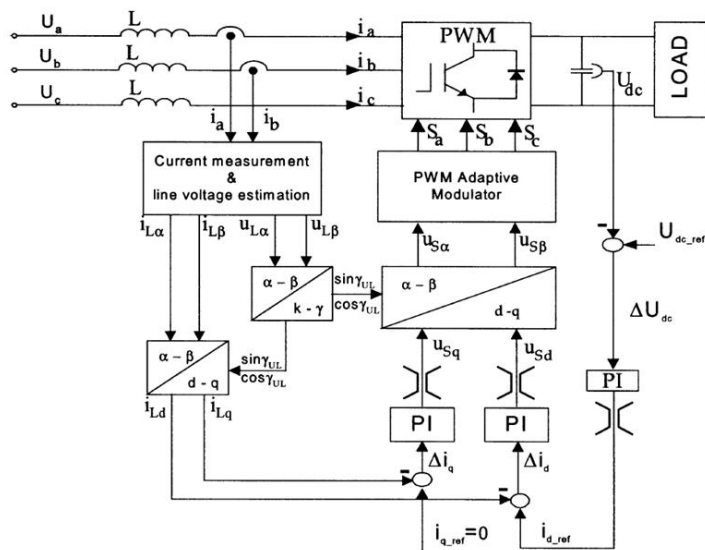
Ο Έλεγχος Προσανατολισμένης Τάσης (VOC) εγγυάται υψηλή δυναμική και σταθερή απόδοση μέσω ενός εσωτερικού βρόγχου ελέγχου ρεύματος, αλλά η ποιότητα του ελέγχου εξαρτάται από τη στρατηγική ελέγχου του ρεύματος. Μπορούμε να βρούμε αρκετές στρατηγικές ελέγχου του

ρεύματος. Μία από τις πιο διαδεδομένες είναι ο έλεγχος σε dq πλαίσιο, όπου τα ρυθμιζόμενα ρεύματα είναι DC ποσότητες, οπότε εξαλείφονται τα σφάλματα σταθερής κατάστασης. Ο έλεγχος αυτός είναι στην πραγματικότητα ο έλεγχος ρεύματος που χρησιμοποιήθηκε για τον έλεγχο του αντιστροφέα στο προηγούμενο κεφάλαιο, με τη διαφορά ότι τα i_{dref} και i_{qref} δεν καθορίζονται από την ισχύ αλλά από την DC τάση.

Τα μειονεκτήματα αυτού του ελέγχου είναι:

- Εμφανίζεται σύζευξη μεταξύ των συνιστώσεων ενεργού και άεργου ισχύος οπότε απαιτείται μία λύση για αποσύζευξη.
- Απαιτείται μετασχηματισμός στο dq-πλαίσιο και ρύθμιση PI ελεγκτών.

Για τον έλεγχο του ανορθωτή για τη συγκεκριμένη εργασία επιλέχθηκε ο έλεγχος προσανατολισμένης τάσης μιας και είναι πιο εύκολος στην υλοποίησή του, έχει σταθερή διακοπτική συχνότητα και η μεγαλύτερη ανάλυσή του έχει ήδη γίνει για την κατασκευή του αντιστροφέα.

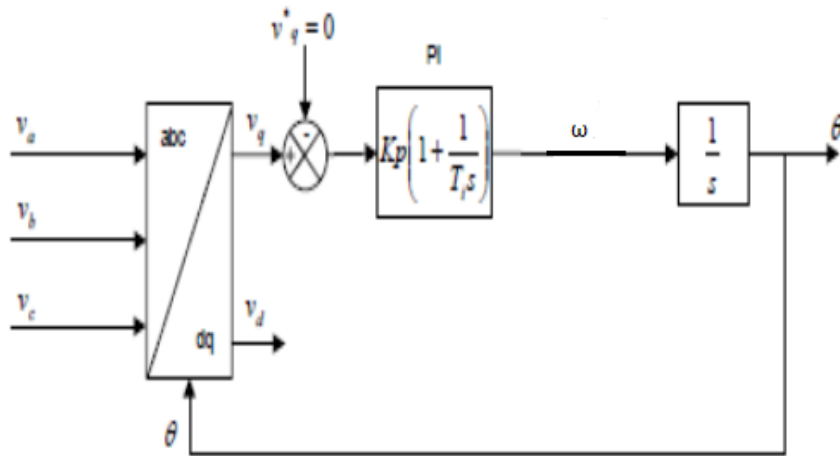


Σχήμα 3.8: Διάγραμμα ελέγχου VOC. [11]

3.5 Έλεγχος σε dq-πλαίσιο

3.5.1 Phase-Locked Loop (PLL)

Το βασικότερο στοιχείο για τον έλεγχο προσανατολισμένης τάσης είναι το PLL. Όπως αναλύσαμε στην Ενότητα 2.5 το PLL είναι υπεύθυνο για την ταύτιση του άξονα-d με τον άξονα της φάσης α της τάσης του δικτύου. Στο Σχήμα 3.9 φαίνεται η λειτουργία ενός απλού PLL. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, μέσω ενός PI αναγκάζουμε την V_q να μηδενιστεί, αφού γνωρίζουμε ότι όταν συμβαίνει αυτό οι άξονες του α και του d είναι ευθυγραμμισμένοι.



Σχήμα 3.9: Διάγραμμα λειτουργίας PLL.

3.5.2 Έλεγχος των συνιστώσεων i_d και i_q

Έχουμε ήδη αποδείξει ότι:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega i_q - Ri_d + V_d - V_{sd}$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega i_d - Ri_q + V_q - V_{sq}$$

από τις εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα σε dq-μεταβλητές και

$$V_{sd}(t) = m_d \frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{sq}(t) = m_q \frac{V_{dc}}{2}$$

από τις εξισώσεις της PWM τεχνικής, όπου i_d και i_q είναι οι μεταβλητές κατάστασης, οι V_{sd} και V_{sq} οι είσοδοι ελέγχου και οι V_d και V_q οι διαταραχές. Λόγω των όρων $L\omega$, οι δυναμικές των i_d και i_q δεν είναι ανεξάρτητες. Για να τις απεμπλέξουμε, ορίζουμε ως

$$m_d = \frac{2}{V_{dc}} (-u_{sd} + L\omega i_q + V_d)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{dc}} (-u_{sq} - L\omega i_d + V_q)$$

όπου u_{sd} και u_{sq} είναι οι νέοι είσοδοι ελέγχου. Αντικαθιστώντας στις εξισώσεις του συστήματος καταλήγουμε ότι

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + u_{sd}$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + u_{sq}$$

οι οποίες περιγράφουν δυο ανεξάρτητα, πρώτης τάξης, γραμμικά συστήματα. Βασισμένοι σε αυτές τις εξισώσεις τα i_d και i_q μπορούν να ρυθμιστούν μέσω των u_{sd} και u_{sq} , αντίστοιχα.

Το Σχήμα 3.10 δείχνει μία μπλοκ αναπαράσταση του ελέγχου ρεύματος d-άξονα και q-άξονα, όπου u_{sd} και u_{sq} είναι οι έξοδοι των αντίστοιχων PI ελεγκτών και μέσω αυτών κατασκευάζονται τα σήματα ελέγχου m_d και m_q . Ως εισόδους στους PI έχουμε τις διαφορές $(i_{dref} - i_d)$ και $(i_{qref} - i_q)$. Ύστερα ο ανορθωτής παράγει τα V_{sd} και V_{sq} που με τη σειρά τους παράγουν τις συνιστώσες του ρεύματος.

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι η στρατηγική για τον έλεγχο των i_d και i_q είναι η ίδια, οπότε και οι PI ελεγκτές μπορούν να είναι πανομοιότυποι. Ας ορίσουμε ως συνάρτηση μεταφοράς των PI τη

$$k(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}$$

όπου k_p και k_i είναι τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη, αντίστοιχα. Αν θεωρήσουμε το απλοποιημένο μοντέλο του ελέγχου ρεύματος του Σχήματος 3.11, τότε το κέρδος ανοικτού βρόγχου είναι

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

Απαλείφουμε τον πόλο στο $-R/L$ με το μηδενικό στο $-k_i/k_p$, οπότε το κέρδος ανοικτού βρόγχου παίρνει τη μορφή $l(s) = k_p/(Ls)$. Έτσι η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου που είναι $l(s)/(1+l(s))$, γίνεται

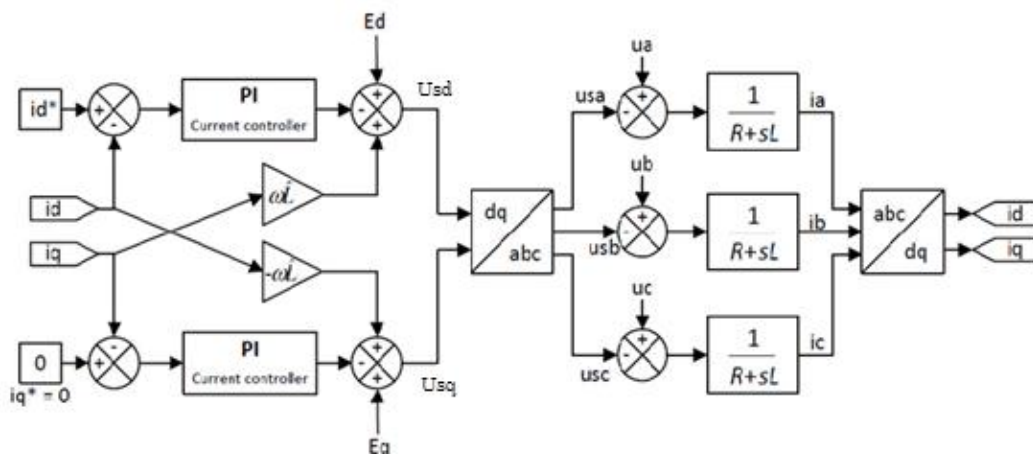
$$\frac{I_d(s)}{I_{dref}(s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1}$$

με

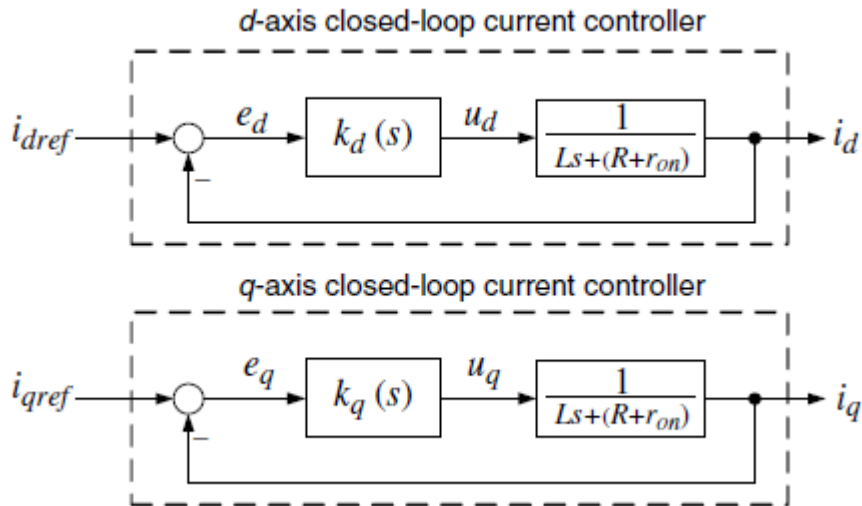
$$k_p = L / \tau_i$$

$$k_i = R / \tau_i$$

όπου τ_i είναι η σταθερά χρόνου του συστήματος κλειστού βρόγχου. Η σύγκλιση, λοιπόν, του i_d στο i_{dref} γίνεται βάση μίας πρώτης τάξης συνάρτησης μεταφοράς της οποίας η σταθερά χρόνου είναι θέμα επιλογής του σχεδιαστή.



Σχήμα 3.10: Μπλοκ αναπαράσταση ελέγχου ρεύματος d- και q- άξονα.



Σχήμα 3.11: Απλοποιημένο μοντέλο ελέγχου ρεύματος d- και q- άξονα.

3.5.3 Έλεγχος αναφορών των συνιστώσεων του ρεύματος

Αφού είδαμε πώς ελέγχουμε με εσωτερικό βρόγχο το ρεύμα γραμμής, θα πρέπει να αναλύσουμε τον τρόπο που παράγονται οι αναφορές για τις συνιστώσες i_d και i_q . Πρώτα πρέπει να θυμίσουμε ότι στο dq-πλαίσιο για την ενεργό και την άεργο ισχύ που μεταφέρεται από το δίκτυο στον μετατροπέα, ισχύουν

$$P(t) = \frac{3}{2} V_d(t) i_d(t)$$

$$Q(t) = -\frac{3}{2} V_d(t) i_q(t)$$

για $V_q = 0$, δηλαδή για τη λειτουργία κατά την οποία το PLL ταυτίζει τον άξονα-d με τον άξονα της φάσης α της τάσης του δικτύου.

Αν υποθέσουμε ότι έχουμε ιδανικό μετατροπέα, δηλαδή οι απώλειες είναι μηδενικές, όλη η ενεργός ισχύς που παράγεται από το δίκτυο θα πρέπει να περνάει στην πλευρά συνεχούς τάσης. Αντίθετα, για να έχουμε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, δηλαδή χαμηλότερο κόστος λειτουργίας, θέλουμε η άεργος ισχύς που μεταφέρεται να είναι μηδενική (η άεργος ισχύς που καταναλώνουν οι αυτεπαγωγές των γραμμών είναι πολύ μικρή σε σχέση με την ενεργό που μεταφέρεται συνήθως, οπότε ο συντελεστής ισχύος είναι πολύ κοντά στη μονάδα).

Για να ισχύει $Q = 0$, και δεδομένου ότι η V_d είναι σταθερή και μάλιστα ίση με το πλάτος της φασικής τάσης, πρέπει $i_{qref} = 0$.

Για τη συνιστώσα του i_d θα πρέπει να ελέγξουμε την ενεργό ισχύ, αφού τα δύο μεγέθη συνδέονται. Μάλιστα, η συνιστώσα αυτή είναι που θα κρίνει και το επίπεδο της συνεχούς τάσης εξόδου. Έχουμε δείξει ότι,

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{load} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - i_{load}$$

και όπως αναφέραμε ήδη υποθέτουμε ότι η ενεργός ισχύς που παράγεται από το δίκτυο, μεταφέρεται στη DC πλευρά. Δηλαδή

$$P = u_{dc} i_{dc} = u_{dc} C \frac{du_{dc}}{dt} + u_{dc} i_{load}$$

Στην απλή περίπτωση μάλιστα, που το φορτίο είναι ωμικό και χωρίς βλάβη της γενικότητας έχουμε:

$$P = u_{dc} C \frac{du_{dc}}{dt} + u_{dc} \frac{u_{dc}}{R_{load}} = \frac{1}{2} C \frac{du_{dc}^2}{dt} + \frac{u_{dc}^2}{R_{load}}$$

Ορίζοντας νέα μεταβλητή τη $W = u_{dc}^2$ και εξισώνοντας τις εξισώσεις της ισχύς στην AC και DC πλευρά, παίρνουμε

$$\frac{3}{2} V_d i_d = \frac{1}{2} C \frac{dW}{dt} + \frac{W}{R_{load}}$$

$$C \frac{dW}{dt} = -\frac{2W}{R_{load}} + 3V_d i_d$$

η οποία περιγράφει ένα πρώτης τάξης γραμμικό σύστημα μιας και η V_d θεωρείται σταθερή. Άρα, το τετράγωνο της τάσης μπορεί να ρυθμιστεί μέσω του i_d . Το i_{dref} , λοιπόν, θα είναι η έξοδος του ελεγκτή της συνεχούς τάσης.

3.5.4 Σχεδιασμός του ελεγκτή τάσης

Έχουμε ήδη αποδείξει ότι

$$\frac{3}{2} V_d i_d = \frac{1}{2} C \frac{dW}{dt} + P_{load}$$

όπου το P_{load} για την περίπτωση του back-to-back μετατροπέα θεωρείται σταθερό, αφού ρυθμίζεται από τον έλεγχο του αντιστροφέα σε σταθερή τιμή. Μεταφέροντας την παραπάνω εξίσωση στο πεδίο της συχνότητας έχουμε

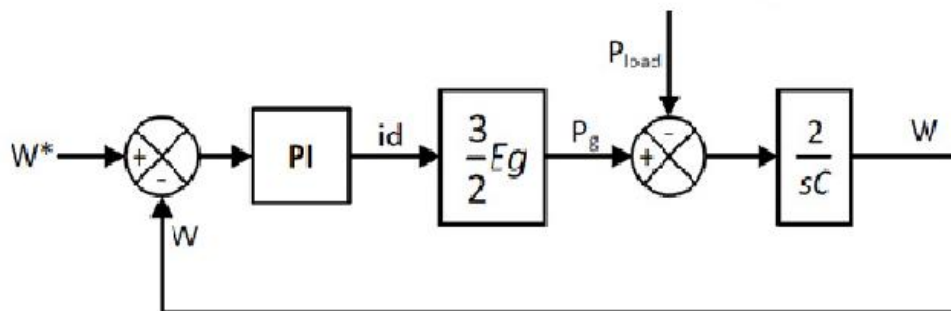
$$\frac{3}{2} V_d i_d = \frac{1}{2} s C W + P_{load}$$

$$W = \frac{3V_d}{sC} i_d - \frac{2}{sC} P_{load}$$

με το P_{load} να είναι μία διαταραχή και η συνάρτηση μεταφοράς είναι

$$G(s) = \frac{W}{i_d} = \frac{3V_d}{sC}$$

Ο βρόγχος ελέγχου της τάσης φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.12: Έλεγχος συνεχούς τάσης.

Το αναλογικό κέρδος, θα είναι:

$$k_{pv} = \frac{C}{3V_d} \frac{1}{\tau_v}$$

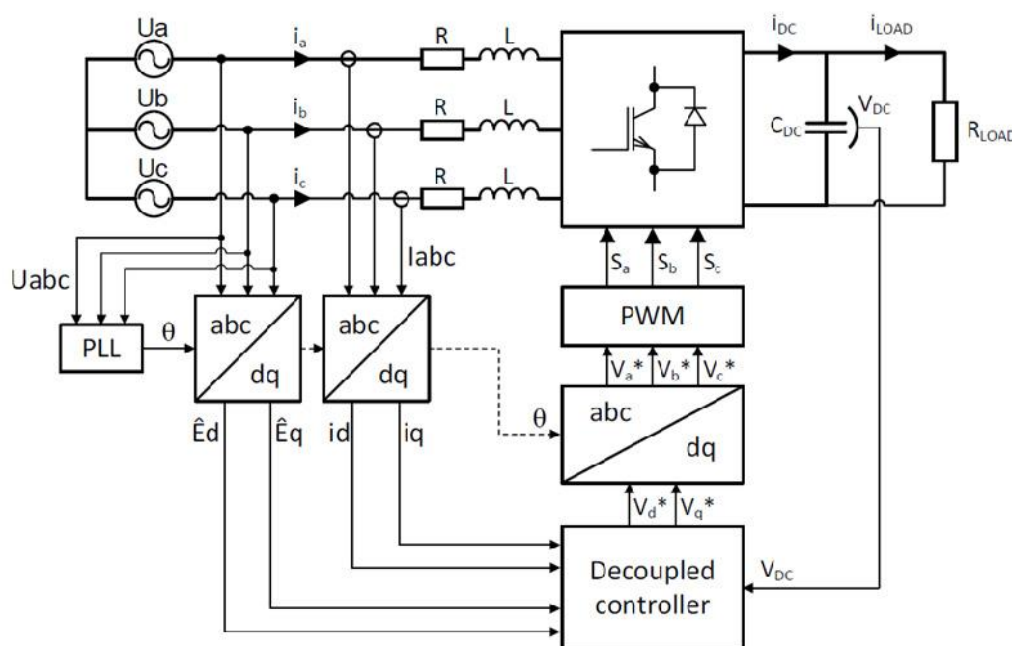
όπου τ_v είναι η σταθερά χρόνου του συστήματος κλειστού βρόγχου. Η σύγκλιση, λοιπόν, του W στο W_{ref} γίνεται βάση μίας πρώτης τάξης συνάρτησης μεταφοράς της οποίας η σταθερά χρόνου είναι θέμα επιλογής του σχεδιαστή αλλά θα πρέπει

$$\frac{1}{\tau_v} < \frac{1}{10\tau_i}$$

όπου τ_i είναι η σταθερά χρόνου του ελεγκτή ρεύματος.

Για το ολοκληρωτικό κομμάτι του ελεγκτή, θα προσθέσουμε ένα μικρό κέρδος (για παράδειγμα, $k_{iv} = 0.01$) για την εξάλειψη του σφάλματος μόνιμης κατάστασης.

Το ολοκληρωμένο σύστημα ελέγχου του ανορθωτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα

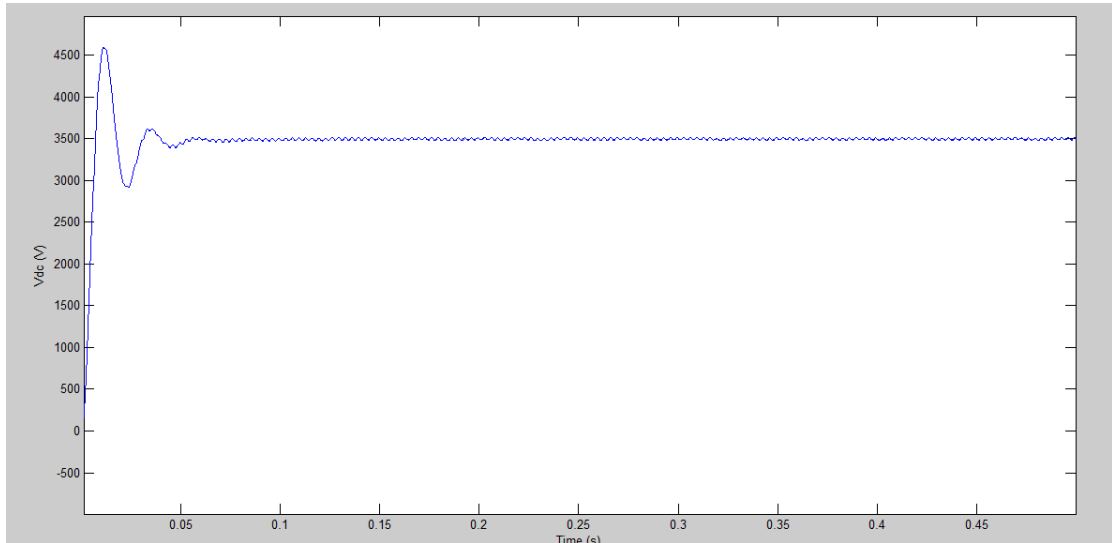


Σχήμα 3.13: Ολοκληρωμένο σύστημα ελέγχου ανορθωτή.

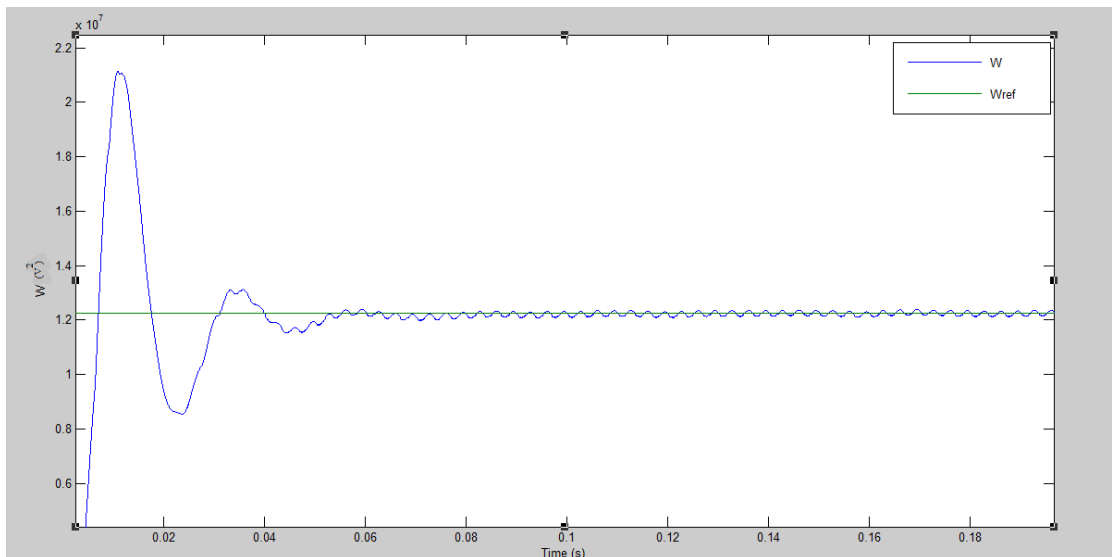
3.6 Προσομοίωση

Ο παραπάνω ανορθωτής και ο έλεγχός του προσομοιώθηκαν με τη βοήθεια του Simulink. Το PLL είναι το ίδιο που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις του αντιστροφέα και η λειτουργία του προσομοιώθηκε στην Ενότητα 2.8. Οι τιμές των παραμέτρων επιλέχθηκαν $R = 0.1\Omega$, $L = 5\text{mH}$, $C = 1500\mu\text{F}$, $R_{load} = 10\Omega$, $V_{dcref} = 3.5\text{kV}$ και διακοπτική συχνότητα $f_s = 100\text{kHz}$. Τα στοιχεία του AC συστήματος είναι $V_s = 1500\text{V}$ φασική rms και $\omega = 100\pi$. Για τους PI ελεγκτές των ρευμάτων τα κέρδη είναι ίδια και όπως αποδείχθηκε στην Ενότητα 2.6, $k_p = L/\tau_i$, $k_i = R/\tau_i$. Επιλέχθηκε $\tau_i = 50\mu\text{s}$, οπότε $k_p = 100$ και $k_i = 2000$ και $\tau_v = 2.357\text{ms}$, οπότε $k_{pv} = 1 \times 10^{-4}$, $k_{iv} = 0.01$.

Η συνεχής τάση και το τετράγωνό της φαίνονται στα παρακάτω γραφήματα



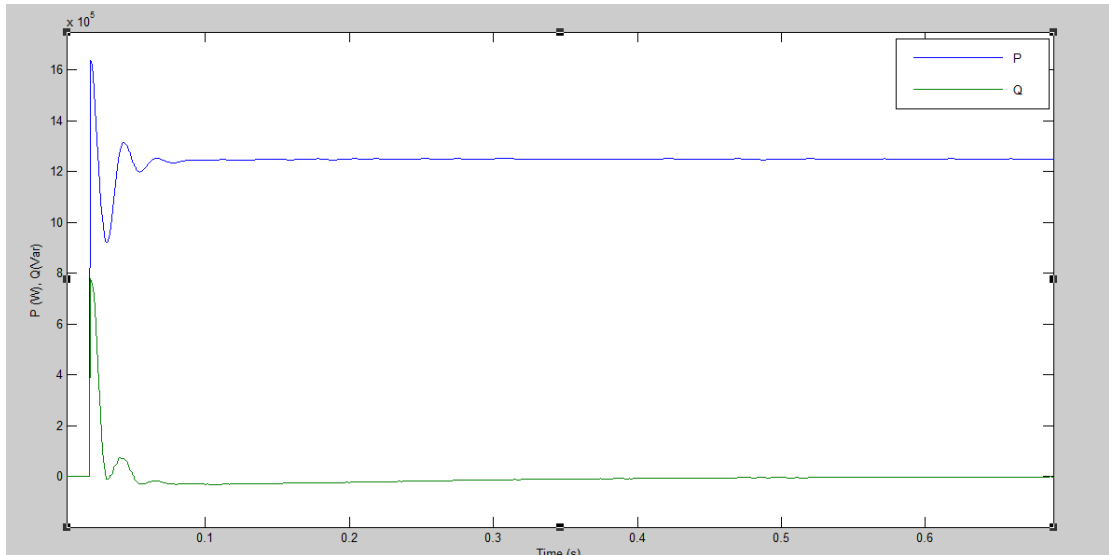
Σχήμα 3.14: Συνεχής τάση εξόδου ανορθωτή.



Σχήμα 3.15: Τετράγωνο συνεχούς τάσης.

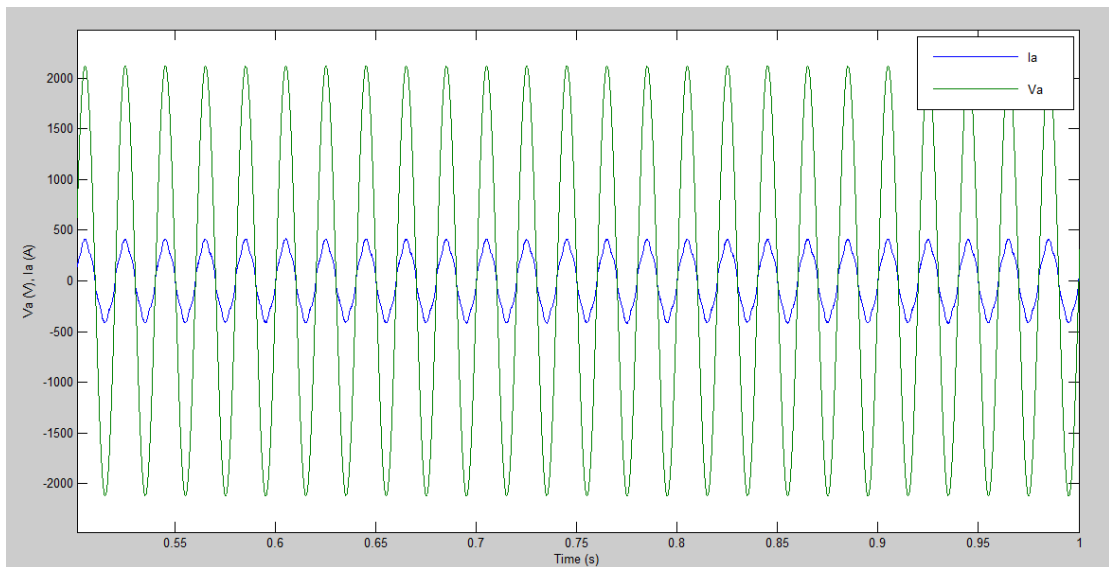
Σε πολύ μικρό χρόνο η συνεχής τάση ρυθμίζεται στην αναφορά, με μικρή κυμάτωση.

Παρακάτω, φαίνεται η ενεργός και η άεργος ισχύς που μεταφέρεται από το δίκτυο στον μετατροπέα. Η άεργος ισχύς είναι μηδέν, όπως θέλουμε, για να έχουμε μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, ενώ η ενεργός είναι $P \approx P_{load} = W/R_{load} = 1.225MW$.



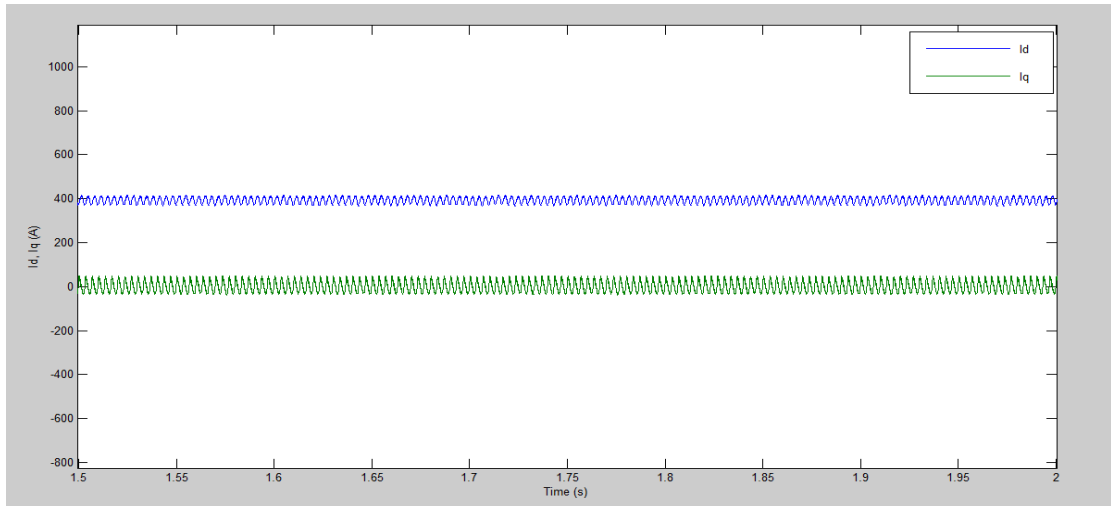
Σχήμα 3.16: Ενεργός και άεργος ισχύς εισόδου.

Για να δούμε καλύτερα τη λειτουργία υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος παρουσιάζουμε στο ίδιο γράφημα την τάση και το ρεύμα της φάσης α. Τα δύο μεγέθη είναι συμφασικά και το ρεύμα γραμμής πολύ κοντά στο ημίτονο.



Σχήμα 3.17: Τάση και ρεύμα εισόδου.

Τέλος, παρουσιάζονται οι δύο συνιστώσες του ρεύματος i_d και i_q .

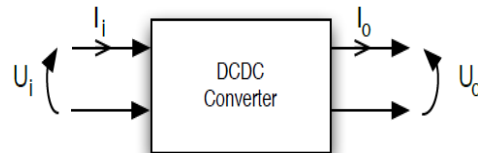


Σχήμα 3.18: Συνιστώσες ρεύματος ευθύ και εγκάρσιου άξονα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

DC/DC Μετατροπέας

Ο σκοπός ενός DC/DC μετατροπέα είναι η μετατροπή μιας συνεχούς τάσης ή ρεύματος εισόδου σε επιθυμητή συνεχή τάση ή ρεύμα εξόδου, αντίστοιχα. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.1 για δεδομένα μεγέθη εισόδου, τα αντίστοιχα της εξόδου μπορούν να είναι και τα δύο διαφορετικά.



Σχήμα 4.1: Γενική ιδέα ενός DC/DC μετατροπέα.

Πρακτικά η μετατροπή της τάσης γίνεται ανοιγοκλείνοντας διακόπτες πολύ γρήγορα, κόβοντας έτσι την τάση εισόδου. Αν ισχύει $U_i > U_o$ τότε ο μετατροπέας ονομάζεται *μετατροπέας υποβιβασμού* (step down) ή *buck converter*, ενώ αν $U_i < U_o$, ονομάζεται *μετατροπέας ανύψωσης* (step up) ή *boost converter*.

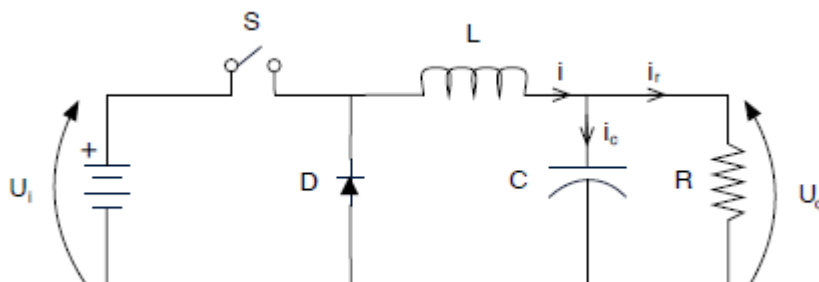
Αν η απόδοση της συσκευής είναι η , τότε για την ισχύ που μεταφέρεται έχουμε τις σχέσεις

$$\begin{aligned} P_i &= I_i U_i \\ P_o &= I_o U_o \\ \eta &= \frac{P_o}{P_i} \\ I_i U_i \eta &= I_o U_o \Leftrightarrow \frac{U_i \eta}{U_o} = \frac{I_o}{I_i} \end{aligned}$$

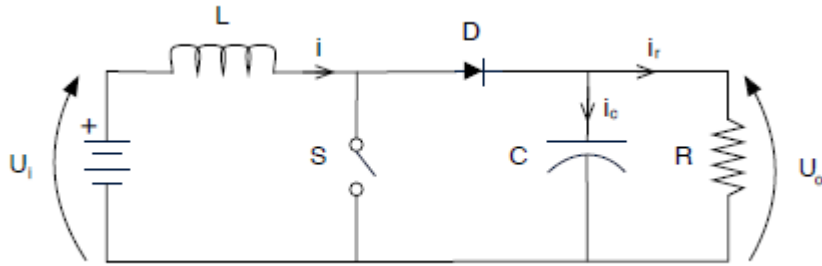
Αν, λοιπόν, οι εισόδοι και οι απώλειες του συστήματος διατηρούνται σταθερές τότε η τάση στην έξοδο θα είναι αντιστρόφως ανάλογη του ρεύματος εξόδου. Αν, από την άλλη, κρατήσουμε σταθερή μόνο την τάση εισόδου, μεγαλύτερη τάση εξόδου απαιτεί μεγαλύτερο ρεύμα εισόδου. [12]

4.1 Κυκλώματα υποβιβασμού και ανύψωσης

Οι buck και boost μετατροπείς φαίνονται στα Σχήματα 4.2 και 4.3. Είναι συστήματα δεύτερης τάξης, με δύο δυναμικά στοιχεία (πυκνωτής και αυτεπαγωγή) και δύο διακριτά (διακόπτης και δίοδος).



Σχήμα 4.2: Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

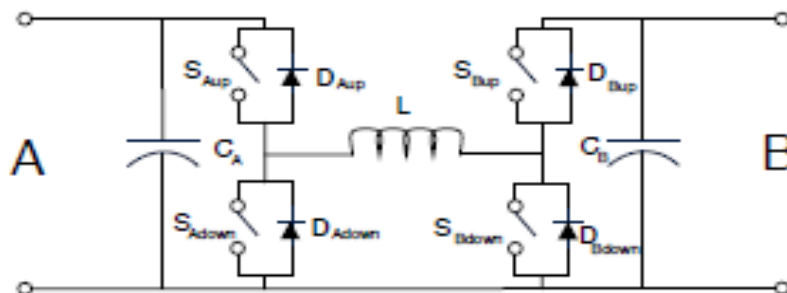


Σχήμα 4.3: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

Ο μετατροπέας υποβιβασμού ψαλιδίζει την τάση εισόδου ώστε η τάση εξόδου να είναι μικρότερη. Αντίθετα, ο μετατροπέας ανύψωσης παράγει μεγαλύτερη τάση στην έξοδο, τραβώντας περισσότερο ρεύμα στην είσοδο όπως είπαμε παραπάνω.

4.2 Μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων (Four Quadrant Chopper)

Ο μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων μπορεί να λειτουργήσει σε όλα τα τεταρτημόρια, που σημαίνει ότι είναι ικανός να μεταφέρει ενέργεια και προς τις δύο κατευθύνσεις και είτε να υποβιβάζει είτε να ανυψώνει την τάση. Ο μετατροπέας αυτός παρουσιάζεται στο Σήμα 4.4 και όταν οι διακόπτες του λειτουργούν με συγκεκριμένο τρόπο η τοπολογία γίνεται παρόμοια των buck και boost μετατροπέων. Οι πίνακες δείχνουν ποιοι διακόπτες και ποιες διόδοι είναι ενεργοί (συμβολίζονται με A) για τις διάφορες λειτουργίες.



Σχήμα 4.4: Μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων.

Energy direction	Mode	S_{Aup}	S_{Bdown}	S_{Bup}	S_{Adown}
A to B	Buck	A	0	0	0
A to B	Boost	1	A	0	0
B to A	Buck	0	0	A	0
B to A	Boost	0	0	1	A

Πίνακας 4.1: Λειτουργία διακοπών για κάθε τεταρτημόριο.

Energy direction	Mode	D_{Aup}	D_{Bdown}	D_{Bup}	D_{Adown}
A to B	Buck	0	0	1	A
A to B	Boost	0	0	A	0
B to A	Buck	1	A	0	0
B to A	Boost	A	0	0	0

Πίνακας 4.2: Λειτουργία διόδων για κάθε τεταρτημόριο

4.3 Έλεγχος μετατροπέα

Ο DC/DC μετατροπέας θα χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο της ροής ισχύος μεταξύ του DC ζυγού και των DC μικροπηγών ή φορτίων. Ειδικά στην περίπτωση που συνδέουμε ένα ή περισσότερα ηλεκτρικά αυτοκίνητα (EVs) θα πρέπει να επιτρέπει ροή ισχύος και προς τις δύο πλευρές. Ο έλεγχος του μετατροπέα μπορεί να γίνει με διάφορες τεχνικές όπως με Έλεγχο Ανοιχτού Βρόγχου ή με *PI* ελεγκτές, όμως για μη-γραμμικά συστήματα με μεγάλες αποκλίσεις στις παραμέτρους τους τέτοιες τεχνικές έχουν σημαντικά μειονεκτήματα:

- Αλλαγές στις παραμέτρους εισόδου και εξόδου θα έχουν ως αποτέλεσμα σφάλματα σταθερής κατάστασης.
- Έλεγχοι με ανάδραση για την απαλοιφή των σφαλμάτων έχουν ολοκληρωτικά μέρη, τα οποία στηρίζονται στην μνήμη των ελεγκτών που όμως γίνεται άκυρη όταν αλλάζουμε τεταρτημόριο λειτουργίας.

4.3.1 Έλεγχος Ολίσθησης επί Επιφανείας (*Sliding Mode Control*)

Οι μετατροπείς με διακοπτικά στοιχεία είναι μη-γραμμικά συστήματα αφού η αλλαγή στην λειτουργία των διακοπών καταλήγει σε αλλαγή της δυναμικής του συστήματος. Έτσι λοιπόν, οι μετατροπείς αυτή ανήκουν στα συστήματα μεταβλητής δομής (*variable structure systems*). Μία μη-γραμμική τεχνική ελέγχου τέτοιων συστημάτων είναι ο έλεγχος ολίσθησης επί επιφανείας. Η γενική ιδέα είναι η δημιουργία τεχνητών σημείων ευστάθειας μελετώντας τη δυναμική του συστήματος και ύστερα η δημιουργία συνθηκών για τη λειτουργία των διακοπών. Ο έλεγχος ολίσθησης επί επιφανείας στηρίζεται στη βασική λειτουργία του κυκλώματος, η οποία είναι η ανεπηρέαστη από τις μεταβολές των παραμέτρων του. Σκοπός είναι η προσαρμογή του ελέγχου αυτού στο μετατροπέα τεσσάρων τεταρτημορίων. [13]

4.3.2 Σχεδίαση

Αρχικά, πρέπει να αναγνωριστούν όλες οι πιθανές δομές του συστήματος και να βρεθούν οι εξισώσεις καταστάσεως που τις περιγράφουν. Αν και η μαθηματική ανάλυση κάποιων μεγάλης τάξης συστημάτων μπορεί να είναι περίπλοκη, η ανάλυση για συστήματα δύο διαστάσεων όπως οι τοπολογίες buck και boost είναι απλή.

Υστερα, οι δομές ελέγχου σχεδιάζονται έτσι ώστε οι τροχιές του συστήματος να κινούνται πάντα προς μία συνθήκη αλλαγής δομής. Ως εκ τούτου η επιθυμητή τροχιά δεν επιτυγχάνεται ακριβώς αλλά το σύστημα αναγκάζεται να κινηθεί εκατέρωθεν της, περιοριζόμενο από τα όρια που θέτουν οι διάφορες συνθήκες μεταβολής δομής. Η συμπεριφορά αυτή του συστήματος καθώς κινείται γύρω από την επιθυμητή τροχιά καλείται ολίσθηση και ο γεωμετρικός τόπος που ορίζεται από τα όρια των δομών αποτελεί μια επιφάνεια ολίσθησης.

Έτσι, για κάθε διακόπτη, κατασκευάζονται κατάλληλες συνθήκες ελέγχου στις οποίες προστίθεται και ένας βρόγχος υστέρησης, όπως για παράδειγμα:

$$S_k = \begin{cases} 1 & , \quad \sigma_k > \delta \\ 0 & , \quad \sigma_k < -\delta \end{cases}$$

4.3.3 Ανάλυση Δομών

Μοντέλο Μετατροπέα Υποβιβασμού

Ο μετατροπέας υποβιβασμού φαίνεται στο Σχήμα 4.2. Ως μεταβλητές κατάστασης επιλέγονται το ρεύμα του πηνίου και η τάση του πυκνωτή.

Για τον διακόπτη κλειστό ($S = 1$), ο νόμος τάσεων Kirchoff δίνει

$$u_i - u_C - u_L = 0 \Leftrightarrow u_i - u_C - L \frac{di}{dt} = 0 \Leftrightarrow$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(u_i - u_C)$$

Για τον διακόπτη ανοιχτό ($S = 0$), έχουμε:

$$u_C = u_L \Leftrightarrow \frac{di}{dt} = \frac{-u_C}{L}$$

Τώρα εφαρμόζουμε τον νόμο ρευμάτων σε έναν κόμβο του συστήματος:

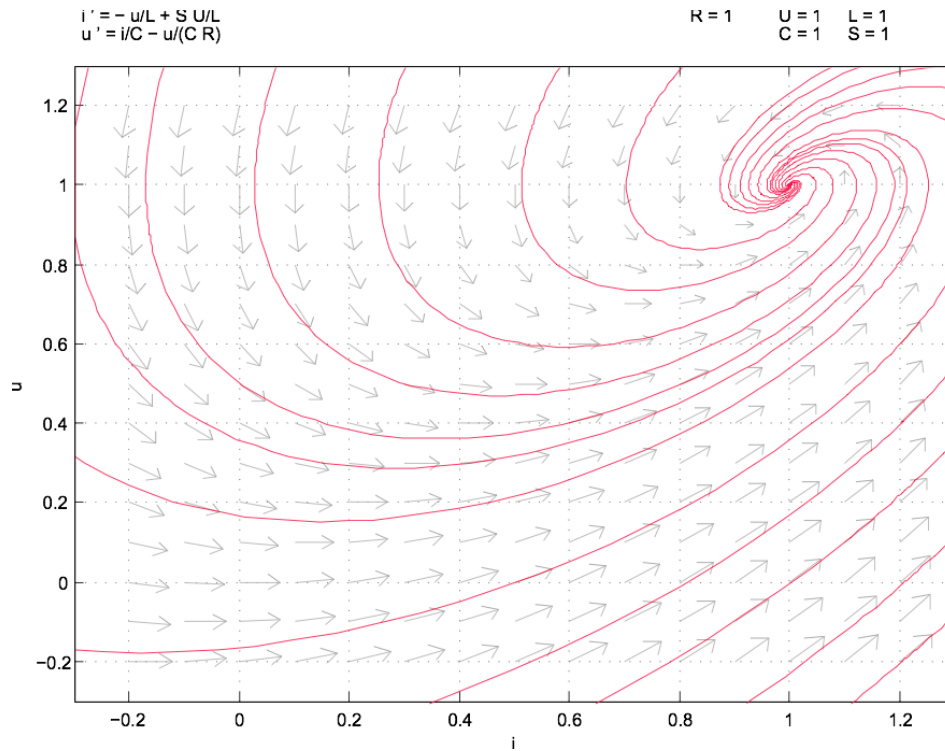
$$i = i_C + i_R \Leftrightarrow i = C \frac{du_o}{dt} + \frac{u_o}{R} \Leftrightarrow$$

$$\frac{du_o}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{u_o}{RC}$$

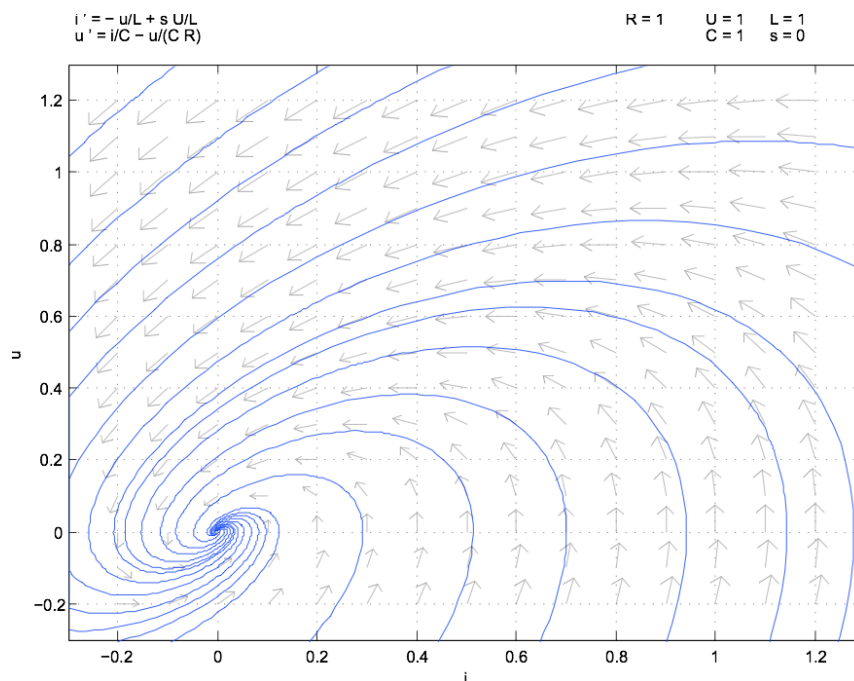
Συνολικά μπορούμε να γράψουμε:

$$\begin{bmatrix} di/dt \\ du_o/dt \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_i/L \\ 0 \end{bmatrix} S$$

Το φασικό πορτραίτο για τις δύο μεταβλητές κατάστασης παρουσιάζεται στα Σχήματα 4.5 και 4.6. Κάθε πορτραίτο αντιστοιχεί σε μία κατάσταση λειτουργίας του διακόπτη. Και τα δύο αποτελούνται από ένα ευσταθές σημείο και ανεξάρτητα από ποια κατάσταση θα ξεκινήσουν τα συστήματα θα συγκλίνουν σε αυτά τα σημεία. Οι εξισώσεις έχουν απλοποιηθεί με μοναδιαίες τιμές στις παραμέτρους. Αυτό που μας ενδιαφέρει άλλωστε είναι η γενική συμπεριφορά.



Σχήμα 4.5: Φασικό πορτραίτο μεταβλητών κατάστασης για $S = 1$.

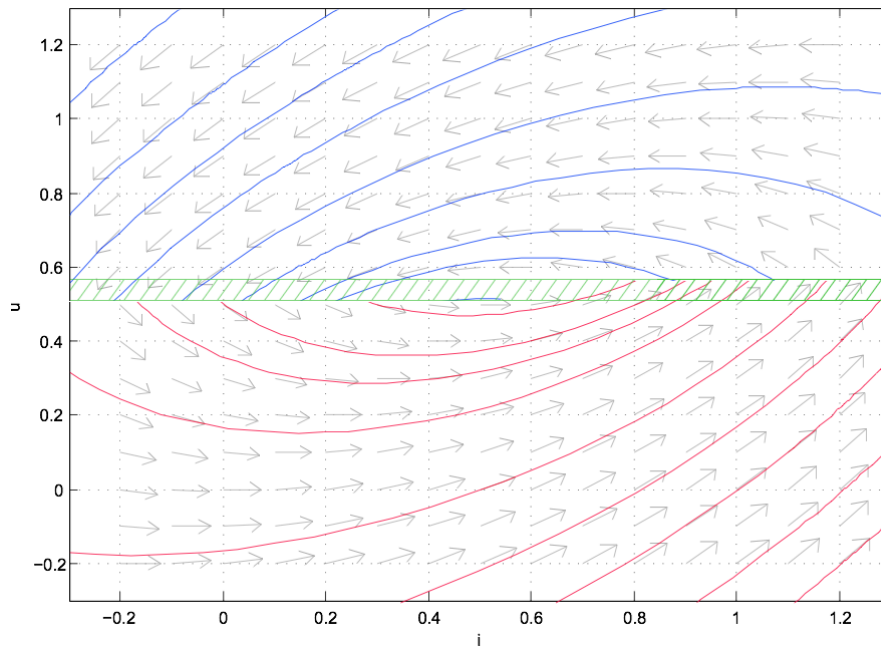


Σχήμα 4.6: Φασικό πορτραίτο μεταβλητών κατάστασης για $S = 0$.

Τρόπος ελέγχου μετατροπέα υποβιβασμού

Διαλέγουμε την τάση εξόδου ως τη μοναδική μεταβλητή ελέγχου και προσθέτουμε έναν βρόγχο υστέρησης (πράσινο χρώμα) μεταξύ των σημείων ευστάθειας. Η λειτουργία ανοικτού διακόπτη τοποθετείται πάνω από το βρόγχο υστέρησης και η λειτουργία κλειστού διακόπτη από κάτω. Έτσι, δημιουργείται τεχνητά ένα νέο ευσταθές σημείο. Το παρουσιάζουμε στο Σχήμα 4.7. Είναι φανερό ότι

από οποιαδήποτε κατάσταση και αν ξεκινήσει το σύστημα, η τάση θα συγκλίνει στη ζώνη του βρόγχου υστέρησης.



Σχήμα 4.7: Επιφάνεια ολίσθησης μετατροπέα υποβιβασμού.

Μοντέλο Μετατροπέα Ανύψωσης

Ο μετατροπέας ανύψωσης φαίνεται στο Σχήμα 4.3. Ως μεταβλητές κατάστασης επιλέγονται το ρεύμα του πηνίου και η τάση του πυκνωτή (όπως και πριν).

Για τον διακόπτη κλειστό ($S = 1$), ο νόμος τάσεων Kirchoff δίνει

$$u_i - u_L = 0 \Leftrightarrow u_i - L \frac{di}{dt} = 0 \Leftrightarrow \frac{di}{dt} = \frac{u_i}{L}$$

Για τον διακόπτη ανοιχτό ($S = 0$), έχουμε:

$$u_i = u_o + u_L \Leftrightarrow \frac{di}{dt} = \frac{u_i - u_o}{L}$$

Τώρα εφαρμόζουμε τον νόμο ρευμάτων σε έναν κόμβο του συστήματος:

Για $S = 0$:

$$i = i_C + i_R \Leftrightarrow i = C \frac{du_o}{dt} + \frac{u_o}{R} \Leftrightarrow \frac{du_o}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{u_o}{RC}$$

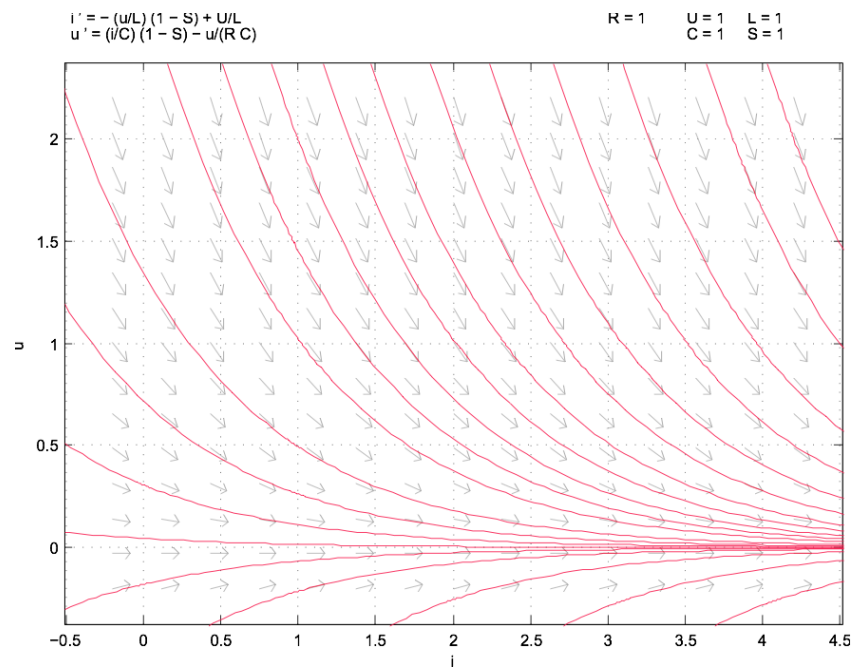
Για $S = 1$:

$$i_C + i_R = 0 \Leftrightarrow C \frac{du_o}{dt} + \frac{u_o}{R} = 0 \Leftrightarrow \frac{du_o}{dt} = -\frac{u_o}{RC}$$

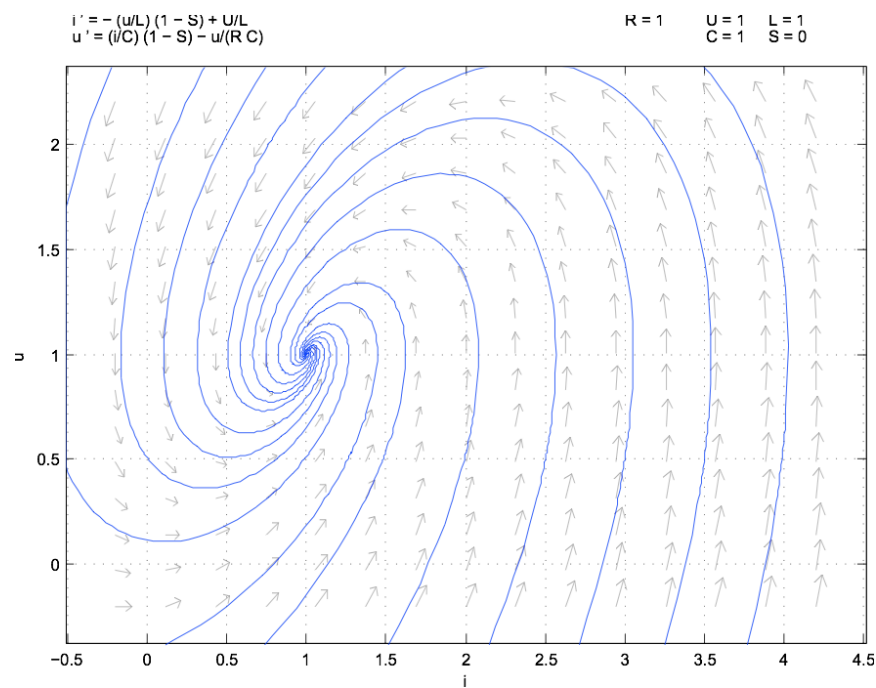
Συνολικά μπορούμε να γράψουμε:

$$\begin{bmatrix} di/dt \\ du_o/dt \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1-S) \\ \frac{1}{C}(1-S) & -1/RC \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_i/L \\ 0 \end{bmatrix}$$

Το φασικό πορτραίτο για τις δύο μεταβλητές κατάστασης παρουσιάζεται στα Σχήματα 4.8 και 4.9.



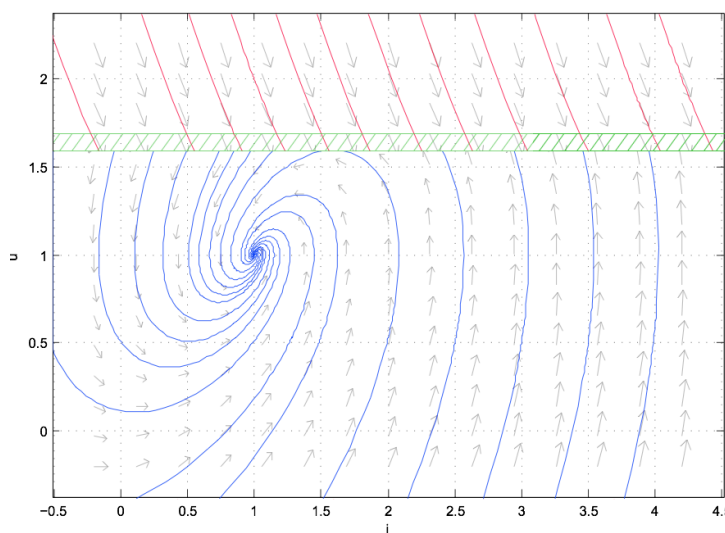
Σχήμα 4.8: Φασικό πορτραίτο μεταβλητών κατάστασης για $S = 1$.



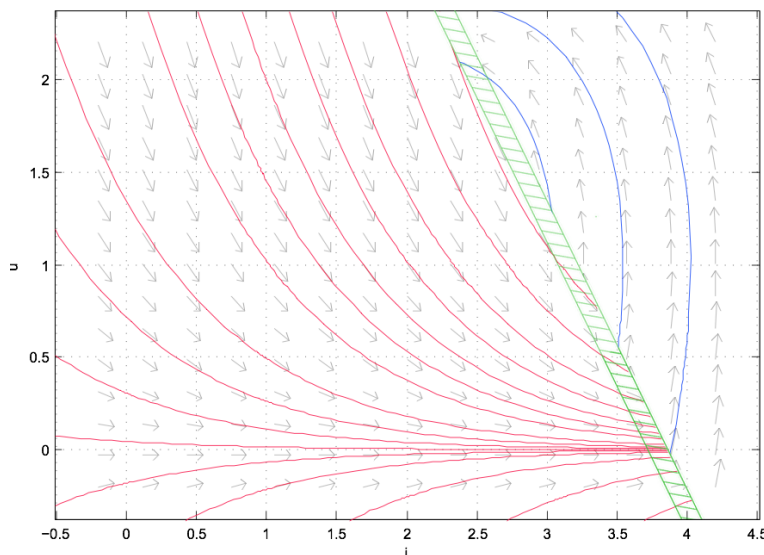
Σχήμα 4.9: Φασικό πορτραίτο μεταβλητών κατάστασης για $S = 0$.

Τρόπος ελέγχου μετατροπέα ανύψωσης

Αν δοκιμάσουμε να έχουμε μόνο μία μεταβλητή ελέγχου, όπως και στον μετατροπέα υποβιβασμού, τότε θα δούμε πως δεν υπάρχει επιφάνεια που να πηγαίνει το σύστημα πάνω από την τάση εισόδου (Σχήμα 4.10). Ένας τρόπος για αποτελεσματικό έλεγχο είναι η επιλογή δύο μεταβλητών ελέγχου. Μία τέτοια προσέγγιση φαίνεται στο Σχήμα 4.11. Όπως βλέπουμε, μία επιφάνεια ολίσθησης δύο μεταβλητών προσφέρει ευστάθεια αλλά απαιτεί δύο τιμές αναφοράς. Εδώ χρησιμοποιούμε το ρεύμα του πηνίου και την τάση εξόδου.



Σχήμα 4.10: Επιφάνεια ολίσθησης μετατροπέα ανύψωσης με μία μεταβλητή ελέγχου.



Σχήμα 4.11: Επιφάνεια ολίσθησης μετατροπέα ανύψωσης με δύο μεταβλητές ελέγχου.

4.3.4 Δυναμική μετατροπέα τεσσάρων τεταρτημορίων

Όσα αναλύθηκαν για τους μετατροπείς υποβιβασμού και ανύψωσης μπορούν να εφαρμοστούν στον μετατροπέα τεσσάρων τεταρτημορίων. Όπως είδαμε και στον Πίνακα 4.1, αν θεωρήσουμε ότι A είναι η είσοδος και B η έξοδος, με όλους τους διακόπτες να μην άγουν και τον S_{Aup} να ελέγχεται τότε ο μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων λειτουργεί όπως ο μετατροπέας υποβιβασμού. Η μόνη

διαφορά είναι κάποιες επιπλέον διόδους, οι οποίες όμως δεν παρεμβαίνουν στις κανονικές ροές των ρευμάτων και ένας πυκνωτής παράλληλα στην είσοδο. Ο πυκνωτής αυτός δεν σχετίζεται με τη δυναμική του συστήματος και μπορεί να αγνοηθεί.

4.4 Υλοποίηση

4.4.1 Λειτουργία Buck

Ο έλεγχος για τη λειτουργία buck, υλοποιείται ακριβώς όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 4.3.3. Ο διακόπτης που ελέγχεται είναι σύμφωνα με το Σχήμα 4.4 ο S_{Aup} ή ο S_{Bup} ανάλογα με την κατεύθυνση της ροής ισχύος. Η συνθήκη που θα κρίνει την αγωγή του διακόπτη είναι:

$$\sigma = u_o - r_u = 0$$

με r_u να είναι η επιθυμητή τιμή της τάσης (αναφορά) και u_o η μετρούμενη τιμή της. Εδώ να σημειώσουμε ότι ως αναφορά μπορούμε να έχουμε και το ρεύμα εξόδου, αφού για ωμικό φορτίο στην έξοδο, ρεύμα και τάση είναι ανάλογα μεγέθη. Η συνθήκη ελέγχου του διακόπτη λοιπόν είναι:

$$S_{up} = \begin{cases} 0, & \sigma > \delta \\ 1, & \sigma < -\delta \end{cases}$$

4.4.2 Λειτουργία Boost

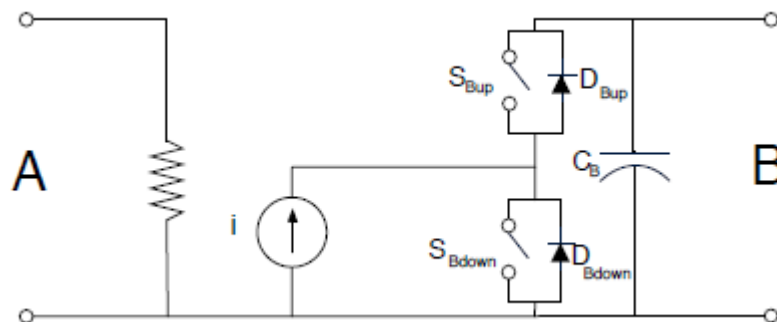
Όπως φαίνεται στον Πίνακα 4.1, για τη λειτουργία του μετατροπέα σε λειτουργία boost, θα πρέπει να ελέγχεται ο κάτω διακόπτης της πλευράς εξόδου. Για τη συνθήκη που θα κρίνει την αγωγή του διακόπτη παίρνουμε ως αναφορά την τάση ή το ρεύμα εξόδου.

$$\sigma_1 = u_o - r_u = 0$$

$$S_{down} = \begin{cases} 1, & \sigma_1 > \delta_1 \\ 0, & \sigma_1 < -\delta_1 \end{cases}$$

Όμως, για να εφαρμοστεί ο παραπάνω έλεγχος, θα πρέπει το ρεύμα του πηνίου να είναι μεγαλύτερο από μία συγκεκριμένη τιμή, ώστε η τάση εξόδου να είναι μεγαλύτερη της εισόδου (να έχουμε δηλαδή λειτουργία boost) όπως φάνηκε από την ανάλυση στην Ενότητα 4.3.3.

Για να βρούμε την τιμή αυτή, ας υποθέσουμε ότι ο μετατροπέας υλοποιείται με μία σταθερή πηγή ρεύματος στη θέση του πηνίου, όπως στο Σχήμα 4.12.



Σχήμα 4.12: Μετατροπέας με σταθερή πηγή ρεύματος.

Οι νέες εξισώσεις κατάστασης (για ωμικό φορτίο στην πλευρά B) είναι:

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = 0 \\ \frac{du_o}{dt} = \frac{i}{C}(1 - S_{down}) - \frac{u_o}{RC} \end{cases}$$

Όταν η τάση εξόδου είναι μικρότερη της αναφοράς τότε θα έχουμε $S_{down} = 0$. Τότε, θα πρέπει

$$\frac{du_o}{dt} > 0$$

ώστε η τάση εξόδου να φτάσει την επιθυμητή τιμή. Συνδυάζοντας τις παραπάνω εξισώσεις καταλήγουμε ότι θα πρέπει:

$$i > \frac{u_o}{R} = i_o$$

δηλαδή το ρεύμα της πηγής θα πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το ρεύμα που τραβάει η έξοδος, το πόσο μεγαλύτερο όμως εξαρτάται από τις συνθήκες λειτουργίας. Η αναφορά του ρεύματος θα πρέπει να ρυθμίζεται.

Πλέον το μόνο πρόβλημα του ελέγχου είναι η υλοποίηση της πηγής ρεύματος με τη χρήση των υπόλοιπων διακοπών του μετατροπέα. Αν υποθέσουμε ότι ο S_{down} στην έξοδο άγει, το ρεύμα του πηνίου θα αυξάνεται στο άπειρο. Ανοιγοκλείνοντας τον S_{up} στην πλευρά της εισόδου, το ρεύμα του πηνίου μπορεί να διατηρηθεί εντός ενός βρόγχου υστέρησης. Αν το κριτήριο που βρέθηκε παραπάνω ικανοποιείται, το σύστημα είναι ευσταθές. Πρέπει να επιλεγεί, λοιπόν, μία αναφορά για το ρεύμα του πηνίου ώστε το σύστημα να είναι ευσταθές. Συνήθως, αν η τιμή αυτή επιλεγεί αρκετά υψηλή δεν υπάρχει πρόβλημα στην απόδοση της απαραίτητης ισχύος από το σύστημα, αλλά αυξάνονται οι απώλειες. Οπότε δεν θα πρέπει να επιλεγεί υπερβολική τιμή.

Η συνθήκη για τον S_{up} εισόδου είναι

$$\sigma_2 = i_L - i_{Lref} = 0$$

οπότε οι συνθήκες ελέγχου για τους δύο διακόπτες γίνονται:

$$[S_{down} \quad S_{up}] = \begin{cases} [1 \quad 0], & \sigma_1 > \delta_1 \wedge \sigma_2 > \delta_2 \\ [1 \quad 1], & \sigma_1 > \delta_1 \wedge \sigma_2 < \delta_2 \\ [0 \quad 1], & \sigma_1 < \delta_1 \wedge \sigma_2 > \delta_2 \\ [1 \quad 1], & \sigma_1 < \delta_1 \wedge \sigma_2 < \delta_3 \end{cases}$$

Στις παραπάνω συνθήκες εμφανίζονται τρία πλάτη για τους βρόγχους υστέρησης ($\delta_1, \delta_2, \delta_3$) τα οποία θα πρέπει να ρυθμιστούν ανάλογα. Γενικά, θα πρέπει να ισχύει

$$\delta_3 > \delta_2$$

που μπορεί να εξηγηθεί ως εξής: Η τέταρτη συνθήκη περιγράφει την κατάσταση που το σύστημα έχει έλλειψη ισχύος. Δεν παρέχεται ισχύς στην έξοδο και η αυτεπαγωγή φορτίζεται. Ο διακόπτης εξόδου λειτουργεί ώστε να φορτίσει το πηνίο αν και η τάση εξόδου είναι χαμηλότερη της αναφοράς. Αφήνοντας την τάση εξόδου εκτός του βρόγχου υστέρησης μπορεί να προκαλέσει ανεπιθύμητες

διαταραχές στην έξοδο γι' αυτό και αυτή η κατάσταση θα πρέπει να εμφανίζεται μόνο στην έναρξη του συστήματος. Έχοντας δ_2 μικρότερο του δ_3 , εξασφαλίζουμε ότι το πηνίο θα φορτίζεται πριν η έξοδος ξεμείνει από ισχύ. Αν το σύστημα βρίσκεται επαναλαμβανόμενα στην τέταρτη κατάσταση, τότε πιθανότατα δεν ικανοποιείται η συνθήκη για το ρεύμα:

$$i > \frac{U_o}{R} = i_o$$

4.4.3 Έλεγχος τάσης, ρεύματος και ισχύος

Οι έλεγχοι ρεύματος και τάσης είναι ισοδύναμοι αφού υποθέτουμε ότι η έξοδος είναι ωμική για μικρό χρονικό διάστημα, άρα τάση και ρεύμα είναι ποσά ανάλογα. Τα μεγέθη που μπορούν να ελεγχθούν είναι τόσο τα μεγέθη εισόδου όσο και εξόδου. Στην περίπτωση του υβριδικού μικροδικτύου σκοπός θα είναι ο έλεγχος της ισχύος που μεταφέρεται. Επειδή η τάση θα είναι προκαθορισμένη τόσο στο DClink του back-to-back μετατροπέα όσο και σε πολλές DC μικροπηγές, με έλεγχο του ρεύματος θα ελέγχεται η ισχύς.

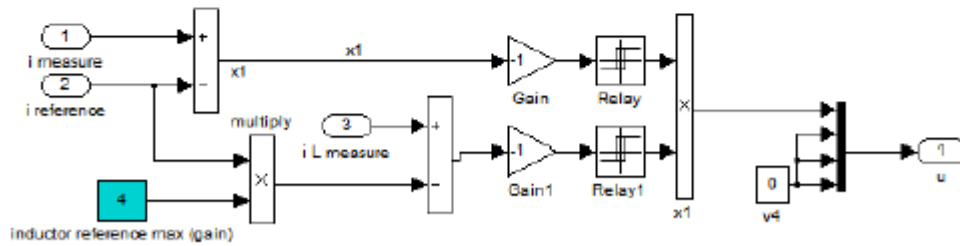
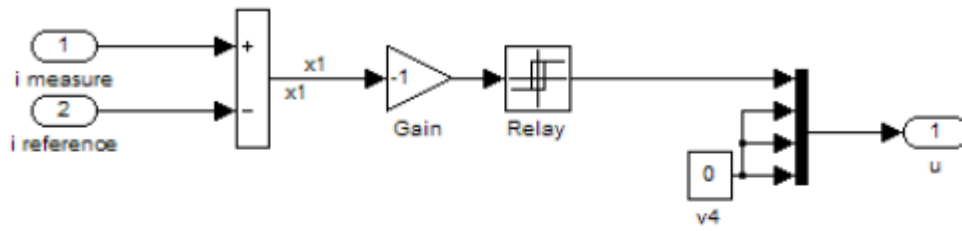
Υπάρχουν περιπτώσεις, όμως, που η τάση στην έξοδο δεν είναι σταθερή, όπως για παράδειγμα στη περίπτωση μπαταριών ηλεκτρικών οχημάτων στις οποίες η τάση εξαρτάται από τη στάθμη της φόρτισης (state of charge-SOC). Για να ελεγχθεί έτσι η ισχύς, η αναφορά του ρεύματος παράγεται από έναν PI ελεγκτή που έχει στην είσοδό του το σφάλμα της ισχύος.

4.5 Προσομοιώσεις

Ο μετατροπέας προσομοιώθηκε σε περιβάλλον Matlab/Simulink. Οι τιμές που επιλέχθηκαν για τις παραμέτρους του μετατροπέα είναι $L = 100\text{mH}$, $C_i = 15000\mu\text{F}$, $C_o = 20000\mu\text{F}$. Στην είσοδο συνδέθηκε πηγή συνεχούς τάσης $V_i = 3.5\text{kV}$ με αντίσταση εισόδου 0.1Ω , ενώ στην έξοδο $V_o = 375\text{V}$ και $R = 0.01\Omega$. Η επιλογή της αναφοράς ισχύος έγινε στα 30kW .

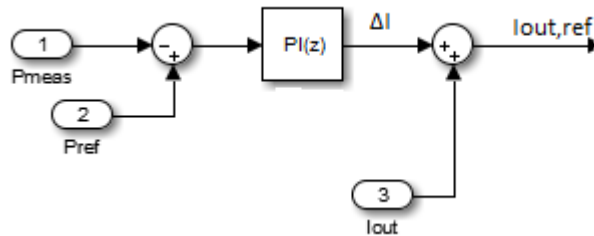
ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ

Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται η μπλοκ αναπαράσταση για τον έλεγχο ρεύματος(εισόδου ή εξόδου) για τη λειτουργία υποβιβασμού. Το πρώτο γράφημα δείχνει τον έλεγχο με μόνη αναφορά το ρεύμα, όπως αναλύθηκε στην Ενότητα 4.4.1. Στο δεύτερο προσθέτουμε ως αναφορά το ρεύμα της αυτεπαγωγής ώστε να αποφύγουμε την υπερφόρτιση του πηνίου που παρατηρείται στην έναρξη.



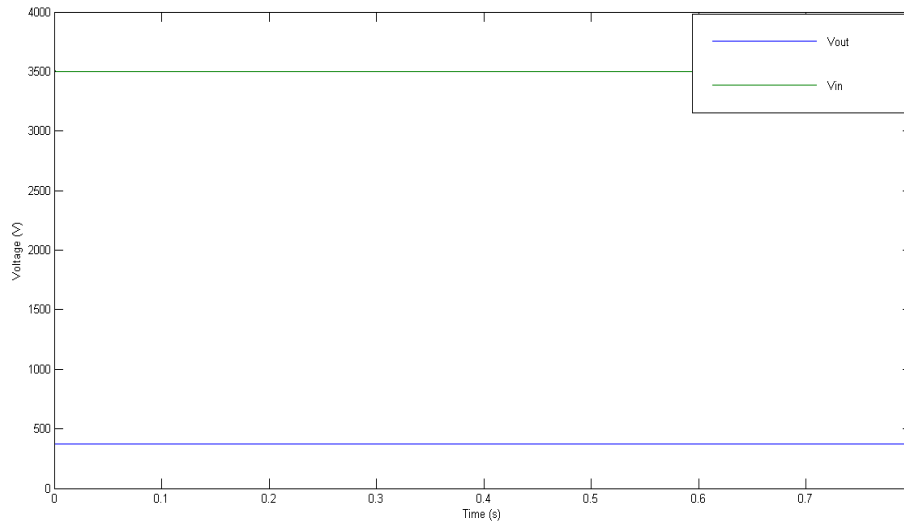
Σχήμα 4.13: Έλεγχος ρεύματος για buck λειτουργία μίας ή δύο διαστάσεων.

Η αναφορά του ρεύματος παράγεται σύμφωνα με το παρακάτω σχήμα:

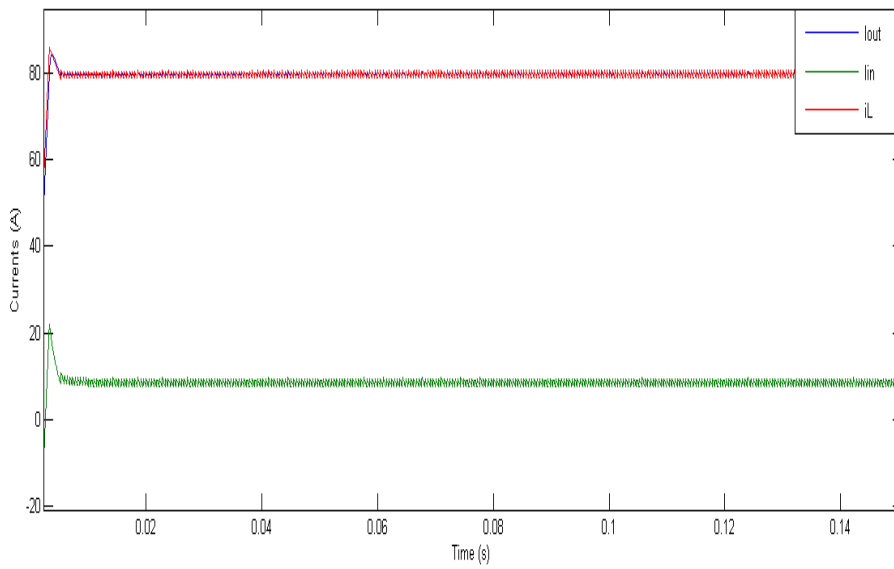


Σχήμα 4.14: Αναφορά ρεύματος εξόδου.

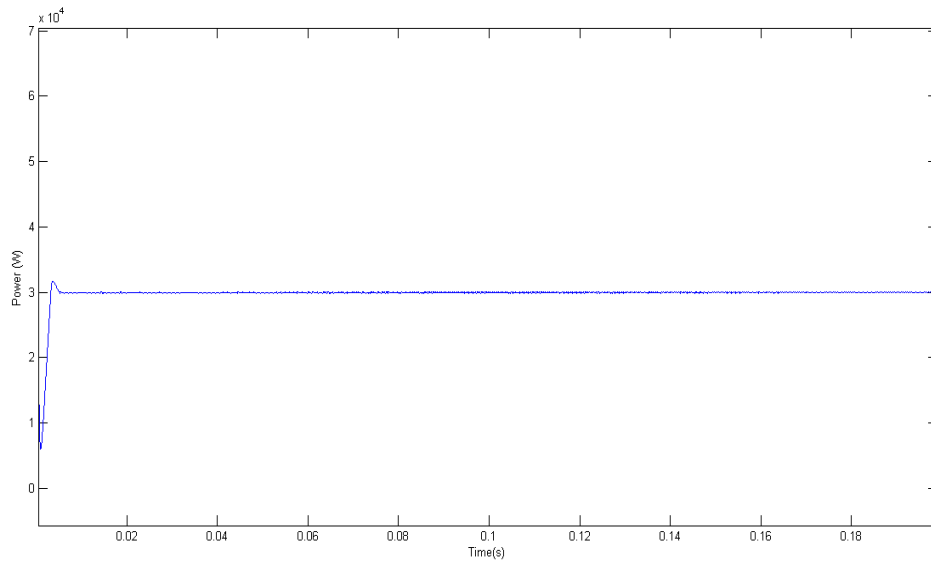
Παρουσιάζονται, αρχικά, οι κυματομορφές της τάσης, του ρεύματος και της ισχύος για την περίπτωση ελέγχου του ρεύματος εξόδου.



Σχήμα 4.15: Τάσεις εισόδου και εξόδου.

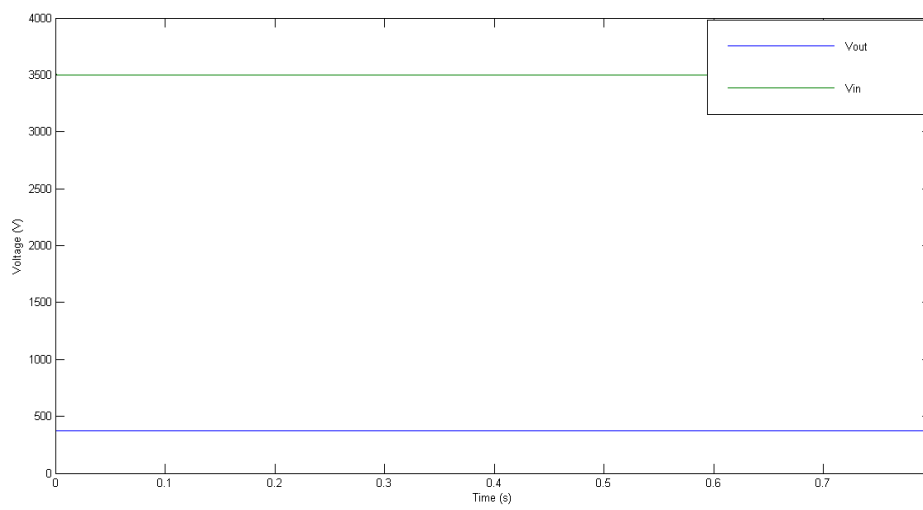


Σχήμα 4.16: Ρεύματα εισόδου, εξόδου και αυτεπαγωγής.

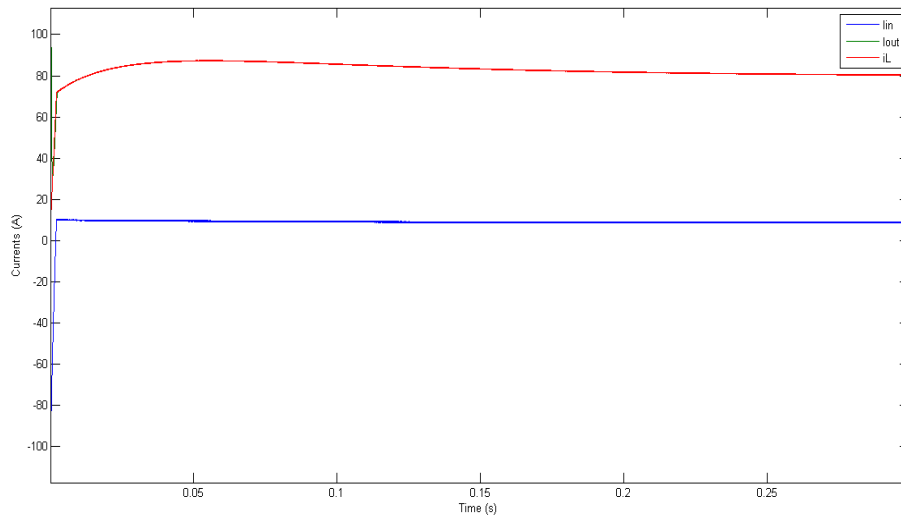


Σχήμα 4.17: Ισχύς.

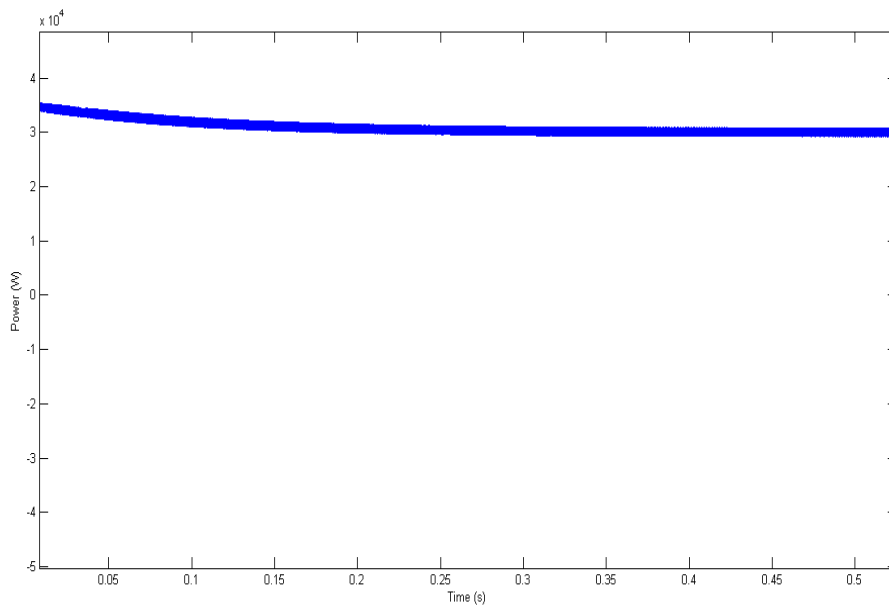
Επιπλέον, παρουσιάζονται οι ίδιες κυματομορφές για την περίπτωση ελέγχου του ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 4.18: Τάσεις εισόδου και εξόδου.



Σχήμα 4.19: Ρεύματα εισόδου, εξόδου και αυτεπαγωγής.

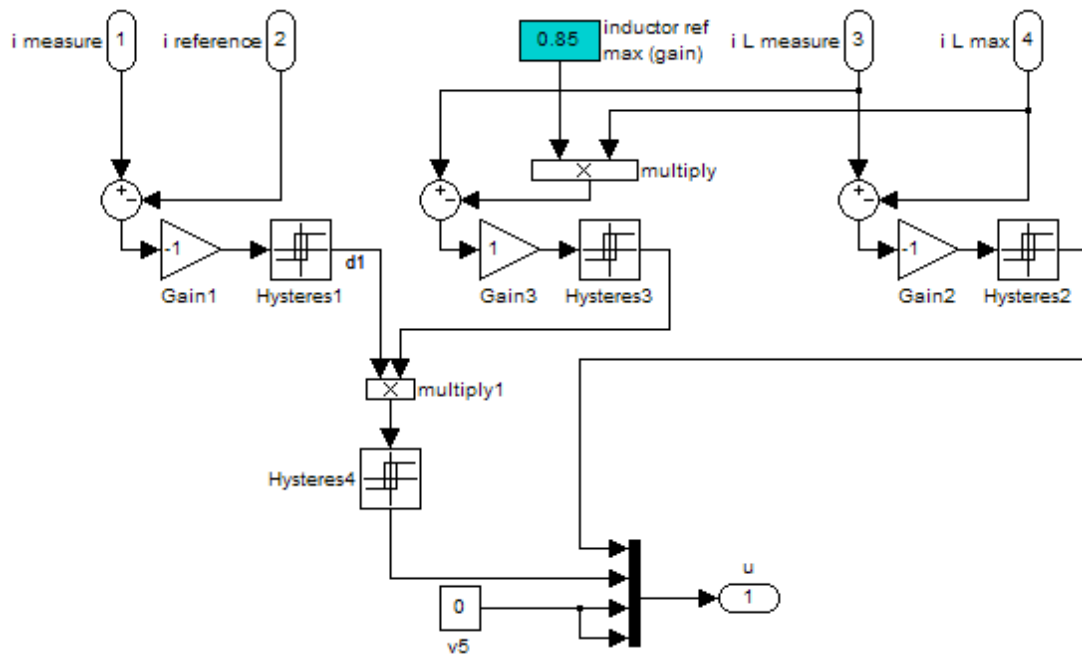


Σχήμα 4.20: Ισχύς.

ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ

Για τη λειτουργία ανύψωσης το κύκλωμα παρέμεινε το ίδιο αλλά η ισχύς μεταφέρεται αντίθετα, δηλαδή από τη πλευρά των 375V στην πλευρά των 3.5kV, οπότε ως ρεύμα εισόδου θεωρούμε το ρεύμα στην πλευρά των 375V. Αυτό που αλλάζει βέβαια είναι ο έλεγχος των διακοπών. Ως αναφορές έχουμε το ρεύμα που επιθυμούμε στην έξοδο ή στην είσοδο και το ρεύμα του πηνίου. Η πρώτη παράγεται και πάλι από έναν PI ελεγκτή που ελέγχει την ισχύ.

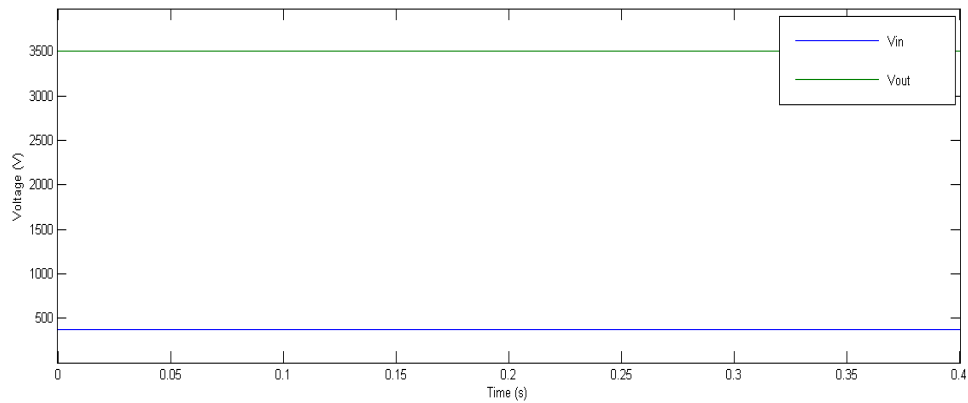
Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται το μοντέλο ελέγχου:



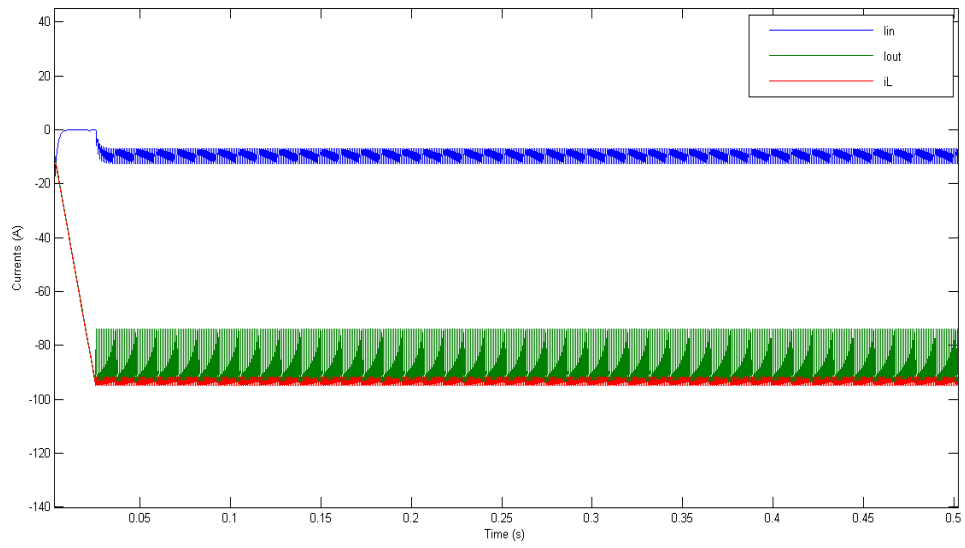
Σχήμα 4.21: Μοντέλο ελέγχου για λειτουργία ανύψωσης.

Παρουσιάζονται και πάλι οι κυματομορφές της τάσης, του ρεύματος και της ισχύος. Οι αρνητικές τιμές συμβολίζουν την αντίθετη φορά του ρεύματος.

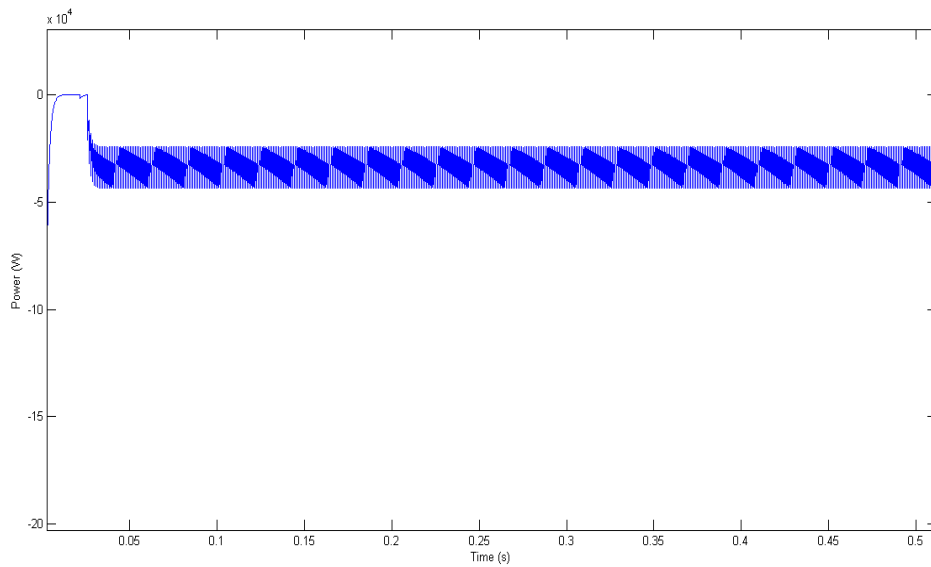
Με έλεγχο ρεύματος εισόδου:



Σχήμα 4.22: Τάσεις εισόδου και εξόδου.

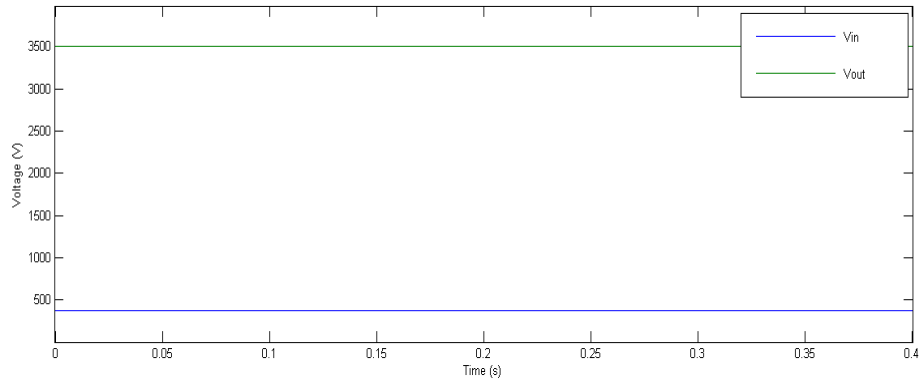


Σχήμα 4.23: Ρεύματα εισόδου, εξόδου και αυτεπαγωγής.

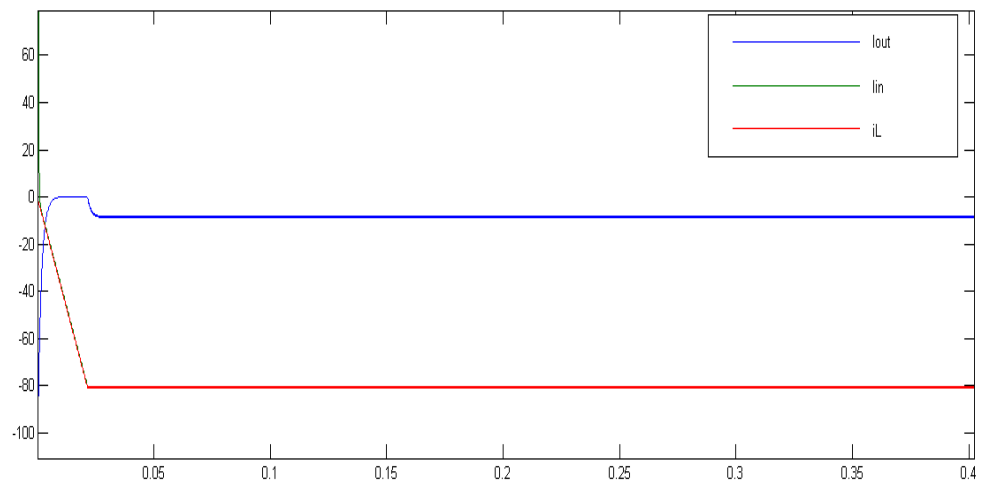


Σχήμα 4.24: Ισχύς.

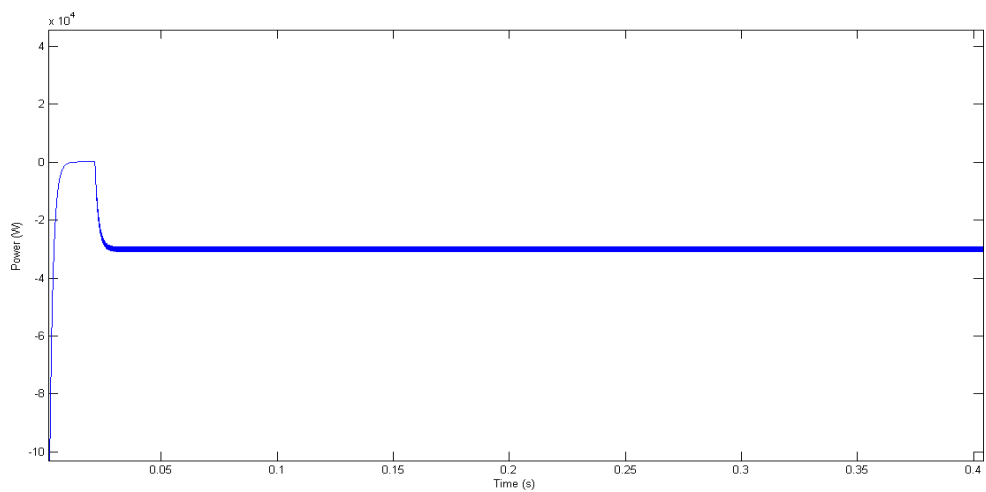
Με έλεγχο ρεύματος εξόδου:



Σχήμα 4.25: Τάσεις εισόδου και εξόδου.



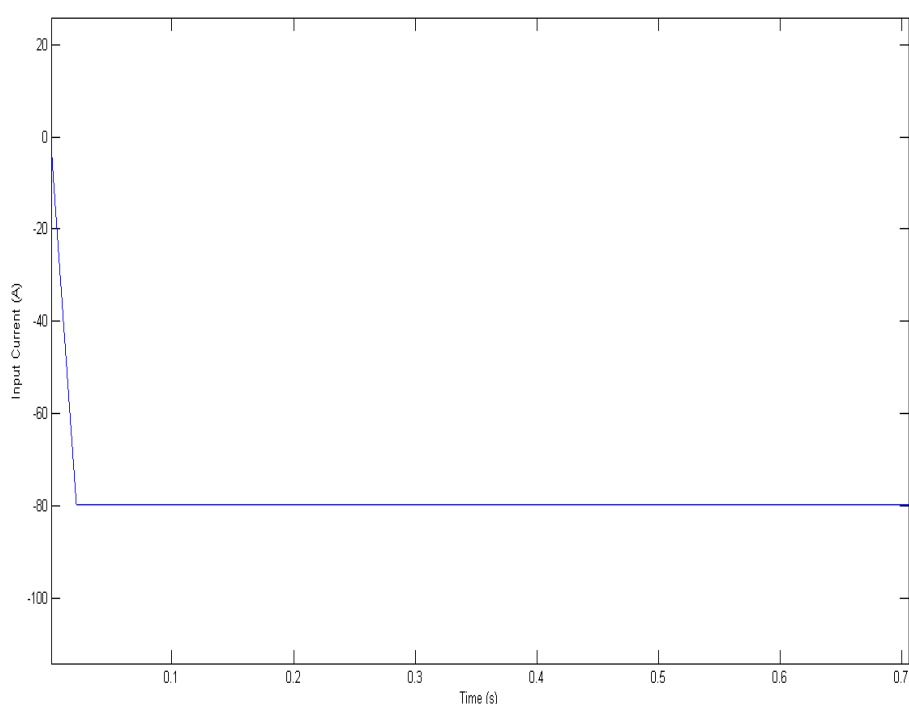
Σχήμα 4.26: Ρεύματα εισόδου, εξόδου και αυτεπαγωγής.



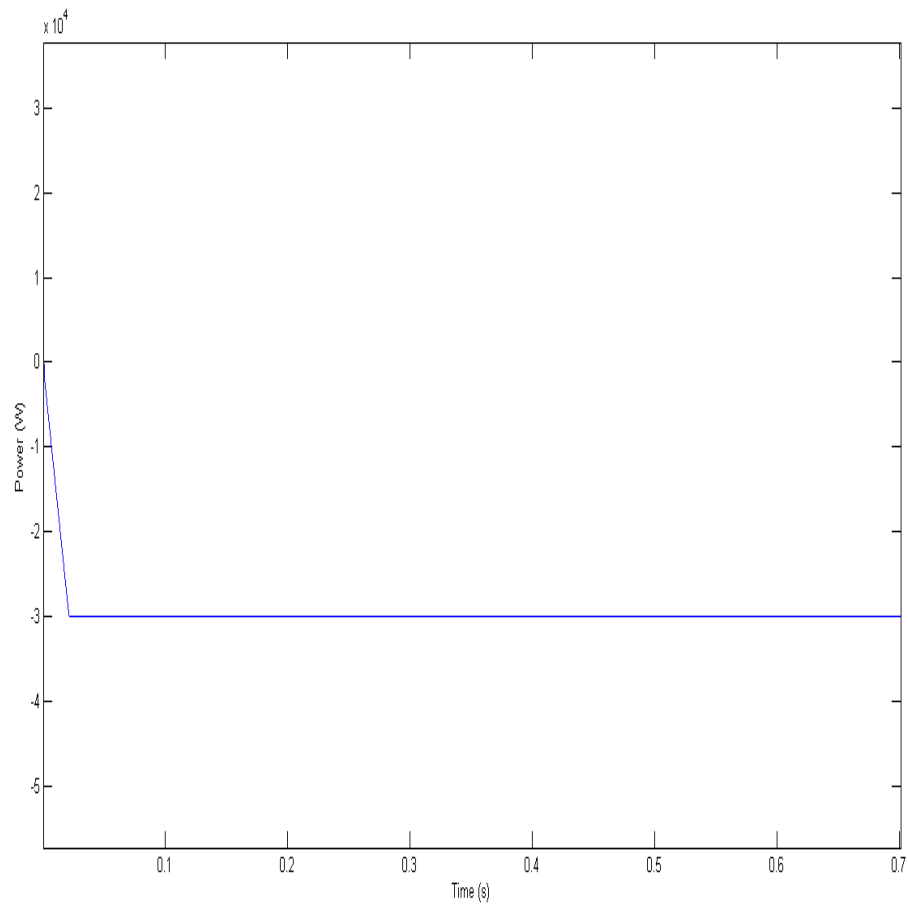
Σχήμα 4.27: Ισχύς.

Παρατηρούμε πως και στις δύο λειτουργίες είναι προτιμότερο να ελέγχεται το ρεύμα εξόδου. Στο σύστημα του υβριδικού μικροδικτύου όμως δεν είναι δυνατό να ελεγχθεί το ρεύμα εξόδου στη λειτουργία ανύψωσης. Αυτό συμβαίνει γιατί στην έξοδο ως πυκνωτής εξομάλυνσης (C_B) χρησιμοποιείται στην πραγματικότητα ο πυκνωτής διασύνδεσης του back-to-back μετατροπέα. Κάτι τέτοιο δεν μας επιτρέπει να ελέγξουμε το ρεύμα πέρα από τον πυκνωτή, οπότε δεν μπορούμε να ελέγξουμε το ρεύμα εξόδου.

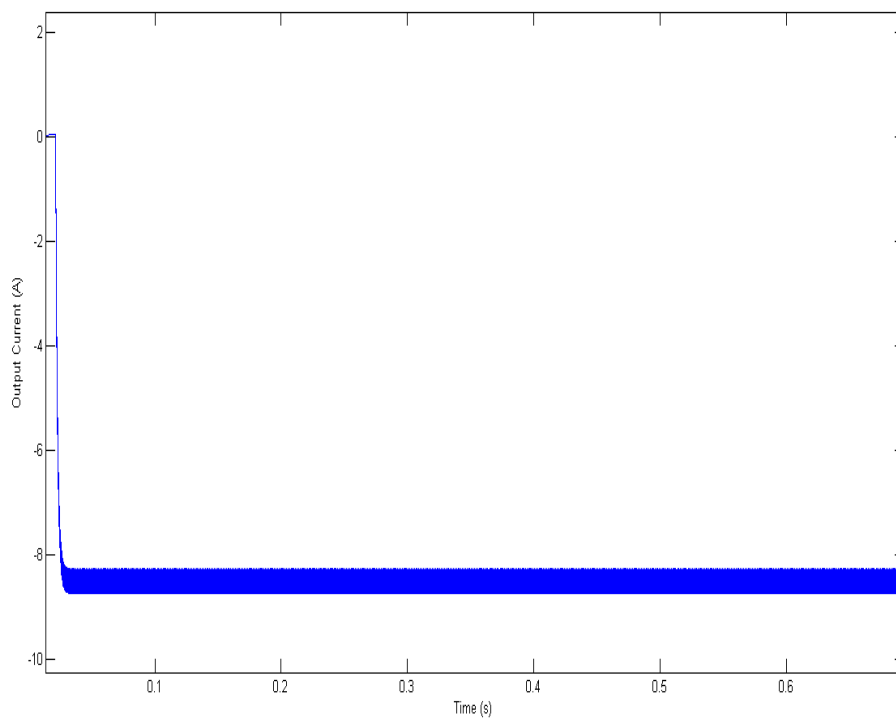
Μία παρατήρηση που μας δίνει τη δυνατότητα να βελτιώσουμε τον έλεγχο μέσω του ρεύματος εισόδου είναι η σχέση μεταξύ ρευμάτων εισόδου και πηγίου. Είναι φανερό ότι μετά την πρώτη φόρτιση του πυκνωτή εισόδου, τα δύο αυτά μεγέθη είναι ίσα. Ελέγχοντας, λοιπόν, τα δύο αυτά μεγέθη να έχουν την ίδια τιμή βελτιώνουμε την ποιότητα του ρεύματος, άρα, και της ισχύος εισόδου. Με αυτή τη τεχνική, τα αποτελέσματα για την παραπάνω προσομοίωση είναι:



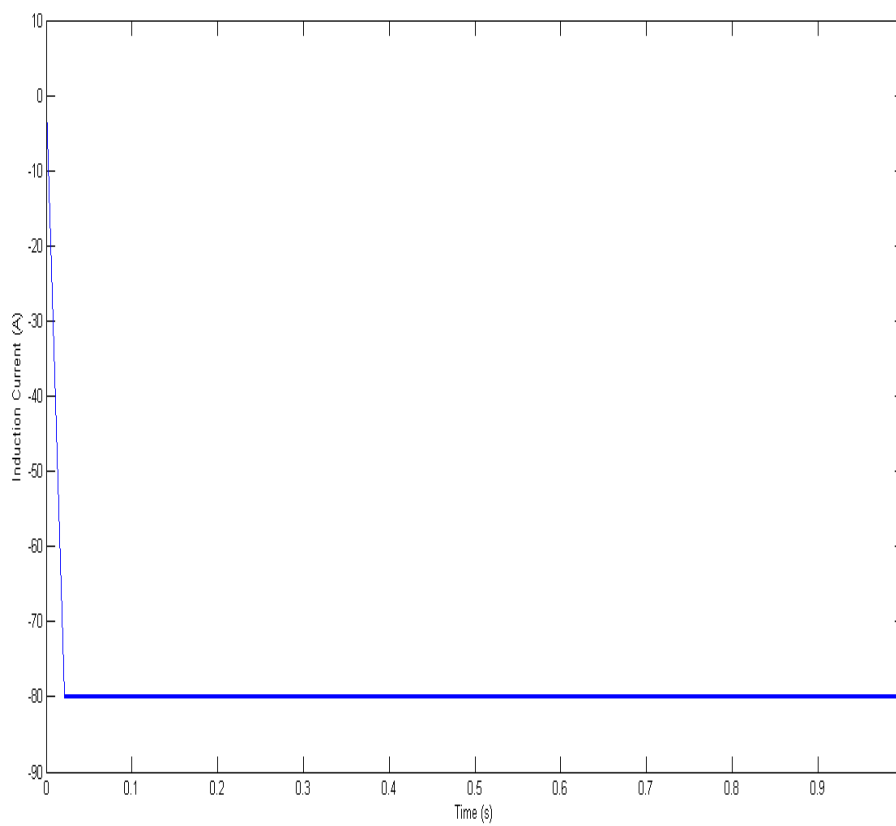
Σχήμα 4.28: Ρεύμα εισόδου.



Σχήμα 4.29: Ισχύς.



Σχήμα 4.30: Ρεύμα εξόδου.

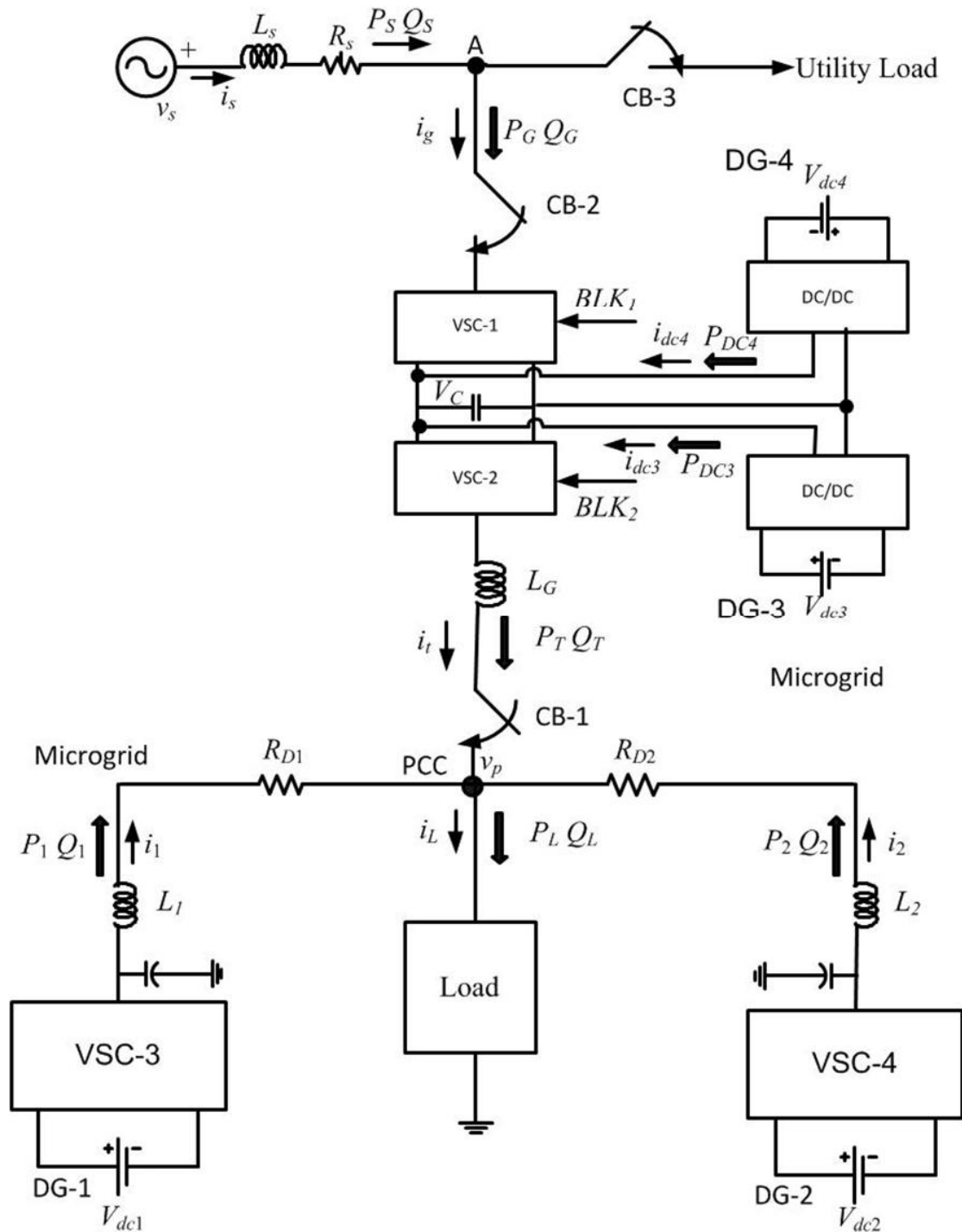


Σχήμα 4.31: Ρεύμα αυτεπαγωγής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Προσομοιώσεις

Αφού είδαμε τη λειτουργία και τον έλεγχο των μετατροπέων που θα χρησιμοποιηθούν για την υλοποίηση του Υβριδικού Μικροδικτύου, θα κατασκευάσουμε το μοντέλο για την προσομοίωσή του σε υπολογιστή. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η γενική δομή του συστήματος με τα δύο μικροδίκτυα έχει τη μορφή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.1: Δομή του συστήματος Δίκτυο – Υβριδικό Μικροδίκτυο.

Το AC μικροδίκτυο με δύο διεσπαρμένες πηγές (DG-1, DG-2) και ένα φορτίο συνδέεται στο δίκτυο μέσω του back-to-back μετατροπέα. Δύο πηγές (DG-3, DG-4) συνδέονται μέσω DC/DCμετατροπέων στον DC ζυγό του back-to-back μετατροπέα. Στον ίδιο αυτό ζυγό θα μπορούσαν να είναι συνδεδεμένα και DC φορτία. Ο μετατροπέας VSC-1 είναι ο τριφασικός ανορθωτής που παρουσιάστηκε και είναι υπεύθυνος για τη διατήρηση της συνεχούς τάσης στον πυκνωτή διασύνδεσης. Ο VSC-2 είναι ο αντιστροφέας που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 2, ενώ οι DC/DCμετατροπείς είναι οι μετατροπείς τεσσάρων τεταρτημορίων που αναλύθηκαν στο Κεφάλαιο 4.

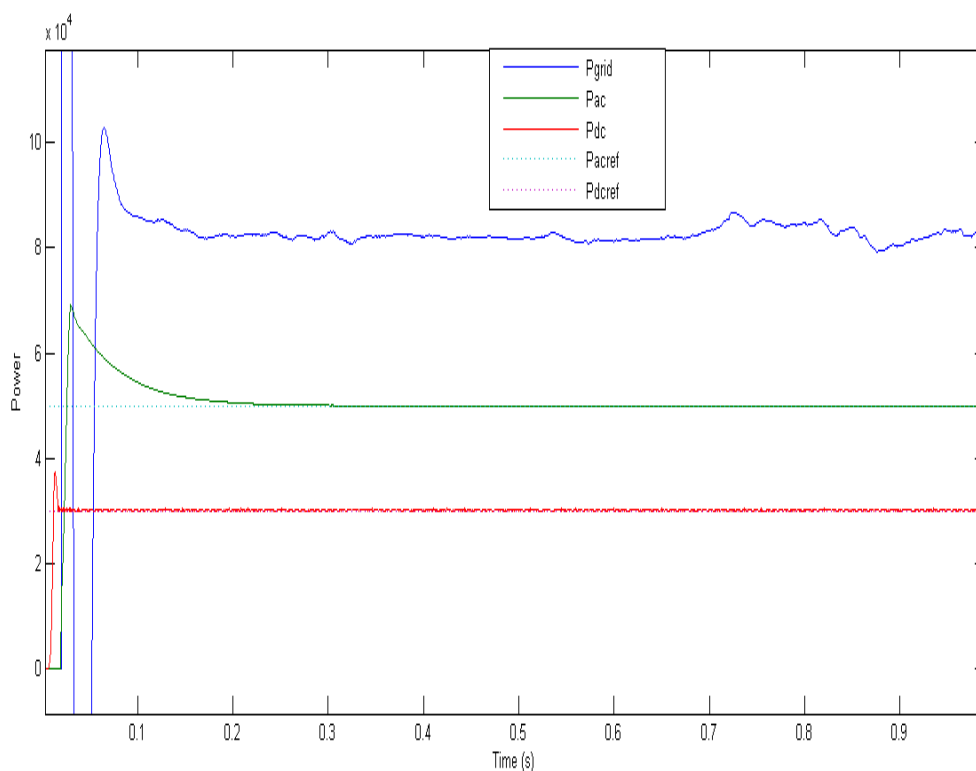
Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι η διαχείριση του υβριδικού μικροδικτύου, γι' αυτό και για την προσομοίωσή του θα χρησιμοποιηθούν ιδανικές πηγές τάσης. Αυτό σημαίνει ότι γίνεται η αποδοχή ότι τα φορτία κάθε μικροδικτύου εξυπηρετούνται από τις τοπικές πηγές και το πλεόνασμα ισχύος τροφοδοτεί το δίκτυο ή το άλλο μικροδίκτυο. Αν η τοπικά παραγόμενη ισχύς δεν καλύπτει τη ζήτηση των φορτίων, τότε το μικροδίκτυο απορροφά ισχύ από το δίκτυο ή από το άλλο μικροδίκτυο. Σε κάθε περίπτωση το μικροδίκτυο μπορεί να προσομοιωθεί ως ιδανική πηγή τάσης (συνεχούς ή τριφασικής για DC και AC μικροδίκτυο, αντίστοιχα) που είτε επιστρέφει είτε απορροφά ενέργεια από το σύστημα.

5.1 Διαχείριση ροών ισχύος

Η προτεινόμενη αυτή δομή συστήματος μπορεί να λειτουργήσει υπό διάφορες συνθήκες. Παρακάτω παρουσιάζονται και προσομοιώνονται κάποιες περιπτώσεις/σενάρια λειτουργίας.

ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ 1

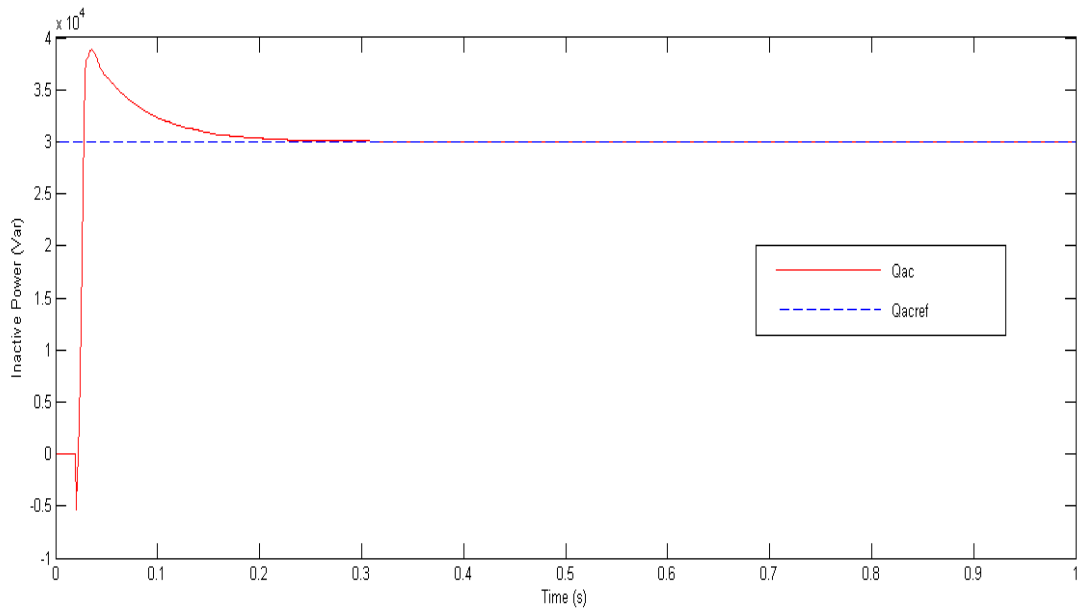
Σε αυτή την περίπτωση το δίκτυο παρέχει ενέργεια και στα δύο μέρη του μικροδικτύου. Οι ενεργειακές ανάγκες και των δύο μικροδικτύων είναι προκαθορισμένες. Το AC μικροδίκτυο ζητάει 50kWενεργού ισχύς και 30kWάεργου, ενώ το DC μικροδίκτυο 30kW. Οι ροές ισχύος από το δίκτυο καθώς και προς τα μικροδίκτυα παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα:



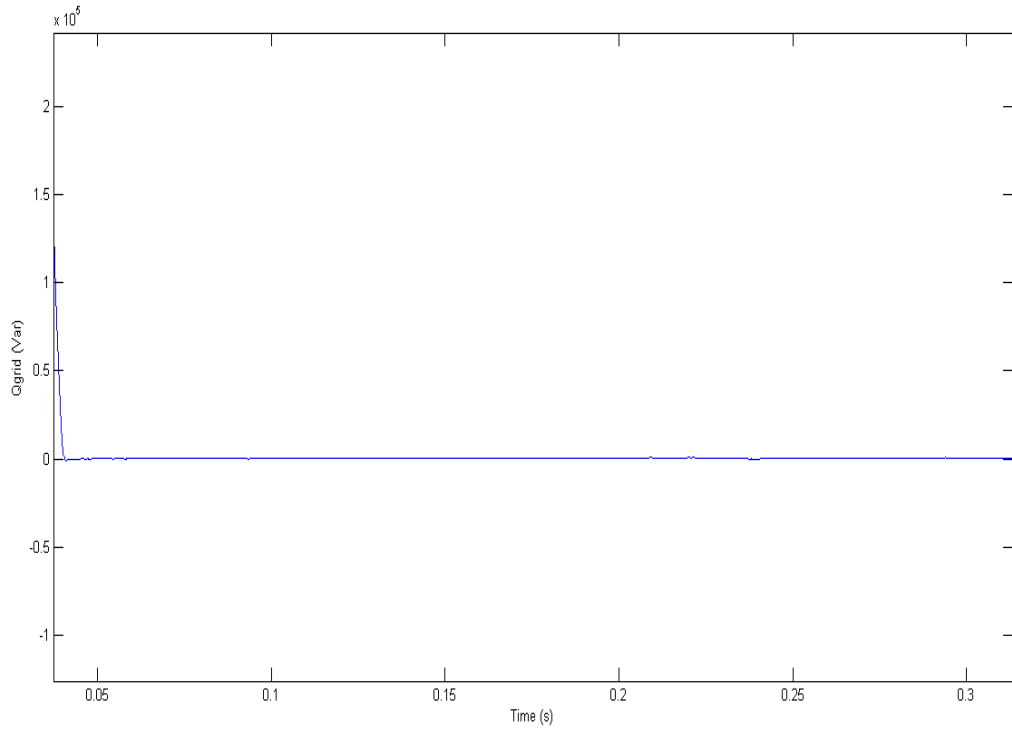
Σχήμα 5.2: Ενεργός ισχύς δικτύων για την Περίπτωση 1.

Αξίζει να σημειώσουμε ότι η ενεργός ισχύς που μεταφέρεται από το δίκτυο προς τα μικροδίκτυα είναι λίγο μεγαλύτερη από το άθροισμα $50+30=80\text{kW}$. Η διαφορά αυτή είναι αποτέλεσμα απωλειών στις γραμμές διασύνδεσης.

Η άεργος ισχύς που μεταφέρεται στο AC μικροδίκτυο, αλλά και αυτή που μεταφέρεται από το δίκτυο φαίνονται στα παρακάτω γραφήματα. Είναι φανερό ότι ο συντελεστής ισχύος στην είσοδο του back-to-back μετατροπέα διατηρείται μοναδιαίος.

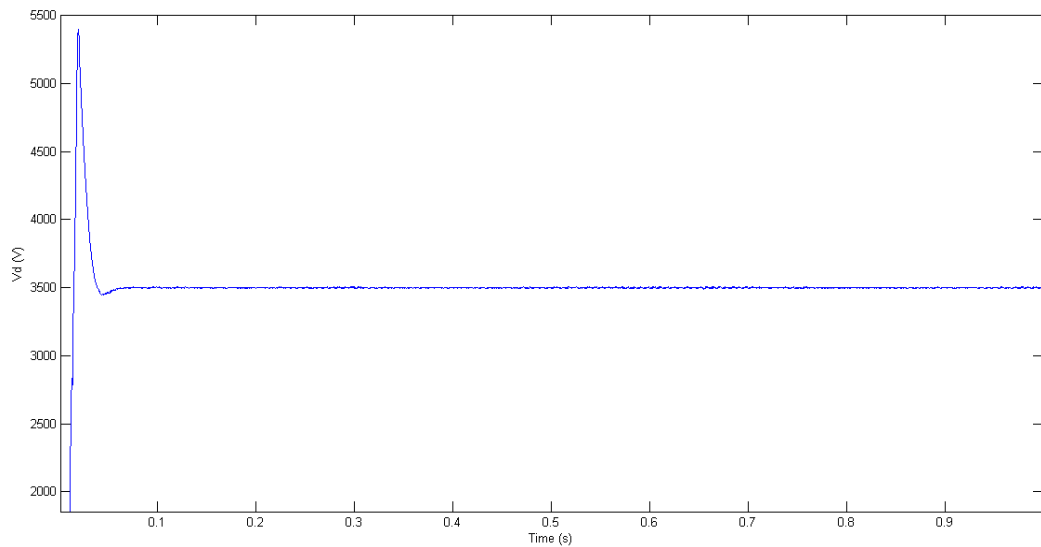


Σχήμα 5.3: Άεργος ισχύς AC μικροδικτύου.

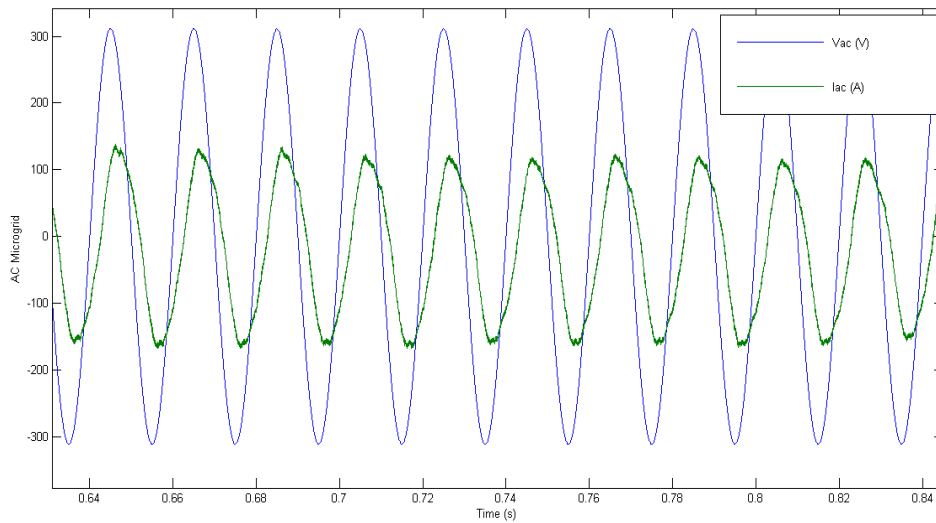


Σχήμα 5.4: Άεργος ισχύς δικτύου.

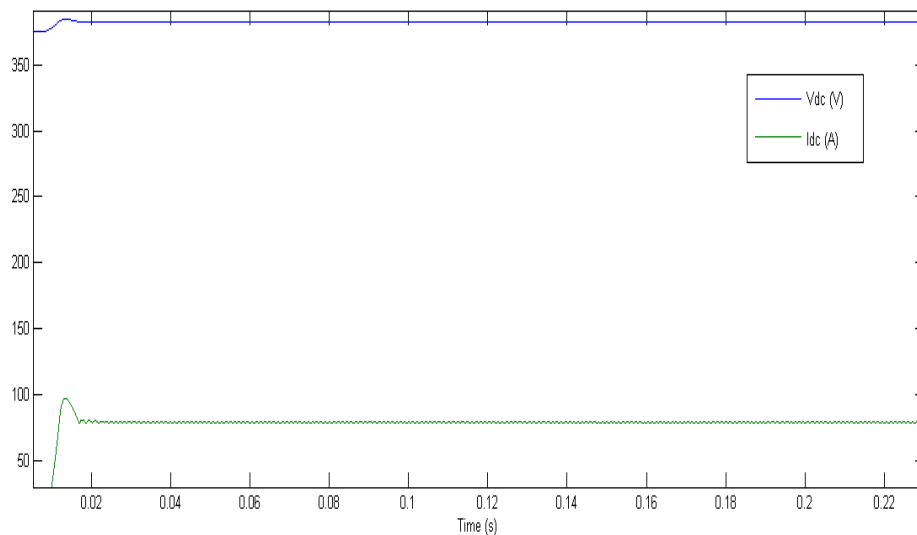
Στα επόμενα τρία γραφήματα φαίνονται η συνεχής τάση στον πυκνωτή του dc link και τάσεις και ρεύματα AC μικροδικτύου και DC μικροδικτύου για να πιστοποιήσουμε τη σωστή λειτουργία του συστήματος.



Σχήμα 5.5: Τάση του πυκνωτή dc link.



Σχήμα 5.6: Τάση και ρεύμα AC μικροδικτύου για την Περίπτωση 1.



Σχήμα 5.7: Τάση και ρεύμα DC μικροδικτύου για την Περίπτωση 1.

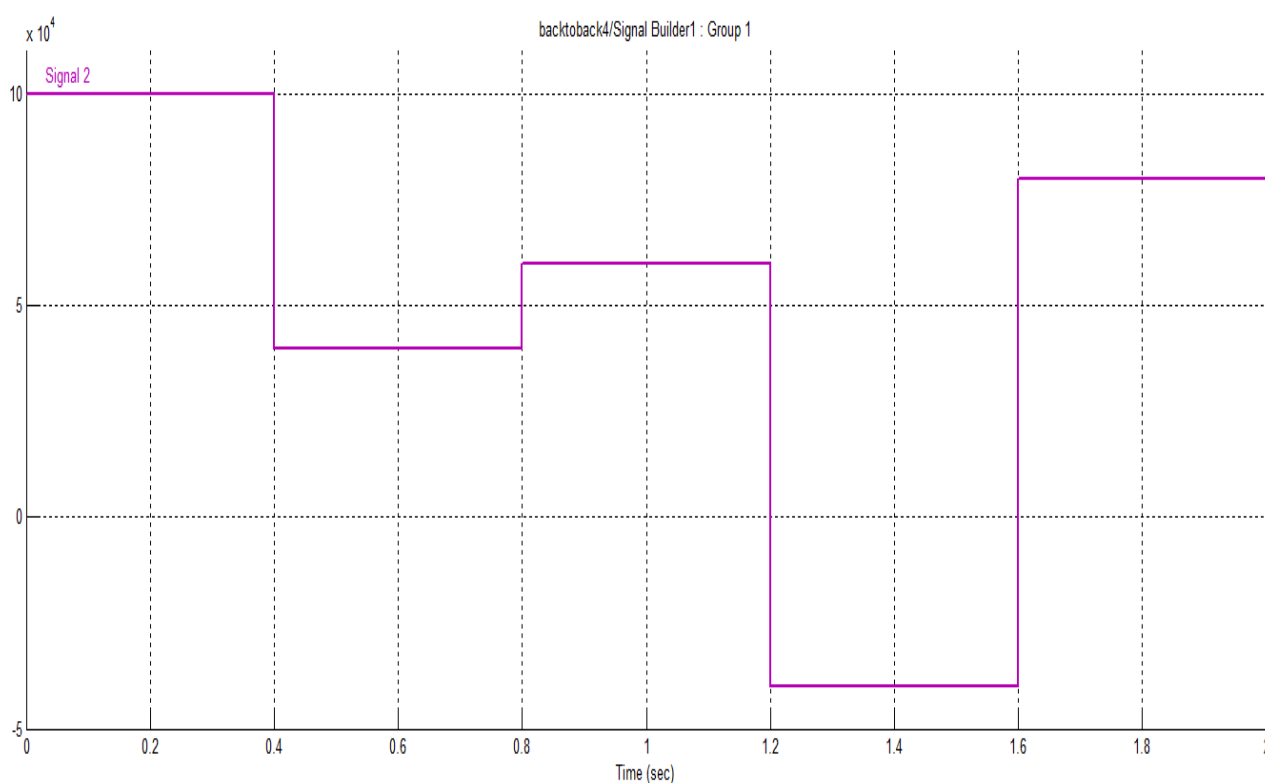
ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ 2

Μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζει η περίπτωση κατά την οποία το υβριδικό μικροδίκτυο ως σύνολο παρουσιάζει *σταθερό προφίλ ζήτησης* προς το δίκτυο. Οι ροές ισχύος μεταξύ δικτύου- AC μικροδικτύου- DC μικροδικτύου καθορίζονται ανάλογα με τις ενεργειακές ανάγκες των φορτίων των μικροδικτύων, την διαθέσιμη παραγόμενη ενέργεια από τις μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής αλλά και το επίπεδο φόρτισης των αποθηκευτικών μονάδων (πχ, μπαταρίες, ηλεκτρικά οχήματα κτλ). Λόγω της μεταβλητότητας του ενεργειακού προφίλ του υβριδικού μικροδικτύου που μπορεί να οφείλεται, για παράδειγμα, στη μείωση παραγωγής από ένα φωτοβολταϊκό επειδή κάποιο σύννεφο κρύβει το ηλιακό φως για μικρό χρονικό διάστημα, ή στη σύνδεση ενός ηλεκτρικού οχήματος σε ταχεία DC φόρτιση κ.τ.λ, θα πρέπει το ενεργειακό προφίλ των μικροδικτύων να προσαρμόζεται με τέτοιο τρόπο ώστε το συνολικό προφίλ ζήτησης να παραμένει αμετάβλητο. Οποιαδήποτε μεταβολή

στο ενεργειακό προφίλ ενός μικροδικτύου μπορεί να διορθωθεί είτε με την επιπρόσθετη τροποποίηση της λειτουργίας των αποθηκευτικών μονάδων είτε με χρήση ενός εξελιγμένου συστήματος διαχείρισης των ευέλικτων φορτίων του μικροδικτύου. Αν αυτό δεν είναι εφικτό, τότε ολόκληρη η διαφορά ή μέρος της, καλύπτεται από το άλλο μικροδίκτυο. Έτσι, οι μεταβολές αυτές της ζήτησης επηρεάζουν και την ροή ισχύος μεταξύ των μικροδικτύων.

Στο παρακάτω παράδειγμα θεωρούμε ότι το προφίλ ζήτησης του DC μικροδικτύου μεταβάλλεται με το χρόνο και αντίστοιχα το AC μικροδίκτυο αντιδρά επαρκώς ώστε το συνολικό προφίλ ζήτησης να παραμένει σταθερό. Για να εξετάσουμε τη λειτουργία σταθερού προφίλ υπό δυσμενείς συνθήκες, θα θεωρήσουμε την περίπτωση που στο DC μικροδίκτυο είναι συνδεδεμένος ένας σταθμός φόρτισης ηλεκτρικών αυτοκινήτων (EVs). Η διαρκής εξέλιξη των ηλεκτρικών αυτοκινήτων και η αυξανόμενη προτίμησή τους στην αυτοκινητοβιομηχανία καθιστά υποχρεωτική την ύπαρξη σταθμών φόρτισης για τη ταυτόχρονη φόρτιση στόλων ηλεκτρικών αυτοκινήτων. Μάλιστα, στην περίπτωση που τα EVs χρησιμοποιούνται και ως πηγές ισχύος για τη κάλυψη αναγκών στα φορτία του μικροδικτύου, οι αιχμές και οι διακυμάνσεις στη ζήτηση ισχύος μπορούν να είναι γρήγορες και μεγάλου μεγέθους (οι μέθοδοι fast charging μπορούν να φορτίσουν μία μπαταρία EV 25kWh σε λιγότερο από μία ώρα).

Στην προσομοίωση απαιτούμε το υβριδικό μικροδίκτυο να απορροφά σταθερά από το δίκτυο 50kW. Η ζήτηση του DC μικροδικτύου υποτίθεται ότι είναι η εξής:



Σχήμα 5.8: Ζήτηση του DC μικροδικτύου για την Περίπτωση 2.

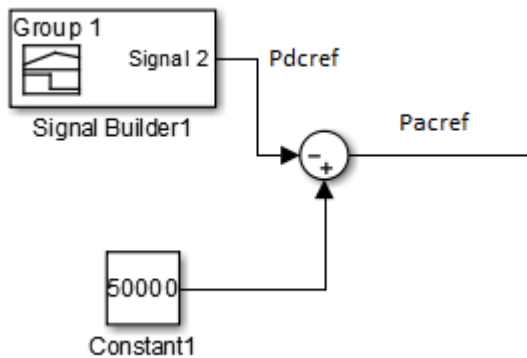
Να σημειώσουμε ότι η ζήτηση αυτή συμπεριλαμβάνει την παραγωγή των πηγών του μικροδικτύου. Δηλαδή εκφράζει τη διαφορά ζήτησης των φορτίων με την παραγωγή των μικροπηγών στο DC μικροδίκτυο. Το αρνητικό πρόσημο εκφράζει περίσσεια ενέργειας.

Για να διατηρηθεί, λοιπόν, το σταθερό προφίλ ζήτησης θα πρέπει το σύστημα να ελέγχεται έτσι ώστε η ροή ισχύος από το AC μικροδίκτυο προς το DC μικροδίκτυο να αντιδρά στις ανάγκες του DC μικροδικτύου πέρα των 50kW, ή, όταν οι ανάγκες του DC μικροδικτύου είναι λιγότερες από 50kW, η περίσσεια ενέργειας να μεταφέρεται στο AC μικροδίκτυο, όπου θα καταναλώνεται στα φορτία ή

θα αποθηκεύεται για μελλοντική χρήση. Μία τέτοια προσέγγιση προϋποθέτει, βέβαια, δυνατότητα ευελιξίας από πλευράς φορτίων και δυνατότητα αποθήκευσης ενέργειας. Καταλήγουμε, λοιπόν, ότι

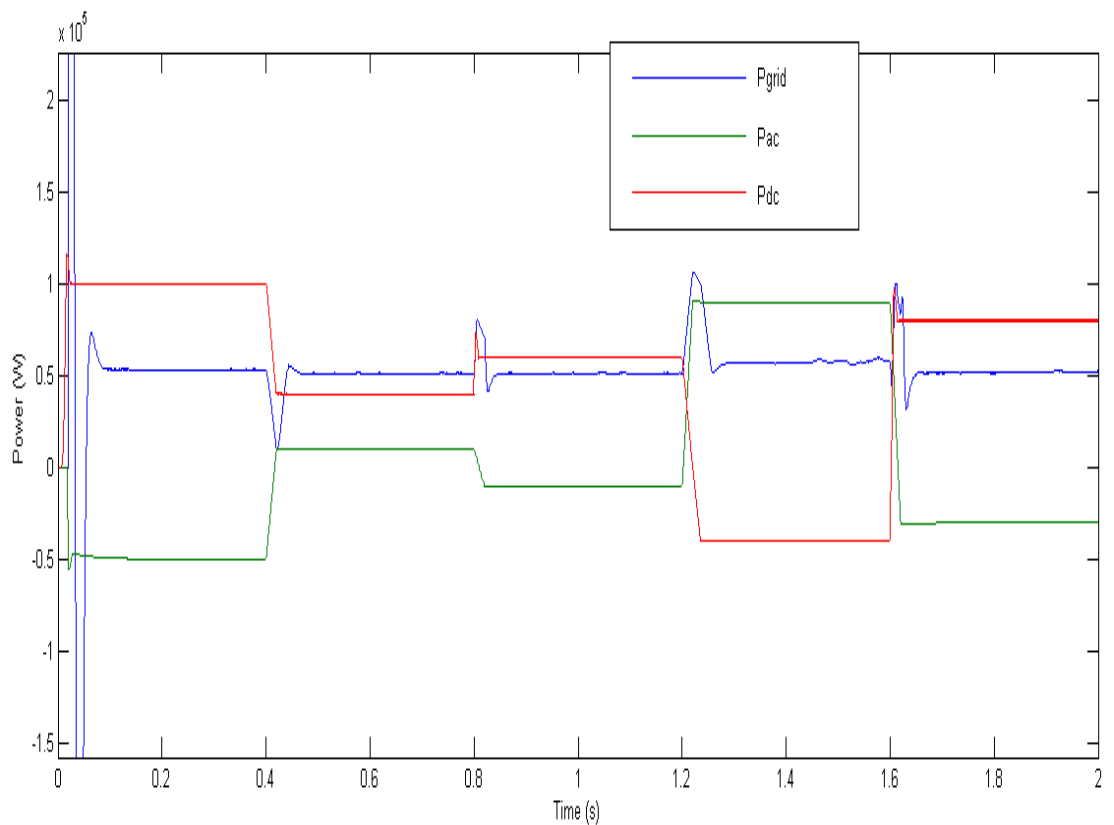
$$P_{acref} = 50000 - P_{dc} \text{ kW}$$

ή, σε μπλοκ αναπαράσταση

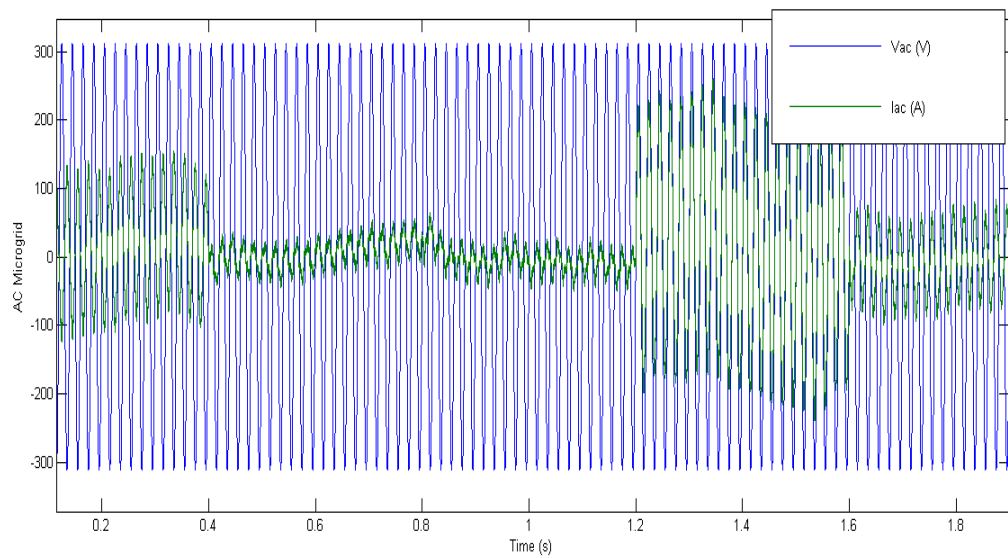


Σχήμα 5.9: Αναφορά για τον έλεγχο ενεργού ισχύος AC μικροδικτύου.

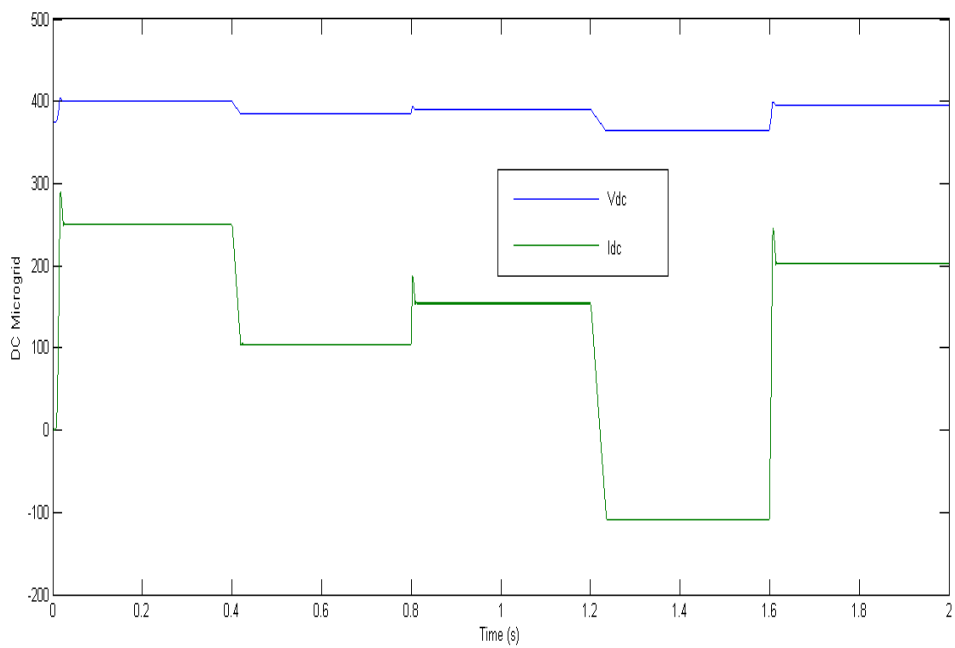
Παρακάτω παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της προσομοίωσης. Παρατηρούμε ότι πράγματι διατηρείται σταθερό προφίλ προς το δίκτυο, με πολύ γρήγορη σταθεροποίηση της ισχύος για ξαφνικές αλλαγές μέσα σε χρόνο προσομοίωσης δύο δευτερολέπτων.



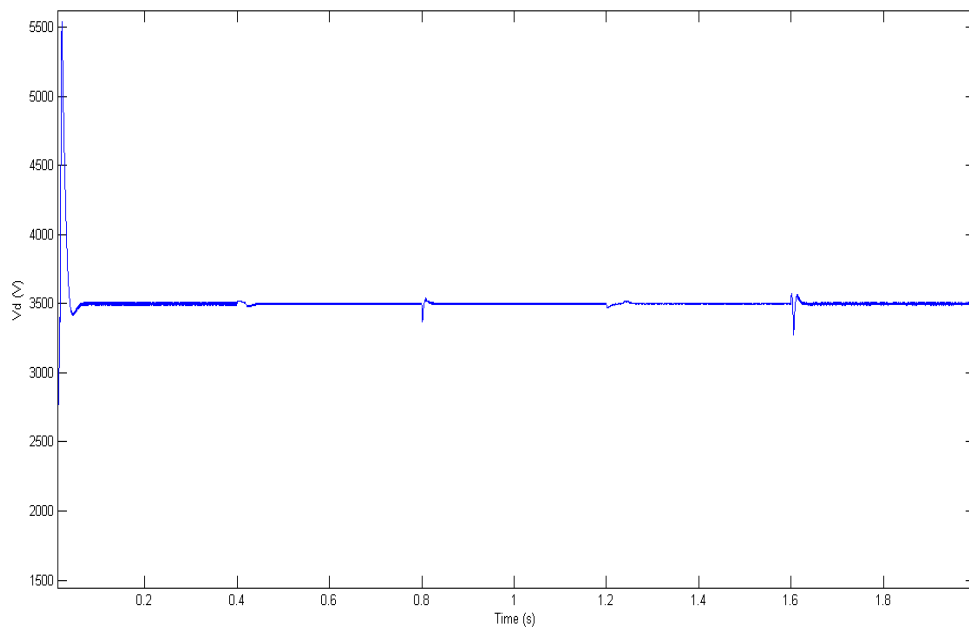
Σχήμα 5.10: Ενεργός ισχύς δικτύων για την Περίπτωση 2.



Σχήμα 5.11: Τάση και ρεύμα AC μικροδικτύου για την Περίπτωση 2.



Σχήμα 5.12: Τάση και ρεύμα DC μικροδικτύου για την Περίπτωση 2.

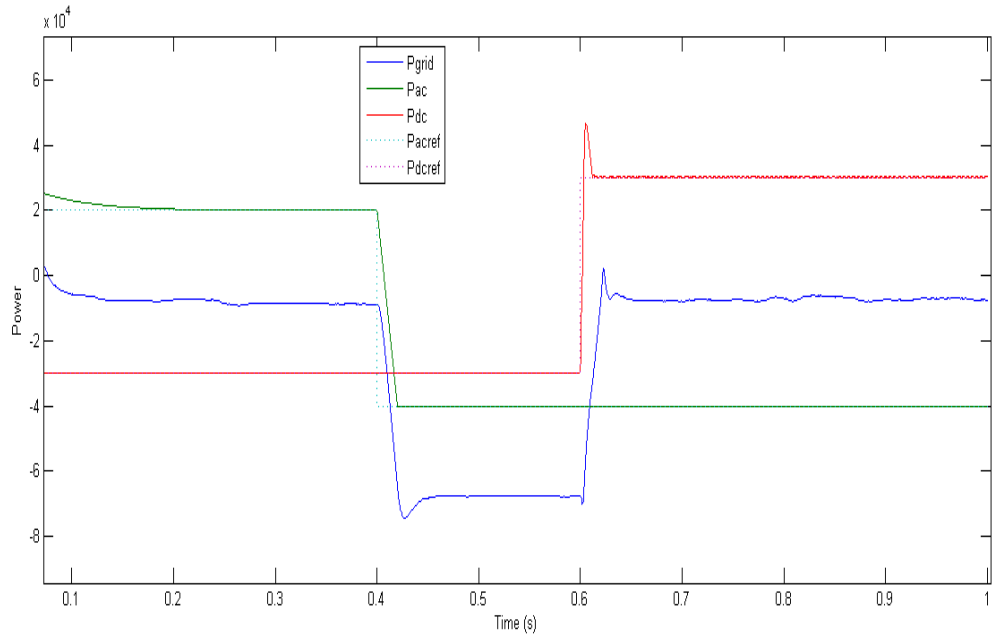


Σχήμα 5.13: Τάση του πυκνωτή dc link.

ΠΕΡΙΠΤΩΣΗ 3

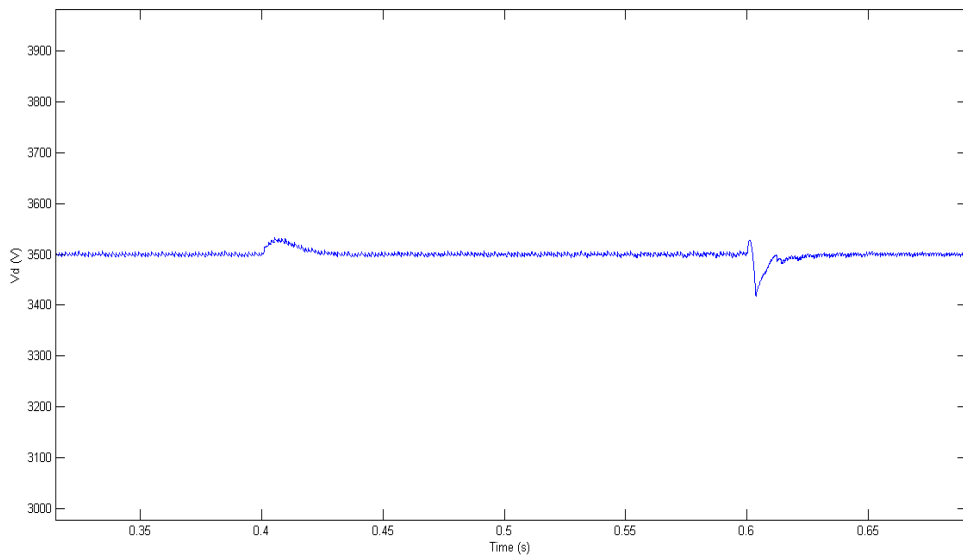
Στην τρίτη περίπτωση που θα εξετάσουμε, το μικροδίκτυο επιστρέφει ενέργεια δίκτυο. Αυτό μπορεί να συμβεί είτε αν το ένα μέρος του μικροδικτύου υπερκαλύπτει τις ανάγκες και του άλλου, είτε αν και τα δύο μέρη έχουν περίσσεια ενέργειας. Θα δούμε τη συμπεριφορά του συστήματος σε όλες αυτές τις καταστάσεις. Για την προσομοίωση υποθέτουμε ότι μέχρι τη χρονική στιγμή $t = 0.4$ στο DC μικροδίκτυο έχει περίσσεια ενέργειας 30kW και το AC μικροδίκτυο απορροφά 20kW. Ύστερα, από τη χρονική στιγμή $t = 0.4$ έως την $t = 0.6$ και το AC μικροδίκτυο επιστρέφει 40kW στο δίκτυο. Τέλος, μετά την $t = 0.6$ στο DC μικροδίκτυο απορροφά 30kW. Μέχρι την $t = 0.4$ αναμένουμε το DC μικροδίκτυο να καλύπτει τις ανάγκες του AC και να επιστρέφει στο δίκτυο $30 - 20 = 10$ kW.

Από $t = 0.4$ έως $t = 0.6$ s, το μικροδίκτυο αναμένουμε να μεταφέρει ενέργεια στο δίκτυο συνολικά $30 + 40 = 70$ kW. Τέλος, από την στιγμή $t = 0.6$ και μετά, θα πρέπει το AC μικροδίκτυο να καλύπτει το DC και να μεταφέρει προς το δίκτυο $40 - 30 = 10$ kW. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται παρακάτω:



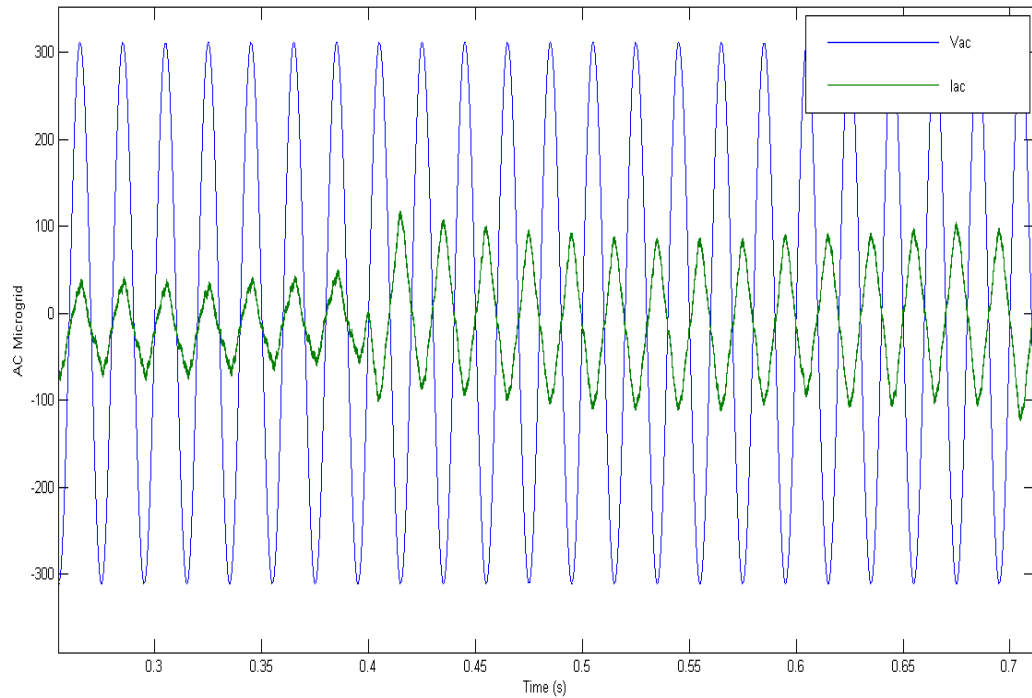
Σχήμα 5.14: Ενεργός ισχύς δικτύων για την Περίπτωση 3.

Όπως παρατηρούμε, το σύστημα προσαρμόζεται πολύ γρήγορα στις αναφορές και με ικανοποιητική ακρίβεια. Για να ελέγξουμε την ευσταθή λειτουργία του συστήματος, θα πρέπει να πιστοποιήσουμε ότι η τάση στον πυκνωτή του dc link παραμένει σταθερή.

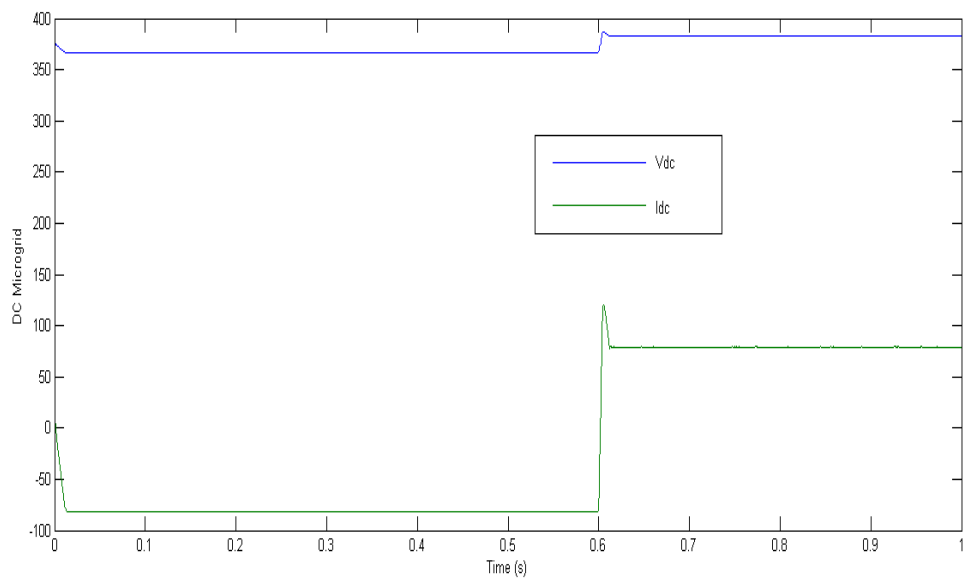


Σχήμα 5.15: Τάση του πυκνωτή dc link.

Στο Σχήμα 5.15 αποδεικνύεται και πάλι ότι η σταθερή τάση των 3.5kVεπανέρχεται πολύ γρήγορα, σε διάστημα 30-50 ms. Στα τελευταία δύο γραφήματα παρουσιάζουμε πάλι τις τάσεις και τα ρεύματα στο PCC και στην έξοδο του DC/DC μετατροπέα.



Σχήμα 5.16: Τάση και ρεύμα AC μικροδικτύου για την Περίπτωση 3.



Σχήμα 5.17: Τάση και ρεύμα DC μικροδικτύου για την Περίπτωση 3.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Συμπεράσματα και μελλοντικές κατευθύνσεις

Στο πλαίσιο αυτής της διπλωματικής εργασίας αναφερθήκαμε στη λειτουργία και τη διαχείριση ενός υβριδικού μικροδικτύου. Για το σύστημα που μελετήθηκε, το δίκτυο συνδέθηκε σε ένα τριφασικό ανορθωτή και αυτός με τη σειρά του σε έναν αντιστροφέα τάσης μέσω ενός πυκνωτή διασύνδεσης. Η δομή αυτή των μετατροπών είναι γνωστή ως back-to-back μετατροπείας. Στην έξοδο του αντιστροφέα συνδέθηκε το AC μικροδίκτυο, ενώ στον πυκνωτή διασύνδεσης δημιουργήθηκε ένας ζυγός συνεχούς τάσης δημιουργώντας έτσι το DC μικροδίκτυο και ολοκληρώνοντας την υβριδική μορφή του μικροδικτύου. Σκοπός της εργασίας είναι ο έλεγχος των μετατροπών με τέτοιο τρόπο ώστε να ρυθμίζεται η ροή ισχύος προς και από καθένα από τα δύο μικροδίκτυα. Σχεδιάστηκαν ελεγκτές ρεύματος / ισχύος σε dq0 συντεταγμένες και μοντελοποιήθηκαν σε περιβάλλον Matlab/Simulink. Έπειτα, μελετήθηκε και προσομοιώθηκε η συμπεριφορά του συστήματος σε ομαλή λειτουργία υπό όλες τις δυνατές συνθήκες, σε μεταβατικές καταστάσεις, αλλά και σε περιστάσεις ειδικών συνθηκών.

6.1 Συμπεράσματα

Με τη μελέτη των αποτελεσμάτων καταλήγουμε σε αρκετά χρήσιμα συμπεράσματα. Αρχικά, αποδείχθηκε ότι με το μετασχηματισμό των μεταβλητών σε dq0 συντεταγμένες είναι δυνατό να ελεγχθεί η ροή ισχύος μέσω απλών PI ελεγκτών. Συγκεκριμένα, δείξαμε ότι για το AC μικροδίκτυο η μεταφερόμενη ενεργός ισχύς συνδέεται με τη d-συνιστώσα του ρεύματος, ενώ η άεργος ισχύς με τη q-συνιστώσα του ρεύματος. Οι δύο αυτές συνιστώσες είναι σταθερές για σταθερή ζήτηση ή προσφορά ισχύος από το AC μικροδίκτυο, οπότε με απλή τροφοδότηση των σφαλμάτων σε PI ελεγκτές ελέγχεται η ροή ισχύος. Δεύτερον, αποδείχθηκε ότι ο μετατροπείας που ανορθώνει τη τάση του δικτύου μπορεί με κατάλληλο έλεγχο να διατηρεί τη συνεχή τάση του DC ζυγού, αλλά και να επιβάλλει λειτουργία υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Αυτό συμβαίνει επειδή οι συνιστώσες ευθύ και εγκάρσιου άξονα του ρεύματος εισόδου συνδέονται με την τάση του πυκνωτή διασύνδεσης και τη διαφορά φάσης τάσης-ρεύματος, αντίστοιχα. Είναι, λοιπόν, και πάλι αποσυμπλεγμένος ο έλεγχός τους και μπορεί να πραγματοποιηθεί με απλούς PI ελεγκτές. Τέλος, αποδείχθηκε ότι DC πηγές και φορτία μπορούν να συνδεθούν στον DC ζυγό του DC μικροδικτύου μέσω DC/DC μετατροπών και να ελεγχθεί η ροή από και προς το σύστημα μέσω του ελέγχου ολίσθησης επί επιφανείας. Ο έλεγχος αυτός συνίσταται στη δημιουργία σημείων ευστάθειας ανάλογα με τη δομή του μετατροπείας και εξαρτάται από τη στιγμιαία τιμή των ρευμάτων εισόδου και αυτεπαγωγής του μετατροπείας.

Επιπλέον, θα πρέπει να σημειώσουμε τη δυνατότητα πλήρους ελέγχου των ροών ισχύος από και προς πάσα κατεύθυνση. Η λειτουργία καθενός από τα δύο μικροδίκτυα είναι ανεξάρτητη προς το υπόλοιπο σύστημα και είναι πιθανό ένα μικροδίκτυο να παρέχει ισχύ στα τοπικά φορτία μέσω της τοπικής παραγωγής, να στηρίζεται από την κεντρική παραγωγή, ή και να έχει περίσσεια ενέργειας, όπου η περισσευόμενη ενέργεια μπορεί είτε να επιστρέφει στο δίκτυο, είτε να προμηθεύεται στο άλλο μικροδίκτυο αν υπάρχει ανάγκη. Έτσι, το υβριδικό μικροδίκτυο μπορεί να λειτουργήσει αυτόνομα σε περίπτωση βλάβης στη διανομή του κεντρικού δικτύου, με ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ των μικροδικτύων. Επίσης, τις ώρες που οι τοπικές μικροπηγές παράγουν τη μέγιστη ισχύ τους, η ενέργεια αυτή αντί να αποθηκεύεται σε υπέρογκους συσσωρευτές, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως βοήθεια προς το κεντρικό δίκτυο.

Τέλος, μπορούμε να αναγνωρίσουμε και άλλες δυνατότητες που παρέχει το υβριδικό μικροδίκτυο ως σύνολο. Όπως αποδείχθηκε και στις προσομοιώσεις, υπάρχει δυνατότητα λειτουργίας του υβριδικού μικροδικτύου με σταθερό προφίλ προς το δίκτυο. Κάτι τέτοιο απομονώνει τις διακυμάνσεις στις απαιτήσεις ισχύος εντός του μικροδικτύου, ώστε αυτές να επιλυθούν

εσωτερικά από το υβριδικό μικροδίκτυο, ενώ το κεντρικό δίκτυο το αντιμετωπίζει συνολικά ως έναν καταναλωτή με σταθερή ζήτηση ισχύος.

6.2 Μελλοντικές κατευθύνσεις έρευνας

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύχθηκε ένας αποτελεσματικός τρόπος ελέγχου για τη διαχείριση ενός υβριδικού μικροδικτύου. Παρόλα αυτά, υπάρχει μεγάλο περιθώριο περαιτέρω έρευνας, δεδομένου ότι το υβριδικό μικροδίκτυο είναι μία σχετικά νέα δομή. Συγκεκριμένα, για την προσομοίωση του συστήματος στην παρούσα εργασία, τα μικροδίκτυα μοντελοποιήθηκαν ως ιδανικές πηγές τάσης. Για μία πιο ρεαλιστική προσέγγιση, προτείνεται η μοντελοποίηση των πηγών ενέργειας στα μικροδίκτυα (ανεμογεννήτριες, φωτοβολταϊκά, κυψέλες καυσίμου κ.λ.π.) αλλά και των φορτίων στα μικροδίκτυα σε άμεση σχέση με το σύστημα που προσομοιώνεται. Με αυτόν τον τρόπο, αναμένονται αποτελέσματα πολύ κοντά στην πραγματική λειτουργία συγκεκριμένων υβριδικών μικροδικτύων. Επιπλέον, προτείνεται να αναζητηθούν τροποποιήσεις στον έλεγχο των μικροδικτύων για τη μείωση ή και την εξάλειψη των αρμονικών συνιστώσεων που εμφανίζονται στα εναλλασσόμενα ρεύματα. Επίσης, το υβριδικό μικροδίκτυο, ως μία σύγχρονη δομή, είναι απαραίτητο να αναπτυχθεί συνδυαστικά με τις σύγχρονες τεχνολογίες, όπως είναι το ηλεκτρικό όχημα. Μελέτες προβλέπουν ότι έως το 2030 τα ηλεκτρικά οχήματα θα έχουν κυριαρχήσει στην Ελλάδα. Η μπαταρία ενός τέτοιου οχήματος είναι δυνατό να φορτίσει μέσα σε λίγα λεπτά μέσω της μεθόδου ταχείας DC φόρτισης (fast-charging) σε ειδικά διαμορφωμένους σταθμούς [22]. Είναι φανερό ότι η ταυτόχρονη φόρτιση ηλεκτρικών οχημάτων μπορεί να προκαλέσει μεγάλες διακυμάνσεις στη ζήτηση ισχύος των σταθμών. Η ένταξη, όμως, των σταθμών αυτών στο υβριδικό μικροδίκτυο επιτρέπει την εξυπηρέτηση των αναγκών τους εντός του μικροδικτύου μέσω των μικροπηγών, των συσκευών αποθήκευσης ενέργειας και των ευέλικτων φορτίων. Επομένως, η επίδραση των διακυμάνσεων ζήτησης ισχύος στο δίκτυο περιορίζεται σημαντικά. Τέλος, το υβριδικό μικροδίκτυο έχει την ικανότητα να λειτουργήσει βοηθητικά προς το κύριο δίκτυο, παρέχοντας άλλες υπηρεσίες. Μία από αυτές αφορά τη ρύθμιση τάσης αδύναμων δικτύων με την έγχυση ή απορρόφηση άεργου ισχύος, μιας λειτουργίας, δηλαδή, αντίστοιχης με αυτή ενός STATCOM.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ ΚΑΙ ΔΙΚΤΥΑΚΟΙ ΤΟΠΟΙ

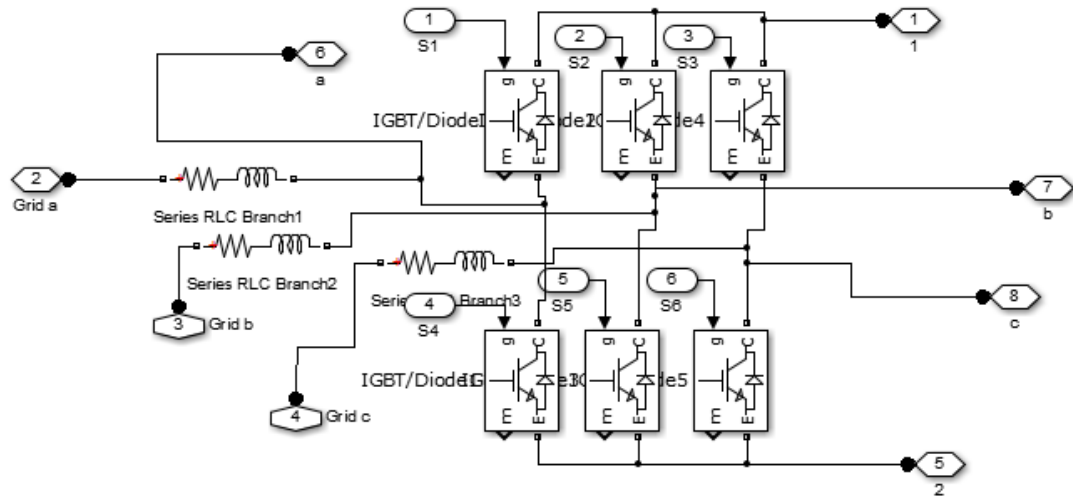
- [1] ABB Semiconductors, 100 Years ABB Power Electronics, [Online]. Διαθέσιμο: [http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/0cd8a7a43ad06f4483257b980043aac7/\\$file/ABB%20Newsletter_02-13.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/0cd8a7a43ad06f4483257b980043aac7/$file/ABB%20Newsletter_02-13.pdf) , 2/8/14.
- [2] V. Jagannathan, Power Electronics: Devices and circuits, PHI Learning Pvt. Ltd., 2011.
- [3] A. Sattar, IXYS Corporation, Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Basics, [Online]. Διαθέσιμο: http://www.ixys.com/Documents/AppNotes/IXYS_IGBT_Basic_1.pdf , 2/8/14.
- [4] Powerex Corporation, <http://www.pwr.com>.
- [5] K. Araya, DC Microgrid and Nanogrid: The Next Big Thing in the Energy Sector, [Online]. Διαθέσιμο: <http://greentechleadership.org/dc-microgrid-nanogrid-next-big-thing-energy-sector> , 3/8/14.
- [6] M. Ritwick, A Hybrid Microgrid with DC Connection at Back to Back Converters, IEEE Transactions on Smart Grid, Δεκέμβριος 2012.
- [7] K. Dai, P. Liu, Y. Kang, and J. Chen, Decoupling Current Control for Voltage Source Converter in Synchronous Rotating Frame, IEEE PEDS, pp. 39-43, ISBN 0-7803-7233-6, Indonesia, Ιανουάριος-Φεβρουάριος, 2001.
- [8] Matlab & Simulink, Control Tutorials for Matlab & Simulink, [Online]. Διαθέσιμο: <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Home> , 3/8/14.
- [9] A. VanderMeulen and J. Maurin, Current Source Inverter vs Voltage Source Inverter Topology, White Paper WP020001EN, [Online]. Διαθέσιμο: <http://www.eaton.com/ecm/groups/public/@pub/@electrical/documents/content/wp020001en.pdf> , 1/8/14.
- [10] A. Yazdani, R. Iravani, Voltage-Sourced Converters in Power Systems, Wiley/IEEE, 2010.
- [11] S. Lechtat Sanjuan, Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters: Design, simulation and implementation of a 3-phase boost battery charger, Master of Science Thesis in Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Sweden, 2010.
- [12] M. Hedlund, Design and Construction of a Bidirectional DCDC converter for an EV application, UPTEC, 2010.
- [13] Φ. Ξέπαπας, Νέα Τεχνική Ολίσθησης επί Επιφάνειας με Ασαφή Λογική για τον Έλεγχο Συστημάτων Οδήγησης Κινητήρων Επαγωγής, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ 2005.
- [14] Z. Mihailovic, Modeling and Control Design of VSI_ Fed PMSM Drive Systems with Active Load, Master Thesis Faculty of Virginia Polytechnic and State University, Blacksburg, Virginia, USA, Σεπτέμβριος, 1998.
- [15] E. Acha, V. G. Agelidis, O. Anaya-Lara, and T. J. E. Miller, Power Electronic Control in Electrical Systems, Newnes, 2002.
- [16] D. G. Holmes, T. A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice, Wiley/IEEE, 2003.

- [17] M. Saeedifard, H. Nikkhajoei, R. Iravani, and A. Bakhshai, A Space Vector Modulation Approach for a Multimodule HVDC Converter System, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 3, pp. 1643–1654, Ιούλιος 2007.
- [18] R. Wu, S. B. Dewan, and G. R. Slemon, Analysis of an AC-to-DC Voltage Source Converter Using PWM with Phase and Amplitude Control, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, pp. 355–364, Μάρτιος-Απρίλιος 1991.
- [19] Σ. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Εκδόσεις Συμμεών, ISBN 978960-7888-74-7, Αθήνα 2007.
- [20] J. Grainger, W. Stevenson Jr. , Power System Analysis, McGraw-Hill International Editions, Singapore, 1994.
- [21] A. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., S. Umans, Electric Machinery, McGraw-Hill, Sixth Edition, Singapore, 2003.
- [22] Project “MERGE”, Modeling Electric Storage Devices for EVs, www.ev-merge.eu , 30 Ιουλίου 2010.

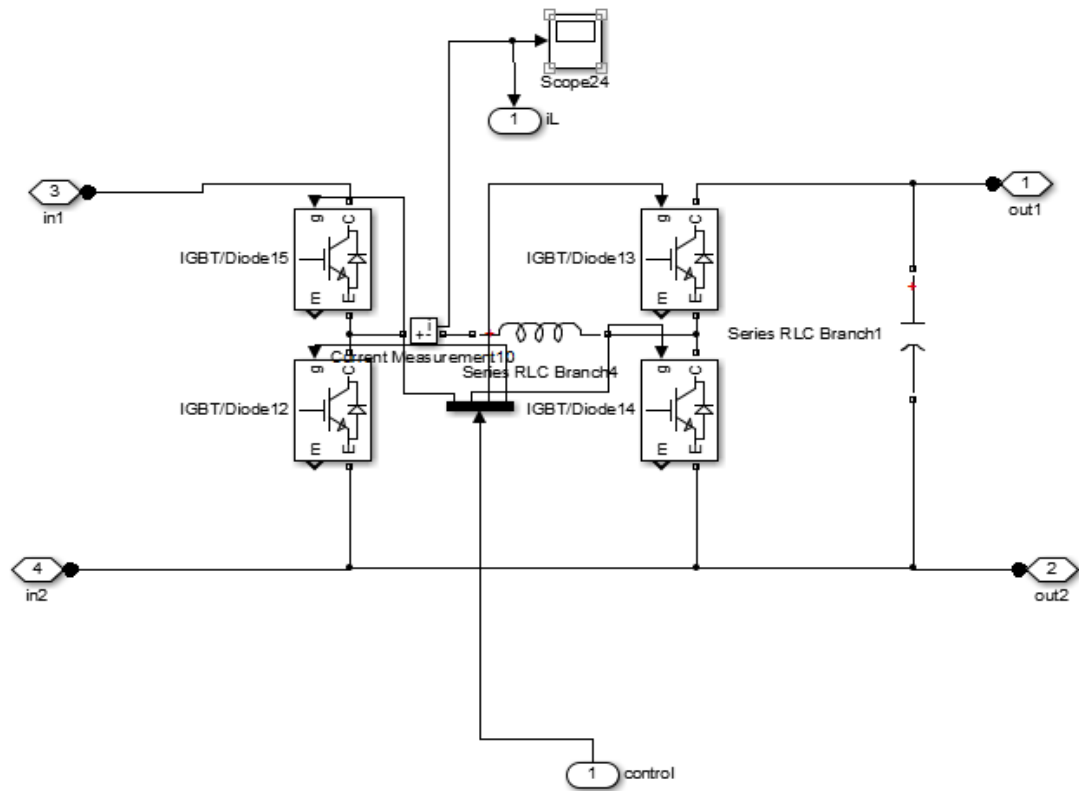
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Μοντελοποίηση Υβριδικού Μικροδικτύου στο Matlab/Simulink.

Στο παρόν παράρτημα παρατίθενται τα μοντέλα του Simulink, που συγκροτούν το υπό μελέτη υβριδικό μικροδίκτυο. Απεικονίζονται αρχικά τα μοντέλα των μετατροπέων ηλεκτρικής ενέργειας. Στο Σχήμα Π.1, φαίνεται το μοντέλο ανορθωτή/αντιστροφέα με IGBTs, ενώ στο Σχήμα Π.2 απεικονίζεται το μοντέλο του DC/DC μετατροπέα.

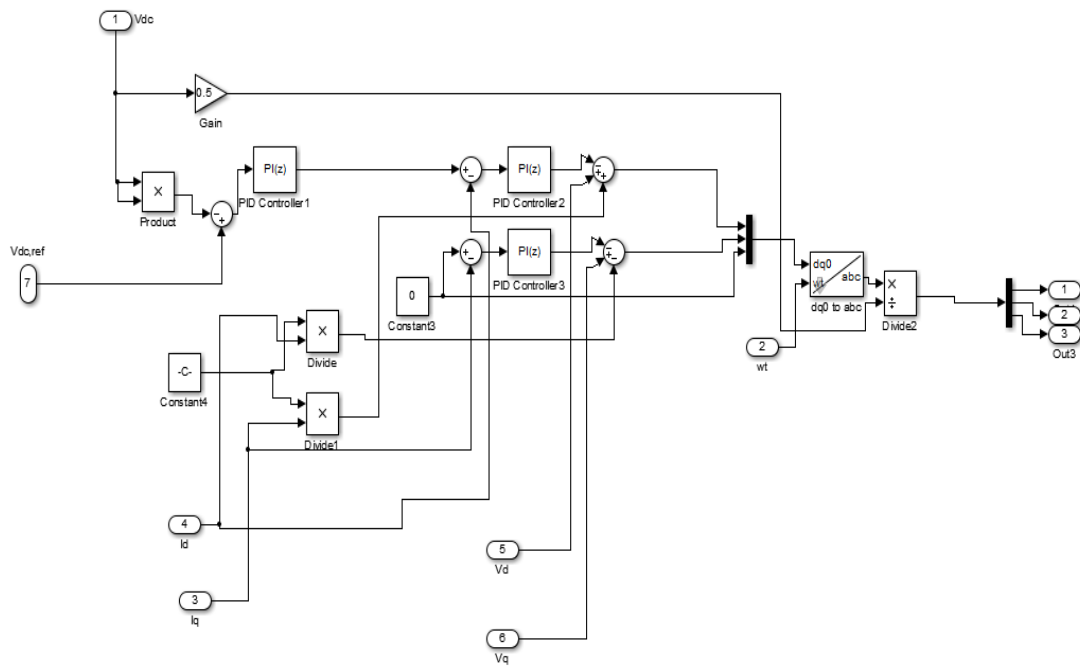


Σχήμα Π.1: Μοντέλο ανορθωτή/αντιστροφέα με IGBTs.

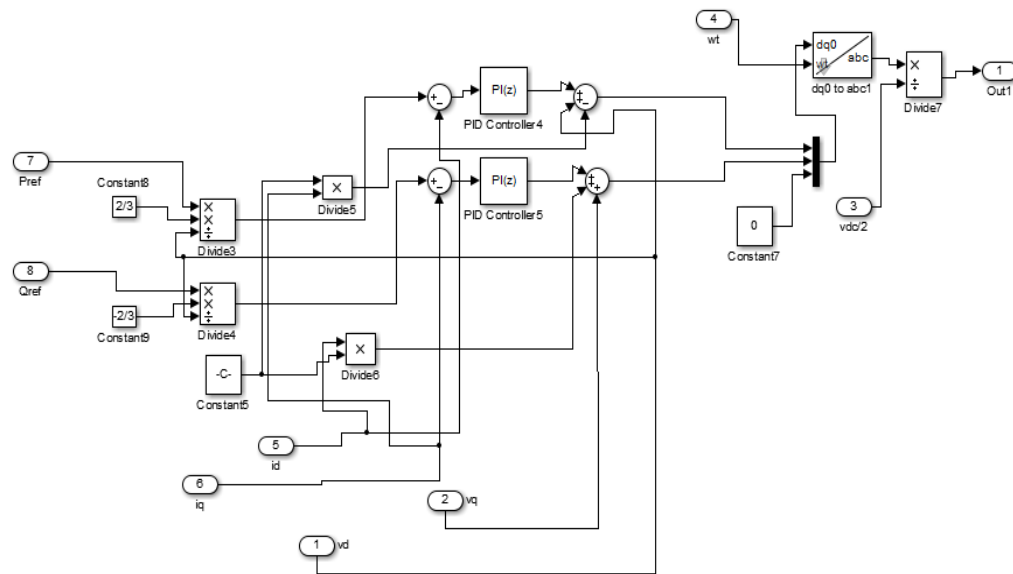


Σχήμα Π.2: Μοντέλο DC/DC μετατροπέα.

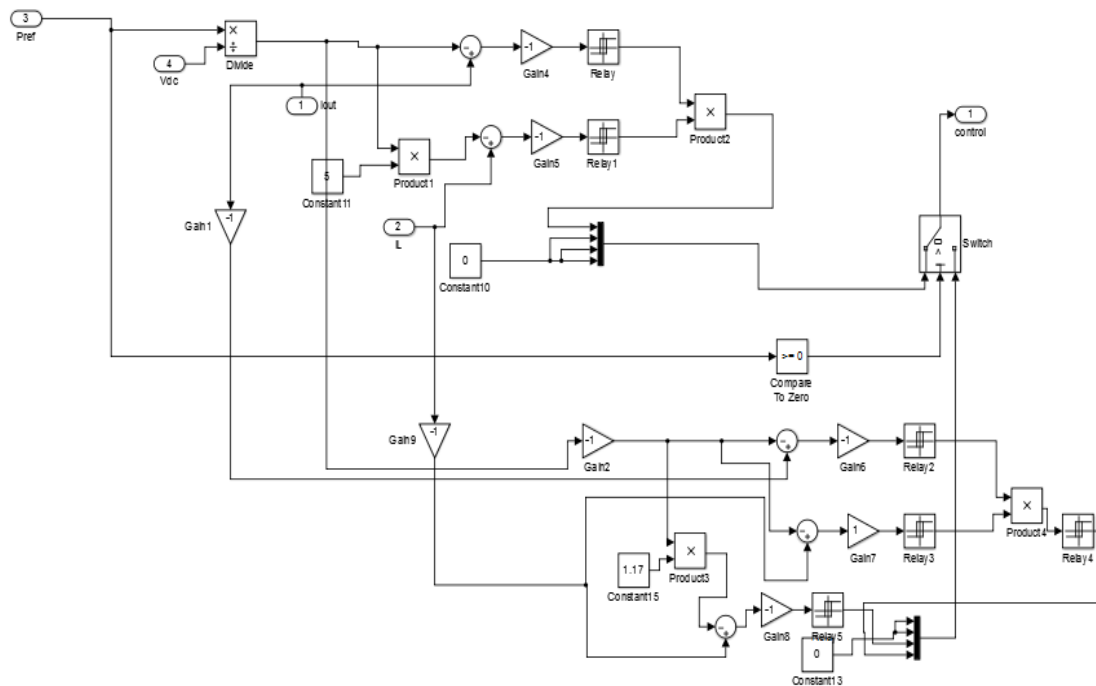
Παρακάτω δίνονται τα μοντέλα των ελεγκτών που χρησιμοποιήθηκαν, αλλά και το μοντέλο για την εφαρμογή της PWM τεχνικής.



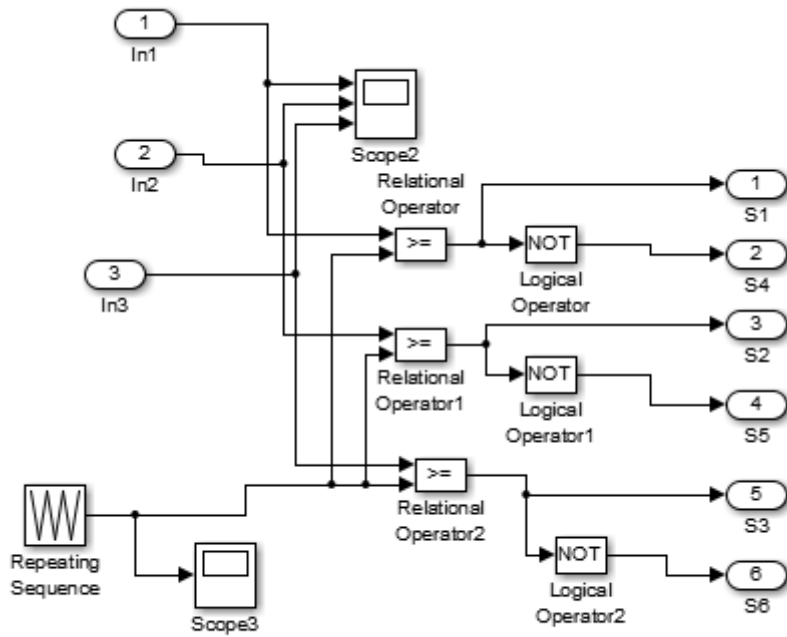
Σχήμα Π.3: Μοντέλο ελεγκτή τάσης DC link και ελεγκτών ρεύματος για τον AC/DC μετατροπέα.



Σχήμα Π.4: Μοντέλο ελεγκτών ρεύματος για τον DC/AC μετατροπέα.

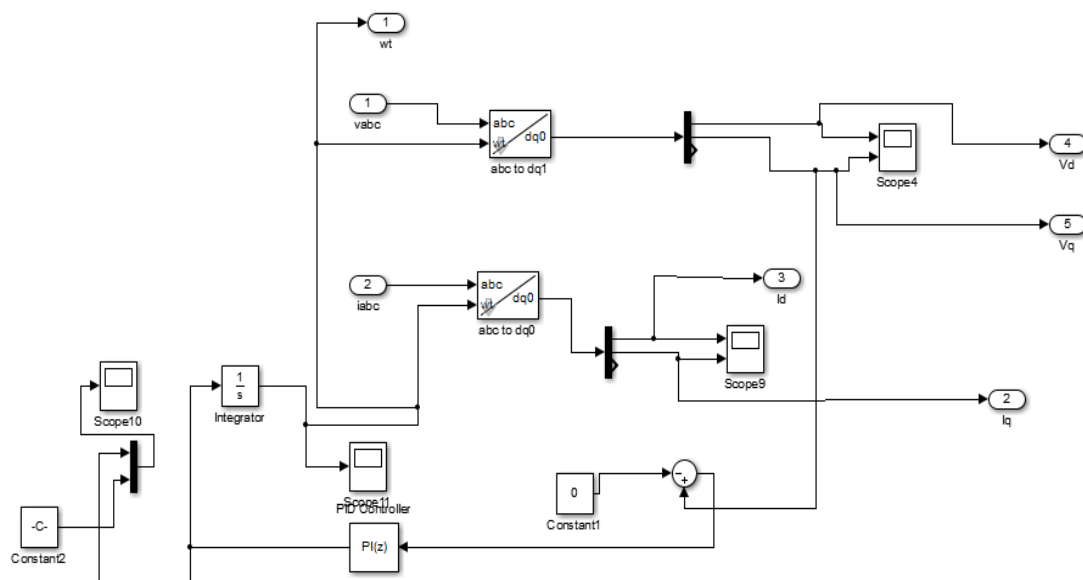


Σχήμα Π.5: Μοντέλο ελεγκτή του DC/DC μετατροπέα.



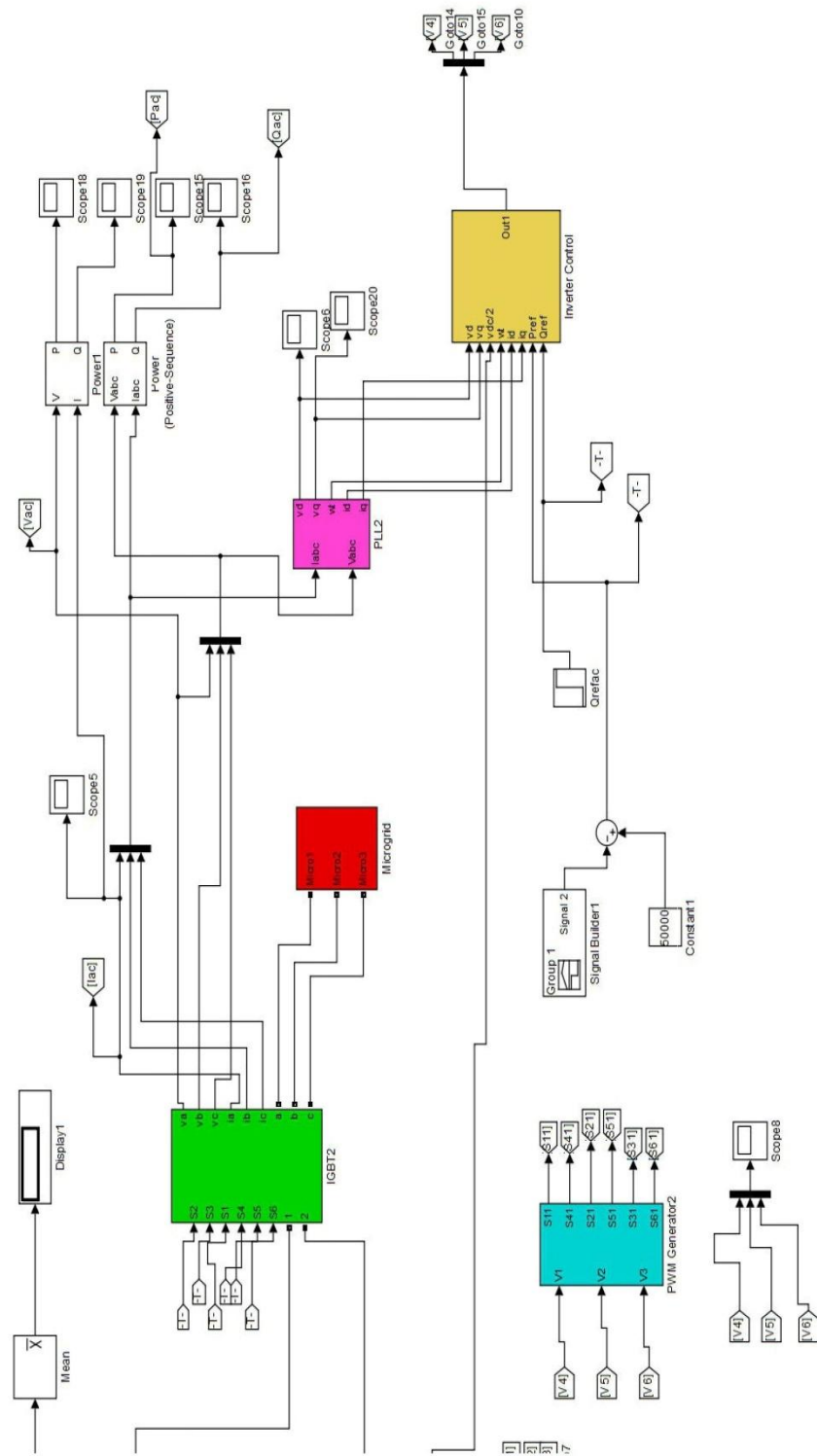
Σχήμα Π.6: Μοντέλο για την εφαρμογή της PWM τεχνικής.

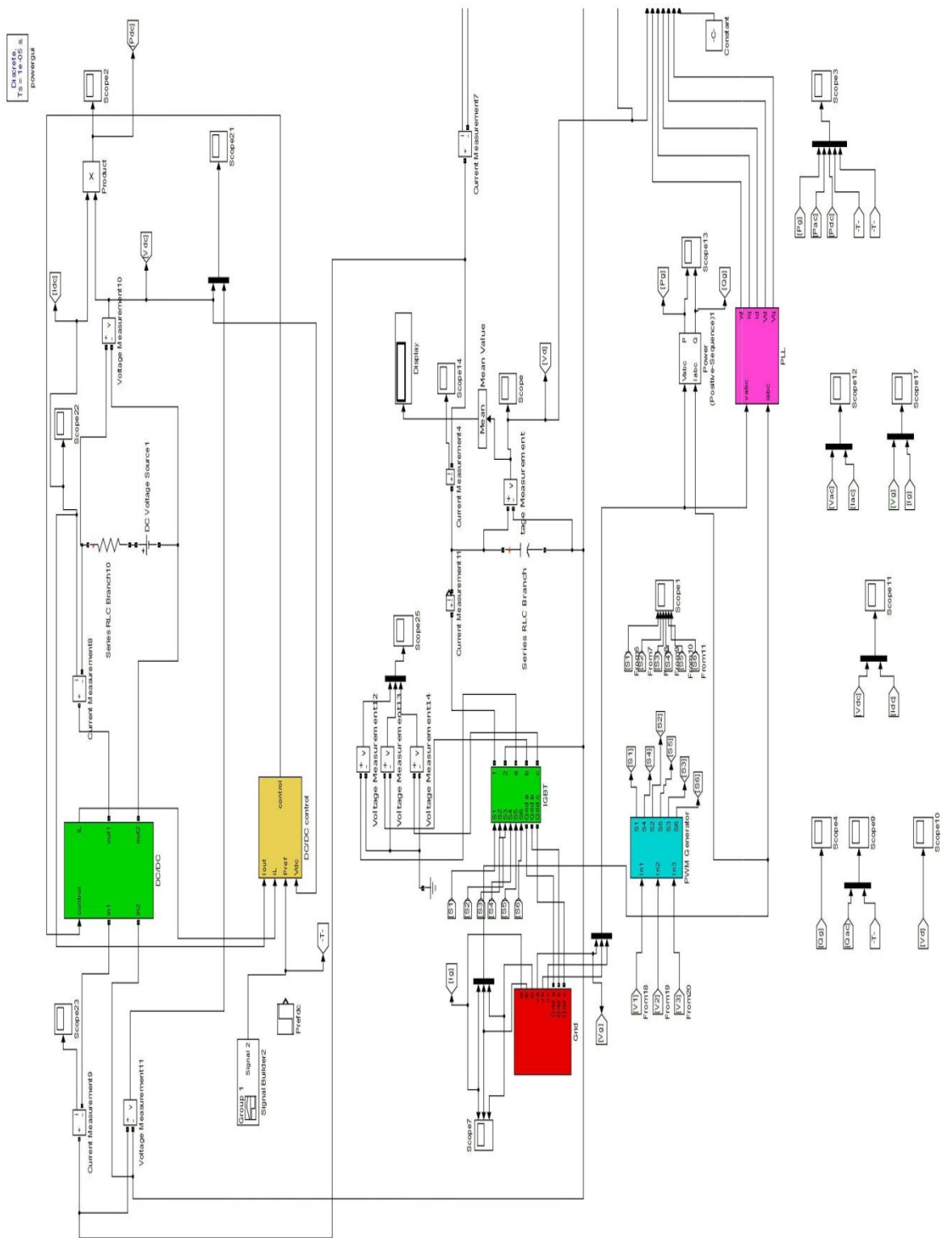
Για τον έλεγχο που παρουσιάστηκε είναι απαραίτητη η μετατροπή των μεγεθών σε σύγχρονο dq-πλαίσιο. Η διαδικασία αυτή επιτυγχάνεται μέσω του PLL, του οποίου το μοντέλο φαίνεται στο Σχήμα Π.7.



Σχήμα Π.7: Μοντέλο PLL.

Τέλος, δίνεται το συνολικό μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του συστήματος. Αποτελείται από όλα τα προηγούμενα μοντέλα που παρουσιάστηκαν, αλλά και βέβαια από τα τρία δίκτυα και τις γραμμές μεταφοράς.





Σχήμα Π.8: Συνολικό μοντέλο προσομοίωσης υβριδικού μικροδικτύου.